



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, progetto e realizzazione di un
convertitore isolato ad elevato guadagno
di tensione con corrente d'ingresso continua**

Relatore:

Ch.mo Prof. Giorgio Spiazzi

Laureando:

Mario Da Rold

Padova, 25 Ottobre 2011

ANNO ACCADEMICO 2010 - 2011

*a Denise
e ai miei genitori*

Introduzione		9
1 Convertitore boost con trasformatore e circuito risonante serie		11
1.1	Descrizione del convertitore	11
1.2	Analisi del circuito a regime	12
1.2.1	Analisi con <i>duty cycle</i> maggiore di 0.5	13
1.2.2	Analisi con <i>duty-cycle</i> minore di 0.5	20
1.2.3	Equazioni fondamentali del circuito a regime	20
1.2.4	Rapporto di conversione	25
1.2.5	Ripple di corrente in ingresso	27
1.3	Contributo dell'induttanza magnetizzante	29
1.4	Stress di tensione e corrente sui componenti	30
1.4.1	Perdite in commutazione	32
1.5	Effetto dello squilibrio dei <i>duty-cycles</i>	32
1.5.1	Correzione dei <i>duty-cycles</i>	33
1.5.2	Utilizzo di due capacità di clamp	34
1.6	Effetto dello squilibrio degli induttori	37
1.7	Conclusioni	37
2 Convertitore boost con doppio mutuo induttore		39
2.1	Descrizione del circuito	39
2.2	Analisi del circuito a regime	41
2.2.1	Analisi con <i>duty-cycle</i> > 0.5	41
2.2.2	Analisi con <i>duty-cycle</i> inferiore a 0.5	45
2.3	Rapporto di conversione	45
2.3.1	Analisi nel caso di <i>duty cycle</i> > 0.5	45

2.3.2	Analisi nel caso di <i>duty cycle</i> < 0.5	49
2.3.3	Rapporto di conversione con <i>duty-cycle</i> nell'intorno di 0.5	51
2.3.4	Rapporto di conversione complessivo	55
2.4	Stress di tensione e corrente sui componenti	56
2.4.1	Diodi	57
2.4.2	Interruttori	57
2.4.3	Mutui induttori	58
2.5	Conclusioni	58
3	Dimensionamento e scelta dei componenti	61
3.1	Scelta del circuito da implementare	61
3.2	Considerazioni preliminari sulla topologia risonante	63
3.3	Dimensionamento dei mutui induttori	66
3.3.1	Tecniche di avvolgimento e misura dell'induttanza di dispersione . .	71
3.4	Dimensionamento della topologia risonante e scelta della frequenza di com- mutazione	73
3.4.1	Scelta delle capacità di clamp	76
3.4.2	Scelta della capacità d'uscita	76
3.4.3	Scelta delle capacità in ingresso	77
3.5	Simulazione della topologia risonante	77
3.5.1	Scelta degli interruttori	78
3.5.2	Scelta dei diodi	79
3.6	Dimensionamento della topologia non risonante	79
3.6.1	Scelta delle capacità d'uscita	81
3.6.2	Calcolo dei <i>duty-cycle</i> massimo e minimo	81
3.7	Simulazione della topologia non risonante	81
4	Realizzazione del prototipo e della scheda di controllo	85
4.1	Scheda di potenza	86
4.2	Generazione dei segnali PWM	86
4.3	Regolazione dei tempi di ritardo	86
4.3.1	Dimensionamento e scelta dei componenti	88
4.4	Organizzazione delle schede	90
5	Risultati sperimentali	93
5.1	Operazioni preliminari	94
5.1.1	Collaudo dello stadio d'ingresso a vuoto	95
5.2	Test della topologia risonante a potenza intermedia: 1 kW	95
5.2.1	Verifica delle principali equazioni	95

5.2.2	Stress di tensione sui MOSFET	96
5.2.3	Analisi delle commutazioni dei MOSFET	98
5.2.4	Forme d'onda con tensione d'ingresso 50V e potenza d'uscita di 1kW	98
5.3	Test della topologia risonante a potenza nominale: 2.5kW	99
5.3.1	Analisi delle correnti in ingresso	101
5.3.2	Misura del rapporto di conversione	102
5.3.3	Misura del rendimento	106
5.3.4	Stima delle perdite del convertitore	108
5.4	Test della topologia non risonante a potenza intermedia: 1kW	112
5.4.1	Analisi delle commutazioni dei MOSFET	113
5.5	Test della topologia non risonante alla potenza nominale: 2.5kW	114
5.5.1	Analisi delle correnti in ingresso	117
5.5.2	Misura del rapporto di conversione della topologia non risonante . .	118
5.5.3	Misura del rendimento della topologia non risonante	120
5.5.4	Stima delle perdite del convertitore	121
5.5.5	Misura delle temperature del convertitore	125
Conclusioni		129
A Misura delle perdite in commutazione e della resistenza di canale dei MOSFET		131
Bibliografia		135

In questi ultimi anni lo sviluppo di nuove tecnologie per la produzione di energia elettrica, come i pannelli fotovoltaici e le celle a combustibile, permette alle singole utenze di soddisfare autonomamente i propri fabbisogni energetici ed immettere in rete l'eventuale quota parte inutilizzata. Questo fatto sta modificando il sistema di distribuzione dell'energia, passando da una situazione totalmente centralizzata, in cui la produzione è affidata a grandi centrali e le utenze sono totalmente passive, a una situazione distribuita, in cui contribuiscono anche molte fonti a bassa potenza sparse nel territorio.

La necessità di interfacciare queste fonti alla rete di distribuzione a bassa tensione richiede spesso che l'inverter sia preceduto da un convertitore continua-continua ad elevato guadagno di tensione. Si consideri ad esempio il caso di produzione di energia da pannelli fotovoltaici. Ciascun pannello presenta tipicamente una tensione d'uscita di $25 \div 50 V$ ed è in grado di sviluppare una potenza nell'ordine dei $300 W$. Per l'interfacciamento alla rete elettrica vi sono varie soluzioni. Una prima consiste nella connessione in serie dei pannelli in modo da produrre una tensione più elevata, inserendo a valle un regolatore di tensione e un inverter. Questo approccio semplifica il metodo di conversione, ma determina un degrado delle prestazioni globali, in quanto l'unità meno performante limita di fatto il funzionamento dell'intero apparato e la resistenza serie risulta più elevata.

Una soluzione più efficace consiste nel connettere i pannelli in parallelo. In questo modo essi sono vincolati ad assumere la stessa tensione ed è presumibile affermare che si trovino nelle stesse condizioni operative, dato che il punto di massimo trasferimento di potenza (*MPPT*) rimane pressochè costante al variare delle condizioni di illuminazione. Questo fatto è importante in quanto assicura che tutti i pannelli lavorino in prossimità del *MPPT* anche se sono sottoposti a condizioni ambientali leggermente diverse, ad esempio a causa di ombreggiamenti localizzati.

Il collegamento in parallelo determina che l'intero sistema costituisca di fatto una fonte di energia a bassa tensione ed elevata corrente. L'interfacciamento verso la rete elettrica

avviene utilizzando tipicamente la cascata di un convertitore DC/DC isolato ad elevato guadagno di tensione e di un *inverter*. Il primo permette di ottenere una tensione d'uscita costante di 400 V , la quale viene successivamente convertita nei 230 V a 50 Hz in sincronia con la rete elettrica.

Il convertitore DC/DC deve possedere essenzialmente le seguenti caratteristiche:

- *Elevato guadagno di tensione* (tipicamente tra 8 e 16);
- *Isolamento tra ingresso e uscita*, in modo da separare galvanicamente la sorgente dalla rete elettrica;
- *Assorbimento di corrente continua*: la minimizzazione del ripple di corrente consente ai pannelli fotovoltaici di operare il più vicino possibile al punto di massima potenza;
- *Rendimento elevato* per massimizzare il trasferimento di potenza dall'ingresso all'uscita.

In questo lavoro sono state analizzate due topologie di convertitori presenti in letteratura e compatibili con le caratteristiche desiderate. Lo studio dei due schemi ha portato allo sviluppo e alla realizzazione di un prototipo, il quale è stato predisposto e dimensionato per lavorare in differenti modalità di funzionamento. Infine, sono stati raccolti i risultati sperimentali riguardo le sollecitazioni sui componenti, il rapporto di conversione e il rendimento del convertitore, i quali hanno fatto emergere i vantaggi e gli svantaggi di ciascuna configurazione.

Convertitore boost con trasformatore e circuito risonante serie

In questo capitolo verrà analizzata una topologia di convertitore DC-DC ad elevato guadagno statico, proposto in [1]. Si procederà in primo luogo a ricavare le forme d'onda a regime e le principali equazioni del circuito. Si studieranno successivamente i fenomeni legati alle non idealità dei componenti e si proporranno delle soluzioni per il controllo.

1.1 Descrizione del convertitore

La topologia in esame, schematizzata in figura 1.1, è composta da due stadi, uno di ingresso e uno d'uscita, separati galvanicamente tra loro mediante l'ausilio di un trasformatore.

La struttura in ingresso è simile a quella di un convertitore *boost interleaved*: essa si compone cioè di due percorsi costituiti ciascuno da un induttore (L_1, L_2) e un interruttore (S_1, S_2). Gli interruttori sono pilotati da segnali PWM sfasati di mezzo periodo di commutazione. A fronte di un incremento della complessità circuitale, determinata da un maggior numero di componenti e dell'insorgenza di problematiche legate al controllo, i benefici che derivano da questa struttura sono una ripartizione della corrente d'ingresso nei due rami (minori stress nei componenti), ed una minore ondulazione della corrente assorbita dalla sorgente.

In ingresso è inoltre presente una rete di clamp attivo, composta dalla capacità C_c e dagli switch S_3 ed S_4 , ciascuno dei quali viene pilotato in maniera complementare rispetto al rispettivo switch principale. Il circuito di clamp, oltre a permettere il ricircolo della corrente degli induttori, consente di limitare la sollecitazione di tensione per i quattro interruttori al valore di U_{C_c} .

Il circuito al secondario costituisce di fatto un moltiplicatore di tensione a diodi. Il trasferimento di energia verso il carico avviene attraverso la risonanza tra l'induttanza di

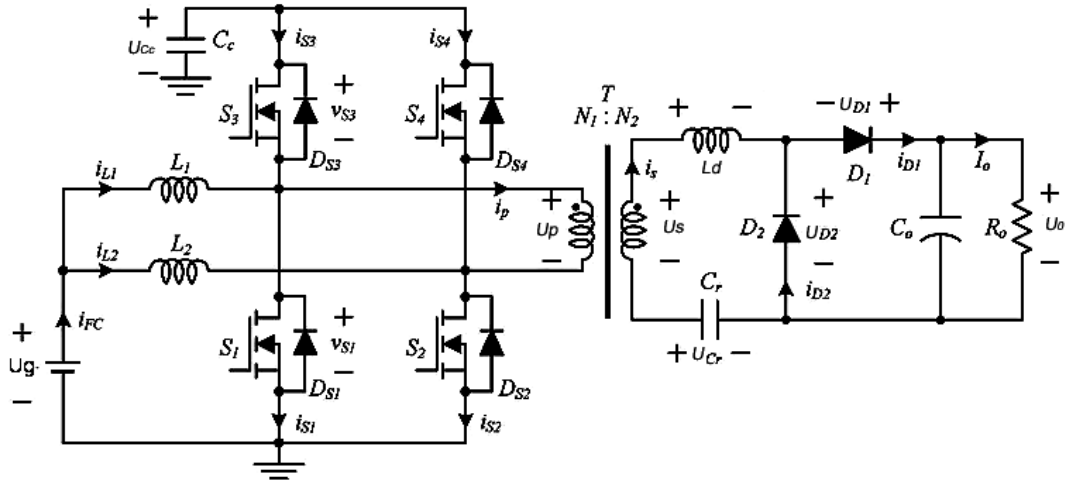


Figura 1.1: Schema circuitale con le convenzioni dei segni adottate.

dispersione del trasformatore L_d e la capacità C_r . Quando la corrente i_s è maggiore di zero, il diodo D_2 conduce e la capacità C_r si carica, mentre quando è minore di zero conduce il diodo D_1 e l'energia immagazzinata viene trasferita verso il carico. La capacità C_0 ha lo scopo di filtrare la tensione d'uscita, mantenendone il ripple entro livelli accettabili.

La presenza della rete di clamp permette inoltre l'inversione del segno delle correnti negli induttori: ciò consente al convertitore di operare in funzionamento continuo in qualsiasi condizione operativa.

1.2 Analisi del circuito a regime

In questo paragrafo verrà analizzato il comportamento del circuito a regime, ricavando l'andamento temporale delle principali forme d'onda. I calcoli che seguiranno faranno riferimento alle seguenti ipotesi:

- $U_0 =$ costante;
- $U_g =$ costante;
- $U_{Cc} =$ costante;
- induttanze uguali ($L_1 = L_2$);
- idealità dei componenti.

Si trascura l'induttanza magnetizzante del trasformatore, supponendo che essa sia percorsa da una corrente piccola rispetto a quelle in gioco. Alla fine del capitolo se ne analizzerà l'effetto sul comportamento complessivo del convertitore.

Il rapporto spire del trasformatore viene indicato con $n = \frac{N_2}{N_1}$ e con questa notazione

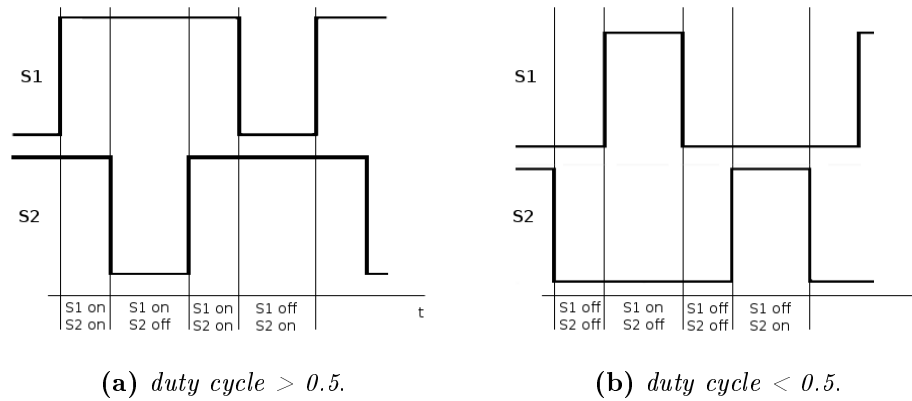


Figura 1.2: Segnali di comando degli switch S_1 ed S_2 con $d > 0.5$ e $d < 0.5$.

Tabella 1.1: Tensione applicata al primario in funzione dello stato degli switch principali.

S_1	S_2	U_p
on	on	0
on	off	U_{Cc}
off	on	$-U_{Cc}$
off	off	0

valgono le seguenti relazioni:

$$u_s = n u_p \quad , \quad i_p = n i_s \quad (1.1)$$

Osservando la figura 1.2 si nota la successione di differenti stati topologici a seconda che il *duty cycle* sia maggiore o minore di 0.5. In particolare, nel caso in cui $d > 0.5$, nel periodo di commutazione si hanno due intervalli temporali in cui entrambi gli switch principali sono chiusi, mentre se $d < 0.5$ si hanno due intervalli in cui essi sono entrambi aperti. Di seguito si dimostrerà che, nonostante questa differenza, il comportamento complessivo del circuito rimane sostanzialmente inalterato nelle due situazioni sopra descritte. Verrà perciò effettuata un'analisi dettagliata con *duty cycle* maggiore di 0.5 e successivamente si evidenzieranno le principali differenze nell'altro caso.

1.2.1 Analisi con *duty cycle* maggiore di 0.5

A seconda degli stati degli interruttori, la tensione applicata al primario può assumere i seguenti valori: 0, $+nU_{Cc}$, $-nU_{Cc}$ (tabella 1.1). Come si dimostrerà in seguito, la successione degli stati topologici è tale da produrre al secondario una tensione ad onda quadra su tre livelli.

Durante un periodo di commutazione si ha la successione di sei stati topologici, denominati di seguito con $M1, \dots, M6$. Con riferimento alla figura 1.3, che evidenzia le

principali forme d'onda, viene presentata di seguito l'analisi a regime del circuito.

Modo M1: $t_0 - t_1$

In questo stato topologico, che si protrae nell'intervallo $t_0 - t_1$, entrambi gli switch principali sono accesi. Il circuito equivalente è rappresentato in figura 1.4a. Al primario, entrambe le induttanze sono sottoposte alla tensione d'ingresso U_g , dando luogo ad un andamento linearmente crescente delle rispettive correnti.

$$i_{L1}(t) = I_{L1}(t_0) + \frac{U_g}{L_1} (t - t_0) \quad (1.2)$$

$$i_{L2}(t) = I_{L2}(t_0) + \frac{U_g}{L_2} (t - t_0) \quad (1.3)$$

La tensione al primario u_p è nulla, di conseguenza è nulla anche la tensione al secondario u_s . I diodi D_1 e D_2 risultano polarizzati inversamente e non si ha circolazione di corrente al secondario. La capacità C_r mantiene pertanto costante la propria tensione, mentre C_0 si scarica attraverso la resistenza di carico R_0 .

Modo M2: $t_1 - t_2$

All'istante $t = t_1$ lo switch S_2 si apre, e la corrente dell'induttanza L_2 forza in conduzione il diodo in anti-parallelo allo switch S_4 : l'accensione di S_4 può quindi avvenire a tensione nulla, riducendone le perdite in commutazione (ZVS-turn on). Il circuito equivalente è riportato in figura 1.4b.

Per quanto riguarda le induttanze, L_1 continua ad essere sottoposta alla tensione d'ingresso U_g , mentre la differenza di potenziale ai capi di L_2 diventa $u_{L2} = U_g - U_{Cc}$. Gli andamenti temporali delle rispettive correnti sono i seguenti:

$$i_{L1}(t) = I_{L1}(t_1) + \frac{U_g}{L_1} (t - t_1) \quad (1.4)$$

$$i_{L2}(t) = I_{L2}(t_1) + \frac{U_g - U_{Cc}}{L_2} (t - t_1) \quad (1.5)$$

La tensione al primario diventa pari a $-U_{Cc}$, di conseguenza la tensione al secondario diventa $u_s = -n U_{Cc}$. In questa situazione il diodo D_2 entra in conduzione e al secondario si instaura una risonanza tra l'induttanza di dispersione del trasformatore L_d e la capacità C_r . Con riferimento alla figura 1.5, che illustra il circuito equivalente al secondario in questa situazione, le equazioni corrispondenti sono:

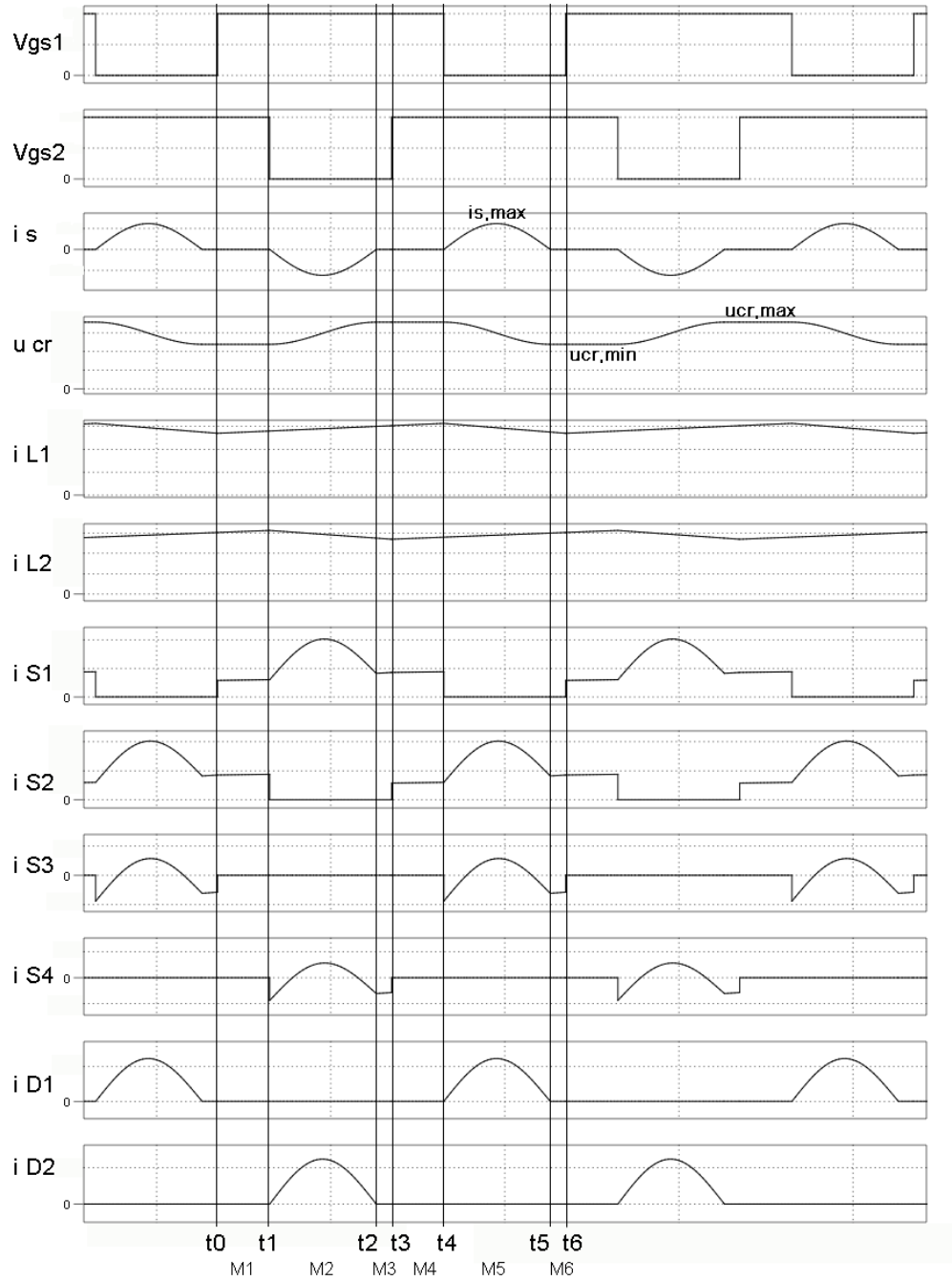


Figura 1.3: Principali forme d'onda con $duty-cycle > 0.5$.

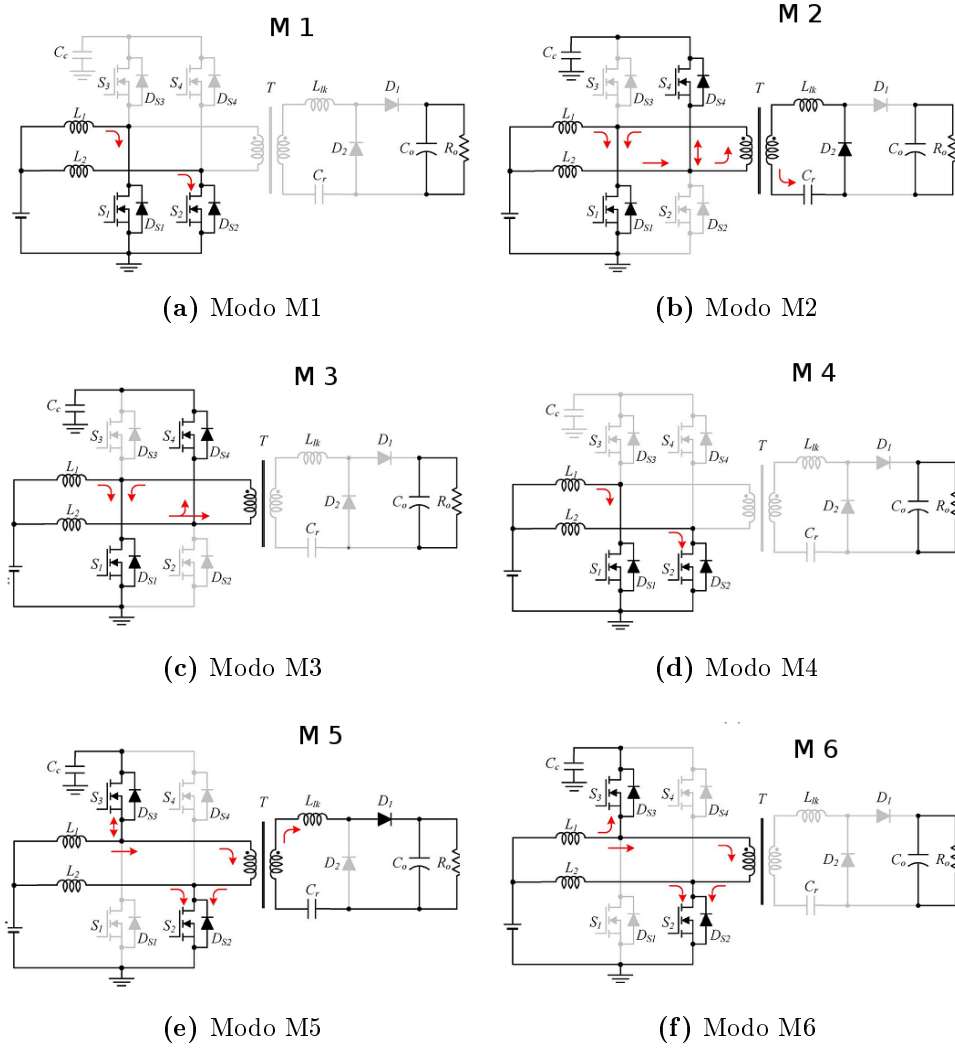


Figura 1.4: Successione degli stati topologici con *duty-cycle* maggiore di 0.5.

$$U_{Cr} - nU_{Cc} - U_{Ld} = 0 \quad (1.6)$$

$$\begin{cases} i_s(t) = -C_r \frac{du_{Cr}(t)}{dt} \\ u_{Lr}(t) = L_d \frac{di_s(t)}{dt} \end{cases} \quad (1.7)$$

Le condizioni iniziali sono le seguenti:

$$\begin{cases} i_s(t_1) = 0 \\ u_{Cr}(t_1) = U_{Cr,min} \end{cases} \quad (1.8)$$

Risolvendo il sistema di equazioni differenziali ed imponendo le condizioni iniziali si

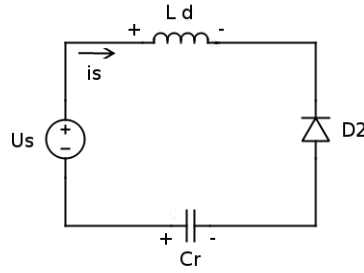


Figura 1.5: Circuito equivalente al secondario durante il modo M2.

ottengono i seguenti andamenti temporali:

$$i_s(t) = \frac{U_{C_r, \min} - n U_{C_c}}{Z_r} \sin[2\pi f_r (t - t_1)] \quad (1.9)$$

$$u_{C_r}(t) = n U_{C_c} + (U_{C_r, \min} - n U_{C_c}) \cos[2\pi f_r (t - t_1)] \quad (1.10)$$

dove $f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_d C_r}}$ e $Z_r = \sqrt{\frac{L_d}{C_r}}$.

Il Modo *M2* termina all'istante t_2 , quando la corrente al secondario si annulla, determinando lo spegnimento del diodo D_2 . Tale intervallo ha perciò una durata pari a metà periodo di risonanza:

$$t_2 - t_1 = \frac{t_r}{2} = \frac{1}{f_r} = 2\pi \sqrt{L_d C_r} \quad (1.11)$$

All'istante t_2 si hanno le seguenti condizioni:

$$\begin{cases} i_s(t_2) = 0 \\ u_{C_r}(t_2) = U_{C_r, \max} \end{cases} \quad (1.12)$$

Per quanto riguarda il diodo D_2 si osserva che la pendenza della corrente all'accensione e allo spegnimento è controllata dalla curva di risonanza. Il fenomeno del *recovery* risulta pertanto attenuato, determinando una sensibile riduzione delle perdite in commutazione. Durante questo modo di funzionamento la capacità d'uscita C_0 si scarica attraverso la resistenza di carico

Modo M3: $t_2 - t_3$

All'istante t_2 la corrente al secondario i_s si annulla, di conseguenza si annulla anche la corrente al primario del trasformatore i_p . Durante questo intervallo non si ha nessuna commutazione degli interruttori, di conseguenza le correnti sulle induttanze d'ingresso

hanno lo stesso andamento del modo $M2$.

$$i_{L1}(t) = I_{L1}(t_2) + \frac{U_g}{L_1} (t - t_2) \quad (1.13)$$

$$i_{L2}(t) = I_{L2}(t_2) + \frac{U_g - U_{Cc}}{L_2} (t - t_2) \quad (1.14)$$

Al secondario la capacità C_r mantiene costante la propria tensione $U_{C_r, max}$ e la capacità d'uscita continua a dissipare la propria energia sul carico.

Modo M4: $t_3 - t_4$

All'istante t_3 lo switch S_2 si accende, dando luogo ad una situazione topologica analoga al modo $M1$. Il circuito equivalente è rappresentato in figura 1.4d. Al primario, entrambe le induttanze sono sottoposte alla tensione d'ingresso U_g , che produce un aumento lineare delle rispettive correnti.

$$i_{L1}(t) = I_{L1}(t_3) + \frac{U_g}{L_1} (t - t_3) \quad (1.15)$$

$$i_{L2}(t) = I_{L2}(t_3) + \frac{U_g}{L_2} (t - t_3) \quad (1.16)$$

La tensione al primario u_p è nulla, di conseguenza è nulla anche u_s . I diodi D_1 e D_2 risultano polarizzati inversamente e non si ha circolazione di corrente al secondario. La capacità C_r mantiene costante la propria tensione $U_{C_r, max}$, mentre C_0 si scarica attraverso la resistenza di carico R_0 .

Modo M5: $t_4 - t_5$

All'istante t_4 l'interruttore S_1 si spegne e la corrente dell'induttanza L_1 causa l'entrata in conduzione del diodo in anti-parallelo allo switch S_3 . L'accensione di S_3 avviene quindi a tensione nulla, riducendo le perdite in commutazione (ZVS-turn on).

La tensione applicata all'induttanza L_2 è ancora pari ad U_g , mentre la differenza di potenziale ai capi di L_1 diventa $u_{L2} = U_g - U_{Cc}$. Gli andamenti delle rispettive correnti sono i seguenti:

$$i_{L1}(t) = I_{L1}(t_4) + \frac{U_g - U_{Cc}}{L_1} (t - t_4) \quad (1.17)$$

$$i_{L2}(t) = I_{L2}(t_4) + \frac{U_g}{L_2} (t - t_4) \quad (1.18)$$

La tensione al primario diventa pari a U_{Cc} , di conseguenza la tensione al secondario diventa $U_s = nU_{Cc}$. Il diodo D_1 entra in conduzione e al lato secondario si instaura una nuova

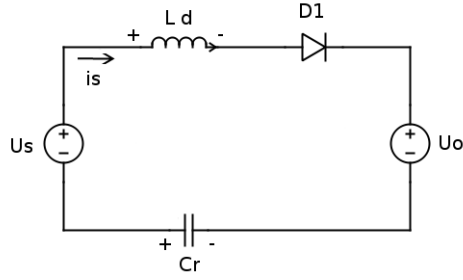


Figura 1.6: Circuito equivalente al secondario durante il modo M5.

risonanza tra l'induttanza di dispersione L_d e la capacità C_r , in maniera analoga al modo M2.

Con riferimento alla figura 1.6, che illustra il circuito equivalente al secondario, le equazioni corrispondenti sono le seguenti (come accennato all'inizio del paragrafo, si suppone che il condensatore d'uscita abbia una capacità tale da mantenere costante la propria tensione, comportandosi di fatto da generatore di tensione):

$$u_{C_r} + n U_{C_c} - U_{L_d} - U_0 = 0 \quad (1.19)$$

$$\begin{cases} i_s(t) = -C_r \frac{du_{C_r}(t)}{dt} \\ u_{L_d}(t) = L_d \frac{di_s(t)}{dt} \end{cases} \quad (1.20)$$

Le condizioni iniziali sono le seguenti:

$$\begin{cases} i_s(t_4) = 0 \\ u_{C_r}(t_4) = U_{C_r,max} \end{cases} \quad (1.21)$$

Dopo aver risolto il sistema di equazioni differenziali ed aver imposto le condizioni iniziali, si ottengono i seguenti andamenti temporali:

$$i_s(t) = \frac{n U_{C_c} - U_0 + U_{C_r,max}}{Z_r} \sin[2\pi f_r(t - t_4)] \quad (1.22)$$

$$u_{C_r}(t) = U_0 - n U_{C_c} + (n U_{C_c} - U_0 + U_{C_r,max}) \cos[2\pi f_r(t - t_4)] \quad (1.23)$$

dove $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_d C_r}}$ e $Z_r = \sqrt{\frac{L_d}{C_r}}$.

All'istante t_5 la corrente i_s si annulla, determinando lo spegnimento del diodo D_1 . Si

hanno quindi le seguenti condizioni finali:

$$\begin{cases} i_s(t_5) = 0 \\ u_{C_r}(t_5) = U_{C_r,min} \end{cases} \quad (1.24)$$

Anche il diodo D_1 si accende e si spegne con una corrente avente una pendenza imposta dalla curva di risonanza. Il fenomeno del *recovery* risulta pertanto attenuato, determinando una riduzione delle perdite in commutazione.

Durante questo modo di funzionamento la capacità d'uscita U_0 viene caricata dalla corrente risonante i_s .

Modo M6: $t_5 - t_6$

All'istante t_5 la corrente i_s si annulla. Durante questo intervallo non si ha nessuna commutazione degli interruttori, di conseguenza le correnti sulle induttanze d'ingresso hanno lo stesso andamento del modo $M5$.

$$i_{L_1}(t) = I_{L_1}(t_4) + \frac{U_g - U_{C_c}}{L_1} (t - t_4) \quad (1.25)$$

$$i_{L_2}(t) = I_{L_2}(t_4) + \frac{U_g}{L_2} (t - t_4) \quad (1.26)$$

Al secondario la capacità C_r mantiene la propria tensione $U_{C_r,min}$ e la capacità d'uscita si scarica attraverso la resistenza di carico.

1.2.2 Analisi con *duty-cycle* minore di 0.5

Quando il *duty-cycle* è minore di 0.5 si ha ancora la successione di 6 stati topologici. Le principali forme d'onda sono riportate in figura 1.7.

Come è già stato accennato, negli intervalli temporali (t_0, t_1) e (t_3, t_4) gli switch principali S_1 ed S_2 sono aperti. Questa situazione non modifica la tensione applicata al trasformatore, la quale risulta nulla come nel caso di *duty.cycle* maggiore di 0.5. Le forme d'onda al secondario rimangono perciò inalterate, e per esse valgono ancora i risultati ottenuti nel paragrafo 1.2.1. La corrente che scorre su ciascuna induttanza assume anche in questo caso un andamento lineare a tratti, aumentando durante l'accensione dello switch principale corrispondente, e diminuendo quando è acceso l'interruttore di clamp.

1.2.3 Equazioni fondamentali del circuito a regime

Elaborando i risultati ottenuti nel paragrafo precedente è possibile ricavare delle equazioni utili per il dimensionamento del circuito.

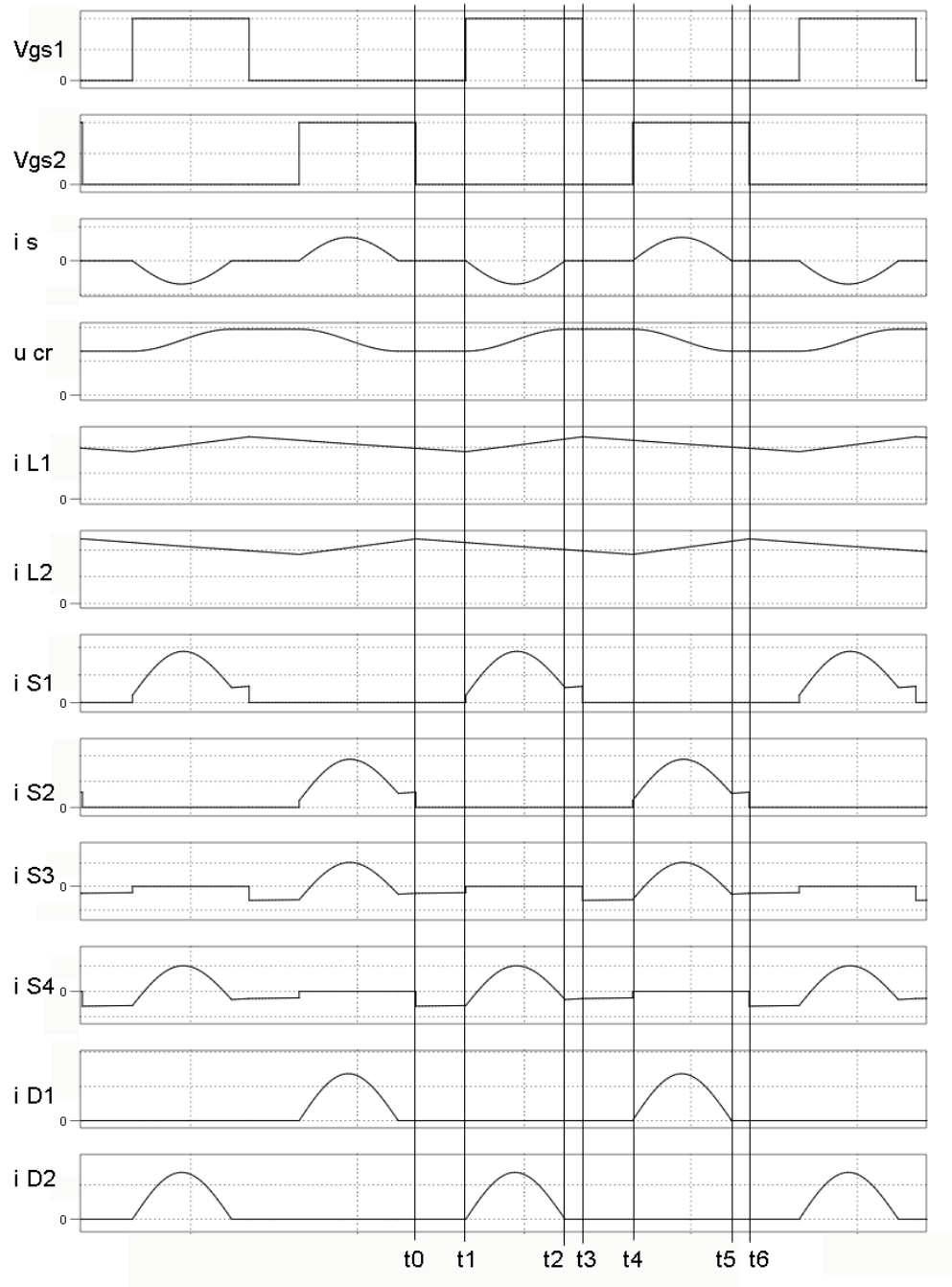


Figura 1.7: Principali forme d'onda con *duty-cycle* < 0.5.

Equazioni del circuito risonante

La capacità C_r e l'induttanza L_d costituiscono di fatto un circuito risonante serie. Durante i modi $M2$ e $M5$ precedentemente descritti, tale circuito viene eccitato, determinando un andamento sinusoidale delle rispettive tensioni e correnti.

Come si può osservare nello schema di figura 1.1, la capacità C_r risulta in serie all'avvolgimento secondario, pertanto a regime la corrente media i_s deve essere nulla:

$$\bar{i}_s = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_s dt = 0. \quad (1.27)$$

La corrente i_s risulta nulla nei modi M_1, M_3, M_4, M_6 , pertanto la (1.27) si riscrive come:

$$\int_{t_1}^{t_2} i_s dt + \int_{t_4}^{t_5} i_s dt = 0. \quad (1.28)$$

Sostituendo le equazioni (1.9) e (1.22) si ottiene:

$$\int_{t_1}^{t_2} \frac{U_{C_r, \min} - n U_{C_c}}{Z_r} \sin[2\pi f_r (t-t_1)] dt + \int_{t_4}^{t_5} \frac{n U_{C_c} - U_0 + U_{C_r, \max}}{Z_r} \sin[2\pi f_r (t-t_4)] dt = 0 \quad (1.29)$$

Si deriva quindi la seguente espressione:

$$U_{C_r, \min} - n U_{C_c} + n U_{C_c} - U_0 + U_{C_r, \max} = 0 \quad (1.30)$$

$$U_{C_r, \min} + U_{C_r, \max} = U_0 \quad (1.31)$$

Dalla (1.31) si deduce come il valor medio della tensione sulla capacità C_r sia pari a metà della tensione d'uscita:

$$\overline{U_{C_r}} = \frac{U_0}{2} \quad (1.32)$$

Nella (1.10) si impone che il valore finale della tensione u_{C_r} sia pari a $U_{C_r, \max}$:

$$u_{C_r}(t_2) = n U_{C_c} + (U_{C_r, \min} - n U_{C_c}) \cos[2\pi f_r (t_2 - t_1)] = U_{C_r, \max} \quad (1.33)$$

$$n U_{C_c} + (U_{C_r, \min} - n U_{C_c}) (-1) = U_{C_r, \max} \quad (1.34)$$

Dopo alcuni passaggi si ottiene la seguente formula, che relaziona il valore della tensione sulla capacità di clamp con quella d'uscita:

$$U_{C_c} = \frac{U_0}{2n} \quad (1.35)$$

L'ondulazione di tensione sulla capacità risonante si ricava partendo dall'osservazione che

la corrente d'uscita I_0 a regime è pari al valore medio della corrente nel diodo D_1 .

$$I_0 = \frac{U_0}{R_0} = \overline{I_{D_1}} \quad (1.36)$$

La corrente sul diodo D_1 è pari alla corrente risonante nell'intervallo $t_4 - t_5$, ed è nulla altrove.

$$I_0 = \overline{I_{D_1}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{D_1}(t) dt \quad (1.37)$$

$$\frac{U_0}{R_0} = \frac{1}{T_s} \int_{t_4}^{t_5} i_s(t) dt \quad (1.38)$$

si sostituisce la (1.22)

$$\frac{U_0}{R_0} = \frac{1}{T_s} \int_{t_4}^{t_5} \left[\frac{n U_{C_c} - U_0 + U_{C_r, \max}}{Z_r} \sin[2\pi f_r (t - t_4)] \right] dt \quad (1.39)$$

Utilizzando la (1.35) e risolvendo l'integrale

$$\frac{U_0}{R_0} = \frac{2}{T_s \frac{1}{2\pi \sqrt{L_d C_r}} \sqrt{\frac{L_d}{C_r}}} \left[-\frac{U_0}{2} + U_{C_r, \max} \right] \quad (1.40)$$

$$\frac{U_0}{2 R_0 C_r f_s} = -\frac{U_0}{2} + U_{C_r, \max} \quad (1.41)$$

$$U_{C_r, \max} = \frac{U_0}{2} \left(\frac{1}{R_0 C_r f_s} + 1 \right) \quad (1.42)$$

L'ondulazione di tensione sulla capacità risonante ΔU_{C_r} è pari a $U_{C_r, \max} - U_{C_r, \min}$. Utilizzando la relazione (1.31) nella (1.42), si ottiene:

$$\Delta U_{C_r} = \frac{U_0}{R_0 C_r f_s} \quad (1.43)$$

A fronte dei risultati precedentemente ottenuti, sostituendo le (1.35) e (1.31) nelle equazioni (1.9), (1.10) ed (1.22), (1.23) è possibile riscrivere le equazioni per il circuito risonante serie in forma più compatta.

- Intervallo $t_2 - t_3$:

$$i_s(t) = -\frac{\pi f_r U_0}{f_s R_0} \sin[2\pi f_r (t - t_1)] \quad (1.44)$$

$$u_{C_r}(t) = \frac{U_0}{2} - \frac{U_0}{2 f_s C_r R_0} \cos[2\pi f_r (t - t_1)] \quad (1.45)$$

- Intervallo $t_4 - t_5$:

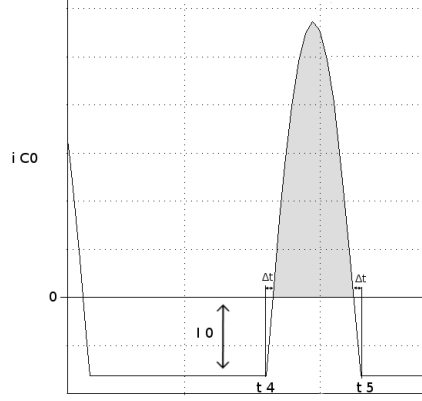


Figura 1.8: Andamento della corrente sulla capacità d'uscita.

$$i_s(t) = \frac{\pi f_r U_0}{f_s R_0} \sin [2\pi f_r (t - t_4)] \quad (1.46)$$

$$u_{C_r}(t) = \frac{U_0}{2} + \frac{U_0}{2 f_s C_r R_0} \cos [2\pi f_r (t - t_4)] \quad (1.47)$$

Ripple di tensione sulla capacità d'uscita

La corrente entrante nelle capacità d'uscita C_0 è pari alla differenza tra la corrente nel diodo D_1 e quella assorbita dal carico I_0 . La figura 1.8 illustra la forma d'onda d'interesse. Semplificando l'analisi, supponendo gli intervalli Δt trascurabili, si può stimare (per eccesso) l'ondulazione di tensione ΔU_{C_0} con la seguente formula:

$$\Delta U_{C_0} \cong \frac{1}{C_0} \int_{t_4}^{t_5} (i_s(t) - I_0) dt \quad (1.48)$$

Sostituendo la (1.46) si ottiene il seguente risultato:

$$\Delta U_{C_0} \cong \frac{1}{C_0} \int_{t_4}^{t_5} \left(\frac{\pi f_r U_0}{f_s R_0} \sin [2\pi f_r (t - t_4)] - \frac{U_0}{R_0} \right) dt \quad (1.49)$$

$$\Delta U_{C_0} \cong \frac{U_0}{R_0 C_0} \left(\frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_r} \right) \quad (1.50)$$

Ripple di tensione sulla capacità di clamp

La capacità di clamp C_C , nella successione dei sei stati topologici, è soggetta alle seguenti correnti:

- M_1 ($t_0 - t_1$): $i_{C_c}(t) = 0$
- M_2 ($t_1 - t_2$): $i_{C_c}(t) = i_{L_2}(t) + i_p(t) = i_{L_2}(t) + n \cdot i_s(t)$
- M_3 ($t_2 - t_3$): $i_{C_c}(t) = i_{L_2}(t)$

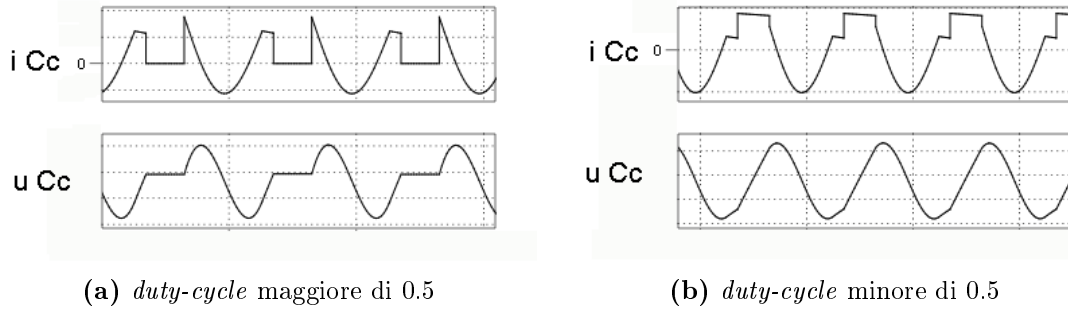


Figura 1.9: Andamento della corrente sulla capacità di clamp e del ripple di tensione in funzione del *duty-cycle*.

- M_4 ($t_3 - t_4$): $i_{C_c}(t) = 0$
- M_5 ($t_4 - t_5$): $i_{C_c}(t) = i_{L_1}(t) - i_p(t) = i_{L_1}(t) - n \cdot i_s(t)$
- M_6 ($t_5 - t_6$): $i_{C_c}(t) = i_{L_1}(t)$

La forma d'onda della corrente nella capacità di clamp, riportata in figura 1.9a, assume una frequenza pari a $2 f_s$.

L'ondulazione di tensione sulla capacità di clamp si ricava a partire dall'integrale della corrente i_{C_c} :

$$u_{C_c}(t) = \frac{1}{C_c} \int i_{C_c}(t) dt \quad (1.51)$$

Nel caso di *duty-cycle* minore di 0.5 l'ondulazione di tensione sulla capacità di clamp risulta differente. La figura 1.9b illustra le forme d'onda in esame. Durante i modi M_1 ed M_4 gli interruttori S_3 ed S_4 risultano entrambi chiusi e la corrente i_{C_c} è pari alla somma delle correnti sulle induttanze i_{L_1} e i_{L_2} : l'ondulazione di tensione risulta pertanto maggiore rispetto al caso precedente. Il funzionamento con *duty-cycle* minore di 0.5 rappresenta pertanto la situazione operativa più gravosa per la capacità di clamp e di ciò si dovrà tener conto per il dimensionamento di questo componente.

1.2.4 Rapporto di conversione

Il rapporto di conversione si ricava a partire dal bilancio di tensione sulle induttanze in ingresso L_1 ed L_2 . Ciascuna induttanza è sottoposta alla tensione d'ingresso U_g quando il corrispondente switch principale è chiuso, mentre quando è attivo l'interruttore di clamp la differenza di potenziale diventa pari a $U_g - U_{C_c}$ (figura 1.3). A regime la tensione media applicata su ciascuna induttanza deve essere nulla; si può perciò scrivere:

$$U_g \cdot dTs + (U_g - U_{C_c}) \cdot (1 - d)Ts = 0 \quad (1.52)$$

Si sostituisce ora la relazione (1.35) ottenendo:

$$U_g \cdot dT_s + \left(U_g - \frac{U_0}{2n} \right) \cdot (1-d)T_s = 0 \quad (1.53)$$

Il rapporto di conversione risulta quindi:

$$\mathbf{M} = \frac{\mathbf{U}_0}{\mathbf{U}_g} = \frac{\mathbf{2n}}{\mathbf{1-d}}$$

Tale equazione è indipendente dal fatto che il convertitore operi con *duty-cycle* maggiore o minore di 0.5 ed è costante al variare del carico.

Il rapporto di conversione calcolato risulta tuttavia valido per un intervallo limitato di valori di *duty-cycle*. Nelle precedenti analisi del circuito a regime si è infatti supposto che la durata dei modi M_1 e M_5 sia tale da garantire al circuito risonante il completamento di mezzo periodo di risonanza. Ciò si traduce in un limite minimo dell'intervallo temporale in cui gli stati degli switch S_1 ed S_2 sono complementari (figure 1.3 e 1.7). Traducendo in formule, i limiti sono i seguenti:

- $(1-d)T_s > \frac{T_r}{2}$ quando il *duty-cycle* è maggiore di 0.5
- $dT_s > \frac{T_r}{2}$ quando il *duty-cycle* è minore di 0.5.

Sostituendo $T_r = \frac{1}{f_r} = 2\pi\sqrt{L_d C_r}$ si ottengono le seguenti condizioni che fissano un intervallo di valori di *duty-cycle* all'interno dei quali l'equazione del rapporto di conversione precedentemente ricavata è valida:

$$\begin{cases} 1-d > \pi f_s \sqrt{L_d C_r}, & \text{se il } \textit{duty-cycle} \text{ è maggiore di } 0.5, \\ d > \pi f_s \sqrt{L_d C_r}, & \text{se il } \textit{duty-cycle} \text{ è minore di } 0.5. \end{cases} \quad (1.54)$$

I due vincoli, come è semplice verificare, sono simmetrici rispetto a $d = 0.5$. Si noti che l'intervallo di validità della formula aumenta all'aumentare della frequenza di risonanza, con lo svantaggio di accrescere gli stress di corrente sui componenti, in quanto aumenta il picco di corrente i_s .

Qualora il convertitore operi con *duty-cycle* al di fuori dei limiti precedentemente ricavati, oltre a non risultare più valida la formula del rapporto di conversione, le perdite dei diodi D_1 e D_2 aumentano. La commutazione in spegnimento, infatti, avviene con una derivata di corrente più elevata, accentuando il fenomeno del *recovery inverso*. Questo fatto, oltre ad aumentare la potenza dissipata da tali componenti, determina una riduzione delle prestazioni del convertitore in termini di rendimento.

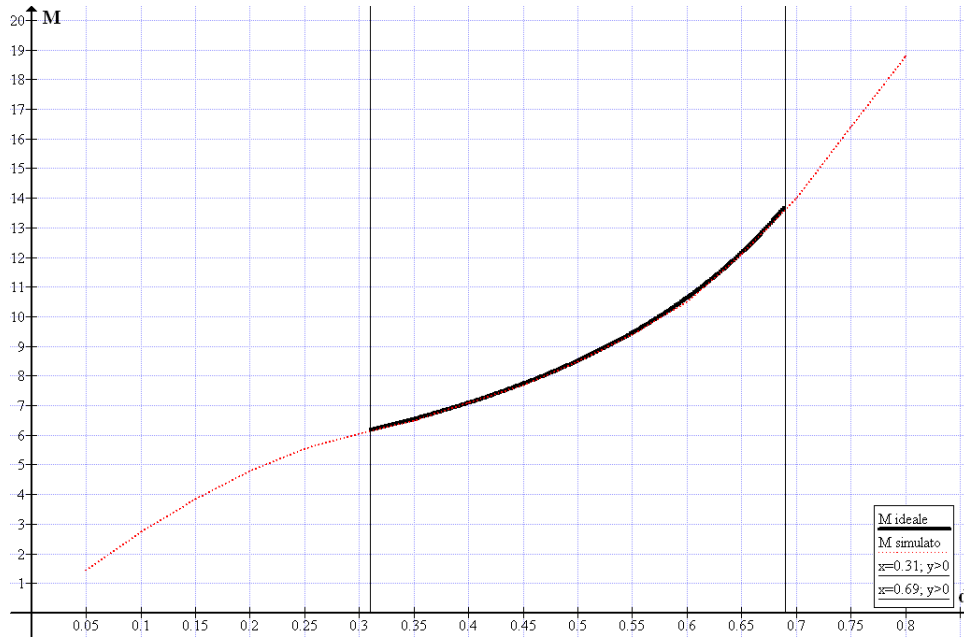


Figura 1.10: Confronto tra il rapporto di conversione calcolato (traccia nera) con quello ottenuto tramite simulazione (traccia rossa).

La figura 1.10 illustra il confronto tra il rapporto di conversione calcolato e quello ottenuto tramite simulazione. I valori scelti dei componenti impongono un *duty-cycle* minimo di 0.31 e massimo di 0.69. Si noti la sovrapposizione delle curve all'interno dell'intervallo.

1.2.5 Ripple di corrente in ingresso

Un aspetto importante da valutare è l'entità dell'ondulazione della corrente assorbita dal convertitore. L'andamento temporale di questa grandezza è differente a seconda che il *duty-cycle* sia maggiore o minore di 0.5.

L'andamento delle correnti negli induttori in ingresso è già stato studiato a pagina 25. Di seguito si ipotizzerà che il valore dell'induttanza L_1 sia uguale a quello di L_2 .

$$L_1 = L_2 = L \quad (1.55)$$

Considerando che da un punto di vista operativo il convertitore dovrà mantenere la tensione d'uscita costante a fronte di variazioni della tensione d'ingresso, il ripple massimo di corrente sulle induttanze è dato dalla seguente espressione, che è valida per ogni valore di *duty-cycle*:

$$\Delta I_L = \frac{U_0}{2n f_s L} d(1-d) \quad (1.56)$$

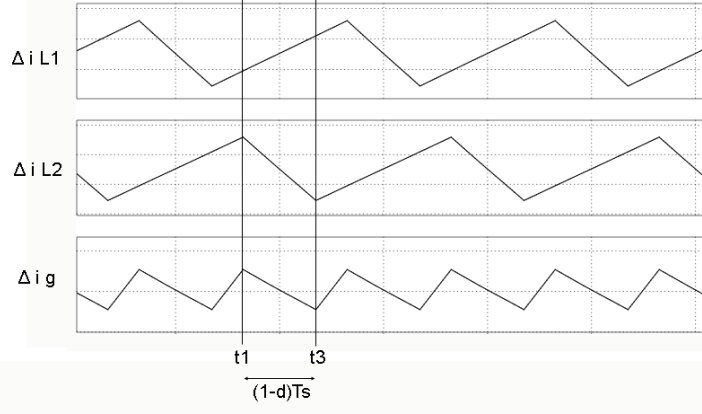


Figura 1.11: Ripple di corrente negli induttori e in ingresso per $d > 0.5$.

Differenziando tale equazione rispetto a d , si ottiene che il ripple di corrente su ciascuna induttanza è massimo per $d = 0.5$ e vale:

$$\Delta I_{L,max} = \frac{U_0}{8 n f_s L} \quad (1.57)$$

Per calcolare il ripple di corrente in ingresso ΔI_g è necessario discriminare le modalità di funzionamento con *duty-cycle* maggiore o minore di 0.5. Nel primo caso, illustrato in figura 1.11, esso si ricava analizzando l'andamento temporale di i_g nell'intervallo $t_1 - t_3$.

$$\Delta I_g = |\Delta I_{L_1} + \Delta I_{L_2}| (1 - d) T_s \quad (1.58)$$

$$\Delta I_g = \left| U_g L + \frac{U_g - U_{Cc}}{L} \right| (1 - d) T_s \quad (1.59)$$

Utilizzando la formula del rapporto di conversione (1.2.4) e la relazione (1.35) si ottiene:

$$\Delta I_g = \frac{U_0}{2 n f_s L} |1 - 2d| (1 - d) \quad (1.60)$$

Differenziando questa equazione rispetto al *duty cycle* (con $d > 0.5$) si ottiene che l'ondulazione massima della corrente in ingresso si ha per $d = 0.75$ e vale:

$$\Delta I_{g,max} = \frac{U_0}{16 n f_s L} \quad (1.61)$$

Quando il *duty cycle* è uguale a 0.5 si ha l'annullamento del ripple di corrente in ingresso.

Nel caso di funzionamento con *duty-cycle* minore di 0.5 l'intervallo $t_1 - t_3$ assume durata pari a dT_s , quindi il ripple di corrente si calcola come:

$$\Delta I_g = |\Delta I_{L_1} + \Delta I_{L_2}| d T_s \quad (1.62)$$

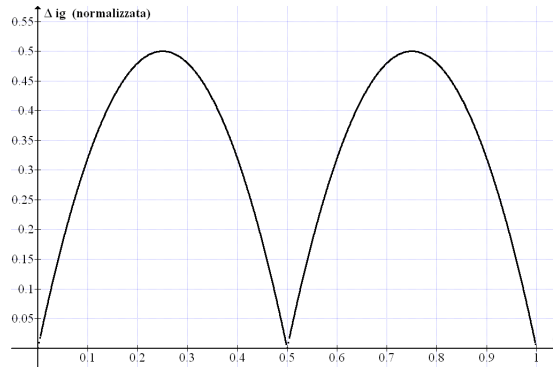


Figura 1.12: Ondulazione di corrente in ingresso normalizzata rispetto a $\Delta I_{L,max}$, in funzione del *duty-cycle*.

$$\Delta I_g = \left| U_g L + \frac{U_g - U_{Cc}}{L} \right| d T_s \quad (1.63)$$

Procedendo in maniera analoga al caso precedente, l'espressione finale risulta:

$$\Delta I_g = \frac{U_0}{2 n f_s L} |1 - 2d| d \quad (1.64)$$

Il ripple massimo di corrente si ha per $d = 0.25$ e vale:

$$\Delta I_{g,max} = \frac{U_0}{16 n f_s L} = \frac{\Delta I_{L,max}}{2} \quad (1.65)$$

La figura 1.12 riassume graficamente i risultati ottenuti e si osserva che operando con valori di *duty-cycle* nell'intorno di 0.5 il circuito assorbe dalla sorgente una corrente pressoché continua.

1.3 Contributo dell'induttanza magnetizzante

Il modello del trasformatore utilizzato finora, al fine di semplificare l'analisi, include solamente l'induttanza di dispersione. Si vuole ora introdurre anche il contributo dell'induttanza magnetizzante per valutarne l'effetto sul funzionamento complessivo del circuito. L'andamento temporale della corrente magnetizzante, illustrato in figura 1.13 è lineare a tratti ed è riassunto dalla seguente equazione:

$$i_{L_m}(t) = i_{L_m}(t_0) + \frac{u_p}{L_m}(t - t_0) \quad (1.66)$$

dove u_p rappresenta la tensione applicata al primario del trasformatore, la quale, come si può osservare presenta media nulla.

L'ondulazione di corrente magnetizzante, nel caso di *duty-cycle* maggiore di 0.5, si

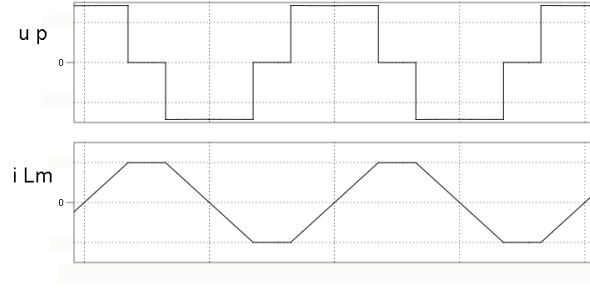


Figura 1.13: Andamento temporale della tensione al primario del trasformatore e della corrente nell'induttanza magnetizzante.

ricava facilmente come:

$$\Delta I_{L_m} = \frac{U_{Cc}}{L_m}(1-d)T_s \quad (1.67)$$

Sostituendo la relazione (1.35) si giunge alla seguente equazione:

$$\Delta I_{L_m} = \frac{U_0}{2n L_m}(1-d)T_s = \frac{U_g}{L_m}T_s \quad (1.68)$$

Nel caso di funzionamento con *duty-cycle* minore di 0.5, l'ondulazione diventa:

$$\Delta I_{L_m} = \frac{U_0}{2n L_m}dT_s = \frac{U_g}{L_m} \frac{d}{1-d}T_s \quad (1.69)$$

La corrente magnetizzante non ha alcun effetto sul funzionamento del circuito risonante al secondario. Per quanto riguarda la situazione al primario, si ha un aumento dello stress di corrente negli switch e del ripple di tensione sulla capacità di clamp, dato che essi vengono interessati da una corrente maggiore.

1.4 Stress di tensione e corrente sui componenti

Sfruttando i risultati ottenuti nell'analisi a regime del circuito, si ricavano gli stress sui vari componenti in situazione stazionaria. Queste informazioni risulteranno utili per il dimensionamento del convertitore. La figura 1.3 illustra le forme d'onda citate in seguito.

Induttori

La corrente media su ciascun induttore, grazie alla struttura *interleaved*, è pari alla metà della corrente in ingresso.

Trasformatore

L'avvolgimento secondario del trasformatore è soggetto alla corrente risonante i_s e il primario, trascurando l'induttanza magnetizzante, è sottoposto alla corrente i_s amplificata

del rapporto spire n .

Interruttori

La corrente su ciascun interruttore principale è data dalla somma di tre contributi (secondo le convenzioni adottate):

- corrente dell'induttore,
- corrente magnetizzante,
- corrente al secondario riflessa al primario ($i_p = n i_s$)

$$i_{S1,S2} = i_L - i_{L_m} - i_p \quad (1.70)$$

Semplificando l'analisi assumendo che la somma dei primi due contributi della (1.70) sia costante, il che equivale a considerare il valore medio della corrente nell'induttore maggiore della somma del ripple e della corrente magnetizzante, si giunge alla seguente espressione:

$$i_{S1,S2} \simeq \overline{I}_L - i_p \quad (1.71)$$

Sfruttando le relazioni: $M = \frac{U_0}{U_g} = \frac{I_g}{I_0}$, $\overline{I}_L = \frac{I_g}{2}$ e la (1.44), si ottiene

$$\widehat{I}_{S1,S2} = \frac{U_0}{R_0} \frac{M}{2} + n \frac{U_0 \pi f_r}{f_s R_0} \quad (1.72)$$

$$\widehat{I}_{S1,S2} = \frac{U_0}{2R_0} \left(M + \frac{n 2\pi f_r}{f_s} \right) \quad (1.73)$$

La precedente espressione esprime in forma generale il valore di picco di corrente sugli switch principali. Come si può notare, esso cresce all'aumentare della frequenza di risonanza e del rapporto spire.

Gli interruttori di clamp, in conduzione, sono percorsi da una corrente minore rispetto agli switch principali, in quanto la corrente riflessa al primario i_p si sottrae alla corrente nell'induttore.

Grazie al circuito di clamp, la tensione massima risulta pari a U_{Cc} per tutti gli switch.

Diodi

Per quanto riguarda i diodi, essi sono sottoposti ad una tensione massima pari a quella d'uscita, mentre in conduzione sono percorsi ciascuno da una semionda della corrente risonante i_s . La corrente media nei diodi si calcola come:

$$\overline{I}_D = \frac{1}{T_s} \int_{T_s} i_s(t) dt \quad (1.74)$$

$$\overline{I}_D = \frac{1}{T_s} \int_{\frac{t_r}{2}} \frac{\pi f_r U_0}{f_s R_0} \sin(2\pi f_r t) dt \quad (1.75)$$

	S_1	S_{C1}	S_2	S_{C2}
<i>Turn ON</i>	<i>hard</i>	<i>ZVS</i>	<i>hard</i>	<i>ZVS</i>
<i>Turn OFF</i>	<i>hard</i>	<i>ZVS</i>	<i>hard</i>	<i>ZVS</i>

Tabella 1.2: Tipologia delle commutazioni degli interruttori.

$$\overline{I_{D1}} = \overline{I_{D2}} = \frac{U_0}{R_0} = I_0 \quad (1.76)$$

La corrente media nei diodi è quindi pari alla corrente di carico, come è facile verificare osservando che la corrente media nelle capacità deve risultare nulla a regime. Il valore efficace si ricava dal valore efficace della corrente risonante come $i_{s,eff}/\sqrt{2}$.

1.4.1 Perdite in commutazione

I mosfet di clamp si accendono e si spengono mentre il corrispondente diodo in antiparallelo è in conduzione, determinando commutazioni a tensione nulla (ZVS-turn on).

Le commutazioni degli interruttori principali sono di tipo *hard* sia per l'accensione che per lo spegnimento. Le perdite in commutazione, in questo caso, sono mitigate solamente dalla limitazione della tensione imposta dalla capacità di clamp. Questi concetti sono riassunti nella tabella 1.2.

Come precedentemente analizzato, le perdite in commutazione dei diodi dovute al fenomeno del *recovery* sono attenuate in quanto la corrente presenta una pendenza controllata dalla risonanza.

1.5 Effetto dello squilibrio dei *duty-cycles*

Un aspetto importante da valutare è l'analisi del comportamento del convertitore qualora i *duty-cycles* nei due rami presentino delle dissimmetrie. Tale situazione si verifica comunemente durante il normale funzionamento del circuito, ad esempio a causa di rumore, offset e squilibri nei modulatori PWM. Risulta pertanto necessario verificare la risposta del sistema a questo tipo di non idealità e trovare eventualmente delle soluzioni per il controllo.

Nell'analisi teorica che segue si suppone il *duty-cycle* d_2 maggiore di d_1 ; il caso opposto darà dei risultati analoghi per la simmetria del circuito. Di particolare interesse è la forma d'onda di tensione applicata al primario del trasformatore, illustrata in figura 1.14. Si nota che, con uno squilibrio dei *duty-cycles*, essa presenta un valore medio non nullo. Questo fatto risulta deleterio per il trasformatore, in quanto determina una deriva incontrollata della corrente magnetizzante, con conseguente saturazione del nucleo magnetico. Si giunge quindi alla conclusione che questa topologia non è in grado di lavorare in catena aperta. Le soluzioni per porre rimedio a questo problema sono essenzialmente due:

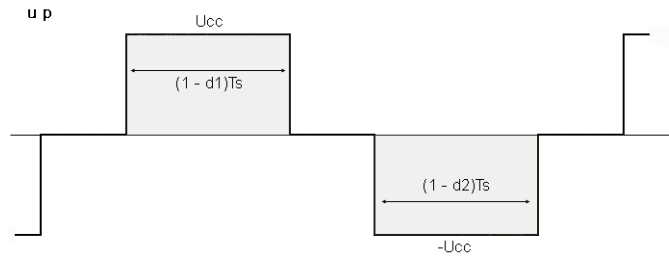


Figura 1.14: Andamento temporale della tensione applicata al primario del trasformatore u_p .

- utilizzare un controllo in grado di correggere i *duty-cycles*, in modo da mantenere nullo il valore medio della corrente magnetizzante del trasformatore;
- rendere i due rami tra loro indipendenti, utilizzando due capacità di clamp distinte.

1.5.1 Correzione dei *duty-cycles*

Il controllo proposto si basa sull'osservazione che la deriva del valore medio della corrente magnetizzante del trasformatore è diretta conseguenza dello squilibrio dei *duty-cycles*.

L'informazione sulla corrente magnetizzante è ricavabile a partire dalla misura di corrente i_t sull'avvolgimento primario del trasformatore. Quest'ultima è pari alla somma della corrente magnetizzante e della corrente i_p , la quale ha media nulla (per la presenza della capacità C_r in serie al secondario). Integrando il segnale misurato si ottiene pertanto il valore medio della corrente magnetizzante; questa informazione viene utilizzata per correggere lo squilibrio dei *duty-cycles* secondo lo schema a blocchi proposto in figura 1.15. Le due gambe del convertitore sono pilotate da due modulatori PWM aventi le portanti a forma d'onda triangolare e sfasate tra loro di mezzo periodo di commutazione. I segnali modulanti provengono dallo stesso riferimento comune, al quale viene sottratto o sommato un termine correttivo costituito dall'uscita dell'integratore.

Il principio di funzionamento può essere spiegato dal seguente esempio. Con riferimento alla figura 1.14, si supponga che, a seguito di una perturbazione, il *duty-cycle* d_2 sia maggiore di d_1 . L'intervallo $(1 - d_2)$ diventa perciò minore dell'intervallo $(1 - d_1)$, di conseguenza la tensione media al primario assume valore positivo, determinando una crescita del valore medio della corrente magnetizzante. L'uscita dell'integratore, che rappresenta il termine correttivo, è perciò anch'essa crescente e va rispettivamente a sommarsi alla modulante dello switch S_1 e a sottrarsi a quella di S_2 : in questo modo il *duty-cycle* d_1 viene aumentato e d_2 diminuito. Il sistema si porta all'equilibrio quando l'uscita dell'integratore è costante, cioè quando la corrente magnetizzante ha valore medio nullo.

Questo rappresenta di fatto un controllo di corrente a catena chiusa ed è pertanto soggetto a problemi di stabilità. Può risultare quindi necessario attuare delle tecniche

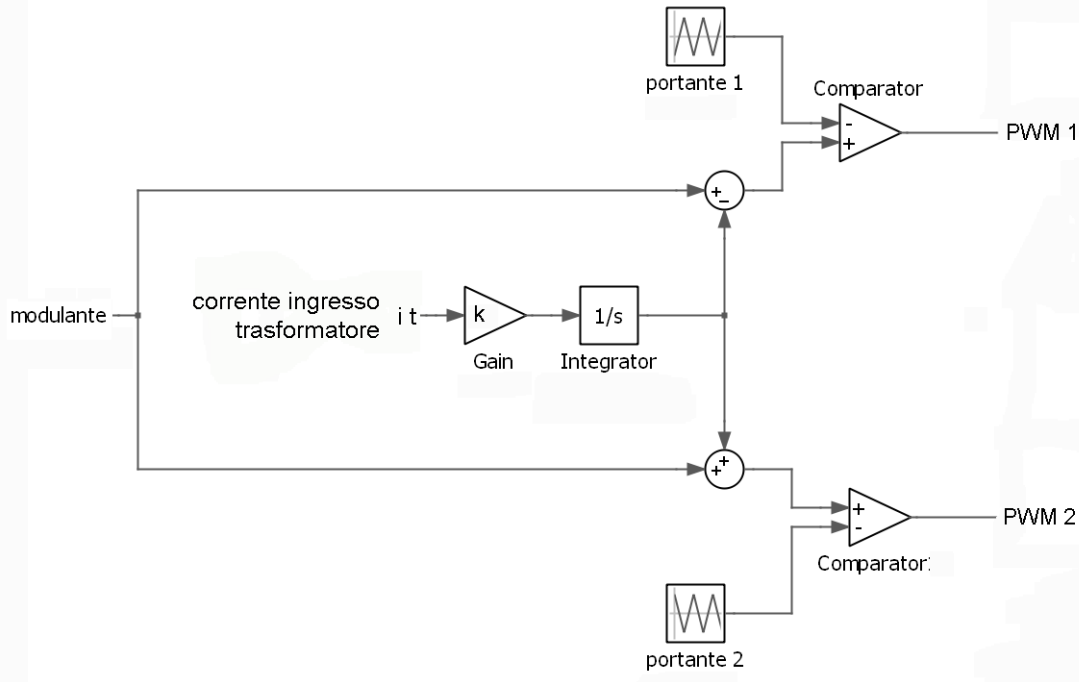


Figura 1.15: Schema a blocchi del controllo della corrente media assorbita dal trasformatore.

di compensazione, come ad esempio l'inserimento di un guadagno in serie all'integratore (regolatore di tipo PI).

1.5.2 Utilizzo di due capacità di clamp

Un ulteriore accorgimento per prevenire la deriva incontrollata della corrente magnetizzante consiste nel disaccoppiare le due gambe al primario utilizzando due capacità di clamp distinte e di uguale valore, come illustrato in figura 1.16. Imponendo che la tensione media applicata ad ogni induttore sia nulla, si ottengono le seguenti relazioni:

$$U_g \cdot d_1 + (U_{C_{c1}} - U_g) \cdot (1 - d_1) = 0 \quad (1.77)$$

$$U_{C_{c1}} = \frac{U_g}{1 - d_1} \quad (1.78)$$

$$U_g \cdot d_2 + (U_{C_{c2}} - U_g) \cdot (1 - d_2) = 0 \quad (1.79)$$

$$U_{C_{c2}} = \frac{U_g}{1 - d_2} \quad (1.80)$$

Con questo accorgimento le tensioni assunte dalle capacità di clamp risultano tra loro indipendenti e si assestano a valori tali da rendere nullo il valore medio della tensione applicata al primario, come è facile verificare osservando la figura 1.14. Conseguentemente la corrente magnetizzante non diverge.

Simulando il circuito con *duty-cycles* leggermente differenti (tipicamente gli scostamen-

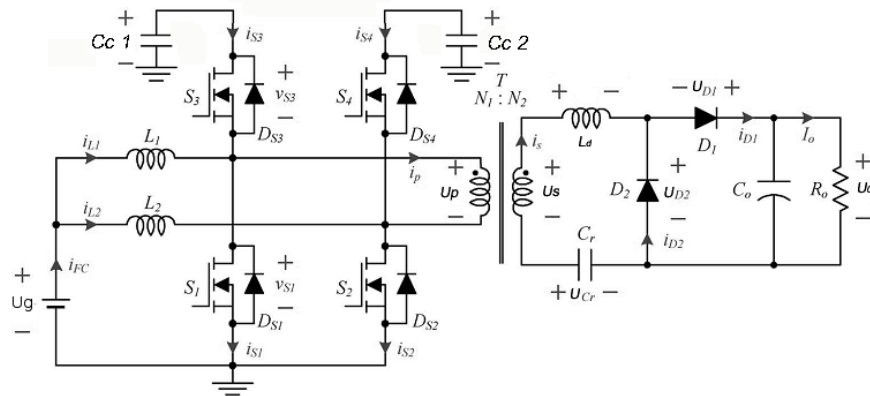


Figura 1.16: Variazione topologica del convertitore proposta: utilizzo di due capacità di clamp distinte.

ti nella realtà sono nell'ordine dell'1-2%), si ottiene che le correnti medie negli induttori sono identiche, mentre la corrente magnetizzante si assesta ad un valore medio diverso da zero, seppure di entità modesta in confronto al relativo ripple.

L'utilizzo di due capacità di clamp anziché di una, se da un lato grava sul costo del convertitore, dall'altro garantisce un corretto funzionamento del circuito anche con i *duty-cycles* leggermente differenti senza ricorrere a circuiti di controllo. Questo rappresenta senza dubbio un grosso vantaggio dal punto di vista implementativo, tale da rendere questa variazione topologica di gran lunga preferibile rispetto allo schema proposto in partenza.

Il trasformatore dovrà essere dimensionato prevedendo un valore medio di corrente magnetizzante non nullo, ricorrendo eventualmente all'introduzione di un traferro nel nucleo magnetico.

Controllo della tensione delle capacità di clamp

Sebbene il circuito con due capacità di clamp sia in grado di raggiungere l'equilibrio a seguito di una dissimmetria nei *duty-cycles*, il valor medio dell'induttanza magnetizzante del trasformatore, non è nullo, e aumenta all'aumentare della differenza tra d_1 e d_2 . Qualora questo effetto non sia accettabile per il funzionamento del convertitore, è possibile ricorrere ad una tecnica di controllo per correggere lo squilibrio dei *duty-cycles*. Lo schema a blocchi del controllo, del tutto simile a quello del paragrafo 1.5.1, è illustrato in figura 1.17. Il principio di funzionamento si basa sulla correzione dei segnali modulanti. Lo squilibrio dei *duty-cycle* si traduce in una differenza tra le tensioni delle capacità di clamp, infatti:

$$U_{C_{c1}} = \frac{U_g}{1 - d_1} \quad e \quad U_{C_{c2}} = \frac{U_g}{1 - d_2} \quad (1.81)$$

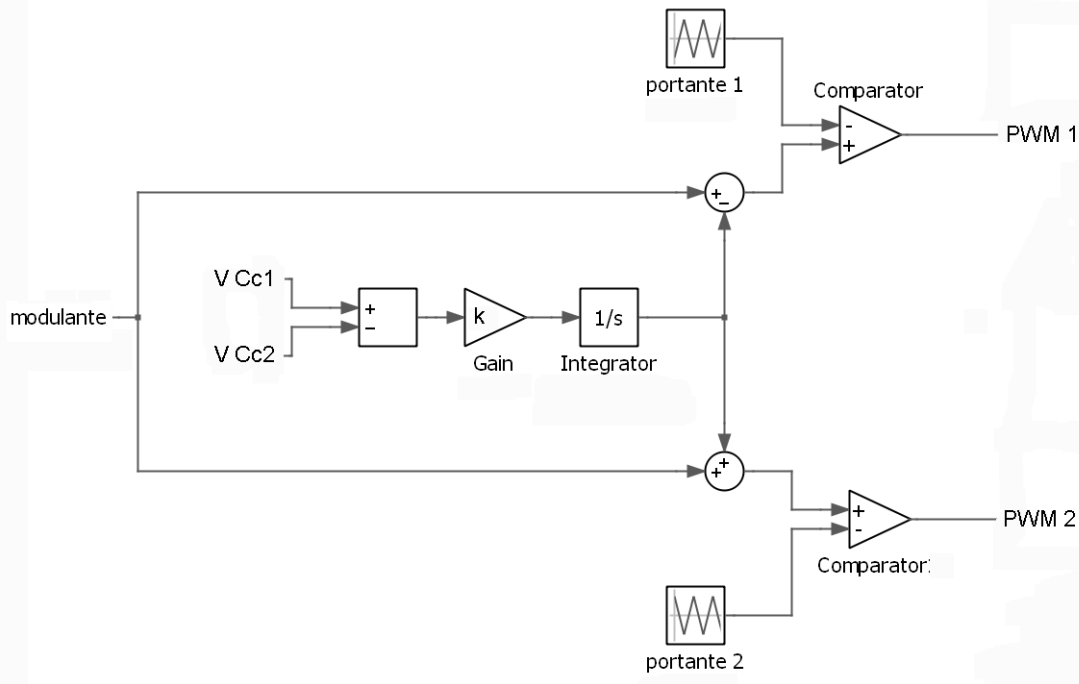


Figura 1.17: Schema a blocchi del controllo della corrente media assorbita dal trasformatore attraverso misure sui valori medi delle tensioni sulle capacità di clamp.

Il controllo processa la differenza tra $U_{C_{c1}}$ e $U_{C_{c2}}$ tramite un integratore, fornendo un segnale correttivo che va a sommarsi e a sottrarsi ai segnali modulanti (che provengono dallo stesso riferimento).

Supponendo che d_2 sia maggiore di d_1 , si ha che $U_{C_{c2}}$ è maggiore di $U_{C_{c1}}$. La differenza $U_{C_{c1}} - U_{C_{c2}}$ è negativa e il segnale in uscita dall'integratore è decrescente. Come conseguenza il segnale modulante dello switch S_1 viene incrementato, mentre quello di S_2 viene diminuito, correggendo così la differenza di *duty-cycle*. Il sistema si porta all'equilibrio quando la differenza di tensione è zero, cioè quando i *duty-cycles* sono uguali. Naturalmente è necessario verificare la stabilità dell'anello ed eventualmente attuare delle tecniche di compensazione per ottenere le prestazioni desiderate. Rispetto al controllo proposto nel paragrafo 1.5.1, che utilizza un trasduttore di corrente notoriamente costoso, in questo caso è sufficiente misurare le due tensioni sulle capacità di clamp ricorrendo ad un semplice partitore resistivo.

Per quanto riguarda la realizzazione del prototipo, le tecniche di controllo sopraelencate non verranno implementate, ritenendo sufficiente il semplice utilizzo di due capacità di clamp distinte.

1.6 Effetto dello squilibrio degli induttori

In questa sezione si analizza il comportamento del circuito qualora le induttanze in ingresso presentino dei valori leggermente differenti tra loro. Questa rappresenta di fatto la reale situazione operativa del convertitore, in quanto tali componenti possono avere delle tolleranze anche notevoli (tipicamente fino al 20%).

In questa analisi si utilizza il dimensionamento proposto nell'articolo [1], inserendo una differenza del 20% nel valore delle induttanze ($L_1 = 1.2 \cdot L_2$). Con l'aiuto del simulatore circuitale *PLECS*[®], si ottiene che il rapporto di conversione e le forme d'onda rimangono sostanzialmente inalterate. Si ha però un effetto di squilibrio nella ripartizione della corrente nei due rami in ingresso, in quanto la corrente media su L_2 tende ad essere maggiore di quella su L_1 . La differenza è di circa il 6%, quindi piuttosto modesta e il ripple picco picco della corrente assorbita dalla sorgente non viene alterato sensibilmente.

Si conclude quindi che il funzionamento del convertitore non è influenzato in maniera sostanziale dallo squilibrio nei valori delle induttanze dovuto alla normale tolleranza dei componenti.

1.7 Conclusioni

Si riassumono i principali vantaggi e svantaggi della topologia analizzata.

Vantaggi:

- la struttura *interleaved* in ingresso permette la ripartizione della corrente su due rami distinti e determina un assorbimento di corrente pressochè continuo;
- le sollecitazioni di tensione sui quattro interruttori sono limitate dalle capacità di clamp;
- la risonanza tra l'induttanza di dispersione e la capacità C_r determina l'accensione e lo spegnimento dei diodi a pendenza controllata, con conseguente riduzione del *recovery*.
- le commutazioni degli switch di clamp sono di tipo *soft*, in quanto avvengono tutte a tensione nulla.

Svantaggi:

- sono necessari tre elementi magnetici (due induttori e un trasformatore);
- le perdite in conduzione dei MOSFET principali sono elevate a causa del contributo di corrente riflessa al primario. Questo fatto, unito alle perdite in commutazione di tipo *hard*, determina una elevata dissipazione di potenza su tali dispositivi;

- la corrente magnetizzante del trasformatore, oltre ad aumentare lo stress di corrente sugli switch, diverge a causa degli inevitabili squilibri nei *duty-cycle*. Si rende perciò necessario utilizzare due capacità di clamp distinte, oppure ricorrere ad adeguati schemi per il controllo.

 Convertitore boost con doppio mutuo induttore

In questo capitolo verrà analizzata una seconda topologia di convertitore DC/DC ad elevato guadagno statico, proposta nell'articolo [2]. In primo luogo verrà studiato il comportamento a regime del circuito, ricavando successivamente il rapporto di conversione e le sollecitazioni di tensione e di corrente sui vari componenti.

2.1 Descrizione del circuito

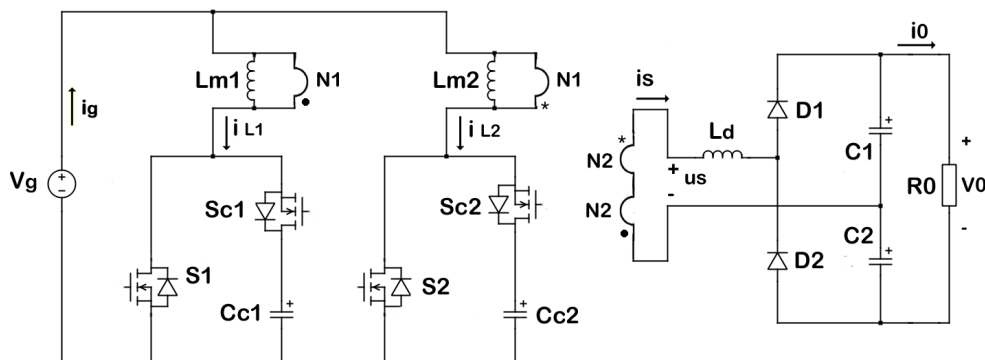


Figura 2.1: Schema circuitale del convertitore.

Il circuito in questione è rappresentato in figura 2.1. Esso è costituito da uno stadio di ingresso e uno di uscita, separati galvanicamente tra loro mediante l'ausilio di due mutui induttori. Lo stadio d'ingresso è costituito da due rami identici, ciascuno composto da: uno switch principale (S_1 , S_2), l'avvolgimento primario di un mutuo induttore e una rete di clamp attivo, la quale si rende necessaria al fine di garantire il ricircolo della corrente

Tabella 2.1: Valore della tensione u_s in base allo stato degli switch principali

S_1	S_2	u_s
on	on	0
on	off	nU_{Cc}
off	on	$-nU_{Cc}$
off	off	0

magnetizzante. Per ciascuno ramo, il segnali di comando dello switch di clamp (S_{C1} e S_{C2}) e quello dello switch principale sono complementari tra loro.

Gli avvolgimenti secondari sono connessi in *antiserie* e fanno capo ad una cella moltiplicatrice di tensione, costituita da due diodi e due capacità. Secondo i riferimenti adottati in figura, la tensione applicata all'avvolgimento primario di ciascun mutuo induttore vale:

- $-U_g$ quando lo switch principale corrispondente è acceso;
- $U_{Cc} - U_g$ quando lo switch principale corrispondente è spento.

I segnali di comando degli switch principali sono sfasati tra loro di 180° . La particolare disposizione degli avvolgimenti secondari permette di ottenere una tensione u_s a tre livelli. Più precisamente, se gli switch principali assumono entrambi lo stesso stato, u_s è nulla, in quanto le tensioni riflesse ai secondari sono uguali e si sottraggono. Nel caso in cui gli stati degli switch sono differenti, u_s assume il valore di $\pm nU_{Cc}$, dove n rappresenta il rapporto spire N_2/N_1 . Infatti, supponendo S_1 acceso ed S_2 spento, si ha che:

$$U_{p1} = -U_g \quad , \quad U_{p2} = U_{Cc} - U_g$$

La tensione u_s risulta, secondo i riferimenti adottati:

$$u_s = n(U_{Cc} - U_g) - n(-U_g) = nU_{Cc}$$

In maniera analoga si verifica che la tensione u_s è pari a $-nU_{Cc}$ qualora S_1 sia spento ed S_2 acceso. La tabella 2.1 riassume i concetti precedentemente esposti.

La tensione u_s è applicata direttamente al circuito moltiplicatore di tensione e determina la carica e la scarica dell'induttanza di dispersione.

L'energia viene trasferita dall'ingresso all'uscita attraverso i mutui induttori. Il rapporto spire tra primario e secondario contribuisce ad elevare il guadagno del convertitore pur mantenendo il *duty-cycle* entro limiti accettabili e consente di contenere le sollecitazioni di tensione sugli interruttori. Per contro, la corrente riflessa al primario viene enfatizzata, determinando delle notevoli perdite in conduzione degli stessi.

Le capacità in uscita C_1 e C_2 sostengono ciascuna metà della tensione d'uscita e si suppongono sufficientemente grandi da mantenere un ripple di tensione trascurabile.

2.2 Analisi del circuito a regime

Per studiare il comportamento a regime di questa topologia, è necessario discriminare le modalità di funzionamento con *duty-cycle* superiore o inferiore a 0.5, in quanto nelle due situazioni si ha la successione di differenti stati topologici. Nei calcoli si farà riferimento alle seguenti ipotesi semplificative:

- idealità dei componenti;
- tensione costante in tutti i condensatori;
- nessun tempo morto nella commutazione tra gli switch della stessa gamba;

Si indicherà inoltre con n il rapporto spire N_2/N_1 , supposto uguale per entrambi i mutui induttori.

2.2.1 Analisi con *duty-cycle* > 0.5

Le forme d'onda di riferimento nel caso di *duty-cycle* superiore al 50% sono illustrate in figura 2.2. Durante un periodo di commutazione avviene la successione di sei differenti stati topologici (rappresentati in figura 2.3), ognuno dei quali verrà descritto di seguito nel dettaglio.

Modo M1

In questa situazione topologica, entrambi gli switch principali sono chiusi. Secondo le convenzioni adottate, le tensioni applicate agli avvolgimenti primari dei mutui induttori sono entrambe pari a $-U_g$. La tensione u_s al secondario risulta nulla per la disposizione in *anti-serie* degli avvolgimenti secondari. I diodi sono pertanto polarizzati inversamente e non si ha circolazione di corrente al secondario.

Entrambe le induttanze magnetizzanti si caricano secondo le leggi:

$$i_{Lm1}(t) = I_{Lm1}(t_0) + \frac{U_g}{L_m}(t - t_0) \quad (2.1)$$

$$i_{Lm2}(t) = I_{Lm2}(t_0) + \frac{U_g}{L_m}(t - t_0) \quad (2.2)$$

Modo M2

All'istante $t = t_1$, lo switch S_2 si spegne, provocando l'entrata in conduzione del diodo in antiparallelo allo switch S_{C2} , il quale può quindi accendersi a tensione nulla (ZVS), riducendo le perdite in commutazione. La tensione al primario del secondo mutuo induttore

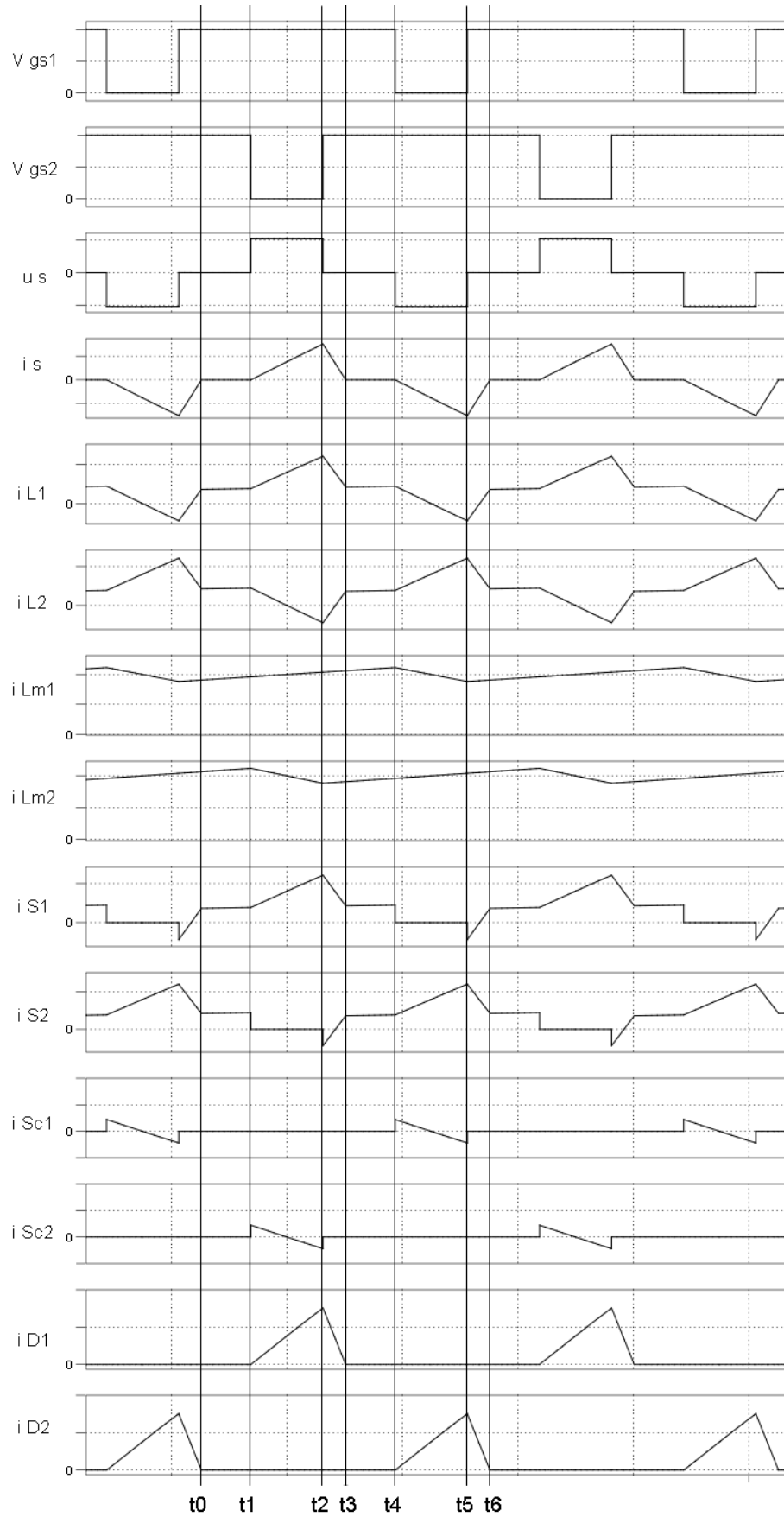


Figura 2.2: Forme d'onda con *duty-cycle* > 0.5.

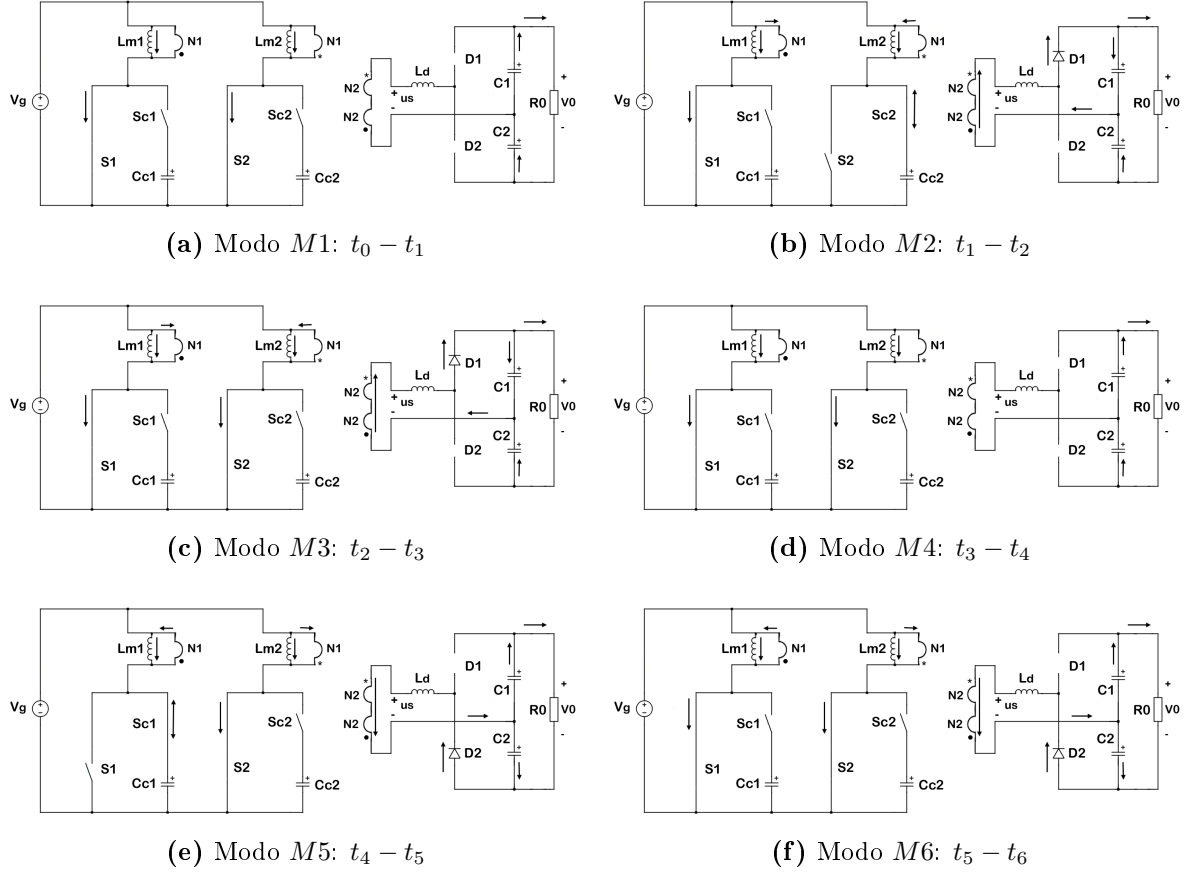


Figura 2.3: Successione degli stati topologici per $d > 0.5$

diventa pari a $U_{Cc} - U_g$, di conseguenza la tensione u_s diviene pari a:

$$u_s = n(U_{Cc} - U_g) - nU_g \quad (2.3)$$

$$u_s = nU_{Cc} \quad (2.4)$$

In queste condizioni il diodo D_1 è polarizzato direttamente e la corrente sull'induttanza di dispersione cresce con andamento lineare:

$$i_{L_d} = \frac{nU_{Cc} - U_{C_{01}}}{L_d}(t - t_1) \quad (2.5)$$

La corrente sull'induttanza magnetizzante L_{m1} continua a crescere, mentre quella su L_{m2} decresce secondo la legge:

$$i_{L_{m2}}(t) = I_{L_{m2}}(t_1) + \frac{U_g - nU_{Cc}}{L_m}(t - t_1) \quad (2.6)$$

Modo M3

All'istante $t = t_2$, l'interruttore S_2 si accende; durante la commutazione esso è percorso da una corrente negativa che forza in conduzione il corrispondente diodo in anti-parallelo. L'accensione di S_2 avviene quindi a tensione nulla (*ZVS*).

La tensione al secondario u_s si annulla nuovamente e la corrente sull'induttanza di dispersione assume un andamento linearmente decrescente, in quanto la differenza di potenziale ai suoi capi risulta negativa e pari a $-U_{C_{01}}$:

$$i_{L_d} = \widehat{i_{L_d}} - \frac{U_{C_{01}}}{L_d}(t - t_2) \quad (2.7)$$

Questo stato topologico termina all'istante $t = t_3$, quando la corrente i_{L_d} annullandosi, causa l'interdizione del diodo D_1 . In questo stato topologico, entrambe le correnti magnetizzanti aumentano linearmente con pendenza imposta dalla tensione in ingresso.

Modo M4

Questo stato topologico risulta del tutto analogo al modo *M1*: gli switch principali sono entrambi chiusi e la corrente i_{L_d} è nulla. Entrambe le correnti magnetizzanti aumentano linearmente, con pendenza imposta dalla tensione in ingresso.

Modo M5

All'istante $t = t_4$ l'interruttore S_1 si spegne e il diodo in antiparallelo allo switch S_{C1} entra in conduzione, favorendo una commutazione di tipo *ZVS* dello stesso. La corrente magnetizzante $i_{L_{m2}}$ continua a crescere, mentre la $i_{L_{m1}}$ decresce:

$$i_{L_{m1}}(t) = I_{L_{m1}}(t_4) + \frac{U_g - nU_{C_c}}{L_m}(t - t_4) \quad (2.8)$$

La tensione al secondario u_s diventa pari a $-nU_{C_c}$ ed è tale da mandare in conduzione il diodo D_2 . La corrente nell'induttanza di dispersione assume quindi il seguente andamento linearmente decrescente:

$$i_{L_d} = \frac{U_{C_{02}} - nU_{C_c}}{L_d}(t - t_4) \quad (2.9)$$

Modo M6

All'istante $t = t_5$, lo switch S_1 si accende a tensione nulla (*ZVS*), in quanto è percorso da una corrente negativa che manda in conduzione il diodo in anti-parallelo. La tensione al secondario ritorna nulla e ai capi dell'induttanza di dispersione è applicata la tensione $U_{C_{02}}$.

$$i_{L_d} = -\widehat{i_{L_d}} + \frac{U_{C_{02}}}{L_d}(t - t_5) \quad (2.10)$$

Entrambe le correnti magnetizzanti aumentano linearmente con pendenza imposta dalla tensione in ingresso. Lo stato termina all'istante $t = t_6$, quando la corrente i_{L_d} si annulla, causando lo spegnimento del diodo D_2 .

2.2.2 Analisi con *duty-cycle* inferiore a 0.5

Nel caso di *duty-cycle* minore di 0.5, la successione degli stati topologici (figura 2.4) è differente. Le forme d'onda, tuttavia, risultano qualitativamente simili al caso precedentemente descritto. Nei modi $M1$ ed $M4$ infatti, gli switch principali sono entrambi aperti e la tensione u_s risulta comunque nulla, come nel caso di *duty-cycle* maggiore di 0.5. Il funzionamento del circuito non viene quindi sostanzialmente alterato. La principale differenza si ha nelle commutazioni degli switch, in quanto l'accensione di S_1 e S_2 non avviene più a tensione nulla, dato che la corrente in questo caso assume segno positivo. In questa modalità di funzionamento quindi gli switch S_{C1} ed S_{C2} si accendono e si spengono a tensione nulla, mentre le commutazioni degli interruttori principali sono tutte di tipo *hard*.

2.3 Rapporto di conversione

Il rapporto di conversione di questa topologia si ricava a partire dall'analisi delle forme d'onda di tensione e di corrente al secondario.

Per agevolare i calcoli, senza peraltro alterare significativamente i risultati ottenuti, si ipotizza l'assenza di tempi morti tra la commutazione degli interruttori principali (S_1 ed S_2) e quella dei corrispondenti interruttori di clamp (S_{C1} , S_{C2}).

Di seguito verranno studiati separatamente i casi in cui il *duty cycle* sia maggiore o minore di 0.5. Entrambe le analisi si baseranno sullo studio a regime delle forme d'onda di corrente al secondario.

2.3.1 Analisi nel caso di *duty cycle* > 0.5

Le forme d'onda relative a questa analisi sono riportate in figura 2.5a. Con riferimento ai versi adottati per le tensioni e le correnti di figura 2.1, la corrente entrante nel condensatore C_{01} è la differenza tra la corrente nel diodo D_{01} e quella assorbita dal carico.

$$i_{C_{01}}(t) = i_{D_{01}}(t) - I_0 \quad (2.11)$$

La corrente sul diodo D_{01} è pari alla corrente nell'induttanza di dispersione i_{L_d} nell'intervallo (t_a, t_c) , ed è nulla altrove. La corrente d'uscita I_0 è costante e vale $I_0 = U_0/R_0$. La

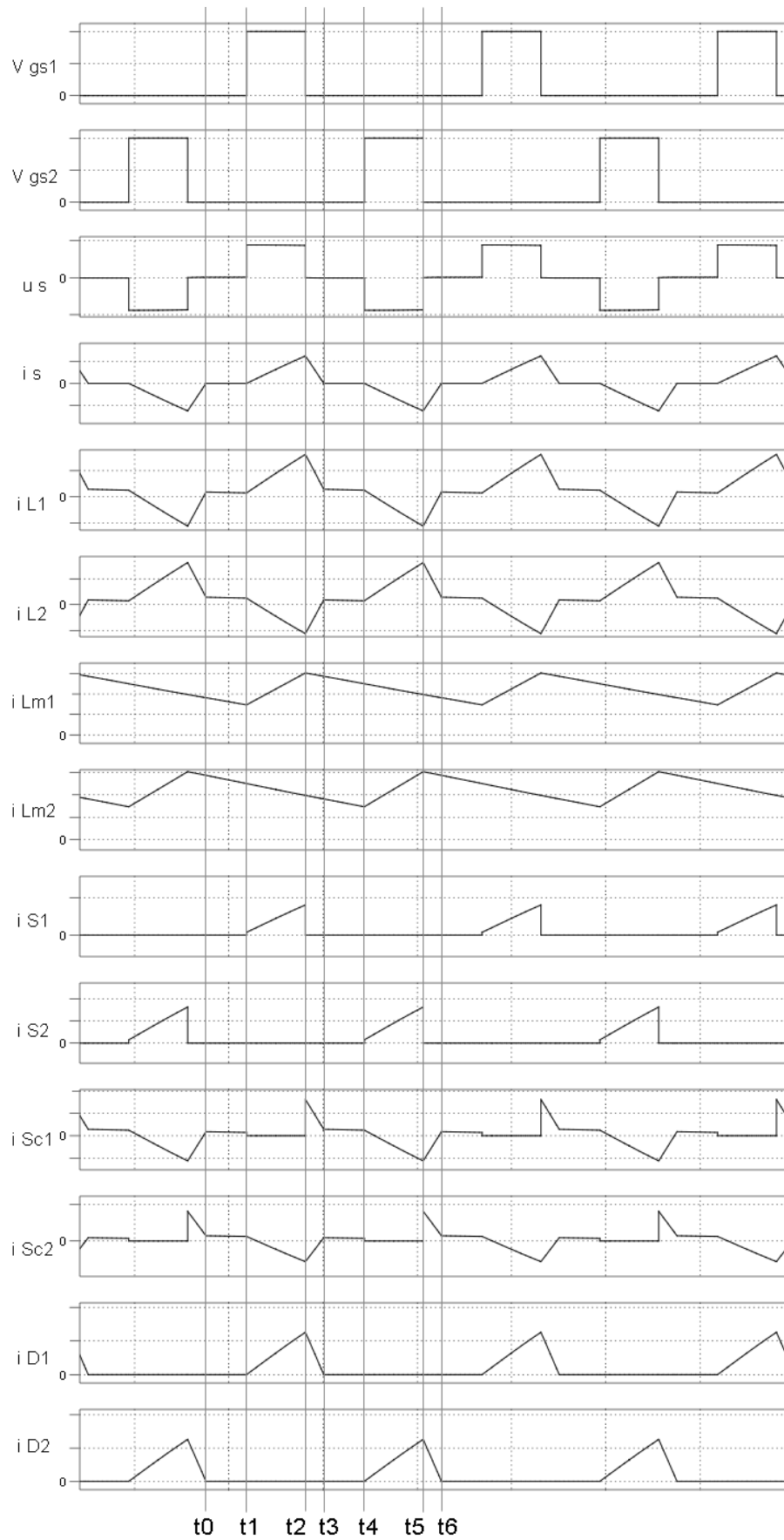


Figura 2.4: Forme d'onda con *duty-cycle* < 0.5 .

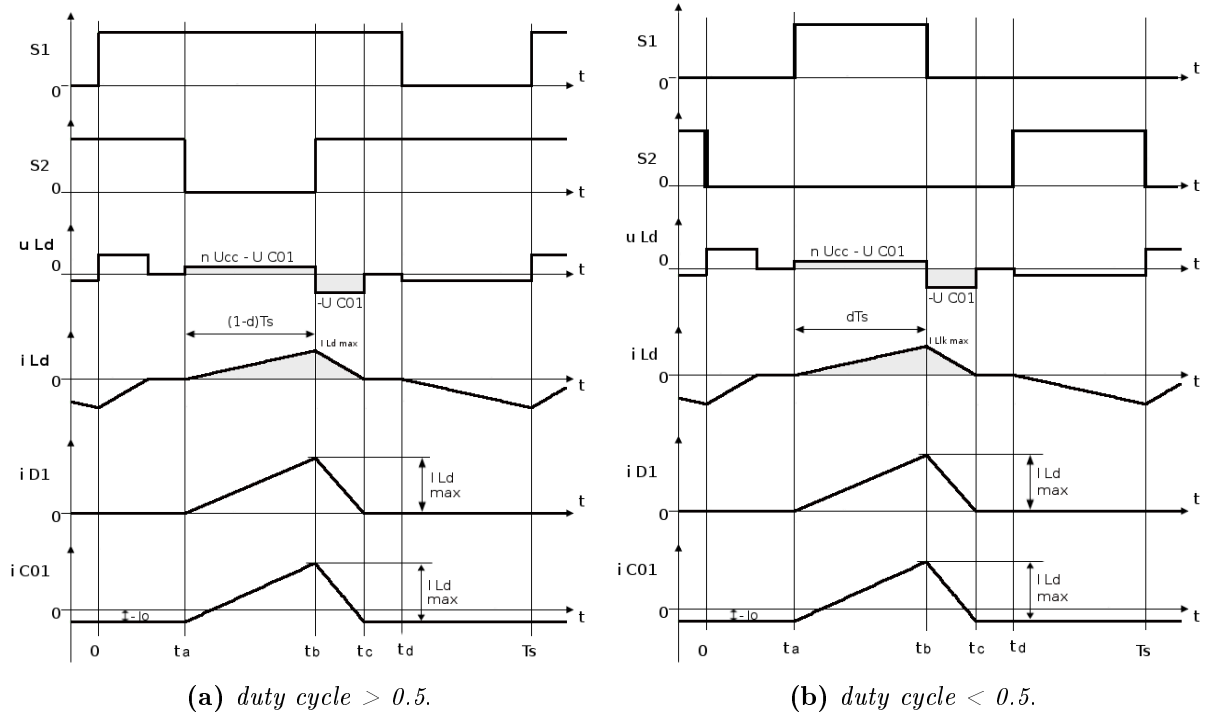


Figura 2.5: Principali forme d'onda al secondario.

corrente media nella capacità C_{01} risulta quindi:

$$\overline{I_{C_{01}}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{C_{01}}(t) dt \quad (2.12)$$

$$\overline{i_{C_{01}}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} (i_{D_{01}}(t) - I_0) dt \quad (2.13)$$

$$\overline{i_{C_{01}}} = \frac{1}{T_s} \int_{t_a}^{t_c} i_{L_d}(t) dt + \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} (-I_0) dt \quad (2.14)$$

$$\overline{i_{C_{01}}} = \frac{1}{T_s} \left[\frac{1}{2} \widehat{I_{L_d}} * (t_c - t_a) \right] - I_0 \quad (2.15)$$

A regime la corrente media in ciascuna capacità d'uscita (C_{01} e C_{02}) deve essere nulla. Imponendo la condizione $\overline{i_{C_{01}}} = 0$ nella (2.15), si giunge alla seguente relazione:

$$\frac{U_0}{R_0} = \frac{1}{T_s} \left[\frac{1}{2} \widehat{I_{L_d}} * (t_c - t_a) \right] \quad (2.16)$$

A questo punto si procede analizzando l'andamento della corrente nell'induttanza di dispersione nell'intervallo (t_a, t_c) . Secondo i versi adottati in figura 2.1 l'equazione generale che esprime la tensione applicata a tale induttanza è la seguente:

$$U_{L_d} = nU_{P_2} - nU_{P_1} - U_{C_{01}} \quad (2.17)$$

dove U_{p1} e U_{p2} sono le tensioni al primario rispettivamente del primo e del secondo mutuo induttore, mentre n è il rapporto spire N_2/N_1 .

Nell'intervallo (t_a, t_b) gli switch S_1 e S_{C2} sono accesi, per cui $U_{P1} = -U_g$ e $U_{P2} = U_{C_{c2}} - U_g$. Per simmetria del circuito si considerano uguali le tensioni sulle capacità di clamp $U_{C_{c1}} = U_{C_{c2}} = U_{C_c}$. Ne segue che:

$$U_{L_d} = n(U_{C_c} - U_g) - n(-U_g) - U_{C_{01}} = nU_{C_c} - U_{C_{01}} \quad (2.18)$$

La corrente su L_d cresce con andamento lineare secondo la legge:

$$i_{L_d}(t) = \frac{nU_{C_c} - U_{C_{01}}}{L_d}(t - t_a) \quad (2.19)$$

Come si può notare dalla figura 2.5a, la durata dell'intervallo (t_a, t_b) è pari a $(1 - d)Ts$.

Il valore di picco della corrente sull'induttanza di dispersione è quindi:

$$\widehat{I}_{L_d} = I_{L_d}(t_b) = \frac{nU_{C_c} - U_{C_{01}}}{L_d}(1 - d)Ts \quad (2.20)$$

Durante l'intervallo (t_b, t_c) , gli switch S_1 e S_2 sono chiusi, di conseguenza la tensione al primario è pari ad $-U_g$ per entrambi i mutui induttori. Per la (2.17), la tensione sull'induttanza L_d risulta pari a $-U_{C_{01}}$ e la corrente i_{L_d} assume il seguente andamento linearmente decrescente:

$$i_{L_d}(t) = I_{L_d}(t_b) + \frac{-U_{C_{01}}}{L_d}(t - t_b) \quad (2.21)$$

All'istante t_c la corrente i_{L_d} si annulla, provocando l'interdizione del diodo D_{01} . Sostituendo la (2.20) nella (2.21) ed imponendo $i_{L_d}(t_c) = 0$ si ottiene:

$$t_c - t_b = \frac{nU_{C_c} - U_{C_{01}}}{U_{C_{01}}}(1 - d)Ts \quad (2.22)$$

La durata dell'intervallo (t_a, t_c) risulta quindi pari a:

$$t_c - t_a = (t_c - t_b) + (t_b - t_a) = \frac{nU_{C_c} - U_{C_{01}}}{U_{C_{01}}}(1 - d)Ts + (1 - d)Ts \quad (2.23)$$

$$t_c - t_a = \frac{nU_{C_c}}{U_{C_{01}}}(1 - d)Ts \quad (2.24)$$

Sostituendo la (2.24) e la (2.20) nella (2.16) si ottiene la seguente equazione:

$$\frac{U_0}{R_0} = \frac{1}{Ts} \frac{1}{2} \frac{nU_{C_c} - U_{C_{01}}}{L_d} \frac{nU_{C_c}}{U_{C_{01}}} (1 - d)^2 Ts^2 \quad (2.25)$$

Si procede ora ricavando una relazione tra la tensione d'ingresso U_g e quella sulle capacità

di clamp U_{Cc} . A tale scopo si impone che a regime la tensione media sull'induttanza magnetizzante di ciascun mutuo induttore sia nulla. Con riferimento alla figura 2.1 la tensione su L_{m1} è pari a $-U_g$ quando S_1 è acceso e $U_{Cc} - U_g$ quando S_1 è spento. Il bilancio di tensione nel periodo di commutazione fornisce la seguente relazione:

$$dT_s \cdot (-U_g) + (1 - d)T_s \cdot (U_{Cc} - U_g) = 0 \quad (2.26)$$

La tensione media sulle capacità di clamp vale quindi:

$$U_{Cc_1} = U_{Cc_2} = U_{Cc} = \frac{U_g}{1 - d} \quad (2.27)$$

Si osserva infine (figura 2.1) che le tensioni medie sui condensatori C_{01} e C_{02} sono pari alla metà della tensione d'uscita.

$$U_{C_{01}} = U_{C_{02}} = U_{C_0} = \frac{U_0}{2} \quad (2.28)$$

Sostituendo nella (2.25) le (2.27) e (2.28) si ottiene, dopo qualche passaggio algebrico:

$$U_0^2 \frac{2L_d f s}{R_0} + U_0 n U_g (1 - d) - 2n^2 U_g^2 = 0 \quad (2.29)$$

Questa equazione viene risolta per la variabile U_0 , dando luogo alle seguenti soluzioni.

$$U_0 = \frac{1}{\frac{4L_d f s}{R_0}} \left[-n U_g (1 - d) \pm \sqrt{n^2 U_g^2 (1 - d)^2 + 16n^2 U_g^2 \frac{L_d f s}{R_0}} \right] \quad (2.30)$$

Si scarta ovviamente la soluzione negativa e si ottiene:

$$U_0 = \frac{n U_g}{4L_d f s} \left[\sqrt{R_0^2 (1 - d)^2 + 16L_d f s R_0} - R_0 (1 - d) \right] \quad (2.31)$$

Il rapporto di conversione per $d > 0.5$ risulta quindi:

$$M_{d>0.5} = \frac{U_0}{U_g} = n \frac{\sqrt{R_0^2 (1 - d)^2 + 16L_d f s R_0} - R_0 (1 - d)}{4L_d f s} \quad (2.32)$$

2.3.2 Analisi nel caso di *duty cycle* < 0.5

Nel caso in cui il *duty cycle* sia minore di 0.5, l'analisi si esegue con lo stesso criterio adottato in precedenza. Le forme d'onda di riferimento sono riportate in figura 2.5b.

Imponendo l'uguaglianza tra la corrente d'uscita I_0 e la corrente media nel diodo D_{01} ,

si giunge ad una espressione identica alla (2.15):

$$\frac{U_0}{R_0} = \frac{1}{Ts} \left[\frac{1}{2} \widehat{I}_{L_d} * (t_c - t_a) \right] \quad (2.33)$$

Durante l'intervallo (t_b, t_b) gli switch S_1 e S_{C2} sono accesi, per cui $U_{P1} = -U_g$ e $U_{P2} = U_{Cc} - U_g$. Ne segue che la corrente su L_d cresce con andamento lineare secondo la legge:

$$i_{L_d}(t) = \frac{nU_{Cc} - U_{C01}}{L_d} (t - t_a) \quad (2.34)$$

Dalla figura 2.5b si osserva che la durata dell'intervallo (t_a, t_b) è pari a dTs . Il valore di picco della corrente sull'induttanza di dispersione è quindi:

$$\widehat{I}_{L_d} = I_{L_d}(t_b) = \frac{nU_{Cc} - U_{C01}}{L_d} dTs \quad (2.35)$$

Durante l'intervallo (t_b, t_c) , gli switch S_{C1} ed S_{C2} sono chiusi e la tensione sull'induttanza L_d risulta pari a $-U_{C01}$. La corrente i_{L_d} assume il seguente andamento linearmente decrescente:

$$i_{L_d}(t) = I_{L_d}(t_b) + \frac{-U_{C01}}{L_d} (t - t_b) \quad (2.36)$$

All'istante t_c la corrente i_{L_d} si annulla, provocando l'interdizione del diodo D_{01} . Sostituendo la (2.35) nella (2.36) ed imponendo $i_{L_d}(t_c) = 0$ si ottiene:

$$t_c - t_b = \frac{nU_{Cc} - U_{C01}}{U_{C01}} dTs \quad (2.37)$$

La durata dell'intervallo (t_a, t_c) risulta quindi pari a:

$$t_c - t_a = (t_c - t_b) + (t_b - t_a) = \frac{nU_{Cc} - U_{C01}}{U_{C01}} dTs + dTs \quad (2.38)$$

$$t_c - t_a = \frac{nU_{Cc}}{U_{C01}} dTs \quad (2.39)$$

Sostituendo la (2.39) e la (2.35) nella (2.33) si ottiene la seguente equazione:

$$\frac{U_0}{R_0} = \frac{1}{2} \frac{nU_{Cc} - U_{C01}}{L_d} \frac{nU_{Cc}}{U_{C01}} d^2Ts \quad (2.40)$$

Sostituendo nella (2.40) le (2.27) e (2.28), dopo qualche passaggio si ottiene:

$$U_0^2 \frac{2L_d f_s}{R_0} \frac{(1-d)^2}{d^2} + U_0 nU_g(1-d) - 2n^2U_g^2 = 0 \quad (2.41)$$

Questa equazione viene risolta per la variabile U_0 . Scartando la soluzione negativa si

giunge alla seguente espressione:

$$U_0 = \frac{nU_g}{4L_d f s} \frac{d^2}{1-d} \left[\sqrt{R_0^2 + \frac{16L_d f s R_0}{d^2}} - R_0 \right] \quad (2.42)$$

Il rapporto di conversione per $d < 0.5$ risulta quindi:

$$M_{d<0.5} = \frac{U_0}{U_g} = \frac{d^2}{1-d} n \frac{\sqrt{R_0^2 + \frac{16L_d f s R_0}{d^2}} - R_0}{4L_d f s} \quad (2.43)$$

2.3.3 Rapporto di conversione con *duty-cycle* nell'intorno di 0.5

In questa analisi si dimostrerà come il rapporto di conversione si discosti leggermente dai risultati ottenuti nei paragrafi 2.3.1 e 2.2.2 nel caso di funzionamento con *duty-cycle* in un intorno del 50%. Dalla figura 2.5 si può intuire che, man mano che il *duty-cycle* si avvicina a 0.5, l'intervallo temporale $t_d - t_c$ risulta sempre più breve, finchè si giunge ad una situazione in cui l'istante t_d si manifesta prima dell'annullamento della corrente i_{L_d} . Si entra così in un nuovo regime di funzionamento, le cui forme d'onda sono rappresentate in figura 2.6.

Con riferimento alla figura 2.6a, nell'istante t_B si ha lo spegnimento dello switch S_1 e la tensione u_s diventa pari a $-nU_{C_c}$. La corrente i_s mantiene in conduzione il diodo D_1 , pertanto la tensione ai capi dell'induttanza di dispersione diventa pari a $-U_{C_0} - nU_{C_c}$. A questo punto la corrente i_{L_d} decresce con un andamento lineare, ma con pendenza più accentuata (in prima approssimazione doppia) fino ad annullarsi, determinando lo spegnimento del diodo D_1 (istante t_C). In questa nuova situazione il diodo D_2 risulta polarizzato direttamente, di conseguenza, la corrente i_{L_d} diventa negativa ed evolve con andamento lineare, similmente al modo *M4* descritto nel paragrafo 2.2.

Data la simmetria della forma d'onda di corrente, si intuisce come l'intervallo $t_0 - t_C$ corrisponda a metà del periodo di commutazione. Gli spegnimenti dei diodi avvengono con pendenza della corrente maggiore rispetto al normale funzionamento del circuito, accentuando le perdite legate al fenomeno del *recovery inverso*.

Dalla figura si nota che la corrente i_s non è sensibilmente alterata rispetto all'andamento studiato nell'analisi a regime, in particolare per quanto riguarda l'area sottesa e quindi la quantità di carica trasferita verso le capacità d'uscita. Si ipotizza quindi che il rapporto di conversione in questa situazione non venga modificato in modo eccessivo. Nel seguito della trattazione verrà valutato in maniera quantitativa questo aspetto.

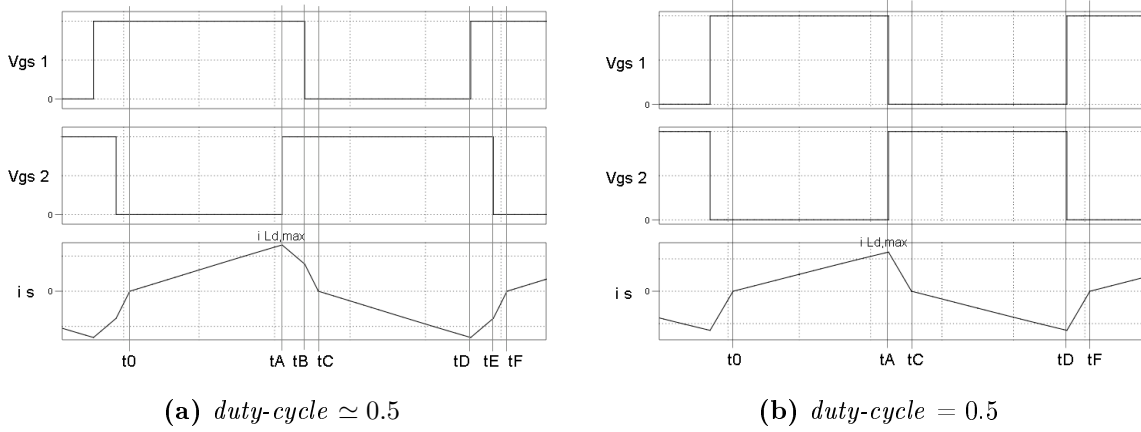


Figura 2.6: Andamento della corrente i_s con *duty-cycle* nell'intorno di 0.5.

Caso $d=0.5$

Nel caso di *duty-cycle* uguale a 0.5 le forme d'onda sono rappresentate in figura 2.6b. In questo caso le commutazioni degli switch principali avvengono contemporaneamente.

Nell'intervallo $t_0 \div t_A$ lo switch S_1 è acceso, mentre S_2 è spento; la tensione u_s applicata al secondario risulta quindi pari a nU_{Cc} . La tensione ai capi dell'induttanza di dispersione è pari a $nU_{Cc} - U_{C_0}$, in quanto il diodo D_1 è in conduzione. All'istante t_A avviene lo spegnimento di S_1 e la contemporanea l'accensione di S_2 . La tensione u_s diventa pari a $-nU_{Cc}$ e la tensione applicata all'induttanza di dispersione diviene $-nU_{Cc} - U_{C_0}$ (il diodo D_1 , data la positività della corrente, rimane in conduzione).

All'istante t_C la corrente i_{L_d} si annulla e il diodo D_1 si spegne. Immediatamente il diodo D_2 si accende e la tensione ai capi dell'induttanza di dispersione diventa pari a $-nU_{Cc} + U_{C_0}$. La corrente i_{L_d} decresce con pendenza opposta rispetto all'intervallo $t_0 \div t_A$.

All'istante t_D avviene una nuova commutazione degli switch che riporta la tensione u_s al valore nU_{Cc} . Di conseguenza la corrente ritorna a crescere con pendenza opposta rispetto all'intervallo $t_A \div t_C$, fino all'istante t_F , in cui il diodo D_2 si spegne e si accende D_1 , dando luogo ad un nuovo ciclo.

Data la simmetria della forma d'onda della corrente, si intuisce come la durata dell'intervallo $t_0 \div t_C$ sia pari alla metà del periodo di commutazione.

$$t_C - t_0 = (t_A - t_0) + (t_C - t_A) = \frac{T_s}{2} \quad (2.44)$$

Il rapporto di conversione si ricava imponendo l'uguaglianza tra la corrente media $\overline{i_{L_d}}$ nell'intervallo $t_0 \div t_C$ e la corrente sul carico I_0 .

$$\frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_c} i_{L_d} dt = I_0 \quad (2.45)$$

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{\frac{T_s}{2}} i_{L_d} dt = \frac{U_0}{R_0} \quad (2.46)$$

$$\frac{\widehat{I}_{L_d}}{4} = \frac{U_0}{R_0} \quad (2.47)$$

Il valore di picco della corrente si ricava come:

$$\widehat{I}_{L_d} = \frac{n U_{C_c} - U_{C_0}}{L_d} (t_A - t_0) \quad (2.48)$$

Si procede ora al calcolo della durata dell'intervallo $t_0 \div t_A$. Per prima cosa si impone l'annullamento della corrente all'istante t_C .

$$\widehat{I}_{L_d} + \frac{-n U_{C_c} - U_{C_0}}{L_d} (t_C - t_A) = 0 \quad (2.49)$$

Sostituendo la (2.48), dopo alcuni passaggi si ottiene:

$$(t_A - t_0) - (t_C - t_A) = \frac{U_{C_0} T_s}{2 n U_{C_c}} \quad (2.50)$$

Risolviendo il sistema tra le equazioni (2.44) e (2.50) si ottiene l'espressione dell'intervallo ($t_0 \div t_A$):

$$t_A - t_0 = \frac{U_{C_0} + n U_{C_c}}{4 n U_{C_c}} T_s \quad (2.51)$$

Sostituendo la (2.51) nella (2.48) si ottiene:

$$\widehat{I}_{L_d} = \frac{n U_{C_c} - U_{C_0}}{L_d} \frac{U_{C_0} + n U_{C_c}}{4 n U_{C_c}} T_s \quad (2.52)$$

Si sostituisce la precedente equazione nella (2.47) e si giunge alla seguente equazione:

$$n^2 U_{C_c}^2 - U_{C_0}^2 = 16 n U_{C_c} L_d f_s \frac{U_0}{R_0} \quad (2.53)$$

Richiamando la relazione (2.28) e la (2.27) con $\delta = 0.5$, si ottiene un'equazione di secondo grado per la variabile U_0 :

$$R_0 U_0^2 + 128 n U_g U_0 L_d f_s - 16 n^2 U_g^2 R_0 = 0 \quad (2.54)$$

Risolviendo tale equazione, dopo alcuni passaggi, si ottiene l'espressione del rapporto di conversione calcolato per $d = 0.5$:

$$M_{d=0.5} = \frac{4n}{R_0} \left(\sqrt{256 L_d^2 f_s^2 + R_0^2} - 16 L_d f_s \right) \quad (2.55)$$

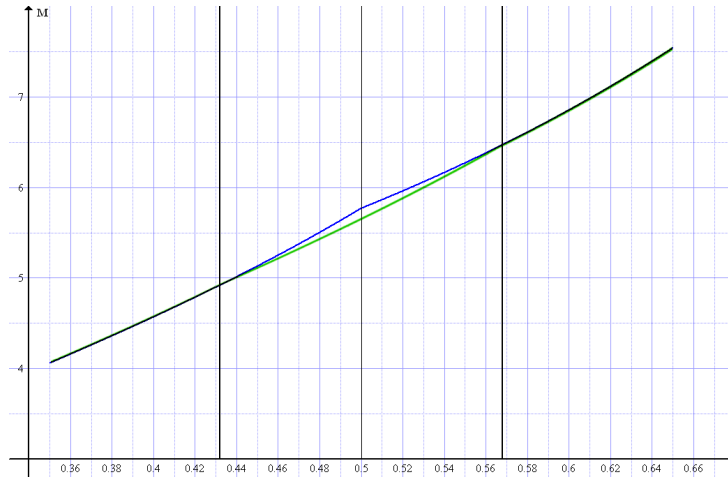


Figura 2.7: Confronto tra il rapporto di conversione calcolato (traccia blu) e quello ottenuto tramite simulazione (traccia verde) nell'intorno di $d = 0.5$.

Le equazioni (2.32) e (2.43), calcolate per il *duty-cycle* al 50%, risultano coincidenti e valgono:

$$M_{d>0.5}|_{d=0.5} = M_{d<0.5}|_{d=0.5} = \frac{n}{2L_d f_s} \sqrt{R_0^2 + 64L_d f_s R_0} - R_0 \quad (2.56)$$

Si noti la differenza tra la (2.55) e la (2.56), il che dimostra l'errata determinazione del rapporto di conversione da parte delle (2.32) e (2.43) per *duty-cycle* vicini al 50%.

Si vuole ora indagare sull'entità di tale errore. Considerando dei valori tipici per i componenti, prendendo spunto dall'articolo [2], si confrontano nell'intorno di $d = 0.5$ le curve corrispondenti alle formule del rapporto di conversione con l'andamento reale ottenuto tramite simulazione (figura 2.7). Dalla figura si nota che il rapporto di conversione calcolato in corrispondenza di $d = 0.5$ forma una piccola cuspide, mentre l'andamento reale tende a raccordare le due curve. La massima discrepanza si ha per $d = 0.5$ ed il suo valore dipende dai parametri in gioco.

Utilizzando i valori dei componenti in [2], si ottiene una differenza dell'1.5%, quindi molto modesta; si deduce quindi la possibilità di utilizzare (2.32) e (2.43) nella determinazione del rapporto di conversione, trascurando in prima approssimazione l'andamento reale per $d = 0.5$.

Tale risultato trova un immediato riscontro fisico: con *duty-cycle* nell'intorno del 50%, l'andamento dalla corrente dell'induttanza di dispersione subisce una deformazione piuttosto modesta (figura 2.6), in quanto interessa solamente il tratto a pendenza negativa. Il rapporto di conversione, essendo direttamente legato all'area sottesa alla curva, non viene alterato sensibilmente.

Limiti di validità delle equazioni del rapporto di conversione

Si vogliono ora esaminare i limiti di validità delle equazioni (2.32) e (2.43). Essi si ricavano imponendo che nella figura 2.5 l'istante t_d coincida con l'istante t_c . In queste condizioni si ha che l'intervallo $(t_a \div t_c)$ risulta pari a metà periodo di commutazione. Imponendo questa condizione nella (2.24), si ottiene:

$$(t_c - t_a) = \frac{n U_{Cc}}{U_{C1}} (1 - d) T_s = \frac{T_s}{2} \quad (2.57)$$

Sostituendo la (2.27) e la (2.28) si trova la seguente relazione:

$$M = 4n \quad (2.58)$$

Sostituendo ora l'equazione del rapporto di conversione (2.32) si ottiene:

$$(16L_d f_s + R_0 (1 - d))^2 = R_0^2 (1 - d)^2 + 16R_0 f_s L_d \quad (2.59)$$

Dopo alcuni passaggi si giunge all'espressione del limite di validità per il *duty-cycle* maggiore di 0.5:

$$d \geq 0.5 + \frac{8L_d f_s}{R_0} \quad (2.60)$$

In maniera del tutto analoga si calcola la condizione limite per *duty-cycle* minore del 50% e si ottiene:

$$d \leq 0.5 - \frac{8L_d f_s}{R_0} \quad (2.61)$$

Come si può notare, i due limiti risultano simmetrici rispetto a 0.5, come è facile prevedere osservando le forme d'onda. Essi sono rappresentati con due barre verticali in figura 2.7.

2.3.4 Rapporto di conversione complessivo

Riassumendo i risultati ottenuti dalle precedenti analisi, rapporto di conversione complessivo del convertitore in esame risulta:

$$M = \begin{cases} \frac{d^2}{1-d} n \frac{\sqrt{R_0^2 + \frac{16L_d f_s R_0}{d^2}} - R_0}{4L_d f_s} & \text{per } d < 0.5 \\ n \frac{\sqrt{R_0^2 (1-d)^2 + 16L_d f_s R_0} - R_0(1-d)}{4L_d f_s} & \text{per } d > 0.5 \end{cases} \quad (2.62)$$

Nella figura 2.8 è riportato il grafico del rapporto di conversione calcolato, utilizzando i valori dei componenti riportati in [2]. Il rapporto di conversione, oltre che dipendere dal rapporto spire n , è influenzato dalla frequenza di commutazione f_s , dal valore del-

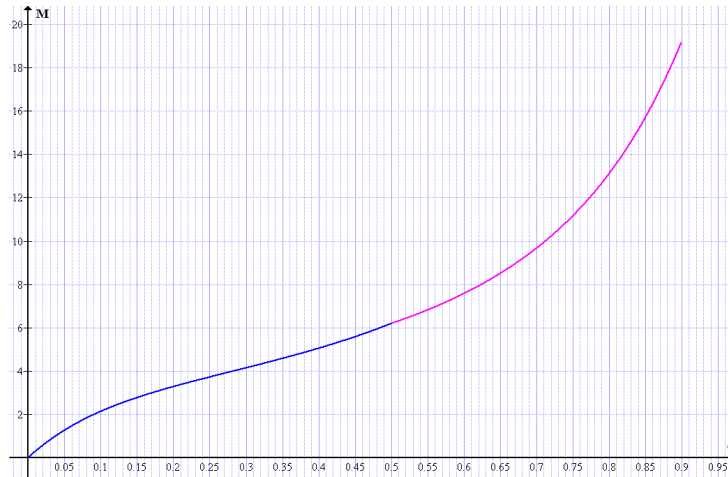


Figura 2.8: Rappresentazione grafica del rapporto di conversione calcolato.

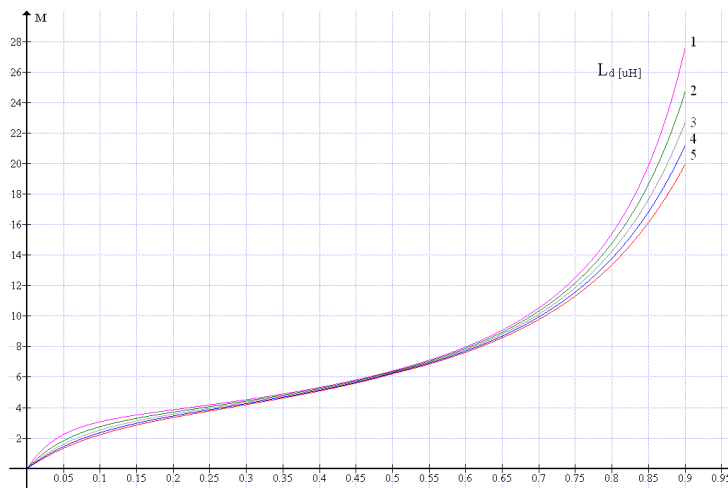


Figura 2.9: Rapporto di conversione per diversi valori di induttanza di dispersione.

l'induttanza di dispersione al secondario L_d ed è **dipendente dal carico** R_0 . La figura 2.9 illustra l'andamento di M per diversi valori di induttanza di dispersione L_d , mentre la figura 2.10 ne evidenzia la dipendenza dal carico R_0 . Si nota che la sensibilità del rapporto di conversione rispetto a questi due parametri aumenta all'aumentare del *duty cycle*. Dalla figura 2.10 si osserva inoltre che la sensibilità del rapporto di conversione rispetto alla resistenza di carico, a parità di *duty cycle*, aumenta al diminuire di R_0 .

2.4 Stress di tensione e corrente sui componenti

Sfruttando l'analisi a regime del circuito, si ricavano gli stress sui componenti. Le forme d'onda corrispondenti sono riportate in figura 2.2.

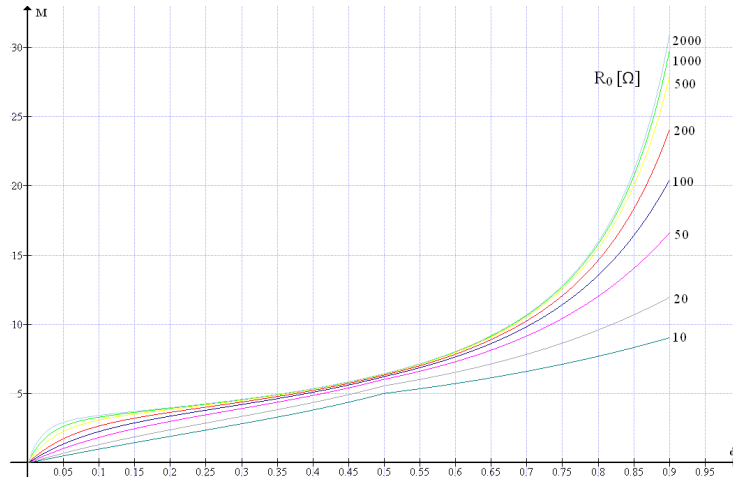


Figura 2.10: Rapporto di conversione per diversi valori di resistenza di carico.

2.4.1 Diodi

Ciascun diodo è percorso da una semionda della corrente sull'induttanza di dispersione i_s , mentre in interdizione è sottoposto alla tensione d'uscita. In relazione al valore efficace della corrente al secondario i_s , si ottiene facilmente la seguente espressione:

$$i_{D1,eff} = i_{D2,eff} = \frac{i_{s,eff}}{\sqrt{2}} \quad (2.63)$$

2.4.2 Interruttori

La tensione a cui sono sottoposti gli interruttori è limitata dalle capacità di clamp, al valore di:

$$U_{S1} = U_{SC1} = U_{S2} = U_{SC2} = \frac{U_g}{1-d}. \quad (2.64)$$

Tale tensione cresce all'aumentare del *duty-cycle* e risulta tanto più bassa quanto più elevato è il rapporto spire.

Per quanto riguarda gli switch principali, essi sono interessati da una corrente data dalla somma di due contributi: la corrente magnetizzante e la corrente riflessa al primario. Il primo termine, trascurando il ripple, è pari a metà della corrente assorbita dalla sorgente, mentre il secondo è dato dalla corrente i_s amplificata del rapporto spire n . Ne segue che gli switch principali sono interessati da una corrente molto sostenuta.

Gli interruttori di clamp, invece, presentano una sollecitazione di corrente inferiore, in quanto in questo caso i due contributi precedentemente descritti si sottraggono.

Perdite in commutazione

Per analizzare le commutazioni degli interruttori è necessario discriminare le modalità di funzionamento con *duty-cycle* maggiore o minore di 0.5. Nel primo caso, all'istante di

	S_1	S_{C1}	S_2	S_{C2}
<i>Turn ON</i>	<i>ZVS</i>	<i>ZVS</i>	<i>ZVS</i>	<i>ZVS</i>
<i>Turn OFF</i>	<i>hard</i>	<i>hard</i>	<i>hard</i>	<i>hard</i>
(a) <i>duty cycle</i> > 0.5.				
	S_1	S_{C1}	S_2	S_{C2}
<i>Turn ON</i>	<i>hard</i>	<i>ZVS</i>	<i>hard</i>	<i>ZVS</i>
<i>Turn OFF</i>	<i>hard</i>	<i>ZVS</i>	<i>hard</i>	<i>ZVS</i>
(b) <i>duty cycle</i> < 0.5.				

Tabella 2.2: Tipologia delle commutazioni degli switch in funzione del *duty-cycle*

accensione degli switch principali, la corrente è tale da forzare in conduzione il corrispondente diodo in antiparallelo: la commutazione è quindi di tipo *ZVS*; lo spegnimento è invece di tipo *hard*. Anche per gli switch di clamp si ha lo stesso tipo di commutazioni. Nel caso di *duty-cycle* inferiore a 0.5, invece, gli interruttori di clamp si accendono e si spengono a tensione nulla, mentre gli switch principali presentano commutazioni solamente di tipo *hard*.

Le tabelle 2.2 riassumono i concetti precedentemente esposti.

2.4.3 Mutui induttori

Come si osserva dalla figura, l'avvolgimento secondario di ciascun mutuo induttore è interessato della corrente i_s , mentre il primario è percorso dalla somma di due contributi: la corrente magnetizzante e la corrente i_s amplificata del rapporto spire, risultando perciò molto più sollecitato rispetto al secondario.

2.5 Conclusioni

Si riassumono i principali vantaggi e svantaggi della topologia analizzata.

Vantaggi:

- la struttura *interleaved* in ingresso permette la ripartizione della corrente su due rami distinti e determina un assorbimento di corrente pressochè continuo;
- sono sufficienti due elementi magnetici;
- le sollecitazioni di tensione sui quattro interruttori sono limitate dalle capacità di clamp;

- con *duty-cycle* maggiore di 0.5 le commutazioni in accensione di tutti gli switch avvengono a tensione nulla.

Svantaggi:

- le perdite in conduzione dei MOSFET principali sono elevate a causa del contributo di corrente riflessa al primario.
- la derivata di corrente allo spegnimento dei diodi è elevata e determina dissipazioni di potenza legate al *recovery inverso*.

Dimensionamento e scelta dei componenti

In questi capitolo verrà determinato il circuito da implementare in base al confronto tra le topologie analizzate nei capitoli 1 e 2. Si procederà in seguito al dimensionamento e alla scelta dei componenti, valutando prima la topologia risonante e successivamente quella non risonante.

Le *specifiche* di progetto per il convertitore sono le seguenti:

Tensione d'ingresso:	$25 \div 50 V$
Tensione d'uscita nominale:	$400 V$
Potenza d'uscita nominale:	$2500 W$

3.1 Scelta del circuito da implementare

Osservando gli schemi elettrici e le forme d'onda delle due topologie analizzate si intuisce che gli stadi di ingresso, nonostante la struttura circuitale differente, si comportano in maniera equivalente per quanto riguarda la corrente assorbita dalla sorgente i_g e la tensione applicata al lato secondario u_s (onda quadra su tre livelli). Dal punto di vista del funzionamento complessivo del convertitore, le due strutture risultano pertanto identiche. Si passa ora al loro confronto per individuare quella più vantaggiosa da implementare. Per la topologia risonante non si fa riferimento allo schema originale, ma alla variazione topologica proposta nel paragrafo 1.5.2.

Si nota che lo stadio d'ingresso della topologia con mutui induttori presenta un elemento magnetico in meno rispetto a quella con trasformatore. Questa semplificazione circuitale

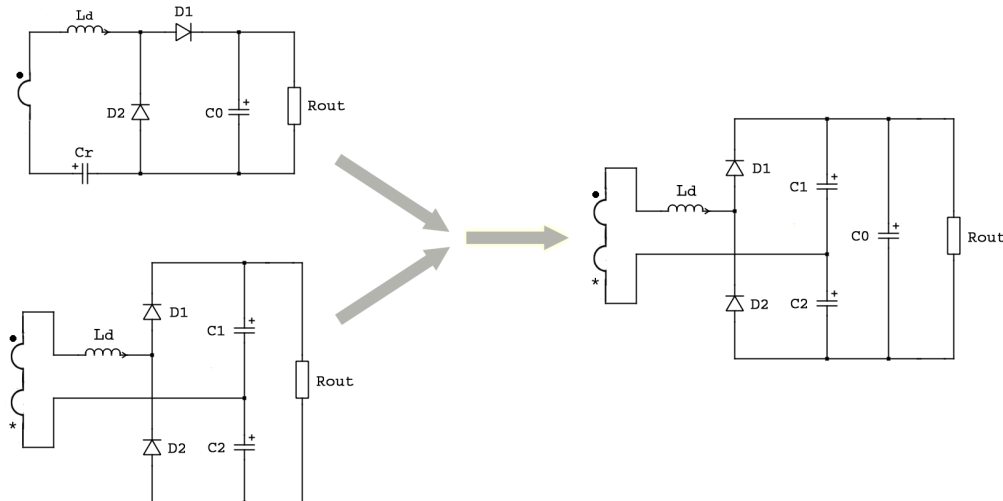


Figura 3.1: Determinazione della topologia circuitale al secondario a partire dagli schemi iniziali.

è resa possibile dal fatto che i mutui induttori, oltre ad introdurre il rapporto di conversione tra primario e secondario, adempiono anche alla funzione di accumulo energetico, cosa che nella topologia risonante viene affidata separatamente agli induttori. Per questo motivo *si sceglie di implementare lo stadio d'ingresso a mutui induttori per entrambe le topologie.*

Osservando gli stadi d'uscita dei due circuiti si osserva che essi hanno una struttura molto simile. Si può facilmente intuire che quello della topologia non risonante possa essere adattato per funzionare in modalità risonante. È infatti sufficiente dimensionare adeguatamente le capacità C_1 e C_2 in modo da ottenere la frequenza di risonanza desiderata ed aggiungere un ulteriore condensatore in parallelo al carico per limitare il ripple di tensione in uscita (figura 3.1).

A fronte delle precedenti osservazioni, si giunge allo schema elettrico che verrà utilizzato per implementare il prototipo, rappresentato in figura 3.2. Tale circuito permette di testare entrambe le topologie in esame, semplicemente sostituendo i condensatori C_1 e C_2 . Utilizzando dei valori di capacità sufficientemente piccoli si ottiene il funzionamento risonante; montando invece dei condensatori di valore adeguatamente superiore, il circuito opera nella modalità non risonante.

Per dimostrare l'attitudine della topologia scelta ad operare nella modalità risonante, si faccia riferimento alla successione di stati topologici illustrata in figura 3.3 e alle corrispondenti forme d'onda al secondario in figura 3.4. Si osserva che gli andamenti della corrente i_s e della tensione u_s risultano identici a quelli ottenuti dalla topologia con trasformatore (figura 1.4). Analizzando le forme d'onda delle tensioni sulle capacità C_1 e C_2 si evince che esse sono dinamicamente in parallelo: ad ogni ciclo di risonanza la corrente i_s si ripartisce equamente su ciascuna capacità, determinando le stesse escursioni di ten-

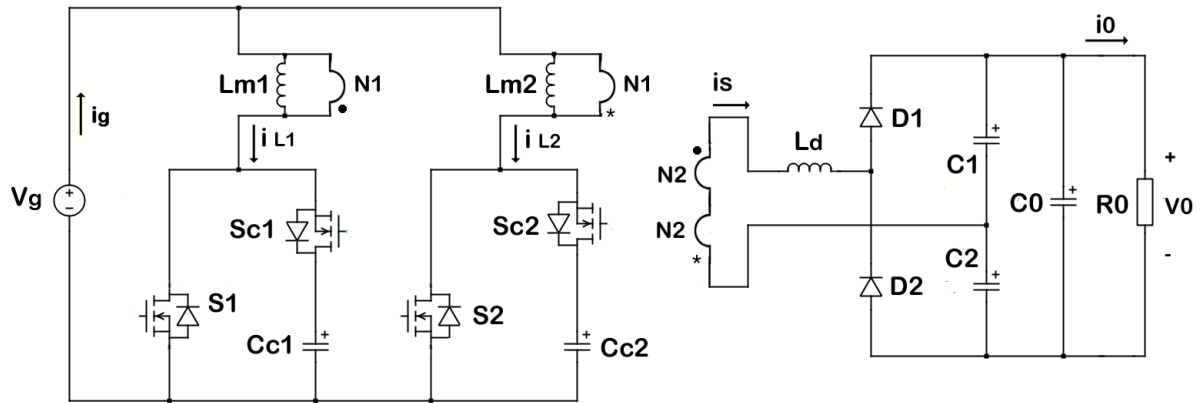


Figura 3.2: Schema circuitale della topologia implementata.

sione, ma di segni opposti secondo i riferimenti adottati. Questo fatto si basa sull'ipotesi che la capacità C_0 sia sufficientemente grande rispetto a C_1 e C_2 , e che sia in grado di contenere il ripple di tensione in uscita.

3.2 Considerazioni preliminari sulla topologia risonante

Si analizza il funzionamento dello stadio d'uscita nella modalità risonante. La capacità C_0 si suppone tale da rendere trascurabile il ripple di tensione, mentre C_1 e C_2 sono sufficientemente piccole da risuonare con l'induttanza di dispersione al secondario. Essi formano di fatto una maglia di soli condensatori e pertanto le capacità C_1 e C_2 (che si suppongono per semplicità uguali) risultano dinamicamente in parallelo. La frequenza di risonanza si calcola come:

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r (C_1 + C_2)}} \quad (3.1)$$

Si riassumono ora le principali equazioni del convertitore risonante studiato nel capitolo 1, che risultano utili per il dimensionamento.

- Rapporto di conversione:

$$M = \frac{U_0}{U_g} = \frac{2n}{1-d} \quad (3.2)$$

- Ripple di corrente sull'induttanza magnetizzante:

$$\Delta I_{L_m} = \frac{U_0}{2n f_s L_m} d(1-d) \quad (3.3)$$

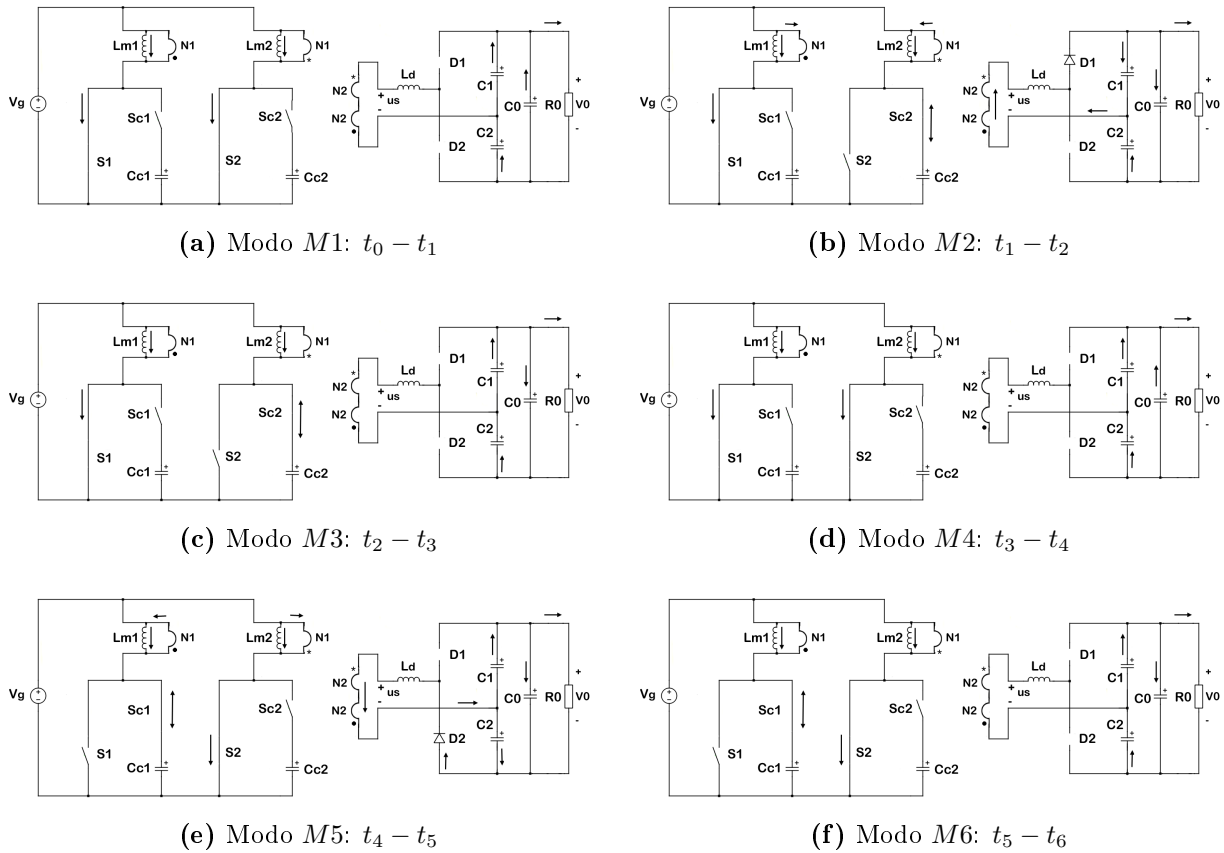


Figura 3.3: Successione degli stati topologici nella modalità risonante per $d > 0.5$

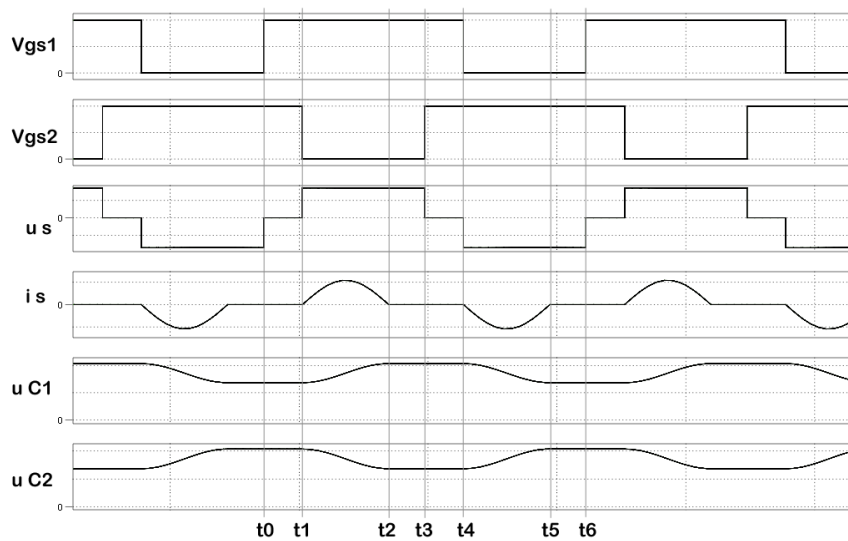


Figura 3.4: Forme d'onda al secondario nella modalità risonante.

- Ripple di corrente in ingresso:

$$\begin{cases} \Delta I_g = \frac{U_0}{2n f_s L_m} |1 - 2d| (1 - d) & \text{se } d > 0.5 \\ \Delta I_g = \frac{U_0}{2n f_s L_m} |1 - 2d| d & \text{se } d < 0.5 \end{cases} \quad (3.4)$$

- Picco di corrente al secondario:

$$\hat{I}_s = \pi \frac{U_0 f_r}{R_0 f_s} \quad (3.5)$$

Il criterio di dimensionamento adottato mira essenzialmente a minimizzare lo stress di corrente sugli switch e sui mutui induttori, favorendo la riduzione delle perdite e migliorando di conseguenza il rendimento del convertitore. Per quanto riguarda gli interruttori principali e gli avvolgimenti primari, la corrente consiste nella somma di due contributi:

corrente sull'induttanza magnetizzante i_{Lm} : trascurandone il ripple, è pari alla metà della corrente in ingresso ed è perciò imposta dalle specifiche in termini di assorbimento di potenza del convertitore;

corrente i_s riflessa al primario : in base alla (3.5) è proporzionale alla frequenza di risonanza ed inversamente proporzionale alla resistenza di carico.

Da tali osservazioni si intuisce come la minimizzazione della frequenza di risonanza f_r rappresenti un obiettivo essenziale per la riduzione del picco della corrente i_s e quindi delle perdite in conduzione degli switch. In base alle osservazioni fatte nel paragrafo 1.2.4, esiste un vincolo tra la frequenza di risonanza, la frequenza di commutazione ed i valori limite del *duty-cycle*, espresso dalle equazioni (1.54). Esaminando tali equazioni si evince che i vincoli sulla frequenza di risonanza risultano meno restrittivi in corrispondenza di $d = 0.5$, cioè quando il tempo a disposizione per il completamento della curva di risonanza è massimo. Tuttavia, la variabilità della tensione d'ingresso impone al convertitore di operare con *duty-cycles* variabili all'interno di un intervallo di valori, e risulta quindi necessario trovare una situazione di ottimo da questo punto di vista. In base alle precedenti osservazioni si deduce che la minimizzazione dello stress di corrente si ha quando il *duty-cycle* minimo e quello massimo risultano simmetrici rispetto a 0.5, in quanto la frequenza di risonanza risulta minimizzata.

In base alle specifiche di progetto, si calcolano ora i parametri del convertitore.

$$M_{max} = \frac{U_0}{U_{g,min}} = \frac{400 V}{25 V} = \frac{2n}{1 - d_{max}} ; M_{min} = \frac{U_0}{U_{g,max}} = \frac{400 V}{50 V} = \frac{2n}{1 - d_{min}} \quad (3.6)$$

Imponendo la simmetria rispetto a 0.5, cioè $d_{max} + d_{min} = 1$, si ottiene:

$$\mathbf{d_{min} = 0.33 \quad e \quad d_{max} = 0.67} \quad (3.7)$$

Il rapporto spire risulta di conseguenza:

$$n = \frac{N_2}{N_1} = M_{max} \frac{1 - d_{max}}{2}$$

$$\mathbf{n = 2.64} \quad (3.8)$$

3.3 Dimensionamento dei mutui induttori

Dopo aver ricavato il rapporto spire necessario, si procede nel progetto e la realizzazione dei mutui induttori. Per i successivi passi, infatti, risulta necessario disporre del valore dell'induttanza di dispersione misurata al secondario. Essa rappresenta di fatto un parametro parassita e difficilmente stimabile con sufficiente precisione, pertanto si decide di ricavarla attraverso misure dirette sui mutui induttori.

L'induttanza magnetizzante viene dimensionata in modo da garantire un adeguato ripple di corrente, tenendo conto dell'ondulazione di corrente in ingresso. Ipotizzando una frequenza di commutazione di $50kHz$ ed imponendo una massima ondulazione picco-picco delle correnti magnetizzanti di $10A$, dalla (3.3), calcolata nelle condizioni più gravose, cioè con *duty-cycle* uguale a 0.5, si ottiene una **induttanza magnetizzante di $40\mu H$** . Con questo valore, dalla (3.4) si calcola la massima ondulazione di corrente assorbita dall'ingresso, che vale $4.25A$.

Per la realizzazione dei mutui induttori si dispone di nuclei magnetici a C di tipo AMCC-16B, prodotti dalla POWERLITE® [3]. Essi sono costituiti da materiale amorfo METGLAS® Alloy 2605SA1, il quale presenta una resistività piuttosto bassa ($137 \mu\Omega cm$) e per questo motivo è laminato in modo da ridurre le perdite associate alle correnti parassite. I vantaggi derivano da una elevata induzione di saturazione (1.56 T) e da un ingombro piuttosto contenuto.

I dati fisici del nucleo sono i seguenti:

- area de nucleo: $A_e = 2.31 \cdot 10^{-4} m^2$
- area della finestra: $A_w = 6.50 \cdot 10^{-4} m^2$
- massa: $m = 0,28 Kg$
- altezza della sezione: $a_g = 0.011 m$
- larghezza della sezione: $d_g = 0.025 m$
- lunghezza del perimetro della sezione: $l_{turn} = 0.072 m$

Il dimensionamento dei mutui induttori deve garantire un compromesso tra le perdite nel nucleo, le perdite nel rame, la massima induzione magnetica e l'ingombro degli avvolgimenti: esso costituisce di fatto un processo iterativo, in cui ad ogni ciclo si aggiustano i parametri in modo da raggiungere le prestazioni desiderate. Di seguito verrà illustrato il procedimento seguito per il dimensionamento; i risultati numerici riportati sono stati ottenuti alla fine del processo iterativo sopracitato.

Calcolo dell'ondulazione di flusso magnetico

Il processo di dimensionamento dei mutui induttori inizia imponendo un valore di potenza dissipata nel nucleo, ricavando la corrispondente variazione di induzione magnetica. Il *datasheet* del materiale mette a disposizione una relazione che lega la densità di potenza dissipata con la frequenza e l'ampiezza della componente AC dell'induzione magnetica:

$$\Delta B^{AC} = 2 \cdot \sqrt[1.74]{\frac{P_v}{6.5 \cdot f(kHz)^{1.51}}} \quad (3.9)$$

dove P_v rappresenta la potenza per unità di massa. Imponendo per le perdite nel nucleo un valore pari allo 0.5% della potenza nominale ed un a frequenza di $50kHz$, si ottiene $\Delta B^{AC} = 0.2T$.

Calcolo del numero di spire degli avvolgimenti

Si calcola ora il numero di spire dell'avvolgimento primario: sfruttando la legge di Faraday e richiamando le considerazioni in merito all'ondulazione della corrente magnetizzante si giunge alla seguente equazione:

$$N_1 = \frac{L_m \{\Delta I_{Lm}\}_{max}}{\Delta B A_e} = 8.56 \quad (3.10)$$

dove $\Delta I_{Lm_{max}}$ è ricavata dal grafico di figura 3.5.

Arrotondando per difetto si ottengono delle perdite nel nucleo leggermente superiori, mentre arrotondando per eccesso, il maggior numero di avvolgimenti determina un aumento di quelle nel rame. Come si vedrà in seguito, queste ultime hanno un peso maggiore nel bilancio di potenza totale del mutuo induttore, per cui si sceglie $N_1 = 8$.

Il numero di spire del secondario si ricava come: $N_2 = n N_1 = 2.64 \cdot 8 \simeq 21$. Il rapporto spire effettivo risulta: $n = 21/8 = 2.63$, praticamente identico a quello desiderato.

Calcolo della massima induzione magnetica

Una volta determinate le spire degli avvolgimenti, bisogna verificare che il nucleo non saturi in corrispondenza della massima corrente magnetizzante.

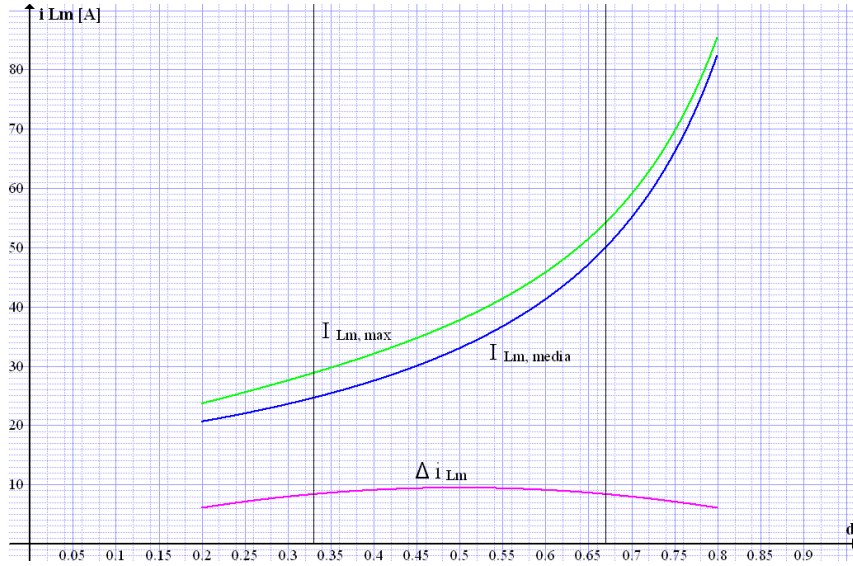


Figura 3.5: Rappresentazione grafica dell'andamento della corrente magnetizzante in funzione del *duty-cycle*: traccia rossa ΔI_{Lm} , traccia blu $\overline{I_{Lm}}$ e traccia verde $I_{Lm,max}$

La massima induzione magnetica si calcola come segue:

$$B_{max} = \frac{I_{Lm,max} L_m}{N_1 A_e} \quad (3.11)$$

La corrente magnetizzante massima è data dalla somma di due contributi: $I_{Lm,max} = \overline{I_{Lm}} + \frac{\Delta I_{Lm}}{2}$. Sostituendo le relazioni corrispondenti (3.3) e $\overline{I_{Lm}} = I_g/2$, si ottiene:

$$I_{Lm,max} = U_0 \left[\frac{n}{R_0(1-d)} + \frac{d(1-d)}{4n f_s L_m} \right] \quad (3.12)$$

Tale equazione, come illustrato in figura 3.5, è crescente con il *duty-cycle* e, per $d = 0.67$ vale 56A. La massima induzione magnetica risulta di 1.2T, ragionevolmente inferiore rispetto all'induzione di saturazione; la massima corrente magnetizzante in corrispondenza della saturazione è di 72 A.

Scelta dei conduttori

La scelta del conduttore per la realizzazione degli avvolgimenti si basa essenzialmente su considerazioni riguardo le perdite ad essi associate. Dato che, come si osserverà in seguito, queste ultime risultano dominanti nel bilancio di potenza dissipata nel mutuo induttore, si sceglie di utilizzare il filo *LITZ*. Si dispone di filo *LITZ* composto da 120 conduttori aventi un diametro di 180 μm ciascuno; la sezione totale di rame risulta pari a circa 2 mm^2 . Alle frequenze in gioco lo spessore di penetrazione equivale a

$$D_{PEN} = \sqrt{\frac{\rho C u}{\pi f_s \mu_0}} = 380 \mu m \quad (3.13)$$

ed è quindi superiore alle dimensioni dei conduttori. L'effetto pelle risulta perciò fortemente attenuato e questo fatto contribuisce a ridurre le perdite associate al rame. La lunghezza totale degli avvolgimenti risulta:

$$l_{\text{primario}} = N_1 \cdot l_{\text{turn}} = 0.58 \text{ m} \quad (3.14)$$

$$l_{\text{secondario}} = N_2 \cdot l_{\text{turn}} = 1.51 \text{ m}. \quad (3.15)$$

Si calcola ora l'ingombro degli avvolgimenti per verificare se essi possano essere fisicamente contenuti nella finestra del nucleo. Il diametro del conduttore misurato è di circa 0.0025 m , per cui la sezione corrispondente è: $S_{Cu} = 5 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$. L'area totale del rame si ricava come: $Area_{Cu} = (N_1 + N_2) S_{Cu} = 145 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$. L'area effettiva della finestra, tenendo conto dello spessore dei rocchetti è: $Area_W = 720 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$. Il coefficiente di riempimento risulta quindi:

$$K_{Cu} = \frac{Area_{Cu}}{Area_W} = 0.2 \quad (3.16)$$

Esso rappresenta un valore accettabile ed assicura lo spazio necessario per la realizzazione degli avvolgimenti.

Calcolo del traferro

Fissato il numero delle spire, si calcola il traferro necessario per ottenere il valore di induttanza magnetizzante desiderato. Supponendo la riluttanza del nucleo trascurabile rispetto a quella del traferro, vale la seguente equazione (L_m rappresenta l'induttanza di magnetizzante riferita al primario):

$$\mathfrak{R}_{gap} = \frac{N_1^2}{L_m} = 1.6 \cdot 10^6 \text{ H}^{-1} \quad (3.17)$$

La riluttanza si esprime come:

$$\mathfrak{R}_{gap} = \frac{t_{gap}}{\mu_0 A_{eq}} \quad (3.18)$$

in cui A_{eq} rappresenta un termine di area equivalente, che tiene conto dell'espansione delle linee di flusso del campo magnetico in corrispondenza dei bordi e può essere considerato con buona approssimazione pari a:

$$A_{eq} \simeq (a_g + t_{gap}) \cdot (d_g + t_{gap}) \quad (3.19)$$

Sostituendo la (3.19) nella (3.18) e risolvendo l'equazione di secondo grado si giunge al seguente risultato:

$$t_{gap} = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\mu_0 \mathfrak{R}} - a_g - d_g \right) - \sqrt{\left[\frac{1}{2} \left(\frac{1}{\mu_0 \mathfrak{R}} - a_g - d_g \right) \right]^2 - a_g \cdot d_g} \quad (3.20)$$

$$t_{gap} = 600 \mu m$$

Tale risultato rappresenta solamente una stima di partenza. Con l'aiuto dell'impedenziometro si ottiene il valore di induttanza magnetizzante desiderato con un traferro totale di $500 \mu m$. Si utilizzano due spessori di $250 \mu m$, costituiti ciascuno dalla sovrapposizione di due fogli di carta spessi $100 \mu m$ e di un foglio di mica spesso $50 \mu m$. Il valore inferiore di spessore trova spiegazione nel fatto di aver trascurato la riluttanza del materiale magnetico nel calcolo del traferro.

Calcolo della potenza dissipata

Le perdite totali dei mutui induttori si suddividono in perdite nel nucleo e perdite negli avvolgimenti. A causa dell'arrotondamento introdotto nella determinazione del numero di spire dell'avvolgimento primario, le perdite nel nucleo risultano differenti rispetto a quanto imposto inizialmente. Si rende quindi necessario calcolarle ricavando l'escursione di flusso dalla (3.10) e sostituendo l'ampiezza corrispondente nella (3.9). La potenza dissipata nel nucleo risulta:

$$P_{CORE} = 12.71 W \quad (3.21)$$

ed è un valore del tutto simile a quello assunto come ipotesi iniziale.

Per ricavare le perdite nel rame è necessario conoscere il valore efficace della corrente negli avvolgimenti. Per quanto riguarda la corrente al primario, data la complessità della forma d'onda, si ricorre all'uso del programma di simulazione *PLECS*[®], il quale restituisce un valore efficace massimo pari a circa $71.1 A$ ¹ nelle condizioni di potenza nominale e tensione d'ingresso di $25 V$. La corrente al secondario è invece pari alla corrente risonante ed ha un valore efficace massimo di $19.2 A$. La resistenza degli avvolgimenti si stima con le seguenti equazioni:

$$R_{primario} = \rho_{Cu} \frac{l_{primario}}{S_{Cu}} = 4.34 \cdot 10^{-3} \Omega \quad (3.22)$$

$$R_{secondario} = \rho_{Cu} \frac{l_{secondario}}{S_{Cu}} = 1.14 \cdot 10^{-2} \Omega \quad (3.23)$$

¹I valori efficaci delle correnti sono stati ottenuti utilizzando i parametri ricavati dal processo di dimensionamento descritto in seguito.

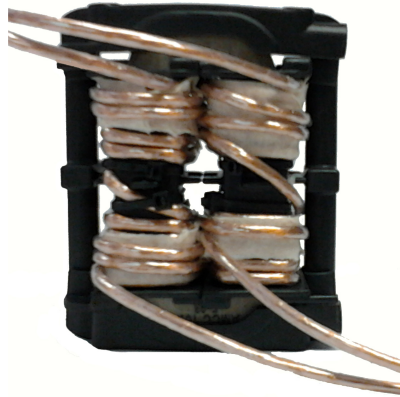


Figura 3.6: Realizzazione del mutuo induttore. L'avvolgimento primario è sovrapposto a quello secondario.

Si giunge infine alla potenza dissipata nei due avvolgimenti, calcolata trascurando le perdite associate all'effetto pelle, le quali, come già esposto, sono fortemente attenuate per l'utilizzo del filo *LITZ*

$$P_{\text{primario}} = R_{\text{primario}} \cdot I_{\text{RMS,primario}}^2 = 21.94W \quad (3.24)$$

$$P_{\text{secondario}} = R_{\text{secondario}} \cdot I_{\text{RMS,secondario}}^2 = 4.20W \quad (3.25)$$

Le perdite totali nel rame risultano quindi:

$$P_{Cu} = P_{\text{primario}} + P_{\text{secondario}} = 26.19W \quad (3.26)$$

La totale potenza dissipata da ciascun mutuo induttore risulta:

$$P_{\text{tot}} = P_{\text{CORE}} + P_{Cu} = 12.71W + 25.84W = 38.90W \quad (3.27)$$

Si noti come le perdite siano dominate dalla potenza dissipata dagli avvolgimenti, mentre le perdite nel nucleo rappresentano solamente un terzo della potenza totale. Con questa procedura di dimensionamento la potenza dissipata dai due mutui induttori rappresenta circa il tre per cento della potenza nominale del convertitore.

3.3.1 Tecniche di avvolgimento e misura dell'induttanza di dispersione

Un aspetto importante da valutare è la modalità con cui vengono realizzati gli avvolgimenti. Da essa infatti dipende l'entità dell'induttanza di dispersione, la quale rappresenta un parametro fondamentale per il dimensionamento del convertitore. Si sceglie di disporre le spire del secondario in quattro gruppi: tre da 5 spire e uno da 6, con l'accorgimento di

mantenerle distanti dal traferro, zona in cui il campo magnetico è più elevato. L'avvolgimento primario è stato realizzato per prova in varie configurazioni, ricavando per ognuna di esse l'induttanza di dispersione corrispondente. La misura dell'induttanza di dispersione al secondario si effettua misurando l'impedenza vista dai morsetti dell'avvolgimento secondario, con il primario cortocircuitato.

Le misure sono state eseguite con l'impedenziometro digitale "AGILENT 4294A" e si riferiscono ad un solo mutuo induttore.

Prima tecnica

Come primo tentativo, si dispone l'avvolgimento primario in quattro gruppi da due spire, ciascuno sovrapposto ad una porzione di secondario. Il valore di induttanza di dispersione al secondario è di $5.25\mu H$.

Seconda tecnica

Si dispone il primario in due gruppi da quattro spire, disposti nello spazio centrale di ciascuna gamba. L'induttanza di dispersione in questo caso vale $14.1\mu H$.

Terza tecnica

Si dispone il primario in due gruppi da quattro spire, disposti ciascuno sopra le porzioni di avvolgimento secondario della stessa gamba del nucleo. L'induttanza di dispersione vale $20\mu H$.

Quarta tecnica

Simile alla terza tecnica, ma con il primario avvolto sopra il secondario in due gruppi, uno per ciascuna gamba del nucleo. In questo caso l'induttanza di dispersione vale $22\mu H$.

Si noti come la prima tecnica di avvolgimento minimizzi l'induttanza di dispersione. Questo fatto trova un riscontro fisico, in quanto l'accoppiamento tra i due avvolgimenti risulta massimo. Come si vedrà in seguito, essa verrà scelta per la realizzazione dei mutui induttori.

Misura delle induttanze magnetizzanti

Le induttanze magnetizzanti dei mutui induttori valutate al primario si ricavano misurando l'induttanza sui terminali dell'avvolgimento primario, con il secondario aperto (in realtà in questo modo si ottiene la somma della magnetizzante e dell'induttanza dispersa al primario, ma quest'ultima si può ritenere trascurabile).

Si ottengono i seguenti valori: $L_{m1} = 40.3 \mu H$ ed $L_{m2} = 39.9 \mu H$, i quali risultano praticamente identici tra loro.

3.4 Dimensionamento della topologia risonante e scelta della frequenza di commutazione

Dopo aver costruito i mutui induttori ed averne misurato l'induttanza magnetizzante e quella di dispersione, si procede con il dimensionamento della topologia risonante. Con i valori di *duty-cycle* imposti nel paragrafo 3.2, la frequenza di risonanza deve soddisfare la seguente condizione:

$$\mathbf{f}_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{\mathbf{L}_d \mathbf{C}_r}} \geq \frac{\pi \mathbf{f}_s}{\mathbf{d}_{\min}} \quad (3.28)$$

dove con C_r la somma dei condensatori C_1 e C_2 , supposti di uguale valore. Si farà riferimento alle seguenti relazioni:

$$C_1 = C_2 = C \quad , \quad C_r = 2C \quad (3.29)$$

L'equazione (3.28) rappresenta di fatto un vincolo sulla totale induttanza di dispersione al secondario (che è pari alla somma delle induttanze di dispersione dei singoli avvolgimenti, essendo connessi in serie) e sul valore delle capacità C_1 e C_2 . Per garantire la modalità di funzionamento desiderata è necessario soddisfare un ulteriore vincolo, che riguarda la massima ondulazione di tensione sulle capacità risonanti. Richiamando i risultati precedentemente ottenuti, tale ondulazione è espressa dalla seguente equazione:

$$\Delta U_C = \frac{U_0}{2 R_0 C f_s} \quad (3.30)$$

Si nota come il ripple di tensione non dipenda dall'induttanza di dispersione, ma sia legato solamente al valore della capacità. Esaminando la successione degli stati topologici si evince che la tensione minima $U_{C,\min}$ deve essere positiva per entrambe le capacità; infatti, se così non fosse, all'accensione dello switch S_1 nell'istante t_0 (ipotesi di funzionamento con $d > 0.5$), il diodo D_1 risulterebbe polarizzato direttamente, innescando una risonanza, la quale risulterebbe indesiderata nella modalità di funzionamento prevista. Da questa osservazione si intuisce la necessità di imporre la tensione u_C minima maggiore di zero. Eseguendo alcuni passaggi si giunge alla seguente equazione:

$$U_{C,\min} = \overline{U_C} - \frac{\Delta U_C}{2} > 0$$

$$\frac{U_0}{2} - \frac{U_0}{4 R_0 C f_s} > 0$$

$$C > \frac{1}{2 R_0 f_s} \quad (3.31)$$

Le equazioni (3.28) e (3.31), una volta fissata l'induttanza dispersa, forniscono delle condizioni di minimo e massimo riguardo il valore della capacità risonante. Esso infatti presenta un limite superiore dovuto alla necessità di completare la curva di risonanza entro il t_{off} minimo degli switch, e un limite inferiore imposto dalla massima ondulazione di tensione. I parametri in gioco sono quindi i seguenti:

- l'induttanza di dispersione, che dipende dalla modalità con cui vengono realizzati gli avvolgimenti dei mutui induttori;
- la frequenza di commutazione;
- la resistenza di carico, il cui valore minimo è imposto dalla potenza nominale;
- le capacità risonanti.

Assumendo una frequenza di commutazione di 50kHz ed una **induttanza di dispersione totale al secondario di $10.5\ \mu\text{H}$** , che rappresenta di fatto il minimo valore ottenibile (vedi pag. 71), si ottiene dalla (3.31) una capacità minima di $157\ \text{nF}$, mentre la (3.28) stabilisce un limite massimo di $220\ \text{nF}$. Da questi dati si intuisce come in queste condizioni risulti molto difficile dimensionare le capacità C_1 e C_2 , in quanto il range di valori ammesso risulta alquanto ridotto. Inoltre, è necessario garantire un certo margine, in quanto si dovrà tenere conto anche dei tempi morti, i quali rendono la condizione (3.28) di fatto più restrittiva, e delle perdite del convertitore, le quali rendono necessario operare con un *duty-cycle* maggiore del valore massimo imposto.

Dai calcoli precedentemente eseguiti risulta chiara la necessità di intervenire nei parametri in gioco per ottenere un corretto funzionamento del prototipo. Plottando le condizioni (3.28) e (3.31), con $R_0 = 64\ \Omega$ (che rappresenta le condizioni di carico nominale di $2.5\ \text{kW}$) e $L_d = 10.5\ \mu\text{H}$, si evince come la riduzione della frequenza di commutazione abbia l'effetto di rilassare i vincoli sul valore delle capacità C_1 e C_2 , risolvendo così il problema precedentemente esposto. **Si sceglie quindi di diminuire la frequenza di commutazione a $40\ \text{kHz}$.** Con questo nuovo dato, i valori minimo e massimo di capacità ammessi sono rispettivamente $195\ \text{nF}$ e $345\ \text{nF}$.

A fronte di questi risultati, *le capacità C_1 e C_2 si scelgono da $270\ \text{nF}$ ciascuna.* Con questo valore, la tensione u_C minima risulta:

$$U_{C,min} = \frac{U_0}{2} - \frac{U_0}{2 R_0 C f_s} = 55\text{V} \quad (3.32)$$

Essa risulta sufficientemente elevata da garantire un certo margine a fronte delle variabilità dovute alle tolleranze dei componenti. Infatti, assumendo una tolleranza del 10%, tipica per questi componenti, la tensione minima risulterebbe comunque positiva. L'ondulazione

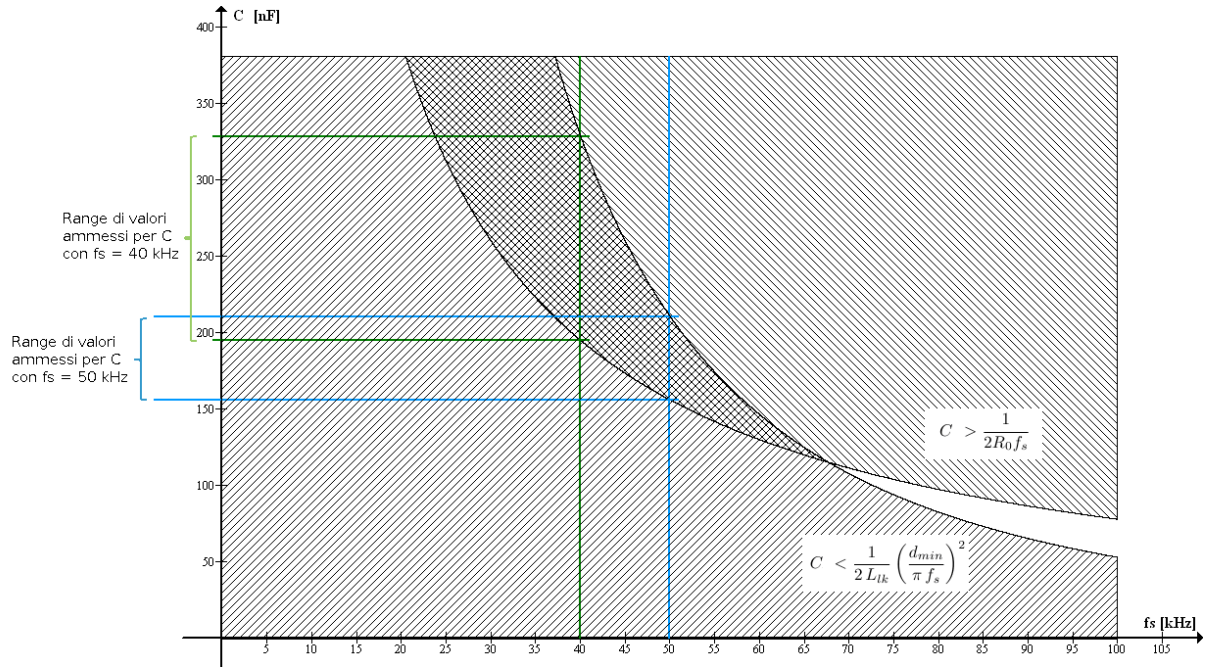


Figura 3.7: Rappresentazione grafica delle condizioni (3.28) e (3.3.1) con $R_0 = 64\Omega$ e $L_{lk} = 10.5\mu H$ e $d_{min} = 0.33$. Al diminuire della frequenza di commutazione, aumenta il range di valori ammessi per le capacità risonanti.

di tensione corrispondente vale:

$$\Delta U_C = \frac{U_0}{2 R_0 C f_s} = 289V \quad (3.33)$$

Dalla (3.28), sostituendo il valore di capacità scelto, si ottiene:

$$d_{max} = 0.70, \quad d_{min} = 0.30 \quad (3.34)$$

Tali limiti consentono di avere un certo margine sul *duty-cycle*, in modo da consentire al convertitore di lavorare al di sopra delle condizioni ideali, ad esempio a causa delle perdite che, riducendo il rapporto di conversione, rendono necessario aumentare il *duty-cycle*, oppure a seguito di brusche variazioni del segnale di riferimento, qualora il circuito sia inserito in un controllo a retroazione.

La frequenza di risonanza che si ottiene con i valori scelti vale:

$$f_r = 66.84 kHz \implies T_r/2 = 7.48 \mu s \quad (3.35)$$

Per quanto riguarda i mutui induttori, operando con una frequenza di commutazione di $40kHz$, anzichè di $50kHz$ (frequenza con cui sono stati dimensionati), non vi sono delle sostanziali differenze per quanto riguarda la potenza dissipata ed il ripple di corrente magnetizzante. Risulta possibile quindi utilizzarli nelle nuove condizioni operative senza

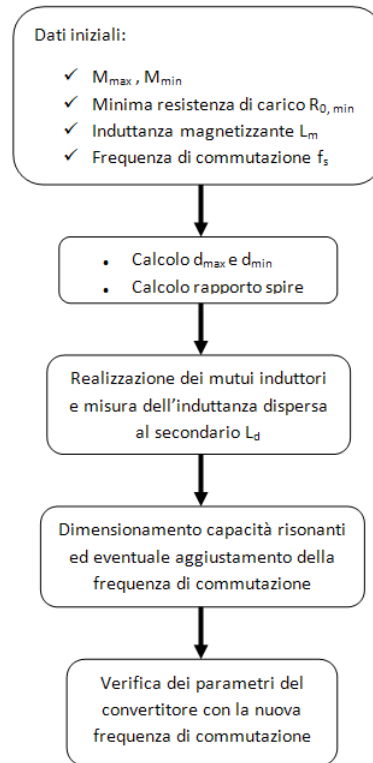


Figura 3.8: Sintesi della procedura di dimensionamento per la topologia risonante.

ridiscuterne il dimensionamento.

3.4.1 Scelta delle capacità di clamp

La tensione media sulle capacità di clamp risulta (dalla (1.35)):

$$\overline{U_{Cc}} = \frac{U_0}{2n} = \frac{400}{2 * 2.63} = 76 V \quad (3.36)$$

Dai risultati ottenuti dalle simulazioni si evince che l'utilizzo di capacità da $4.7\mu F$ risulta sufficiente per garantire un ripple di tensione accettabile (circa $20V$ picco-picco). Si dispone di capacità da $4.7\mu F$ e $250V$ in materiale MKT, le quali sono in grado di sostenere abbondantemente gli stress di tensione in gioco.

3.4.2 Scelta della capacità d'uscita

La capacità d'uscita si dimensiona imponendo un ripple ragionevole di tensione. Tale ripple è stimato dalla (1.50) (che risulta ancora valida). La tensione massima sostenibile deve essere maggiore della tensione d'uscita, cioè $400V$. Si utilizza per lo scopo una capacità da $5.6\mu F$ e $630V$, la quale determina una ondulazione massima di $11V$ picco-picco, che rappresenta il 2.7% della tensione nominale, risultando quindi molto contenuta.

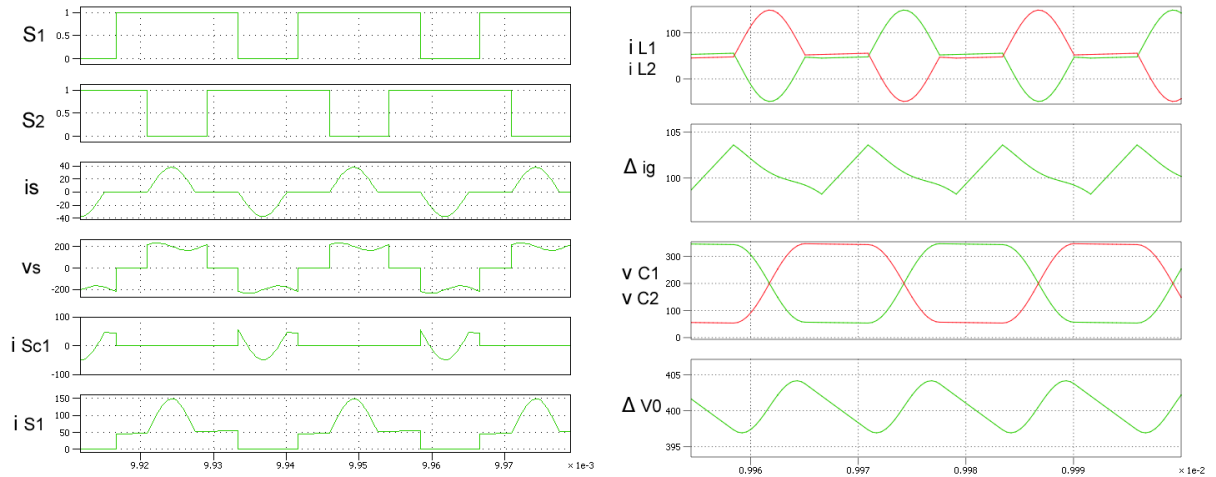


Figura 3.9: Simulazione del circuito risonante: forme d'onda a regime con capacità risonanti di 270 nF .

3.4.3 Scelta delle capacità in ingresso

Come capacità in ingresso, si scelgono quattro condensatori da $4.7\mu\text{F}$, 250V costituiti di materiale *MKT*, connessi in parallelo.

3.5 Simulazione della topologia risonante

In questa sezione si esegue la simulazione del circuito utilizzando i valori dei componenti precedentemente calcolati, per verificare il corretto funzionamento della topologia. Le simulazioni sono state eseguite tramite il software *PLECS*[®] ed il modello utilizzato è ideale: non comprende quindi le resistenze parassite dei componenti.

Il punto di lavoro assunto dal convertitore è il seguente:

- $U_g = 25\text{ V}$, $I_g = 100\text{ A}$, $duty-cycle = 0.67$, $V_0 = 400\text{ V}$, $I_0 = 6.25\text{ A}$,
 $R_0 = 64\ \Omega$ ($P_{out} = 2500\text{ W}$)

Dalle figure 3.9a e 3.9b, si ottengono le seguenti misure:

- $\Delta U_C = 289\text{ V}$
- $T_r/2 = 6.65\ \mu\text{s} \implies f_r = 75.19\text{ kHz}$

Si osserva che l'ondulazione di tensione sulle capacità C_1 e C_2 è confermata dalla simulazione, mentre la durata temporale della curva di risonanza ($T_r/2$) è inferiore a quella prevista. Questo fatto è causato dal ripple di tensione sulle capacità di clamp: si osserva che l'andamento della tensione al secondario u_s si discosta da quello ad onda quadra previsto nell'analisi teorica (nella quale il ripple di tensione si è supposto trascurabile), pertanto la curva di risonanza risulta leggermente deformata.

Gli stress di corrente sui MOSFET e sui mutui induttori sono i seguenti:

- $i_{S1,eff} = 68.0A$
- $i_{SC1,eff} = 20.7A$
- $i_{L1,primario,eff} = 71.1A$
- $i_{L1,secondario,eff} = 19.2A$

Si rileva infine una ondulazione di corrente in ingresso di $5.3A$ e un ripple di tensione in uscita di $7.2V$.

Dato che il periodo di risonanza risulta minore del previsto, si sceglie di aumentare il valore delle capacità risonanti C_1 e C_2 . In questo modo si diminuisce il picco di corrente i_s , con conseguente beneficio per quanto riguarda gli stress di corrente sui componenti.

A fronte dei risultati ottenuti dalla simulazione, si modifica il valore delle capacità risonanti, portandole a 330 nF.

Con la modifica apportata, si rileva la seguente misura dell'intervallo di risonanza: $T_r/2 = 7.35\mu s \implies f_r = 67.96 kHz$. I valori efficaci delle correnti in questo caso sono i seguenti:

- $i_{S1,eff} = 67.0A$
- $i_{SC1,eff} = 18.1A$
- $i_{L1,primario,eff} = 69.6A$
- $i_{L1,secondario,eff} = 18.3A$

Aumentando il valore delle capacità si è ottenuta una leggera diminuzione dei valori efficaci delle correnti nel circuito, senza alterare sensibilmente il *duty-cycle* massimo, che risulta pari a 0.71. Come ulteriore effetto si ha la riduzione del ripple di tensione sulle capacità risonanti, che si porta a $237V$. Infine, il ripple di tensione in uscita risulta leggermente ridotto ($6.6V$), mentre quello di corrente in ingresso è praticamente invariato.

3.5.1 Scelta degli interruttori

Sfruttando i risultati delle simulazioni, si scelgono gli switch adatti al convertitore. Essi sono sottoposti ad una tensione pari a circa $76V$, mentre gli stress di corrente massimi sono di $67.0A$ efficaci per gli switch principali e di $18.1A$ efficaci per gli interruttori di clamp.

Si sceglie di utilizzare quattro MOSFET di tipo IXYS 180N15P [4], in package *ISOTOP*[®], il quale ne permette un facile montaggio. Essi sono in grado di sopportare una tensione fino a $150V$ ed una corrente continua di $100A$ (limitata dalla metallizzazione del Drain). La resistenza di canale è di $11m\Omega$ alla temperatura di $25^\circ C$ e di circa $20m\Omega$ alla temperatura di $120^\circ C$. Tali dispositivi soddisfano le specifiche richieste e risultano abbondantemente sovradimensionati per quanto riguarda gli switch di clamp. Questa scelta è motivata dal fatto che a livello di prototipo è conveniente avere dei limiti piuttosto rilassati. In una

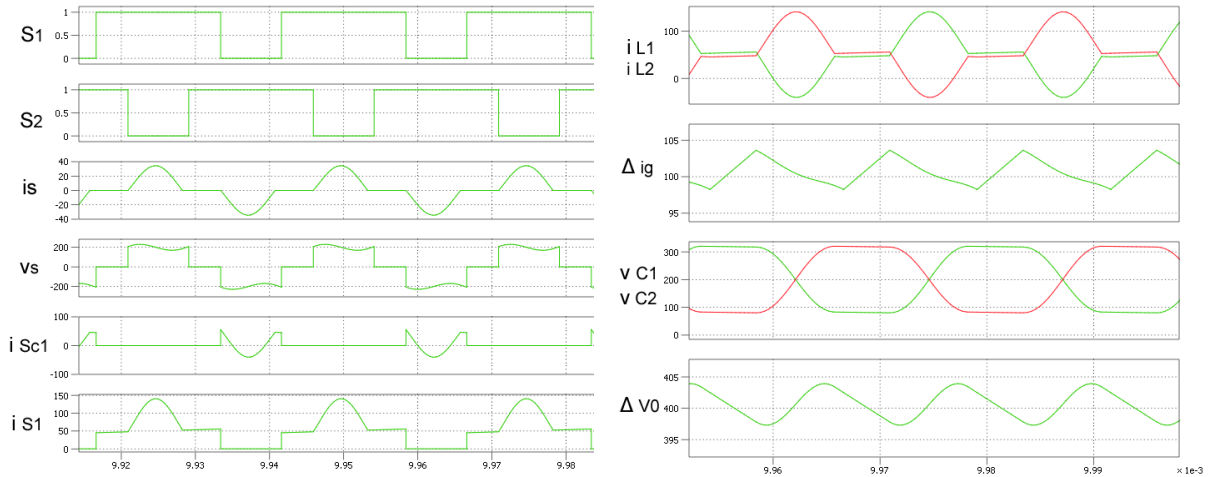


Figura 3.10: Simulazione del circuito risonante: forme d'onda a regime con capacità risonanti di 330 nF .

successiva fase progettuale potrebbe risultare utile utilizzare per gli switch di clamp dei MOSFET differenti, aventi dei limiti di corrente inferiori.

3.5.2 Scelta dei diodi

Per i diodi si utilizza un dispositivo *DSEI 2x 30* [5], costituito da due diodi in un unico package *ISOTOP*[®]. Essi sono in grado di sostenere una polarizzazione inversa fino a 1000V , e una corrente di conduzione fino a 70A efficaci, soddisfacendo abbondantemente le specifiche. La caratteristica di avere dei tempi di *reverse-recovery* molto ridotti determina perdite in commutazione piuttosto contenute.

3.6 Dimensionamento della topologia non risonante

I risultati ricavati nel paragrafo precedente possono essere facilmente estesi alla topologia non risonante. Essa, da un punto di vista pratico, si realizza sostituendo i condensatori C_1 e C_2 con delle capacità di valore superiore e tale da garantire un ripple di tensione contenuto. L'idea è quindi di utilizzare la topologia risonante appena dimensionata, compresi i mutui induttori, modificando solamente il valore dei due condensatori. Sarà ovviamente necessario verificare che i componenti siano in grado di sopportare gli stress di corrente e tensione che derivano da questa differente modalità di funzionamento.

Si noti che la capacità d'uscita C_0 risulterebbe in questo caso superflua, in quanto il filtraggio della tensione d'uscita potrebbe essere affidato ai soli condensatori C_1 e C_2 .

Secondo l'analisi teorica riportate nel capitolo 2, le capacità C_1 e C_2 devono essere sufficientemente grandi da rendere il ripple di tensione trascurabile, in modo da garantire un andamento lineare a tratti della corrente i_s . Per ottenere questo risultato è necessario

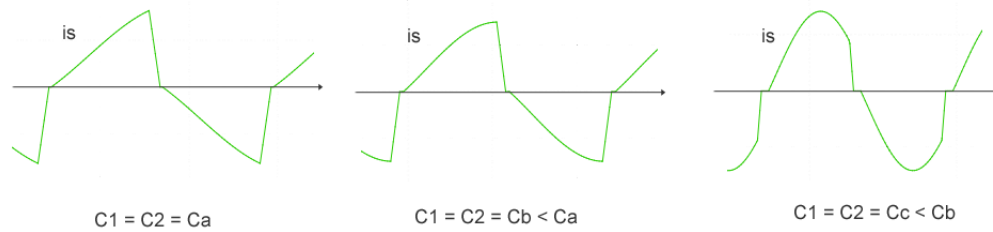


Figura 3.11: Andamento della corrente i_s al diminuire del valore delle capacità C_1 e C_2 , con L_d e *duty-cycle* costanti.

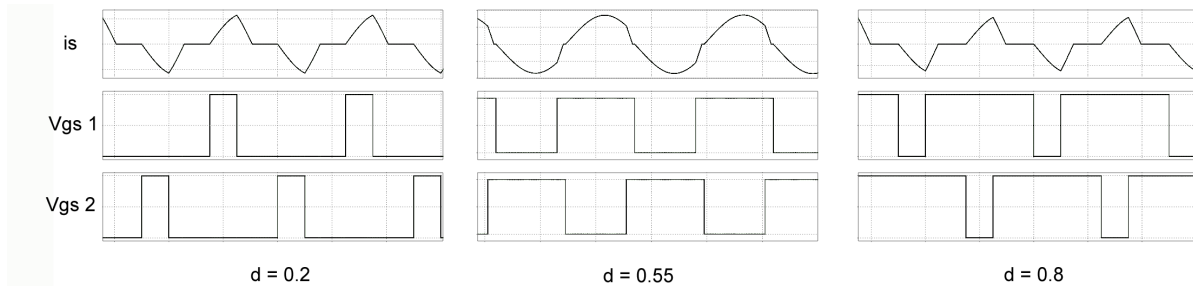


Figura 3.12: Funzionamento con frequenza di risonanza intermedia. Andamento della corrente i_s al variare del *duty-cycle*, con valori di induttanza dispersa e capacità C_1 e C_2 costanti.

utilizzare delle capacità piuttosto elevate. La figura 3.11 illustra in maniera qualitativa l'andamento della corrente i_s per diversi valori di capacità. Si nota che per valori sufficientemente bassi la forma d'onda richiama quella della topologia risonante, in quanto il periodo di risonanza risulta paragonabile con il periodo di commutazione. Invece, per valori di capacità più elevati, il periodo di risonanza aumenta e l'andamento della corrente i_s diventa praticamente lineare.

Da queste osservazioni si deduce che esiste di fatto una continuità tra le due topologie analizzate, cioè il convertitore può operare con una frequenza di risonanza che risulta intermedia tra le due modalità di funzionamento. In questo caso accade che il comportamento tende ad essere di tipo non risonante per *duty-cycle* prossimi a 0 o ad 1, in quanto l'intervallo in cui gli stati degli switch sono complementari è ridotto; invece, per *duty-cycle* nell'intorno di 0.5, il funzionamento tende a quello risonante (figura 3.12).

Bisogna inoltre tenere presente che il ripple di tensione sulle capacità di clamp distorce la forma d'onda della tensione al secondario u_s rispetto all'andamento ad onda quadra ipotizzato, provocando quindi un'alterazione della forma d'onda i_s .

A fronte delle precedenti osservazioni si deduce che per ottenere la modalità di funzionamento prevista dall'analisi teorica risulta necessario utilizzare dei valori elevati sia per le capacità C_1 e C_2 , che per quelle di clamp C_{C1} e C_{C2} . Tale scelta risulta però svantaggiosa essenzialmente per due motivi: necessita di componenti più costosi e rende la dinamica del convertitore più lenta.

Si sceglie perciò di implementare una modalità di funzionamento che risulta di fatto

intermedia tra quella risonante e quella non risonante.

3.6.1 Scelta delle capacità d'uscita

La scelta delle capacità C_1 e C_2 ricade sui condensatori da $5\mu F$ e $630V$ in *MKT*, i quali sono in grado di sostenere abbondantemente gli stress di tensione, che sono di circa $210V$.

3.6.2 Calcolo dei *duty-cycle* massimo e minimo

Nel processo di dimensionamento della topologia risonante sono stati fissati alcuni parametri del circuito, in particolare la frequenza di commutazione ($40kHz$) e l'induttanza magnetizzante ($10.5\mu H$). Siccome il rapporto di conversione della topologia non risonante dipende da tali parametri, è necessario verificare il range di *duty-cycle* che garantisca il necessario guadagno di tensione del circuito. Considerando le equazioni (2.32) e (2.43), si ottiene che, in corrispondenza della minima tensione in ingresso il *duty-cycle* vale 0.76, mentre in corrispondenza della massima tensione in ingresso è di 0.39. Rispetto alla topologia risonante, si nota che in questo caso il convertitore opera con *duty-cycle* maggiori.

Entrando nel dettaglio dello studio del rapporto di conversione e richiamando l'analisi del paragrafo 2.3.3, si trova che le equazioni (2.32) e (2.43) perdono validità per *duty-cycle* compresi tra 0.45 e 0.55. L'errore massimo nella determinazione del rapporto di conversione (che si ha per $d = 0.5$) risulta del 1.3%, quindi molto contenuto. A fronte di questa osservazione si evince la possibilità di utilizzare le equazioni (2.32) e (2.43) anche al di fuori della loro regione di validità, in quanto esse costituiscono una buona approssimazione del rapporto di conversione effettivo in condizioni ideali.

3.7 Simulazione della topologia non risonante

Dato che la modalità di funzionamento implementata è di fatto intermedia tra quella risonante e quella non risonante, le formule ricavate per gli stress sui componenti nell'analisi teorica risultano imprecise. Si ricorre quindi alla simulazione del circuito per ricavare tali risultati.

Il punto di lavoro assunto dal convertitore è il seguente:

- $V_g = 25V$, $I_g = 100A$, *duty-cycle* = 0.75,
 $V_0 = 400V$, $I_0 = 6.25A$, $R_0 = 64\Omega$ ($P_{out} = 2500W$)

Stress sui componenti attivi

Considerando il funzionamento a potenza nominale, gli stress massimi di corrente sugli interruttori principali si hanno (come prevedibile) in corrispondenza della minima tensione

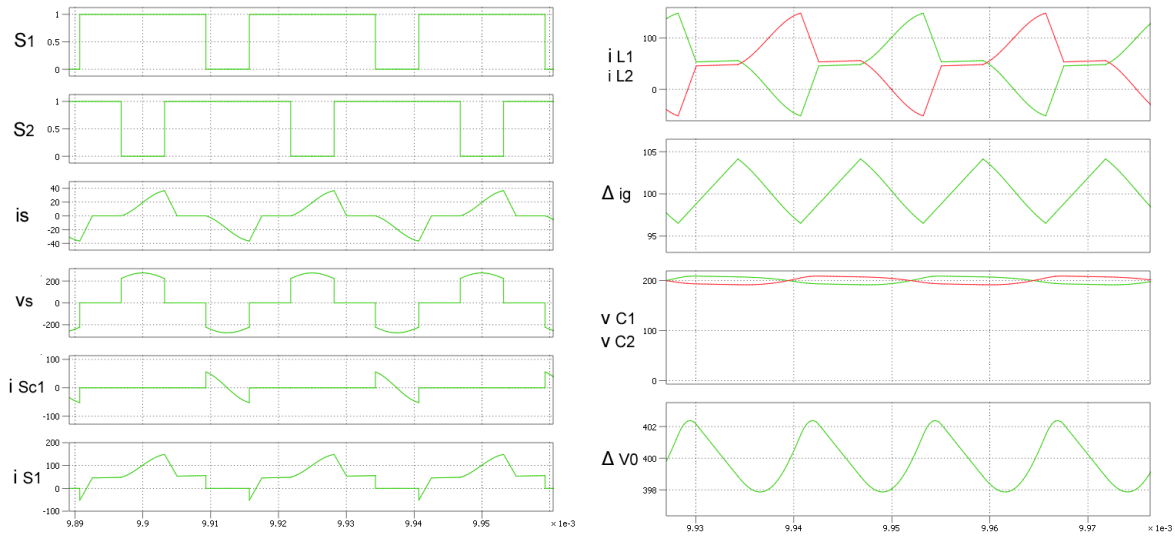


Figura 3.13: Topologia non risonante: forme d'onda a regime.

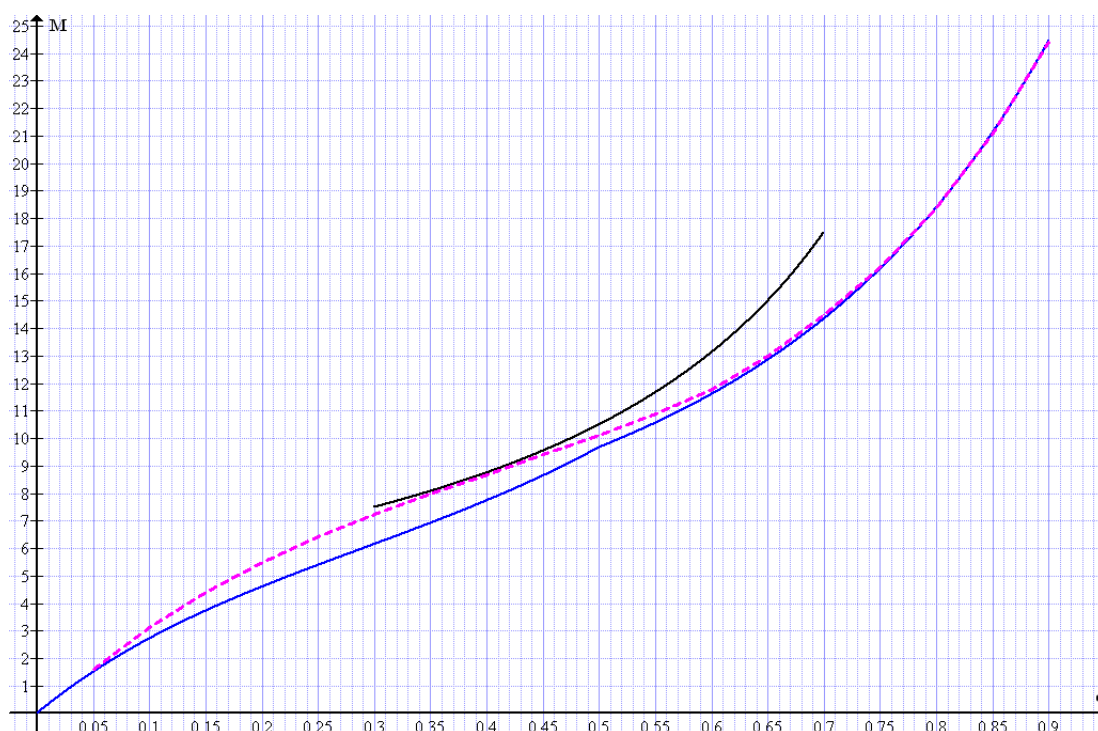
d'ingresso. La tensione massima a cui sono sottoposti i MOSFET è di circa $100V$. I valori efficaci delle correnti e l'entità delle ondulazioni di tensione ricavati dalla simulazione sono i seguenti:

- $i_{S1,eff} = 67.8A$
- $i_{SC1,eff} = 17.6A$
- $i_{L1,primario,eff} = 70.1A$
- $i_{L1,secondario,eff} = 18.1A$
- $\Delta v_{C1} = 17.2V$
- $\Delta V_0 = 4.5V$
- $\Delta i_g = 7.6A$

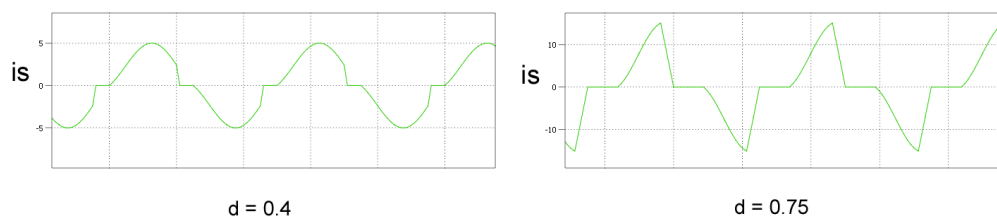
Si nota come i valori efficaci delle correnti sui componenti risultino simili rispetto alla topologia risonante e questo fatto conferma le scelte dei MOSFET e dei diodi effettuate in precedenza. Si conclude quindi che il dimensionamento dei componenti (a parte ovviamente le capacità C_1 e C_2) effettuato per la topologia risonante risulta valido anche per quella non risonante.

Simulazione del rapporto di conversione

La figura 3.14a illustra il confronto tra la rappresentazione grafica delle equazioni (2.62) che esprimono il rapporto di conversione della topologia non risonante calcolato (traccia blu), con quello ottenuto dalla simulazione (traccia rosa), nella quale è stato costruito un modello ideale (cioè senza resistenze parassite) con i valori dei componenti scelti. Si osserva che le curve si discostano per valori di *duty-cycle* compresi tra 0.1 e 0.6. In questo intervallo infatti, la corrente i_s risulta maggiormente deformata rispetto all'evoluzione



(a) Confronto tra il rapporto di conversione ideale calcolato (traccia blu) con quello ottenuto dalla simulazione del modello che include i valori di capacità dimensionati (traccia rosa). La traccia nera rappresenta il rapporto di conversione della topologia risonante.



(b) Particolari dell'andamento della corrente i_s per *duty-cycle* di 0.4 e 0.75: per *duty-cycle* nell'intorno di 0.4 la forma d'onda tende ad assomigliare a quella della topologia risonante, mentre per *duty-cycle* più elevati diventa lineare a tratti.

Figura 3.14: Risultati della simulazione del rapporto di conversione per la topologia non risonante.

lineare a tratti ipotizzata nell'analisi teorica: l'andamento tende perciò ad assomigliare a quello che si ha nella topologia risonante, come illustrato in figura 3.14b. Di conseguenza il rapporto di conversione simulato si avvicina molto alla curva del rapporto di conversione ideale della topologia risonante la quale è riportata con traccia nera in figura 3.14a.

Per *duty-cycle* superiori a 0.6, invece, l'andamento calcolato e quello simulato coincidono, in quanto la corrente i_s ritorna ad assumere un andamento pressochè lineare a tratti.

Realizzazione del prototipo e della scheda di controllo

In questo capitolo verrà presentata la realizzazione pratica della scheda di potenza e della scheda di controllo dei tempi morti. Saranno trattati gli aspetti riguardanti l'organizzazione dei circuiti che costituiscono il prototipo e gli accorgimenti realizzativi adottati.

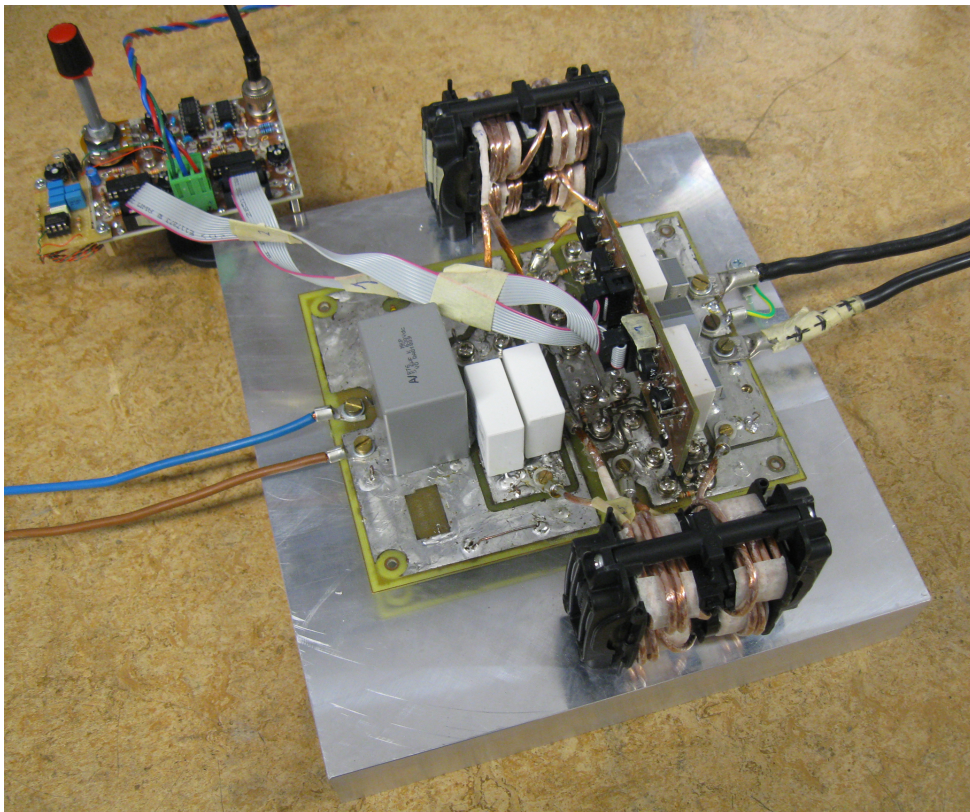


Figura 4.1: Immagine del prototipo realizzato in laboratorio.

4.1 Scheda di potenza

Il circuito di potenza è stato implementato su una scheda PCB a doppia faccia. I componenti in package *ISOTOP*[®], quali i MOSFET ed i diodi, sono stati fissati ad un dissipatore utilizzando del grasso termico per facilitare il trasferimento del calore. I loro terminali fanno capo al lato *bottom* della scheda e sono stati fissati ad essa tramite apposite viti. Sul lato *top* della scheda sono stati montati i rimanenti componenti: i condensatori e le resistenze.

Per quanto riguarda i mutui induttori, i terminali dei fili *LITZ* sono stati opportunamente trattati con l'utilizzo di un crogiolo di stagno per rimuovere la vernice isolante, in modo da garantire il contatto elettrico di ogni conduttore; successivamente essi sono stati saldati a dei connettori ad occhio, per poter essere fissati facilmente alla scheda con delle viti.

Sulla scheda, in prossimità di ciascun terminale di *gate* dei MOSFET, sono presenti una resistenza di gate da 5.6Ω , una di pull-down da $10k\Omega$, ed un connettore. Tutti quattro i connettori fanno capo ad una scheda di regolazione dei tempi morti, montata a pettine sulla scheda di potenza, la quale contiene anche i driver dei MOSFET.

4.2 Generazione dei segnali PWM

Per generare i segnali PWM sfasati tra loro di 180° si utilizza una scheda apposita, realizzata in un precedente lavoro di tesi [6]. Essa riceve in ingresso un'onda quadra di ampiezza $5V$ proveniente da un generatore di forme d'onda tramite un apposito connettore BNC. Il *duty-cycle* si regola tramite un potenziometro, da un valore minimo del 10% ad un massimo del 90%.

La frequenza di commutazione si determina impostando quella del generatore di segnale ad un valore *doppio* rispetto a quello desiderato (questo perchè la scheda implementa un divisore di frequenza).

In uscita sono presenti due connettori tipo *flat* a 10 pin, ciascuno dei quali porta il segnale PWM della gamba corrispondente e l'alimentazione di $15V$.

La scheda è inoltre in grado di effettuare un controllo di corrente di picco, ricevendo i segnali di corrente dal circuito di potenza attraverso degli appositi trasduttori *LEM*. Tale funzionalità non verrà utilizzata in questo progetto.

4.3 Regolazione dei tempi di ritardo

Per ogni ramo in ingresso del convertitore bisogna garantire un adeguato ritardo tra lo spegnimento di un MOSFET e l'accensione dell'altro. Se entrambi gli interruttori fossero contemporaneamente in conduzione, anche solo per un breve intervallo, la capacità di

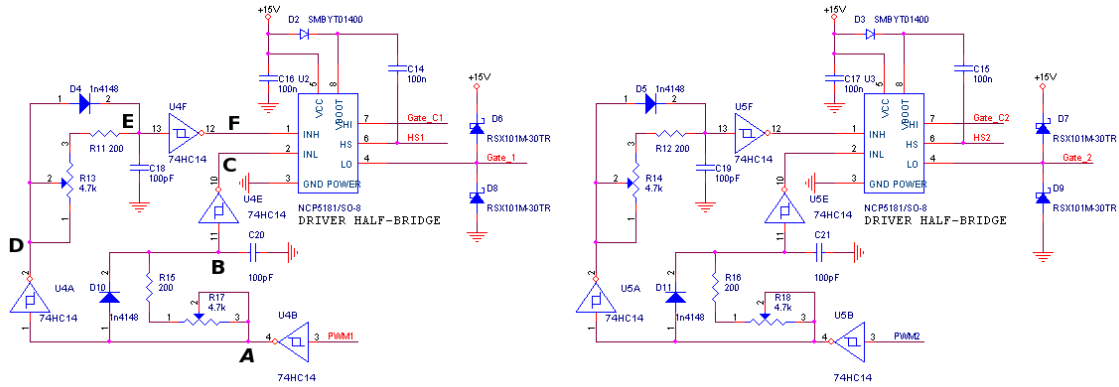


Figura 4.2: Schema elettrico della scheda di regolazione dei tempi di ritardo.

clamp risulterebbe cortocircuitata, determinando la circolazione di una corrente molto elevata che potrebbe danneggiare i componenti.

Per sperimentare al meglio le caratteristiche del convertitore si preferisce avere la possibilità di poter regolare agevolmente tali tempi morti. Per ottenere questo obiettivo è stata realizzata una scheda apposita, la quale riceve in ingresso i segnali PWM sfasati di 180° e genera in uscita direttamente i segnali di *gate* dei MOSFET.

Lo schema elettrico è illustrato in figura 4.2. Il circuito consiste in due sezioni identiche, una per ciascun ramo da pilotare. Per ogni sezione, l'ingresso è rappresentato dal segnale PWM di riferimento, il quale viene processato dalla rete di ritardo per ottenere i segnali di comando dei MOSFET alto e basso. Questi ultimi costituiscono l'ingresso del driver a mezzo ponte, il quale fornisce in uscita i corrispondenti segnali di *gate*.

Il principio di funzionamento del circuito si basa sostanzialmente sull'introduzione di una differenza nei tempi di propagazione in due percorsi logici, ottenuti attraverso delle apposite reti di ritardo costituite da un filtro passa basso RC avente un diodo in parallelo alla resistenza. La scarica della capacità avviene attraverso la resistenza, mentre la carica avviene attraverso il diodo, quindi più velocemente a causa della minore impedenza offerta.

Supponendo che all'istante $t = 0$ lo stato logico del segnale in ingresso $PWM1$ passi da '0' ad '1', il nodo A commuta da '1' a '0', mentre il nodo D si porta a '1' con un ritardo pari al tempo di propagazione della porta logica. In queste condizioni, la capacità C_{18} si carica molto velocemente attraverso il diodo, mentre la capacità C_{20} si scarica tramite la serie tra la resistenza ed il trimmer. La commutazione del nodo F da '1' a '0' avviene perciò prima che il nodo C si porti a '1', a causa della differenza dei tempi di propagazione nei due percorsi (che si considera superiore al tempo di propagazione delle singole porte logiche). In questo modo si genera un tempo morto tra il comando di spegnimento di un MOSFET e quello di accensione dell'altro.

Similmente, quando l'ingresso $PWM1$ passa da '1' ad '0' si verifica una situazione opposta.

4.3.1 Dimensionamento e scelta dei componenti

Le specifiche della scheda richiedono la possibilità di regolare i tempi morti indicativamente tra 100 ns e 400 ns , in modo da ottenere un margine di variabilità piuttosto ampio.

Nella determinazione dei tempi di ritardo concorrono essenzialmente tre fattori:

- la costante di carica RC;
- il tempo di propagazione degli *inverter*, in quanto i due percorsi differiscono per la presenza di uno stadio logico;
- eventuali dissimmetrie nei tempi di propagazione del driver per i MOSFET.

Per semplicità si trascura la resistenza in conduzione dei diodi, ipotizzando che la carica del condensatore avvenga in un tempo molto più breve rispetto alla scarica. La scelta delle porte logiche ricade nell'integrato *74HC14* [7], il quale contiene sei *inverter trigger di Schmitt*. Esso presenta tempi di propagazione nell'ordine dei 30 ns , i quali si possono in prima approssimazione trascurare nel dimensionamento della scheda. Lo svantaggio deriva dalla necessità di un'alimentazione di 5 V , a fronte dei 15 V disponibili, rendendo necessario ricorrere all'ausilio di un regolatore di tensione.

Si noti come l'utilizzo dell'integrato *74LS14*, sebbene fosse risultato compatibile con l'alimentazione a disposizione, non sarebbe stato in grado di garantire un funzionamento ottimale della scheda. Infatti, esso presenta un tempo di propagazione nell'ordine dei 150 ns , quindi molto più elevato rispetto al *74HC14*. Considerando il fatto che tale parametro presenta un considerevole margine di variabilità ed è fortemente dipendente dalla temperatura, la stabilità dei tempi morti potrebbe risultare compromessa. La scelta dell'integrato *74HC14* quindi, se da un lato aumenta la complessità circuitale, dall'altro garantisce un corretto funzionamento della scheda, e per questo motivo è stato scelto nella realizzazione del prototipo.

Come regolatore di tensione si utilizza un *LM2931* [8], il quale, avendo la capacità di erogare una corrente fino a 100 mA , risulta più che sufficiente per questa applicazione.

Dimensionamento delle reti di ritardo

Si passa ora alla scelta delle capacità e delle resistenze che garantiscano il range dei tempi morti desiderato. In questa analisi si trascurano per semplicità i ritardi dovuti al tempo di propagazione delle porte logiche, alle dissimmetrie nel driver a mezzo ponte e alla carica della capacità attraverso il diodo.

Dal datasheet degli *inverter* si ricavano i valori tipici delle tensioni di soglia con un'alimentazione di 4.5 V (tensione che più si avvicina all'alimentazione scelta): $V_{T+} = 2.38\text{ V}$ e $V_{T-} = 1.4\text{ V}$. La variabilità di questi parametri è piuttosto elevata, il che suggerisce di

effettuare un dimensionamento di massima garantendo un certo margine di regolazione. In una commutazione '1' \rightarrow '0', la capacità deve scaricarsi da 5V fino a V_{T-} per far avvenire la commutazione nell'*inverter* a valle. La legge di scarica è esponenziale del tipo:

$$u_c(t) = V_{cc} e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (4.1)$$

dove V_{cc} rappresenta la tensione di alimentazione (5V), mentre τ è la costante di tempo $(R + R_{trim}) \cdot C$. Fissando il valore finale a V_{T-} , si ottiene dopo qualche passaggio la seguente reazione:

$$\tau = \frac{t_{dead}}{\ln\left(\frac{V_{cc}}{V_{T-}}\right)} \quad (4.2)$$

Essa, a questo punto, si scompone in due equazioni:

$$\tau_{max} = (R + R_{trim,max}) \cdot C = \frac{t_{dead,max}}{\ln\left(\frac{V_{cc}}{V_{T-}}\right)} \quad (4.3)$$

$$\tau_{min} = R \cdot C = \frac{t_{dead,min}}{\ln\left(\frac{V_{cc}}{V_{T-}}\right)} \quad (4.4)$$

Si sceglie un valore di capacità di 100 pF, ottenendo i seguenti valori di resistenza:

$$R + R_{trim} = 3.1 \text{ k}\Omega \quad , \quad R = 780 \Omega \quad (4.5)$$

Tenendo conto dell'ampia variabilità della tensione di soglia e dei ritardi non inclusi in questo dimensionamento, per garantire un certo margine si scelgono trimmer da 4.7 k Ω e resistenze da 200 Ω . Per i diodi si utilizzano gli 1N4148.

Scelta del driver a mezzo ponte

I MOSFET di clamp, a differenza di quelli principali, presentano i terminali di *source* connessi ad un potenziale diverso dalla massa. Si rende perciò necessario ricorrere all'ausilio di un driver a mezzo ponte per pilotare gli switch di ciascuna gamba.

Si sceglie di utilizzare l'integrato *NCP5181* [9], il quale risulta compatibile sia con le caratteristiche degli switch utilizzati, che con quelle dei segnali logici di pilotaggio. La capacità di sostenere una tensione *drain-source* dello switch basso fino a 600V ricopre abbondantemente le specifiche: la tensione massima sulle capacità di clamp è infatti pari a circa 110V. Il driver deve essere completato con un circuito di *bootstrap*, costituito da un diodo *SMBYT01400* e da una capacità da 100 nF. La tensione di alimentazione è compatibile con i 15V a disposizione.

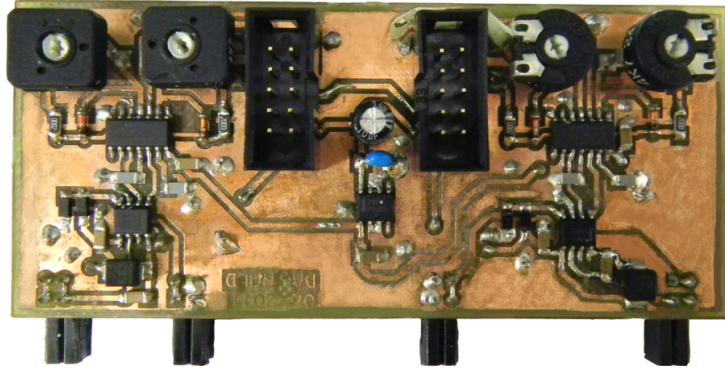


Figura 4.3: Immagine della scheda di regolazione dei tempi di ritardi e generazione dei segnali di comando dei MOSFET. In basso, vicino ai quattro connettori sono presenti i driver a mezzo ponte con i relativi circuiti di *bootstrap*. La parte alta ospita gli stadi logici con le reti di ritardo: sono chiaramente visibili i trimmer per la regolazione dei *dead-time*.

Considerazioni sulla realizzazione della scheda

Alla scheda di regolazione dei tempi morti fanno capo i due connettori tipo *flat* provenienti dalla scheda di controllo, i quali forniscono sia i due segnali PWM, che l'alimentazione a 15 V.

La scheda è costituita da due circuiti identici, uno per ciascun ramo in ingresso del convertitore, ognuno dei quali è pilotato dal rispettivo segnale PWM. Il regolatore di tensione alimenta le porte logiche, mentre i driver sono alimentati a 15V.

I driver sono posti il più vicino possibile ai connettori che fanno capo alla scheda di potenza, in modo da minimizzare l'induttanza parassita associata al percorso del segnale di *gate* dei MOSFET.

Per la realizzazione si utilizzano componenti *SMD*, montati tutti sulla stessa faccia della scheda. L'altro lato viene utilizzato come piano di massa, il che rende il circuito meno sensibile ai disturbi esterni.

4.4 Organizzazione delle schede

Il prototipo si compone di tre schede:

- una scheda per la generazione dei segnali PWM sfasati di 180°;
- una scheda per la regolazione dei tempi morti e il pilotaggio dei MOSFET;
- una scheda che ospita il circuito di potenza.

La figura 4.4 illustra lo schema a blocchi delle connessioni tra i vari circuiti. I collegamenti tra le due schede di controllo sono realizzati tramite due cavi *flat*, i quali trasportano anche l'alimentazione. La scheda di regolazione dei tempi morti è disposta a pettine sulla

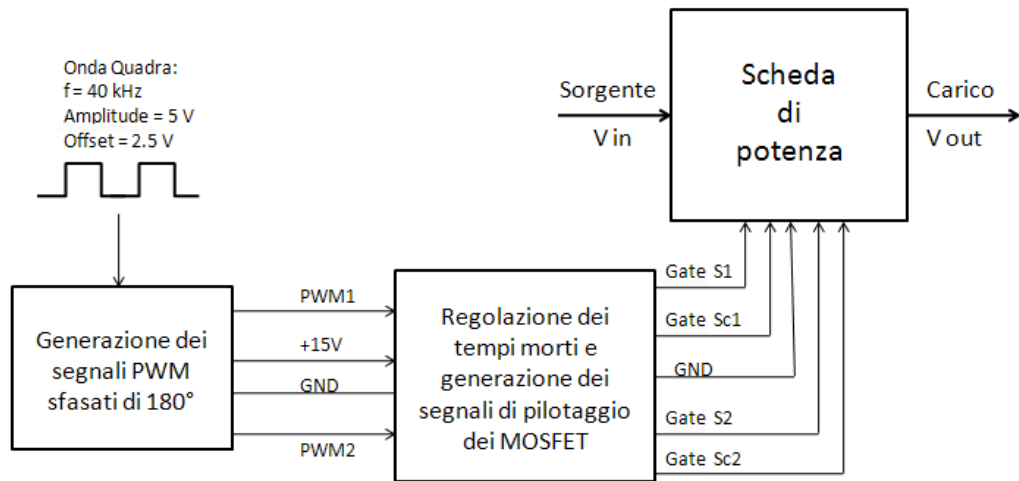


Figura 4.4: Schema a blocchi delle connessioni tra le schede che compongono il prototipo.

scheda di potenza e le connessioni sono state realizzate in modo da ridurre il percorso tra i driver ed i contatti di *gate* dei MOSFET, minimizzando così le induttanze parassite.

Risultati sperimentali

In questo capitolo sono raccolti i risultati ottenuti dal collaudo del prototipo. Per entrambe le topologie, verranno presentate le prove a potenza intermedia (1kW) e a piena potenza (2.5kW). Si farà riferimento allo schema elettrico di figura 3.2.

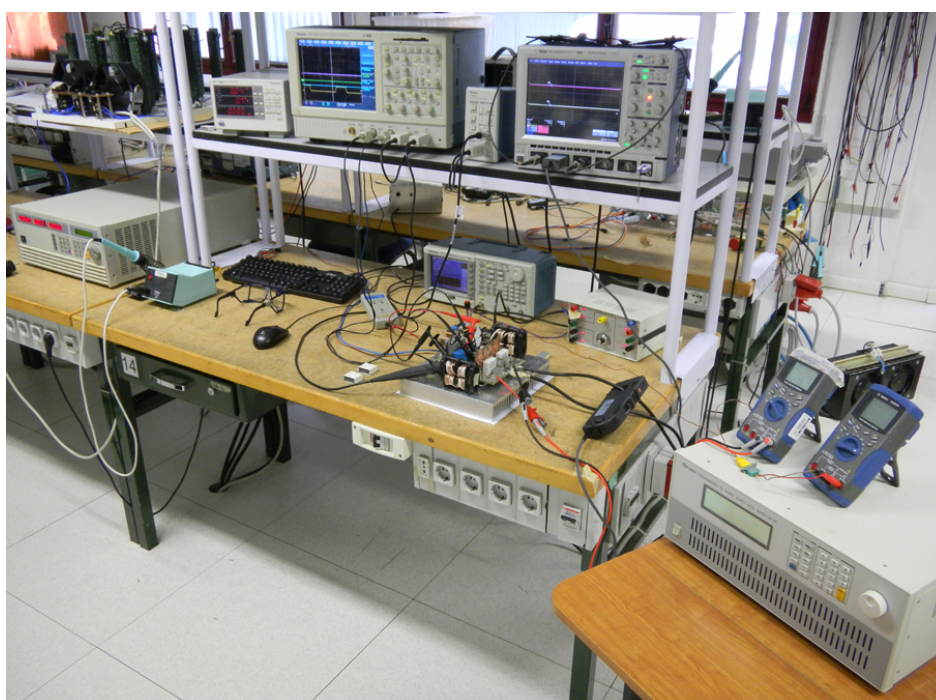


Figura 5.1: Allestimento del banco per le misure sul prototipo. Sul tavolo, da sinistra: il carico attivo, il generatore di funzioni, l'alimentatore da 15V, il prototipo e la sonda di corrente *CP150*. Sulla mensola da sinistra: il banco di resistori di potenza, il wattmetro, l'oscilloscopio Tektronics, l'amplificatore per la sonda di corrente Tektronics e l'oscilloscopio LeCroy (quest'ultimo utilizzato solamente per misure con la sonda di corrente *CP150*). In basso a destra l'alimentatore di potenza ed i multimetri.

La strumentazione utilizzata per l'esecuzione delle misure è la seguente:

- Oscilloscopio Tektronics TDS 5054 400 MHz 5 GS/s
- Generatore di Funzioni Tektronics AFG3101
- Sonda Differenziale Tektronics P5205, 1000 V
- Sonda di Corrente Tektronics TCP305, 30 A
- Amplificatore per sonda di corrente Tektronics TCPA300
- Alimentatore Duale, 15V - 1A
- Wattmetro Digitale Yokogawa R WT130
- Carico Attivo DC Chroma R 63202 5 A/50 A 125 V/500 V 2 kW
- Banco di resistori di potenza a ventilazione forzata
- Alimentatore DC Programmabile Chroma R 62050P 100 V-100 A 5 kW
- Multimetro Digitale AgilentR U1241A
- Oscilloscopio LeCroy WaveRunner 44Xi 400 MHz 5 GS/s (utilizzato solamente per misure con la sonda di corrente CP150)
- Sonda di corrente LeCroy CP150, 150 A
- Termocamera FLIR ThermaCAM
- Termocoppia FLUKER

5.1 Operazioni preliminari

Prima di collaudare l'intero apparato, è necessario analizzare separatamente le forme d'onda sui MOSFET, in modo da verificare sia la correttezza dei segnali di comando che l'adeguatezza dei tempi morti in commutazione.

In primo luogo, con il solo generatore di funzioni acceso, si collegano le sonde ai *gate* dei MOSFET bassi e si regolano i trimmer della scheda di generazione dei segnali *PWM* di controllo in modo da ottenere lo stesso *duty-cycle* per entrambi i segnali.

Eseguita questa operazione, si procede con la verifica dei tempi morti in commutazione alimentando solamente la sezione dedicata al pilotaggio dei MOSFET. Per ciascuna gamba dello stadio d'ingresso del convertitore si misurano le tensioni *gate-source* e *drain-source* dello switch basso, e *gate-source* dello switch alto (quest'ultima utilizzando una sonda differenziale). Agendo sui trimmer della scheda di regolazione dei tempi di ritardo, si verifica che i *dead-time* minimo e massimo, misurati direttamente sui segnali di *gate*, sono rispettivamente di 80 ns e 550 ns, in linea quindi con i valori attesi.

Per un primo collaudo del prototipo si impostano i tempi morti al valore di 500 ns, in modo da garantire un certo margine di sicurezza.

5.1.1 Collaudo dello stadio d'ingresso a vuoto

Prima di collaudare il prototipo a carico si vuole osservare l'andamento delle forme d'onda del ponte in ingresso, scollegando dalla scheda gli avvolgimenti secondari dei mutui induttori. In questo modo si possono valutare gli andamenti delle correnti magnetizzanti senza il contributo della corrente i_s riflessa al primario.

Verificata la corretta funzionalità del ponte in ingresso, si procede testando l'apparato con piccole potenze, nell'ordine dei cento Watt, mantenendo basse sia le tensioni che le correnti. Dopo aver analizzato le principali forme d'onda e l'adeguatezza del rendimento, si procede aumentando gradualmente la potenza tenendo sempre monitorati gli stress sui componenti e la loro temperatura, soprattutto riguardo ai MOSFET.

5.2 Test della topologia risonante a potenza intermedia: 1 kW

In questa sezione si raccolgono i risultati delle prove sulla topologia risonante con potenza d'uscita pari a 1 kW. Il punto di lavoro assunto dal convertitore è il seguente:

- Tensione d'ingresso: 25 V, Corrente d'ingresso: 43.9 A, Duty-cycle: 69 %, Tensione d'uscita: 400 V, Corrente d'uscita: 2.5 A, Potenza d'uscita: 1000 W ($R_0 = 160 \Omega$)

La figura 5.2 illustra l'andamento della corrente al secondario i_s in funzione delle tensioni *gate-source* dei MOSFET principali. Come previsto dall'analisi teorica, lo spegnimento di ciascun interruttore determina l'avvio della risonanza tra l'induttanza di dispersione e le capacità C_1 e C_2 . Come desiderato, corrente i_s si annulla entro l'intervallo di spegnimento degli switch.

5.2.1 Verifica delle principali equazioni

Si confrontano i risultati teorici che derivano dalle principali equazioni del circuito con le misure eseguite direttamente sul prototipo.

Innanzitutto si osserva che il *duty-cycle* risulta entro i limiti definiti nel paragrafo 3.4. In questa condizione di funzionamento, richiamando le equazioni (1.46) e (1.47), e ricordando che la frequenza di commutazione è di 40 kHz, l'induttanza di dispersione totale al secondario di 10.5 μH , e le capacità risonanti di 330 μF ciascuna, si ottengono i seguenti parametri:

- frequenza di risonanza teorica: $f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{2C_r L_d}} = 60.46 \text{ kHz}$
- picco di corrente risonante: $\hat{i}_s = \pi \frac{U_0 f_r}{R_0 f_s} = 11.8 \text{ A}$

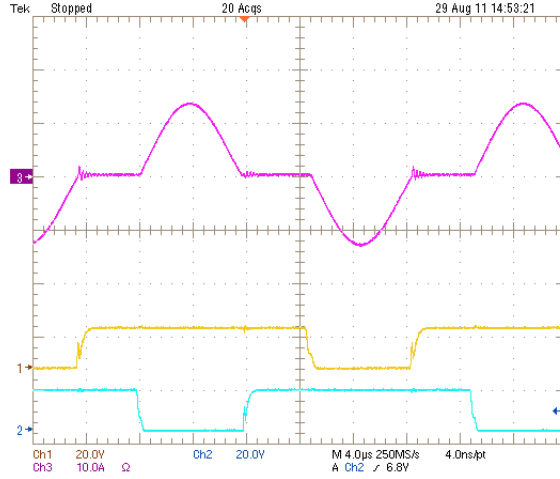


Figura 5.2: Topologia risonante: $V_{in} = 25\text{ V}$, $V_{out} = 400\text{ V}$, 1 kW . Tensioni *gate-source* dei MOSFET e corrente al secondario i_s . Canale 1: MOSFET S_1 , 20 V/div . Canale 2: MOSFET S_2 , 20 V/div . Canale 3: corrente i_s , 10 A/div . Base dei tempi: $4\mu\text{s/div}$.

- ripple di tensione su ciascuna capacità risonante $\Delta U_{C_{1,2}} = \frac{U_0}{2R_0C_r f_s} = 94.7\text{ V}$
- valor medio della tensione su ciascuna capacità risonante $\overline{U_{C_{1,2}}} = \frac{U_0}{2} = 200\text{ V}$
- valor medio della tensione su ciascuna capacità di clamp $\overline{U_{C_{c1,2}}} = \frac{U_0}{2n} = 76\text{ V}$

Dalle misure effettuate, sfruttando in alcuni casi gli algoritmi di calcolo dell'oscilloscopio, si ottengono i seguenti valori (figure 5.3 e 5.4b):

- $f_r = 64.78\text{ kHz}$
- $\hat{i}_s = 13.5\text{ A}$
- $\Delta U_{C_1} = 97.8\text{ V}$, $\Delta U_{C_2} = 98.1\text{ V}$
- $\overline{U_{C_1}} = 198.8\text{ V}$, $\overline{U_{C_2}} = 201.3\text{ V}$
- $\overline{U_{C_{c1}}} = 79.1\text{ V}$, $\overline{U_{C_{c2}}} = 78.1\text{ V}$
- $\Delta U_{C_{C1}} = \Delta U_{C_{C2}} = 6.2\text{ V}$

Si nota come tutte le misure siano in linea con i risultati attesi, a parte la frequenza di risonanza che risulta maggiore rispetto ai calcoli. Questo fatto si spiega ricordando quanto ricavato dalla simulazione del circuito (paragrafo 3.5). Nei calcoli, infatti, le tensioni sulle capacità di clamp si sono supposte costanti, mentre nella realtà esse presentano un ripple non trascurabile, come si può osservare in figura 5.4b. La forma d'onda di corrente risulta pertanto leggermente deformata rispetto all'andamento sinusoidale previsto.

5.2.2 Stress di tensione sui MOSFET

La figura 5.4a illustra gli stress di tensione sui MOSFET. Si osserva che lo spegnimento degli switch principali comporta una notevole oscillazione delle rispettive tensioni *drain-source*, dovute alla risonanza che si instaura tra gli elementi parassiti del circuito, in

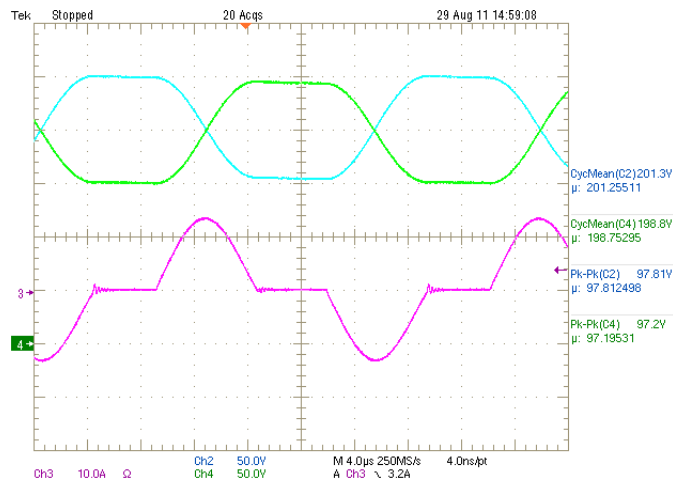
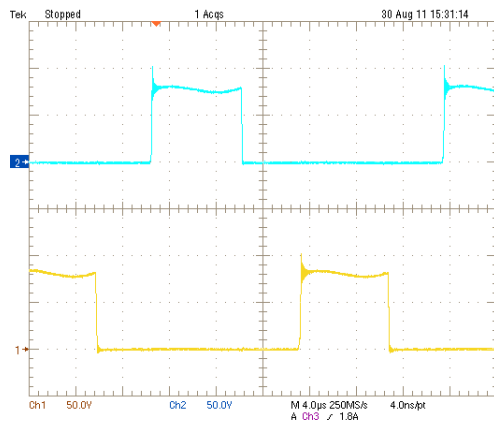
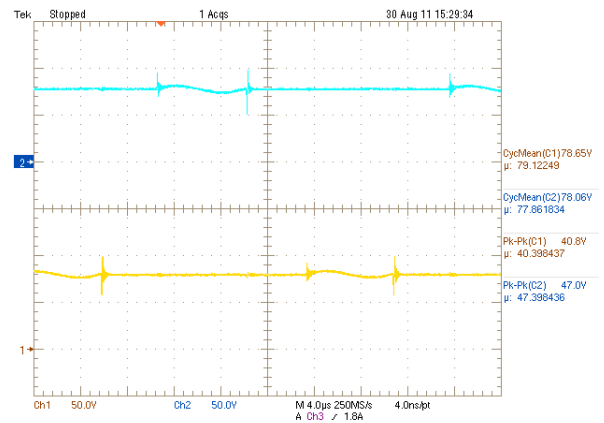


Figura 5.3: Topologia risonante: $V_{in} = 25\text{ V}$, $V_{out} = 400\text{ V}$, 1 kW .
Tensioni sulle capacità risonanti e corrente al secondario i_s . Canale 2: condensatore C_2 , 50 V/div .
Canale 3: corrente i_s , 10 A/div . Canale 4: condensatore C_1 , 50 V/div . Base dei tempi: $4\mu\text{ s/div}$.



(a) Tensione *drain-source*



(b) Tensioni sulle capacità di clamp

Figura 5.4: Topologia risonante: $V_{in} = 25\text{ V}$, $V_{out} = 400\text{ V}$, 1 kW .
Tensioni *drain-source* dei MOSFET S_1 ed S_2 e Tensioni sulle capacità di clamp. Canale 1:
 50 V/div . Canale 2: 50 V/div . Base dei tempi: $4\mu\text{ s/div}$.

particolare quelli che interessano la maglia formata da S_1 , S_{C1} e la capacità C_{C1} . Dalla figura 5.5b, che illustra in dettaglio tale fenomeno, si osserva che queste oscillazioni producono una notevole sovraelongazione sulla tensione *drain-source*, nell'ordine dei 20 V, la quale risulta deleteria per quanto riguarda le sollecitazioni sui MOSFET e il rendimento del convertitore. Per ridurre l'entità delle oscillazioni si propone di inserire in parallelo a ciascuna capacità di clamp, una capacità più piccola (nell'ordine del centinaio di nano Farad), la quale è in grado comportarsi in maniera migliore in alta frequenza, in quanto presenta una bassa induttanza parassita.

5.2.3 Analisi delle commutazioni dei MOSFET

Si vogliono ora analizzare le commutazioni dei MOSFET, in modo da verificare sia l'adeguatezza dei tempi morti, che le condizioni di *Zero-Voltage-Switching* all'accensione e allo spegnimento degli interruttori di clamp (paragrafo 1.4.1).

La figura 5.5a illustra le commutazioni degli switch S_1 ed S_{C1} . Per quanto riguarda il MOSFET S_1 , si osserva che esse sono entrambe di tipo *hard*. Come previsto dall'analisi teorica, il MOSFET di clamp si accende e si spegne a tensione nulla, in quanto durante la commutazione sta conducendo il rispettivo diodo in antiparallelo. Il dettaglio della commutazione in accensione è riportato in figura 5.5b. Si osserva una leggera sottoelongazione della tensione *gate-source* del MOSFET di clamp, la quale è attribuibile all'accensione del corrispondente diodo in antiparallelo. Considerazioni analoghe si possono trarre dalla figura 5.5c, che illustra il dettaglio dello spegnimento a tensione nulla dello switch S_{C1} : la tensione *gate-source* presenta una leggera sovraelongazione in corrispondenza dello spegnimento del MOSFET basso.

Si nota come i tempi di ritardo dei comandi di accensione siano adeguati, in quanto si attende il completo spegnimento di uno switch prima dell'accensione dell'altro.

I risultati precedentemente illustrati valgono anche per la coppia di MOSFET S_2 ed S_{C2} , le cui forme d'onda non sono riportate per non appesantire troppo la trattazione.

5.2.4 Forme d'onda con tensione d'ingresso 50V e potenza d'uscita di 1kW

Si verifica il funzionamento del circuito con tensione d'ingresso massima (50 V), tensione d'uscita 400 V e potenza d'uscita di 1000 W. In questa situazione, il *duty-cycle* è del 37.6 % e risulta entro i limiti previsti nel paragrafo 3.4. Dato che le principali forme d'onda (in funzionamento a potenza e tensione d'uscita costanti) non dipendono dalla tensione d'ingresso, esse rimangono inalterate rispetto al funzionamento con $U_g = 25 V$ (figura 5.6).

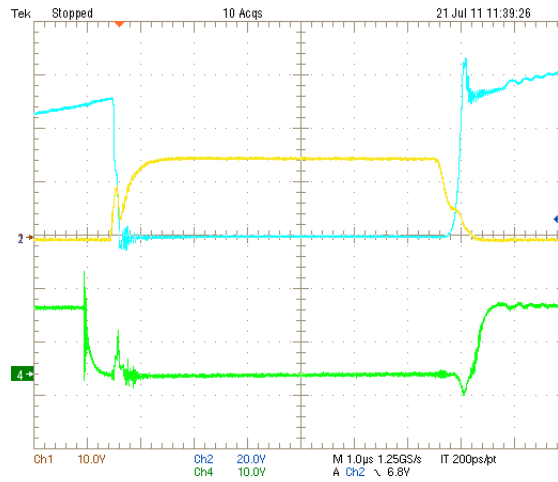
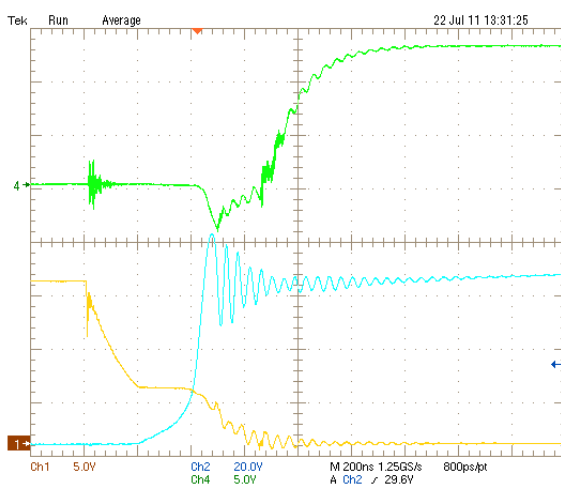
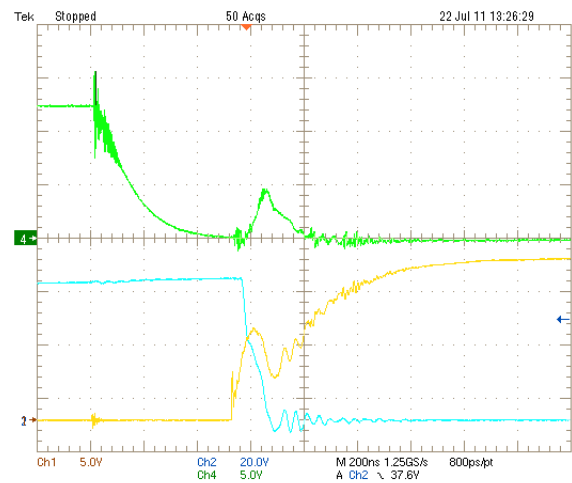
(a) Commutazione di S_1 ed S_{C1} (b) Accensione switch di clamp S_{C1} (c) Spegnimento switch di clamp S_{C1}

Figura 5.5: Particolare dell'accensione e dello spegnimento *ZVS* dello switch S_{C1} . Canale 1: tensione *gate-source* del MOSFET S_1 , 10V/div. Canale 2: tensione *drain-source* del MOSFET S_1 , 20V/div. Canale 4: Tensione *gate-source* del MOSFET S_{C1} , 10V/div. Base dei tempi: 1 μ s/div e 200ns/div.

5.3 Test della topologia risonante a potenza nominale: 2.5kW

Verificato il corretto funzionamento alla potenza intermedia, si procede elevando la potenza d'uscita al valore nominale, cioè 2500 W. Per fare questo si modifica il carico, portandolo al valore di 64 Ω , e si aggiusta il *duty-cycle* per regolare la tensione d'uscita.

Il prototipo è stato testato in due situazioni operative: con tensione d'ingresso di 35V e di 50V. I punti di lavoro assunti dal convertitore nei due casi sono i seguenti:

- – Tensione d'ingresso: 35 V, Corrente d'ingresso: 79 A, Duty-cycle: 59 %, Tensione d'uscita: 400 V, Corrente d'uscita: 6.25 A, Potenza d'uscita: 2500 W ($R_0 = 64 \Omega$)

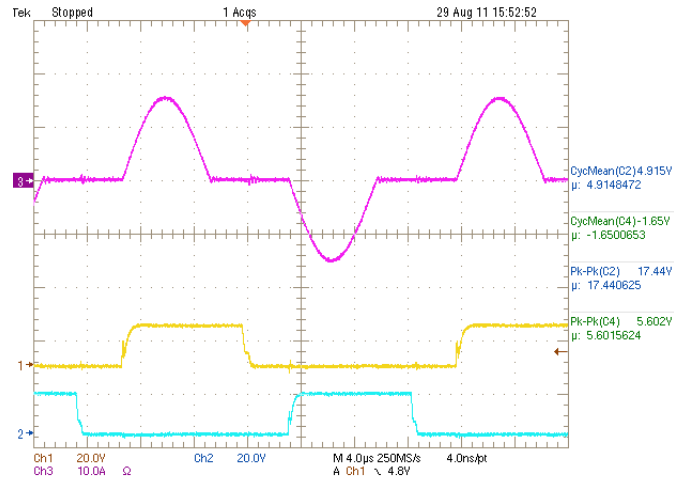


Figura 5.6: Topologia risonante: $V_{in} = 50\text{ V}$, $V_{out} = 400\text{ V}$, 1 kW .
Tensioni *gate-source* dei MOSFET e corrente al secondario i_s . Canale 1: MOSFET S_1 , 20V/div .
Canale 2: MOSFET S_2 , 20V/div . Canale 3: corrente i_s , 10A/div . Base dei tempi: $4\mu\text{s/div}$.

- – Tensione d'ingresso: 50 V , Corrente d'ingresso: 55 A , Duty-cycle: 40% ,
Tensione d'uscita: 400 V , Corrente d'uscita: 6.25 A ,
Potenza d'uscita: 2500 W ($R_0 = 64\ \Omega$)

I parametri misurati con tensione d'ingresso di 35V sono i seguenti:

- $f_r = 73.46\text{ kHz}$
- $\hat{i}_s = 37.4\text{ A}$
- $\Delta U_{C_1} = 240.8\text{ V}$, $\Delta U_{C_2} = 241.6\text{ V}$
- $\overline{U_{C_1}} = 200.7\text{ V}$, $\overline{U_{C_2}} = 198.9\text{ V}$
- $\overline{U_{C_{e1}}} = 88.5\text{ V}$, $\overline{U_{C_{e2}}} = 90.5\text{ V}$
- $\Delta U_{C_{e1}} = \Delta U_{C_{e2}} = 35\text{ V}$

Dalla figura 5.7, che riporta gli andamenti della corrente al secondario i_s e delle tensioni sulle capacità C_1 e C_2 , si nota che la frequenza di risonanza misurata risulta più elevata rispetto al caso con potenza d'uscita di 1000 W . Questo è dovuto all'aumento del ripple di tensione sulle capacità di clamp (figura 5.9), che determina una leggera deformazione dell'andamento sinusoidale.

Dalla figura 5.8 si osserva che le tensioni *drain source* dei MOSFET presentano allo spegnimento una sovralongazione consistente, avente una ampiezza di circa 30 V . Il picco raggiunto è di 125 V e risulta comunque sufficientemente inferiore rispetto al limite di tensione degli interruttori (150 V).

Per quanto riguarda i diodi, si osserva che lo stress massimo di tensione è, come previsto, pari alla tensione d'uscita (figura 5.10). Si osservano inoltre delle marcate oscillazioni allo spegnimento, causate dalla risonanza che si instaura tra la capacità parassita del

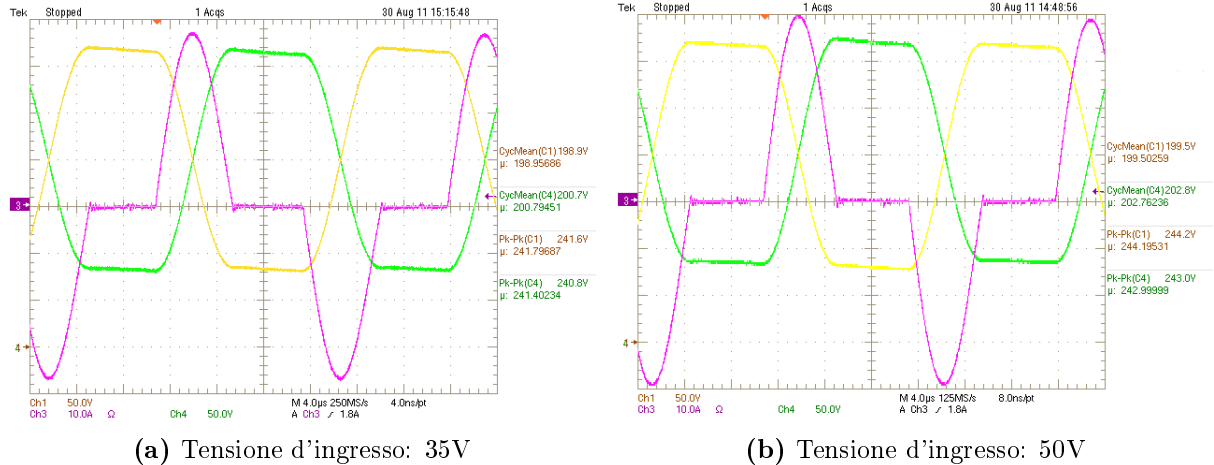


Figura 5.7: Topologia risonante: $V_{in} = 35\text{ V}$, $V_{out} = 400\text{ V}$, 2.5 kW .

Tensioni sulle capacità risonanti e corrente al secondario i_s . Canale 2: tensione sul condensatore C_2 , 50V/div. Canale 3: corrente i_s , 10A/div. Canale 4: tensione sul condensatore C_1 , 50V/div. Base dei tempi: $4\mu\text{s}/\text{div}$.

diodo e l'induttanza di dispersione al secondario. Esse risultano deleterie per quanto riguarda il rendimento del convertitore, in quanto determinano una dissipazione di energia sui componenti che partecipano alla risonanza. Si nota inoltre che il picco della sovraelongazione è molto marcato (nell'ordine dei 150 V) e lo smorzamento è piuttosto basso, in quanto la resistenza parassita coinvolta è relativamente modesta. Le figure 5.11a e 5.11b rappresentano il ripple di tensione sulle capacità C_1 , C_2 e C_0 con tensione d'ingresso rispettivamente di 35 V e 50 V. In entrambi i casi l'ondulazione di tensione d'uscita è di 8.7 V, cioè il 2.2 % del valore nominale. Le oscillazioni di tensione sulle capacità risonanti sono invece pari a 239 V e, come previsto dall'analisi teorica, non dipendono dalla tensione d'ingresso (con funzionamento a potenza e tensione d'uscita costanti).

5.3.1 Analisi delle correnti in ingresso

La figura 5.12a illustra l'andamento delle correnti sull'avvolgimento primario di ciascun mutuo induttore nel caso di funzionamento con potenza d'uscita di 2500 W e tensione d'ingresso di 35V. Si nota che il contributo di corrente risonante riflesso al primario risulta preponderante e determina un picco di 136A. Si possono inoltre distinguere gli andamenti delle correnti magnetizzanti lineari a tratti. I valori medi di corrente, ottenuti attraverso gli algoritmi di calcolo dell'oscilloscopio, sono rispettivamente: $\overline{i_{L1}} = 41.8\text{ A}$ $\overline{i_{L2}} = 41.2\text{ A}$. Essi indicano una equa ripartizione della corrente sui due rami in ingresso, nonostante dei leggeri squilibri sui valori dei *duty-cycles* e delle induttanze magnetizzanti. Questo comportamento è in linea con quanto previsto attraverso simulazione del circuito (paragrafi 1.5.2 e 1.6).

La figura 5.12b illustra invece l'andamento delle correnti sugli avvolgimenti primari

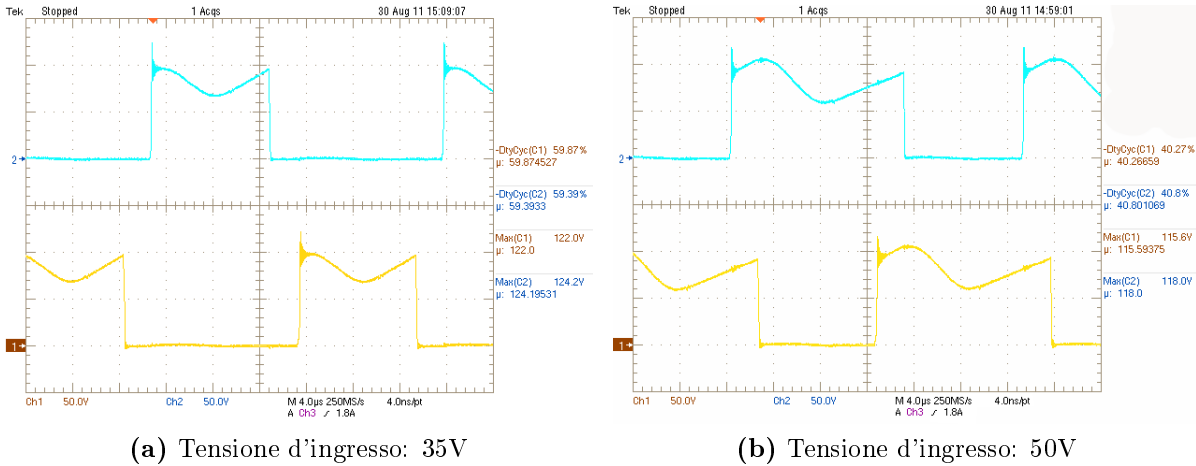


Figura 5.8: Topologia risonante: $V_{out} = 400V$, $2.5kW$. Tensioni *drain-source* dei MOSFET S_1 ed S_2 . Canale 1: MOSFET S_1 , 50V/div. Canale 2: MOSFET S_2 , 50V/div. Base dei tempi: $4\mu s/div$.

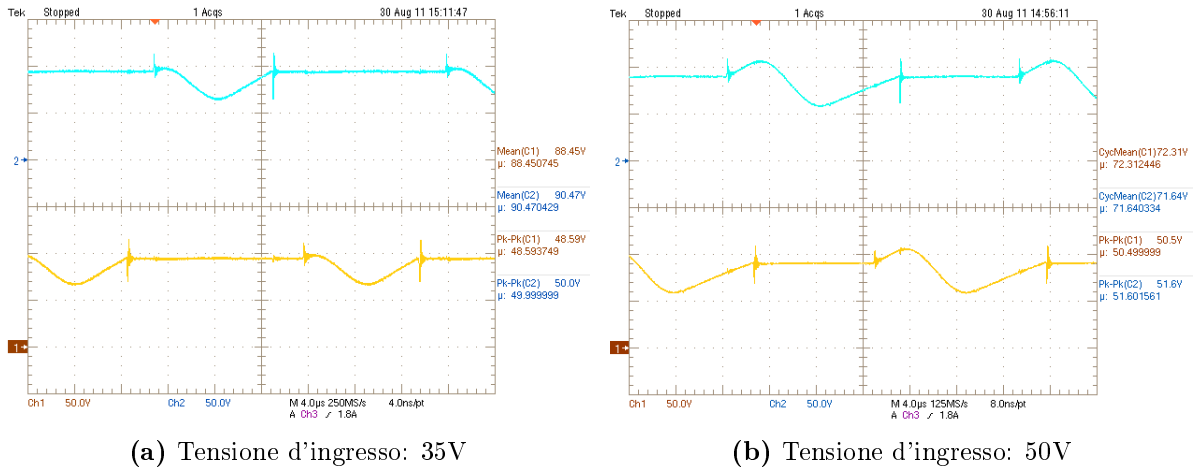


Figura 5.9: Topologia risonante: $V_{out} = 400V$, $2.5kW$. Tensioni sulle capacità di clamp. Canale 1: tensione sul condensatore C_{C1} , 50V/div. Canale 2: tensione sul condensatore C_{C2} , 50V/div. Base dei tempi: $4\mu s/div$.

dei mutui induttori con tensione d'ingresso pari a 50V e potenza d'uscita di 2500 W. il picco massimo è in questo caso di 127 A, mentre i valori medi sono di 28 A.

5.3.2 Misura del rapporto di conversione

In questo paragrafo si riporta il rapporto di conversione ricavato a partire dalle misure di tensione in ingresso e in uscita del convertitore in funzione del *duty-cycle*. Le curve riportate in figura 5.13 sono parametrizzate per diversi valori di potenza di uscita, mentre la tabella 5.1 raccoglie le misure effettuate. Il *duty-cycle* è stato ricavato a partire dalla forma d'onda della tensione *drain-source* di uno dei due MOSFET (supponendo che l'altro abbia funzionamento identico), misurandone l'effettivo intervallo di conduzione. Le misure

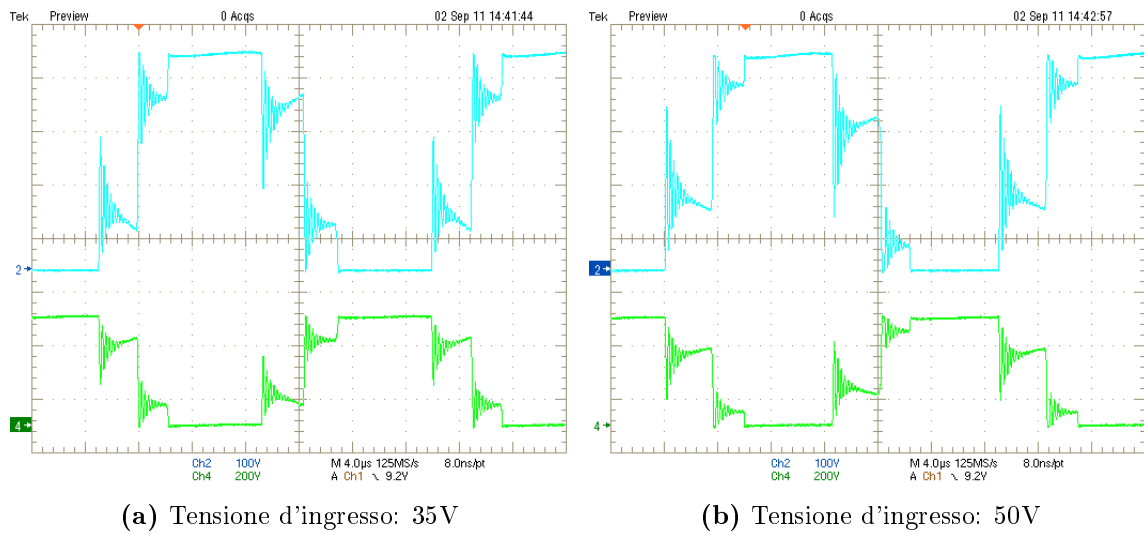


Figura 5.10: Topologia risonante: $V_{out} = 400V$, $2.5kW$. Andamento della tensione catodo-anodo dei diodi. Canale 2: tensione V_{D2} , 100V/div. Canale 4: tensione V_{D1} , 200V/div

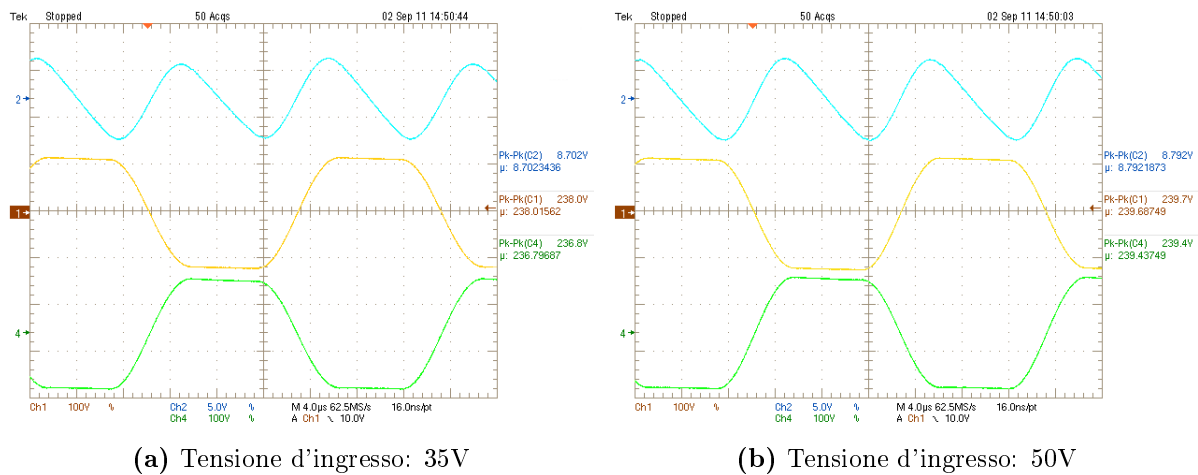
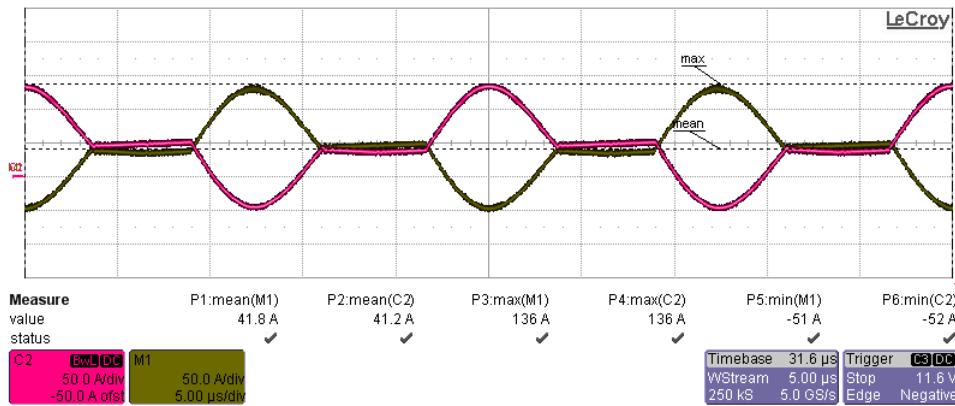
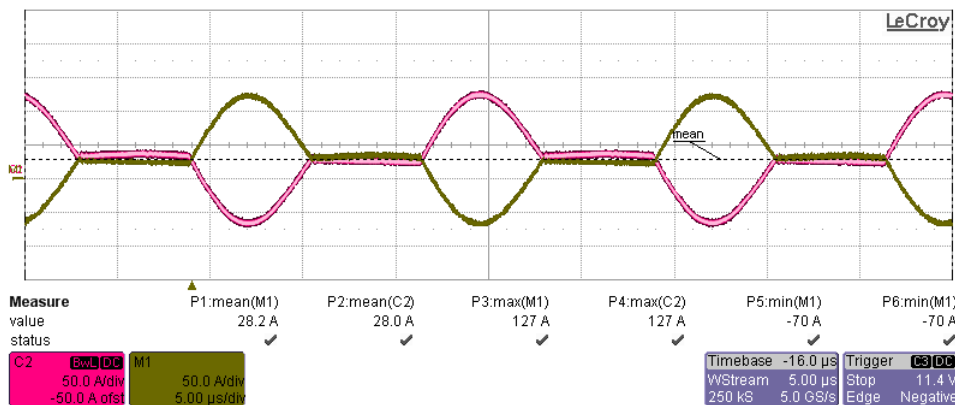


Figura 5.11: Topologia risonante: $V_{out} = 400V$, $2.5kW$. Andamento del ripple di tensione sulle capacità in uscita. Canale 1: condensatore C_2 , 100V/div, accoppiamento AC. Canale 4: condensatore C_1 , 100V/div, accoppiamento AC. Canale 2: condensatore C_0 , 5V/div, accoppiamento AC.



(a) Tensione d'ingresso: 35V



(b) Tensione d'ingresso: 50V

Figura 5.12: Topologia risonante: $V_{out} = 400 V$, $2.5 kW$.

Andamento delle correnti degli avvolgimenti primari dei mutui induttori. Canale M1: corrente i_{L1} , 50A/div. Canale 2: corrente i_{L2} , 50A/div. Base dei tempi: $5\mu s/div$.

di tensione in ingresso sono state effettuate direttamente sui morsetti del convertitore tramite un multimetro, in modo da escludere le cadute di tensione dei cavi d'alimentazione. La tensione d'uscita è stata letta direttamente dal wattmetro.

Dal grafico si osserva che il rapporto di conversione si discosta dall'andamento teorico anche per piccole potenze d'uscita. Questo è determinato dalle cadute di tensione sulle induttanze disperse al primario, le quali sono state tralasciate nell'analisi teorica, supponendole concentrate al secondario. L'effetto di tali induttanze è di fatto quello di provocare una caduta di tensione, che si traduce con un abbassamento del rapporto di conversione effettivo. Osservando le curve si deduce che gli andamenti reali si discostano da quello ideale di un termine in prima approssimazione proporzionale.

Si osserva inoltre che per bassi valori di *duty-cycle* gli andamenti tendono a discostarsi maggiormente, in quanto operando a potenza d'uscita costante, il convertitore è soggetto a correnti maggiori e il rendimento di conseguenza diminuisce.

$duty - cycle$	$V_{out}[V]$	M
0.315	180.5	7.25
0.373	198.5	7.97
0.459	231.1	9.28
0.516	258.2	10.37
0.575	295.4	11.86
0.642	350.2	14.06
0.706	425.2	17.07

(a) $V_{in} = 24.91V, P_{out} = 300W$

$duty - cycle$	$V_{out}[V]$	M
0.301	168.9	6.82
0.329	177.5	7.16
0.357	186.3	7.52
0.417	208.4	8.41
0.471	230.2	9.29
0.527	259.4	10.47
0.582	295.2	11.91
0.646	349.7	14.11
0.704	410.9	16.58

(b) $V_{in} = 24.85V, P_{out} = 500W$

$duty - cycle$	$V_{out}[V]$	M
0.401	190.7	7.67
0.436	204.4	8.23
0.529	251.8	10.13
0.597	299.8	12.06
0.686	388.7	15.64

(c) $V_{in} = 24.56V, P_{out} = 800W$

$duty - cycle$	$V_{out}[V]$	M
0.555	243.3	9.77
0.601	281.3	11.29
0.657	334.7	13.44
0.713	407.0	16.34

(d) $V_{in} = 24.56V, P_{out} = 1500W$

Tabella 5.1: Valori misurati per il calcolo del rapporto di conversione del convertitore.

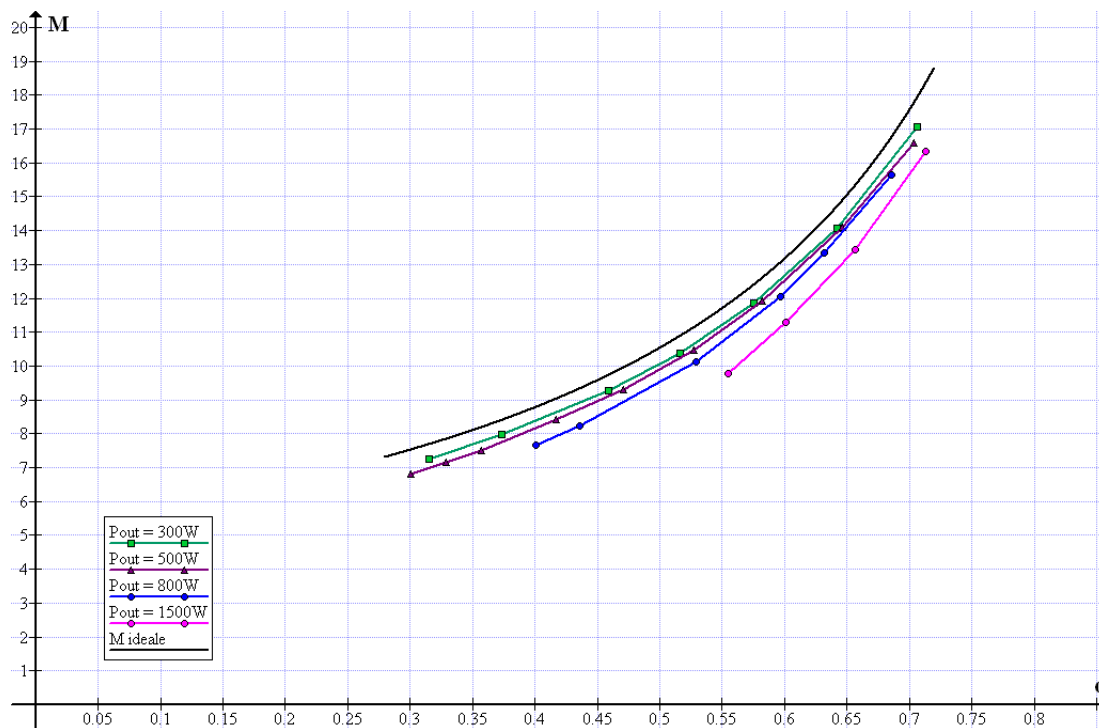


Figura 5.13: Confronto tra il rapporto di conversione ideale con quello misurato per differenti potenze d'uscita: 300W, 500W, 800W e 1500W.

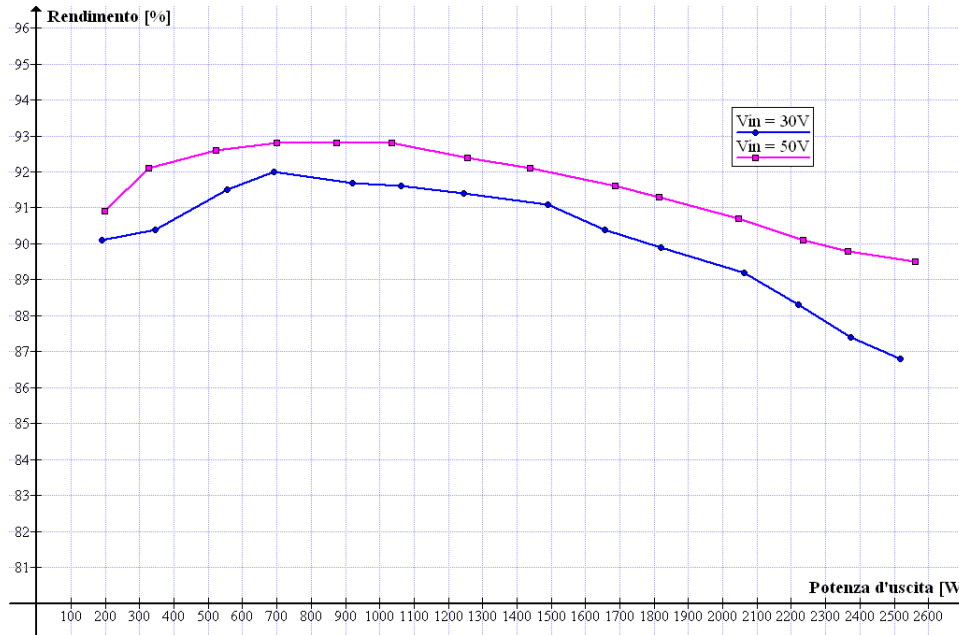


Figura 5.14: Rendimento del convertitore in funzione della potenza d'uscita e per diversi valori di tensione in ingresso.

5.3.3 Misura del rendimento

La figura 5.14 rappresenta graficamente i valori riportati in tabella 5.2, ricavati misurando la potenza di uscita del convertitore tramite il wattmetro, la tensione di ingresso a valle dei cavi di alimentazione tramite un multimetro, e ricavando il valore della corrente di ingresso direttamente dall'indicazione fornita dall'alimentatore. La potenza d'uscita è stata variata modificando il carico e correggendo di volta in volta il *duty-cycle* in modo da mantenere costante la tensione d'uscita, impostata al valore nominale di 400 V. Sono state eseguite due serie di misure: una con tensione d'ingresso di 30 V, e l'altra con 50 V.

Nel grafico si osserva innanzitutto che il funzionamento con bassa tensione d'ingresso presenta un rendimento minore, in quanto la corrente assorbita risulta molto elevata, determinando un aumento delle perdite per effetto Joule sia nei MOSFET che nei mutui induttori.

Con tensione d'ingresso di 30 V il rendimento massimo è del 92.0% e viene raggiunto con potenza d'uscita di circa 700 W. Esso rimane al di sopra del 90% fino a 1800 W, cioè fino a quasi tre quarti della potenza nominale. Per potenze superiori si ha una sensibile riduzione del rendimento, che raggiunge l'87% a 2500 W.

Con tensione d'ingresso di 50 V il rendimento massimo si ottiene per potenze d'uscita tra i 700 W e i 1000 W e vale 92.8%. Esso rappresenta di fatto il più alto valore raggiungibile da questa topologia rispettando le specifiche. Il rendimento si mantiene al di sopra del 92% fino a circa 1500 W, a 2300 W raggiunge il 90%, mentre alla potenza nominale vale 89.5%.

$P_{out}[W]$	$V_{in}[V]$	$I_{in}[A]$	$P_{in}[W]$	Rendimento [%]	Perdite [W]
190.2	29.95	7.05	211.1	90.1	20.9
346.1	29.91	12.8	382.8	90.4	36.7
554.1	29.87	20.28	605.8	91.5	51.7
691.4	29.84	25.18	751.4	92.0	60.0
920.1	29.78	33.69	1003.3	91.7	83.2
1063	29.75	39.01	1160.5	91.6	97.5
1245	29.71	45.83	1361.6	91.4	116.6
1489	29.66	55.11	1634.6	91.1	145.6
1656	29.61	61.84	1831.1	90.4	175.1
1821	29.57	68.51	2025.8	89.9	204.8
2063	29.51	78.4	2313.6	89.2	250.6
2220	29.47	85.3	2513.8	88.3	293.8
2372	29.44	92.18	2713.8	87.4	341.8
2517	29.41	98.57	2899.2	86.8	382.0

(a) $V_{in} = 30 V, V_{out} = 400 V$

$P_{out}[W]$	$V_{in}[V]$	$I_{in}[A]$	$P_{in}[W]$	Rendimento [%]	Perdite [W]
198.5	49.96	4.37	218.3	90.9	19.8
327.1	49.9	7.12	355.3	92.1	28.2
521.4	49.94	11.28	563.3	92.6	41.9
698.7	49.89	15.09	752.8	92.8	54.1
873.5	49.87	18.87	941.0	92.8	67.5
1035	49.85	22.38	1115.6	92.8	80.6
1257	49.82	27.31	1360.6	92.4	103.6
1437	49.79	31.34	1560.4	92.1	123.4
1687	49.76	37.02	1842.1	91.6	155.1
1815	49.74	39.95	1987.1	91.3	172.1
2047	49.71	45.38	2255.8	90.7	208.8
2233	49.68	49.91	2479.5	90.1	246.5
2366	49.66	53.04	2634.0	89.8	268.0
2561	49.62	57.68	2862.1	89.5	301.1

(b) $V_{in} = 50 V, V_{out} = 400 V$ **Tabella 5.2:** Valori misurati per il calcolo del rendimento del convertitore.

5.3.4 Stima delle perdite del convertitore

Dalle misure effettuate alla potenza nominale e con tensione d'ingresso pari a 30 V , la potenza dissipata dal convertitore è di 379 W . In questa sezione si vogliono stimare le perdite associate ai singoli componenti del circuito.

Perdite associate ai mutui induttori

La potenza dissipata da ciascun mutuo induttore è composta da tre contributi: perdite nel nucleo e negli avvolgimenti primario e secondario. La prima è stata stimata nel paragrafo 3.3 e vale 9.9 W , mentre le altre verranno ricavate a partire dalle misure di corrente effettuate direttamente sul prototipo.

I valori efficaci delle correnti al primario e al secondario sono rispettivamente pari a 71.8 A e 18.9 A . La potenza dissipata nei due casi risulta:

$$P_{\text{primario}} = R_{\text{primario}} \cdot I_{\text{RMS,primario}}^2 = 22.4\text{ W} \quad (5.1)$$

$$P_{\text{secondario}} = R_{\text{secondario}} \cdot I_{\text{RMS,secondario}}^2 = 4.1\text{ W} \quad (5.2)$$

Si noti come il contributo preponderante sia dato dal primo termine, in quanto l'avvolgimento primario è interessato da una corrente efficace maggiore. La potenza dissipata su ciascun mutuo induttore risulta quindi pari a:

$$P_{\text{tot}} = P_{\text{CORE}} + P_{\text{primario}} + P_{\text{secondario}} = 36.4\text{ W} \quad (5.3)$$

Perdite associate ai MOSFET

In laboratorio sono state eseguite delle misure su un MOSFET utilizzato nel prototipo per ricavare le energie dissipate in commutazione e il valore della resistenza di canale. Il dispositivo è stato portato ad una temperatura di 120°C , la quale rappresenta con buona approssimazione la temperatura di giunzione in condizioni operative. I risultati delle misurazioni sono raccolti in *Appendice A*.

Si ricorda che, in questa topologia, gli switch di clamp commutano a tensione nulla sia in accensione che in spegnimento, quindi per essi le perdite in commutazione verranno considerate per semplicità nulle. Gli switch bassi, invece, presentano commutazioni di tipo *hard*. Considerando i valori assunti dalla corrente magnetizzante negli istanti di accensione e spegnimento degli switch, dal grafico A.1 si ricavano i valori di energia in accensione e spegnimento: $E_{\text{ON}} = 204.7\ \mu\text{J}$ e $E_{\text{OFF}} = 617.7\ \mu\text{J}$. Le potenze dissipate in commutazione dai MOSFET S_1 ed S_2 sono:

$$P_{\text{ON}} = E_{\text{ON}} \cdot f_s = 8.10\text{ W} \quad (5.4)$$

$$P_{OFF} = E_{OFF} \cdot f_s = 24.70 W \quad (5.5)$$

Le perdite associate alle commutazioni dei MOSFET di clamp, essendo di tipo *Zero-Voltage-Switching*, si assumono nulle.

Per quanto riguarda le perdite in conduzione, si utilizza il valore di resistenza di canale misurato, che è pari a $20 m\Omega$. I valori efficaci delle correnti che interessano ciascun MOSFET non sono direttamente valutabili, in quanto risulta impossibile accedere con una sonda di corrente sui dispositivi. Si decide quindi di ricavare tali parametri con l'aiuto del simulatore, costruendo un modello adeguato che includa le perdite sui principali componenti per avvicinarsi il più possibile alla realtà. Si ottiene per i MOSFET bassi una corrente efficace di $69.2 A$, mentre per quelli alti di $19.1 A$. A fronte di questi risultati si calcolano le perdite in conduzione:

$$S_1, S_2 : P_{cond} = R_{ds,ON} \cdot I_{ds,eff}^2 = 95.8 W \quad (5.6)$$

$$S_{C1}, S_{C2} : P_{cond} = R_{ds,ON} \cdot I_{ds,eff}^2 = 7.3 W \quad (5.7)$$

La tabella 5.3 riassume i risultati ottenuti, mentre la figura 5.15b ne illustra una ripartizione grafica. Si nota come, le perdite in conduzione associate ai MOSFET principali siano preponderanti, in quanto sono interessati da una corrente piuttosto elevata. Per quanto riguarda i dispositivi di clamp, l'assenza di perdite in commutazione, unite ad una minore corrente in conduzione, determinano una potenza dissipata nettamente inferiore.

	$P_{ON}[W]$	$P_{OFF}[W]$	$P_{cond}[W]$	$P_{tot}[W]$
MOSFET principali S_1, S_2	8.10	24.7	95.8	128.6
MOSFET di clamp S_{C1}, S_{C2}	0	0	7.3	7.3

Tabella 5.3: Perdite associate ai MOSFET.

Perdite associate ai diodi

La corrente efficace che interessa ciascun diodo è pari a $13.4 A$. Assumendo una resistenza di $25 m\Omega$, ottenuta linearizzando la caratteristica tensione-corrente, si ottiene la seguente potenza dissipata:

$$P_{D1} = P_{D2} = I_{eff}^2 \cdot R_{on} = 4.5 W \quad (5.8)$$

Le perdite in commutazione sono difficilmente stimabili e verranno trascurate, assumendole poco rilevanti ai fini del bilancio complessivo delle potenze.

Altre perdite

Nel bilancio totale delle perdite vi sono degli ulteriori contributi difficilmente stimabili. I principali sono i seguenti: perdite associate alla resistenza delle piste e dei collegamenti,

l'energia dissipata durante i *ringing*, le perdite associate alla resistenza parassita dei condensatori, le perdite dovute al fenomeno del *recovery* nei diodi. Tutti questi contributi, ottenuti dalla differenza tra le perdite totali misurate e quelle precedentemente calcolate, sono pari a 25.6 W.

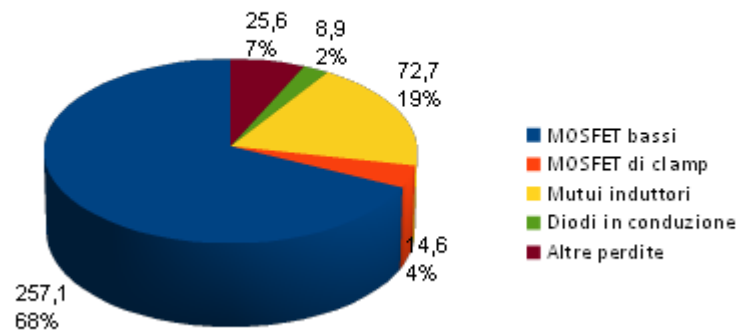
MOSFET principali:	257.1 W
MOSFET di clamp:	14.6 W
Mutui induttori:	72.8 W
Diodi (in conduzione):	9.0 W
<hr/>	
Totale:	353.5 W

Tabella 5.4: Topologia risonante: stima delle perdite complessive. $V_{in} = 30 V$, $V_{out} = 400 V$, $P_{out} = 2500 W$.

La tabella 5.4 riassume la somma dei contributi precedentemente ricavati, mentre la figura 5.15 illustra la ripartizione grafica delle perdite nel convertitore.

Topologia risonante, $V_{in} = 30V$, $P_{out} = 2500W$

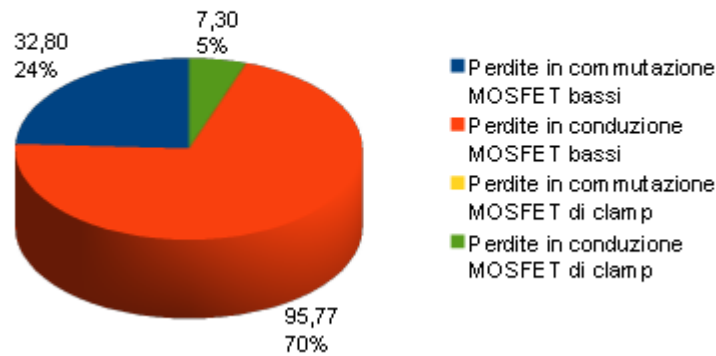
Perdite complessive



(a) Perdite complessive

Topologia risonante, $V_{in} = 30V$, $P_{out} = 2500W$

Dettaglio perdite MOSFET



(b) Perdite associate ai MOSFET

Figura 5.15: Topologia risonante: tensione d'ingresso di 30 V e potenza d'uscita di 2500 W. Ripartizione delle perdite nei componenti.

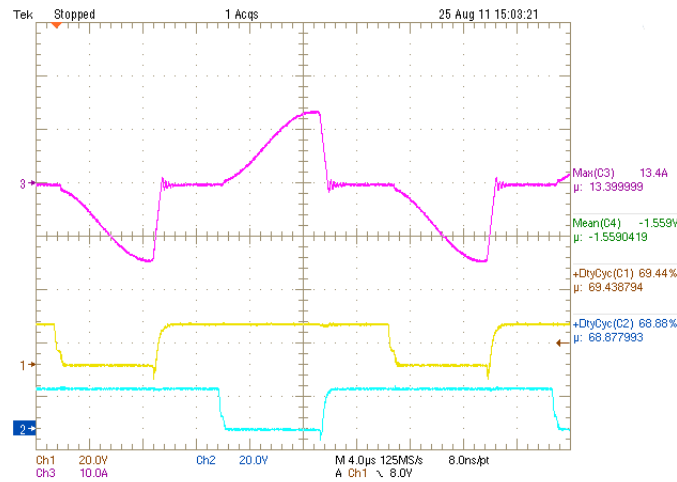


Figura 5.16: Topologia non risonante: $V_{in} = 25\text{ V}$, $V_{out} = 400\text{ V}$, $P_{out} = 1000\text{ W}$.

Andamento della corrente al secondario in funzione dei segnali di comando di *gate* dei MOSFET bassi. Canale 1: tensione *gate-source* del MOSFET S_1 , 20 V/div. Canale 2: tensione *gate-source* del MOSFET S_2 , 20 V/div. Canale 3: corrente i_s , 10 A/div. Base dei tempi: $4\mu\text{s}/div$

5.4 Test della topologia non risonante a potenza intermedia: 1kW

Terminate le misure sulla topologia risonante, si passa al collaudo di quella non risonante, semplicemente sostituendo i condensatori in uscita C_1 e C_2 con una coppia da $5\mu\text{F}$.

Il circuito è stato testato ad una potenza d'uscita intermedia di 1 kW per verificare le forme d'onda e gli stress sui componenti, passando successivamente in maniera graduale alla potenza nominale.

Il punto di lavoro assunto è lo stesso della topologia risonante, per poter effettuare un rapido confronto:

- Tensione d'ingresso: 25 V, Corrente d'ingresso: 42.5 A, Duty-cycle: 72 %,
Tensione d'uscita: 400 V, Corrente d'uscita: 2.5 A,
Potenza d'uscita: 1000 W ($R_0 = 160\Omega$)

In primo luogo si nota come il *duty-cycle* in questo caso sia leggermente maggiore rispetto a quello corrispondente alla topologia risonante, come previsto dall'analisi teorica.

La figura 5.16 illustra l'andamento della corrente i_s in funzione dei segnali *gate-source* dei MOSFET. Si osserva che allo spegnimento di ciascun interruttore essa evolve con una iniziale risonanza, per poi azzerarsi in maniera lineare a seguito dell'accensione.

La figura 5.17 illustra l'andamento della corrente al secondario i_s e delle tensioni sulle capacità C_1 e C_2 . Rispetto alla topologia risonante, si osserva un minore ripple di tensione determinato dal valore più elevato di capacità utilizzato. Si nota immediatamente il differente andamento della corrente i_s , la quale non si annulla in maniera naturale come

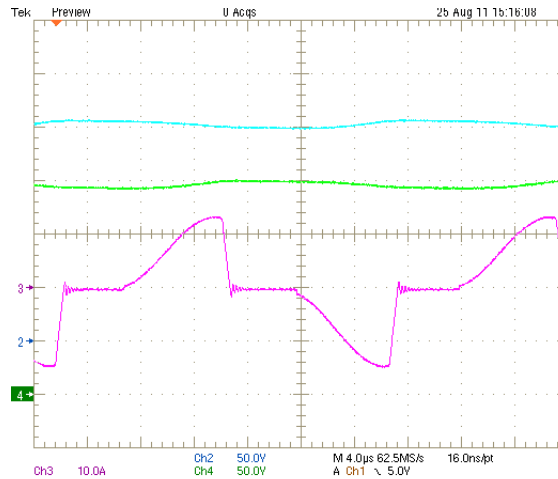


Figura 5.17: Topologia non risonante: $V_{in} = 25\text{ V}$, $V_{out} = 400\text{ V}$, $P_{out} = 1000\text{ W}$.

Andamento della corrente al secondario e del ripple di tensione sulle capacità C_1 e C_2 . Canale 2: tensione sulla capacità C_2 , 50 V/div. Canale 3: corrente i_s , 10 A/div. Canale 4: tensione sulla capacità C_1 , 50 V/div. Base dei tempi: $4\mu\text{s}/\text{div}$

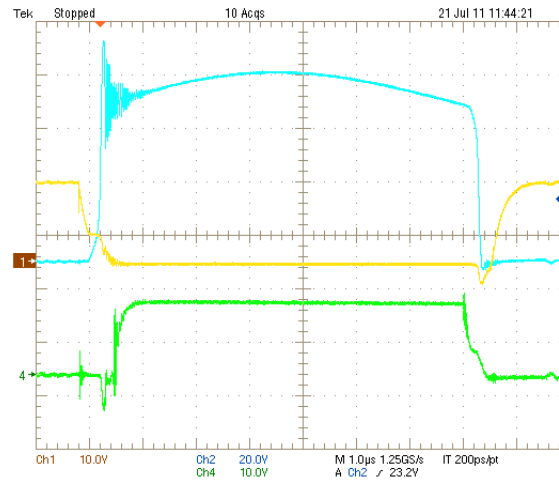
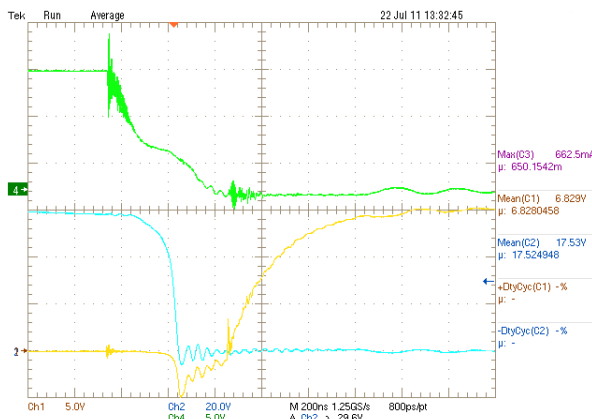
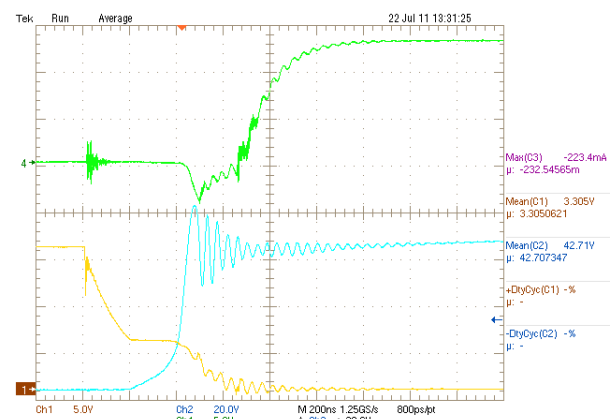
per la topologia risonante, ma si azzerava bruscamente a seguito dell'accensione di uno dei due switch principali.

5.4.1 Analisi delle commutazioni dei MOSFET

Richiamando i risultati ottenuti dall'analisi teorica del convertitore, riportati nella tabella 2.2, si verificano le commutazioni dei MOSFET. Nella modalità di funzionamento con *duty-cycle* maggiore del 50% si ha l'accensione *Zero Voltage Switching* per tutti gli interruttori, mentre gli spegnimenti sono di tipo *hard*. Le forme d'onda sono illustrate in figura 5.18.

Nel caso di funzionamento con *duty-cycle* inferiore al 50%, invece, i MOSFET di clamp commutano a tensione nulla sia in accensione che in spegnimento, mentre gli switch principali presentano commutazioni solamente di tipo *hard* (figura 5.19). In questo caso i MOSFET di clamp hanno perdite in commutazione idealmente nulle.

Si noti che le commutazioni *soft-switch* producono comunque delle piccole dissipazioni di potenza dovute alle commutazioni dei rispettivi diodi in antiparallelo, i quali inoltre determinano delle perdite in conduzione elevate che fino all'avvenuta accensione dei MOSFET attraverso il comando di *gate*.

(a) Commutazioni di S_1 ed S_{C1} (b) Accensione switch S_1 (c) Spegnimento switch S_1 **Figura 5.18:** Topologia non risonante: $duty-cycle > 0.5$.

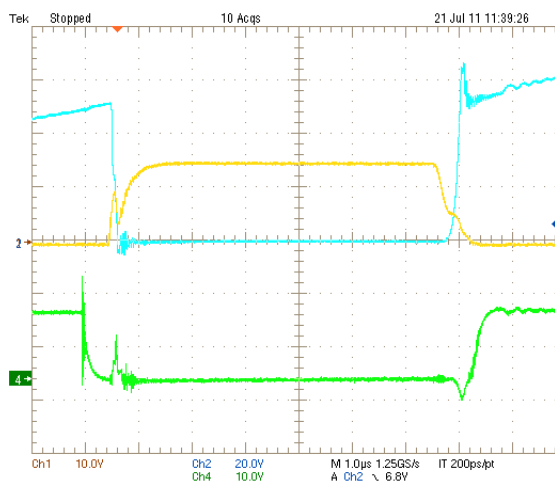
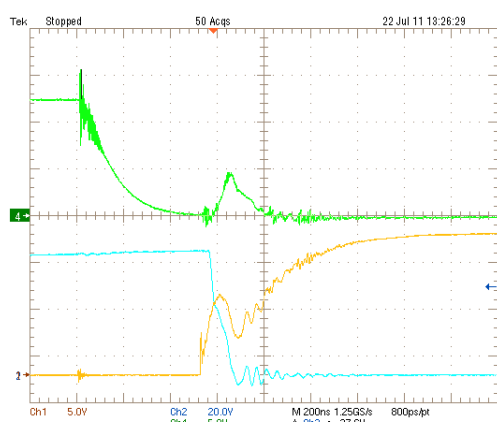
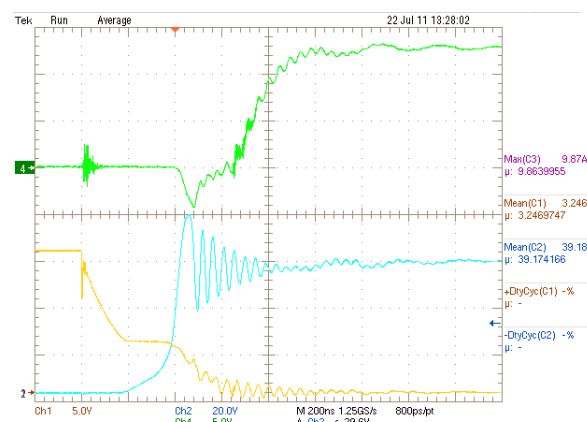
Particolare dell'accensione *ZVS* degli switch S_1 ed S_{C1} . Canale 1: tensione *gate-source* del mosfet S_1 , 10V/div. Canale 2: tensione *drain-source* del mosfet S_1 , 20V/div. Canale 4: Tensione *gate-source* del mosfet S_{C1} , 10V/div. Base dei tempi: $4\mu s/div$ e $200ns/div$.

5.5 Test della topologia non risonante alla potenza nominale: 2.5kW

In questa sezione si raccolgono i risultati della topologia non risonante a potenze d'uscita nominale. Il prototipo è stato testato in due modalità di funzionamento: con tensione d'ingresso di 35V e di 50V.

I punti di lavoro sono i seguenti:

- – Tensione d'ingresso: 35 V, Corrente d'ingresso: 81.2 A, Duty-cycle: 59%, Tensione d'uscita: 400 V, Corrente d'uscita: 6.25 A, Potenza d'uscita: 2500 W ($R_0 = 64\Omega$).
- – Tensione d'ingresso: 50 V, Corrente d'ingresso: 55.8 A, Duty-cycle: 40 %, Tensione d'uscita: 400 V, Corrente d'uscita: 6.25 A


 (a) Commutazioni di S_1 ed S_{C1}

 (b) Accensione switch S_1

 (c) Spegnimento switch S_1
Figura 5.19: Topologia non risonante: $duty-cycle < 0.5$.

Particolare dell'accensione e dello spegnimento ZVS dello switch S_{C1} . Canale 1: tensione *gate-source* del mosfet S_1 , 10V/div. Canale 2: tensione *drain-source* del mosfet S_1 , 20V/div. Canale 4: Tensione *gate-source* del mosfet S_{C1} , 10V/div. Base dei tempi: $4\mu s/div$ e $200ns/div$.

Potenza d'uscita: 2500 W ($R_0 = 64\Omega$).

Dalla figura 5.20 si ricava che il ripple di tensione sulle capacità d'uscita C_1 e C_2 è di circa 20V, cioè il 10% del valore medio. Si nota inoltre che al variare della tensione in ingresso la forma d'onda della corrente i_s si modifica a causa dei *duty-cycle* differenti. Si osserva infine che negli istanti di annullamento della corrente si instaurano delle oscillazioni, dovute alla risonanza tra le capacità parassite dei diodi e l'induttanza dispersa.

La figura 5.21 illustra gli andamenti temporali delle tensioni *drain-source* dei MOSFET principali S_1 ed S_2 . Dalle misure eseguite con l'oscilloscopio viene confermata la simmetria dei *duty-cycle*. Si osserva che in corrispondenza dello spegnimento degli switch si instaurano delle oscillazioni abbastanza sostenute, similmente a quanto analizzato per la topologia risonante. Il picco massimo raggiunto è di 102V, ragionevolmente inferiore rispetto alla massima tensione sostenibile dagli interruttori.

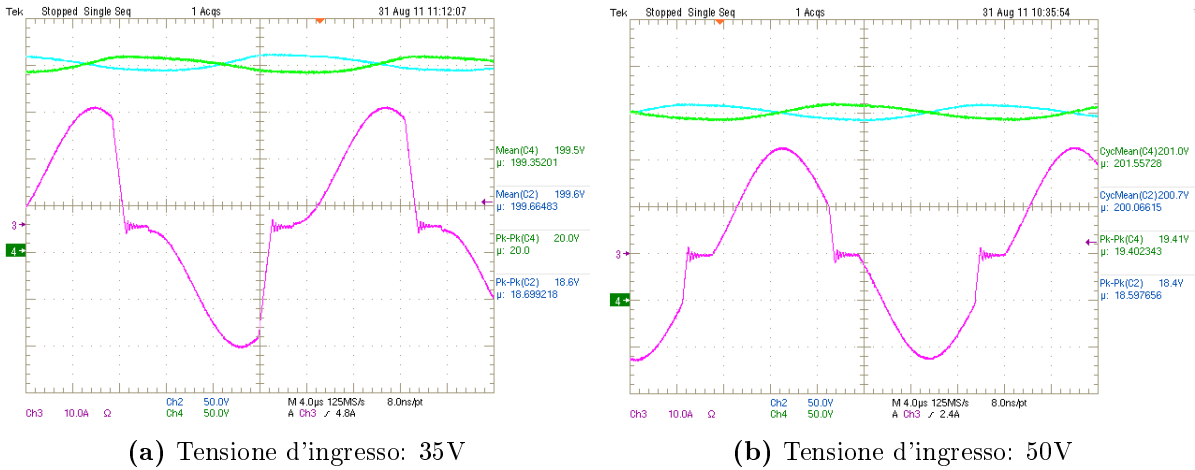


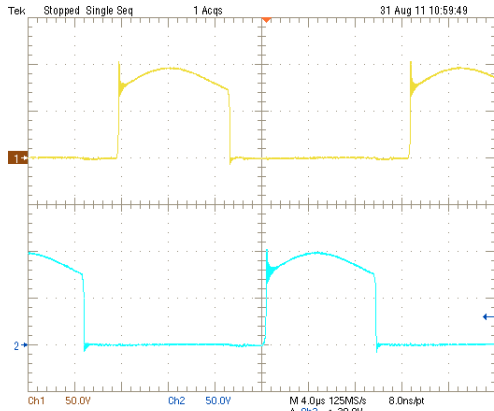
Figura 5.20: Topologia non risonante: $V_{out} = 400V$, $P_{out} = 2500W$.
Tensioni sulle capacità in uscita C_1 e C_2 e corrente al secondario i_s . Canale 2: condensatore C_2 , 50V/div. Canale 3: corrente i_s , 10A/div. Canale 4: condensatore C_1 , 50V/div. Base dei tempi: $4\mu s/div$.

Dalla figura 5.22 si misurano i valori medi delle tensioni sulle capacità di clamp che risultano sostanzialmente identici e pari a circa 79V. Il ripple risulta invece di 26V, che rappresenta il 32% del valore medio, quindi abbastanza sostenuto.

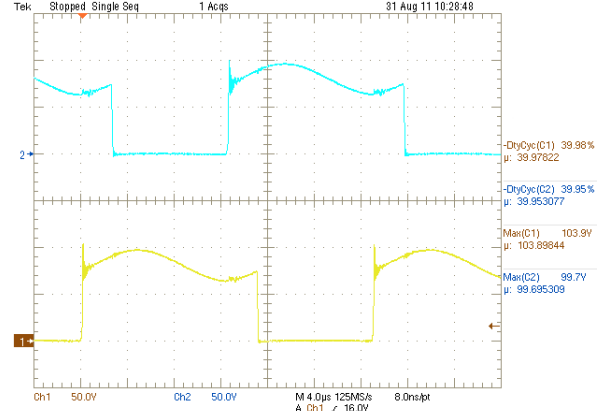
Le tensioni massime sostenute dai diodi sono pari alla tensione d'uscita (figura 5.23). Si notano delle considerevoli oscillazioni che si instaurano in corrispondenza degli spegnimenti, dovute alla risonanza che si instaura tra l'induttanza dispersa e le capacità parassite dei diodi. Dalla figura 5.23c, che illustra un dettaglio di tali oscillazioni, si osserva che esse raggiungono un'ampiezza picco-picco di 350V. La sovraelongazione massima che si genera allo spegnimento di un diodo tende a superare la tensione d'uscita, ma viene di fatto limitata a in quanto provoca la momentanea accensione dell'altro diodo.

La figura 5.24 illustra le ondulazioni di tensione sulle capacità C_1 , C_2 e C_0 . Il ripple di tensione d'uscita presenta una frequenza doppia rispetto a quella di commutazione ed assume un valore di circa 4V picco-picco alla potenza nominale, quindi molto contenuto.

La figura 5.25 illustra l'ondulazione di tensione misurata sui morsetti in ingresso: si notano le cadute di tensione causate dalle resistenze e induttanze parassite associate alla scheda e dei collegamenti. Il ripple di tensione risulta di circa 1V, il che denota l'adeguatezza dei condensatori di filtro in ingresso. L'immagine riporta inoltre il ripple di tensione tra il morsetto negativo e il punto di confluenza delle correnti dei MOSFET principali: si osservano dei gradini di tensione che si generano in corrispondenza degli intervalli in cui la corrente i_s si annulla. Essi si possono quindi ricondurre alle induttanze parassite associate al piano di massa.



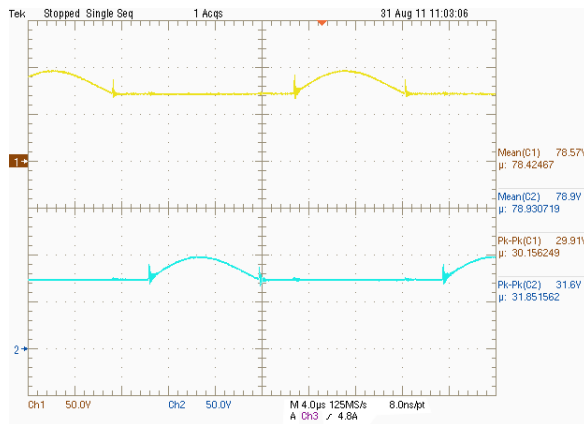
(a) Tensione d'ingresso: 35V



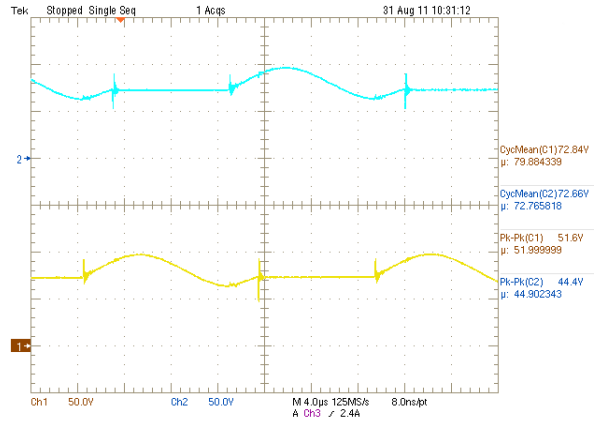
(b) Tensione d'ingresso: 50V

Figura 5.21: Topologia non risonante: $V_{out} = 400V$, $P_{out} = 2500W$.

Tensioni *drain-source* dei MOSFET S_1 ed S_2 . Canale 1: MOSFET S_1 , 50V/div. Canale 2: MOSFET S_2 , 50V/div. Base dei tempi: $4\mu s/div$.



(a) Tensione d'ingresso: 35V



(b) Tensione d'ingresso: 50V

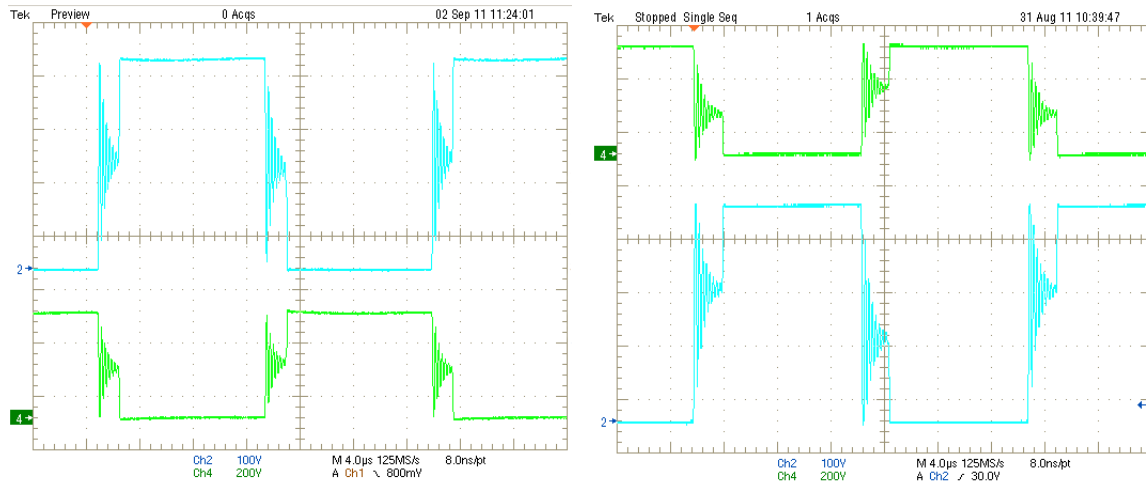
Figura 5.22: Topologia non risonante: $V_{out} = 400V$, $P_{out} = 2500W$.

Tensioni sulle capacità di clamp. Canale 1: tensione sul condensatore CC_1 , 50V/div. Canale 2: tensione sul condensatore CC_2 , 50V/div. Base dei tempi: $4\mu s/div$.

5.5.1 Analisi delle correnti in ingresso

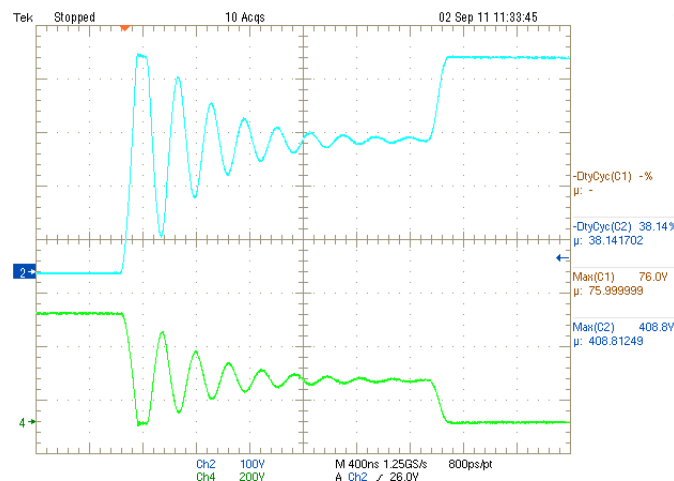
In questa sezione si analizza l'andamento della corrente negli avvolgimenti primari dei mutui induttori e quella assorbita dal convertitore. Per fare questo si ricorre all'ausilio della sonda di corrente *LeCroy CP150*, la quale essendo in grado di eseguire misure fino a 150A di picco e con una banda di 10MHz risulta ideale per l'analisi delle grandezze in gioco. L'utilizzo di trasduttori di corrente *LEM*, non avrebbe permesso un'analisi dettagliata delle forme d'onda a causa della banda troppo ristretta ($50kHz \div 100kHz$).

Dalle forme d'onda di figura 5.26, che rappresentano le correnti degli avvolgimenti primari, si possono distinguere l'andamento della corrente magnetizzante e quello della corrente riflessa dal secondario. Si nota che le correnti presentano valori medi molto vicini tra loro, il che denota un'equa ripartizione della corrente d'ingresso nei due rami.



(a) Tensione d'ingresso: 35 V

(b) Tensione d'ingresso: 50 V



(c) Tensione d'ingresso 50 V: dettaglio

Figura 5.23: Tensioni sui diodi. Canale 2: tensione sul diodo D_2 , 100V/div. Canale 4: tensione sul diodo D_1 , 200V/div. Base dei tempi: $4\mu s/div$ e $400 ns/div$.

Le figure 5.27 illustrano il ripple di corrente in ingresso misurato direttamente sui cavi di alimentazione. Con tensione d'ingresso di 35 V esso vale 2.19 A e rappresenta il 2.2% della corrente media assorbita, mentre con tensione d'ingresso di 50 V è di 1.48 A, cioè il 2.7% del valore medio.

5.5.2 Misura del rapporto di conversione della topologia non risonante

La figura 5.28 illustra il rapporto di conversione misurato in funzione del *duty-cycle*, con tensione d'ingresso costante e per diversi valori di *resistenza d'uscita*. Esso è graficamente confrontato con le curve ottenute dalla simulazione in condizioni ideali. Le misure sono state eseguite con tensione d'ingresso di 25 V, variando di volta in volta il *duty-cycle*,

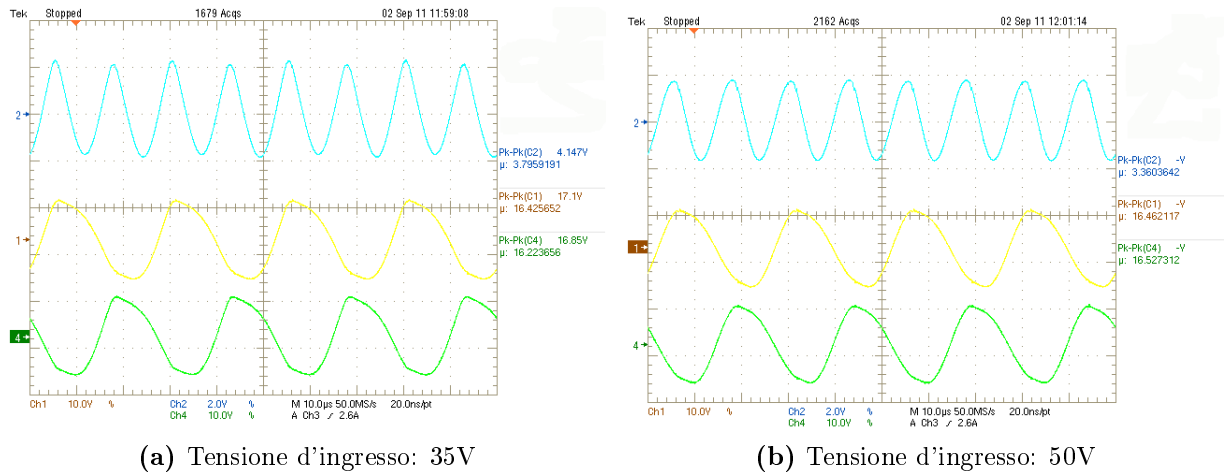


Figura 5.24: Topologia non risonante: $V_{out} = 400V$, $P_{out} = 2500W$.
 Ripple di tensione sulle capacità C_1 , C_2 e C_0 Canale 1: condensatore C_1 , 10V/div, accoppiamento AC. Canale 2: condensatore C_0 , 2V/div, accoppiamento AC. Canale 4: condensatore C_2 , 10V/div, accoppiamento AC. Base dei tempi: $4\mu s/div$.

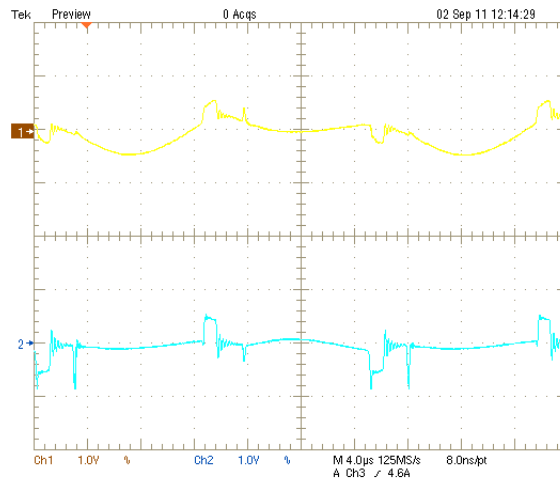
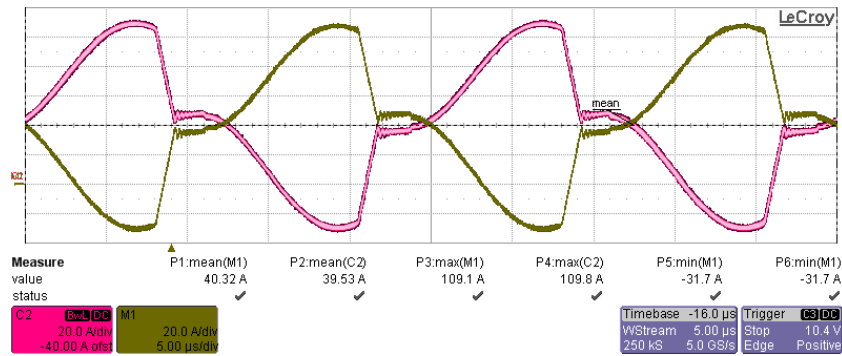
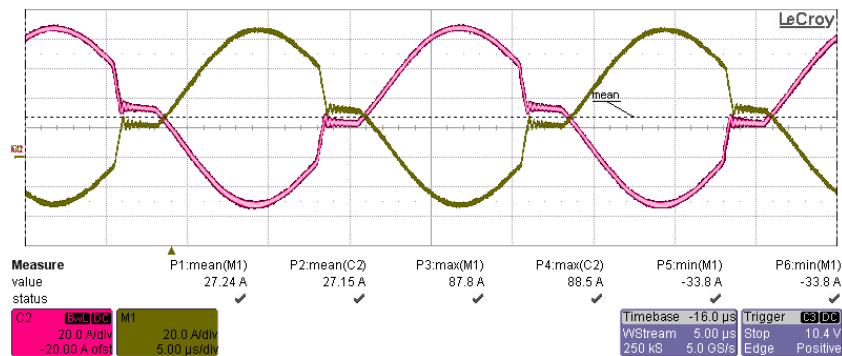


Figura 5.25: Topologia non risonante: $V_{out} = 400V$, $P_{out} = 2500W$.
 Ripple di tensione in ingresso misurata sui morsetti e differenza di potenziale tra il morsetto di massa e il punto di confluenza delle correnti di *source* dei MOSFET. Canale 1: ripple tensione in ingresso, 1V/div, accoppiamento AC. Canale 2: differenza di potenziale nel piano di massa, 1V/div, accoppiamento AC. Base dei tempi: $4\mu s/div$.



(a) Tensione d'ingresso: 35V



(b) Tensione d'ingresso: 50V

Figura 5.26: Topologia non risonante: $V_{out} = 400V$, $P_{out} = 2500W$.

Andamento delle correnti degli avvolgimenti primari dei mutui induttori. Canale M1: corrente i_{L1} , 20A/div. Canale 2: corrente i_{L2} , 20A/div. Base dei tempi: $5\mu s/div$.

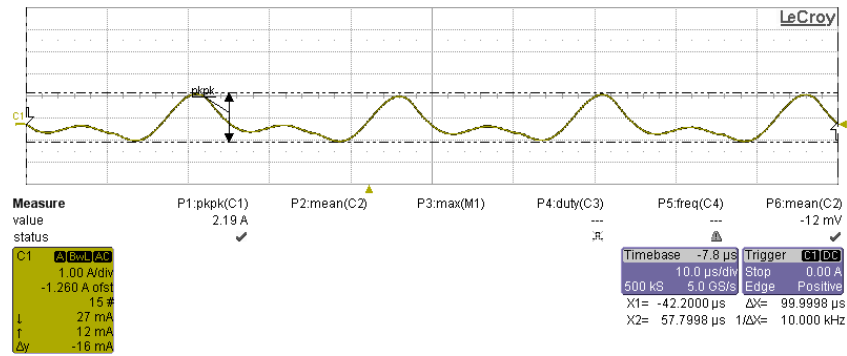
il quale è stato ricavato misurando l'intervallo relativo di conduzione di uno dei due MOSFET principali, supponendo che l'altro si comporti in modo simmetrico.

Dalla figura si osserva che l'andamento reale rispecchia quello ideale: le discrepanze sono dovute alle perdite del convertitore e si fanno più accentuate all'aumentare del *duty-cycle*, in quanto l'incremento della tensione d'uscita determina la crescita della potenza erogata e quindi delle perdite del convertitore. Sono state eseguite tre serie di misure, rispettivamente con resistenza d'uscita di 500Ω , 300Ω e 100Ω . La tensione d'ingresso è stata impostata a $25V$ e la massima potenza d'uscita ottenuta durante le misurazioni è stata di $1600W$.

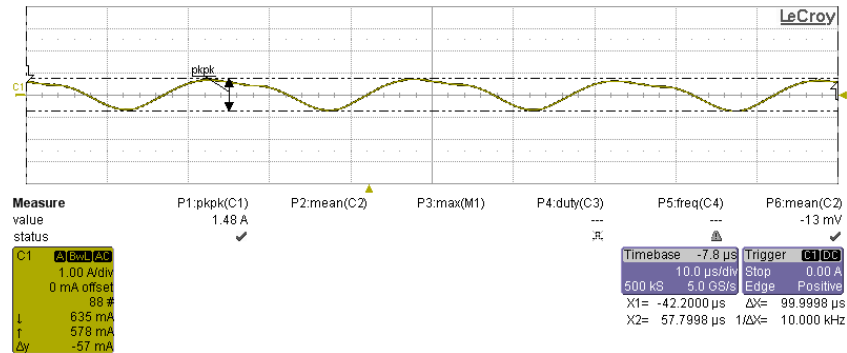
Come previsto dall'analisi teorica, l'aumentare del carico determina una diminuzione del rapporto di conversione del convertitore.

5.5.3 Misura del rendimento della topologia non risonante

La figura 5.29 illustra l'andamento del rendimento del convertitore in funzione della potenza d'uscita e per diversi valori della tensione d'ingresso; i valori raccolti sono riassunti nella tabella 5.5. Per potenze elevate, il rendimento migliora all'aumentare della tensione d'ingresso, in quanto la corrente assorbita risulta minore con conseguente riduzione delle



(a) Tensione d'ingresso: 35V



(b) Tensione d'ingresso: 50V

Figura 5.27: Topologia non risonante: $V_{out} = 400V$, $P_{out} = 2500W$.

Andamento del ripple di corrente assorbita dalla sorgente. Canale 1: 1A/div, accoppiamento AC.

perdite per effetto Joule.

Con tensione d'ingresso di 35V il rendimento massimo è del 94.0% con potenza d'uscita di 750W. Esso si mantiene al di sopra del 90% fin a 2100W e raggiunge l'88.5% alla potenza nominale.

Nel caso di funzionamento con tensione d'ingresso di 50V, la curva del rendimento si mantiene abbastanza costante al variare della potenza d'uscita. Il rendimento massimo si ha con 1450W ed è del 93.5%. A 2500W esso vale 92.2%, risultando quindi piuttosto elevato.

5.5.4 Stima delle perdite del convertitore

In questa sezione si vogliono stimare le perdite del convertitore analizzando separatamente i singoli contributi. La procedura è identica a quella svolta per la topologia risonante, perciò la trattazione sarà più sintetica. Le condizioni operative in cui sono state eseguite le misure sono le seguenti:

- $V_{in} = 30V$, $V_{out} = 400V$, $P_{out} = 2500W$

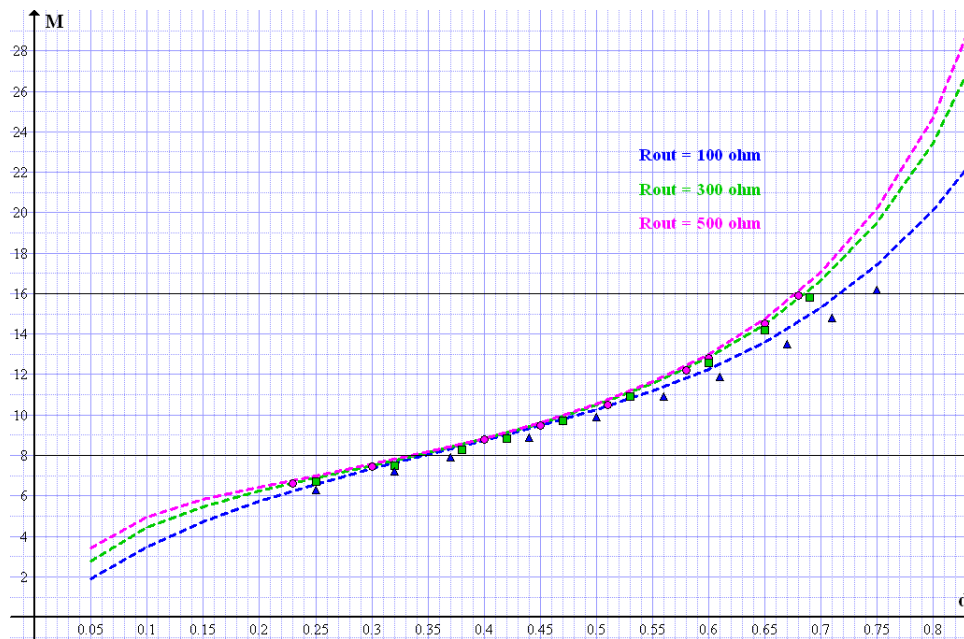


Figura 5.28: Rapporto di conversione della topologia non risonante per diversi valori della resistenza d'uscita.

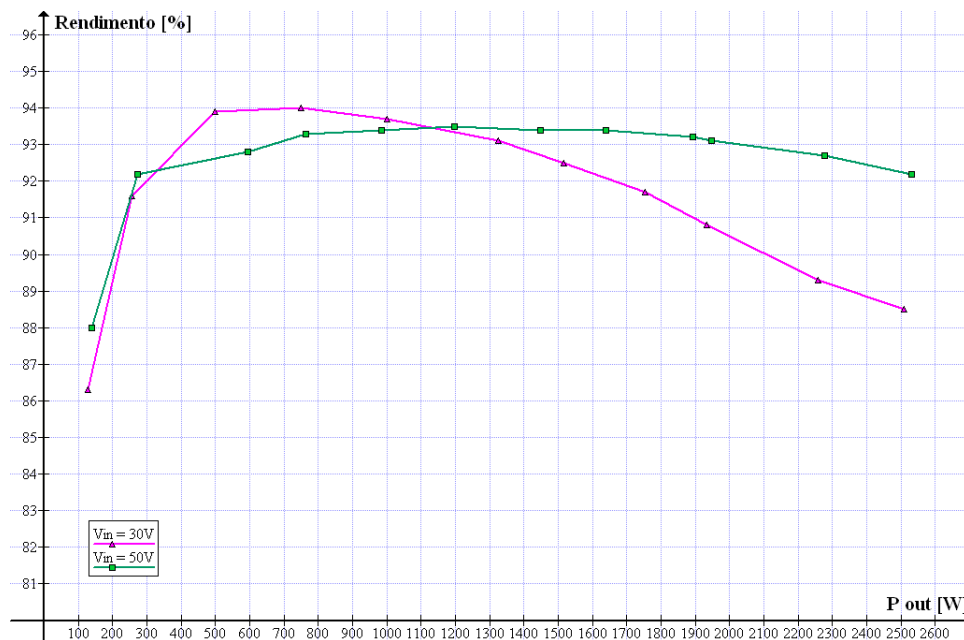


Figura 5.29: Rendimento della topologia non risonante in funzione della potenza d'uscita.

$P_{out}[W]$	$V_{in}[V]$	$I_{in}[A]$	$P_{in}[W]$	Perdite [W]	Rendimento [%]
128	29.96	4.95	148.3	19.7	86.3
257	29.93	9.37	280.4	23.4	91.6
499	29.88	17.78	531.2	32.2	93.9
751	29.83	26.77	798.5	47.5	94.0
1000	29.77	35.86	1067	67.6	93.7
1325	29.70	47.90	1422	97.0	93.1
1517	29.66	55.27	1639	122	92.5
1753	29.60	64.55	1914	161	91.7
1934	29.55	72.06	2129	197	90.8
2258	29.47	85.77	2527	269	89.3
2508	29.41	96.38	2834	326	88.5

(a) $V_{in} = 30V, V_{out} = 400V$

$P_{out}[W]$	$V_{in}[V]$	$I_{in}[A]$	$P_{in}[W]$	Perdite [W]	Rendimento [%]
138	49.96	3.31	156.4	18.4	88.0
274	49.95	5.95	297.3	23.2	92.2
594	49.90	12.83	690.2	96.2	92.8
764	49.88	16.42	819.0	55.0	93.3
984	49.86	21.14	1054	70.0	93.4
1196	49.83	25.66	1278	82.0	93.5
1447	49.80	31.116	1549	102	93.4
1640	49.77	35.28	1756	116	93.4
1892	49.74	40.81	2029	137	93.2
1948	49.73	42.11	2094	146	93.0
2276	49.69	49.43	2456	180	92.7
2532	49.65	55.31	2746	214	92.2

(b) $V_{in} = 50V, V_{out} = 400V$ **Tabella 5.5:** Valori misurati per il calcolo del rendimento del convertitore.

Perdite associate ai mutui induttori

Il valore efficace di corrente misurata al primario è di $68,3 A$, mentre quella al secondario è di $17,2 A$, mentre la potenza dissipata nel nucleo è stimata a $8.9 W$.

La potenza dissipata da ciascun mutuo induttore vale:

$$P_{\text{primario}} = R_{\text{primario}} \cdot I_{RMS,\text{primario}}^2 = 20.25 W \quad (5.9)$$

$$P_{\text{secondario}} = R_{\text{secondario}} \cdot I_{RMS,\text{secondario}}^2 = 3.4 W \quad (5.10)$$

$$P_{\text{tot}} = P_{\text{CORE}} + P_{\text{primario}} + P_{\text{secondario}} = 32.8 W \quad (5.11)$$

Perdite associate ai MOSFET

Il valore efficace della corrente che interessa i MOSFET principali è di $66.1 A$, mentre per i MOSFET di clamp vale $17.5 A$. Assumendo un valore di resistenza di canale di $20 m\Omega$, le perdite in conduzione risultano:

$$\text{MOSFET principali : } P_{\text{cond}} = R_{ds,ON} \cdot I_{ds,eff}^2 = 87,4 W \quad (5.12)$$

$$\text{MOSFET di clamp : } P_{\text{cond}} = R_{ds,ON} \cdot I_{ds,eff}^2 = 6.1 W \quad (5.13)$$

Dato che il convertitore opera con *duty-cycle* superiore al 50% , le perdite in accensione sono nulle per tutti gli switch, mentre le commutazioni in spegnimento sono di tipo *hard*. Le perdite in commutazione si calcolano partendo dalle misure di energia riportate in *Appendice A*, con lo stesso procedimento seguito per la topologia risonante. I risultati sono riportati in tabella 5.6. Le commutazioni *ZVS* in realtà non presentano perdite totalmente nulle, ma esse si suppongono tali per semplificare l'analisi.

Perdite associate ai diodi

Ciascun diodo è interessato da una corrente efficace di $12.2 A$; stimando la resistenza in conduzione di $25 m\Omega$, si ottengono $3.7 W$ di perdite in conduzione. Le perdite in commutazione si suppongono trascurabili, grazie anche alla caratteristica di *fast-recovery* dei diodi utilizzati.

	$P_{ON}[W]$	$P_{OFF}[W]$	$P_{\text{cond}}[W]$	$P_{\text{tot}}[W]$
MOSFET principali S_1, S_2	0	17.8	87.4	105.2
MOSFET di clamp S_{C1}, S_{C2}	0	13.4	6.1	19.5

Tabella 5.6: Topologia non risonante: perdite associate ai MOSFET. $V_{in} = 30 V$, $V_{out} = 400 V$, $P_{out} = 2500 W$.

MOSFET principali:	210.4	W
MOSFET di clamp:	39.0	W
Mutui induttori:	65.6	W
Diodi (in conduzione):	7.4	W
Totale:	322.4	W

Tabella 5.7: Topologia non risonante: stima delle perdite complessive. $V_{in} = 30\text{ V}$, $V_{out} = 400\text{ V}$, $P_{out} = 2500\text{ W}$.

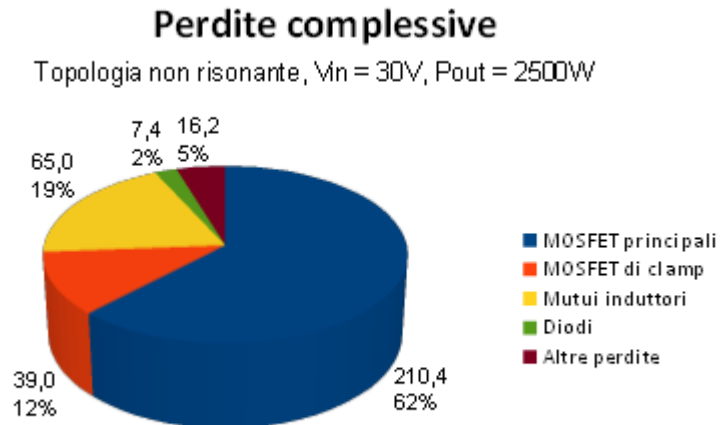
La tabella 5.7 riassume le perdite stimate. Rispetto alla misura di potenza dissipata (338 W) esse differiscono di 16.2 W in difetto. Nei calcoli sono state infatti trascurate le perdite associate alle piste della scheda, quelle in commutazione dei diodi e quelle causate dalle resistenze parassite delle capacità.

5.5.5 Misura delle temperature del convertitore

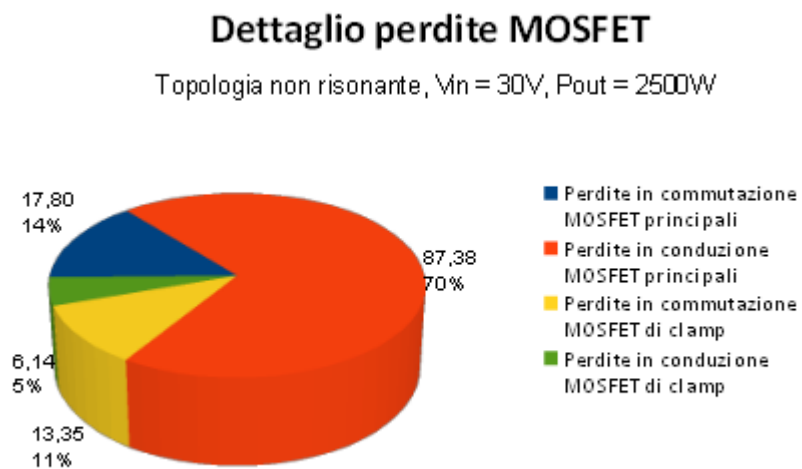
La figura 5.31 rappresenta l'immagine termografica del convertitore mentre opera con una potenza d'uscita di 2500 W . Le zone nero/viola sono a temperatura ambiente. Si nota che nei mutui induttori i riscaldamenti sono localizzati maggiormente sugli avvolgimenti primari, in quanto percorsi da una corrente elevata. Essi risultano chiaramente distinguibili dai secondari, che sono più freddi.

Nella parte alta si osserva un riscaldamento in corrispondenza del piano di massa nel lato bottom della scheda, il quale è interessato dalle correnti di ritorno dei due rami in ingresso. A causa di tali correnti, che tendono a far oscillare il potenziale di massa, le capacità di filtro in ingresso risultano parecchio sollecitate e si nota una sensibile dissipazione di calore dovuta alle resistenze parassite.

La parte bassa del circuito, che include i diodi e le capacità in uscita, è invece fredda, in quanto è interessata da correnti inferiori. Non si osserva infine un significativo riscaldamento del dissipatore.



(a) Perdite complessive



(b) Perdite associate ai MOSFET

Figura 5.30: Topologia non risonante: tensione d'ingresso di 30 V e potenza d'uscita di 2500 W. Ripartizione delle perdite nei dispositivi.

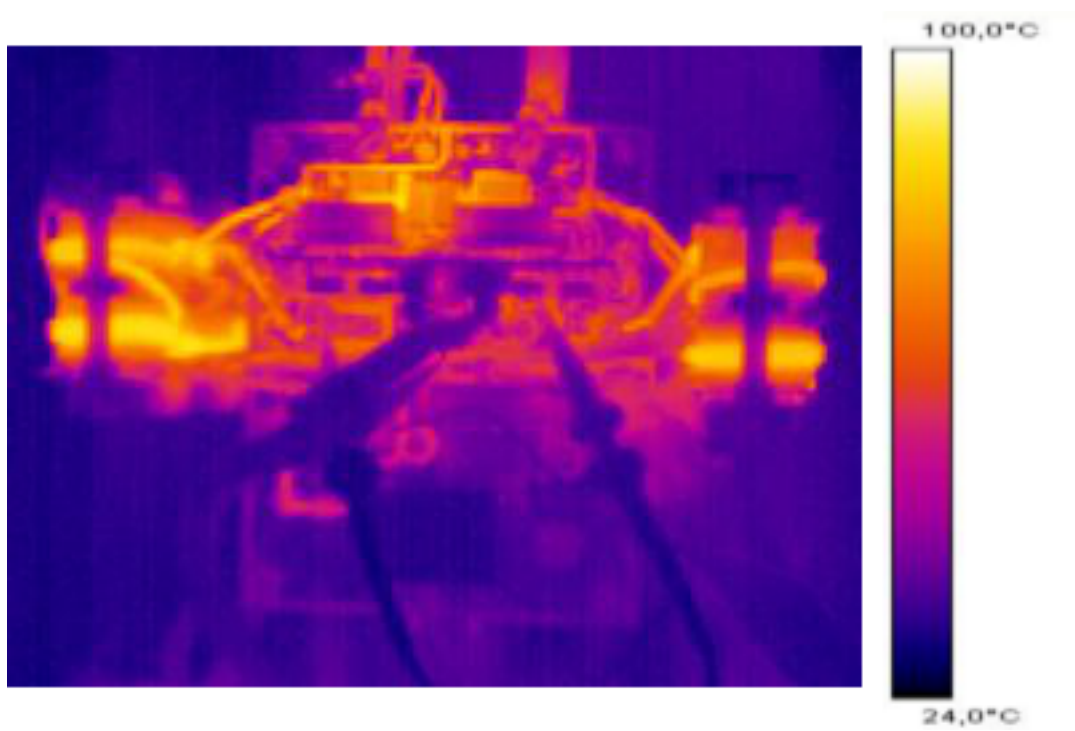


Figura 5.31: Immagine termografica del convertitore.

Conclusioni

Entrambe le topologie hanno permesso di raggiungere le specifiche di tensione e di potenza richieste. La topologia non risonante si è dimostrata particolarmente vantaggiosa per quanto riguarda le sollecitazioni sui MOSFET, permettendo di raggiungere livelli di rendimento fino al 94%.

La topologia risonante presenta un rapporto di conversione intrinsecamente più elevato rispetto a quella non risonante. Per contro, essa risulta meno performante dal punto di vista del rendimento, in quanto gli stress di corrente sui componenti risultano accentuati, soprattutto per quanto riguarda i MOSFET e gli avvolgimenti primari dei mutui induttori.

L'obiettivo di ottenere una corrente continua assorbita dall'ingresso è stato raggiunto, in quanto il ripple rappresenta solamente il 2.5 % del valore medio in condizioni di potenza nominale.

Entrambe le topologie permettono di contenere le sollecitazioni di tensione sui MOSFET a valori nell'ordine dei 100 V, con lo svantaggio di determinare delle perdite in conduzione piuttosto elevate, le quali rappresentano il fattore preponderante nel bilancio del rendimento del convertitore.

In questo lavoro, la simulazione si è dimostrata un utile strumento di analisi, non solo per quanto riguarda la verifica delle equazioni e del dimensionamento, ma soprattutto per prevedere degli aspetti che difficilmente sarebbero emersi dall'analisi teorica.

Le misure sul prototipo hanno di fatto confermato i parametri calcolati nel dimensionamento ed hanno fatto emergere gli effetti dei componenti parassiti.

Riassumendo i risultati ottenuti, entrambe le topologie implementate si sono dimostrate all'altezza delle specifiche richieste, ma quella non risonante ha dato risultati nettamente migliori per quanto riguarda il rendimento. In una successiva fase progettuale sarà necessario rivedere il dimensionamento degli avvolgimenti primari dei mutui induttori, aumentando la sezione dei conduttori.

Misura delle perdite in commutazione e della resistenza di canale dei MOSFET

In questa sezione sono raccolti i dati riguardanti le misure effettuate in laboratorio sui MOSFET *IXFN180N15P* [4]. Sono stati raccolti i dati sia sulle energie dissipate in commutazione per diverse condizioni operative, sia riguardo la resistenza di canale. I dispositivi sono stati portati ad una temperatura di circa $120^{\circ}C$ attraverso l'ausilio di una piastra riscaldata per poter emulare al meglio le effettive condizioni operative.

Per le misure è stata utilizzata una resistenza di *gate* pari a 6.8Ω .

$V_{ds} = 100V; T_j = 120^{\circ}C$		
$I[A]$	$E_{on}[\mu J]$	$E_{off}[\mu J]$
30	113	267
40	171	398
50	317	544

Tabella A.1: Misura delle perdite in commutazione in funzione della corrente.

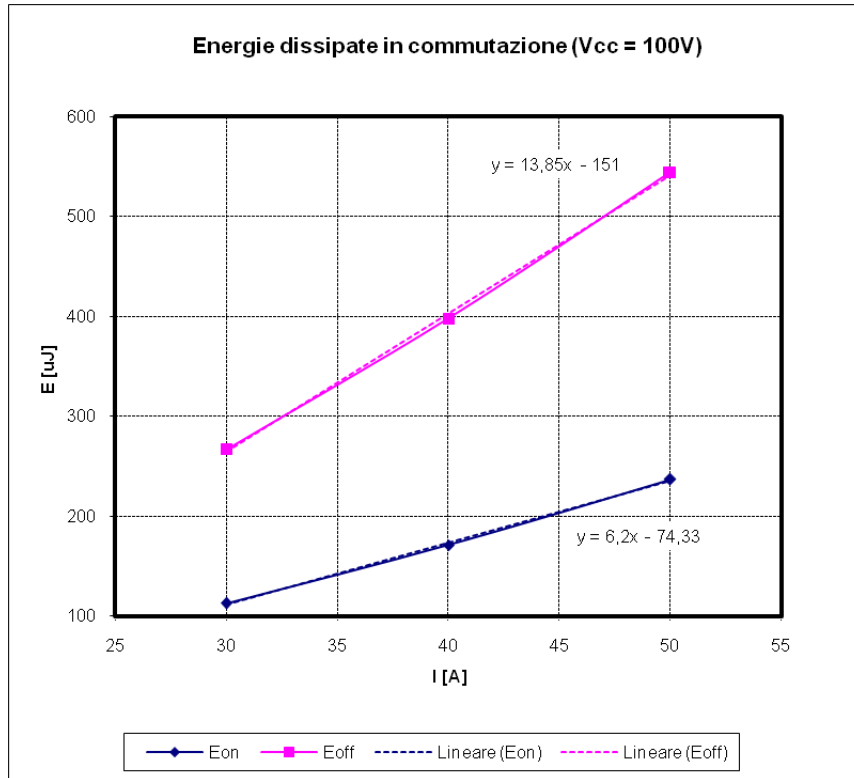


Figura A.1: Andamento delle energie dissipate in commutazione in funzione della corrente

$T_j = 120^\circ C$

$I[A]$	$V_{ds}[V]$	$R_{ds,ON}[m\Omega]$
10	0.210	21.0
20	0.430	21.5
30	0.595	19.8
40	0.790	19.8
50	1.005	20.1
60	1.200	20.0
70	1.405	20.1
80	1.625	20.3

Tabella A.2: Misura della resistenza di canale dei MOSFET.

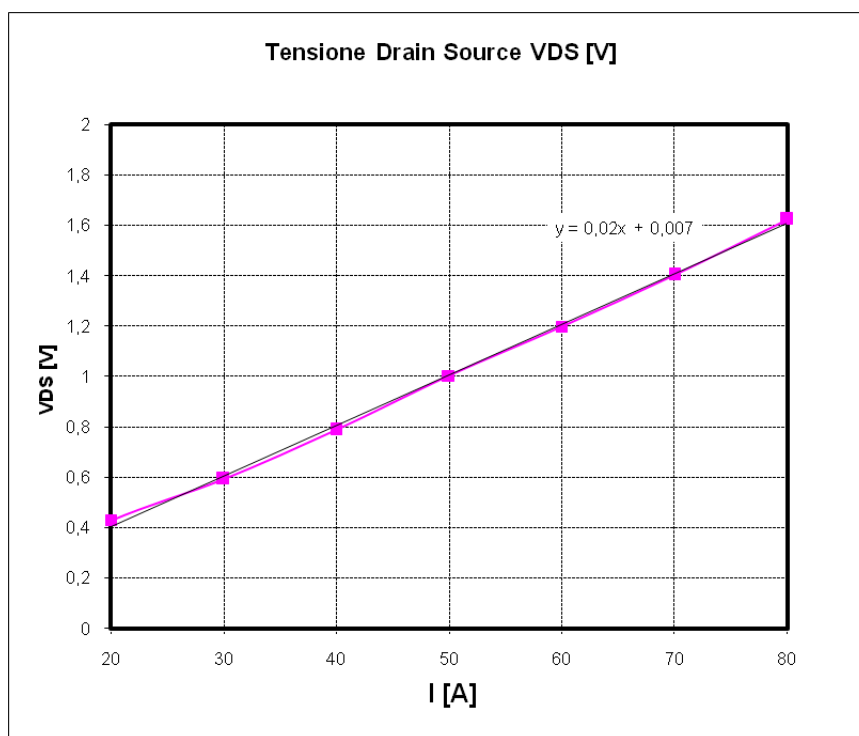


Figura A.2: Andamento della tensione *drain-source* in funzione della corrente.

- [1] J.-M. K. B.-H. Kwon, "High step-up active-clamp converter with input-current doubler and output-voltage doubler for fuel cell power systems," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. Issue: 1, pp. 108 – 115, Jan. 2009.
- [2] L. Z. Y. H. X. X. D. W. B. W. L. Li, W.; Fan, "High step-up and high efficiency fuel cell power generation system with active clamp flyback-forward converter," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. Issue:99, pp. 1 – 1, March 2011.
- [3] *Magnetic Core AMCC-16B Datasheet, POWERLITE®*.
- [4] *MOSFET 180N15P Datasheet, IXYS®*.
- [5] *DSEI 2x 30, Fast Recovery Epitaxial Diode Datasheet, IXYS®*.
- [6] M. Zuccherato, "Progetto e realizzazione di un convertitore boost multifase con elevato guadagno statico per applicazioni su celle a combustibile," Master's thesis, Università di Padova, 2010.
- [7] *74HC14 Hex inverting Schmitt trigger, Datasheet, PHILIPS®*.
- [8] *LM2931 Voltage Regulator, Datasheet, ON SEMICONDUCTOR®*.
- [9] *NCP5181 High Voltage High and Low Side Driver, Datasheet, ON SEMICONDUCTOR®*.
- [10] G. Spiazzi, *Appunti dalle lezioni di elettronica di potenza*. Edizioni Progetto 2007.
- [11] W. P. R. Ned Mohan, Tore M. Undeland, *Power Electronics, Converters, Applications and Design*. John Wiley and Sons, Inc.

Ringraziamenti

Desidero ringraziare i miei genitori Fiorella e Franco per avermi supportato durante questo periodo di studi, permettendomi di raggiungere questo importante traguardo.

Grazie a tutta la mia famiglia, anche a chi non c'è più, per il sostegno ricevuto durante questo percorso universitario.

Grazie alla mia fidanzata Denise per essermi stata accanto e per avermi sempre incoraggiato, sperando di restituirle il tempo che non ho potuto dedicarle a causa dello studio.

Grazie agli amici di sempre: Guillaume, Andrea, Valentino, Emanuele, Marilisa, Sabrina per tutti i bei momenti passati insieme, e a tutti gli altri che non ho nominato, ma che sanno di esserci. Grazie alla Taverna e al Cin Cin per le belle serate.

Grazie a Giorgio Piaz per avermi dato la possibilità di lavorare durante gli studi e per avermi insegnato l'arte della panificazione.

Grazie ai miei compagni di corso, in particolare Tommaso, Diego, Denis, Michele e Marco per i momenti di relax e le interminabili pause caffè.

Grazie al signor Renato Sartorello per l'assistenza fornita in laboratorio e per i preziosi consigli pratici.

Grazie ai colleghi del laboratorio di Elettronica di Potenza: Dario, Francesco e Alessandro per avermi fatto sentire parte del gruppo.

Grazie al Professor Giorgio Spiazzi per avermi dato la possibilità di sviluppare questo interessante progetto seguendomi con disponibilità, e per avermi trasmesso le sue preziose conoscenze.

Grazie infine a tutti coloro che non ho citato, ma che in qualche modo mi sono stati vicini.