

POLITECNICO DI TORINO



**Politecnico
di Torino**

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Elettronica

Tesi di Laurea Magistrale

**Studio e progettazione di un
alimentatore AC/DC ad alta
efficienza con isolamento
capacitivo**

Relatori

Prof. Francesco Musolino
Prof. Paolo Stefano Crovetto
Ing. Stefano Cerutti
Ing. Mario Giuseppe Pavone

Candidato

Michele Annucci

ANNO ACCADEMICO 2023-2024

Sommario

La trasmissione di potenza senza fili per via capacitiva consente il trasferimento di potenza da un trasmettitore ad un ricevitore senza l'uso di contatti elettrici diretti. A differenza della trasmissione senza fili per via induttiva, con questo metodo l'energia viene trasferita attraverso la variazione del campo elettrico tra le armature di un condensatore. Tra le diverse possibili applicazioni di questa tecnica, è possibile citare, ad esempio, i sistemi di ricarica mobile da rete elettrica per dispositivi elettronici di consumo. La tesi si occupa dello studio e dell'analisi di una topologia innovativa di un sistema di trasmissione senza fili di tipo capacitivo utilizzato per applicazioni di carica batterie e con livelli di potenza inferiori ai 100W. Le risultanze di tali analisi, effettuate anche tramite simulazioni circuitali al calcolatore, saranno validate sperimentalmente su un prototipo specificatamente realizzato per questo scopo. Verrà illustrato un convertitore in grado, a partire dalla tensione di rete (230V), di ottenere una tensione di uscita costante (20 V per una potenza di 50 W), con un'efficienza superiore al 85 %, dove i due condensatori discreti garantiranno l'isolamento galvanico.

Ringraziamenti

Con questa tesi si conclude un lungo viaggio al Politecnico di Torino ed è doveroso ringraziare le persone che insieme a me hanno seguito questo percorso. Prima di tutto, un ringraziamento ai miei relatori, Prof. Francesco Musolino, Prof. Paolo Crovetto, Ing. Mario Pavone e l'Ing. Stefano Cerutti. Un ringraziamento per avermi dato l'opportunità di lavorare a questo progetto, la loro disponibilità, preparazione e soprattutto la loro passione per l'elettronica sono stati fondamentali nello sviluppo di questa tesi.

Un ringraziamento ai miei genitori, Vito e Ines e a tutta la mia famiglia per avermi dato la possibilità di sostenere gli studi universitari, senza di loro questa avventura non sarebbe stata realizzabile. Un ringraziamento speciale a tutto il gruppo Capowalter, a tutti gli amici conosciuti tra i banchi di scuola e a chi si è aggiunto negli anni ma è come se ne facesse parte da sempre. Un ringraziamento agli amici del B09 conosciuti proprio grazie al Politecnico con cui abbiamo condiviso parte di questo percorso.

Indice

Elenco delle tabelle	V
Elenco delle figure	VI
1 Introduzione	1
1.1 Adattatori da rete elettrica	2
1.2 Trasmissione senza fili	2
1.3 Obiettivi tesi	3
2 CPT Fondamenti e stato dell'arte	5
2.1 Principali vantaggi della trasmissione di potenza per via ca- pacitiva	5
2.2 Applicazioni	6
2.3 Schema di Funzionamento	8
2.3.1 Inverter	9
2.3.2 Raddrizzatore	13
2.3.3 Interfaccia capacitiva	15
2.3.4 Rete di compensazione	18
3 Adattatore da rete CPT	21
3.1 Descrizione del circuito	21
3.2 Principi di funzionamento	23
3.3 Prime simulazioni	25
3.3.1 Zero Voltage Switching	29
4 Specifiche Progettuali	33
4.1 Specifiche di Progetto	33
4.2 Progettazione	34
4.3 Analisi induttore	37
4.3.1 Induttori a nucleo d'aria	38

4.3.2	Induttori con nucleo in ferrite	46
4.4	Risultati simulazione	49
5	Scelta componenti e realizzazione prototipo	51
5.1	Scelta componenti	51
5.1.1	Condensatori di interfaccia	54
5.1.2	Induttore	55
5.1.3	Diodi	57
5.1.4	Condensatore di ingresso e uscita	58
5.2	Layout Scheda	60
5.2.1	Schematico	60
5.2.2	Layout prototipo	61
6	Risultati	67
6.1	Setup	67
6.2	Risultati	68
7	Conclusioni e sviluppi futuri	73
	Bibliografia	75

Elenco delle tabelle

2.1	Comportamento Full-bridge	12
4.1	Specifiche Circuito	33
4.2	Caratteristiche Induttore, le perdite sono stimate tramite Micrometals[23]	37
4.3	Perdite di potenza	45
4.4	Caratteristiche circuito L= 18 uH	46
4.5	Caratteristiche finali Circuito L= 33 uH	48
5.1	Tabella confronto semiconduttori WBG	52
5.2	Caratteristiche induttore	56

Elenco delle figure

2.1	Esempio di applicazione in ambito medico	7
2.2	Esempio applicazione per sistemi ricarica veicoli elettrici	7
2.3	Schema a blocchi	8
2.4	Half-bridge(A), Full-bridge(B)	10
2.5	Illustrazione Modulazione PWM	12
2.6	Raddrizzatore a ponte di Graetz	13
2.7	Raddrizzatore passivo a ponte diodi e raddrizzatore attivo realizzato con transistor Mosfet	14
2.8	Forme d'onda raddrizzatore	14
2.9	Struttura unipolare	15
2.10	Struttura Bipolare	16
2.11	Circuito equivalente interfaccia capacitiva	16
2.12	Modello condensatore	18
2.13	Modulo impedenza di un condensatore	19
2.14	Compensazione L in serie	20
2.15	Compensazione LC	20
3.1	Schematico Elettrico	21
3.2	Bloccho risonante	23
3.3	Circuito equivalente RLC	24
3.4	Primo circuito analizzato con Simetrix	25
3.5	Corrente induttore e tensione tra i capi del condensatore di interfaccia, Carico= 20Ω $Q= 2.2$	26
3.6	Corrente induttore e tensione tra i capi del condensatore di interfaccia, Carico= 5Ω $Q= 8.9$	26
3.7	Segnali pilotaggio Half-bridge	27
3.8	Tensione al nodo di commutazione(X), Tensione sul conden- satore e corrente induttore	28
3.9	Corrente nei diodi D1 e D2, accesi in maniera alternata e tensione Vout sul carico	28
3.10	Comportamento di Vout al variare del carico	29

3.11	Comportamento ZVS transistor Low-Side dead-time=100 ns	30
3.12	Comportamento transistor Low-Side dead-time= 40ns	31
4.1	Schema di Base	34
4.2	Andamento potenza sul carico al variare della potenza di commutazione	35
4.3	Corrente induttore e tensione nodo di commutazione, Fsw=75 kHz, C=15nF, L=15 uH	35
4.4	Andamento picchi di corrente al variare del valore di induttanza	36
4.5	Dimensioni Induttore	38
4.6	Induttore con nucleo d'aria	39
4.7	Schematico Circuito con Induttore da 500nH	39
4.8	Corrente induttore core in air	40
4.9	Hard switching L=500nH Fsw=425 kHz	40
4.10	ZVS	41
4.11	Comportamento al nodo di commutazione con due diversi carichi (carico 3 ohm destra e carico 2 ohm a sinistra)	42
4.12	Schematico circuito con voltage doubler	43
4.13	Tensione sul carico con raddrizzatore a ponte di Graetz	43
4.14	Corrente induttore core aria	44
4.15	Distribuzione perdite circuito con induttore core d'aria	44
4.16	Perdite durante commutazione dispositivo low side	45
4.17	L=18 uH C=15nF	46
4.18	Corrente induttore L=18 uH	47
4.19	Induttore Coilcraft DO5040-183	47
4.20	Schematico con induttore da 33uH	48
4.21	Tensione sul carico, tensione in uscita dell'half-bridge e corrente induttore	49
4.22	Condizione di ZVS transistor low-side	50
4.23	Perdite schematico finale L=33uH	50
5.1	Mastergan1	53
5.2	Schematico interno Mastergan1	53
5.3	Dimensioni Condensatore	54
5.4	Caratteristica condensatore misurato in laboratorio	55
5.5	Perdite potenza Induttore	55
5.6	Enter Caption	56
5.7	Dimensioni ponte di Graetz	57
5.8	Circuito completo con raddrizzatore e condensatore in ingresso	58
5.9	Dimensioni condensatore 400 V 1mF	59
5.10	Condensatore in uscita DxL = 16mm x 16mm	59

5.11	Schematico Altium	60
5.12	Vista 3D	61
5.13	Top Layer	62
5.14	Bottom Layer	62
5.15	Aree dissipazione termica	63
5.16	Pad di dissipazione termica Mastergan1	64
5.17	Viste 3D, Top-Layer, Bottom-Layer	65
6.1	Schema di misura con i 4 multimetri collegati al circuito . . .	68
6.2	Segnali logici Mastergan1	69
6.3	Deadtime	69
6.4	Tensione al nodo di commutazione e corrente induttore Val= 10 V, Carico 5 Ω	70
6.5	Tensione al nodo di commutazione e corrente induttore Val= 20 V, Carico 20 Ω	70
6.6	Tensione sul condensatore di interfaccia e corrente induttore Val= 10 V, Carico 5 Ω	71
6.7	Tensione al nodo di commutazione e corrente induttore Val= 10 V, Carico 100 Ω	71
6.8	Tensione al nodo di commutazione e corrente induttore Val= 20 V, Carico 5 Ω	72
6.9	Tensione al nodo di commutazione e corrente induttore Val= 20 V, Carico 100 Ω	72

Capitolo 1

Introduzione

L'elettronica da diversi anni ricopre un ruolo determinante, dal contesto domestico fino a quello industriale è diventata ormai fondamentale per la vita umana dato il numero sempre maggiore di campi in cui la sua presenza è cruciale. L'attenzione verso un'elevata efficienza ai fini della sostenibilità sta diventando sempre di più il motore di spinta nella progettazione di sistemi elettronici. In particolare, l'attenzione verso sistemi di ricarica senza fili sta avendo un grande sviluppo per i numerosi campi applicativi in cui può essere impiegata. La tecnologia più usata a questo scopo è il sistema di trasferimento di potenza per via induttiva (IPT), che presenta delle criticità per via delle bobine di rame necessarie per l'accoppiamento induttivo, le quali, soprattutto all'aumentare della potenza, presentano un ingombro sempre maggiore e risultano poco efficienti, con una inevitabile riduzione della densità di potenza totale del sistema. Una delle soluzioni per eliminare queste criticità è utilizzare un sistema di trasmissione della potenza per via capacitiva (CPT, Capacitive Power Transfer), dove l'accoppiamento non avviene più tra due bobine di rame ma tra due piastre metalliche o condensatori discreti, come in questo caso, che riducono così l'ingombro e aumentano così la densità di potenza del sistema. La differenza principale rispetto a quella di tipo induttivo è il trasferimento di energia tramite la variazione del campo elettrico presente tra le armature di un condensatore. Nella prima parte verrà studiato e analizzato il funzionamento di questa tipologia di circuito per capirne gli aspetti chiave e quali siano i componenti più critici. Si passerà ad una progettazione con l'ausilio di simulazioni circuitali su software Simeatrix[21] al fine di raggiungere le specifiche desiderate, verrà infine realizzato un prototipo dove i risultati pratici verranno confrontati con le simulazioni.

1.1 Adattatori da rete elettrica

La loro principale funzione è quella di convertire la tensione della rete elettrica in un valore idoneo per alimentare dispositivi come computer, smartphone, televisori e altro. Esistono vari tipi di alimentatori, inclusi quelli a commutazione, lineari e solari, ognuno con specifiche applicazioni e vantaggi. Gli alimentatori o anche definiti Power Adapter si occupano di convertire la comune tensione di rete, fornita in modalità alternata dagli impianti civili (in Europa 230 V efficaci a 50 Hz), ad una o più basse tensioni continue, in base alle esigenze del apparecchio che dovrà alimentare. Ad esempio, spesso le apparecchiature elettroniche, come computer, smartphone, televisori e altro, necessitano di tensioni di +3,3 V, ± 5 V e ± 12 V, spesso stabilizzate. Esistono varie tipologie di alimentatori, a commutazione, lineari e solari, ognuno con delle specifiche applicazioni e vantaggi. La scelta di un alimentatore appropriato dipende da vari fattori, come la potenza richiesta dal dispositivo, la stabilità della tensione e la sicurezza, inclusa la protezione da cortocircuiti e sovratensioni.

1.2 Trasmissione senza fili

La trasmissione di potenza senza fili rappresenta una delle frontiere più promettenti della tecnologia moderna. Questa innovazione consente di trasferire energia elettrica a dispositivi senza dover utilizzare cavi o connettori fisici. Attraverso l'uso di campi elettromagnetici, l'energia può essere inviata da una sorgente a un ricevitore, rendendo possibile la ricarica di smartphone, tablet e persino veicoli elettrici. Diverse tecnologie, come l'induzione elettromagnetica e le onde radio, vengono impiegate per ottimizzare l'efficienza del trasferimento. Tuttavia, ci sono ancora sfide da affrontare, come la limitazione della distanza e la sicurezza del trasferimento energetico. Le prospettive future includono l'espansione di questa tecnologia in ambiti come la medicina. La trasmissione di potenza senza fili, quindi, non solo migliora la comodità quotidiana, ma apre la strada a nuove possibilità in un mondo sempre più connesso. Sebbene i sistemi di trasferimento di potenza induttivo (IPT) dominino le tecnologie di trasferimento di potenza wireless (WPT), recentemente anche i sistemi di trasferimento di potenza capacitivo (CPT) hanno ricevuto un'attenzione significativa grazie ai loro vantaggi come perdite trascurabili per correnti parassite, maggiore affidabilità, migliori prestazioni di disallineamento, costo e ingombro inferiore.

La tecnologia CPT ha molte aree di applicazione nel concetto di ricarica wireless. L'illuminazione a LED, la ricarica di dispositivi portatili, i dispositivi biomedici, sono alcuni esempi di applicazioni a breve distanza di trasferimento. Il primo esempio che viene in mente per applicazioni su grandi distanze di trasferimento è la ricarica wireless di veicoli elettrici (EV). Le topologie di compensazione, le tipologie dei convertitori svolgono un ruolo essenziale nelle prestazioni dei sistemi CPT e pertanto dovrebbero essere progettati attentamente per ottenere il livello di potenza desiderato.

1.3 Obiettivi tesi

L'obiettivo di questa tesi è lo studio e la progettazione di un alimentatore basato sull'isolamento capacitivo applicabile all'elettronica di consumo. Verrà verificata la validità di questo tipo di adattatore, cercando di massimizzare l'efficienza e la densità di potenza, ma mantenendo un ingombro ridotto grazie ad una struttura circuitale semplice con una rete di compensazione ridotta ad un solo componente. Questo progetto si concentrerà sulla realizzazione di un prototipo che partendo dalla tensione di rete (230 V efficaci), fornisca in uscita 20 V con una potenza di 50 W. Questa tesi è divisa nei seguenti capitoli:

- Studio e analisi dello stato dell'arte dei sistemi CPT evidenziando i principali vantaggi e svantaggi.
- Analisi completa del circuito di un sistema CPT, illustrazioni principali forme d'onda al fine di capirne il funzionamento.
- Esecuzione di simulazioni circuitali al fine di spiegare le scelte effettuate per il progetto del circuito, presentazione dello schematico definitivo del circuito.
- Scelta dei componenti e realizzazione del layout del PCB.
- Risultati sperimentali.

Capitolo 2

CPT Fondamenti e stato dell'arte

In questo capitolo, sarà introdotto il principio operativo del trasferimento di potenza per via capacitiva (in inglese Capacitive Power Transfer, CPT) e ne sarà descritta l'architettura circuitale.

2.1 Principali vantaggi della trasmissione di potenza per via capacitiva

Lo studio del trasferimento di potenza per via capacitiva inizia più tardi rispetto a quello riguardante la tecnologia induttiva. I primi studi di sistemi CPT furono condotti da Nikola Tesla, che dimostrò che fosse possibile il trasferimento di energia tramite un campo elettrico[19].

Oggi i sistemi CPT rappresentano una valida alternativa ai sistemi ad oggi più utilizzati, i quali sono basati sul trasferimento di potenza per via induttiva (in inglese Inductive Power Transfer, IPT). Nei sistemi ad isolamento capacitivo il trasferimento della potenza avviene sfruttando il campo elettrico tra le armature di un condensatore, le quali, inoltre garantiscono isolamento galvanico tra carico e sorgente. Questi sistemi presentano numerosi vantaggi che hanno spinto la ricerca in questo settore. Tra i principali vantaggi vi è sicuramente l'ingombro che questi sistemi presentano. Nei sistemi induttivi, infatti, l'accoppiamento avviene tramite due bobine le cui dimensioni e peso sono spesso uno dei punti più critici. In aggiunta, le perdite di potenza negli

induttori possono essere elevate anche a causa della presenza di nuclei ferromagnetici. Un altro punto a favore dei sistemi di trasmissione della potenza di tipo capacitivo è l'assenza di correnti parassite, al contrario di quanto avviene nei sistemi induttivi in cui l'elevata frequenza del campo magnetico nei sistemi induttivi genera forti correnti parassite che creano un aumento della temperatura soprattutto in applicazioni con livelli di potenza elevati. Infine, mentre l'allineamento tra le bobine in sistemi IPT risulta fondamentale per il trasferimento della potenza, nei sistemi ad isolamento capacitivo si hanno prestazioni migliori in condizioni non ottimali di allineamento tra le piastre. La tecnologia capacitiva però rimane ancora meno usata rispetto a quella induttiva soprattutto a causa delle limitazioni ancora presenti tra cui la bassa efficienza e la bassa densità di potenza che questi sistemi riescono a raggiungere. In questo capitolo verranno spiegati il principio di funzionamento e i componenti principali alla base di ogni sistema ad isolamento capacitivo.

2.2 Applicazioni

La tecnologia per il trasferimento della potenza per via capacitiva presenta numerosi campi di applicazione. La realizzazione di alimentatori da rete elettrica è solo una delle possibili applicazioni, essa infatti, è utilizzabile in ambito medico[4] come mostrato in Figura 2.1 o in sistemi di ricarica per veicoli elettrici dove trasmettitore e ricevitore sono separati (Figura 2.2) ed essendo coinvolti alti livelli di potenza l'interfaccia capacitiva necessita di un attento design[20]. Nell'applicazione di un adattatore da rete elettrica per caricabatterie oggetto di questa tesi trasmettitore e ricevitore sono sulla stessa scheda, l'isolamento galvanico avviene tramite condensatori discreti.

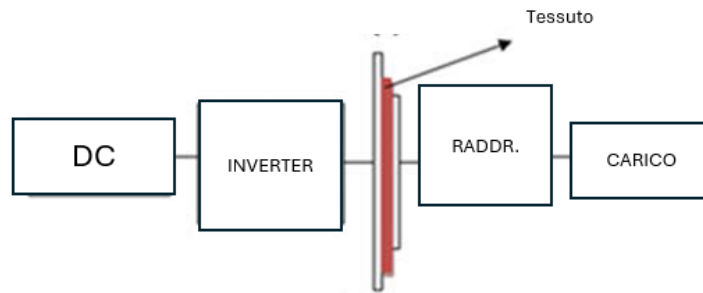


Figura 2.1. Esempio di applicazione in ambito medico

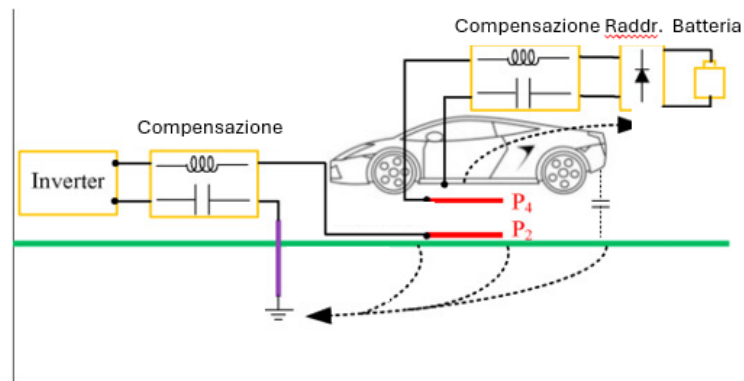


Figura 2.2. Esempio applicazione per sistemi ricarica veicoli elettrici

2.3 Schema di Funzionamento

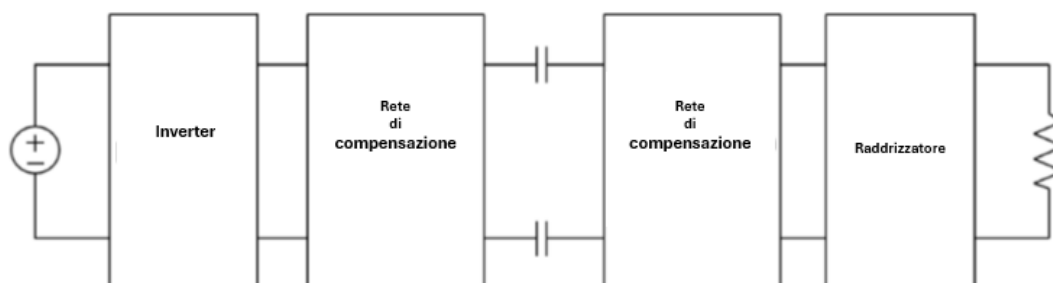


Figura 2.3. Schema a blocchi

Lo scopo di questa sezione è descrivere i principi di funzionamento dei sistemi di trasmissione di potenza capacitivi partendo dall'analisi dei blocchi che compongono il sistema. Facendo riferimento alla Figura 2.3 il sistema è composto da 5 blocchi principali:

- **Inverter:** si occupa della conversione da tensione continua a tensione alternata.
- **Rete di compensazione:** presente al lato primario e secondario.
- **Interfaccia di accoppiamento capacitiva:** cuore del sistema dove avviene il trasferimento di potenza tramite campo elettrico della potenza.
- **Raddrizzatore:** si occupa di convertire la tensione alternata a continua per essere utilizzabile per il carico.

La configurazione bipolare, con l'interfaccia capacitiva doppia, è la forma più popolare di struttura di accoppiamento, nonché quella più presente in letteratura. La configurazione bipolare è composta da due di condensatori che garantiscono completa flessibilità e su cui la ricerca si è concentrata maggiormente[8].

2.3.1 Inverter

Un inverter è un circuito elettronico in grado di convertire tensioni e correnti continue in ingresso, in tensioni e correnti alternate in uscita e di variarne i parametri di ampiezza e frequenza[14]. Esistono varie tipologie, le quali, differiscono in base ai numerosi campi di applicazione:

- Energia fotovoltaica: gli inverter in ambito fotovoltaico sono utilizzati per convertire l'energia prodotta dai pannelli solari (DC) in energia elettrica utilizzabile per le abitazioni o per l'immissione nella rete elettrica (AC).
- Controllo di motori elettrici: gli inverter sono comunemente utilizzati nei motori elettrici per controllarne la velocità e la coppia, migliorando l'efficienza.
- Gruppi di continuità: gli inverter vengono utilizzati in per fornire energia AC ai dispositivi durante un'interruzione dell'alimentazione.
- Automobili elettriche: nei veicoli elettrici, gli inverter convertono l'energia della batteria in corrente alternata per alimentare il motore elettrico, e viceversa durante la frenata rigenerativa.
- Per la realizzazione di alimentatori switching, per la trasformazione in corrente continua, con notevoli vantaggi in termini di efficienza, di ingombro e di peso.

L'half bridge e il full bridge, mostrati in Figura 2.4 (a) e (b) rispettivamente, sono due delle configurazioni più comuni utilizzate negli inverter per la conversione di energia elettrica, la scelta tra le due dipende in gran parte dalle specifiche esigenze applicative, dai requisiti di potenza e dalle efficienze desiderate. L'half bridge utilizza due dispositivi attivi, come MOSFET o IGBT(S1 ed S2 in Figura 2.4(A)) che pilotati in controfase con modulazione PWM sinusoidale generano ai terminali di uscita una tensione V_{ac} rettangolare la cui componente fondamentale verrà poi estratta da un filtro passa passo (non presente in figura). Questa topologia è particolarmente vantaggiosa per applicazioni a bassa potenza poiché presenta un circuito di controllo più semplice e minori perdite di commutazione. In sistemi a bassa potenza, le perdite di commutazione possono influenzare significativamente

l'efficienza complessiva del sistema; quindi, l'half bridge è spesso preferito in queste circostanze. Il full bridge, invece, comporta l'utilizzo di quattro dispositivi attivi. Questa configurazione consente una maggiore flessibilità e la possibilità di gestire potenze più elevate. La topologia full bridge consente di gestire carichi con requisiti di potenza maggiori. Tuttavia, il controllo di un full bridge risulta più complesso e perdite di commutazione maggiori. Entrambe le topologie hanno in ingresso una tensione continua e in uscita sul carico un'onda quadra, la differenza tra i due circuiti è l'ampiezza di quest'ultima, nel caso del half bridge si va da $(-V_{dc})/2$ a $V_{dc}/2$, mentre nel full bridge risulta doppia (vedi Figura 2.4). In entrambe le topologie, vi è la necessita per evitare di cortocircuitare la tensione di alimentazione di avere un pilotaggio preciso in modo tale che S1 e S2 (nel caso half bridge) non siano mai attivi nello stesso momento, lo stesso ragionamento si applica alla tipologia full bridge per entrambe le gambe del circuito. Nello specifico le motivazioni della scelta dell'half bridge verranno espone nel capitolo successivo.

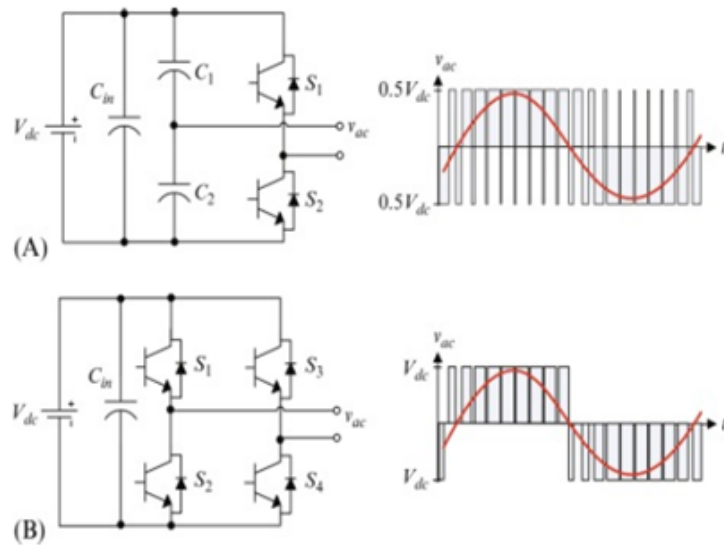


Figura 2.4. Half-bridge(A), Full-bridge(B)

Il metodo PWM sinusoidale (SPWM) è molto popolare nelle applicazioni industriali ed è ampiamente rivisto in letteratura[24]. L'SPWM è spiegato con riferimento a Figura 2.4 (A), che è la topologia del circuito a mezzo ponte per un inverter monofase.

Per realizzare del SPWM, è necessaria un'onda triangolare ad alta frequenza rispetto ad un riferimento sinusoidale della frequenza desiderata. L'intersezione delle due forme d'onda determina gli istanti di commutazione. Lo schema PWM è illustrato nella Figura 2.5, in cui V_c è il valore di picco di onda portante triangolare e V_r quella del segnale modulante. La figura mostra l'onda triangolare e il segnale di modulazione con frequenza e grandezza arbitrarie. Nell'inverter della Figura 2.4 gli interruttori S1 e S2 sono controllati in base al confronto tramite un comparatore (non presente in figura) tra il segnale di controllo e l'onda triangolare. Quando l'onda sinusoidale ha un'ampiezza superiore all'onda triangolare, l'uscita del comparatore è alta, altrimenti è bassa.

$$V_r > V_c \quad S1 = on \quad allora \quad V_{out} = \frac{V_{dc}}{2} \quad (2.1)$$

$$V_r < V_c \quad S2 = on \quad allora \quad V_{out} = -\frac{V_{dc}}{2} \quad (2.2)$$

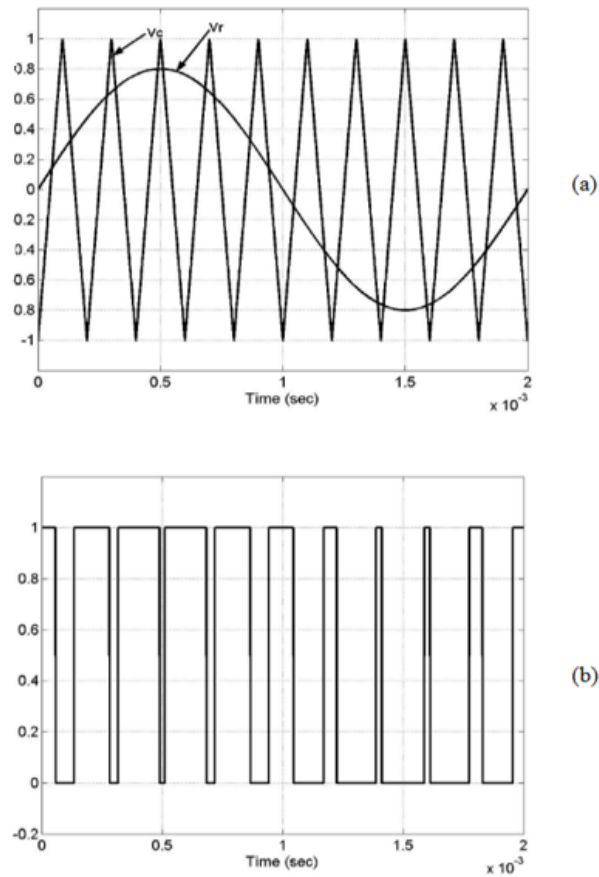


Figura 2.5. Illustrazione Modulazione PWM

Funzionamento Full bridge	Tensione A	Tensione B	Vout=Va-Vb
S1, S4 On S2, S3 Off	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	V_{dc}
S2, S3 On S1, S4 Off	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}$
S1, S3 On S2, S4 Off	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	0
S2, S4 On S1, S3 Off	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	0

Tabella 2.1. Comportamento Full-bridge

2.3.2 Raddrizzatore

Lo stadio finale del raddrizzatore è fondamentale per l'alimentazione del carico con una tensione continua, in quanto a valle dell'interfaccia capacitiva e della rete di compensazione si ha una tensione alternata con frequenza dipendente dagli elementi passivi che la compongono. La topologia di raddrizzatore più utilizzata è il ponte di diodi a doppia semionda come illustrato in Figura 2.6 (a destra). Esistono anche topologie di raddrizzatori attivi che utilizzano transistor al posto dei diodi (si veda Figura 2.7 a sinistra). Nell'applicazione descritta nel seguito della tesi, ci si è focalizzati sull'implementazione di un innovativo principio di trasferimento di potenza capacitivo e si è preferito utilizzare un raddrizzatore a diodi a doppia semionda (come in Figura 2.6), il quale risulta più semplice e non necessita di controllo esterno.

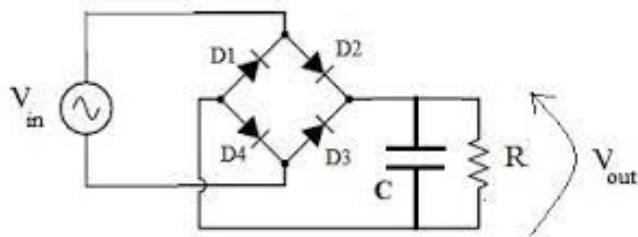


Figura 2.6. Raddrizzatore a ponte di Graetz

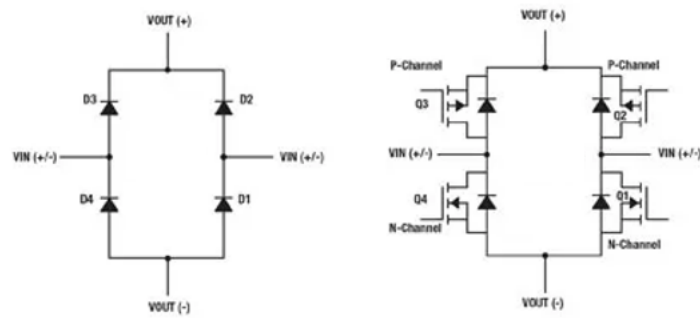


Figura 2.7. Raddrizzatore passivo a ponte diodi e raddrizzatore attivo realizzato con transistor Mosfet

La Figura 2.8 illustra il principio di funzionamento di un raddrizzatore a ponte, in ingresso si ha una forma d'onda sinusoidale con picco A_{MAX} , in uscita dal ponte si ha la sinusoide raddrizzata, i 4 diodi sono in conduzione a coppie in maniera alternata, nei semi-periodi positivi i diodi D2, D4 saranno in conduzione mentre nella semionda negativa i diodi D1 e D3. In parallelo al carico viene poi aggiunto il condensatore per ottenere una tensione costante a cui collegare il carico.

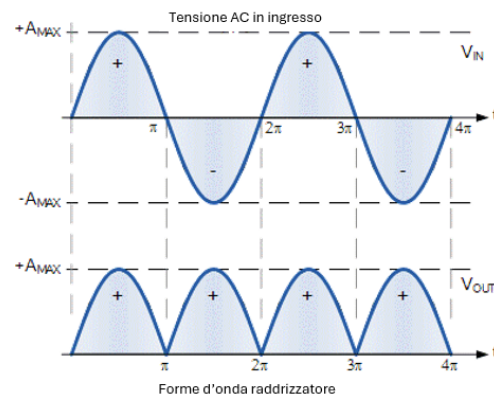


Figura 2.8. Forme d'onda raddrizzatore

2.3.3 Interfaccia capacitiva

L'interfaccia capacitiva è composta da più condensatori tramite i quali viene trasferita la potenza tra il lato primario e secondario del circuito attraverso il campo elettrico. La capacità può variare in base alla forma e alla geometria usata [1]. La struttura più semplice è la struttura detta unipolare, dove un'armatura del condensatore è posta al lato primario e una al lato secondario. La mutua capacità tra le due armature permette il passaggio di corrente tra i due lati, vi è poi un percorso conduttivo per il ritorno della corrente al lato primario. Il grande vantaggio di questa struttura è senza dubbio la sua semplicità[18].

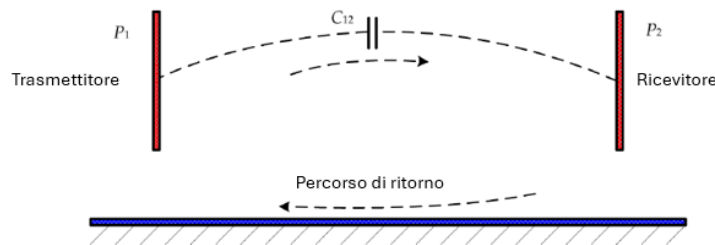


Figura 2.9. Struttura unipolare

La struttura più usata per la realizzazione di accoppiamento capacitivo è quella bipolare, dove vi è una mutua capacità tra ogni singola piastra, vedi Figura 2.10. In questa tesi l'interfaccia di accoppiamento è formata da due condensatori discreti dove la capacità equivalente è uno dei parametri fondamentali per la progettazione:

$$C_{eq} = \frac{C1 * C2}{C1 + C2} \quad (2.3)$$

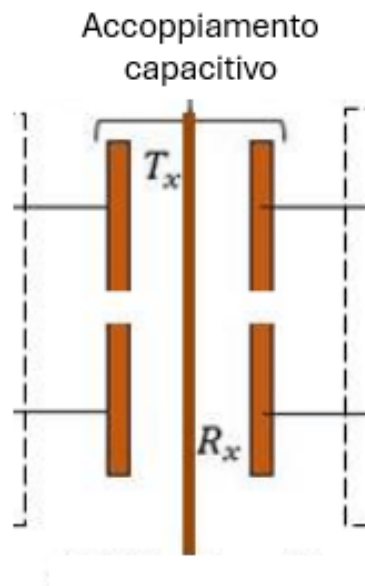


Figura 2.10. Struttura Bipolare

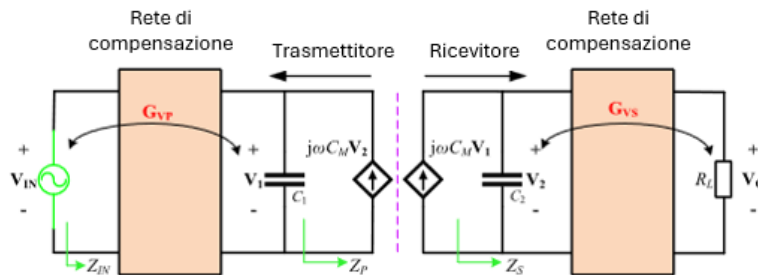


Figura 2.11. Circuito equivalente interfaccia capacitiva

Nella Figura 2.11 l'interfaccia capacitiva è modellizzata con due generatori di corrente pilotati rispettivamente dalle tensioni V_{C1} e V_{C2} e che dipendono dalla mutua capacità di accoppiamento C_M . La potenza complessa assorbita dal lato primario S_1 è data dall'equazione :

$$S_1 = V_{C1}(-I_{M1}^*) = V_{C1}(-j\omega C_M V_{C2})^* \quad (2.4)$$

dove V_{C2} è definito come:

$$V_{C2} = |V_{C2}|(\cos\theta + j\sin\theta) \quad (2.5)$$

Considerando la potenza attiva, essa è rappresentata dalla parte reale della potenza complessa S_1 si ottiene in questo modo:

$$P_1 = \text{Re}(V_{C1}j\omega C_M V_{C2}) \quad (2.6)$$

$$P_1 = \text{Re}(V_{C1}j\omega C_M (|V_{C2}|j(\cos\theta + j\sin\theta))) \quad (2.7)$$

$$P_1 = \omega C_M V_{C1} V_{C2} \sin\theta \quad (2.8)$$

Assumendo il caso ideale dove non vi è assorbimento di potenza nel processo, la potenza all'ingresso dell'interfaccia al lato primario è uguale a quella in uscita al lato secondario: $P_1 = P_2 = P$

Come si può osservare nell'equazione 2.8 la potenza attiva trasferita dipende dalla frequenza della tensione AC, maggiore sarà la frequenza e maggiore sarà la potenza che è possibile trasferire. Una frequenza più alta però si traduce anche in una frequenza di commutazione maggiore che comporta un aumento delle perdite con riduzione dell'efficienza. Inoltre l'equazione 2.8 mostra che la potenza dipende dal parametro θ , il quale rappresenta lo sfasamento tra le tensioni V_{C1} e V_{C2} questo parametro dipende dai parametri parassiti dei condensatori di interfaccia. Essi introducono un diverso sfasamento della tensione, quanto più lo sfasamento è diverso da 90° , minore sarà la potenza.

2.3.4 Rete di compensazione

L'interfaccia capacitiva presenta una resistenza parassita (in inglese equivalent series resistance ESR) e un'induttanza parassita (in inglese equivalent series inductance ESL). I condensatori hanno anche una certa resistenza di perdita (R_{leak}) tra le due armature del condensatore, ma questa è generalmente abbastanza grande da poter essere ignorata in applicazioni ad alta frequenza.

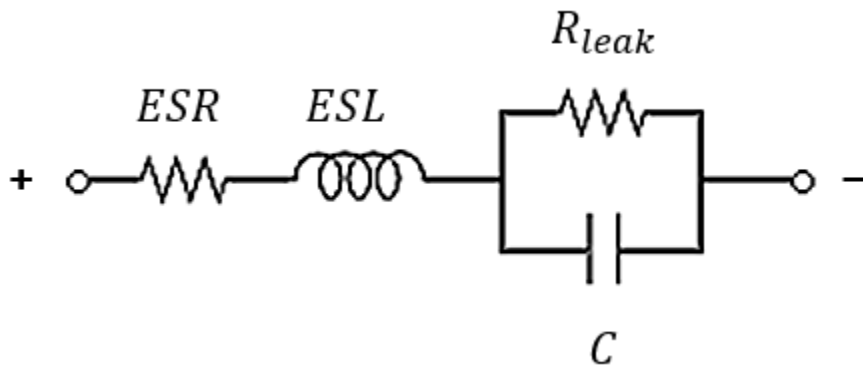


Figura 2.12. Modello condensatore

Questo significa che ogni condensatore è modellizzabile come un circuito RLC in serie, come mostrato in Figura 2.12. Come evidenziato dalla Figura 2.13 dove viene mostrato il modulo dell'impedenza al variare della frequenza, a bassa frequenza, l'impedenza fornita dalla capacità è dominante, il condensatore mostrerà un comportamento vicino all'ideale, per valori di frequenza maggiori della risonanza, l'impedenza dell'ESL è dominante e l'impedenza inizia ad apparire induttiva. Questo produce un effetto noto come auto-risonanza. Il valore di frequenza a cui questo fenomeno avviene caratterizza ogni condensatore e nel caso dell'interfaccia capacitiva è anche la frequenza che permette il massimo trasferimento della potenza.

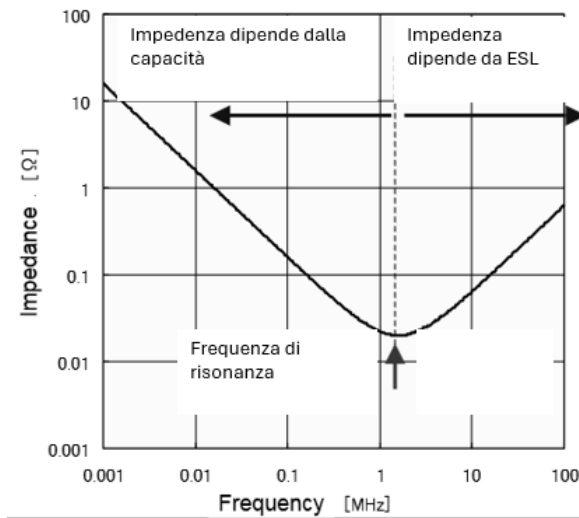


Figura 2.13. Modulo impedenza di un condensatore

L'inserimento di una rete di compensazione permette di controllare la frequenza di risonanza a cui avviene il trasferimento della potenza. Limitando la frequenza di risonanza, si riesce a limitare anche la frequenza di commutazione dell'inverter, riducendo le perdite dovute alla commutazione, si migliora così l'efficienza. L'inserimento di una rete di compensazione permette al condensatore di raggiungere la risonanza, la quale è in genere dell'ordine dei MHz, ad una frequenza molto più bassa. Il compensatore è solitamente un induttore o una combinazione di induttori e condensatori in serie o parallelo. La capacità dell'interfaccia capacitiva è in genere è bassa e la frequenza di commutazione del circuito varia tra KHz-MHz. Quando un inverter viene utilizzato a una frequenza così elevata l'efficienza del convertitore è ridotta a causa delle elevate perdite di commutazione.

La compensazione più semplice da realizzare consiste nell'aggiungere in serie all'interfaccia capacitiva un induttore sia dal lato primario che secondario del dispositivo, così da ridurre la frequenza di risonanza (Figura 2.14). In fase di realizzazione i due induttori sono combinati in un singolo componente al fine di ridurre la complessità e l'ingombro del sistema.

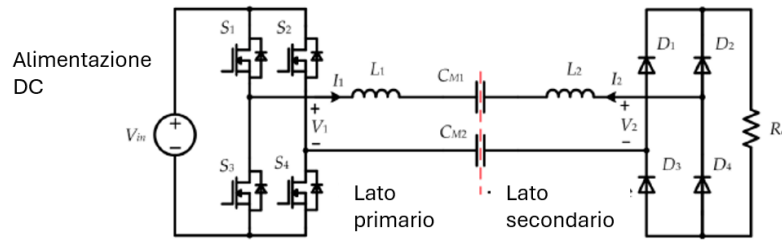


Figura 2.14. Compensazione L in serie

Questa tipologia presenta alcune criticità come le dimensioni dell'induttore, infatti, facendo riferimento all'equazione 2.9 sotto riportata, essendo la capacità di interfaccia generalmente un valore piccolo bisogna utilizzare un induttore molto grosso per limitare la frequenza di risonanza.

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.9)$$

Per risolvere questo problema relativo alle dimensioni dell'induttore si può usare un tipo di compensazione detta LC.

La Figura 2.15 mostra la rete di compensazione LC, vengono aggiunti due condensatori in parallelo C_{ex1} e C_{ex2} che presentano valori di capacità maggiori rispetto a C_{m1} e C_{m2} , in questo modo la capacità equivalente aumenta riducendo i valori delle induttanze $L1$ e $L2$, permettendo di conseguenza di avere un ingombro anch'esso ridotto. Esistono poi altre forme di compensazione che presentano una complessità maggiore (per approfondimento fare riferimento a [1]).

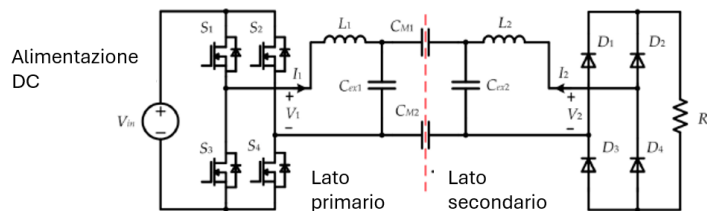


Figura 2.15. Compensazione LC

Capitolo 3

Adattatore da rete CPT

In questo capitolo verrà descritto il principio operativo dell'adattatore di potenza da rete elettrica basato sul meccanismo di trasferimento della potenza di tipo capacitivo oggetto di questa tesi. Il principio operativo sarà mostrato attraverso l'analisi del circuito e delle principali forme d'onda delle tensioni e delle correnti.

3.1 Descrizione del circuito

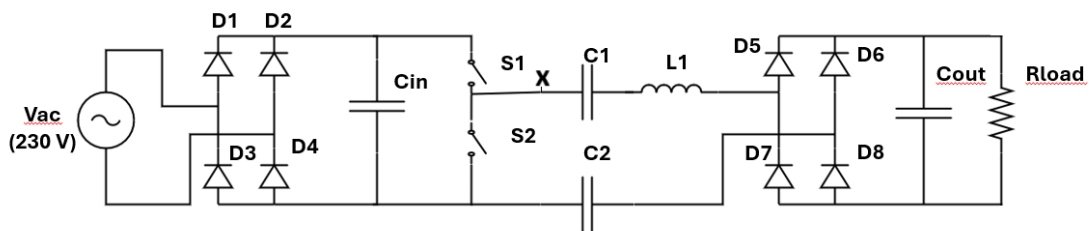


Figura 3.1. Schematico Elettrico

Lo schema elettrico in Figura 3.1 rappresenta la schema di base per un alimentatore AC/DC ad isolamento capacitivo, per una potenza inferiore ai 100 W. Il circuito è collegato a sinistra ad una sorgente AC V_{ac} la quale modella la tensione di rete alternata a 230 V efficaci e frequenza 50 Hz con successivo raddrizzatore.

La tensione trasformata in DC dal raddrizzatore e dal condensatore in ingresso C_{in} alimenta un circuito half-bridge costituito dai transistori S1 ed S2, il cui scopo è generare un segnale AC avendo ingresso una tensione continua. Per questa tipologia di circuito e dato i livelli di potenza, inferiori ai 100 W, si preferisce l'utilizzo dell'half bridge. Esso è costituito da soli due dispositivi attivi (MOSFET, IGBT, GaN...), limitando così il numero di commutazioni che sono oggetto di perdita [10]. Il pilotaggio avviene tramite due segnali ad onda quadra, sfasati tra di loro in modo da evitare una conduzione in contemporanea di entrambi i transistori, viene applicato un dead-time durante il quale entrambi i dispositivi risultano spenti. La frequenza di commutazione dell'half-bridge è uno dei parametri fondamentali del circuito, essa influenza la tensione e la potenza sul carico come evidenziato nelle equazioni sotto riportate:

$$f_{sw} C_{int} (V_{in} - V_{out}) = \frac{V_{out}}{R_{load}} \quad (3.1)$$

$$V_{out} = V_{in} \frac{f_{sw} R_{load} C_{int}}{1 + f_{sw} R_{load} C_{int}} \quad (3.2)$$

In questa applicazione l'interfaccia capacitiva è formata da due condensatori discreti che garantiscono l'isolamento galvanico tra il lato primario dove è presente l'half bridge e il lato secondario composto dall'induttore e il raddrizzatore a diodi. La rete di compensazione è di tipo L in serie illustrata nel precedente capitolo, dove i due induttori in serie sono ridotti ad un solo di induttanza maggiore posizionato sul lato secondario del circuito. La potenza che può essere trasferita tramite l'interfaccia capacitiva è:

$$P_o = V_t I_c \cos(\phi) \quad (3.3)$$

dove V_t è la tensione tra i terminali e ϕ rappresenta lo sfasamento tra tensione e corrente di interfaccia I_c .

$$\phi = \tan^{-1}\left(\frac{1}{\omega C R_e}\right) \quad (3.4)$$

$$I_c = \frac{V_t}{\sqrt{\frac{1}{\omega^2 C^2} + R_e^2}} \quad (3.5)$$

R_e è la resistenza equivalente all'ingresso del raddrizzatore, simile alla resistenza di carico R_{load} , ω è la frequenza angolare della tensione a cavallo

dell'interfaccia capacitiva. L'interfaccia presenta una tensione:

$$V_c = \frac{I_c}{\omega C} \quad (3.6)$$

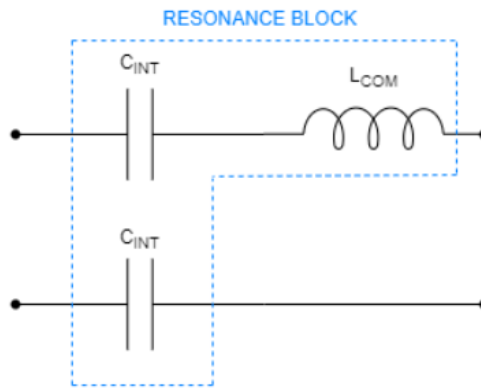


Figura 3.2. Bloccho risonante

Il raddrizzatore finale del circuito ha lo scopo di fornire una tensione continua al carico avendo in ingresso la tensione alternata in uscita dal blocco risonante. La struttura scelta del raddrizzatore è un ponte di Graetz, tipica dell'elettronica di potenza. Si preferisce un raddrizzatore di tipo passivo poiché i raddrizzatori di tipo attivo, necessitano di un controllo aggiuntivo. La spiegazione della scelta dei diodi per la realizzazione della scheda è illustrata nel capitolo 5

3.2 Principi di funzionamento

Come menzionato nel capitolo precedente la tensione all'uscita dell'inverter V_x (tensione al nodo X Figura 3.1) si comporta come un'onda quadra, la cui frequenza corrisponde alla frequenza di commutazione scelta. Questo segnale, che è posto quindi in ingresso all'interfaccia capacitiva, innesca l'oscillazione di risonanza la cui frequenza dipende dai valori di capacità e induttanza.

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{eq}}} \quad (3.7)$$

Essendo la rete di compensazione costituita da un solo induttore L_1 al lato secondario, si può semplificare il circuito ad un circuito di tipo RLC. L'Half bridge è modellizzabile con un generatore ad onda quadra, la capacità di interfaccia è rappresentata dalla capacità equivalente (equazione 3.8), il carico è modellizzabile con la resistenza equivalente all'ingresso del raddrizzatore (equazione 3.10), ottenuta tramite metodo First Harmonic Approximation (vedi nota [17]) come in Figura 3.3.

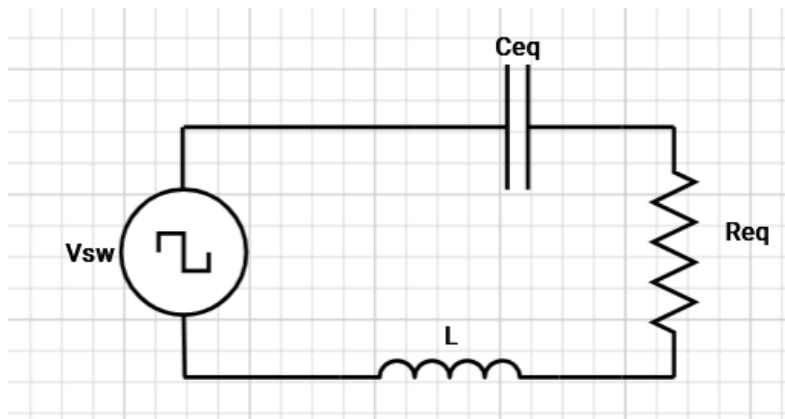


Figura 3.3. Circuito equivalente RLC

$$C_{eq} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (3.8)$$

$$R_{eq} = \frac{8}{\pi^2} R_{load} \quad (3.9)$$

In questo modo è possibile valutare il fattore di qualità Q del circuito con la seguente relazione:

$$Q = \frac{Z_{eq}}{R} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C_{eq}}} \quad (3.10)$$

Il fattore di qualità definisce lo smorzamento dell'oscillazione, maggiore è il suo valore, minore sarà lo smorzamento e l'oscillazione di risonanza avrà un comportamento sinusoidale, minore sarà il fattore di qualità e maggiormente l'oscillazione risulterà smorzata. Il circuito quindi può funzionare in due modalità, con uno smorzamento completo della corrente sull'induttore e con uno smorzamento parziale. L'innescò dell'oscillazione di risonanza è dovuto

all'onda quadra in uscita dall'half-bridge, la quale dipende dalla frequenza di commutazione scelta. Il passaggio da un regime di completo smorzamento ad uno di parziale smorzamento, avendo fissi i valori della frequenza di risonanza, avviene tramite la variazione del carico. Minore è il carico e maggiore sarà il fattore di qualità, maggiore è il carico e più sarà smorzata l'oscillazione.

3.3 Prime simulazioni

In questa sezione vengono mostrate le simulazioni sul circuito al fine di capirne il funzionamento. Tutte le simulazioni sono state effettuate su Software applicativo Simetrix[21]. Le prime analisi si concentrano sulla comprensione delle principali forme d'onda: questo è importante per capire come funziona il circuito e come è influenzato dalla variazione dei componenti. Come spiegato nel paragrafo precedente la variazione del carico comporta una modifica nello smorzamento dell'oscillazione di risonanza. Nella Figura 3.5 il carico è di $20\ \Omega$ e quindi il fattore di qualità ridotto comporta una smorzamento completo della corrente che scorre nell'induttore. Riducendo il carico a $5\ \Omega$ come in Figura 3.6 si è aumentato il fattore di qualità e l'oscillazione presenta uno smorzamento parziale.

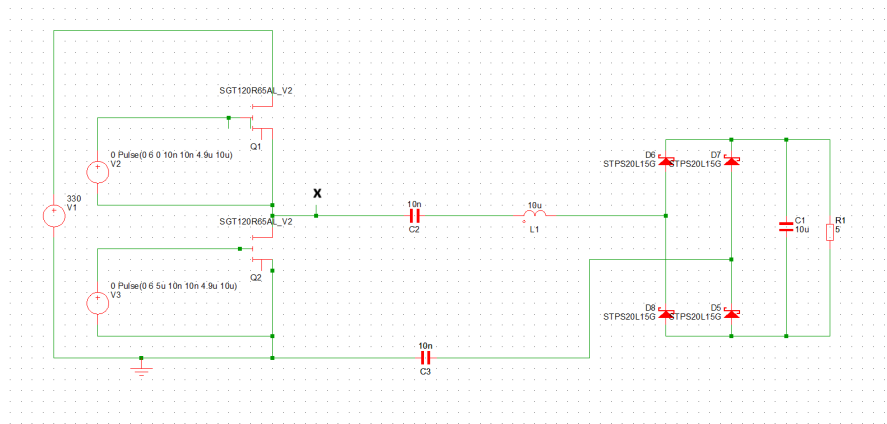


Figura 3.4. Primo circuito analizzato con Simetrix

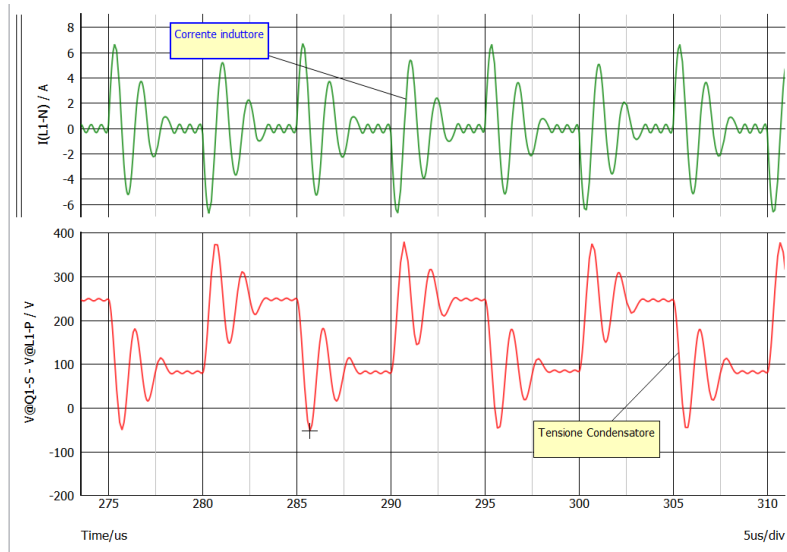


Figura 3.5. Corrente induttore e tensione tra i capi del condensatore di interfaccia, Carico= 20Ω $Q=2.2$

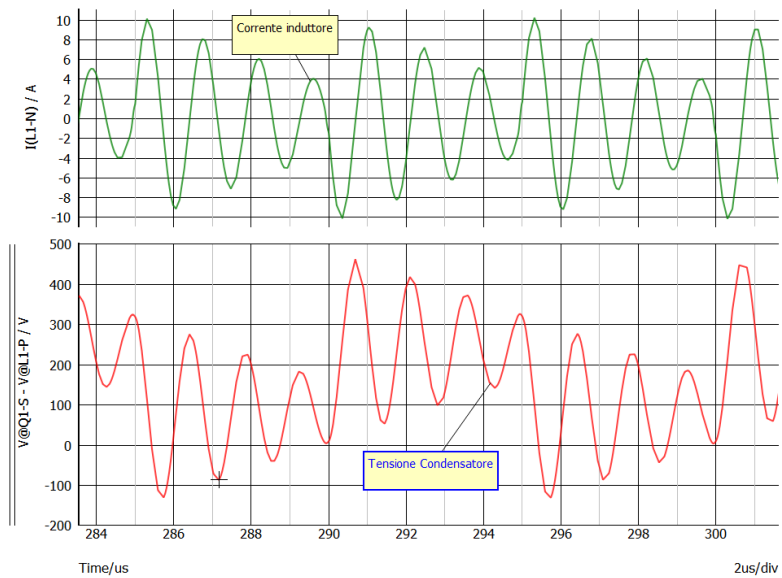


Figura 3.6. Corrente induttore e tensione tra i capi del condensatore di interfaccia, Carico= 5Ω $Q=8.9$

Le altre forme d'onda principali sono di seguito riportate. Il pilotaggio dei transistor dell'half bridge avviene con l'applicazione di un un dead time durante il quale entrambi i dispositivi risultano spenti Figura 3.7.

La Figura 3.8 mostra l'output(V_x) dell'half-bridge al nodo X in figura 3.4, ovvero la tensione tra il drain del dispositivo low side e il ground. Come si osserva dalla Figura 3.8, l'oscillazione di risonanza è innescata dai fronti d'onda dell'onda quadra. Avendo in ingresso la tensione continua di 330V (tensione di rete raddrizzata), si ottiene una forma d'onda quadra di ampiezza 330 V, con una frequenza uguale a quella dei segnali con cui si pilotano i dispositivi dell'half-bridge.

La Figura 3.7 mostra i segnali di comando dei due dispositivi dell'half bridge, che si accendono in maniera alternata con un dead-time, al fine di evitare la conduzione in contemporanea dei dispositivi.

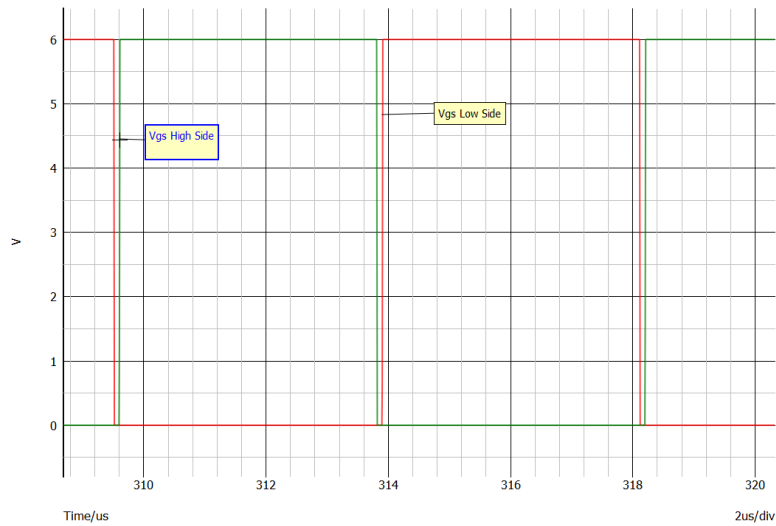


Figura 3.7. Segnali pilotaggio Half-bridge

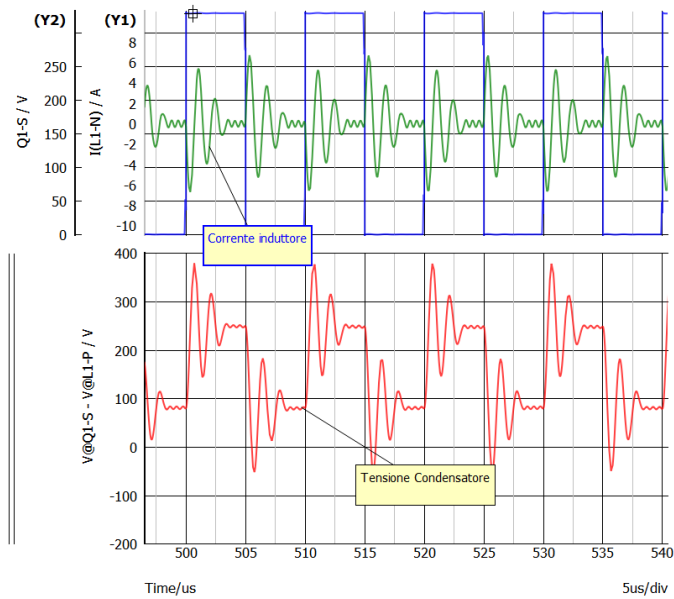


Figura 3.8. Tensione al nodo di commutazione(X), Tensione sul condensatore e corrente induttore

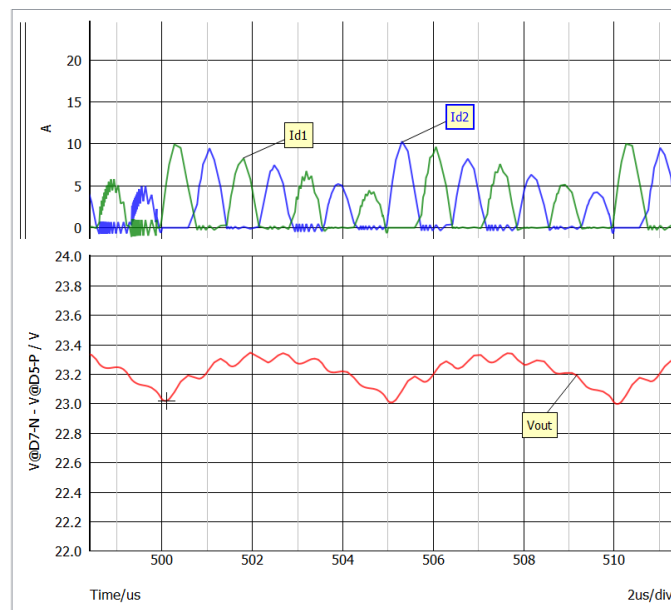


Figura 3.9. Corrente nei diodi D1 e D2, accesi in maniera alternata e tensione Vout sul carico

Per quanto riguarda la tensione di uscita, il suo comportamento è lineare soprattutto per carichi minori, per valori di carico maggiori di circa 25Ω la tensione di uscita tende ad aumentare ma in maniera più moderata, questo è spiegabile con il passaggio da regime di smorzamento parziale ad uno di completo smorzamento che avviene per un carico intorno ai 20Ω .

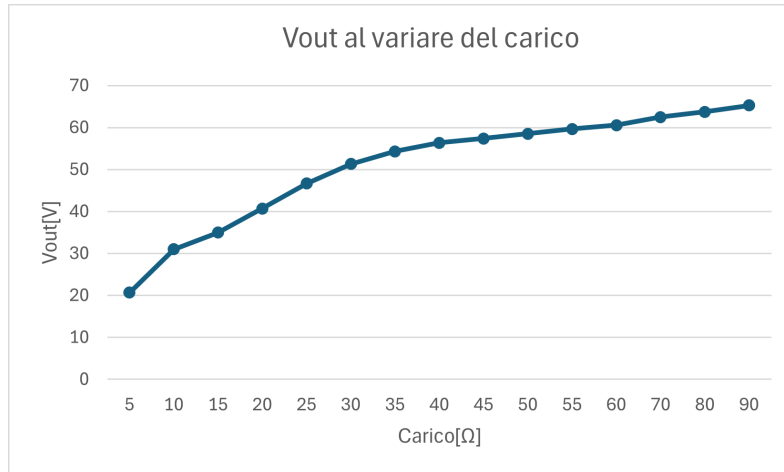


Figura 3.10. Comportamento di Vout al variare del carico

3.3.1 Zero Voltage Switching

L'equazione 3.11 descrive la potenza dissipata durante la commutazione di un transistor (ad esempio un Mosfet). Si osserva che essa dipende dalla frequenza di commutazione e dai valori di tensione e corrente al momento dell'accensione e dello spegnimento del dispositivo.

$$P_{switch} = \frac{1}{2} f_{switch} * (t_{on} V_{dson} I_{drain-on} + t_{off} V_{dsoff} I_{drain-off}) \quad (3.11)$$

Al fine di ridurre la potenza dissipata oltre che cercare di limitare la frequenza di commutazione, si possono utilizzare tecniche come lo Zero Voltage Switching (ZVS), esso consente di annullare le perdite di commutazione al momento dell'accensione di un transistor, annullando la tensione ai capi del dispositivo nulla ($V_{ds}=0$) in modo tale da eliminare il termine $t_{on} V_{dson} I_{drain-on}$

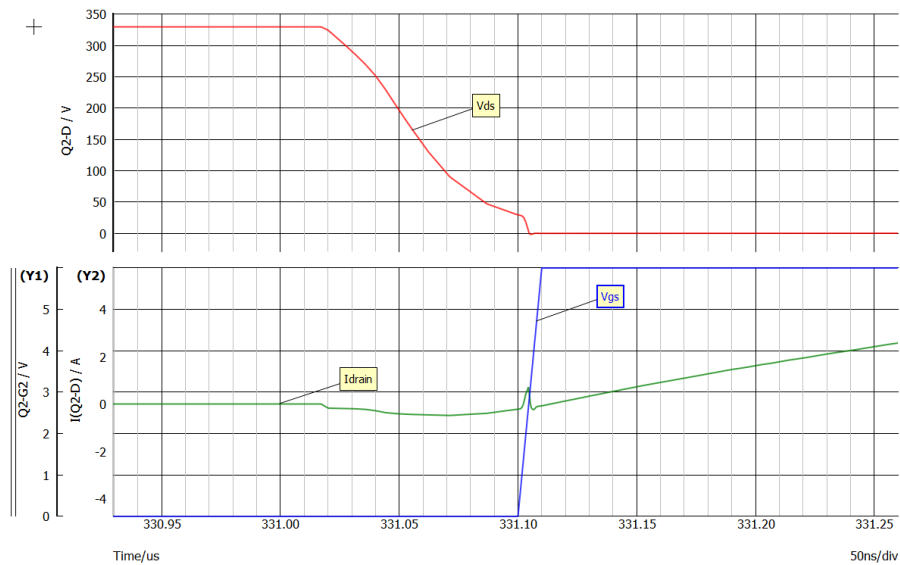


Figura 3.11. Comportamento ZVS transistor Low-Side dead-time=100 ns

La Figura 4.10 illustra il comportamento di uno degli switch dell'half bridge durante una commutazione ZVS, come si può osservare la tensione V_{ds} (curva rossa) è prossima a zero quando il dispositivo, in questo caso il GaN low side, riceve il segnale di accensione (V_{gs} linea blu) e inizia a condurre corrente. Per ottenere ZVS è importante impostare un adeguato dead-time, abbastanza lungo da permettere alla capacità del transistor di scaricarsi. Come si vede in Figura 3.12 con un dead time di 40 ns lo ZVS non è raggiungibile, nel caso precedente il dead time era impostato a 100 ns.

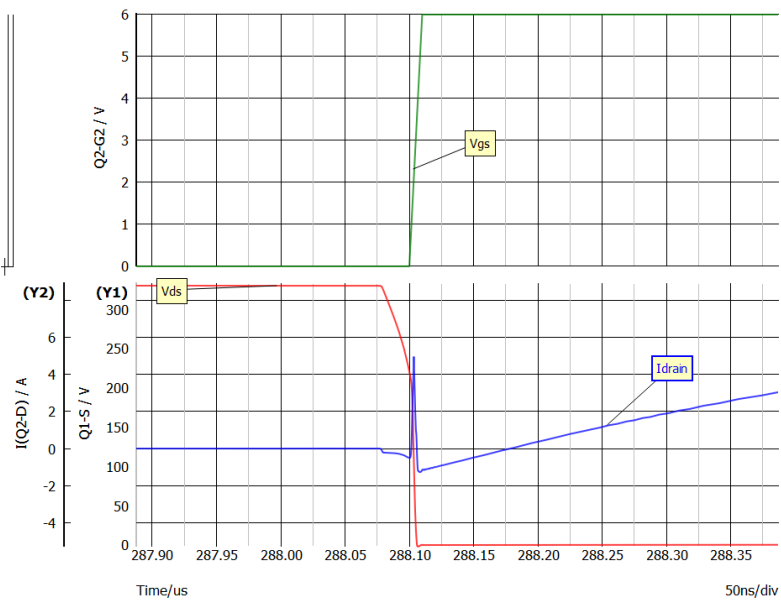


Figura 3.12. Comportamento transistore Low-Side dead-time= 40ns

Non si eliminano invece le perdite di commutazione durante lo spegnimento del dispositivo. Alla ZVS si contrappone la tecnica detta Zero Current Switching (ZCS), il cui scopo è sempre di ridurre le perdite di potenza annullando invece che la tensione tra drain e source la corrente al momento della commutazione [5].

Capitolo 4

Specifiche Progettuali

In questo capitolo verrà descritto il progetto, a partire dalle specifiche. Verranno illustrate le linee guida per il dimensionamento dei componenti più critici, motivando le scelte effettuate. Verranno infine mostrati i risultati al simulatore realizzate con lo schematico definitivo.

4.1 Specifiche di Progetto

L'obiettivo della tesi è la realizzazione di un prototipo di un alimentatore, il quale partendo dalla tensione dalla tensione di rete(230 V efficaci) fornisca in uscita una tensione costante di 20 V per una potenza di 50 W. Si pone particolare attenzione all'efficienza del circuito, che dovrà essere superiore all'85 %. Prima di procedere al design definitivo del circuito bisogna definire con precisione le specifiche del progetto che vengono riassunte in tabella:

Specifiche Progettuali	
Tensione in ingresso	330 V (tensione rete raddrizzata)
Tensione di uscita	20 V
Potenza	50 W
Efficienza	>85 %

Tabella 4.1. Specifiche Circuito

Lo schematico di base oggetto di questo capitolo per semplicità è riportato nella Figura 4.1, è formato da un half bridge per lo stadio dell’inverter, l’interfaccia capacitiva è formata da due condensatori discreti con in aggiunta un induttore in serie come rete di compensazione ed infine il raddrizzatore composto dal ponte di diodi a cui è collegato una resistenza come carico equivalente.

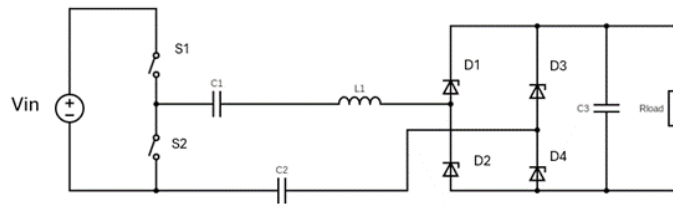


Figura 4.1. Schema di Base

4.2 Progettazione

Il dimensionamento dei componenti si basa sulle equazioni 4.1 e 4.2 mostrate di seguito e sulle simulazioni circuitali.

$$V_{out} = V_{in} f_{sw} \frac{R_l C_e}{1 + f_{sw} R_e C_e} \quad (4.1)$$

$$P_{out} = I_{out} V_{out} = f_{sw} C_e (V_{in} - V_{out}) = V_{in}^2 \frac{f^2 C_e^2 R}{(1 + f_{sw} R_l C_e^2)} \quad (4.2)$$

Il primo parametro da osservare è come varia la potenza al variare frequenza di commutazione. Come si può osservare in Figura 4.2 al variare della frequenza di commutazione e mantenendo costanti gli altri parametri, la potenza presenta vari massimi e minimi. Se si aumenta la frequenza di commutazione anche la potenza sul carico P_{out} aumenta. In questo modo ci sono differenti valori di frequenza di commutazione che garantiscono una potenza di uscita di 50 W. Ad esempio una frequenza di 75 kHz garantisce una frequenza di circa 53 W.

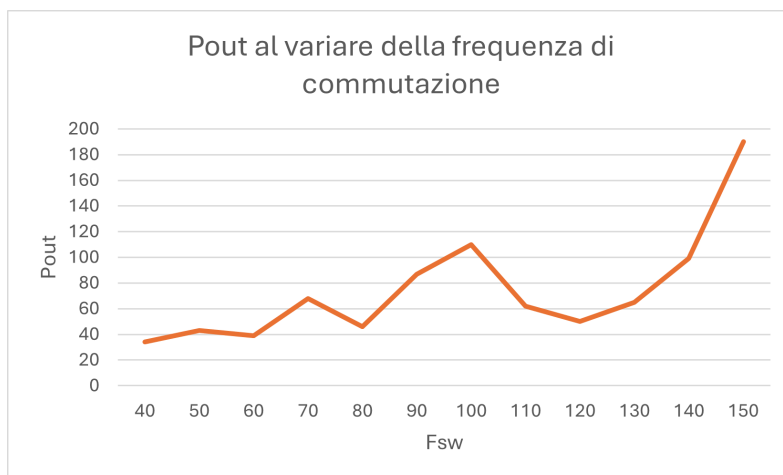


Figura 4.2. Andamento potenza sul carico al variare della potenza di commutazione

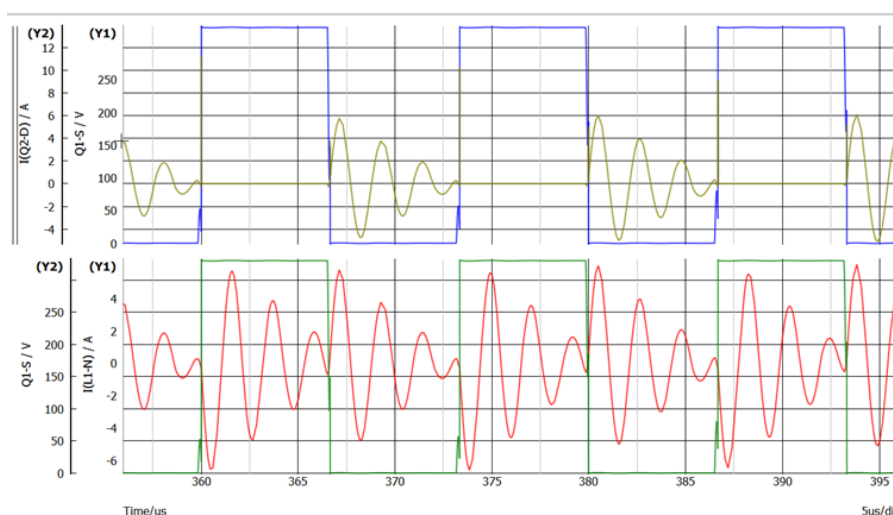


Figura 4.3. Corrente induttore e tensione nodo di commutazione, $F_{sw}=75$ kHz, $C=15$ nF, $L=15$ μ H

Con questa configurazione, come si può vedere dalla 4.3, lo smorzamento della corrente dell'induttore non consente il raggiungimento dello ZVS come spiegato nel capitolo precedente, a causa del completo smorzamento al momento della corrente al momento della commutazione.

A tal fine è necessario aumentare frequenza di commutazione in modo che la commutazione avvenga prima che l'oscillazione venga completamente smorzata. Ad esempio, simulando con un a frequenza di 105 kHz, la quale è correlata ad una potenza di 60 W sul carico, si ottiene ZVS, riducendo il carico a 9 Ω . In questa configurazione il circuito presenta una frequenza di risonanza di circa 473 kHz e la corrente che scorre nell'induttore presenta dei picchi di circa 7 A. Considerando le perdite di potenza sull'induttore dipendono dal valore della corrente e della frequenza, aumentare il valore di induttanza ridurrebbe sia la frequenza di risonanza sia il picco di corrente.

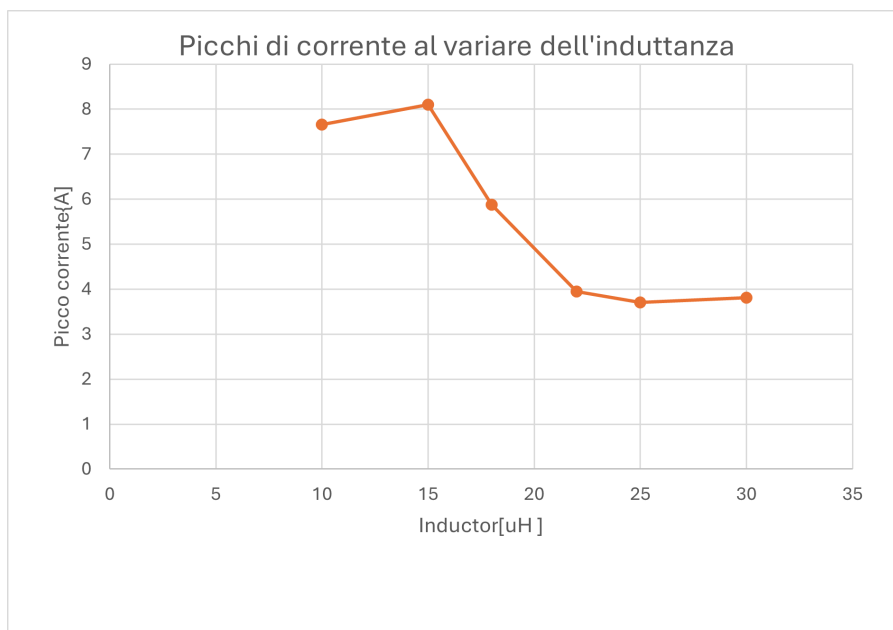


Figura 4.4. Andamento picchi di corrente al variare del valore di induttanza

Effettuando una simulazione con un induttore da 33 uH si riduce notevolmente la corrente che scorre nel circuito ad un valore efficace di 2.5 A, incrementando la frequenza a circa 122 kHz, si ottiene una tensione di uscita V_o di circa 23 V.

4.3 Analisi induttore

Come analizzato nel paragrafo precedente l'induttore è, insieme ai dispositivi attivi del mezzo ponte, la principale fonte di perdite del circuito, in quanto avendo scelto una compensazione con un solo induttore in serie questo fa sì che il suo valore di induttanza sia maggiore e di conseguenza le sue dimensioni, inoltre, esso modifica la frequenza di risonanza del sistema.

Dato i valori di tensione e corrente sull'induttore è necessario adattare la progettazione del circuito ai componenti disponibili sul mercato, in quanto alcune configurazioni potrebbero avere dei risultati in simulazioni anche con ottime efficienze ma non realizzabili per via delle caratteristiche che dovrebbero avere i componenti.

Negli induttori le perdite si dividono in genere in due tipologie: perdite dovute al rame degli avvolgimenti, a causa della resistenza del filo, allo scorrere della corrente una parte di energia viene convertita in calore e riduce l'efficienza del circuito. Le perdite nel nucleo ferromagnetico, causate dalla corrente che scorre attraverso il nucleo magnetico nel componente. Per avere una stima delle perdite e delle relative dimensioni del componente si utilizzano tool di simulazione forniti dai siti di vari produttori. La scelta dell'induttore oltre che considerare le perdite deve tener conto dell'ingombro di quest'ultimo. La Figura 4.5 mostra le dimensioni importanti che dovrebbe avere il nucleo dell'induttore (46 mm), quando scorre una corrente sinusoidale dalle caratteristiche riportate in tabella 4.2

Caratteristiche induttore	
T184-14	15 μ H
Corrente (RMS)	3 A
Corrente Picco-Picco	8 A
Frequenza	350 kHz
Perdite	3.5 W
Incremento Temperatura	25,1°C

Tabella 4.2. Caratteristiche Induttore, le perdite sono stimate tramite Micrometals[23]

Come si può vedere anche le perdite in questo caso sono molto alte(4.37 W) e ridurrebbero notevolmente l'efficienza generale del circuito.

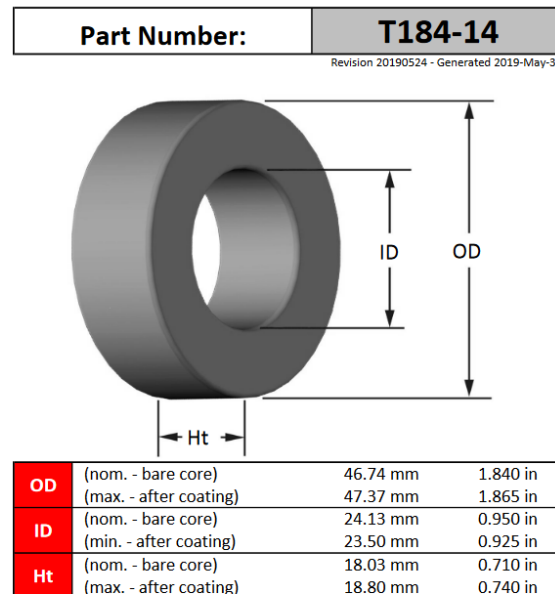


Figura 4.5. Dimensioni Induttore

4.3.1 Induttori a nucleo d'aria

Una possibile soluzione al fine di ridurre le perdite e l'ingombro dell'induttore consiste nell'utilizzare una tipologia di induttori che non presentano un nucleo in ferrite ma sono definiti a nucleo d'aria. Un induttore a nucleo d'aria è costituito da una bobina avvolta attorno a un nucleo non magnetico, solitamente aria ma può anche essere di plastica, ceramica o altro materiale non conduttivo. L'induttanza di un induttore con nucleo d'aria dipende dal numero di spire della bobina, dal diametro del filo e dalle dimensioni fisiche della bobina[9]. In questa tipologia il nucleo in ferrite è assente, si annullano così tutte le perdite dovute ad esso. Inoltre, le dimensioni di questi componenti sono notevolmente inferiori all'esempio portato in precedenza come mostrato nella Figura 4.6.

Questi componenti presentano valori di induttanza non superiori ai 500-600 nH, si procede quindi ad effettuare simulazioni riducendo l'induttanza.

La Figura 4.8 mostra la corrente che scorre nell'induttore di 500 nH, avendo ridotto il valore dell'induttanza la frequenza dell'oscillazione di risonanza

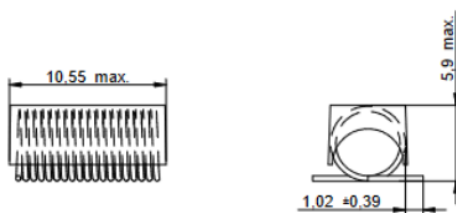


Figura 4.6. Induttore con nucleo d'aria

aumenta notevolmente, si osserva che l'oscillazione della corrente viene smorzata completamente avendo ridotto il fattore di qualità Q , è quindi necessario aumentare la frequenza di commutazione dell'half bridge per ottenere una corrente sufficiente al momento della commutazione degli switch e così ottenere zero voltage switching.

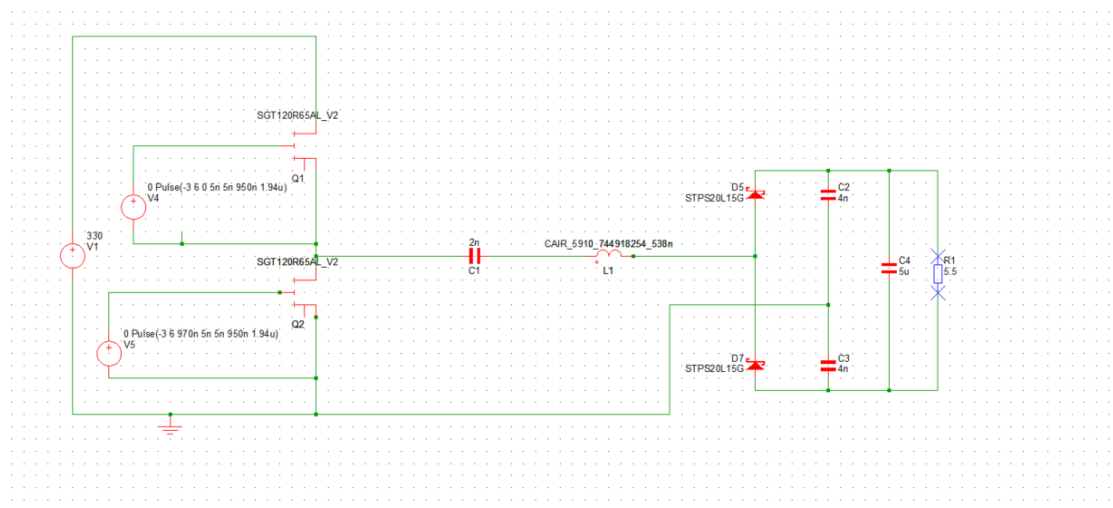


Figura 4.7. Schematico Circuito con Induttore da 500nH

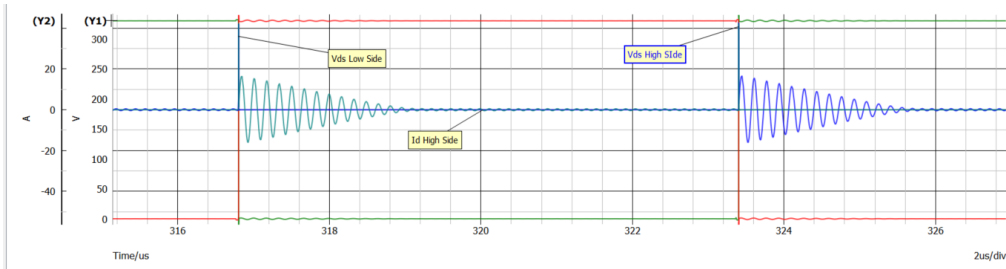


Figura 4.8. Corrente induttore core in air

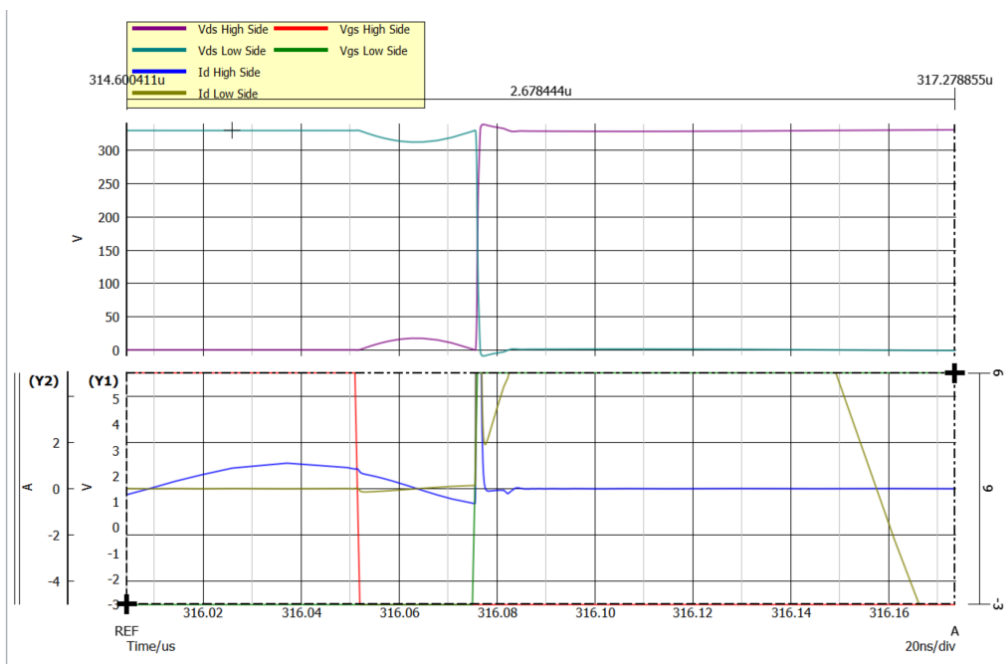


Figura 4.9. Hard switching $L=500\text{nH}$ $F_{\text{sw}}=425\text{ kHz}$

Anche aumentando la frequenza notevolmente, passando da 75 kHz (dei test precedenti) a 425 kHz (Figura 4.9), lo zero voltage switching comunque non è raggiunto. Ai capi del transistor interdetto ci sono 330 V e la sua capacità di uscita (C_{oss}) risulta caricata a questa tensione. Al fine di ottenere una commutazione a tensione zero, è necessario avere al momento dell'accensione del transistor una corrente sufficientemente elevata da scaricare la capacità di uscita del transistor di potenza. Conoscendo la capacità di uscita (C_{oss} , dato presente nel datasheet) del transistor la carica accumulata nella

capacità di uscita risulta:

$$Q = C_{oss} * V_{ds} \quad (4.3)$$

La corrente necessaria sarà data dal rapporto:

$$I = \frac{Q}{t} \quad (4.4)$$

La capacità C_{oss} del dispositivo SGT120R65 usato nelle simulazioni è di 85 pF a 400 V, conoscendo il tempo necessario per rimuovere le cariche dalla capacità (15 ns, misurati dal grafico precedente), si stima che la carica accumulata nel condensatore sia:

$$Q = C_{out} * V_{ds} = 85pF * 400V = 3,4 * 10^{-8}C \quad (4.5)$$

E' necessaria quindi una corrente:

$$I = \frac{Q}{t} = \frac{3,4 * 10^{-8}C}{15ns} = 2,21A \quad (4.6)$$

La corrente stimata concorda con il grafico mostrato in Figura 4.10 dove con una corrente media di 2.6 A; quindi, superiore al valore minimo stimato è sufficiente allo svuotamento della capacità si ottiene zero voltage switching.

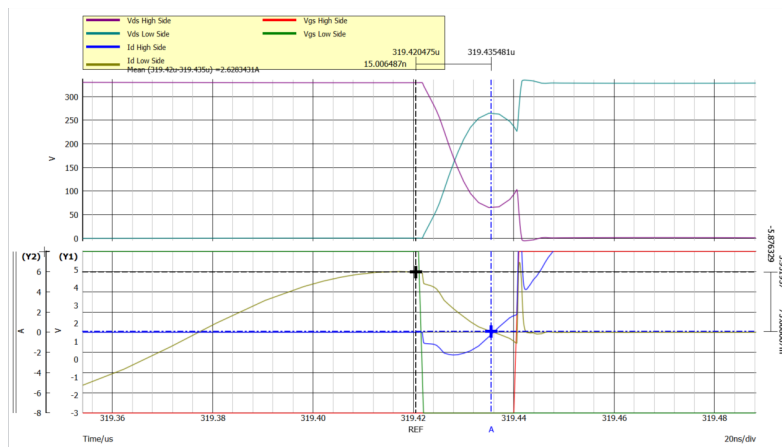


Figura 4.10. ZVS

Ora che si conosce la stima della corrente necessaria, il modo più semplice per aumentarla è ridurre la resistenza di carico equivalente del circuito, la Figura 4.11 mostra bene questo fenomeno dove riducendo il carico sino a 2 Ω e aumentando così la corrente si riesce a svuotare a sufficienza la capacità di uscita per ottenere ZVS.

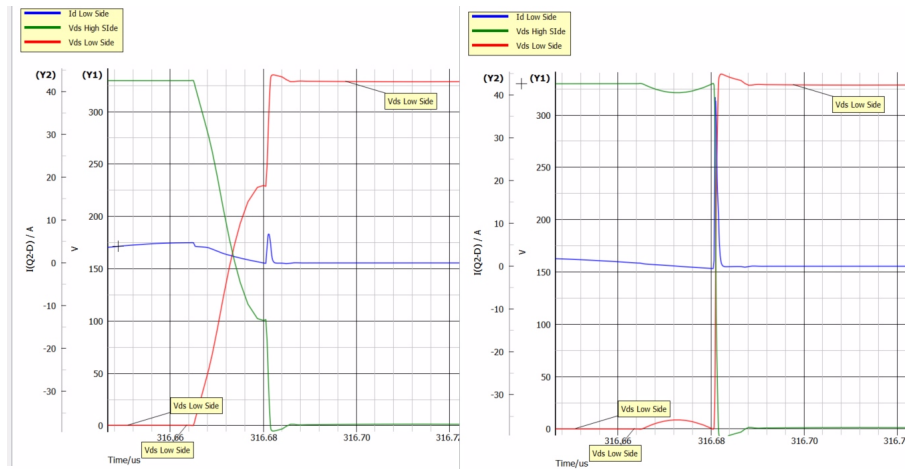


Figura 4.11. Comportamento al nodo di commutazione con due diversi carichi (carico 3 ohm destra e carico 2 ohm a sinistra)

Avendo ridotto il carico non viene rispettata la specifica di 20 V in uscita (vedi Figura 4.13), per farlo è necessario modificare il circuito. La migliore configurazione con un induttore core in air è mostrata in Figura 4.12, dove è stato modificato il raddrizzatore e sostituito con uno a singola semionda (Voltage doubler) il quale permette di avere una tensione in uscita doppia rispetto a prima al fine di ottenere 20 V come da specifiche di progetto (vedi nota [7]).

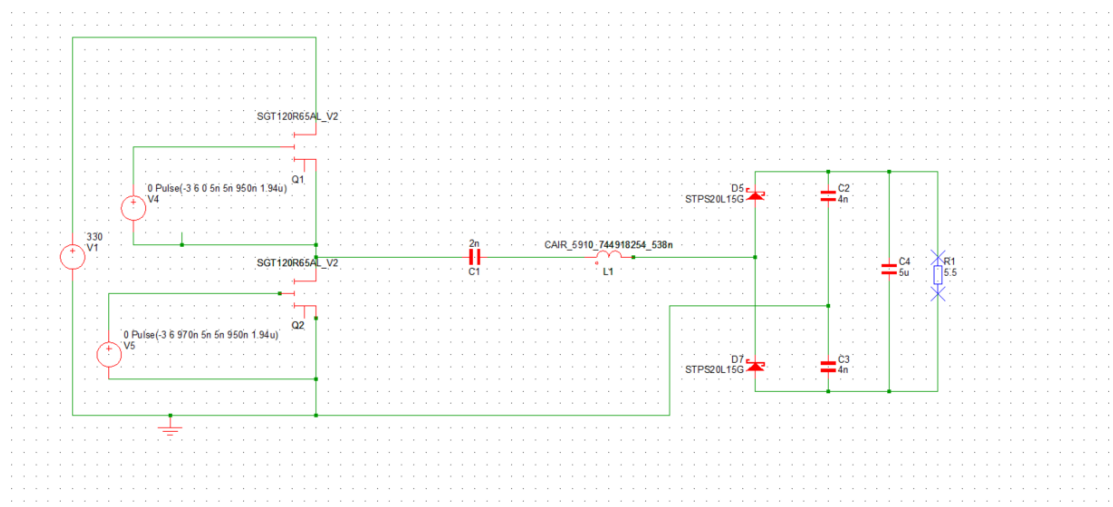


Figura 4.12. Schematico circuito con voltage doubler

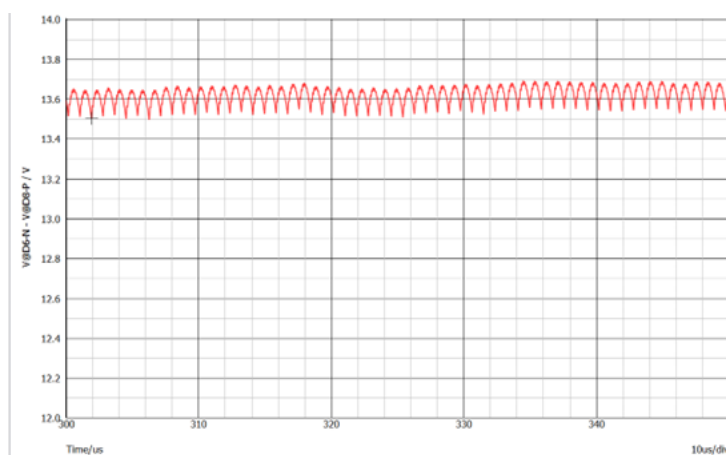


Figura 4.13. Tensione sul carico con raddrizzatore a ponte di Graetz

L'efficienza di quest'ultima configurazione però non migliora, la causa principale è l'elevata corrente che scorre nell'induttore come mostra la Figura 4.14, essa presenta un valore misurato di 7 A efficaci, con picchi che raggiungono anche i 15 A. Questo ha come risultato una maggior dissipazione dovuta alla resistenza serie dell'induttore (R_{dc}), inoltre le perdite sui dispositivi attivi dell'half bridge sono aumentate (6.1 W).

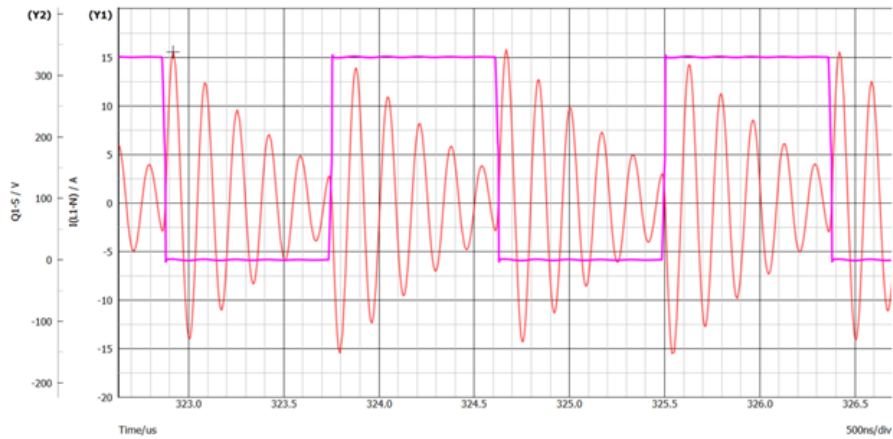


Figura 4.14. Corrente induttore core aria

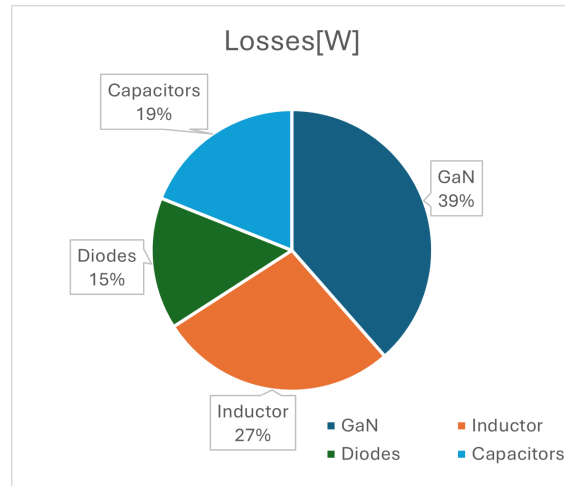


Figura 4.15. Distribuzione perdite circuito con induttore core d'aria

La Figura 4.15 mostra come i dispositivi GaN utilizzati nell'half bridge rappresentino quasi il 40 % di tutte le perdite generali del circuito. Ciascun dispositivo dissipa circa 3 W, la maggior parte dei quali durante la fase di commutazione, questo porta una riduzione dell'efficienza a circa il 70%, inferiore alla soglia dell'85 % della specifica di progetto.

Perdite	[W]
GaN	6.1
Induttore	4.3
Diodi	2.4
Condensatori	3

Tabella 4.3. Perdite di potenza

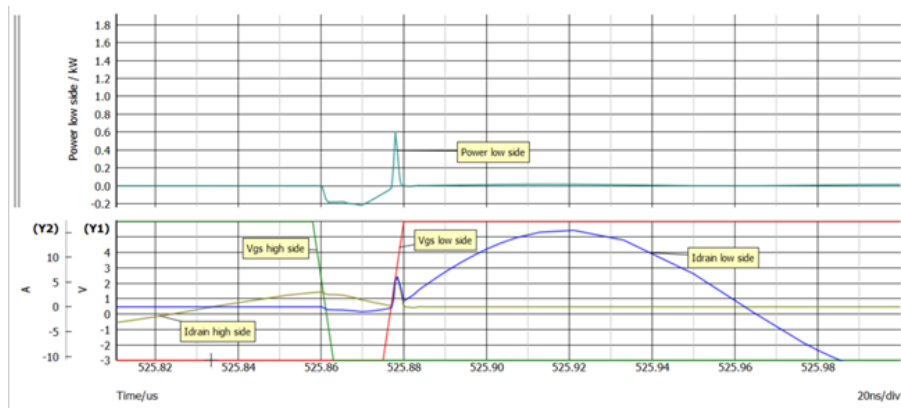


Figura 4.16. Perdite durante commutazione dispositivo low side

Questi risultati spingono ad abbandonare l'uso di induttori a core d'aria e cercare soluzioni alternative a causa dei valori di induttanza non sufficientemente elevati di questi componenti che non permettono il raggiungimento delle specifiche progettuali.

4.3.2 Induttori con nucleo in ferrite

Dalle analisi effettuate in precedenza si è capito come l'induttore abbia un ruolo chiave nell'efficienza del circuito. Si necessita un'induttanza abbastanza grande ma che risulti in un ingombro ridotto, da limitare il più possibile le perdite.

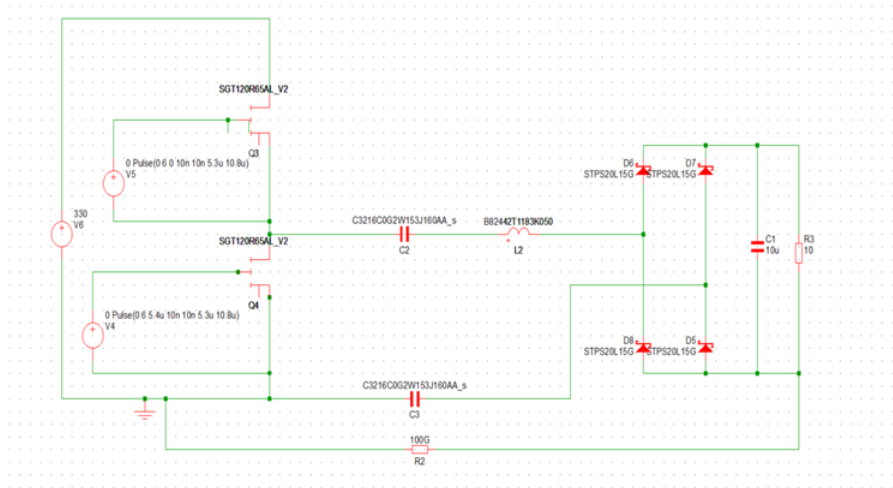
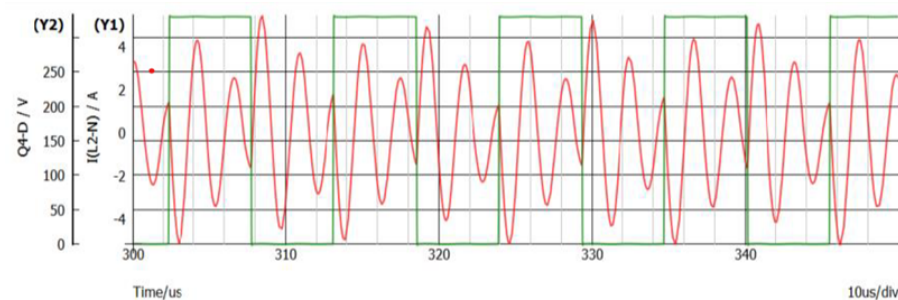


Figura 4.17. $L=18 \text{ uH}$ $C=15\text{nF}$


Carico	10Ω
Frequenza di commutazione	92 kHz
Condensatore	15nF
Induttore	18 uH

Tabella 4.4. Caratteristiche circuito $L= 18 \text{ uH}$

Se si aumenta l'induttanza e anche la capacità si riesce a ridurre la frequenza di risonanza, con la seguente configurazione mostrata in tabella essa si attesta sui 400 kHz, si ottiene una corrente minore rispetto ai casi precedenti, 2.65 A efficaci che limita in questo modo la dissipazione sia sull'induttore che sui transistor dell'half-bridge.

Figura 4.18. Corrente induttore $L=18 \mu\text{H}$

Con questi valori di corrente, la stima delle perdite mostra valori ridotti, con un induttore le cui dimensioni sono inferiori ai 2 centimetri. In questo particolare caso è stato utilizzato il tool del produttore Coilcraft.

Part Number	L at 4.3 A (μH)	L nominal (μH)	L at Ipeak (μH)	Ipeak (A)	ΔIL (A)	Freq (kHz)	Isat @ 25°C (A)	Irms 40°C rise @ 25°C (A)	DCR typ @ 25°C (m Ω)	Total losses (mW)	Part temp. (°C)
Check parts below to Analyze	X ↓ ↑	X ↓ ↑	X ↓ ↑	X ↓ ↑	X ↓ ↑	X ↓ ↑	X ↓ ↑	X ↓ ↑	X ↓ ↑	X ↓ ↑	X ↓ ↑
 DO5040H-183 Sample Buy	18.0	18.0	18.0	4.3	8.0	410	13.2	6.0	19.8	429	49°C

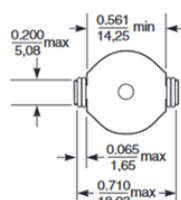


Figura 4.19. Induttore Coilcraft DO5040-183

Sfruttando questa analisi si può utilizzare anche un induttore con induttanza maggiore che però presenta le stesse dimensioni, in questo modo la corrente viene ancora ridotta e di conseguenza le relative perdite. Lo schematico finale con induttore da $33 \mu\text{H}$ è riportato in Figura 4.20.

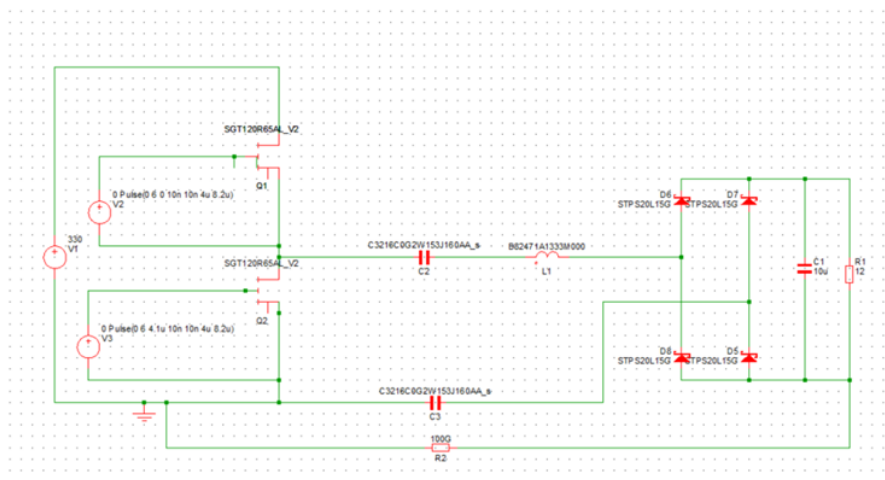


Figura 4.20. Schematico con induttore da 33uH

Caratteristiche Circuito	
Tensione Input	330 V
Tensione Output	20 V
Condensatore interfaccia	15 nF
Induttore	33 μ H
Frequenza di commutazione	122 kHz
Carico	12 Ω

Tabella 4.5. Caratteristiche finali Circuito L= 33 uH

4.4 Risultati simulazione

I risultati ottenuti tramite simulazioni mostrano una potenza sull'carico in uscita di 52 W mentre l'efficienza si attesta intorno al 95-96 %. L'incremento del valore di induttanza che permette una riduzione della frequenza di risonanza a 320 kHz e della corrente ridotta a 2.3 A efficaci, permettendo una condizione di soft switching che minimizza le perdite derivate dalla commutazione degli switch e riduce le perdite sull'induttore.

È importante sottolineare che in fase di realizzazione del circuito i componenti scelti potranno avere delle perdite differenti dai modelli usati in simulazione, in quanto soprattutto per l'induttori le perdite in AC sono una stima ottenuta tramite tool di simulazione disponibili sul sito del produttore del componente. Le misure su un prototipo verranno mostrate e discusse nel Capitolo 6.

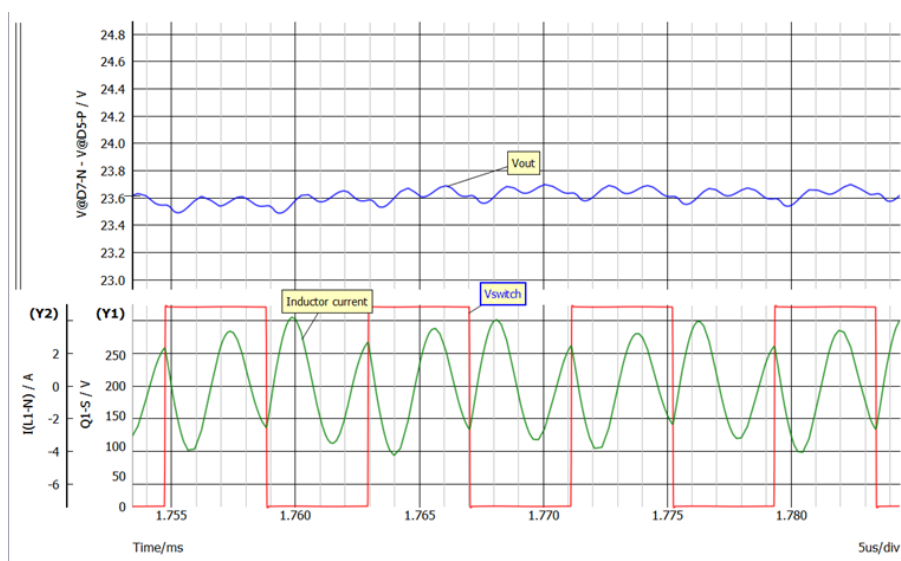


Figura 4.21. Tensione sul carico, tensione in uscita dell'half-bridge e corrente induttore

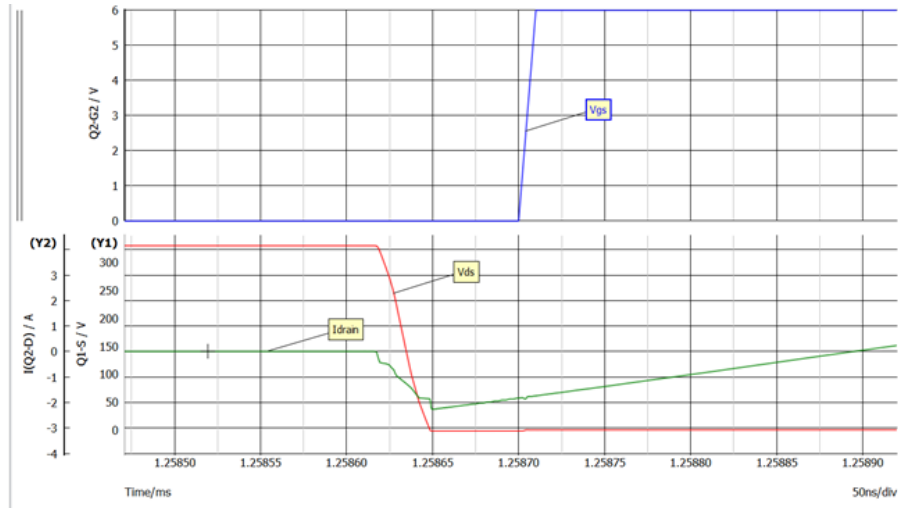


Figura 4.22. Condizione di ZVS transistor low-side

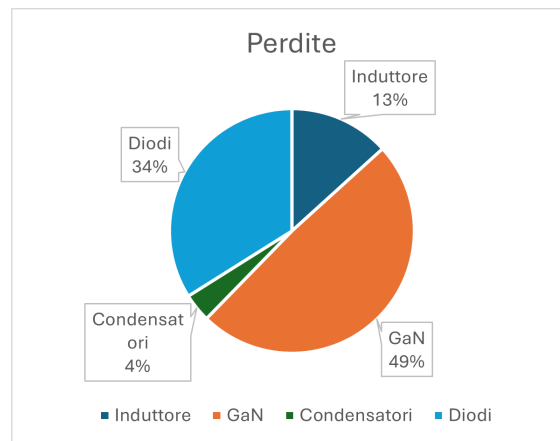


Figura 4.23. Perdite schematico finale L=33uH

Capitolo 5

Scelta componenti e realizzazione prototipo

Questo capitolo si focalizza sulla scelta dei componenti fisici da utilizzare sul circuito in base alle specifiche progettuali, verrà infine illustrato il layout della scheda mostrando le dimensioni finali dell'alimentatore.

5.1 Scelta componenti

Per la scelta dei componenti dell'half bridge bisogna prestare attenzione ai valori di tensione e corrente in questa specifica applicazione. In primo luogo, bisogna scegliere un transistor in grado di supportare 330 V tra drain e source, la corrente dalle simulazioni nel capitolo precedente è di circa 2.5 A efficaci; quindi, si necessita un dispositivo in grado di sostenere almeno 5 A. Si cerca un dispositivo con una resistenza di canale ridotta al fine di massimizzare l'efficienza. Per questa applicazione i transistor al Nitruro di Gallio(GaN), sono la migliore soluzione, essi sono definiti dispositivi a bandgap elevato (WideBandGap, WBG). Il bandgap di un semiconduttore è l'energia minima necessaria per eccitare gli elettroni e liberarli dallo stato legato a quello libero per condurre elettricità (Tabella 5.1).

Proprietà	GaN	Si	SiC
Bandgap (eV)	3,4	1,12	3,3
EC - Campo elettrico critico (MV/cm)	3,3	0,3	3,5
VS - Velocità di deriva a saturazione (x10 ⁷ cm/s)	2,5	1,0	2,0
Mobilità μ -elettroni (cm ² /VS)	990-2000	1500	650

Tabella 5.1. Tabella confronto semiconduttori WBG

I dispositivi realizzati con semiconduttori ad ampio bandgap possono funzionare a tensioni, frequenze e temperature molto più elevate rispetto ai dispositivi semiconduttori convenzionali come quelli al Silicio. Il bandgap più ampio è particolarmente importante per consentire ai dispositivi di funzionare a temperature molto superiori. L'elevata tolleranza alla temperatura significa che, in condizioni normali, questi dispositivi possono funzionare a livelli di potenza molto maggiori. I semiconduttori WBG con un campo elettrico critico più elevato e una mobilità più alta, presentano una resistenza nello stato On drain-source (R_{dson}) più bassa, che riduce le perdite di conduzione. La maggior parte dei materiali ad ampio bandgap ha anche un'elevata velocità degli elettroni liberi, che consente loro di lavorare a velocità di commutazione più elevate[11].

Tra i dispositivi disponibili sul mercato, risulta ideale per questa applicazione il dispositivo Mastergan1 prodotto dalla STMicroelectronics. Esso consiste in un unico circuito integrato con all'interno due transistori GaN in configurazione half-bridge con il circuito di pilotaggio già integrato. I GaN di potenza integrati hanno un R_{dson} di 150 m Ω e una tensione di rottura drain-source di 650 V, con una corrente massima di 10 A. Le dimensioni ridotte di questo componente, circa 9 mm² aiutano a ridurre l'ingombro finale del circuito stampato. Dalla Figura 5.2 si può osservare lo schematico interno del Mastergan1 che comprendere tutta la circuiteria di pilotaggio dei due GaN di potenza, questo semplifica notevolmente il successivo layout, sarà sufficiente fornire i segnali di comando per la commutazione dell'half-bridge.



Features

- 600 V system-in-package integrating half-bridge gate driver and high-voltage power GaN transistors:
 - QFN 9 x 9 x 1 mm package
 - $R_{DS(ON)} = 150 \text{ m}\Omega$
 - $I_{DS(MAX)} = 10 \text{ A}$
- Reverse current capability
- Zero reverse recovery loss
- UVLO protection on low-side and high-side
- Internal bootstrap diode
- Interlocking function
- Dedicated pin for shutdown functionality
- Accurate internal timing match
- 3.3 V to 15 V compatible inputs with hysteresis and pull-down
- Overtemperature protection
- Bill of material reduction
- Very compact and simplified layout
- Flexible, easy and fast design.

Figura 5.1. Mastergan1

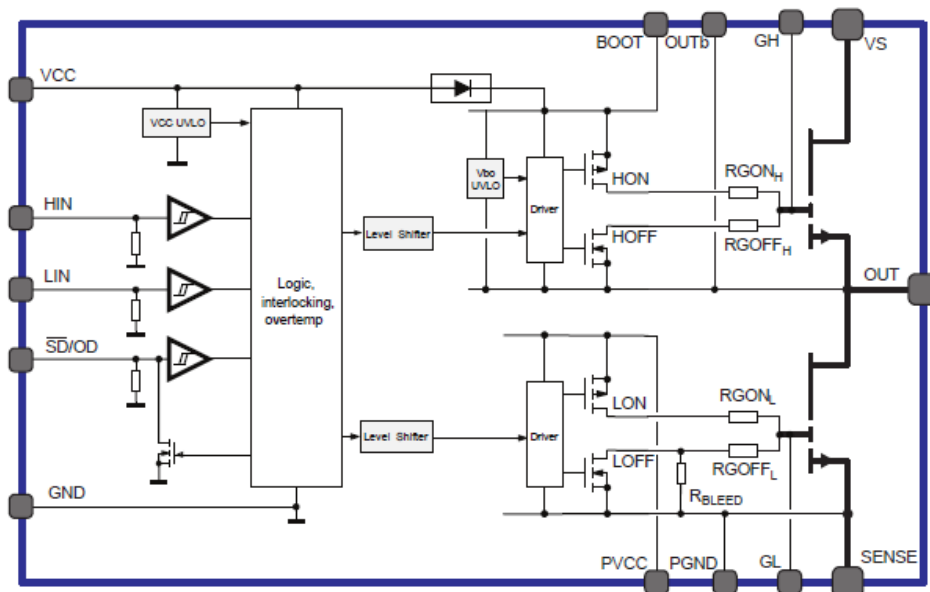


Figura 5.2. Schematico interno Mastergan1

5.1.1 Condensatori di interfaccia

I condensatori sono i componenti fondamentali tramite i quali si ottiene l'isolamento galvanico tra lato primario e secondario del circuito, devono quindi essere scelti in base alla tensione di lavoro per questa applicazione. Inoltre, al fine di ridurre al minimo le perdite di potenza, è necessaria una piccola resistenza in serie equivalente (ESR). Per garantire l'isolamento galvanico tra i due lati del circuito, primario e secondario, si necessita di condensatori di sicurezza in particolare di categoria Y2. I condensatori di sicurezza svolgono due funzioni. Filtrano e sopprimono i disturbi sulla rete di distribuzione dell'energia e proteggono le apparecchiature da potenziali danni dovuti a picchi di tensione. Inoltre, proteggono gli utenti delle apparecchiature da potenziali lesioni. In particolare, per questo tipo di applicazione si è scelto di utilizzare il condensatore PHE850EB5150MB15R17 da 15 nF del produttore KEMET. Purtroppo, dato la caratteristica di isolamento galvanico questi condensatori hanno dimensioni abbastanza importanti. I condensatori sono stati misurati in laboratorio e mostrano un valore di capacità di 13.5 nF nel limite di tolleranza, dichiarata dal produttore.

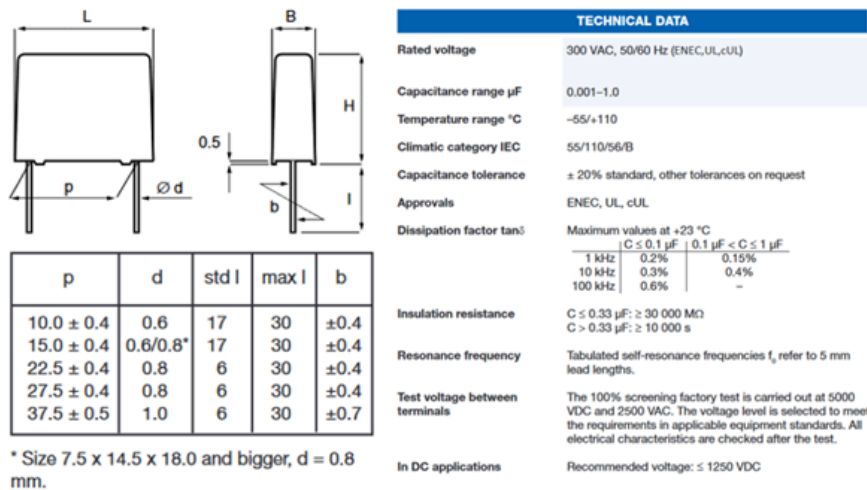


Figura 5.3. Dimensioni Condensatore

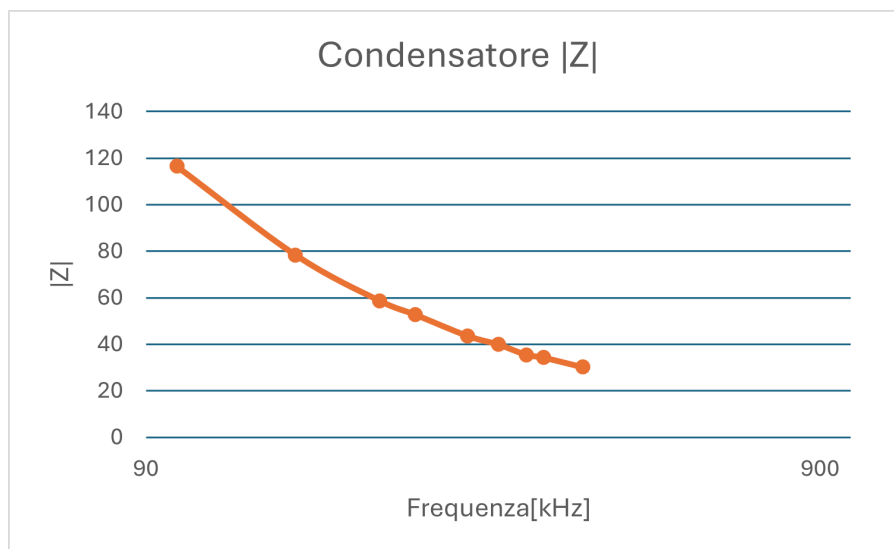


Figura 5.4. Caratteristica condensatore misurato in laboratorio

5.1.2 Induttore

Come già menzionato nel capitolo precedente, l'induttore è risultato durante la progettazione il componente più difficile da dimensionare e da scegliere, per via delle dimensioni e delle perdite che esso presenta. È necessario un induttore oltre che dalle dimensioni ridotte da una resistenza serie minima. Si è scelto di utilizzare l'induttore DO5040H-333ML prodotto da Coilcraft, il quale presenta una resistenza di soli 37 mΩ e può sopportare sino a 4.5 A limitando il suo incremento di temperatura a 40 C. L'induttore misurato in laboratorio presenta un valore di induttanza di 33,5 uH, di poco superiore al valore di 33 uH dichiarato dal produttore.


Part Number	L at 5.3 A (μH)	L nominal (μH)	Adjusted Ipeak (A)	Isat @ 25°C (A)	Irms 40°C rise @ 25°C (A)	DCR typ @ 25°C (mΩ)	Total losses (mW)	Part temp. (°C)	Max Temp Rating (°C)	Length (mm)	Width (mm)	Height (mm)	Mount	Shielded	Core material
<input type="checkbox"/>  DO5040H-333 Sample Buy	33.0	33.0	5.3	9.6	4.5	33.3	449	52°C	125°C	18.54	15.24	12.0	SM	No	Ferrite

Figura 5.5. Perdite potenza Induttore

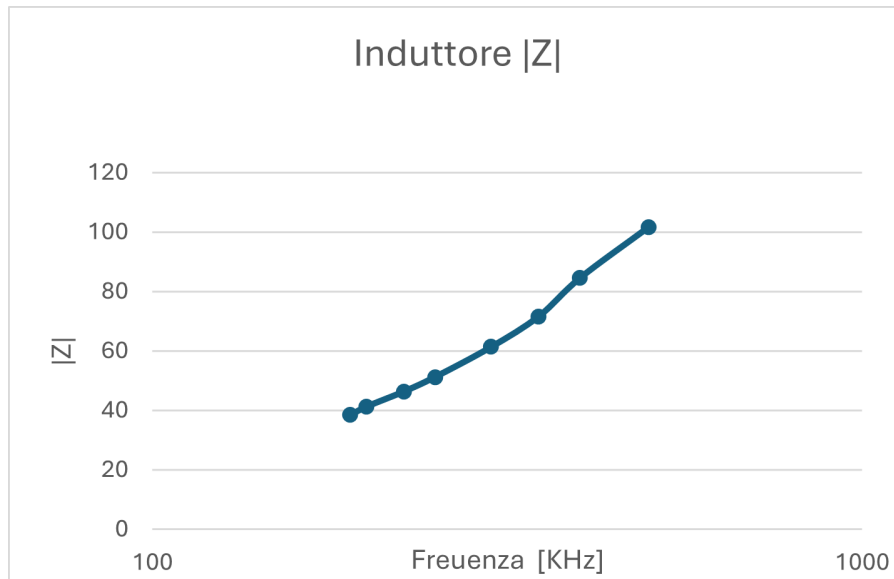


Figura 5.6. Enter Caption

Caratteristiche induttore	DO5040H-333
Induttanza	33 μ H
Corrente RMS	2.3 A
Perdite	0.449 W
Frequenza operativa	300 kHz
Incremento Temperatura	21 °C (25 °C temperatura ambiente)
DCRmax	37 m Ω
Frequenza autorisonanza	10 MHz

Tabella 5.2. Caratteristiche induttore

5.1.3 Diodi

Per la scelta dei diodi per il raddrizzatore a ponte di Graetz, bisogna tener conto della massima tensione ai loro capi, la corrente che scorre attraverso i diodi, ovvero la corrente nel carico. Al fine di minimizzare la caduta di tensione si preferisce l'uso di diodi Schottky la cui caduta di tensione è inferiore ai normali diodi. A parte questo, gli elementi essenziali nella scelta dei diodi sono le piccole dimensioni tempo di recupero e tensione di soglia piccola: sono infatti responsabili della velocità e la potenza dissipata di ciascun componente. In base a ciò viene scelto il CDBHM240L-HF della ComChip Technology, esso comprende il ponte di diodi già integrato in un unico componente, presenta delle dimensioni estremamente ridotte, presenta una tensione massima applicabile di 40 V e per una corrente media di 2 A presenta caduta di tensione di soli 0.55 V.

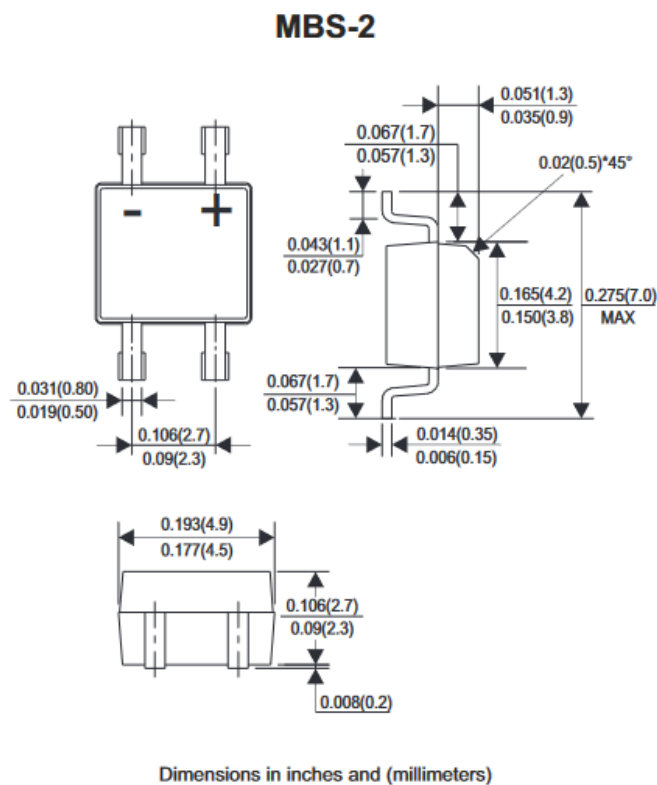


Figura 5.7. Dimensioni ponte di Graetz

5.1.4 Condensatore di ingresso e uscita

Nelle simulazioni veniva posto in ingresso un generatore di tensione continua di 330 V, che simulava la tensione di rete (230 V efficaci) raddrizzata. Il prototipo prevederà in ingresso la tensione di rete, un successivo raddrizzatore con un condensatore di ingresso al fine di mantenere la tensione il più costante possibile (Figura 5.8).

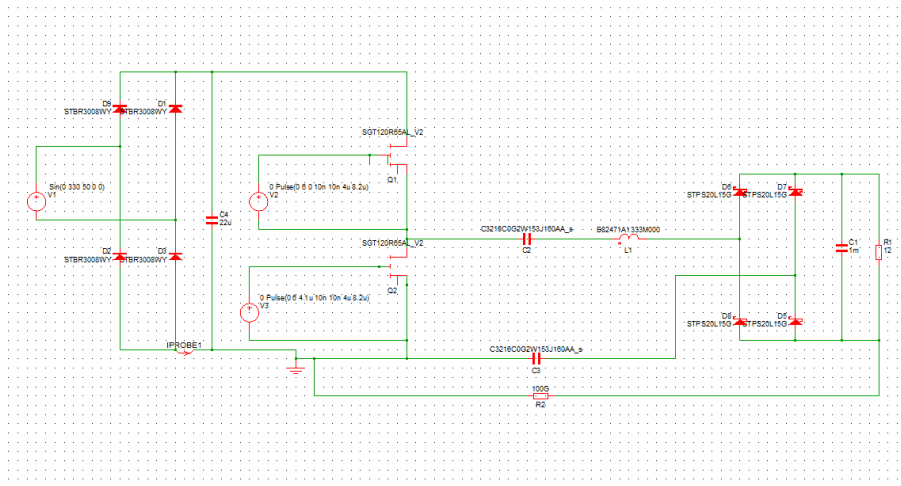
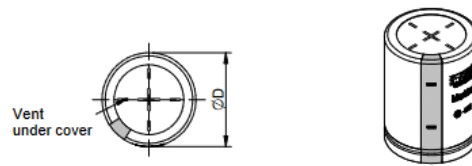


Figura 5.8. Circuito completo con raddrizzatore e condensatore in ingresso

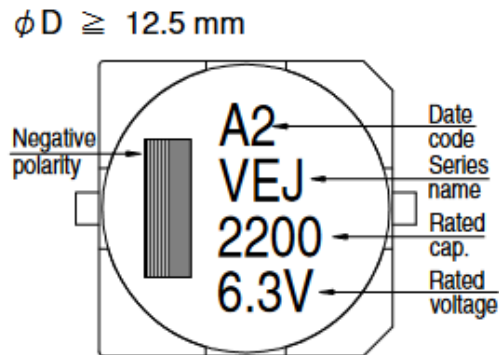
È importante analizzare con attenzione quale componente scegliere per via delle dimensioni. Per avere in ingresso all'half bridge una tensione il più costante possibile è necessario avere un condensatore di capacità elevata in ingresso, intorno ad 1 mF, però per questi valori di tensione, maggiori di 350 V, un condensatore da 1 mF ha dimensioni non compatibili con questa applicazione(5.9).

**Dimensions:**

Properties		Value	Unit	Tol.
Diameter	ø D	35	mm	±1
Length	L	65	mm	±2

Figura 5.9. Dimensioni condensatore 400 V 1mF

Si preferisce allora ridurre la capacità di ingresso, in questo modo si necessita una capacità più grossa in uscita sul carico per mantenere la tensione costante. La figura mostra le dimensioni di un condensatore da 1 mF, VEJ102M1VTR-1616 prodotta dalla Lelon, per tensioni di lavoro fino a 35 V. In questo modo è possibile mantenere minimo l'ingombro del circuito stampato, mantenendo costante la tensione sul carico.

Figura 5.10. Condensatore in uscita $D \times L = 16\text{mm} \times 16\text{mm}$

5.2 Layout Scheda

Per la realizzazione del layout è stato usato il software applicativo per la realizzazione di circuiti stampati, Altium Designer[22].

5.2.1 Schematico

Lo schematico è il primo passo per l'implementazione del layout della scheda. Sono aggiunti diversi componenti rispetto a quelli visti in fase di simulazione. La Mastergan1 necessita di due segnali rispettivamente sui pin HIN e LIN per il comando dei due transistori di potenza del ponte, che verranno forniti dall'esterno tramite apposito connettore Header da 2.54 mm. Si prevedono dei diodi zener collegati sui gate dei transistori di potenza a protezione da sovratensioni. In aggiunta sono posizionati otto punti di test che si utilizzeranno in fase di misura per il collegamento delle sonde dell'oscilloscopio e del multimetro per le misure di correnti e tensioni al fine della verifica del corretto funzionamento e per il calcolo dell'efficienza. E' stato predisposto un connettore a vite (J2 in Figura 5.12) per il collegamento dell'amperometro per la misura della corrente al fine del calcolo dell'efficienza.

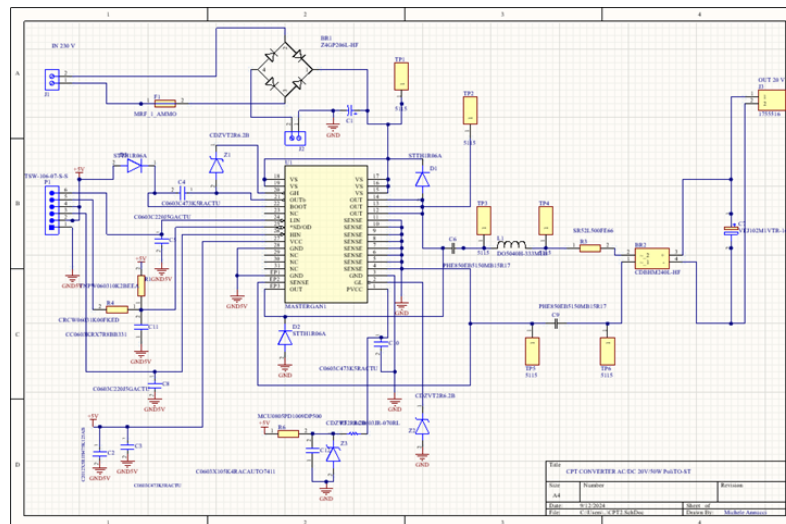


Figura 5.11. Schematico Altium

In particolare, si evidenziano due macro-sezioni:

- La parte di potenza a valle del Mastergan1 che integra l’half-bridge, comprende i condensatori di interfaccia, l’induttore in serie e il successivo raddrizzatore a ponte di Graetz.
- La parte di logica che comprende tutta la circuiteria per il corretto funzionamento del Mastergan1, come diodo e condensatore di bootstrap, oltre che diodi Zener a protezione dei gate dei transistori di potenza collegati tramite apposito pin sul Mastergan.

5.2.2 Layout prototipo

Dopo la realizzazione dello schematico si procedere con il layout della scheda, il primo passo è il corretto posizionamento di tutti i componenti, questa fase risulta particolarmente importante al fine di minimizzare le dimensioni finali della scheda. E’ importante il posizionamento dei connettori e dei punti di test in modo da avere rendere agevole il collegamento di tutte le sonde e gli strumenti di misura.

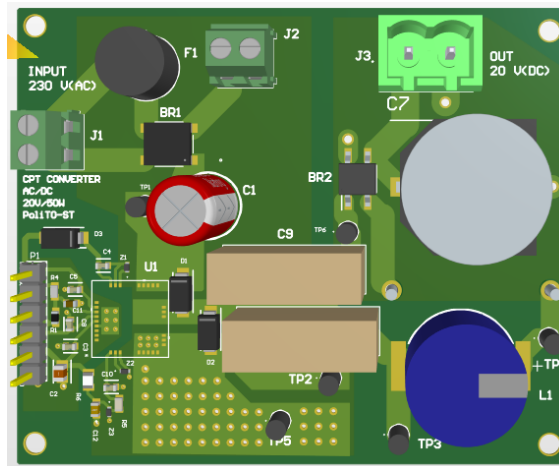


Figura 5.12. Vista 3D

La scheda presenta tre piani di ground separati, in particolare, due piani separati per il lato primario e secondario del circuito, i condensatori a cavallo tra i due piani garantiscono l’isolamento galvanico.

Inoltre, il ground della logica del Mastergan è separato dal ground della parte di potenza e verrà collegato esternamente in fase di misura(Figura 5.14).

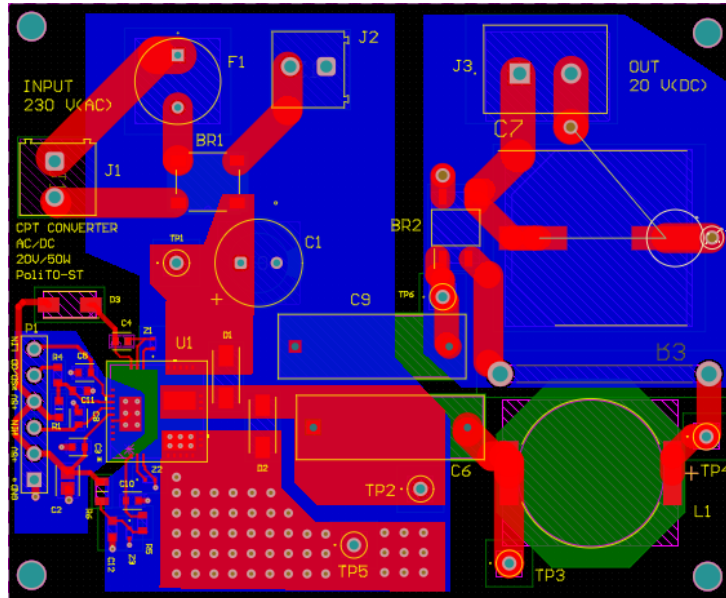


Figura 5.13. Top Layer



Figura 5.14. Bottom Layer

Inoltre, è importante osservare che il componente Mastergan1 presenta dei pad di dissipazione termica posti in corrispondenza dei transistori dei due transistori GaN, che vanno opportunamente collegati a dei piani di rame sul PCB per la gestione del calore al fine di evitare temperature critiche (>125 ° C) che provocherebbero danni ai componenti[12]. Le aree sono evidenziate dal riquadro giallo in Figura 5.15.

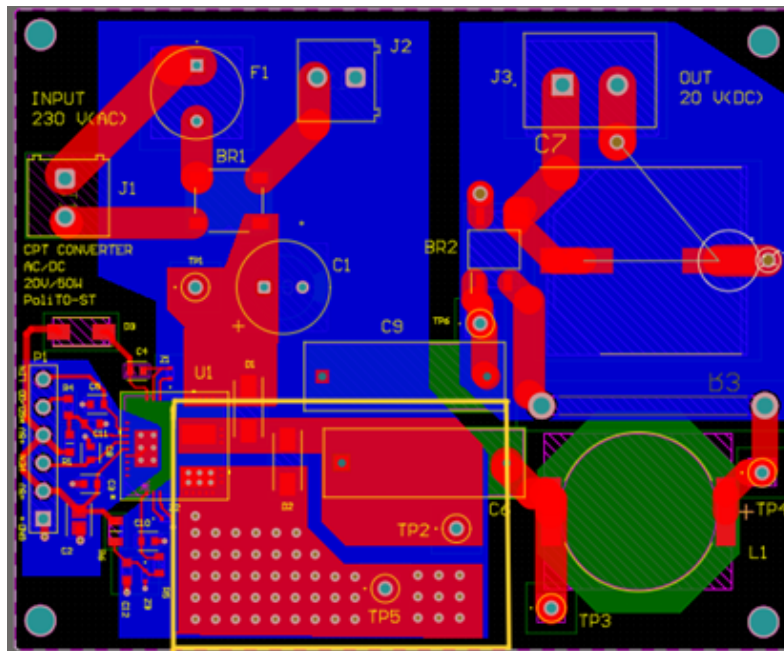


Figura 5.15. Aree dissipazione termica

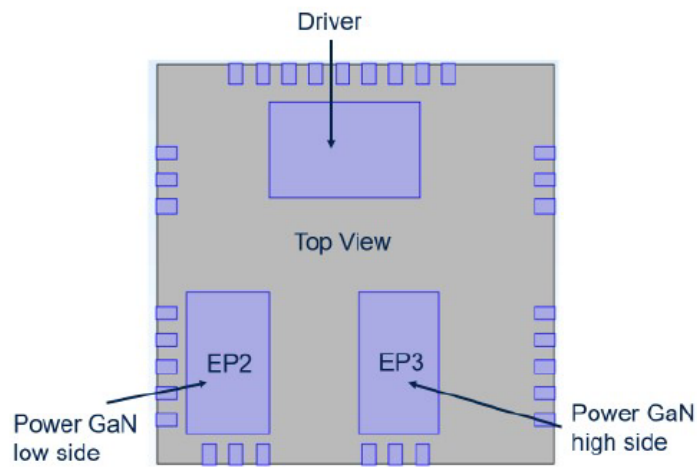


Figura 5.16. Pad di dissipazione termica Mastergan1

Le dimensioni finali del PCB sono 71mm x 58 mm, i componenti più ingombrati risultano i condensatori di interfaccia, l'induttore e il condensatore di uscita da 1mF. Inoltre, sul bottom layer viene posizionata una resistenza di sense, in serie all'induttore, per la misura della corrente tramite apposita sonda.

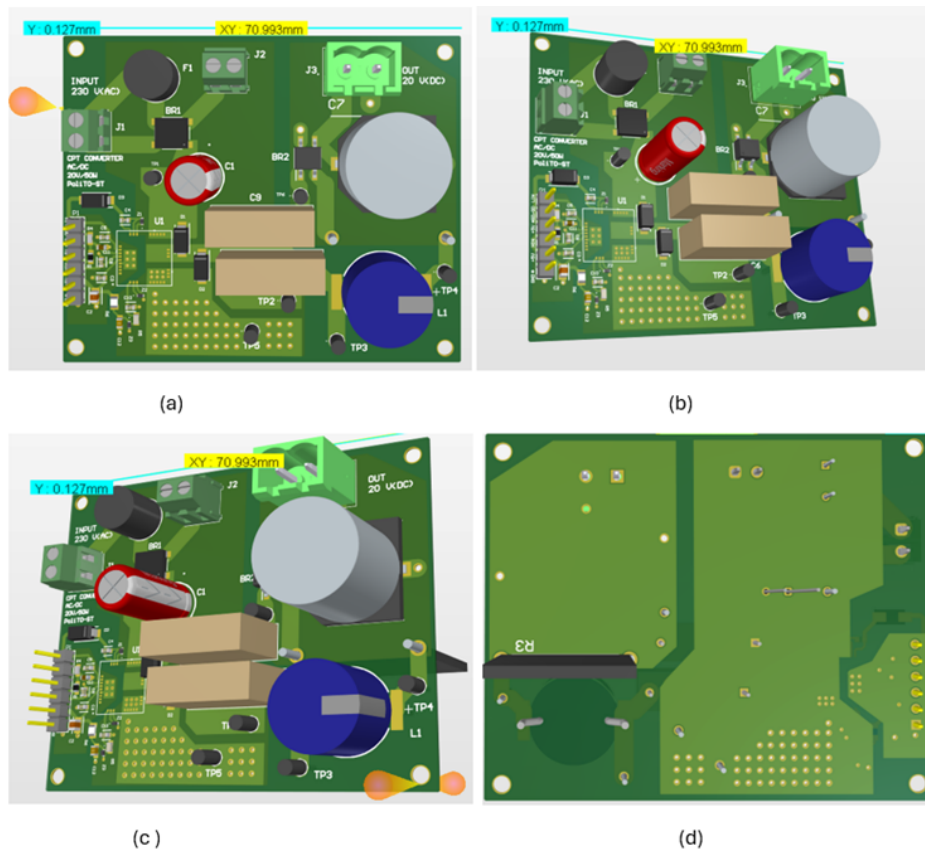


Figura 5.17. Viste 3D, Top-Layer, Bottom-Layer

Capitolo 6

Risultati

Questo capitolo illustra i risultati sperimentali eseguiti su un prototipo della scheda. Verrà illustrato il setup per effettuare le misure, con tutti gli strumenti necessari. Verranno mostrate le forme d'onda principali e i risultati di misurazione prima con una alimentazione in bassa tensione (10 V -20 V). Purtroppo non è stato possibile testare il circuito alimentandolo con la tensione di rete elettrica poiché l'induttore usato, il DO4040H-333 non è adatto ai valori di tensione di 300 V di questa applicazione.

6.1 Setup

La prima fase della parte sperimentale consiste nella saldatura dei componenti sulla scheda, prodotta dal fornitore Eurocircuits[25], il quale si è occupato della realizzazione del PCB con il componente Mastergan1 saldato su di esso. I restanti componenti (resistenze condensatori, connettori ecc...) sono invece stati saldati manualmente.

Dopo la verifica che tutte le saldature fossero ben realizzate e nel caso corretto, si è proceduto ad allestire un adeguato banco di misura. E' stato utilizzato alimentatore RIGOL DP832 per l'alimentazione del circuito Mastergan1 a 5 V e per fornire fino a 30 V in ingresso al circuito. I segnali di comando del half-bridge, sono forniti con il generatore di funzioni HANTEK GDG2032B utilizzando i suoi due canali con due segnali identici ma sfasati tra di loro di 180 gradi, la regolazione del dead time avviene tramite la modifica del duty cycle di entrambi i segnali.

Per effettuare le misure è usato un oscilloscopio, in particolare il RIGOL DS1054 e sono anche presenti quattro multimetri due in funzione di amperometro e due come voltmetri per la misura voltamperometrica della potenza in ingresso e sul carico al fine da poter calcolare con precisione l'efficienza.

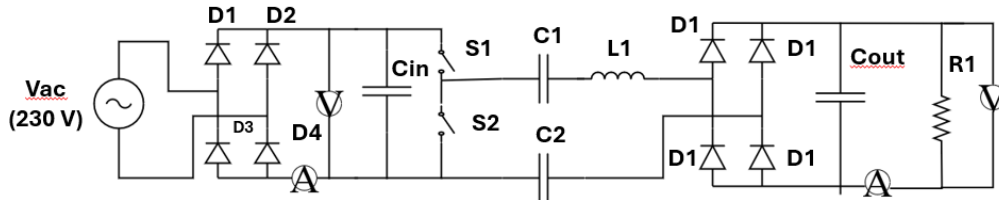


Figura 6.1. Schema di misura con i 4 multimetri collegati al circuito

6.2 Risultati

Le misure vengono effettuate con un'alimentazione di 10 V e 20 V collegando in uscita un carico variabile da 1 Ω a 100 Ω in modo da poter osservare il comportamento del circuito sia in caso di completo smorzamento che smorzamento parziale. I risultati a basse tensioni mostrano dei valori di efficienza non superiori 70 %, questo perché in queste condizioni la caduta di tensione sui diodi del raddrizzatore impatta notevolmente, infatti aumentano la tensione di alimentazione fino a 30 V l'efficienza migliora. La figura 6.2 mostra i segnali logici applicati al Mastergan1 tramite il generatore di funzione presente nel LED, con un dead time di 100 ns.

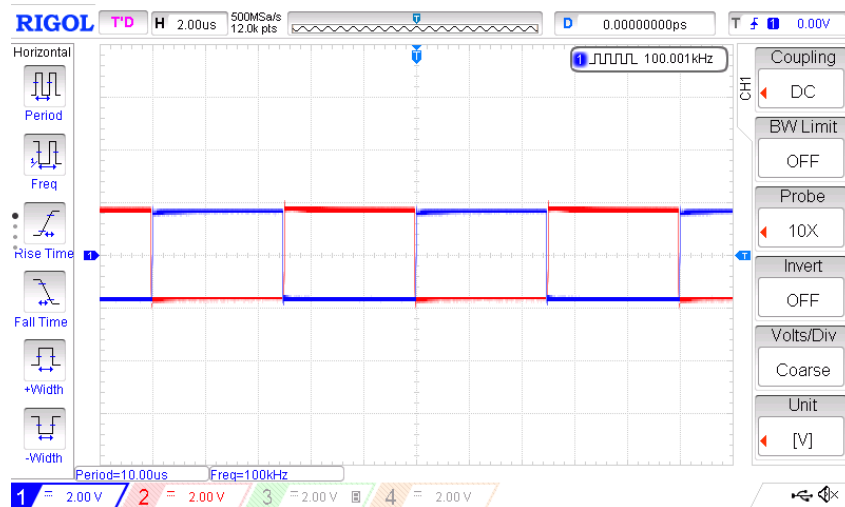


Figura 6.2. Segnali logici Mastergan1

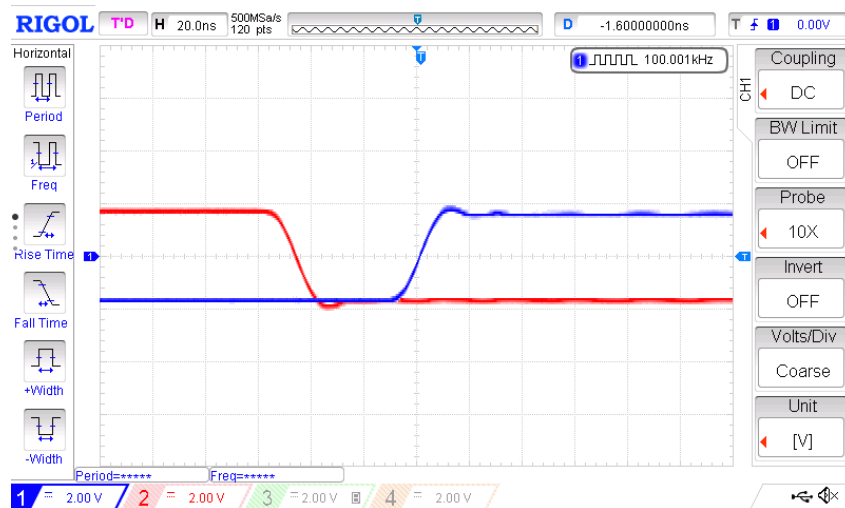


Figura 6.3. Deadtime

Nella Figura 6.4 si osserva l'onda quadra al nodo di commutazione che ha un'ampiezza di circa 8.5 V dovuti alla caduta di tensione V_γ sui diodi del primo raddrizzatore. Il circuito si trova in regime di smorzamento parziale con un carico di 5 Ω mentre in Figura 6.7 con un carico di 100 Ω la corrente sull'induttore è completamente smorzata. Il passaggio da smorzamento parziale a completamente smorzamento avviene per un carico di 20 Ω (vedi Figura 6.5).

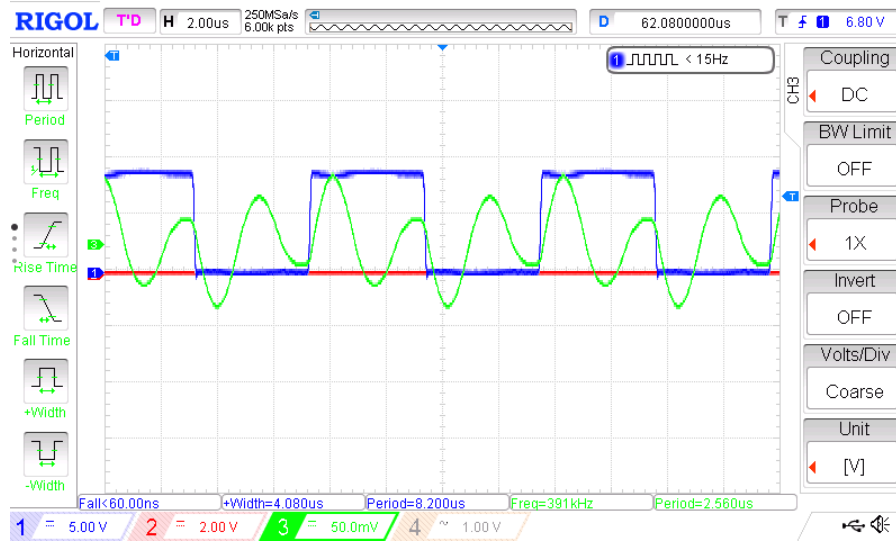


Figura 6.4. Tensione al nodo di commutazione e corrente induttore $V_{al}= 10\text{ V}$, Carico $5\ \Omega$

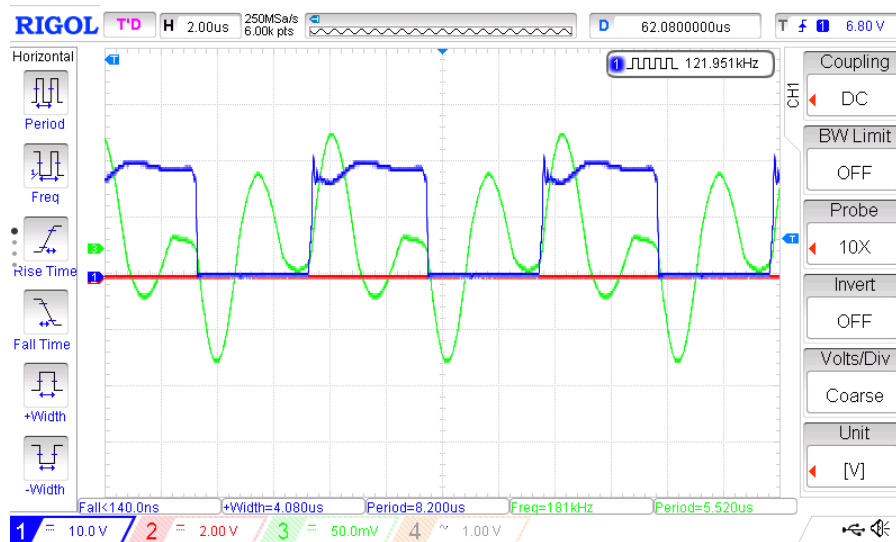


Figura 6.5. Tensione al nodo di commutazione e corrente induttore $V_{al}= 20\text{ V}$, Carico $20\ \Omega$

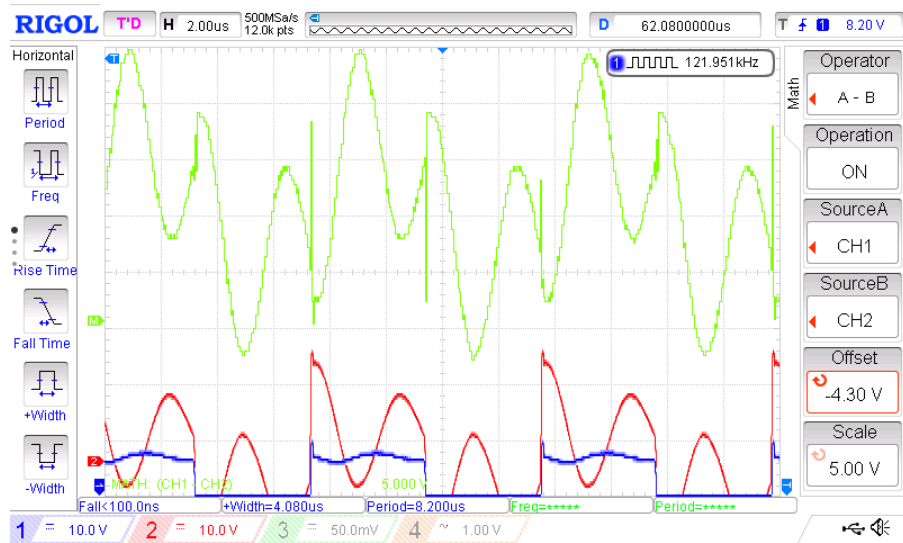


Figura 6.6. Tensione sul condensatore di interfaccia e corrente induttore $V_{al}= 10\text{ V}$, Carico $5\ \Omega$

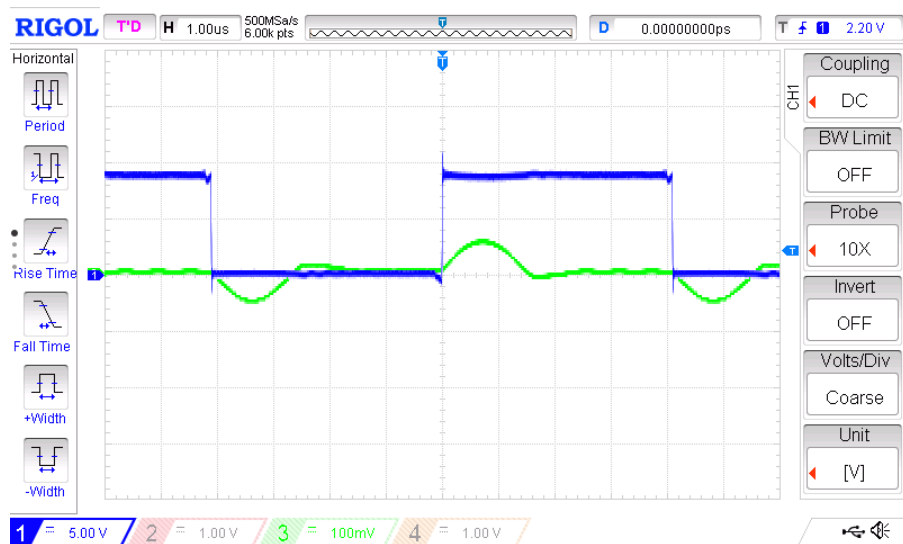


Figura 6.7. Tensione al nodo di commutazione e corrente induttore $V_{al}= 10\text{ V}$, Carico $100\ \Omega$

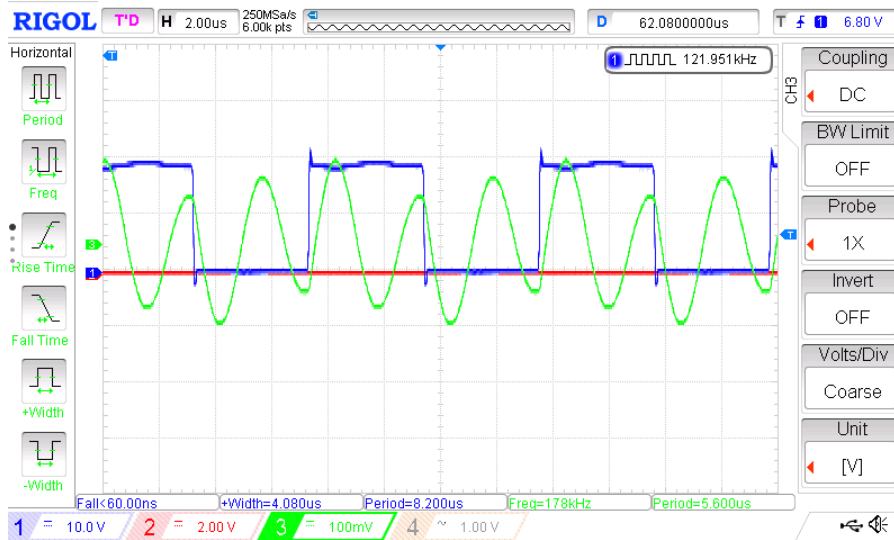


Figura 6.8. Tensione al nodo di commutazione e corrente induttore $V_{al}= 20\text{ V}$, Carico $5\ \Omega$

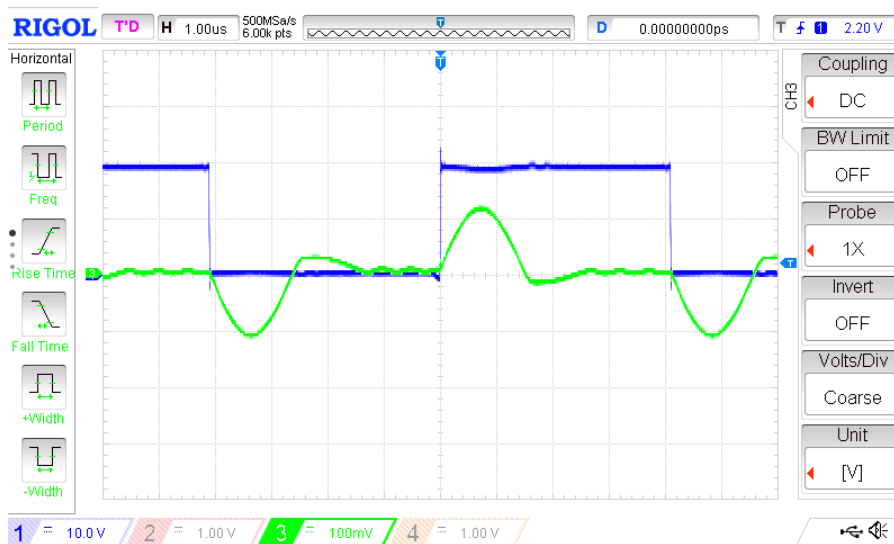


Figura 6.9. Tensione al nodo di commutazione e corrente induttore $V_{al}= 20\text{ V}$, Carico $100\ \Omega$

Capitolo 7

Conclusioni e sviluppi futuri

L'applicazione della tecnologia CPT (Capacitive Power Transfer) per la realizzazione di alimentatori rappresenta un approccio innovativo e altamente vantaggioso, la possibilità di realizzare l'isolamento galvanico senza l'uso di componenti ingombranti come i trasformatori è senza dubbio il punto di forza di questa tecnologia. Le analisi condotte hanno evidenziato come l'induttore riveste un ruolo cruciale nel funzionamento di queste alimentatori. La sua elevata induttanza è necessaria per mantenere l'efficienza della trasmissione di potenza e per garantire il corretto funzionamento del circuito. Tuttavia, gli induttori sono sottoposti a stress elettrici significativi che possono causare perdita di efficienza e surriscaldamento.

Per questa applicazione un futuro lavoro è testare misurando i valori di efficaci con l'alimentazione da rete elettrica, provvedendo ad sostituire l'induttore con un componente in grado di reggere tensioni di 300 V. Ad esempio il componente [PQ2614BHA-330K](#) del produttore Bourns presenta valori di corrente e tensioni adatti a questa applicazione. Infine si potrà implementare il circuito di controllo per il pilotaggio del Mastergan1, al fine di stabilizzare la tensione di uscita e ottimizzare l'efficienza.

Bibliografia

- [1] Lu F, Zhang H, Mi C., "A Review on the Recent Development of Capacitive Wireless Power Transfer Technology.", *Energies*. 2017; 10(11):1752. <https://doi.org/10.3390/en10111752>
- [2] Michael P. Theodoridis, Effective Capacitive Power Transfer, *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, VOL. 27, NO. 12, DECEMBER 2012, DOI: 10.1109/TPEL.2012.2192502
- [3] D. Rozario, "Design of Contactless Capacitive Power Transfer Systems for Battery Charging Applications", Thesis, University of Ontario, Apr. 2016
- [4] Dai, J.; Ludois, D., A survey of wireless power transfer and a critical comparison of inductive and capacitive coupling for small gap applications. *IEEE Trans. Power Electron.* 2015, 30, 6017–6029.
- [5] Santosh Panchal; R.D. Kulkarni," Design, Simulation and Hardware Implementation of Soft Switching based Induction Heating System", 2021 6th International Conference for Convergence in Technology (I2CT) DOI: 10.1109/I2CT51068.2021.9418170
- [6] E. A. Gomez-Casseres, S. M. Arbulú, R. J. Franco, R. Contreras and J. Martínez, "Comparison of passive rectifier circuits for energy harvesting applications", 2016 IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE), 2016, pp. 1-6, doi: 10.1109/CCECE.2016.7726840.

[7] Chainarin Ekkaravarodome; Surat Sukanna, Design of a Balanced Push-Pull Resonant Converter with a Voltage Doubler Class-DE Rectifier, 2019 Research, Invention, and Innovation Congress (RI2C), DOI: 10.1109/RI2C48728.2019.8999927

[8] Lecluyse C., Minnaert B., Kleemann M., "A Review of the Current State of Technology of Capacitive Power Transfer", *Energies*, 2021, 14, 5862. <https://doi.org/10.3390/en14185862>

[9] R. T. Naayagi; A. J. Forsyth, Design of high frequency air-core inductor for DAB converter, 2012 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), DOI: 10.1109/PEDES.2012.6484367

[10] Mohammad Jafari; Zahra Malekjamshidi, Performance analysis of full bridge, boost half bridge and half bridge topologies for application in phase shift converters, 2013 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), DOI: 10.1109/ICEMS.2013.6713326

[11] Jinshui Zhang; Stefan M Goetz; Gallium-Nitride (GaN) Transistor Design for Transient-Overload Power Applications, 2023 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), DOI: 10.1109/APEC43580.2023.10131164

[12] Application Note, AN5917, STMicroelectronics, "PCB design optimization for maximizing thermal dissipation in MasterGaN family"

[13] Wang Z., Zhang Y., He X., Luo B., Mai R., "Research and Application of Capacitive Power Transfer System: A Review.", *Electronics* 2022, 1158. <https://doi.org/10.3390/electronics11071158>

[14] Horowitz, Paul; Hill, Winfield (1989). *The Art of Electronics* (Second ed.). Cambridge University Press. pp. 44–47. ISBN 0-521-37095-7.

-
- [15] Sedehi, D. Budgett, J. Jiang, X. Ziyi, X. Dai, A.P. Hu, D. McCormick, A Wireless Power Method for Deeply Implanted Biomedical Devices via Capacitively Coupled Conductive Power Transfer, *IEEE Trans. Power Electron.*, 36 (2021), pp. 1870-1882, 10.1109/TPEL.2020.3009048
- [16] Capacitive power transfer for contactless charging, *Conf. Proc. – IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. – APEC (2011)*, pp. 1398-1404, 10.1109/APEC.2011.5744775
- [17] Wassim Kabbara, Mohamed Bensetti, Tanguy Phulpin, Daniel Sadarnac, Antoine Caillierez, et al. First Harmonic Approximation of a Full Bridge Rectifier with a Weak Capacitive Filter. *Journées Scientifiques URSI-France 2023*,
- [18] Mohammed AL-SAADI, Mustafa AL-QAISI, A Comparative Study of Capacitive Couplers in Wireless Power Transfer, 2018 International Symposium on Fundamentals of Electrical Engineering, DOI: 10.1109/ISFEE.2018.8742470
- [19] A. S. Marincic, Nikola Tesla and the Wireless Transmission of Energy, *IEEE Transactions on Power Apparatus and System*, DOI: 10.1109/TPAS.1982.317084
- [20] Wei Zhou, Mengmeng Li, Qiang Zhang, Potential and Challenges of Capacitive Power Transfer Systems for Wireless EV Charging: A Re-view of Key Technologies, <https://doi.org/10.1016/j.geits.2024.100174>
- [21] Simetrix, <https://www.simetrix.co.uk/>
- [22] Altium Designer, <https://www.altium.com//>
- [23] Micrometals, <https://www.micrometals.com/>

[24] Butterfield, Andrew J.; Szymanski, John, eds. (2018). "A Dictionary of Electronics and Electrical Engineering". Oxford Reference. doi:10.1093/acref/9780198725725.001.000

[25] Eurocircuits. <https://www.eurocircuits.com/>