

ALMA MATER STUDIORUM – UNIVERSITÁ DI BOLOGNA

CAMPUS DI CESENA

SCUOLA DI INGEGNERIA E ARCHITETTURA

**CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN INGEGNERIA ELETTRONICA E
TELECOMUNICAZIONI PER L'ENERGIA**

TESI DI LAUREA MAGISTRALE

in

**SISTEMI DI CONVERSIONE STATICA
PER ENERGIE RINNOVABILI LM**

**PROGETTAZIONE E REALIZZAZIONE DI UN
CONVERTITORE RISONANTE LLC BASATO
SU TECNOLOGIA MOSFET GaN PER IL
TRASFERIMENTO CONTACTLESS
DELL'ENERGIA**

PRESENTATA DA:

Luca Versari

RELATORE:

Dott. Ing. Michele Mengoni

CORRELATORE:

Dott. Ing. Gabriele Rizzoli

Anno Accademico 2015/2016

Sessione III

RINGRAZIAMENTI

I miei più sentiti ringraziamenti vanno a tutte le persone che hanno fatto parte del lungo percorso che giunge con questo documento a conclusione, da chi l'ha appena sfiorato a coloro che ne sono stati parte fondamentale.

Ringrazio Michele per il supporto tecnico ma soprattutto umano che mi ha saputo offrire durante questi mesi.

Ringrazio Gabriele per l'infinita pazienza dimostrata nella fase più critica del progetto, per le conoscenze che è stato in grado di trasmettermi e per la fiducia concessami.

Allo stesso modo ringrazio i ragazzi del laboratorio LEMAD Albino e Giacomo per i sorrisi regalatimi, preziosissimi nei momenti di difficoltà.

Ringrazio tutti i miei amici per esserci stati sempre.

Ringrazio infine la mia famiglia, Lucia, Cinzia, Marco per il sostegno fatto di tranquillità e serenità che sono sempre riusciti a regalarmi, a loro dedico questo passaggio:

“...noi pensavamo senza dircelo che l'insignificanza leggera del linguaggio, che la sospensione delle immagini dovesse essere lo spazio stesso dell'amore, la sua musica.”

Luca.

Indice

INTRODUZIONE	1
CAPITOLO 1 – TRASMISSIONE CONTACT-LESS DELL'ENERGIA	
1.1 Introduzione	3
1.2 Stato dell'arte della tecnologia CPT	4
1.2.1 Applicazioni a bassa potenza	5
1.2.2 Applicazioni ad alta potenza	6
1.2.3 Applicazione a veicoli elettrici (EV)	7
1.3 Principio fisico di funzionamento	10
1.4 Fattori chiave per l'ingegnerizzazione	13
1.4.1 Efficienza e densità di potenza	13
1.4.2 Tolleranza al disallineamento tra gli avvolgimenti	14
1.4.3 Bassa necessità di raffreddamento	15
1.4.4 Affidabilità e costi	15
1.4.5 Inter-operabilità	16
1.5 Futuri sviluppi	16
CAPITOLO 2 – CONVERTITORE RISONANTE DI POTENZA LLC	
2.1 Introduzione ai circuiti risonanti di potenza	19
2.1.1 Soft switching	22
2.1.2 Proprietà dipendenti dal carico	23
2.1.3 Resistenza critica	27
2.2 IGBT e MOSFET	29
2.3 Blocco commutatore	34
2.3.1 Chopper a due quadranti	34
2.3.2 Tempo morto	36
2.3.3 Controllo del chopper a due quadranti	36
2.3.4 Chopper a quattro quadranti	37
2.4 Rete risonante LLC	39

2.5 Rettificatore	46
2.6 Schema complessivo del convertitore risonante LLC	51

CAPITOLO 3 – TECNOLOGIE IMPIEGATE

3.1 Dispositivi GaN	61
3.1.1 Struttura fisica del GaN	62
3.1.2 Struttura HEMT	63
3.1.3 Confronto con dispositivi classici di potenza e SiC	67
3.2 Trasformatore rotante	71
3.2.1 Geometria	72
3.2.2 Tipologie di avvolgimento	73
3.2.3 Modello magnetico	74
3.2.4 Modello elettrico	76
3.2.5 Modello termico	78

CAPITOLO 4 – DIMENSIONAMENTO DEL CONVERTITORE RISONANTE

4.1 Parametri del progetto	81
4.2 Procedura di dimensionamento standard	81
4.2.1 Definizione del rapporto spire del trasformatore	82
4.2.2 Fattore di merito Q	83
4.2.3 Fattore λ	84
4.2.4 Minima frequenza di switching normalizzata	84
4.2.5 Verifica del guadagno	85
4.2.6 Calcolo dei componenti risonanti	86
4.3 Procedura di dimensionamento applicata	86
4.3.1 Dimensionamento trasformatore rotante	86
4.3.2 Dimensionamento componenti risonanti	99
4.3.3 Valutazioni su Q_{MAX} , range di funzionamento e f_{min}	110

CAPITOLO 5 – PROGETTO DEL CONVERTITORE RISONANTE

5.1 Schema generale della scheda	103
5.2 Scheda primaria	105
5.2.1 Bus DC	105
5.2.2 Dispositivi commutatori di potenza	107
5.2.3 Gestione segnali PWM	122
5.2.4 Driver	127
5.2.5 Sensori	130
5.2.6 Alimentazioni	136
5.2.7 Capacità risonante	141
5.2.8 Layout scheda primaria di potenza	143
5.2.9 Scheda primaria assemblata	144
5.3 Scheda secondaria	147
5.3.1 Raddrizzatore monofase controllato	148
5.3.2 Layout scheda secondaria di potenza	150
5.3.3 Scheda secondaria assemblata	151
5.4 Sistema completo	152

CAPITOLO 6 – SIMULAZIONE DEL CIRCUITO E PROVE SPERIMENTALI

6.1 Strumenti di simulazione Matlab e PLECS	153
6.2 Sistema di controllo	153
6.3 Blocco PLECS	158
6.4 Risultati della simulazione	160
6.5 Collaudo delle schede e prove sperimentali	167

CONCLUSIONI	193
-------------	-----

BIBLIOGRAFIA	195
--------------	-----

INTRODUZIONE

I dispositivi elettrici a batteria, ad alta e bassa potenza, hanno raggiunto negli ultimi decenni livelli di diffusione massima, tanto che in alcuni settori stanno soppiantando le vecchie tecnologie preesistenti come ad esempio nel settore automobilistico. Tutti questi nuovi prodotti hanno la necessità di essere costantemente ricaricati; la tecnologia impiegata ha subito, nel tempo, vari gradi di sviluppo in termini di velocità di ricarica, tipo di trasmissione, ed efficienza. In particolare si è sviluppata negli ultimi anni una tecnica di trasmissione della potenza, ovvero dell'alimentazione, chiamata contactless, nella quale la potenza viene trasferita senza l'ausilio di conduttori in cavo ma tramite l'induzione magnetica. I vantaggi di questa nuova tecnologia sono molteplici: maggior pulizia e isolamento da inquinanti ambientali degli strumenti di ricarica, maggior sicurezza per l'assenza di parti metalliche esposte in tensione, e senza dubbio, una maggior semplicità di utilizzo per l'utente finale.

Il convertitore risonante LLC, realizzato presso il laboratorio LEMAD (Laboratorio di Macchine ed Azionamenti del Dipartimento DEI) oggetto di questa tesi, mira ad implementare un effettivo trasferimento di 500W di potenza in modo contactless ad alta efficienza e a poter rappresentare un modello per vari tipi di applicazione, dal campo automotive fino ad arrivare all'ambiente industriale. Il trasformatore, sede dell'induzione magnetica che origina il trasferimento di energia, ha la possibilità di ruotare su stesso, questo particolare rende il convertitore progettato una possibile alternativa al trasferimento di potenza tramite spazzole, presente nella maggior parte dei macchinari attualmente operanti che prevedono la presenza di parti alimentate in rotazione. Allo stesso modo il modello realizzato può risultare il punto di partenza per un sistema di ricarica contactless destinato ad auto elettriche.

Il punto di forza del convertitore oggetto di questa tesi, risulta l'alta efficienza dovuta all'impiego della tecnica di Zero Voltage Switching, ovvero della commutazione dei dispositivi di potenza nell'istante in cui la tensione ai loro capi risulta nulla. Un ulteriore fattore che incrementa l'efficienza complessiva del dispositivo, risulta l'utilizzo di mosfet basati su tecnologia al nitruro di gallio (GaN), la quale si è affermata sul mercato mondiale già da diversi anni come una concreta alternativa ai dispositivi derivanti da Silicio proprio per quanto riguarda i sostanziosi benefici in termini di dissipazione energetica.

L'elaborato di tesi è stato dunque suddiviso in queste varie parti:

- Nel Capitolo 1 è descritto lo stato dell'arte della tecnologia di trasmissione contact-less di potenza, esaminando le applicazioni da essa dipendenti già presenti sul mercato e i possibili sviluppi futuri. Sono presi inoltre in considerazione le caratteristiche, gli aspetti positivi e negativi del suo impiego.
- Nel Capitolo 2 sono trattati nel dettaglio gli aspetti teorici riguardanti la struttura ed il funzionamento del convertitore risonante, prendendo in considerazione ogni singola parte del circuito elettronico.
- Nel Capitolo 3 sono descritte le tecnologie impiegate nella realizzazione del convertitore, in particolare sono trattate nel dettaglio le caratteristiche del nitruro di gallio e dei dispositivi di potenza e la struttura magnetica, elettrica e termica del trasformatore rotante.
- Nel Capitolo 4 sono mostrati i passi del dimensionamento teorico del convertitore LLC risonante e l'effettivo dimensionamento adottato per questo progetto.
- Nel Capitolo 5 è mostrato il progetto delle due schede che realizzano il convertitore, elencando gli schematici impiegati e giustificando la scelta dei vari componenti utilizzati.
- Nel Capitolo 6 si descrive lo schematico utilizzato per la simulazione teorica del circuito in esame, valutandone le varie curve ottenute. In particolare è esposta la struttura sia della catena di controllo a monte del circuito, sia il circuito proprio del convertitore risonante. Infine è effettuata una analisi dei risultati delle prove sperimentali effettuate in laboratorio sulla scheda assemblata.

CAPITOLO 1

TRASMISSIONE CONTACT-LESS DELL'ENERGIA

1.1. Introduzione

Si definisce trasmissione contactless dell'energia, chiamata anche più comunemente CPT (*Contactless Power Transfer*), il trasferimento di potenza tra due oggetti fisicamente disconnessi. Il termine contactless rimanda quindi a una operazione che avviene da remoto e che insiste su una distanza fisica.

Nel contesto dei sistemi elettrici la CPT può essere effettuata tramite induzione elettromagnetica oppure radiazione elettromagnetica. In letteratura esistono diverse declinazioni del termine CPT nonostante esse descrivano sostanzialmente lo stesso fenomeno, si potranno trovare quindi le definizioni: contactless inductive energy transfer (CIPT), contactless energy transfer (CET), contactless inductive power transfer (CIPT), inductive power transfer (IPT), wireless power transfer (WPT) e Witricity.

In alcune particolari situazioni la trasmissione contactless dell'energia risulta l'unica via per poter alimentare il carico; la CPT è obbligatoria nelle applicazioni in cui i cavi e i connettori convenzionali non possono essere impiegati o risultano inutili, ma è comunque conveniente dato che i cavi generalmente sono meno sicuri e poco ordinabili, Figura (1.1).



Figura 1.1 Situazioni in cui i cavi risultano gravemente non sicuri e difficilmente ordinabili

Allo stesso modo si può utilizzare la CPT nel caso in cui ne risulti un beneficio economico, sia più sicuro delle soluzioni classiche o per l'assenza di alternative. Attualmente sono presenti sul mercato vari tipi di dispositivi che sfruttano la trasmissione contactless dell'energia con vari livelli di potenza e distanza di funzionamento. In particolare i campi di impiego di questi sistemi spaziano dalla bassa potenza della rete domestica all'alta potenza industriale. La trasmissione contactless dell'energia viene utilizzata inoltre sempre più frequentemente anche in ambito medico, marittimo, spaziale e nei trasporti.

1.2. Stato dell'arte della tecnologia CPT

Grazie all'elevatissimo numero di applicazioni di questa tecnologia la CPT ha un potenziale di sviluppo enorme ed entra con merito in quella lista di tecnologie in grado di concentrare enormi investimenti e di poter avere un ruolo di spicco nel panorama di ricerca tecnologica mondiale dei prossimi anni. Per semplicità e a causa

del larghissimo numero di campi d'impiego, le applicazioni basate su CPT sono generalmente suddivise in Bassa Potenza ed Alta Potenza.

I vantaggi principali di questa tecnologia sono: l'isolamento galvanico tra sorgente ed utilizzatore, l'immunità alla polvere, all'acqua o a possibili agenti chimici, non produce scarti di processo, non presenta spazzole rotanti ed elimina quindi costi di manutenzione indesiderati.

1.2.1. Applicazioni a bassa potenza

Uno degli esempi più popolari di applicazione commerciale della CPT a bassa potenza risulta lo spazzolino elettrico, questi dispositivi sono equipaggiati con una batteria che può essere ricaricata posizionando lo spazzolino su un apposito alloggiamento del caricatore, Figura (1.2). Ovviamente in questo caso la principale motivazione dell'utilizzo della tecnologia CPT è la necessità di evitare shock elettrici all'utilizzatore in presenza di acqua.

Alcune compagnie operanti nell'elettronica di consumo hanno recentemente introdotto soluzioni innovative di ricarica come l'utilizzo di ricaricatori wireless per telefoni cellulari e laptop e piattaforme per il trasferimento diretto di potenza in TV, PC, altoparlanti, elettrodomestici da cucina di vario genere.

Un altro settore in grande sviluppo è quello delle applicazioni a bassa potenza in ambito biomedicale, per esempio si sta studiando la possibilità di impiantare sul paziente dispositivi come pacemakers, defibrillatori, etc. capaci di ricaricarsi wireless automaticamente.



Figura 1.2 a) Spazzolino elettrico montato sul caricatore contactless b) Piattaforma ricaricante

1.2.2. Applicazioni ad alta potenza

Il trasferimento contactless di energia ha trovato un grande numero di applicazioni anche nel campo delle elevate potenze, generalmente le ampiezze in questione vanno da qualche kilowatt a centinaia di kilowatt. I loro impieghi vanno dai trasporti industriali, aviazione, settore militare, settore minerario fino ad arrivare ai veicoli elettrici. Nei treni infatti è possibile effettuare l'acquisizione in modo wireless dell'energia necessitata dai dispositivi elettronici installati su di esso e dalle batterie di backup. In ambienti industriali dove l'utilizzo dei normali cavi di potenza è limitato possono essere utilizzati trasportatori e piattaforme contactless, Figura (1.3), allo stesso modo nei siti minerari la possibilità che le macchine interagiscano con agenti esplosivi è molto alta perciò anche in questo caso si utilizzano metodi contactless per il trasferimento energetico. Infine la CPT è di vitale importanza in ambienti in cui risulta necessario isolare e sigillare alcuni ambienti, questo è il caso di satelliti o navicelle spaziali.

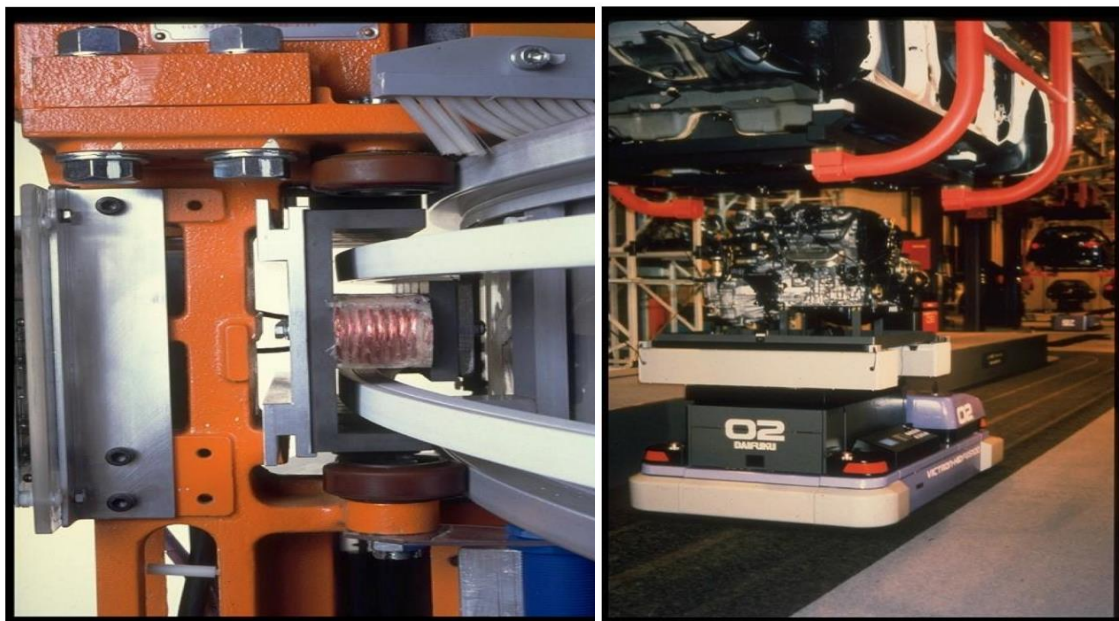


Figura 1.3 Sistemi di movimentazione industriale ad alimentazione contactless

1.2.3. Applicazione a veicoli elettrici (EV)

I veicoli elettrici rappresentano una realtà affermata già da parecchi anni, il primo veicolo elettrico a superare la barriera dei 100 km/h fu sviluppato nel lontano 1899. Nonostante questa brillante tecnologia sia nata a inizio del secolo scorso l'avvento del motore a scoppio e la massima diffusione dei carburanti fossili hanno impedito ai veicoli elettrici di entrare nella produzione di massa. Alcuni degli ulteriori fattori che hanno rallentato lo sviluppo di questi veicoli sono stati la limitata autonomia, l'arretratezza della tecnologia delle batterie, la lentezza dei tempi di ricarica e i costi di produzione. Di pari passo con la scoperta delle batterie Li-ion, l'implementazione di infrastrutture per la ricarica rapida e un abbassamento dei costi complessivi di realizzazione gli EV sono diventati una alternativa realistica ai mezzi di trasporto convenzionali.

La ricarica di questi veicoli è tradizionalmente effettuata stabilendo una conduzione di carica tramite una connessione di tipo galvanico tra la stazione erogatrice e il mezzo, la quale è molto facilmente eseguibile attraverso un connettore inserito direttamente sul veicolo. Questo metodo presenta però due grossi svantaggi: la connessione deve essere stabilita manualmente, con tutti i rischi che questa

operazione può comportare, inoltre l'eventuale automazione della connessione fisica tramite cavo è difficilmente realizzabile. La soluzione a queste problematiche può essere trovata proprio tramite la tecnologia CPT.

Già nel 1997 General Motors introdusse due EV che usavano il primo caricatore commerciale per autoveicoli che sfruttava i principi del trasferimento induttivo della potenza. Questo prodotto consisteva in una piastra portatile collegata alla stazione di ricarica e al veicolo elettrico tramite un opportuno alloggiamento, Figura (1.4). In questo alloggiamento non vi era nessun tipo di contatto elettrico, ma questa soluzione non ebbe grande successo data l'elevata dimensione della piastra, la necessità di manovrare manualmente l'oggetto e il basso rendimento offerto.



Figura 1.4 Piastra di ricarica utilizzata nei primi veicoli elettrici sviluppati da General Motors

Negli ultimi tempi grazie al rinnovato interesse per l'*e-mobility* numerosi operatori nel settore hanno dimostrato interesse nello sviluppo di EV come una soluzione concreta per gli spostamenti del futuro. La tecnologia di ricarica CPT ha il grande vantaggio di essere facilmente automatizzabile, conveniente e sicura.

Recentemente grosse aziende automobilistiche quali GM, Tesla Motors, Nissan, Toyota hanno manifestato l'interesse nella tecnologia di ricarica wireless e hanno annunciato che i caricatori CPT non tarderanno ad entrare nel mercato mondiale, Figure (1.5, 1.6, 1.7). Allo stesso modo si è pensato di applicare la tecnologia CPT anche al settore dei trasporti pubblici.



Figura 1.5 Veicolo elettrico caricato da un sistema CPT



Figura 1.6 Tra i veicoli elettrici che possono sfruttare i benefici della ricarica CPT sono presenti anche i mezzi pesanti

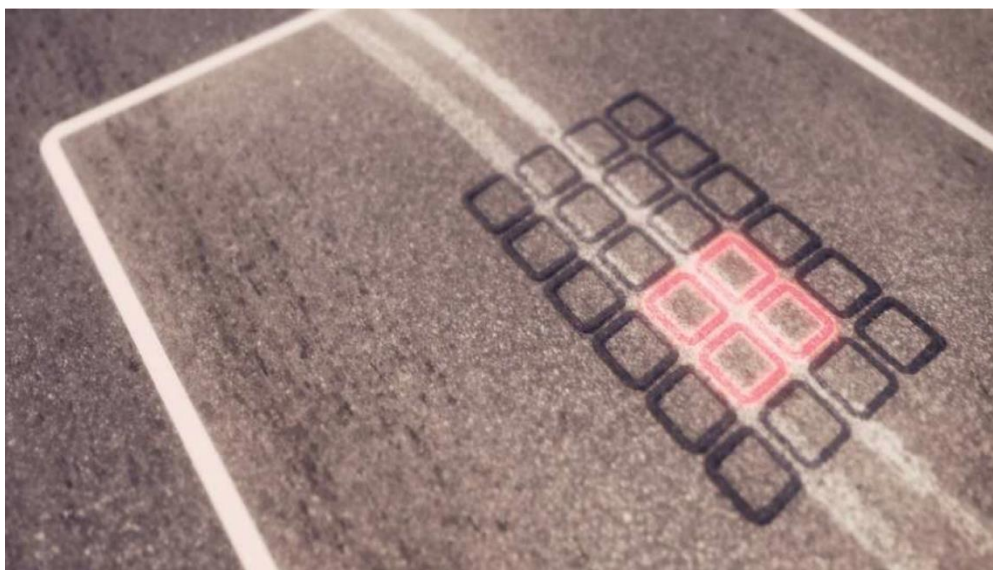


Figura 1.7 Avvolgimento primario di un trasformatore CPT al di sotto dello strato di asfaltatura

1.3. Principio fisico di funzionamento

La trasmissione contactless dell'energia avviene grazie ad una sorgente che genera una corrente elettrica su un avvolgimento primario il quale produce un campo magnetico tempo variante, questo campo magnetico variabile induce una corrente elettrica sull'avvolgimento secondario ed in questo modo si ha il trasferimento di energia. Sostanzialmente il funzionamento si può assimilare a quello di un trasformatore il quale sfrutta i principi postulati da Michael Faraday ed Andre-Marie Ampere, in Figura (1.7).

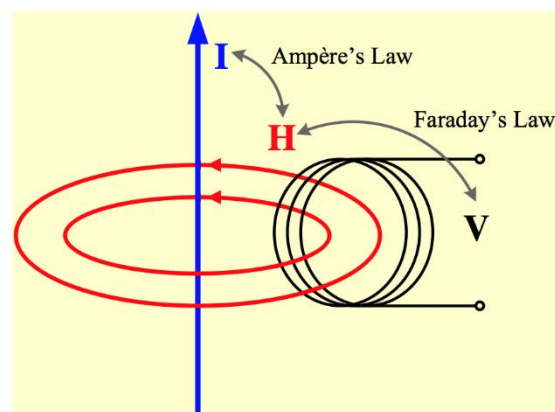


Figura 1.8 Principio di funzionamento della tecnologia CPT

In un trasformatore gli avvolgimenti primario e secondario sono accoppiati tramite un nucleo magnetico (*magnetic core*), realizzato in materiale ferromagnetico come ferro o ferriti, che incanala al suo interno il flusso magnetico. Il trasferimento vero e proprio dell'energia avviene quindi attraverso uno spazio d'aria che separa il primario dal secondario, più eventuali altri materiali presenti fra i due avvolgimenti, tramite radiazioni elettromagnetiche (EMR).

La corrente alternata indotta sul secondario, così come la tensione, viene successivamente raddrizzata in modo da poter essere utilizzata in sistemi alimentati da correnti e tensioni continue. Ci sono varie configurazioni di trasformatori presenti in letteratura, molto spesso essi sono realizzati tramite circuiti planari. I fattori che determinano la scelta della tipologia di trasformatore più adatta sono lo spessore d'aria presente tra primario e secondario, il costo ed il peso del materiale

ferromagnetico che costituisce il nucleo, le perdite presenti nel nucleo, la frequenza di funzionamento e la sensibilità al disallineamento tra primario e secondario. Più lo spessore d'aria, chiamato anche *air gap*, presente tra i due avvolgimenti è importante maggiori saranno le induttanze di dispersione e minore sarà il mutuo accoppiamento, la principale conseguenza di questa caratteristica è la presenza di una grande corrente di magnetizzazione. In Figura (1.9) si possono osservare i componenti costituenti di un generico trasformatore con core in aria.

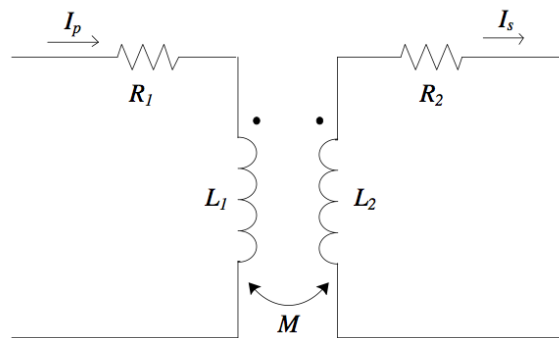


Figura 1.9 Rappresentazione di un trasformatore per CPT con core ad aria

L_1 ed L_2 rappresentano l'induttanza del primario e del secondario, così come R_1 ed R_2 rappresentano la relativa resistenza degli avvolgimenti mentre M rappresenta la mutua induttanza tra gli avvolgimenti del trasformatore. Le capacità parassite sono in questo caso trascurate dato che esse diventano importanti solo a frequenze vicine alla frequenza di risonanza degli avvolgimenti, quindi a valori molto alti.

Le resistenze di avvolgimento sono un parametro determinante per l'efficienza e la capacità di trasferimento energetico del trasformatore CPT, il loro valore in regime di corrente continua o a frequenze molto basse viene ottenuto tramite una semplice espressione analitica dove compaiono la resistività del conduttore, la sua sezione e lunghezza. La densità di corrente può essere considerata costante ed uniforme sulla sezione del conduttore dato che a basse frequenze il campo magnetico può essere considerato approssimativamente statico.

$$R_{DC} = \frac{\rho l}{A} \quad (1.1)$$

Dove l è la lunghezza del conduttore, A l'area della sua sezione e ρ la resistività. In particolare nelle applicazioni CPT il primario è eccitato con una tensione ad elevata frequenza la quale induce un corrente a sua volta ad elevata frequenza, questo conduttore eccitato subisce il campo magnetico da lui stesso generato (autoinduzione) e il campo magnetico generato dal conduttore dell'avvolgimento secondario il quale produce correnti parassite di dispersione negli avvolgimenti. Queste correnti si oppongono alla penetrazione dei campi magnetici all'interno dei conduttori trasformando perciò l'energia elettromagnetica in calore sottoforma di perdite per effetto Joule.

- Effetto pelle: L'effetto pelle è indicatore del grado di penetrazione del campo magnetico all'interno del conduttore, esso è generato dal campo che crea il conduttore stesso attraversato dalla corrente. Questo effetto è trascurabile solo se la profondità di effetto pelle δ è molto maggiore dello spessore del conduttore.

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu_r \mu_0 f}} \quad (1.2)$$

μ_r è la permeabilità relativa del materiale conduttore che generalmente è prossima al valore unitario. μ_0 è la permeabilità del vuoto, pari a $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ Hm}^{-1}$ ed f è la frequenza di lavoro. A frequenze elevate è possibile quindi affermare che l'effetto pelle diventa un fattore considerevolmente importante perciò non è più possibile trascurarlo.

- Effetto di prossimità: Esso si manifesta negli induttori e trasformatori ed è causato da campi magnetici tempo varianti che si innescano all'interno dei conduttori adiacenti all'interno di componenti che presentano avvolgimenti

su vari livelli. In sintesi questo effetto è molto simile all'effetto pelle ma in questo caso è generato dai conduttori adiacenti. I fattori dai quali dipende questo fenomeno sono la geometria del conduttore, la frequenza, la disposizione e la spaziatura tra i vari conduttori.

1.4. Fattori chiave per l'ingegnerizzazione

Nonostante il rapido sviluppo della tecnologia CPT ci sono ancora vari aspetti su cui effettuare ricerca e grazie ai quali migliorare la qualità e l'efficienza.

1.4.1. Efficienza e densità di potenza

Prendendo come esempio i veicoli elettrici si può affermare che lo spazio tra l'avvolgimento primario integrato al manto stradale e il secondario posto all'interno della scocca dell'autoveicolo è compreso tra i 100 e i 250 mm, i sistemi CPT devono quindi essere in grado di funzionare correttamente su distanze di quest'ordine di grandezza.

Il corretto comportamento può essere garantito tramite un apposito design dei componenti. La presenza di questo gap d'aria implica naturalmente un accoppiamento tra trasmettitore e ricevitore più debole il che conduce ad un limite sull'efficienza nel trasferimento di potenza. L'accoppiamento magnetico tra primario e secondario può essere incrementato solamente tramite un sovradimensionamento degli avvolgimenti, quindi attraverso un incremento dello spazio occupato. Questa soluzione però riduce la densità di potenza del componente principale di un eventuale caricatore basato su tecnologia CPT. Oltre ad un'area maggiore, i componenti che costituiscono il sistema CPT installato sugli utilizzatori finali sono più pesanti e hanno un costo superiore a quelli dei sistemi di conduzione d'energia convenzionali.

Prendendo come campione di confronto i caricatori di ultima generazione si può affermare che mediamente si ha un decremento di circa cinque punti percentuali dell'efficienza dei sistemi di ricarica basati su tecnologia CPT rispetto ai sistemi classici in conduzione. Questa differenza è dovuta principalmente al fatto che

l'avvolgimento ricevitore sull'utilizzatore generalmente è limitato in volume dai vincoli dell'utilizzatore stesso. Questo porta inevitabilmente a una efficienza di trasmissione ridotta, nonostante sia possibile realizzare comunque avvolgimenti primari molto grandi.

1.4.2. Tolleranza al disallineamento tra gli avvolgimenti

L'efficienza dei dispositivi con tecnologia CPT così come la loro impedenza caratteristica dipendono dalla posizione relativa, migliore è l'allineamento tra i due avvolgimenti maggiore sarà l'accoppiamento magnetico. Ovviamente i sistemi CPT tollerano un certo grado di disallineamento, nei sistemi di carica delle batterie dei veicoli elettrici un gap di 50-150 mm non influenza in maniera significativa i tempi di carica.

Questa tecnologia deve comunque prevedere un dimensionamento tale per cui anche in presenza di un considerevole posizionamento scorretto venga fornito un output elevato, e allo stesso tempo il sistema di controllo che lo gestisce deve essere robusto. L'unico modo per rendere meno sensibile l'accoppiamento magnetico alle variazioni della posizione tra i due avvolgimenti è aumentare le dimensioni degli avvolgimenti stessi ma questo ostacolerebbe la produzione di sistemi compatti.

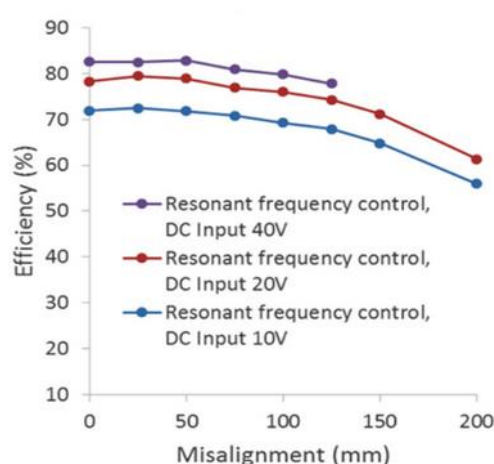


Figura 1.10 Confronto tra disallineamento ed efficienza risultante in sistemi a controllo di frequenza risonanti

1.4.3. Bassa necessità di raffreddamento

Durante il funzionamento del sistema CPT si hanno ovviamente perdite Joule sui conduttori che costituiscono gli avvolgimenti con l'aggiunta delle perdite di isteresi generate all'interno del materiale ferromagnetico, a causa di questo fenomeno si ha una produzione di calore che deve essere compensato tramite un opportuno sistema di raffreddamento. Installare dissipatori metallici convenzionali risulta una scelta poco efficace dato che la loro natura metallica li porterebbe ad interferire con i campi magnetici e le correnti generate dai conduttori degli avvolgimenti. L'unica possibilità rimane l'utilizzo di sistemi di raffreddamento ad aria forzata basati sull'introduzione di ventole, le quali naturalmente come tutti i componenti meccanici subiscono usura, che riduce la durata di vita dell'intero sistema di ricarica.

Ai fini della buona gestione del calore quindi è preferibile concentrarsi sull'ingegnerizzazione degli avvolgimenti riducendo in particolare le perdite, ottimizzando la trasmissione degli avvolgimenti e dei componenti stessi di conduzione.

1.4.4. Affidabilità e costi

Il problema dell'affidabilità affligge tutte le tecnologie compresa la CPT, in particolare l'esempio dei veicoli elettrici calza perfettamente per descrivere la criticità di questo fattore. L'avvolgimento presente al di sotto della scocca del veicolo risulta infatti esposto alla polvere, all'umidità e ai detriti provenienti dalla superficie del manto stradale. L'avvolgimento trasmettitore integrato all'asfalto deve poter sopportare diverse tonnellate di carico provenienti da eventuali veicoli in transito, ha quindi bisogno di una grossa stabilità meccanica. Infine dato che i componenti elettronici di potenza costituenti il sistema di trasmissione risultano sotterrati al manto stradale essi devono poter lavorare a temperature elevatissime prodotte dalla dissipazione stessa dei componenti e dalla radiazione solare incidente sull'asfalto circostante.

A causa di questi alti requisiti di affidabilità, i quali obbligano all'utilizzo di contenitori ed alloggiamenti particolarmente resistenti, e delle basse densità di potenza in gioco, come descritto nei paragrafi precedenti, i costi rischiano di innalzarsi notevolmente. Allo stesso modo risulta più oneroso installare un dispositivo al di sotto della superficie stradale piuttosto che installarlo sopra di essa. Risulta fondamentale quindi uno studio approfondito sulla riduzione dei costi dei materiali e per l'innalzamento dell'affidabilità.

1.4.5. Inter-operabilità

Data la enorme varietà di applicazioni e il numero elevato di aziende che stanno puntando sulla tecnologia CPT il problema della interoperabilità assume un ruolo di rilievo. L'idea di fondo è quella di rendere tutti i sistemi compatibili l'uno con l'altro in modo da rendere questa tecnologia più facilmente fruibile.

Attualmente stanno per essere annunciate bande di frequenze di trasmissione comuni attorno agli 85 kHz come parte di un nuovo standard atto alla semplificazione dell'interoperabilità. Questo standard dovrebbe anche comprendere specifiche sui livelli di potenza di ricarica, requisiti geometrici per gli avvolgimenti, interfacce di comunicazione, caratteristiche di sicurezza e procedure di test.

1.5. Futuri sviluppi

La tecnologia CPT negli ultimi anni è emersa come uno dei settori di ricerca maggiormente sviluppati dati i suoi innumerevoli campi d'applicazione e la grande varietà di soluzioni che rende questo settore molto dinamico. I punti cruciali su cui bisognerà concentrare i maggiori sforzi saranno la geometria e la configurazione migliore in termini di efficienza ed affidabilità per una particolare applicazione designata, il controllo di questi sistemi per il quale dovranno essere studiate nuove strategie sempre più flessibili e performanti e i modelli di batterie impiegati nella implementazione dei prodotti finali le quali dovranno necessariamente subire un

processo di rapida evoluzione per permettere una maggiore autonomia e tempi di ricarica inferiori. Infine come tutte le tecnologie che hanno rivoluzionato il corso della storia anche la CPT dovrà essere regolamentata, di questo procedimento si stanno già occupando diversi enti tra cui la commissione internazionale per la protezione dalle radiazioni non ionizzanti la quale sta cercando di valutare e quindi limitare eventuali effetti nocivi sulla salute dell'uomo.

Sarà comunque necessario effettuare ulteriori approfondimenti per ogni singola applicazione sulle interferenze da campo magnetico prodotte, in particolar modo nei casi di potenze elevate. Uno dei campi su cui la tecnologia CPT sta avendo più successo, come ripetuto diverse volte nei capitoli precedenti, è il settore dei veicoli elettrici e uno degli scenari futuribili nei prossimi anni risulta quello mostrato in Figura (1.11) dove il problema dell'autonomia degli EV risulterebbe completamente risolto.



Figura 1.11 Scenario futuristico in cui l'intero percorso stradale risulta equipaggiato da diversi secondari grazie ai quali il veicolo elettrico può autoricararsi costantemente

CAPITOLO 2

CONVERTITORE RISONANTE DI POTENZA LLC

2.1. Introduzione ai circuiti risonanti di potenza

I circuiti risonanti di potenza sono formati da una rete risonante L-C realizzata in vari modi a seconda del comportamento che si vuole fare assumere al convertitore, su questa rete risonante correnti e tensioni variano sinusoidalmente durante uno o più intervalli di ogni periodo di switching. Generalmente questi circuiti effettuano una conversione DC-to-high-frequency-AC e garantiscono la generazione di sinusoidi della decina di centinaia di kHz con un moderato o basso valore di distorsione armonica.

Essi quindi si prestano molto bene ad essere impiegati in svariate applicazioni quali generatori elettrochirurgici, sistemi di riscaldamento ad induzione e circuiti di pilotaggio di lampade a scarica. Il modello circuitale generico utilizzato per descrivere questo tipo di convertitori è il seguente:

(a)

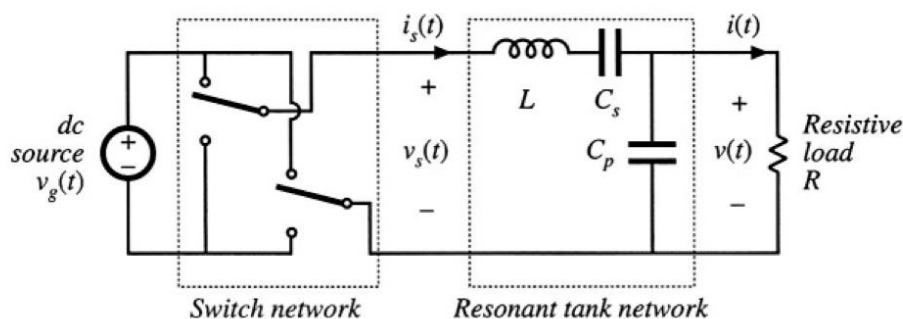


Figura 2.1 Classe base di un convertitore risonante (a) consistente in una switching network che comanda una tank network alla sua frequenza di risonanza.

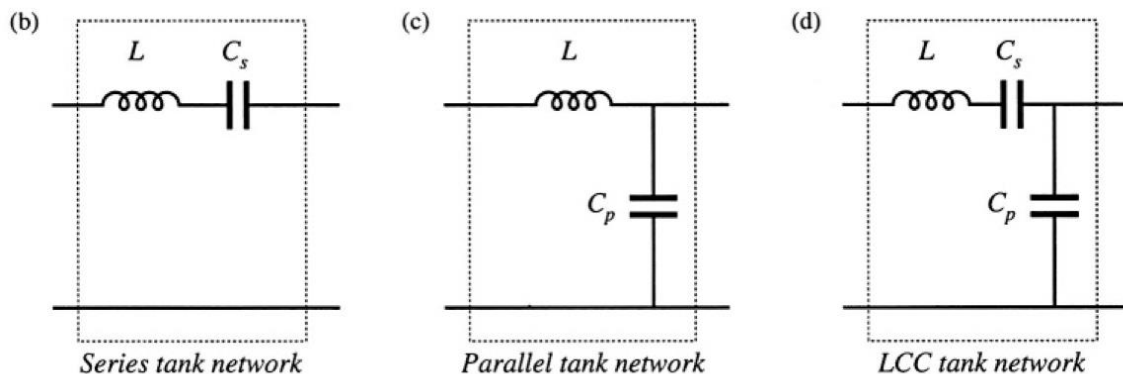


Figura 2.2 Alcune possibili configurazioni della rete risonante: serie (b), parallelo (c), LCC (d)

Il circuito di switching produce una tensione ad onda quadra $v_s(t)$ la quale eccita la rete risonante che risuona a frequenza f_0 , impostando la frequenza di switching f_{sw} del sistema pari alla frequenza di risonanza f_0 la risposta della rete alle armoniche di f_{sw} risulta trascurabile. Il risultato appena ottenuto implica che $i_s(t)$, così come $v(t)$ e $i(t)$, abbiamo essenzialmente una forma d'onda perfettamente sinusoidale con frequenza f_{sw} .

Modificando la frequenza di switching, e quindi la differenza tra f_{sw} ed f_0 , è quindi possibile controllare direttamente l'ampiezza di $i_s(t)$, $v(t)$ e $i(t)$. La struttura in Figura (2.1) può essere ulteriormente sviluppata per generare un convertitore di potenza risonante DC-DC aggiungendo a valle un rettificatore, comunemente un raddrizzatore monofase controllato, e un filtro passa basso.

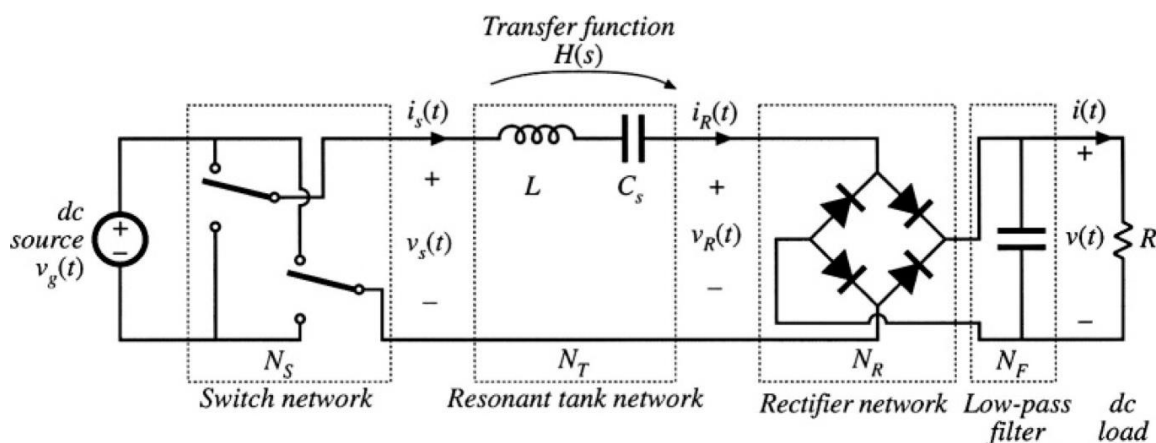


Figura 2.3 Convertitore risonante DC-DC derivato

Il principale vantaggio di questi convertitori risonanti risiede nella possibilità di limitare considerevolmente le perdite di switching tramite meccanismi conosciuti come *zero-current switching (ZCS)* e *zero-voltage switching (ZVS)*. Le transizioni da stato attivo ad inattivo, e viceversa, dei vari componenti a semiconduttore presenti possono avvenire al passaggio per lo zero delle forme d'onda quasi-sinusoidali del convertitore risonante, questo fenomeno elimina le perdite di switching permettendo quindi a questo tipo di dispositivi di operare a frequenze di commutazione superiori e inoltre riduce la interferenza elettromagnetica che spesso viene generata durante il processo di conversione.

D'altro canto gli aspetti negativi sono molteplici, innanzitutto è difficoltoso riuscire a definire in modo preciso la corretta frequenza di funzionamento per un range ampio di correnti di carico e tensioni di ingresso (quando il convertitore non lavora al sincronismo perde tutti i benefici che lo caratterizzano). Inoltre correnti significative potrebbero circolare tramite gli elementi della rete risonante anche nel caso di funzionamento a vuoto riducendo abbondantemente l'efficienza complessiva.

2.1.1. Soft Switching

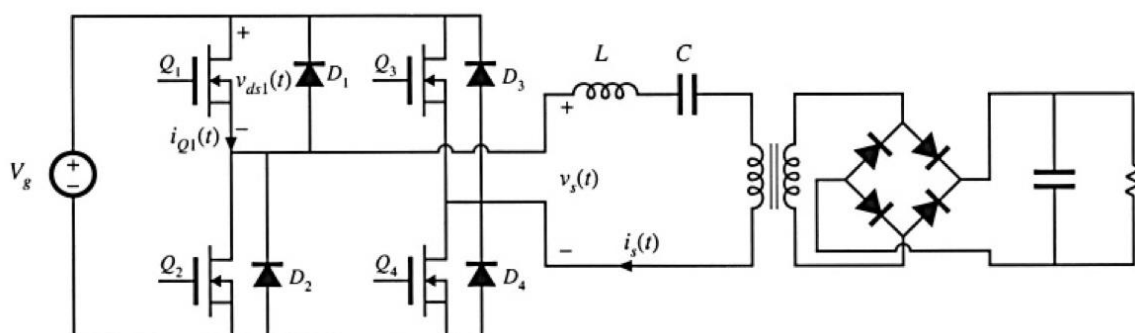


Figura 2.4 Convertitore risonante in serie con rete di switching full bridge

Come accennato in precedenza i fenomeni dello *zero-current switching* (ZCS) e *zero-voltage switching* (ZVS) possono portare a una riduzione corposa della potenza dissipata dai dispositivi a semiconduttore. In convertitori contenenti MOSFET e diodi lo ZVS mitiga le perdite di switching provocate dalla carica di recupero dei diodi e dalla capacità di uscita dei semiconduttori.

Prendendo come esempio il convertitore DC-DC con rete risonante in serie in Figura (2.4) quando esso viene fatto operare sopra la frequenza di risonanza può essere impiegato lo ZVS dato che il circuito provoca il passaggio della tensione del transistor per lo zero prima che la rete di controllo accenda quest'ultimo. Con alcune piccole modifiche è possibile portare la transizione ON-OFF dei transistor a passare per lo zero.

Il maggior vantaggio dello ZVS, e il motivo più comune per il suo utilizzo, consiste nella assenza di perdite di switching provocate dalle capacità dei dispositivi a semiconduttore o dalle cariche immagazzinate. Nel caso in cui il circuito in Figura (2.4) venga fatto funzionare ad una frequenza inferiore alla risonanza può essere sfruttato lo ZCS, nel quale il circuito causa il passaggio della corrente dei transistor per lo zero prima che i transistor siano effettivamente spenti. Generalmente ZCS può avvenire quando la rete risonante presenta agli switch un carico capacitivo efficace. Lo ZCS limita le perdite generate dall'effetto di *current tailing* comune

negli IGBT e dalle induttanze parassite, infine questa tecnica è suggerita anche per casi in cui vi è la commutazione di SCR.

2.1.2. Proprietà dipendenti dal carico

I convertitori classici presentano una corrente sui transistor proporzionale al carico, quindi perdite di conduzione molto limitate con carichi bassi perciò una ottima efficienza. Inoltre l'impedenza d'uscita risulta essere molto bassa il che porta a una sostanziale indipendenza della tensione d'uscita dalla caratteristica $i-v$ del carico.

A differenza di questi ultimi i convertitori risonanti non condividono gli stessi vantaggi. Di estrema importanza risulta il progetto della topologia di rete risonante e del valore dei suoi elementi specifici in modo da smorzare le perdite di conduzione dei transistor a carichi bassi. Nel progetto dovrebbe essere garantita la buona efficienza del convertitore se non per tutti i valori di carico almeno per la condizione a pieno carico e per alcuni valori intermedi significativi.

Per ideare un convertitore risonante dalle buone proprietà si deve capire a livello fisico come la resistenza di carico influenzi l'impedenza di ingresso della rete risonante e della tensione d'uscita. L'equazione che descrive la caratteristica d'uscita del convertitore descrive un'ellissi ed è la seguente:

$$\frac{|v(j\omega_s)|^2}{V_{oc}^2} + \frac{|i(j\omega_s)|^2}{I_{sc}^2} = 1 \quad (2.1)$$

Dove:

$$V_{oc} = |H_{\infty}(j\omega_s)| |v_s(j\omega_s)| \quad (2.2)$$

$$I_{sc} = \frac{|H_{\infty}(j\omega_s)| |v_s(j\omega_s)|}{|Z_{o0}(j\omega_s)|} \quad (2.3)$$

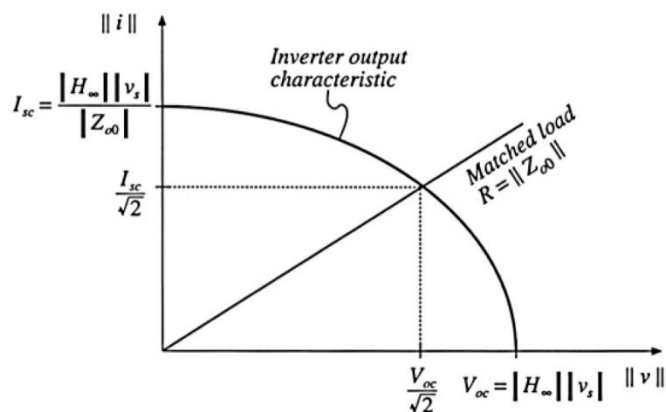


Figura 2.5 Caratteristica di output ellittica di un convertitore risonante, viene illustrato anche un carico resistivo abbinato

La caratteristica appena enunciata evidenzia come ad una data frequenza di commutazione l'intensità della tensione di uscita vari a seconda del carico agganciato. Allo stesso modo anche la corrente che scorre sui transistor dipende dal carico, essi devono infatti condurre la corrente $i_s(t)$ che appare alla porta di ingresso della rete risonante la quale è determinata dalla sua impedenza d'ingresso $Z_i(j\omega_s)$. Per ottenere una buona efficienza a carichi bassi è necessario che $|Z_i(j\omega_s)|$ cresca in modo direttamente proporzionale al carico R . Per capire meglio come scegliere la frequenza di lavoro corretta è utile osservare il diagramma di Bode del modulo dell'impedenza d'ingresso.

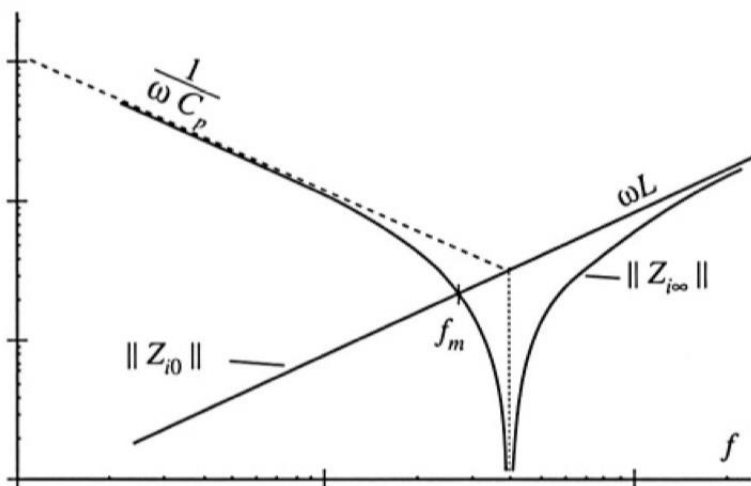


Figura 2.6 Diagramma di Bode del modulo dell'impedenza di ingresso della rete risonante per i casi limite $R \rightarrow 0$ ed $R \rightarrow \infty$ per un convertitore con una rete risonante composta da L e C in parallelo

Nel diagramma il valore $Z_{i0}(j\omega_s)$ è ottenuto col carico R cortocircuitato, esso corrisponde all'impedenza dell'induttore sL , mentre $Z_{i\infty}(j\omega_s)$ è ricavato con la configurazione a circuito aperto del carico ed è dato dalla combinazione serie $sL+1/sC$. Alla frequenza f_m le due curve si intersecano. Si nota come per valori di $f_{sw} < f_m$ risulta $|Z_{i0}(j\omega_s)| < |Z_{i\infty}(j\omega_s)|$, sugli switch nel caso di carico aperto la corrente assume questa forma $|v_s(j\omega_s)| / |Z_{i\infty}(j\omega_s)|$ la quale risulta ovviamente minore di $|v_s(j\omega_s)| / |Z_{i0}(j\omega_s)|$ che rappresenta l'espressione della corrente sugli switch nel caso di carico cortocircuitato. Nel caso $f_{sw} > f_m$ si ha $|Z_{i0}(j\omega_s)| > |Z_{i\infty}(j\omega_s)|$, in questo scenario quando la corrente sul carico è drasticamente ridotta o addirittura annullata i transistor continuano a condurre correnti importanti portando a un innalzamento delle perdite di conduzione e quindi a un abbassamento rilevante dell'efficienza. Dunque per ottenere un funzionamento ottimale del convertitore è preferibile scegliere un valore di f_{sw} sufficientemente minore di f_m ma questa condizione implica il funzionamento sotto la risonanza il quale porta a un decremento della dinamica in uscita e una tendenza del circuito a perdere la proprietà di ZVS. Per esaminare l'evoluzione dell'impedenza di ingresso della rete risonante per valori di carico compresi tra le condizioni di corto e circuito aperto consideriamo il circuito in Figura (2.2 (d)) ovvero un a rete risonante LCC.

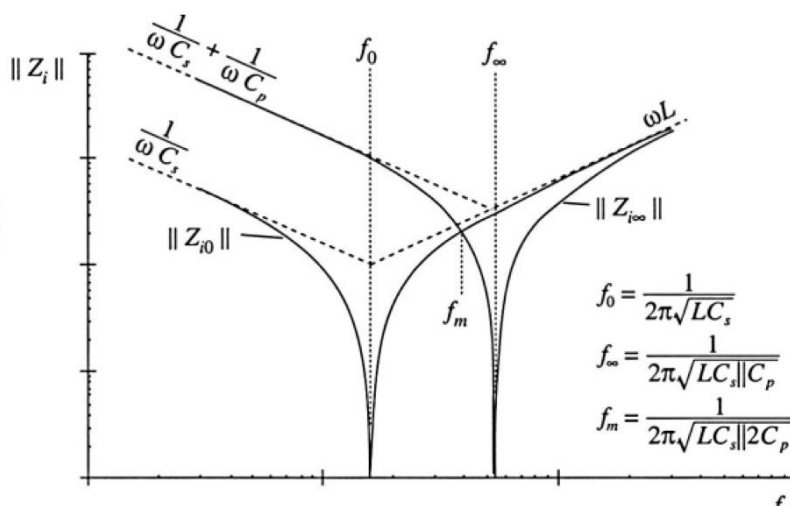


Figura 2.7 Diagramma di Bode del modulo dell'impedenza di ingresso della rete risonante per i casi limite $R \rightarrow 0$ ed $R \rightarrow \infty$ per un convertitore con una rete risonante LCC

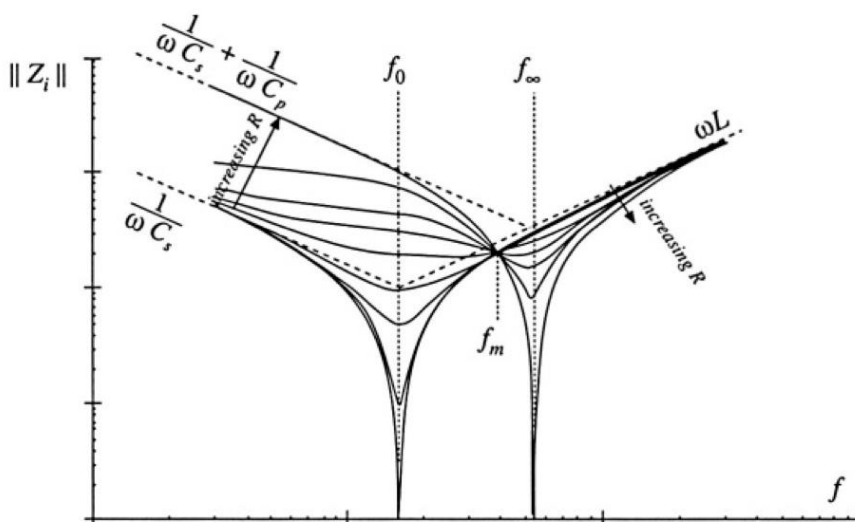


Figura 2.8 Variazione dell'impedenza di ingresso della rete risonante in relazione al carico

Anche in questo caso come visto precedentemente vi sono due possibili zone di funzionamento:

- Nel caso $f > f_m$ si ha $|Z_{i0}| > |Z_{i\infty}|$, la corrente dei transistor è più grande o uguale alla corrente di corto circuito per qualsiasi carico.
- Nel caso $f < f_m$ si ha $|Z_{i0}| < |Z_{i\infty}|$, la corrente dei transistor è minore o uguale alla corrente di corto circuito per qualsiasi carico.

I transistor in assenza di carico presentano corrente nulla sia in un caso che nell'altro, quindi il tipo di convertitore risonante esaminato presenta correnti proporzionali per carico e transistor. Inoltre nel caso di carico cortocircuitato

l'ampiezza della corrente è limitata dall'impedenza della rete risonante quindi, in conclusione, per questo tipo di circuiti è preferibile operare al di sotto di f_m .

2.1.3. Resistenza critica

Esiste un valore di resistenza di carico critica R_{crit} che delimita le zone di funzionamento ZCS e ZVS, questo confine può inoltre essere espresso come funzione delle impedenze Z_{i0} e $Z_{i\infty}$. Facendo riferimento alla Figura (2.8) si può affermare che per $f_0 < f_{sw} < f_m$ il limite tra regione ZCS e ZVS è modellato dalla seguente espressione:

$$R_{crit} = |Z_{o0}| \sqrt{\frac{-Z_{j\infty}}{Z_{i0}}} \quad (2.4)$$

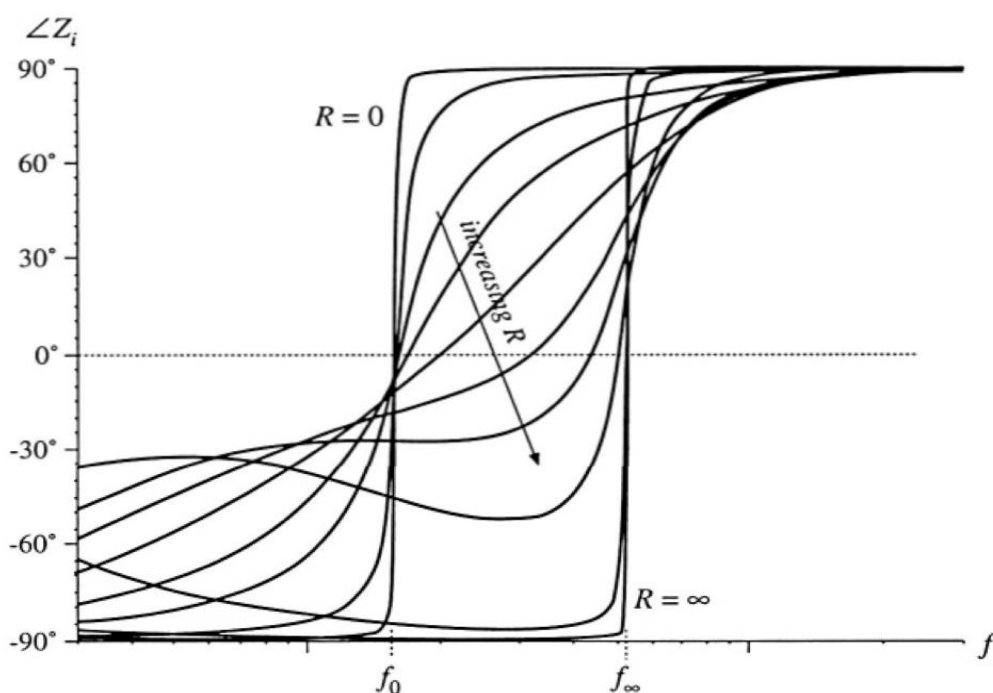


Figura 2.9 Variazione della fase dell'impedenza della rete risonante con la resistenza di carico

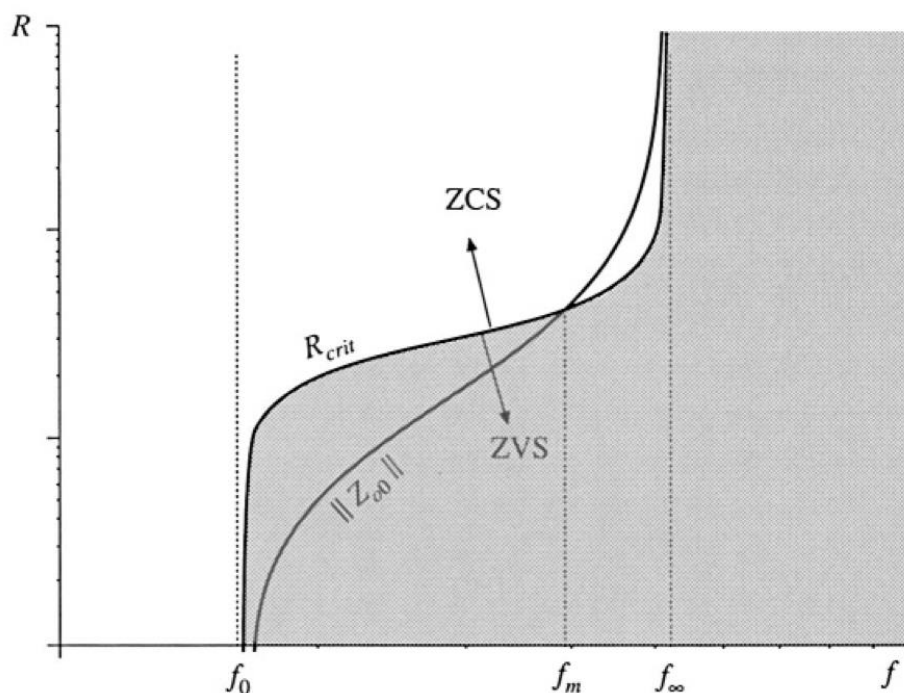


Figura 2.10 Comparazione della resistenza critica con l'impedenza adattata $|Z_{o0}|$

La quantità Z_{o0} corrisponde all'impedenza d'uscita del convertitore e in corrispondenza della condizione $R = |Z_{o0}|$ si ha completo adattamento e quindi massima potenza d'uscita. Le impedenze $Z_{j\infty}$ e Z_{i0} sono puramente immaginarie quindi l'equazione (2.4) non ha soluzioni reali a meno che esse non abbiano fasi opposte. Normalmente è perseguito un comportamento tale per cui si ottenga lo ZVS a carico adattato con correnti circolanti basse e una buona efficienza a basso carico. Questo comportamento si verifica con $f_0 < f_{sw} < f_m$ ma a queste frequenze lo ZVS rischia di essere perso a carico basso, per evitare ciò e massimizzare quindi il range di possibili valori di carico coi quali il sistema rimane stabile si tende ad utilizzare valori di impedenze per cui sia garantito $|Z_{j\infty}| \gg |Z_{i0}|$.

2.2. IGBT e MOSFET

Alla base della commutazione vi sono degli elementi base che rivestono la funzione di interruttori, tra le strutture più comuni si trovano i MOSFET e gli IGBT.

- MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor-Field-Effect-Transistor)

È un tipo di transistor ad effetto di campo utilizzato in vari settori dell'elettronica, esso è costituito da un substrato in materiale semiconduttore drogato al quale vengono aggiunti tre terminali: gate, source e drain. Pilotando il gate tramite una tensione è possibile controllare il passaggio di cariche tra i terminali di source e drain, quindi generare e comandare una corrente sul dispositivo. A seconda che il drogaggio del semiconduttore sia di tipo n o di tipo p il transistor prende rispettivamente il nome di nMOSFET e pMOSFET abbreviati in nMOS e pMOS.

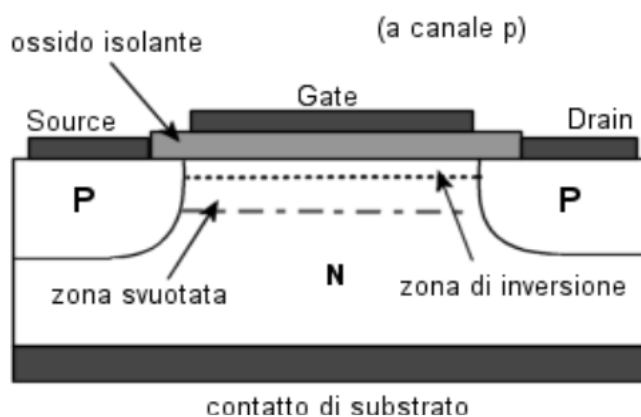


Figura 2.11 Schema costitutivo di un MOSFET a canale p

Nelle applicazioni ad alti valori di tensione e corrente esso assume il nome di MOSFET di potenza e rispetto agli altri dispositivi di potenza a semiconduttore esso dimostra vantaggi in termini di velocità di commutazione, efficienza a basse tensioni, possiede un gate isolato che lo

rende semplice da pilotare ed infine offre la possibilità di mettere in parallelo più dispositivi per aumentare la corrente.

A differenza dei MOSFET di segnale i MOSFET di potenza hanno una struttura non planare ma verticale, in questa configurazione il transistor può sostenere sia elevate tensioni di blocco, sia elevate correnti all'interno di un unico corpo di silicio.

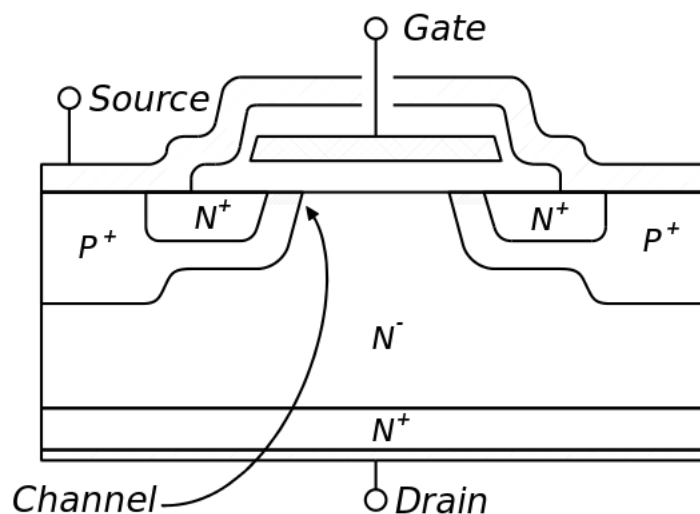


Figura 2.12 Struttura verticale del MOSFET di potenza

Quando il componente è nello stato ON presenta un comportamento resistivo tra i terminali di drain e source, questo effetto è concentrato nella resistenza R_{DSon} la quale è a sua volta una somma di vari contributi. Quando invece il transistor si trova nello stato OFF la struttura risulta fortemente asimmetrica e polarizzata inversamente quindi la regione di carica spaziale si estende principalmente nel lato meno drogato. Questo significa che lo strato deve sopportare la maggior parte della tensione tra drain-source.

I due principali parametri che governano sia la tensione di breakdown sia la R_{DSon} sono il livello di drogaggio e lo spessore dello strato epitassiale N^- visibile in Figura (2.12). La velocità di commutazione del MOSFET risulta superiore a quella dei dispositivi bipolari, come già accennato, perchè in questa struttura non è necessario rimuovere i portatori minoritari al momento

della commutazione. L'unica limitazione intrinseca alla velocità di switching è rappresentata dalle capacità interne parassite del componente, queste capacità devono infatti essere caricate e scaricate durante la commutazione e il processo può risultare lento poiché la corrente che fluisce attraverso le capacità di gate è limitata dai circuiti di driver esterni. Questi circuiti di driver, assumendo induttanze sufficientemente basse, determinano l'effettiva velocità di commutazione del transistor. Il simbolo circuitale del dispositivo è il seguente:

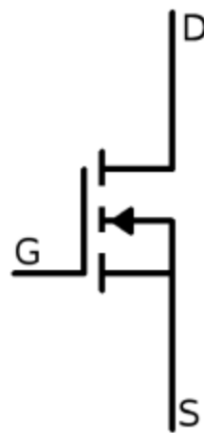


Figura 2.13 Simbolo circuitale del Mosfet previsto dalle norme

•IGBT (Insulated Bipolar Gate Transistor)

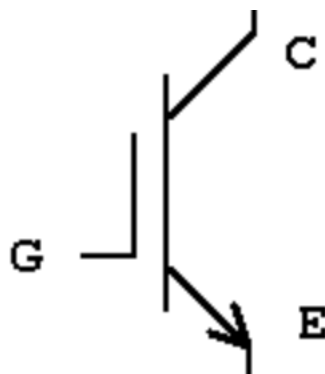


Figura 2.14 Simbolo circuitale dell'IGBT

L'IGBT è un dispositivo a semiconduttore utilizzato in applicazioni ad alta potenza dove risulta necessario dover commutare elevate tensioni (200V – 1200V) e correnti (15A – 100A). Esso combina il grande guadagno in corrente continua di un MOSFET con un'ottima capacità di controllo ed elevata tensione di blocco di un BJT in una struttura semplice.

Il controllo di questo dispositivo tramite gate avviene sostanzialmente come quello di un MOSFET, per l'accensione deve essere caricata la capacità di gate mentre per spegnerlo essa deve essere scaricata. La caratteristica di funzionamento è la seguente:

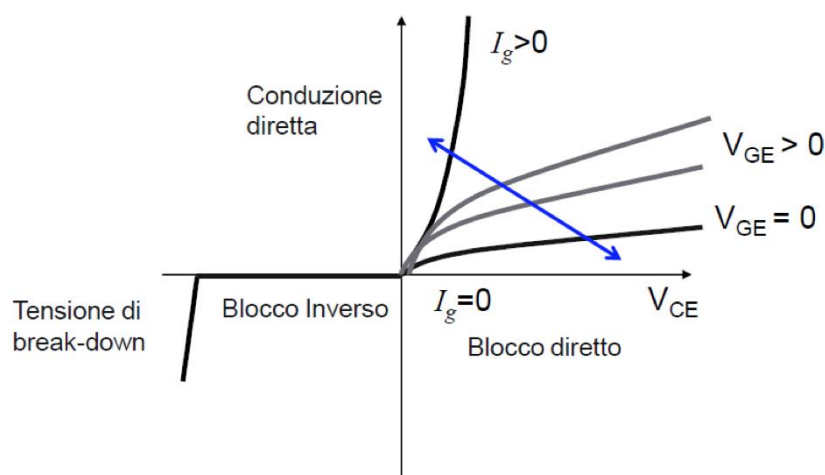


Figura 2.15 Caratteristica I-V di un IGBT

La caratteristica in conduzione diretta è dipendente dal valore V_{CE} e generalmente questa tensione ha un valore molto elevato in modo da evitare i punti con alte perdite di conduzione sulle caratteristiche intermedie. Operando in queste condizioni le commutazioni di corrente avvengono molto facilmente e il dispositivo riesce ad avere un comportamento bidirezionale. Un ulteriore pregio dell'IGBT è la bassa resistenza interna tra collettore ed emettitore.

Il principale difetto risulta invece la limitata velocità di commutazione, essendo infatti un ibrido tra MOSFET e BJT non riuscirà mai a raggiungere le velocità di switching raggiunte dal MOSFET puro il quale verrà quindi

preferito nei casi di applicazioni che richiedono tempi di accensione e spegnimento rapidissimi.

La maggior parte degli interruttori, IGBT compreso, presentano in antiparallelo un diodo di *freewheeling*. Quando il componente è polarizzato in diretta esso conduce ed essendo unidirezionale conduce solo in un determinata direzione, quando viene polarizzato in inversa alla corrente è permesso di fluire nella direzione opposta proprio grazie a questo diodo che nella maggior parte dei casi è di tipo *fast recovery*.

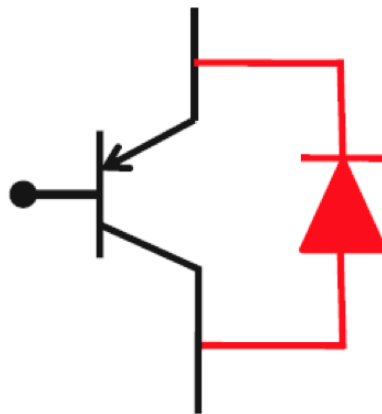


Figura 2.16 Diodo di *freewheeling*

2.1. Blocco commutatore

Il blocco iniziale commutatore è composto da un chopper a quattro quadranti che tramite un opportuno segnale di controllo genera la tensione in uscita desiderata che andrà poi ad attivare la rete risonante a valle.

2.3.1. Chopper a due quadranti

Per descrivere compiutamente il chopper a quattro quadranti è necessario descrivere innanzitutto il chopper a due quadranti, o *half-bridge*. L'*half-bridge* è stato pensato per quelle applicazioni che presentano un carico attraversato da correnti positive e negative, ovvero è stato ideato per lavorare su due quadranti, in particolare il I e il IV. Questo circuito è formato da due interruttori e due diodi, molto spesso i componenti commutanti vengono commercializzati già dotati di diodo in antiparallelo. Ciascun interruttore può assumere lo stato ON oppure OFF perciò le possibili combinazioni, le quali corrispondono allo stato del circuito, sono quattro.

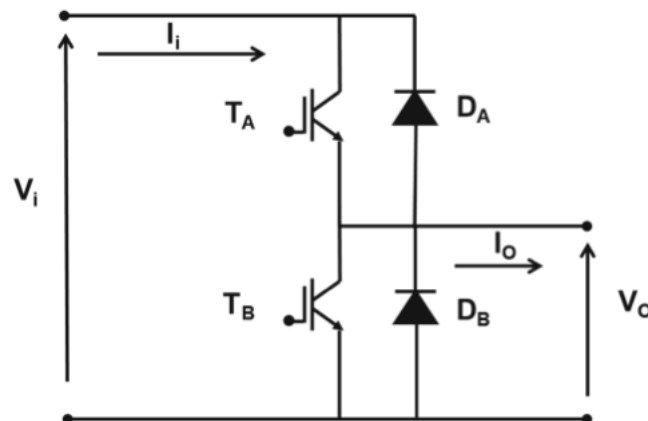


Figura 2.17 Schema circuitale del chopper a due quadranti

Per analizzare questo convertitore si ipotizza una alimentazione ideale in tensione e come carico un generatore di corrente, ovvero fortemente induttivo.

- STATO 1 (T_A ON - T_B ON): Indipendentemente dal verso della corrente assorbita dal carico l'alimentazione è cortocircuitata, questa situazione è da evitare nel modo più assoluto dato che danneggerebbe i componenti.

- STATO 2 (T_A ON - T_B OFF): L'interruttore T_A è acceso e nel caso di corrente assorbita positiva conduce, nel caso di corrente negativa entra in conduzione il diodo in antiparallelo. Nel primo caso $V_o=V_i$ e $I_o=I_i$ mentre nel secondo $V_o=0$ e $I_i=0$.

- STATO 3 (T_A OFF - T_B ON): L'interruttore T_A è sempre spento mentre T_B è sempre acceso e conduce nel caso di corrente assorbita positiva, nel caso di corrente negativa è attivo il diodo in antiparallelo. In entrambi i casi si ha $V_o=0$ e $I_i=0$.

- STATO 4 (T_A OFF - T_B OFF): Entrambi gli interruttori sono spenti. Quando la corrente assorbita è positiva conduce D_B e si ha $V_o=0$ e $I_i=0$ mentre se la corrente è negativa conduce D_A e si ha $V_o=V_i$ e $I_o=I_i$.

Si osserva quindi come gli stati 2 e 3 siano indipendenti dal verso della corrente assorbita dal carico, proprio queste due configurazioni vengono utilizzate per applicare una tensione nota all'uscita.

Nel caso reale il circuito prevede un carico ohmico-induttivo descrivibile con questa relazione:

$$v_o = R_o i_o + L_o \frac{di_o}{dt} \quad (2.5)$$

La forma d'onda della tensione d'uscita è come già visto indipendente dalla natura del carico mentre la corrente non può più essere costante bensì avrà un certo ripple esprimibile tramite lo sviluppo in serie di Taylor. Questo ripple è funzione della tensione di alimentazione del chopper, del tempo di ciclo e del valore L_o . Per avere un ripple contenuto è opportuno lavorare con tensioni relativamente basse, frequenze di commutazione dell'ordine dei kHz e induttanze dell'ordine dei mH.

2.3.2. Tempo morto

In un sistema reale nessun tipo di commutazione può avvenire in un istante infinitesimo, allo stesso modo nel circuito del chopper a due quadranti non è possibile avere il passaggio da stato 2 a stato 3, e viceversa, senza passare per un certo periodo di tempo dallo stato 1. Come già giustificato lo stato 1 non è ammissibile perciò è vitale l'introduzione di un certo intervallo di attesa in modo da essere certi del completo spegnimento dell'interruttore in conduzione, questo intervallo è chiamato tempo morto.

Durante il tempo morto entrambi gli interruttori sono spenti, si verifica sostanzialmente il comportamento di stato 4. L'aggiunta di questo ritardo però non è trasparente al sistema, infatti durante il tempo morto il carico subisce una tensione indeterminata la quale dipende dal verso che assume la corrente in quel lasso di tempo perciò si ha una tensione finale in uscita diversa da quella desiderata. Valori tipici dei tempi morti per la tecnologia IGBT sono dell'ordine di qualche μs .

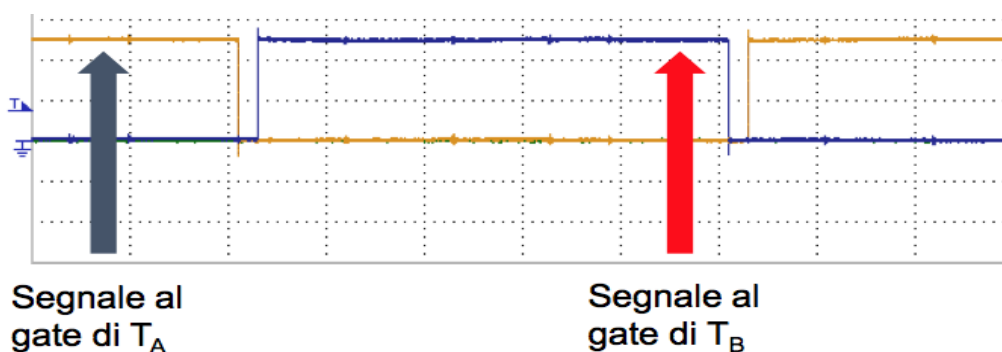


Figura 2.18 Tempo morto nella transizione da stato 2 a stato 3

2.3.3. Controllo del chopper a due quadranti

Per il controllo del chopper è possibile utilizzare una funzione di commutazione la quale è rappresentata da un'onda quadra con una particolare frequenza che definisce il comportamento del circuito in modo tale da ottenere un

valore di tensione in uscita desiderato. Il valore istantaneo della tensione in uscita può essere correlato al valore istantaneo della funzione di commutazione s .

- $S=1$ corrisponde allo stato 2 con $V_o=V_i$
- $S=0$ corrisponde allo stato 3 con $V_o=0$

Si può quindi ottenere la seguente relazione:

$$v_o = sV_i \quad (2.6)$$

Valutando il valore medio della tensione di uscita nel tempo di ciclo T_C si ottiene la modulante m :

$$m = \frac{1}{T_C} \int_0^{T_C} s dt \quad (2.7)$$

Il valore m è anche chiamato *duty cycle* e tramite esso si può ottenere l'esatto valore di tensione d'uscita desiderata.

$$V_{o \text{ media}} = mV_i \quad (2.8)$$

2.3.4. Chopper a quattro quadranti

Un chopper a quattro quadranti, chiamato anche ponte H o *full-bridge*, si ottiene collegando in parallelo due chopper a due quadranti, chiamati anche *half-bridge*, e derivando il carico tra i morsetti centrali.

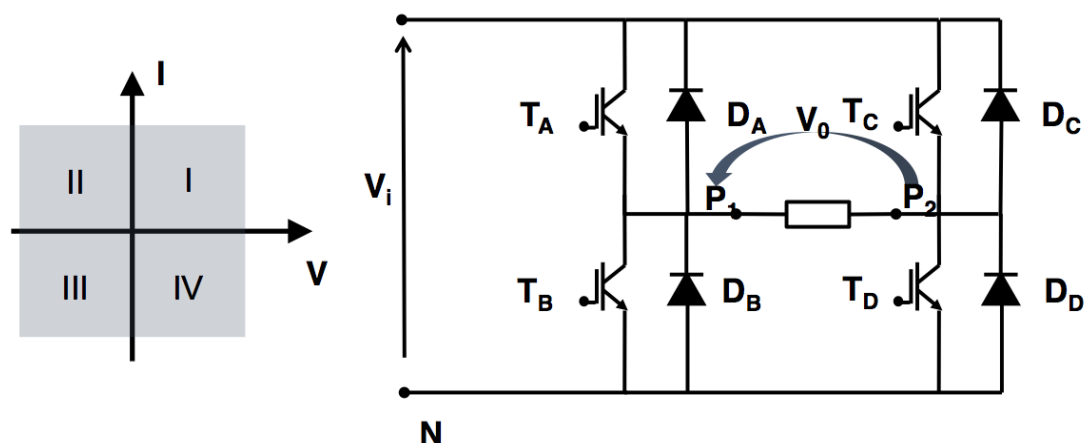


Figura 2.19 Schema circuitale di un chopper a quattro quadranti e quadranti di funzionamento

In questo caso siccome il sistema è formato da due rami per ognuno di essi dovrà essere definita una funzione di commutazione, in particolare esse verranno chiamate s_1 ed s_2 .

Considerando inoltre che per ogni ramo vi sono solo due stati possibili il chopper a quattro quadranti offre la possibilità di commutare tra quattro possibili stati. Il valore della tensione d'uscita può essere definito in relazione alle funzioni di commutazione e tensione d'ingresso:

$$V_0 = (s_1 - s_2)V_i \quad (2.9)$$

- STATO 1 ($s_1 = 1 - s_2 = 0$)
- STATO 2 ($s_1 = 0 - s_2 = 1$)
- STATO 3 ($s_1 = 1 - s_2 = 1$)
- STATO 4 ($s_1 = 0 - s_2 = 0$)

Come già effettuato per il chopper a due quadranti è possibile definire le due modulanti di ramo m_1 ed m_2 :

$$m_1 = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} s_1 dt \quad (2.10)$$

$$m_2 = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} s_2 dt \quad (2.11)$$

Ed infine l'espressione della tensione d'uscita in relazione alle modulanti:

$$V_{Oref} = (m_1 - m_2)V_i \quad (2.12)$$

2.4. Rete risonante LLC

La rete risonante, chiamata anche *tank network*, è composta dai componenti C_r , L_r ed L_m ed essi rappresentano la chiave nello schema dell'intero convertitore. La potenza trasferita dalla sorgente al carico tramite il tank network è quasi interamente contenuta nell'armonica fondamentale dello sviluppo in serie Fourier delle correnti e delle tensioni. Grazie a questa considerazione è possibile applicare l'approssimazione di prima armonica (FHA), ovvero è possibile trascurare l'effetto di tutte le armoniche diverse dalla prima e trasformare quindi il circuito non lineare in Fig 2.3 in un circuito lineare.

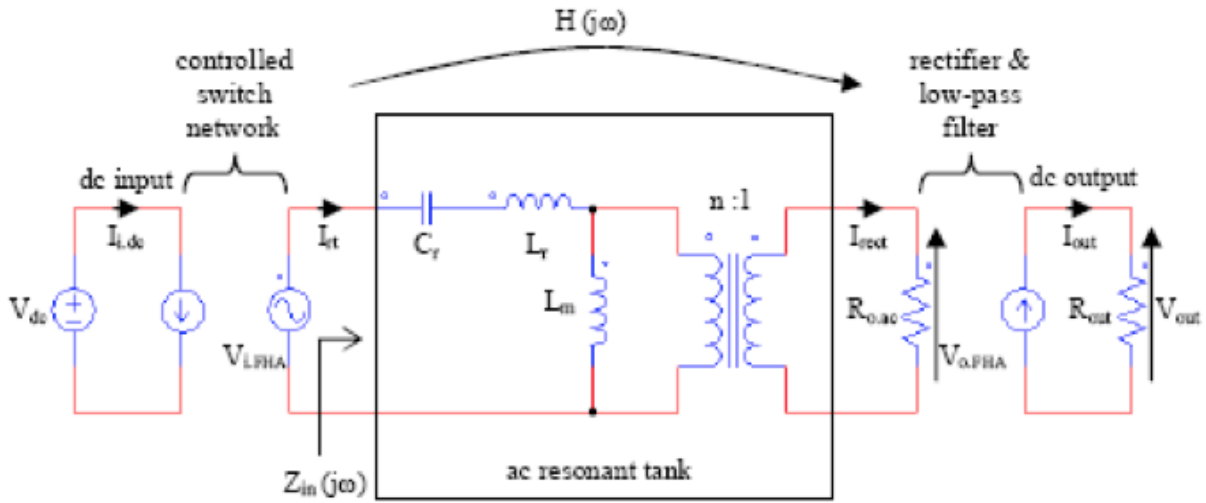


Figura 2.20 Modello circuitale linearizzato tramite FHA

Prendendo in considerazione il circuito semplificato appena mostrato si nota come il modello a due porte del tank può essere definito attraverso $H(s)$ e dall'impedenza di ingresso $Z_{in}(s)$.

$$H(s) = \frac{V_{0,FHA}(s)}{V_{i,FHA}(s)} = \frac{1}{n} \frac{n^2 R_{o,ac} // L_m}{Z_{in}(s)} \quad (2.13)$$

$$Z_{in}(s) = \frac{V_{i,FHA}(s)}{I_r(s)} = \frac{1}{nC_r} + sL_r + n^2 R_{o,ac} // L_m \quad (2.14)$$

Il valore $R_{o,ac}$ corrisponde alla resistenza di carico offerta dal ponte raddrizzatore al trasformatore la quale attraverso il rapporto di trasformazione può restituire il valore effettivo della resistenza di carico riflessa al primario del trasformatore, indicata con R_{ac} . Partendo dall'equazione costituente del trasformatore:

$$\frac{V_{primario}}{V_{secondario}} = \frac{n_{primario}}{n_{secondario}} \quad (2.15)$$

E dalla sua versione in corrente:

$$\frac{I_{\text{primario}}}{I_{\text{secondario}}} = \frac{n_{\text{secondario}}}{n_{\text{primario}}} \quad (2.16)$$

Dove V e I risultano le tensioni e correnti impresse agli avvolgimenti mentre n il numero di avvolgimenti. Considerando che:

$$P_{\text{primario}} = P_{\text{secondario}} \quad (2.17)$$

$$P = VI = RI^2 \quad (2.18)$$

Si ottiene:

$$(R_{\text{primario}}I_{\text{primario}})^2 = (R_{\text{secondario}}I_{\text{secondario}})^2 \quad (2.19)$$

Infine combinando la (2.16) con la (2.19) e considerando R_{primario} corrispondente ad R_{ac} e $R_{\text{secondario}}$ corrispondente al $R_{o,ac}$ si può ottenere:

$$R_{ac} = n^2 R_{o,ac} \quad (2.20)$$

In questa espressione si è assunto il numero di spire al secondario con valore unitario perciò il valore n rappresenta il rapporto spire al primario ovvero n_{primario} .

Prima di analizzare nel dettaglio l'impedenza di ingresso del circuito risonante si vanno a definire alcuni parametri i quali rappresenteranno i fattori sui quali poter lavorare per definire il funzionamento del circuito:

- Impedenza caratteristica Z_0 :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (2.21)$$

- Frequenza di risonanza f_r :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_r L_r}} \quad (2.22)$$

- Fattore di merito Q :

$$Q = \frac{Z_0}{R_{ac}} \quad (2.23)$$

- Rapporto di induttanze λ :

$$\lambda = \frac{L_r}{L_m} \quad (2.24)$$

- Frequenza di commutazione normalizzata f_n :

$$f_n = \frac{f_{sw}}{f_r} \quad (2.25)$$

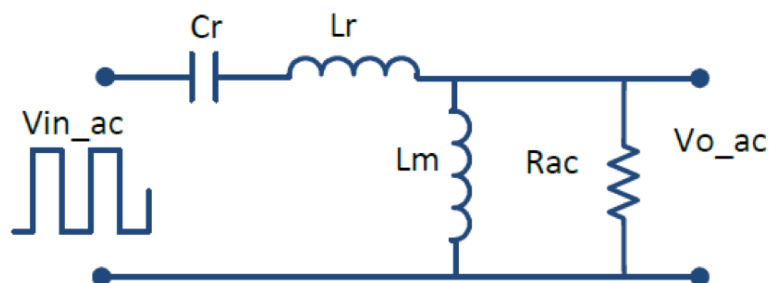


Figura 2.21 Circuito risonante equivalente con approssimazione di prima armonica.

Analizzando l'impedenza di ingresso di questo circuito risonante è possibile osservare che essa può essere vista come costituita da una impedenza serie e una parallelo:

$$Z_{serie}(s) = sL_r + \frac{1}{sC_r} = \frac{1}{sC_r} \left(1 + \frac{s^2}{\omega_r^2}\right) \quad (2.26)$$

$$Z_{parallelo}(s) = \frac{R_{ac}sL_m}{R_{ac} + sL_m} = \frac{sL_m}{1 + s\frac{L_m}{R_{ac}}} \quad (2.27)$$

Dalle quali si può ottenere l'espressione dell'impedenza di ingresso normalizzata, ovvero divisa per il valore dell'impedenza caratteristica Z_0 , la quale risulta complessa:

$$Z_{in,n}(f_n) = \frac{Qf_n^2}{\lambda^2 + (Qf_n)^2} + j \left(\frac{f_n^2 - 1}{f_n} + \frac{\lambda f_n}{\lambda^2 + (Qf_n)^2} \right) \quad (2.28)$$

Con f_r pari alla frequenza di risonanza e f_{sw} pari alla frequenza di switching. Come già mostrato nel Capitolo 2.1 il valore del modulo dell'impedenza di ingresso varia al variare della frequenza di switching (in questo caso f_n) e del fattore di merito Q .

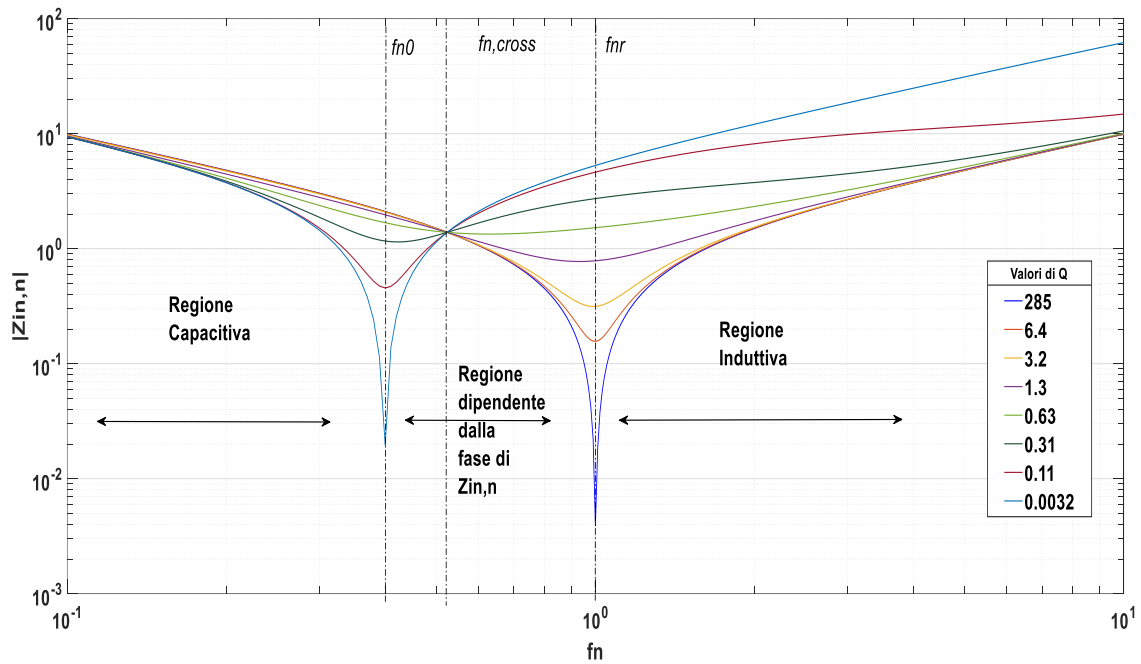


Figura 2.22 Modulo dell'impedenza di ingresso normalizzata al variare della frequenza normalizzata e del valore del fattore di merito Q

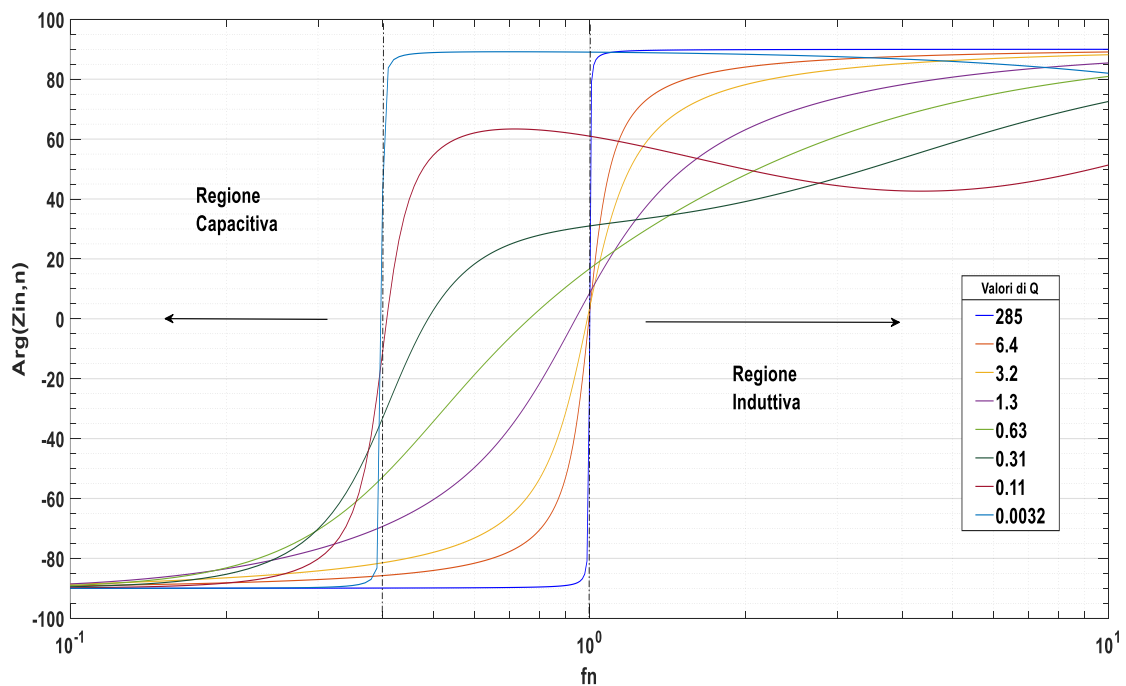


Figura 2.23 Fase dell'impedenza di ingresso normalizzata al variare della frequenza normalizzata e del fattore di merito Q

Come si nota dal grafico in Figura (2.22) esiste una frequenza alla quale tutte le curve sono indipendenti dal valore di Q , questa frequenza è chiamata $f_{n,cross}$ ed assume il seguente valore:

$$f_{n,cross} = \sqrt{\frac{2\lambda}{1+2\lambda}} \quad (2.29)$$

Nel caso di frequenze maggiori della frequenza di crossing l'impedenza di ingresso al crescere di Q , ovvero al diminuire della resistenza carico e quindi al crescere della corrente di uscita I_0 , decresce. Nel caso di frequenze inferiori ad $f_{n,cross}$ accade l'opposto ovvero l'impedenza di ingresso cresce quando cresce Q cioè quando il carico sale e la corrente di uscita I_0 diminuisce.

Risulta interessante capire a questo punto quale sia la frequenza che delimita il comportamento induttivo da quello capacitivo della rete risonante. Per fare questo è sufficiente annullare il termine immaginario della (2.28), in questo modo si ottiene la relazione tra la frequenza ricercata f_{border} (f_b) il fattore di merito corrispondente Q_{border} (Q_b).

$$f_b = \frac{1}{Q_b} \sqrt{\frac{1}{2} \left\{ Q_b^2 - \lambda(1-\lambda) + \sqrt{[Q_b^2 - \lambda(1-\lambda)]^2 + 4Q_b^2 \lambda^2} \right\}} \quad (2.30)$$

Ritornando allo schema in Figura (2.21) per $f_n > 1$, quindi con f_{sw} coincidente a f_r , il circuito si comporta per ogni valore del carico in maniera induttiva, in questa regione quindi i valori di frequenza sono tutti superiori alla risonanza del ramo serie $L_r C_r$.

Nel caso opposto si ha che la frequenza di switching limite corrisponde alla frequenza di risonanza tra C_r e la serie di $L_r L_m$ la quale assume il seguente valore:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m)C_r}} \quad (2.31)$$

La cui versione normalizzata corrisponde a:

$$f_{n0} = \frac{\frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m)C_r}}}{\frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}} = \sqrt{\frac{\lambda}{1 + \lambda}} \quad (2.32)$$

Si può concludere quindi che è possibile ottenere una impedenza di ingresso puramente reale solo nel range di frequenze normalizzate pari a:

$$\sqrt{\frac{\lambda}{1 + \lambda}} < f_n < 1 \quad (2.33)$$

Nel grafico di Figura (2.22) viene riportato invece l'andamento della fase dell'impedenza di ingresso al variare della frequenza di switching normalizzata e al variare del fattore di merito Q. Si nota che anche in questo caso, come già accadeva nel grafico del modulo dell'impedenza di ingresso, si presentano due casi limite nei quali la fase passa quasi istantaneamente da 90 gradi a -90 gradi, merito della vicinanza alle due frequenze di risonanza f_{nr} ed f_{n0} . In tutti gli altri casi l'inversione di fase viene effettuata più o meno lentamente a seconda del valore di Q.

2.5. Rettificatore

I rettificatori sono componenti che convertono energia di tipo alternato in energia di tipo continuo. La regione di funzionamento è limitata al primo quadrante ovvero il componente è in grado di alimentare il carico con sole correnti e tensioni positive. Essi possono essere classificati in base al numero di fasi in raddrizzatori trifasi o monofasi oppure in funzione dei dispositivi elettronici di cui sono composti in raddrizzatori controllati, semicontrollati e non controllati.

Nel caso in questione si farà riferimento a un raddrizzatore monofase non controllato, composto cioè da semplici diodi non controllati.

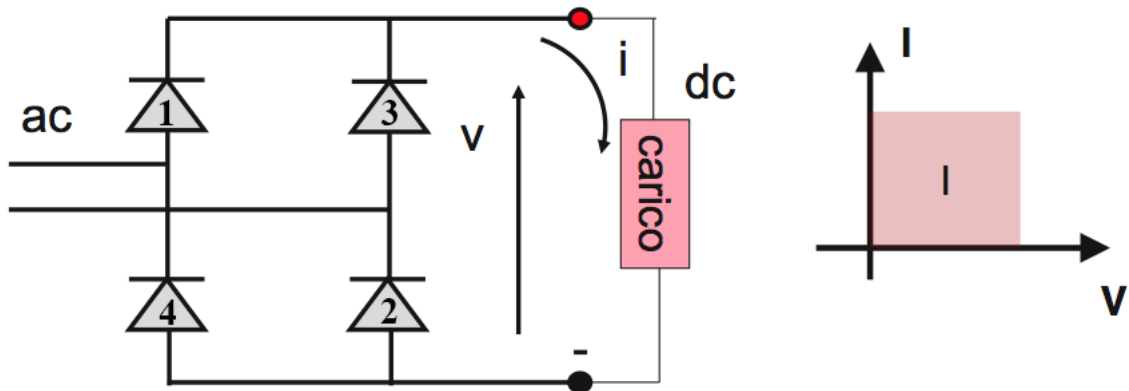


Figura 1.24 Schema generale del raddrizzatore non controllato con regione di funzionamento.

Ipotizzando di considerare i diodi completamente ideali, di alimentare con una tensione sinusoidale il sistema e collegandovi in uscita un generatore di corrente, il quale rappresenta un carico fortemente induttivo, è possibile analizzarne il funzionamento. La forma d'onda sinusoidale che rappresenta la tensione di ingresso è per metà del tempo positiva e per l'altra metà negativa, si distinguono quindi due fasi di lavoro:

- V_i negativa ($V_a > V_b$): i diodi 1 e 2 conducono mentre 3 e 4 sono interdetti, la tensione di uscita è pari alla tensione di ingresso così come la corrente.
- V_i positiva ($V_a < V_b$): i diodi 3 e 4 conducono mentre 1 e 2 sono interdetti, la tensione di uscita è pari alla tensione di ingresso cambiata di segno così come la corrente.

La potenza istantanea in ingresso e in uscita coincidono in ogni istante a patto che le condizioni di idealità imposte inizialmente siano verificate e che non vi siano componenti all'interno del circuito in grado di immagazzinare energia. La corrente

assorbita all'ingresso del convertitore ha l'andamento di un'onda quadra la quale essendo simmetrica può essere sviluppata in una serie di termini di soli coseni, si può notare inoltre la presenza unicamente di armoniche dispari.

La tensione in uscita è continua unidirezionale ma presenta un andamento pulsante ad una frequenza pari al doppio di quella di ingresso. Il valore medio della tensione di uscita risulta:

$$V_0 = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{4}}^{\frac{T}{4}} V_{iM} \cos(\omega t) dt = \frac{2}{\pi} V_{iM} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_i \quad (2.34)$$

Una delle problematiche originate da questo dispositivo consiste nella distorsione sulla tensione d'uscita e allo stesso modo alla corrente di ingresso essendo un'onda quadra. Il ripple generato in uscita può causare problemi ai carichi collegati perciò è necessario inserire tra uscita del raddrizzatore e carico un filtro, generalmente L-C ma non necessariamente, in modo da rendere quasi costante l'uscita. Allo stesso modo si necessita di filtri in ingresso per evitare che eventuali corrente distorte possano provocare cadute di tensione sulle impedenze di linea e di conseguenza su tutti gli altri carichi collegati alla rete.

Essendo la prima armonica della corrente assorbita in fase con la tensione si può affermare che il convertitore presenta fattore di potenza unitario perciò il raddrizzatore non controllato non necessita di rifasamento.

Si facciano ora cadere le ipotesi di idealità imposte inizialmente, ai capi dei diodi sarà presente una caduta di tensione e il carico assumerà natura ohmico-induttiva od ohmico-capacitiva. In questo caso si può osservare come le forme d'onda della tensione e corrente assorbite dal raddrizzatore siano differenti, il rendimento del componente diventerà necessariamente minore di 1 mentre si può verificare come il fattore di potenza rimanga unitario anche nel caso di rettificatore reale. Per un carico ohmico-induttivo:

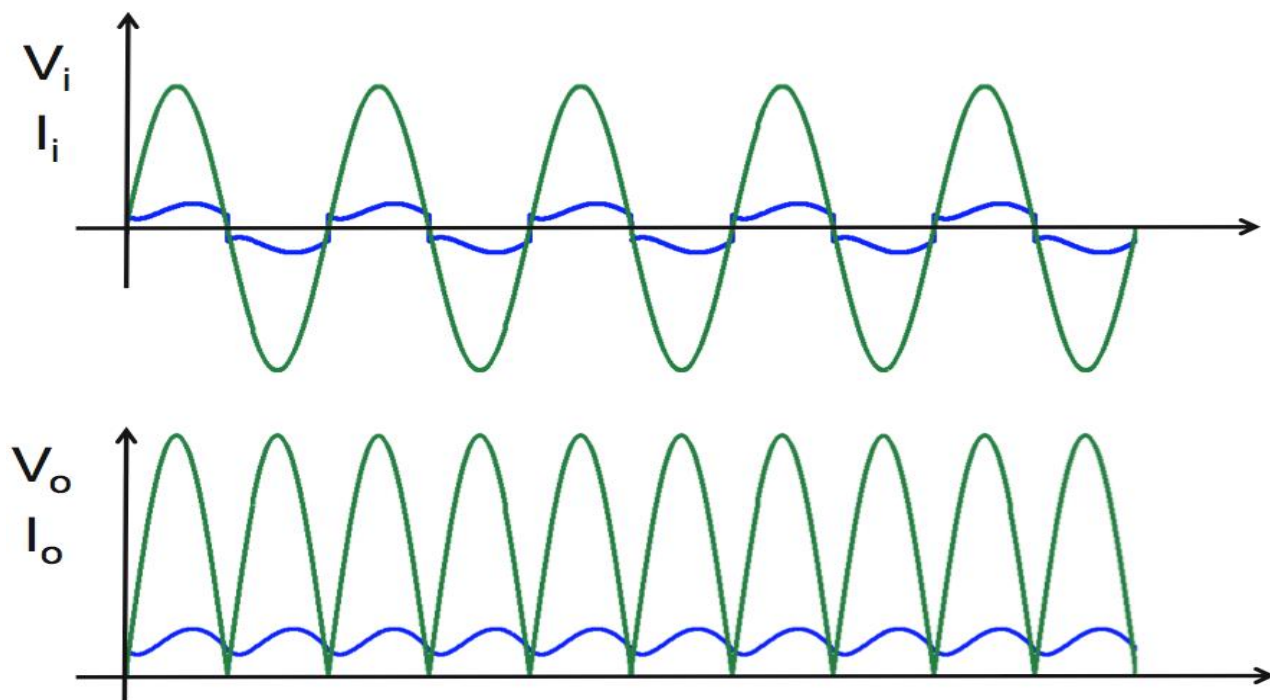


Figura 2.25 Tensione e corrente in ingresso ed in uscita a un raddrizzatore non controllato collegato ad un carico ohmico-induttivo

Mentre per un carico ohmico-capacitivo:

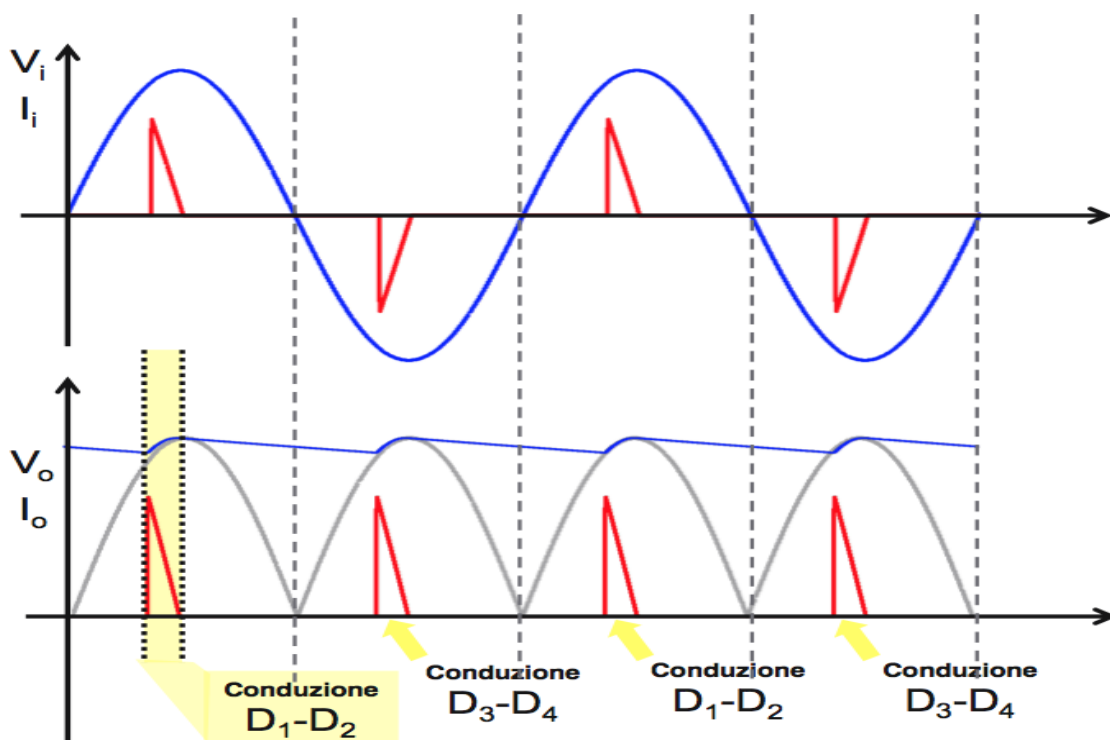


Figura 2.26 Tensione e corrente in ingresso ed in uscita a un raddrizzatore non controllato collegato ad un carico ohmico-capacitivo

In questo secondo caso la tensione di uscita assume un comportamento leggermente ondulatorio provocato dai processi di carica e scarica del condensatore, è comunque possibile considerare l'uscita quasi costante. La corrente sul carico, quindi assorbita dalla rete, ha un andamento impulsivo il cui valore medio può essere ottenuto tramite il rapporto tra V_0 ed R .

Nel caso di carico fortemente capacitivo la corrente assume un comportamento simile a quello di un'onda triangolare dato che l'energia per sostenere il carico è trasferita al condensatore solo negli intervalli di conduzione. Questo effetto provoca una corrente impulsiva che può presentare un valore medio decisamente inferiore al valore di picco di conseguenza nascono problemi nella scelta e nel dimensionamento dei componenti del raddrizzatore. Essi infatti devono sopportare una elevata corrente di picco ripetitivo.

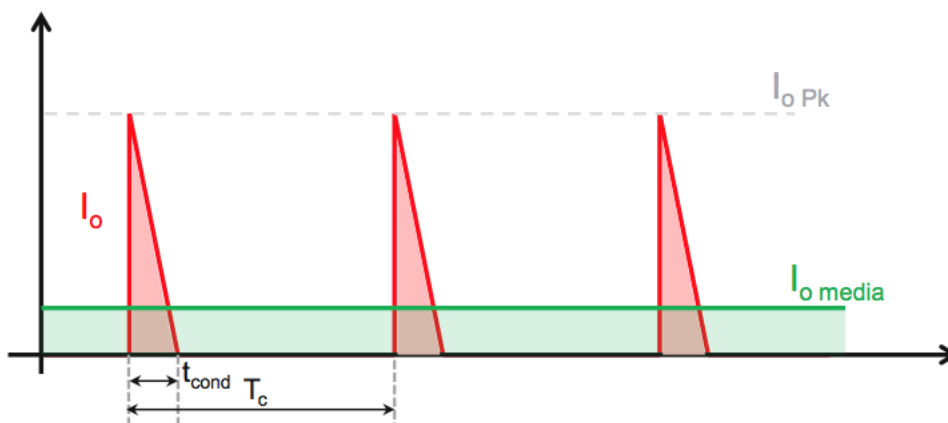


Figura 2.27 Grafico rappresentante la differenza tra corrente di picco ripetitivo (in rosso) e corrente media d'uscita (in verde)

Essi devono sopportare inoltre una grande corrente di picco al momento dell'inserimento del dispositivo in rete, in questa situazione infatti il condensatore che nella sua condizione iniziale risulta scarico inizia a caricarsi comportandosi effettivamente come un cortocircuito determinando un grosso assorbimento di corrente.

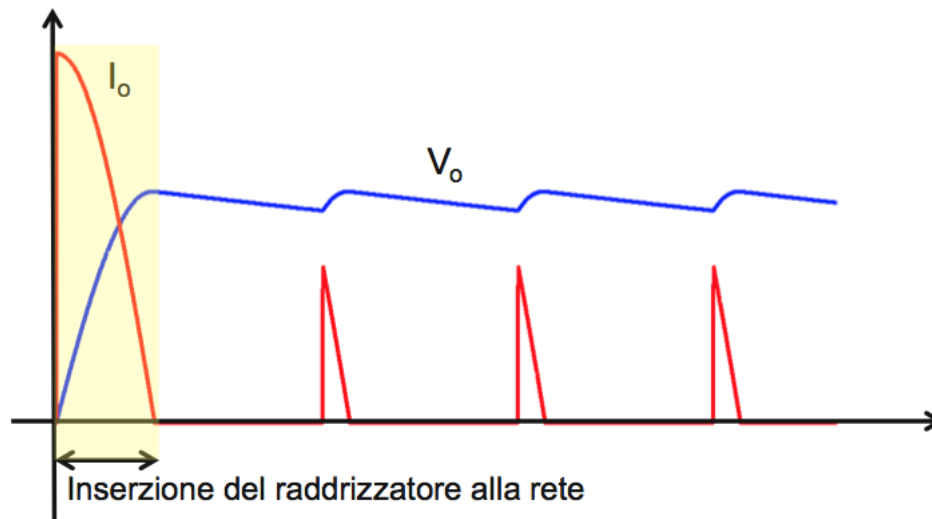


Figura 2.28 Grafico riportante la corrente di picco iniziale assorbita dal raddrizzatore (area gialla)

2.6. Schema complessivo del convertitore risonante LLC

Lo schema generale che riunisce tutti gli elementi di cui si è parlato nei capitoli 2.3, 2.4 e 2.5 è quindi il seguente:

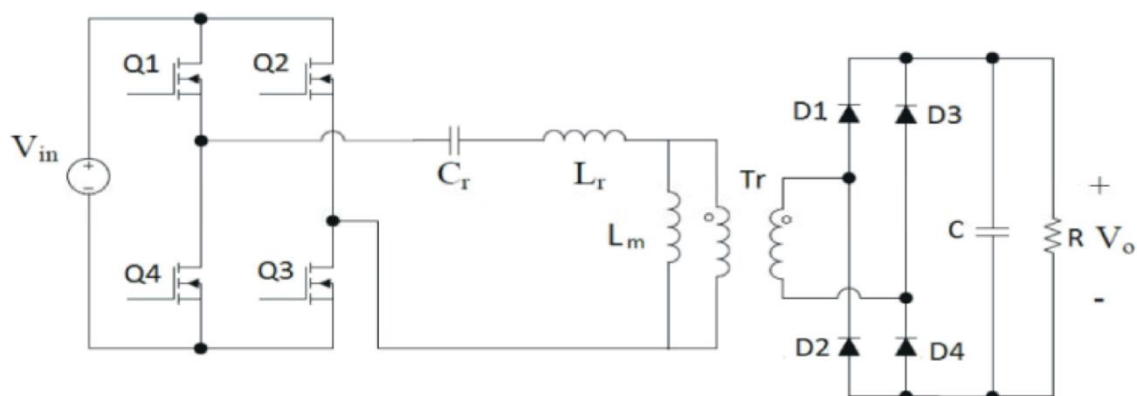


Figura 2.29 Schema complessivo del circuito risonante LLC

Questo circuito è detto a tensione impressa, ovvero un tensione ad onda quadra è applicata ad un circuito risonante. Come visto nel capitolo 2.1 i circuiti di questo

tipo si dividono a seconda del tipo di rete risonante in circuiti risonanti serie e parallelo, in questo caso essendo le rete utilizzata un misto delle due (LLC) esso viene chiamato a topologia ibrida.

Il carico è connesso in parallelo, viene raddrizzata una corrente e per questo il filtro d'uscita risulta di tipo capacitivo. Come analizzato precedentemente la corrente della rete risonante risulta sinusoidale in anticipo o in ritardo rispetto alla tensione corrispondente a seconda della reattanza induttiva o capacitiva che domina il circuito risonante alla frequenza di funzionamento.

Si analizza ora il rapporto di conversione M ovvero il guadagno introdotto dal circuito risonante LLC a meno del rapporto di conversione. Innanzitutto si definisce il valore di M :

$$M = \frac{nV_0}{V_{in}} \quad (2.35)$$

Il quale può essere anche ottenuto in questo modo:

$$M(s) = \frac{Z_{parallelo}(s)}{Z_{in}(s)} \quad (2.36)$$

Esplicitando questa espressione in funzione della frequenza normalizzata di switching si ottiene:

$$M(f_n) = \frac{1}{1 + \lambda - \frac{\lambda}{f_n^2} + jQ(f_n - \frac{1}{f_n})} \quad (2.37)$$

Il cui modulo risulta:

$$|M(f_n)| = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \lambda - \frac{\lambda}{f_n^2}\right)^2 + Q^2\left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2}} \quad (2.38)$$

Si riporta ora il modulo del guadagno del circuito dipendente dalla frequenza normalizzata f_n e dal fattore di merito Q .

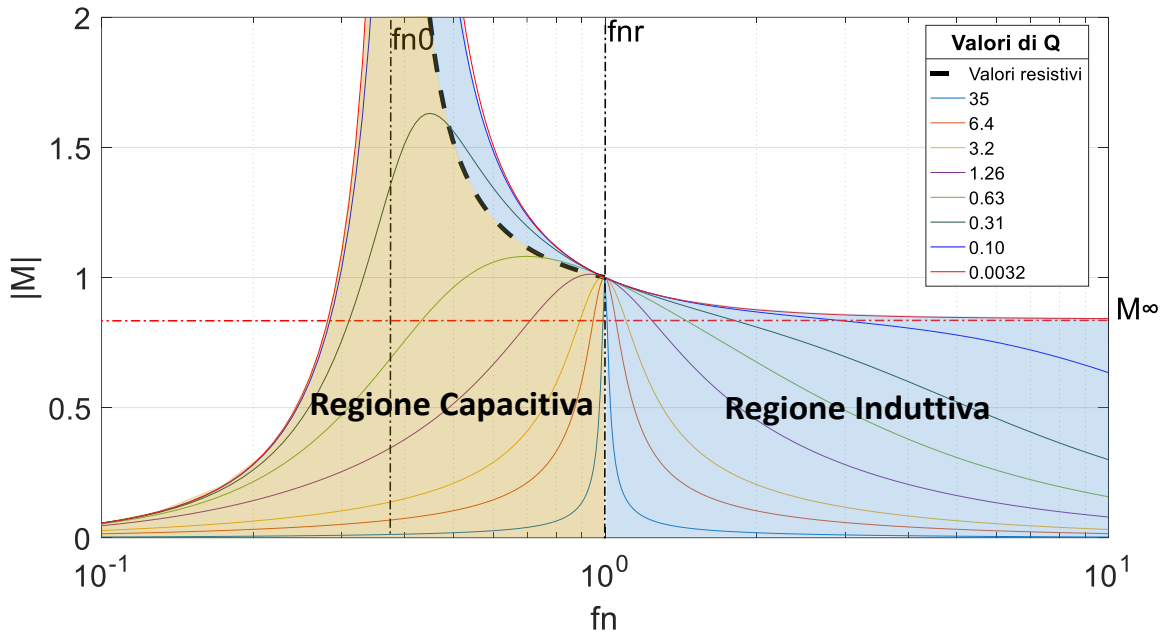


Figura 2.30 Modulo del guadagno del convertitore LLC risonante in funzione della frequenza di commutazione normalizzata e del fattore di merito Q

Si può osservare dal grafico appena mostrato come la curva di colore rosso corrispondente all'ultimo elemento della legenda rappresenti il comportamento del guadagno del convertitore in condizioni di assenza di carico. L'espressione matematica di questa curva risulta:

$$|M(f_n)|_{no-carico} = \frac{1}{\left|1 + \lambda - \frac{\lambda}{f_n^2}\right|} \quad (2.39)$$

In questa situazione il minimo rapporto di conversione a frequenza infinita che si riesce ad ottenere dal circuito e grazie al quale poter progettare il circuito in modo

da farlo lavorare sempre sopra questo limite inferiore anche nel caso di assenza di carico risulta:

$$|M(f_n)|_{no-carico, f_\infty} = \frac{1}{|1 + \lambda|} \quad (2.40)$$

Il livello di questo guadagno è indicato nel grafico dalla linea orizzontale rossa tratteggiata. Il guadagno minimo del circuito se dimensionato in modo corretto assumerà la seguente forma:

$$M_{min} = \frac{2V_o}{V_{in,max}} > \frac{1}{1 + \lambda} \quad (2.41)$$

Di conseguenza la frequenza massima di switching risulta:

$$f_{n,max} = \sqrt{\frac{1}{1 + \lambda - \frac{1}{M_{min}}}} \quad (2.42)$$

Nel caso in cui il denominatore della Formula (2.39) si annulli si consegue il guadagno massimo del convertitore il quale risulta chiaramente tendente ad infinito, questo avviene alla frequenza di risonanza tra C_r e la serie $L_m L_r$ già definita nella Formula (2.32). A frequenza normalizzata unitaria invece, ovvero esattamente alla frequenza di risonanza, si ottiene un guadagno unitario per tutti valori di Q quindi per tutte le curve mostrate nel grafico in Figura (2.30). In questa situazione il ramo $L_r C_r$ risulta un corto circuito e la tensione di ingresso $V_{i,FHA}$ corrisponde alla tensione che cade su L_m .

Una curva molto importante in sede di progetto è quella rappresentata dalla tratteggiata nera la quale definisce tutti quei punti in cui l'impedenza di ingresso assume valori puramente reali, per questo motivo la curva in questione è anche il

separatore tra comportamento induttivo e capacitivo della rete risonante e quindi del funzionamento con zero voltage switching (ZVS) oppure zero current switching (ZCS). L'espressione matematica di questa curva si ottiene ricavando l'espressione di Q_b invertendo la Formula (2.30) e successivamente andando a sostituire il valore appena ottenuto nella Formula (2.38) ottenendo questa formula:

$$M(f_b) = \frac{f_b^2}{\sqrt{f_b^2(f_b^2 + \lambda f_b^2 - \lambda)}} \quad (2.43)$$

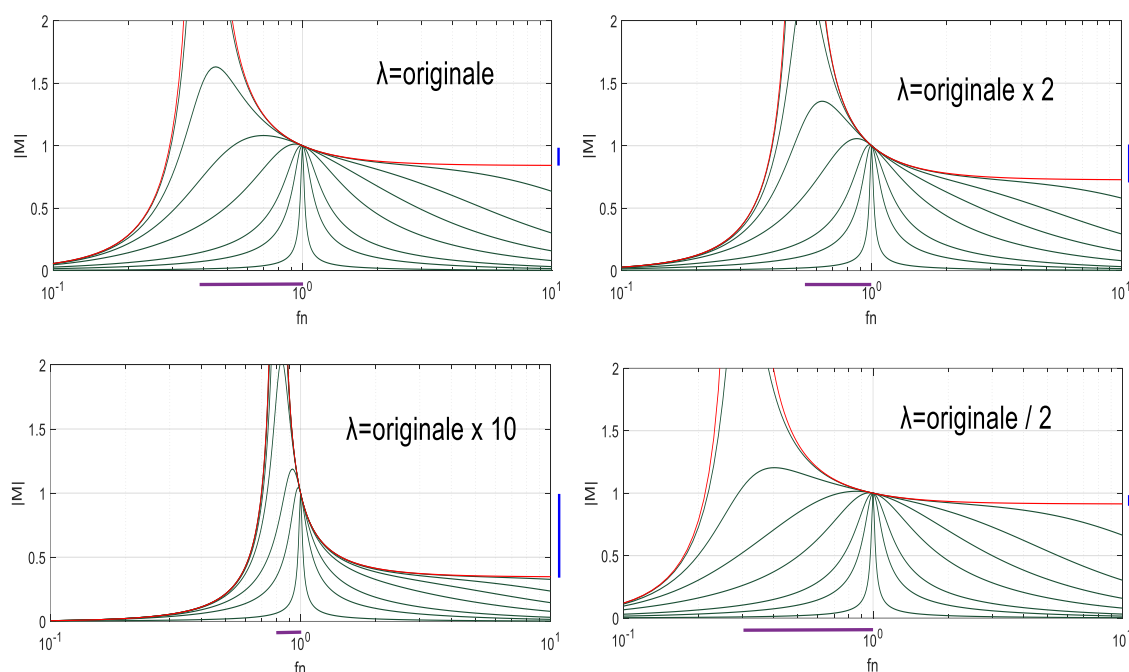


Figura 2.31 Variazione delle curve relative al guadagno del convertitore in base alla variazione del parametro λ

È interessante osservare come il rapporto di conversione si modifica a seconda del valore che assume λ il quale dipende esclusivamente dai parametri tecnologici L_r ed L_m . Col variare di λ variano tutte le curve mostrate in Figura (2.30). Nei grafici in Figura (2.31) vengono confrontate le curve risultanti da varie simulazioni con valori di λ differenti, in questo modo è possibile evidenziare le differenze in termini di valore minimo di guadagno con assenza di carico a frequenza infinita ($M_{no-carico,\infty}$)

colorato in blu e le differenze di range di funzionamento a comportamento non puramente reattivo, ovvero l'intervallo definito da f_{n0} ed f_{nr} , colorato in viola.

Dalla Figura (2.31) si evince come aumentando λ il valore f_{n0} tende ad avvicinarsi a f_{nr} diminuendo quindi il range di frequenze disponibili per il funzionamento non puramente reattivo, quello che verrà utilizzato effettivamente per far funzionare il convertitore, perciò questo è chiaramente un effetto non desiderato. Questo fenomeno si evidenzia tramite la barra viola. Allo stesso modo però si ha un incremento del picco del guadagno complessivo del convertitore per i valori di frequenze comprese nel range d'interesse, questo significa che alle stesse frequenze con un λ maggiore è possibile ottenere un guadagno superiore.

Osservando la barra blu si osserva come al diminuire di λ il minimo guadagno del convertitore a frequenza infinita tende sempre più al guadagno unitario quindi è necessario andare a frequenze decisamente più alte o basse rispetto alla frequenza unitaria per poter scendere col guadagno di conversione e inoltre se si vuole imporre un guadagno minimo M_{\min} il quale venga rispettato per ogni frequenza anche in assenza di carico superiore al valore limite $M_{\text{no-carico},\infty}$ questo può assumere inevitabilmente solo valori superiori ai casi con λ inferiori.

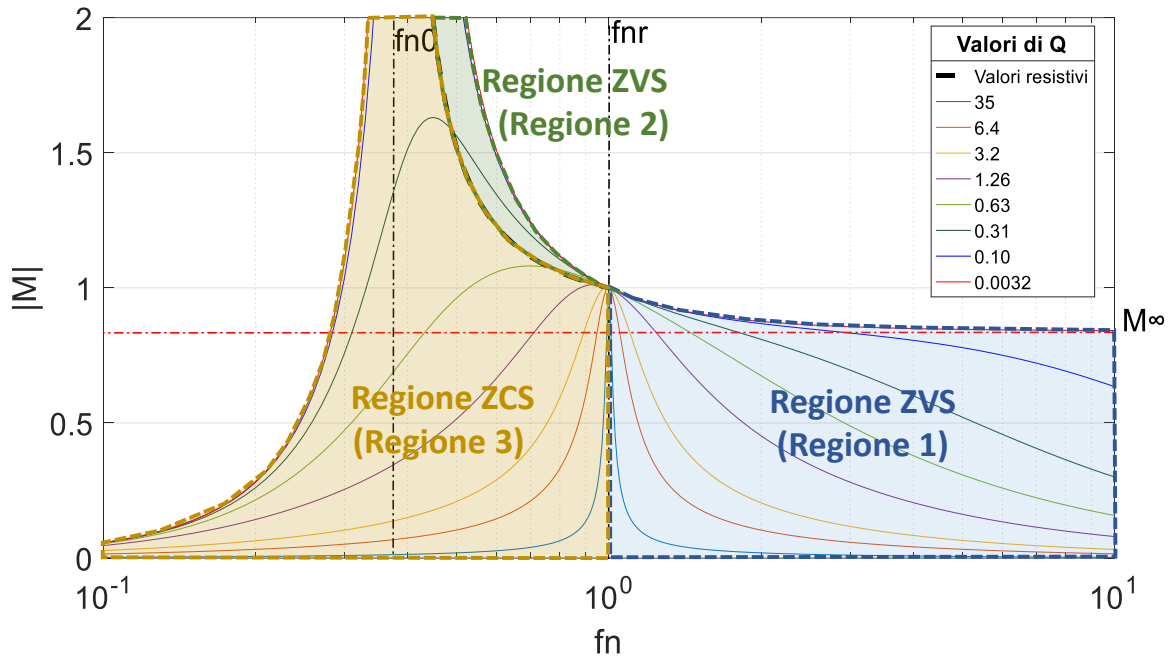


Figura 2.32 Caratteristica di guadagno del convertitore con regioni di funzionamento

La curva rappresentante il guadagno del convertitore fissato un Q può venire suddivisa in varie regioni di funzionamento a seconda della tipologia di switching e della dinamica del guadagno, secondo questi criteri si possono ipotizzare tre regioni di funzionamento. In due di queste regioni (regione 1 e 2) si manifesta la commutazione degli interruttori a tensione nulla ovvero la cosiddetta *zero voltage switching* (ZVS) mentre nella terza regione (regione 3) si manifesta la commutazione degli interruttori a corrente nulla, la *zero current switching* (ZCS).

Considerando invece il rapporto di conversione M del convertitore è evidente che in regione 3 il circuito funziona in regione di ZCS e può lavorare a valori sia superiori che inferiori ad 1 mentre per il comportamento ZVS si ha la regione 2 nella quale il valore di M può solo superare 1 mentre in regione 1 M può solo diminuire rispetto al guadagno unitario.

Si ha quindi una modulazione del guadagno M tramite la variazione della frequenza e il convertitore può lavorare in tre differenti modalità. Ogni modalità di funzionamento effettua durante un ciclo di switching al massimo due tipi di operazioni.

- Trasferimento potenza: questa operazione può avvenire due volte all'interno di un ciclo di switching, quando la rete risonante è eccitata con una tensione positiva e quindi la corrente risuona in direzione positiva, questa fase è mostrata in Figura (2.33) e quando la rete risonante è rifornita con un tensione negativa e di conseguenza la corrente risonante scorre con verso negativo, comportamento mostrato in Figura (2.34). Durante la fase di distribuzione della potenza la tensione dell'induttanza di magnetizzazione è rappresentata dalla tensione d'uscita riportata al primario che sarà quindi o positiva o negativa. La differenza tra la corrente di risonanza e quella magnetizzante attraversa il trasformatore e tramite il rettificatore fluisce al secondario e di conseguenza al carico.

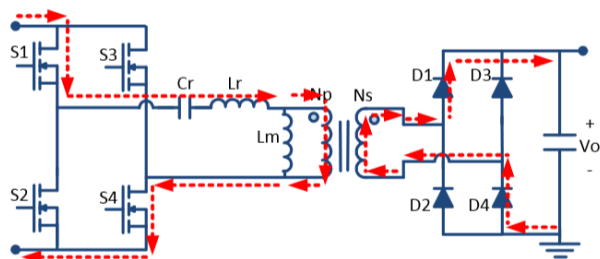


Figura 2.33 Flusso della corrente nel caso di tensione positiva

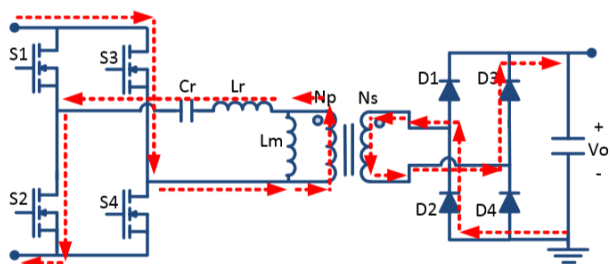


Figura 2.34 Flusso della corrente nel caso di tensione negativa

- Operazione di freewheeling: questa fase può avvenire subito dopo la fase di trasferimento della potenza solo se la corrente risonante raggiunge il valore della corrente di magnetizzazione. La situazione descritta si verifica solo nel caso in cui il sistema funzioni ad una frequenza inferiore a quella di risonanza, sotto questa condizione la corrente al secondario del trasformatore si annulla e la parte secondaria

del circuito viene disconnessa. Di conseguenza L_m sarà libera di entrare in risonanza con L_r e C_r , la frequenza a cui questo meccanismo si verifica è f_{n0} , già vista in Figura (2.22).

Le modalità di funzionamento previste sono tre:

1. $f_{sw}=f_r$, ogni metà ciclo di switching contiene una operazione completa di trasferimento dell'energia. Alla fine della metà del ciclo di switching la corrente dell'induttore risonante L_r raggiunge la corrente dell'induttanza di magnetizzazione L_m e la corrente del rettificatore si annulla. La rete risonante ha guadagno unitario e l'efficienza risulta ottimizzata, il sistema è dimensionato su questa condizione di funzionamento.
2. $f_{sw}>f_r$, ogni metà ciclo di switching contiene una operazione di trasferimento della potenza parziale interrotta dall'inizio dell'operazione di trasferimento d'energia della seconda metà del ciclo di switching. I mosfet aumentano le perdite e diodi al secondario subiscono una commutazione di tipo hard. A questa frequenza si ha un guadagno inferiore ad 1.
3. $f_{sw}<f_r$, ogni metà ciclo di switching contiene una fase di trasferimento dell'energia completa ma questa fase occupa solo una parte della metà del ciclo di switching, quando il trasferimento è completato la corrente su L_r raggiunge la corrente di magnetizzazione ed interviene l'operazione di freewheeling la quale perdura fino alla fine della prima metà del ciclo di switching. La stessa sequenza di eventi si manifesta nella seconda metà. Durante la fase di freewheeling si hanno perdite di conduzione al primario dovute all'energia circolante e a questa frequenza il guadagno risulta superiore a 1.

CAPITOLO 3

TECNOLOGIE IMPIEGATE

3.1. Dispositivi GaN

I dispositivi al Nitruro di Gallio (GaN) sono stati introdotti negli ultimi anni nel panorama delle tecnologie elettroniche mondiale per far fronte ad alcuni limiti caratteristici delle tecnologie convenzionali al silicio, tra cui anche i componenti Silicon Carbide (SiC) i quali migliorano di molto le prestazioni dei componenti classici ma ne mantengono alcuni difetti. La tecnologia GaN permette velocità di commutazione, temperatura di lavoro, tensioni e correnti superiori a qualsiasi altro dispositivo attualmente in commercio.

Attraverso il GaN vengono realizzati solitamente dispositivi basati su un tipo di tecnologia chiamata HEMT (High Electron Mobility Transistor). Questi interruttori vengono chiamati eGAN FET ed i primi prototipi apparirono già nel lontano 1980. Uno dei maggiori difetti di questa tecnologia è la difficoltà nella realizzazione del processo di produzione a livello industriale e quindi la commerciabilità. La loro architettura infatti risulta completamente innovativa ma proprio per questo motivo necessita di tecniche di fabbricazione particolari che per molti anni rimasero incompiute, già a partire dalla metà degli anni '80 però questi componenti cominciarono ad essere impiegati in sistemi trasmissione e ricezione satellitare. Il Nitruro di Gallio viene quindi impiegato in questo contesto dato che le sue qualità si sposano perfettamente per l'impiego in dispositivi a struttura HEMT.

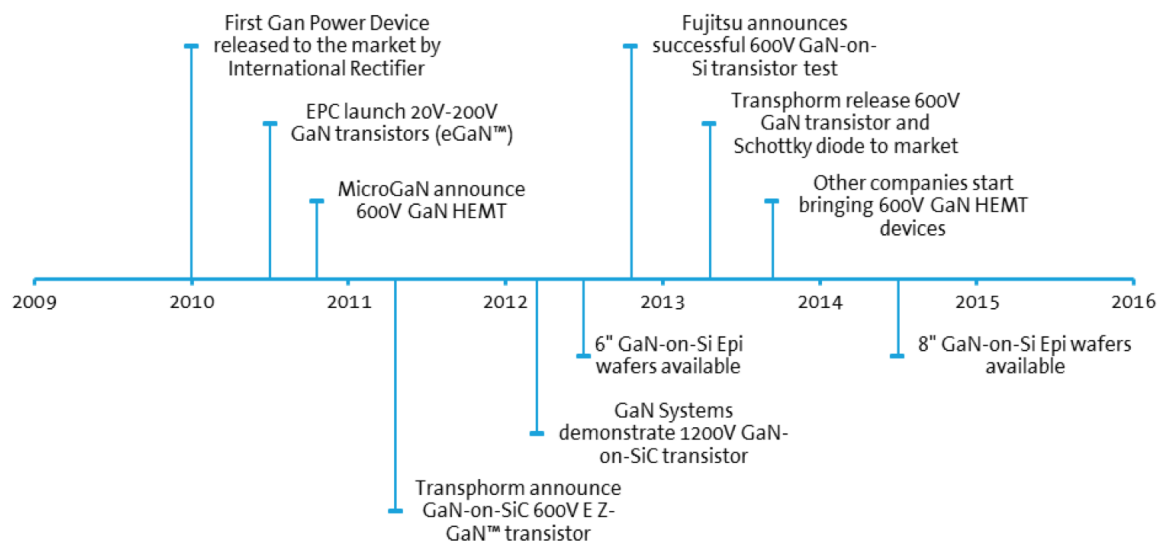


Figura 3.1 Linea temporale dello sviluppo della tecnologia al GaN

3.1.1. Struttura fisica del GaN

Il Nitruro di Gallio è una molecola composta due atomi, uno di gallio (Ga) e uno di azoto (N) la quale a temperatura ambiente si manifesta in forma solida con la possibilità di assumere gradi di purezza differenti spaziando quindi da strutture amorfe a quelle cristalline. Per la realizzazione dei componenti si predilige l'utilizzo della struttura cristallina la quale viene chiamata *wurzite*. Grazie alla sua forma esagonale e dei forti legami ionici interatomici ad elevata energia la struttura risulta come già detto molto stabile e il grado di difettosità limitato.

Questo materiale dimostra svariate qualità pregiate per un materiale utilizzato nella costruzione di dispositivi di potenza: presenta una elevata conduttività termica, alti campi di breakdown che lo rendono adatto alla sopportazione di potenze elevate, ed una notevole mobilità elettronica che gli permettono di lavorare a frequenze molto alte. La molecola GaN presenta due tipi di polarità: una polarità naturale data dalla localizzazione asimmetrica delle cariche nel cristallo e una polarità inducibile tramite effetto piezoelettrico dato dalla deformazione meccanica del cristallo.

Infine il GaN presenta una conducibilità termica superiore grazie alla quale è possibile realizzare sistemi dotati di dissipatori più piccoli e quindi più compatti facilitando considerevolmente la fase di progetto.

3.1.2. Struttura HEMT

Il punto chiave su cui sono basati i dispositivi HEMT è una cosiddetta eterostruttura composta da due semiconduttori distinti, ciascun col proprio energy gap, accresciuti l'uno sull'altro. Nel caso del GaN il materiale ausiliario che si utilizza è l'AlGaN, ovvero un composto di nitruro di gallio ed alluminio. Esso così come il GaN è un materiale piezoelettrico, una volta depositato sul GaN questo materiale si deforma e nella zona di contatto si viene a creare uno strato di carica all'interfaccia tra i due materiali costituenti. In questo modo si genera un canale formato da uno strato di carica chiamato gas elettronico a due dimensioni (2DEG).

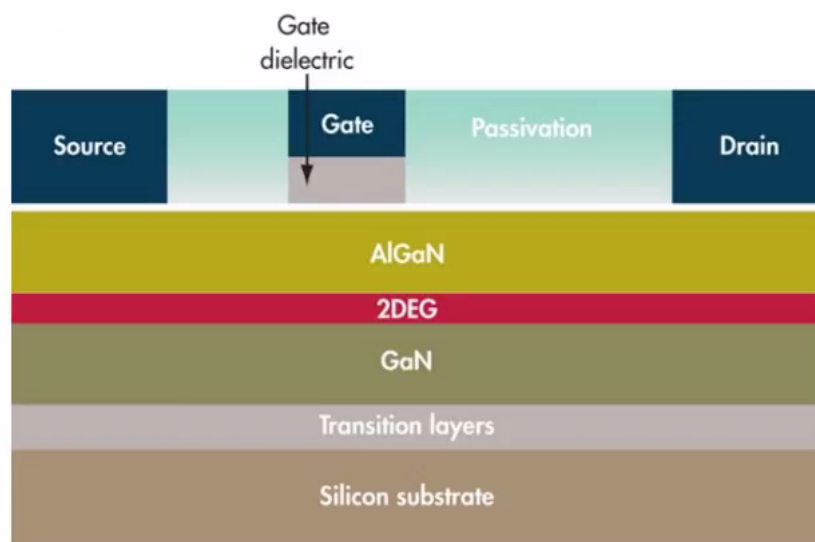


Figura 3.2 Eterostruttura caratteristica dei dispositivi HEMT

Si nota in questo schema come sia necessaria la presenza di un substrato il quale può essere di silicio oppure di zaffiro o ancora di carburo di silicio a seconda del grado di qualità con cui si vuole realizzare il componente. Il motivo per cui si fa

affidamento a questi materiali per la realizzazione del substrato risiede nella totale impossibilità di produrre lingotti di buona qualità e a un prezzo ragionevole di GaN puro.

Il secondo strato presente nella struttura di Figura (3.2) è chiamato *transition layer* e consiste in un livello di materiale, solitamente AlGaN, necessario per ridurre al minimo il *mismatch* tra substrato e GaN. Questi due materiali infatti hanno reticoli cristallini differenti e una sovrapposizione diretta provocherebbe un disallineamento che andrebbe a ridurre la purezza del dispositivo. La realizzazione del transition layer e quindi la possibilità di realizzare strati accresciuti di GaN con un buon livello di purezza è stata e rappresenta tutt'ora un punto chiave nella produzione su larga scala di dispositivi al nitruro di gallio.

Il cuore del componente è rappresentato dall'interfaccia GaN-AlGaN, la deposizione di uno strato di AlGaN sullo strato di GaN puro avviene con un disallineamento tipico di materiali dotati di struttura cristallina differente, questo mismatch porta a una deformazione parziale del materiale il quale avendo proprietà piezoelettriche tenderà a polarizzarsi e a portare carica positiva al livello dell'interfaccia, il materiale risulterà quindi come drogato. In questo caso la polarità generata dal GaN si somma a quella prodotta nel AlGaN e l'effetto complessivo risulta in un piegamento delle bande grazie al quale si forma un gas elettronico bidimensionale che viene confinato in una buca quantica all'interfaccia, questo strato è il 2DEG. Il gas elettronico bidimensionale rappresenta sostanzialmente il canale classico che si viene a formare nei dispositivi convenzionali. Il canale conduttivo è già pronto anche nel caso in cui non vi sia alcuna tensione applicata ai suoi capi, questo tipo di dispositivi vengono infatti definiti sempre ON.

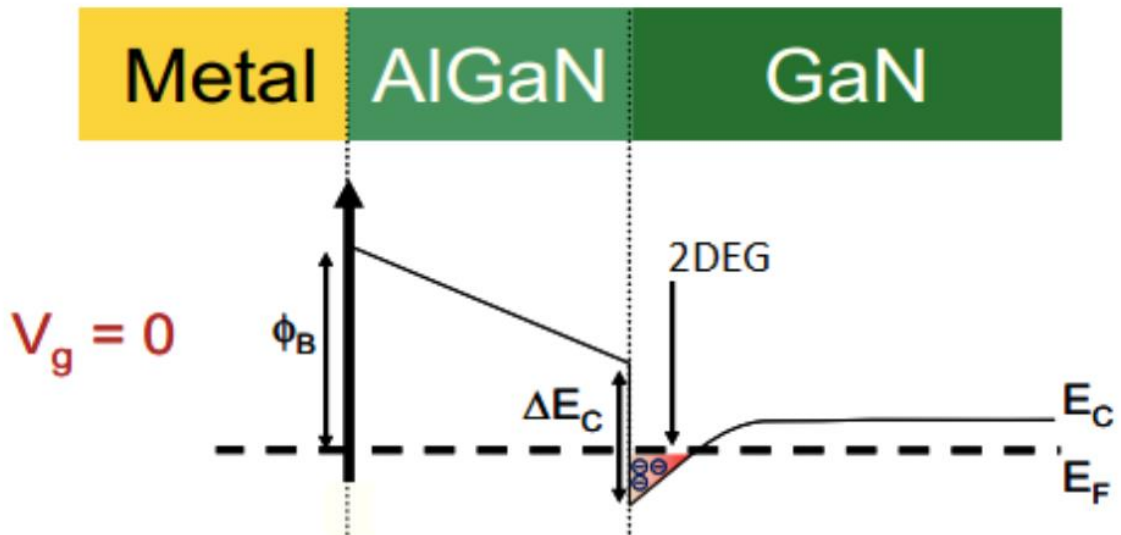


Figura 3.3 Diagramma a bande dell'eterostruttura

Nel caso in cui $V_g=0$ all'interfaccia la banda di conduzione del nitruro di gallio scende sotto al livello di fermi a causa del suo piegamento, così facendo si ottiene una buca quantica all'interno della quale si vengono ad accumulare gli elettroni costitutivi il 2DEG. Quando V_g sale, ovvero nel caso $V_g > V_{th}$, il livello di Fermi del GaN scende ulteriormente aumentando la concentrazione di elettroni intrappolati e per questo incrementando la quantità di corrente che percorre il dispositivo. Infine nel caso opposto, ovvero $V_g < V_{th}$, il livello di Fermi sale, la buca quantica si svuota e il dispositivo non è più in grado di condurre corrente. L'eGAN FET è in stato OFF.

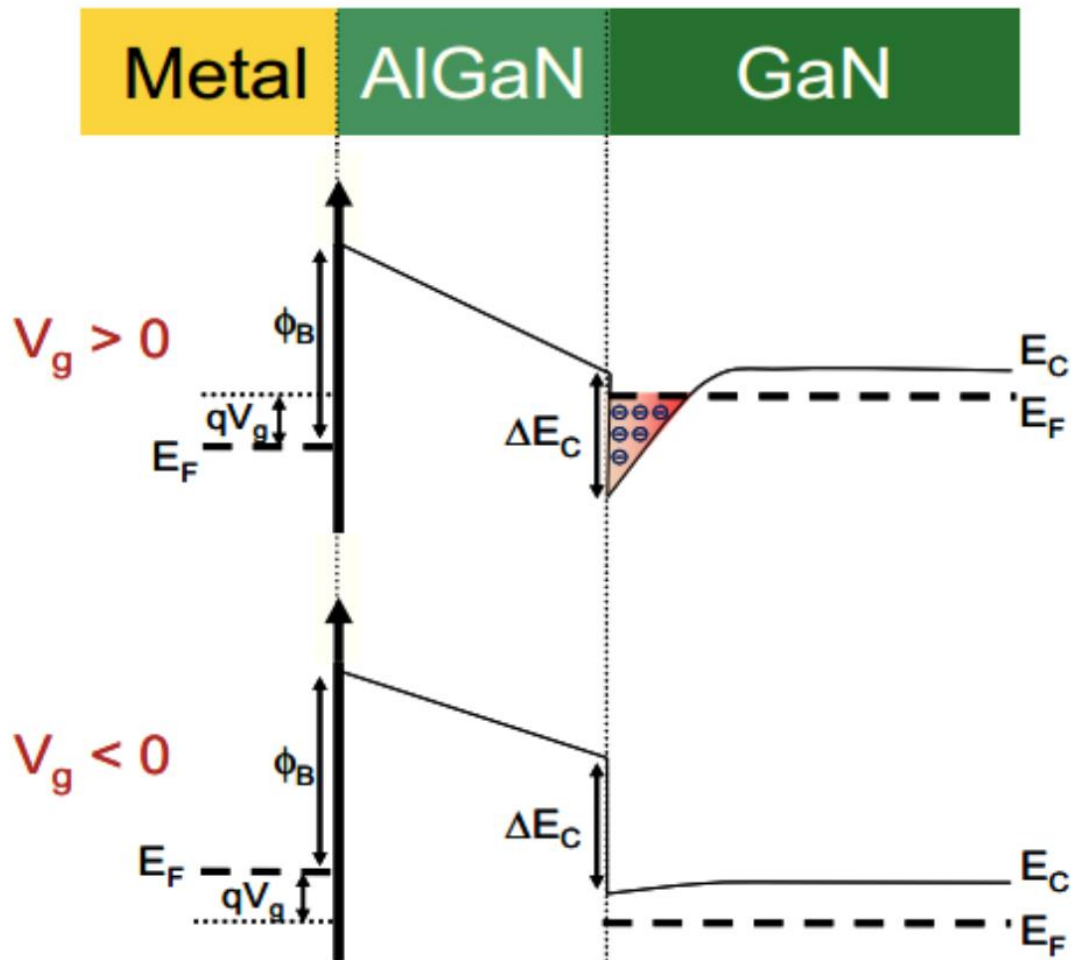


Figura 3.4 Diagramma a bande dell'eterostruttura con polarizzazione positiva e negativa

In sintesi il dispositivo è completamente planare, non ci sono giunzioni con portatori solo di un tipo e non c'è drogaggio. La qualità del dispositivo al GaN viene valutata in base al grado di difettosità dei materiali costituenti. In particolare peggiore è la tecnica di produzione, accrescimento, deposizione maggiore sarà il numero di difetti presenti e aumentando il numero di difetti l'elemento perde tutti i pregi visti in precedenza che lo rendono superiore in termini di prestazioni rispetto ai FET tradizionali. Quindi il GaN è stato impiegato nell'elettronica di potenza solo recentemente a causa dell'elevatissimo grado di precisione e purezza delle tecniche di produzione necessario per realizzare gli eGAN FET.

3.1.3. Confronto con dispositivi classici di potenza e SiC

Nel 2022 il mercato mondiale dei semiconduttori di potenza varrà circa 65 miliardi di dollari, la maggior parte di questa somma sarà destinata ai dispositivi convenzionali in silicio puro mentre una fetta sempre più grande verrà occupata dai dispositivi *Carburo di Silicio* (SiC) e al *Nitruro di Gallio* (GaN).

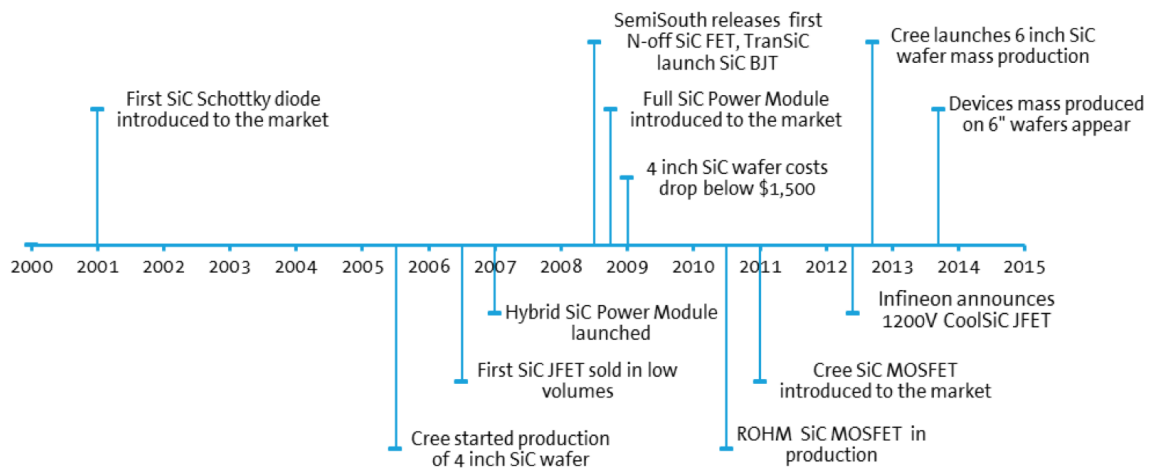


Figura 3.5 Linea temporale dello sviluppo della tecnologia al SiC

I dispositivi di potenza al Silicon Carbide, come mostrato dalla Figura (3.5), hanno una storia più lunga di quelli al GaN, essi infatti sono comparsi per la prima volta nel 2001 sotto forma di diodo Schottky. Lo sviluppo tecnologico si è velocizzato a partire dal 2005, nel giro di dieci anni infatti si è passati dalla produzione di wafer di SiC da quattro pollici alla produzione di dispositivi di massa su wafer da sei pollici passando per la realizzazione dei primi SiC MOSFET.

I dispositivi al nitruro di gallio hanno diversi aspetti positivi quali: le basse perdite ereditate dalla bassa resistenza interna del dispositivo, possono lavorare a frequenze di switching molto elevate, possono operare a temperature molto alte, sono robusti, possiedono una tensione di breakdown considerevole, inoltre questo materiale ha costi di produzione simili a quelli del silicio ed è infine possibile integrarlo all'interno di dispositivi nativi al silicio. Ovviamente sono da valutare anche gli aspetti negativi: il nitruro di gallio presenta difettosità che dipendono dalla

bontà del suo processo di produzione, a contatto con il silicio si può verificare mismatch dei reticoli cristallini indesiderato, i componenti realizzati sono sostanzialmente sempre ON.

Uno dei fattori che determinano maggiormente il successo di una tecnologia è il prezzo finale di produzione che è necessario investire per poterne usufruire. I dispositivi al silicon carbide costano mediamente dalle 5 alle 15 volte in più dei dispositivi convenzionali al silicio. Per esempio per un MOSFET in SiC può necessitare di una spesa superiore di 10-15 volte quella per lo stesso MOSFET in Si. Nonostante questo con l'avanzare della tecnologia il costo dei dispositivi al silicon carbide sta via via calando rendendo sempre più conveniente il loro impiego.

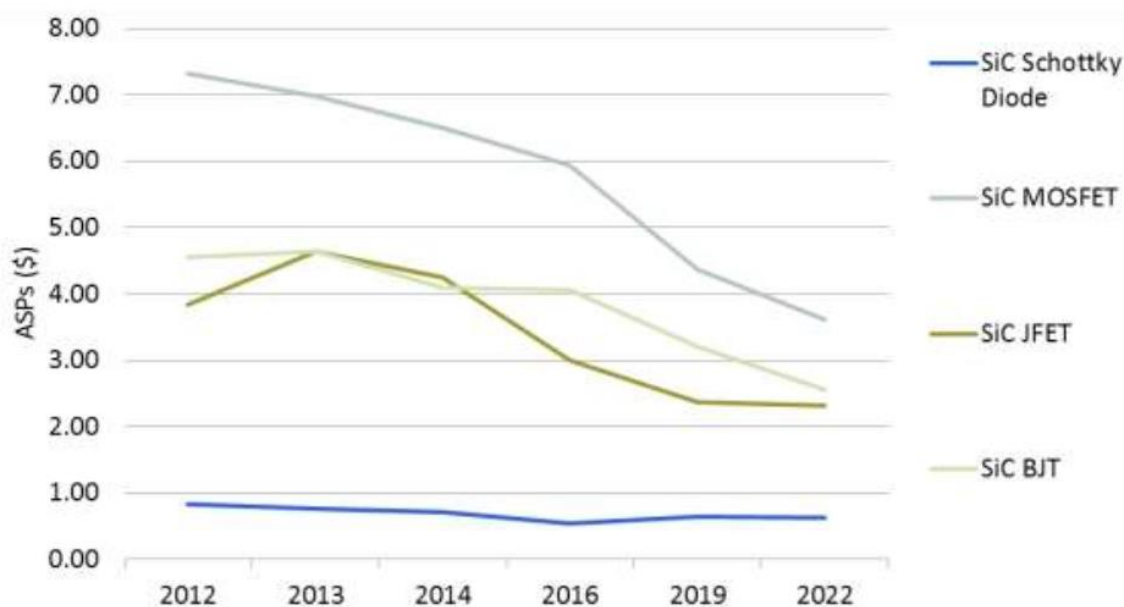


Figura 3.6 Andamento del costo di produzione di dispositivi al SiC

Negli ultimi anni si è pensato alla possibilità di convertire la produzione di wafer di SiC nel formato a sei pollici, questo standard ha portato ad un risparmio dei costi di produzione del 20-50%. Il primo campione di wafer a sei pollici è stato reso disponibile nel 2012 ma solo per una fetta molto ridotta e specifica di mercato. Attualmente sono disponibili wafer da quattro, sei e otto pollici.

Per quanto riguarda gli epiwafer di GaN sempre più produttori si stanno attrezzando per la loro produzione, in particolare lo standard attuale del wafer di

GaN risulta pari a sei pollici ed essendo appena stato introdotto il suo volume di vendita è in forte crescita. Inoltre è necessario migliorare il processo di produzione per garantire la ripetibilità e diminuire il mismatch.

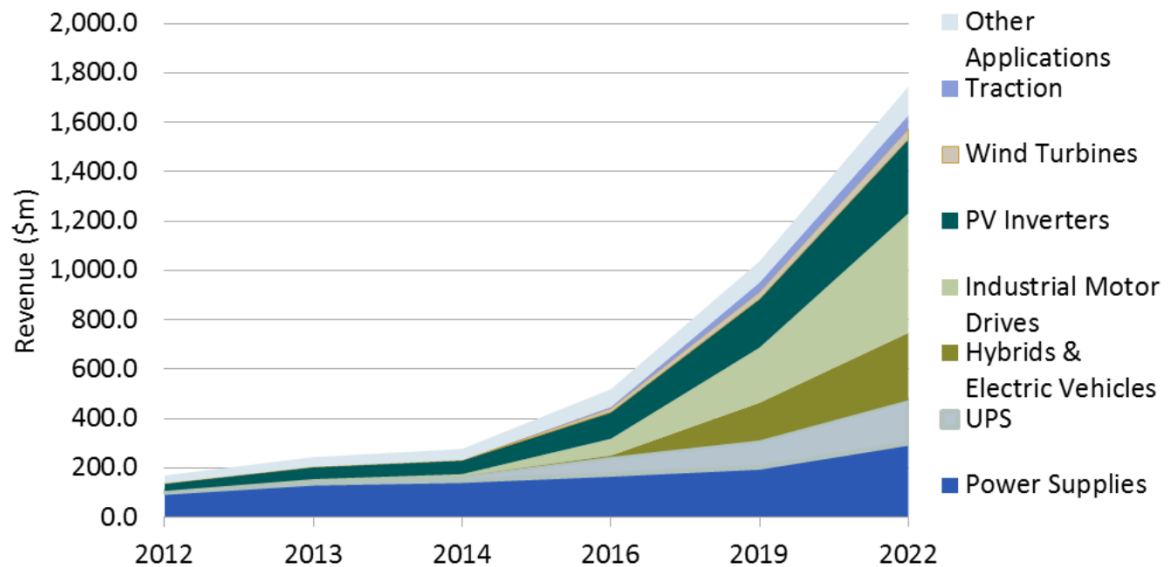


Figura 3.7 Andamento nel tempo del mercato relativo ai dispositivi al SiC

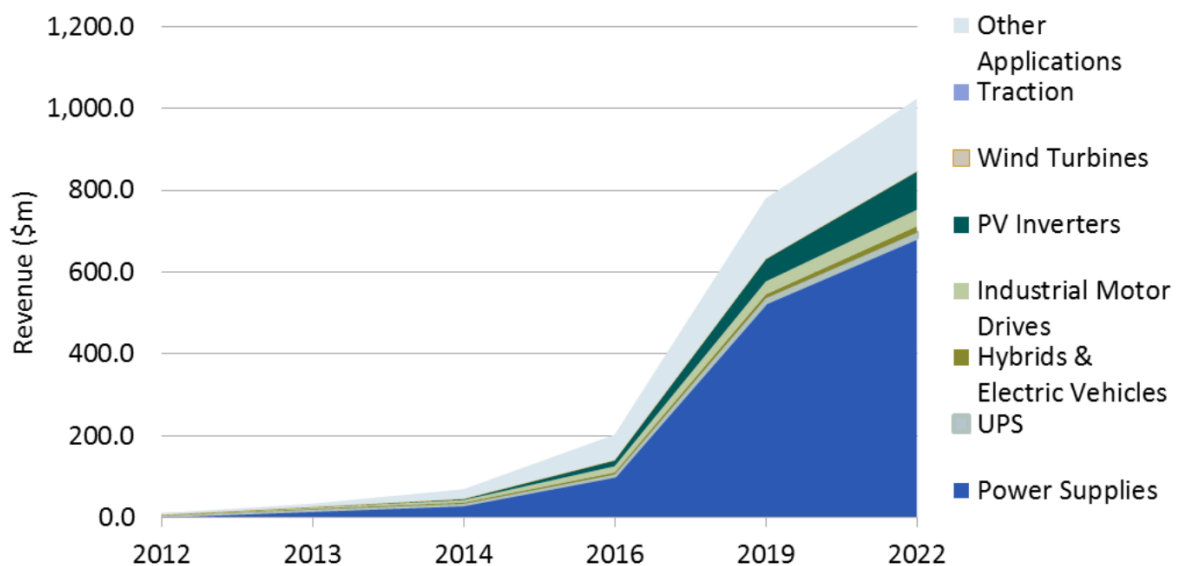


Figura 3.8 Andamento nel tempo del mercato relativo ai dispositivi al GaN

Si può concludere che il SiC prevale per tensioni superiori ai 1200V, il maggior difetto di questo materiale risiede negli elevati costi i quali ne scoraggiano l'adozione, il SiC potrebbe diventare una soluzione stabilmente impiegata per alcuni particolari settori industriali. I dispositivi al GaN invece dominano sopra i 900V, verosimilmente raggiungeranno i costi di produzioni del silicio per il 2019 e la maggior parte dei diodi Schottky migreranno verso questa tecnologia. Il GaN diventerà il principale materiale di costruzione per la produzione di sistemi di conversione di potenza in elaboratori e server di consumo ma prima che questa divenga una tecnologia affermata sul mercato dovrà essere testata l'affidabilità dei suoi processi tecnologici di produzione.

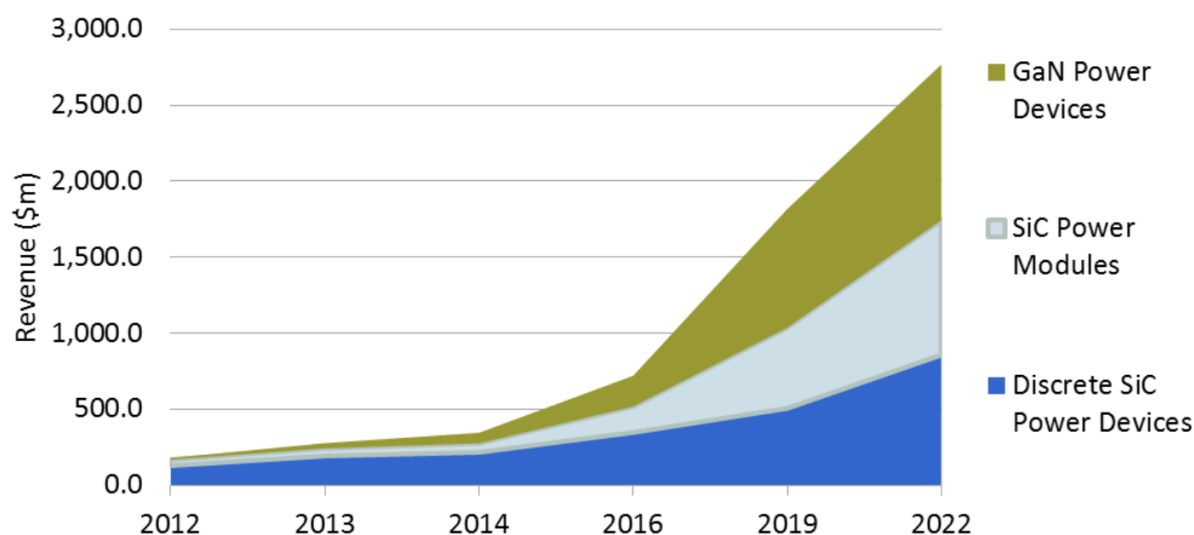


Figura 3.9 Confronto dell'andamento attuale e futuro del mercato mondiale tra i vari materiali

3.2. Trasformatore rotante

Il trasformatore rotante rappresenta il componente chiave del progetto, infatti grazie ad esso è possibile trasferire energia in modo contactless ad un corpo rotante evitando l'utilizzo di cavi o anelli di scorrimento equipaggiati con spazzole. I cavi possiedono il grosso svantaggio di subire l'usura, sono inoltre rigidi e limitano la rotazione completa. Gli anelli di scorrimento hanno un tempo di vita molto basso, creano polvere e residui generati dall'usura delle spazzole e necessitano di manutenzione frequente. Il trasformatore rotante riesce a superare questi limiti, grazie a un corretto dimensionamento e all'utilizzo di ferriti di qualità è in grado di trasmettere energia su gap d'aria considerevoli.

La configurazione migliore utilizzabile è quella che impiega la rotazione assiale e la geometria a *pot core*, mostrata in Figura (3.10), la quale garantisce ottime prestazioni in termini di densità di flusso, accoppiamento magnetico e perdite.

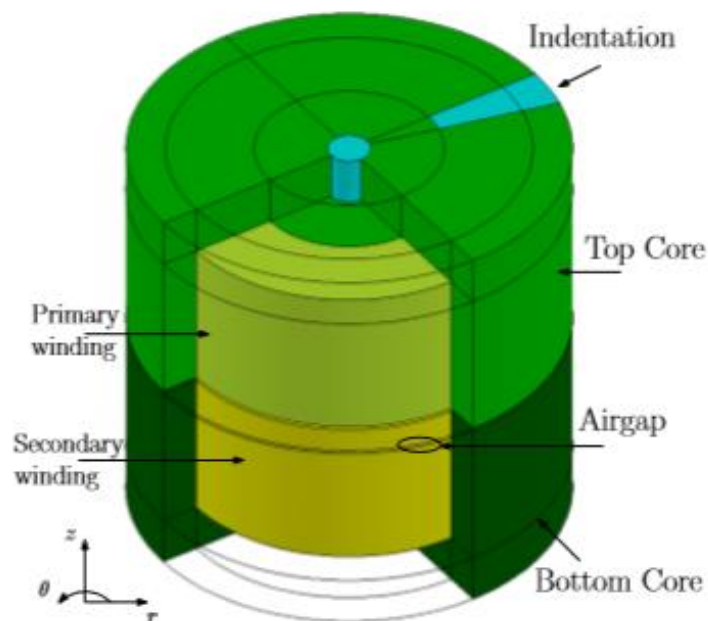


Figura 3.10 Trasformatore rotante con pot core

3.2.1. Geometria

La geometria del trasformatore rotante può essere definita inizialmente attraverso la seguente espressione:

$$P = \pi J S k_f f B_{peak} A_e \tag{3.1}$$

Dove J è la densità di corrente, f la frequenza della tensione applicata, B_{peak} la densità di picco del flusso, k_f il *filling factor* dell'avvolgimento, S l'area occupata dagli avvolgimenti e A_e la sezione del core magnetico interno.

In Figura (3.10) sono mostrati graficamente alcuni di questi parametri.

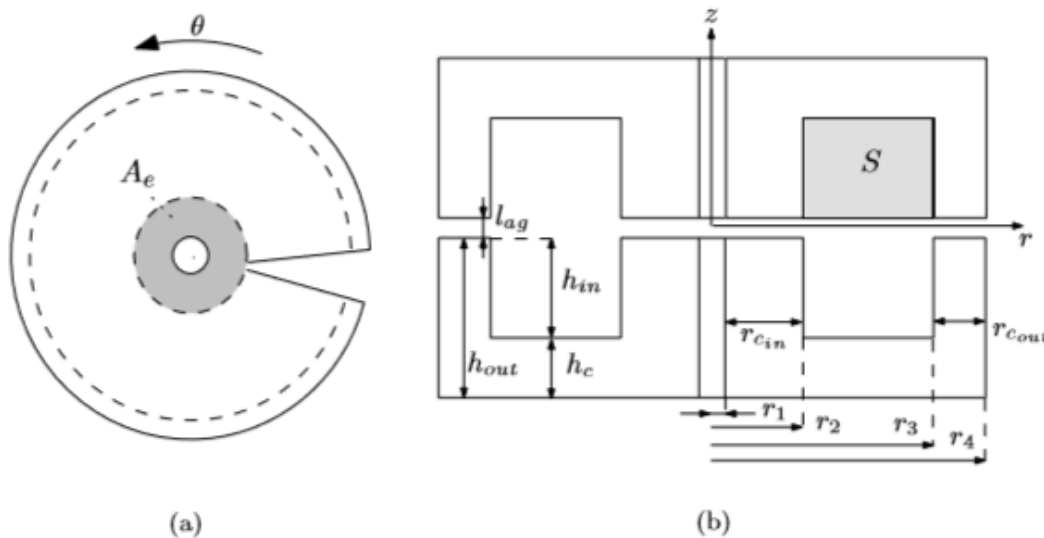


Figura 3.11 Geometria del trasformatore rotante con (a) vista dall'alto e (b) in sezione trasversale

Si può notare dalla vista dall'alto come sia presente un'indentazione atta a permettere ai cavi che realizzano gli avvolgimenti di poter fuoriuscire dal pot core. Questo provoca una asimmetria nella struttura del trasformatore al momento della rotazione la quale però non influisce considerevolmente sulle prestazioni del componente.

Tabella 3.1 Parametri geometrici

<i>PARAMETRI</i>	<i>DESCRIZIONE</i>
r_1, r_2, r_3, r_4	Raggio delle varie parti del core
r_{Cin}	Lunghezza della parte interna del core
r_{Cout}	Lunghezza della parte esterna del core
h_{OUT}	Altezza esterna di metà core
h_{IN}	Altezza dell'area di avvolgimento S
h_c	Spessore della parte orizzontale del core
l_{ag}	Lunghezza dell'airgap
A_e	Area effettiva del core
S	Superficie d'avvolgimento
N_p	Numero di spire al primario
N_s	Numero di spire al secondario

3.2.2. Tipologie di avvolgimento

Esistono due tipologie di avvolgimento, la prima è chiamata ad *avvolgimento adiacente*. In questa topologia ogni avvolgimento è allocato all'interno di ciascuna metà del pot core, la rotazione è maggiormente facilitata, complessivamente la struttura risulta più robusta e può essere introdotto uno spessore tra i due avvolgimenti per modificare le caratteristiche elettriche. La seconda tipologia è quella con *avvolgimento coassiale*. In questo secondo caso i due avvolgimenti sono l'uno all'interno dell'altro il che li rende più soggetti a malfunzionamenti provocati da vibrazioni, inoltre è necessario un grado maggiore di precisione nell'allineamento.

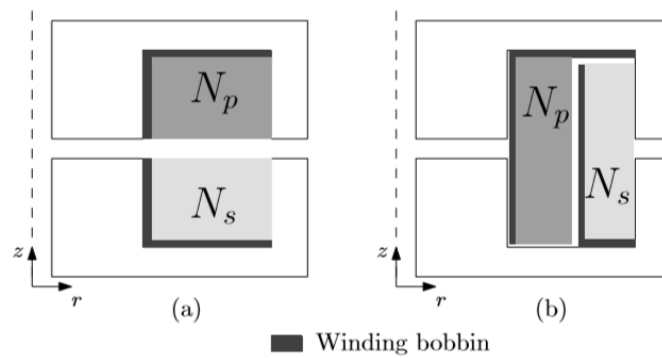


Figura 3.12 Tipologie di avvolgimento, (a) adiacenti e (b) coassiali

3.2.3. Modello magnetico

Uno dei valori che caratterizza il trasformatore è rappresentato dalla induttanza magnetizzante L_m la quale viene ricavata sfruttando un modello a riluttanze.

$$L_m = \frac{N_p^2}{2(R_{Ca} + R_{Cb} + R_{Cc}) + R_{aga} + R_{agb}} \quad (3.2)$$

Il termine R rappresenta le riluttanze, le quali si suddividono in:

- R_c : riluttanza data dal percorso del flusso all'interno del core
- R_{ag} : riluttanza data dall'airgap
- R_{lk} : riluttanza di perdita

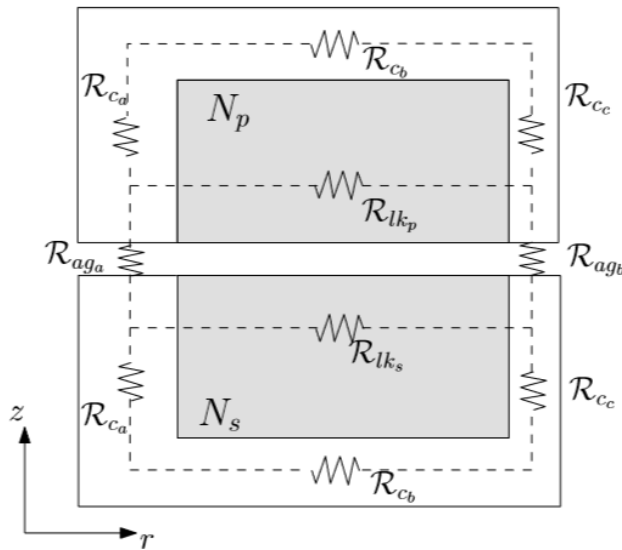


Figura 3.13 Modello a riluttanze del trasformatore rotante con avvolgimenti adiacenti

Per il calcolo dell'induttanza di perdita L_{lk} è necessario confrontare l'energia del campo magnetico all'interno del volume occupato dall'avvolgimento con l'energia magnetica immagazzinata dalla induttanza di dispersione stessa dato che non è possibile stabilire anticipatamente il percorso delle linee del flusso di perdita all'interno del trasformatore rotante e quindi l'utilizzo di un modello a riluttanze.

$$\frac{1}{2} L_m I^2 = \frac{1}{2} \int_v \mathbf{B} \mathbf{H} d\mathbf{v} \tag{3.3}$$

Nel caso di avvolgimenti adiacenti l'espressione che descrive l'intensità del campo magnetico in funzione della posizione z per l'avvolgimento primario, si faccia riferimento alle Figure (3.11) e (3.10b), è la seguente:

$$H(z) = \frac{N_p i_p z}{(r_3 - r_2) h_{wp}} \tag{3.4}$$

Dove h_{wp} è lo spessore che assume l'avvolgimento primario, è possibile ottenere una equazione equivalente per l'avvolgimento secondario.

Il campo magnetico presente nello spazio d'aria che separa i due core magnetici è assunto uniforme ed è dato da questa seconda espressione:

$$H = \frac{N_p i_p}{l_{ag}} \quad (3.5)$$

Combinando le Formule (3.3) e (3.5) si raggiunge l'espressione finale dell'induttanza di perdita.

$$L_{lk} = \frac{\mu_0 N_p^2 2\pi}{\ln(r_3 - r_2)} \left(\frac{h_{wp} h_{ws}}{3} + l_{ag} \right) \quad (3.6)$$

3.2.4. Modello elettrico

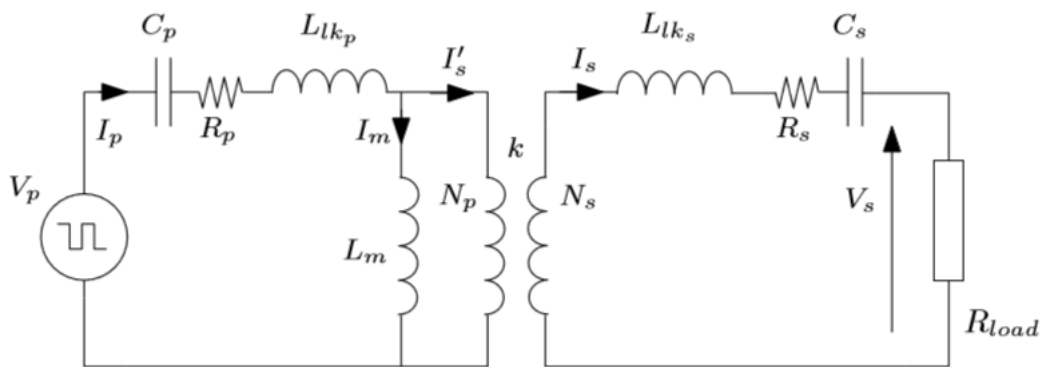


Figura 3.14 Modello elettrico del trasformatore rotante

Il trasformatore rotante può essere modellato elettricamente attraverso un circuito come quello di Figura (3.14) nel quale sono presenti induttanze di magnetizzazione e di perdita (L_{lkp} , L_{lks}), le resistenze di avvolgimento (R_p , R_s), le capacità risonanti (C_p , C_s) e un trasformatore ideale caratterizzato da un rapporto d'avvolgimento pari ad $a=N_p/N_s$ ed un fattore di accoppiamento pari a k . Grazie a questo schema è possibile stimare la potenza dissipata dal componente.

Le capacità risonanti sono aggiunte allo schema per poter implementare tecniche di risonanza in modo da aumentare la potenza trasferita. Al primario C_p rende possibile la presenza di una particolare tensione di risonanza d'attraversamento la quale predispone il componente all'utilizzo in concomitanza con un inverter, mentre al secondario C_s garantisce che non vi sia alcun calo di tensione provocato dalla relativa induttanza di perdita. Inoltre applicando la risonanza serie al secondario si ottiene l'isolamento del primario rispetto ad eventuali cambiamenti d'accoppiamento i quali possono verificarsi frequentemente per esempio a causa di vibrazioni durante la rotazione del trasformatore.

I fattori che influenzano maggiormente la potenza dissipata totale sono rappresentati dalle perdite nel core e dalle perdite di conduzione. Le perdite di conduzione possono essere riassunte in questo modo:

$$P_{cond} = I_{Prms}^2 R_P + I_{Srms}^2 R_S \quad (3.7)$$

Dove I_{Prms} corrisponde alla corrente rms del primario la quale risulta dalla somma della corrente di magnetizzazione e la corrente del carico riflessa al primario.

Le perdite nel core sono calcolate tramite l'equazione di Steinmetz:

$$P_{core} = C_m C(T) R_P + f_{res}^x B^y V_{core} \quad (3.8)$$

Dove C_m , x e y sono costanti specifiche del materiale così come $C(T)$ la quale rappresenta una costante dipendente dalla temperatura di lavoro effettiva, se il funzionamento del componente avviene a una temperatura pari o di poco differente dalla temperatura ideale per quel determinato materiale il valore di $C(T)$ sarà 1 altrimenti esso modificherà il suo valore.

3.2.5. Modello termico

La stima della temperatura raggiunta del trasformatore rotante in funzione risulta di primaria importanza dato che uno scostamento dal valore ideale porta a un aumento della potenza dissipata. Per valutare questa variazione si utilizza un modello termico equivalente del trasformatore alle differenze finite nel quale si sfrutta il concetto di resistenza termica per quantificare il trasferimento di calore tra i vari punti del componente.

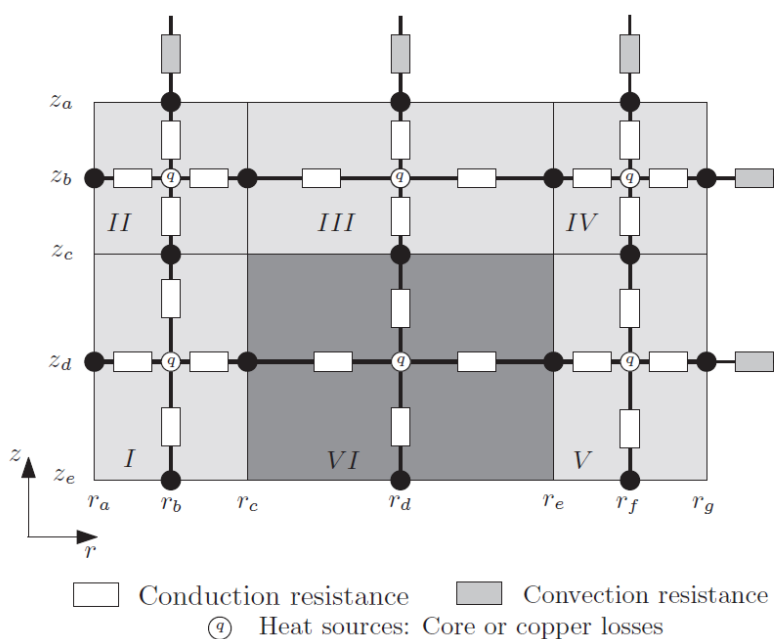


Figura 3.15 Modello termico del trasformatore rotante

Il modello termico considera una singola metà del trasformatore si sviluppa in sei regioni, come evidenziato dalla Figura (3.15). La regione IV corrisponde all'area occupata dall'avvolgimento mentre le altre regioni contengono le varie parti del core. Ogni singola regione contiene al suo interno cinque punti di interesse e tra questi vari punti se siamo all'interno del dispositivo sono presenti delle resistenze termiche di conduzione equivalenti grazie alle quali è possibile parametrizzare i trasferimenti di calore interni, nel caso in cui esse si trovino all'esterno saranno resistenze equivalenti di convezione che quantificano il calore scambiato con l'esterno.

Le resistenze termiche di conduzione in direzione z ed r sono calcolate rispettivamente in questo modo:

$$R_{thz} = \frac{\Delta z}{\pi(r_o^2 - r_i^2)k} \quad (3.9)$$

$$R_{thr} = \frac{\ln\left(\frac{r_o}{r_i}\right)}{2\pi k \Delta z} \quad (3.10)$$

Dove k è la conduttività termica del materiale.

La resistenza termica di convezione è ottenuta tramite la seguente espressione:

$$R_{thr} = \frac{1}{hA} \quad (3.10)$$

Dove h è il coefficiente di trasferimento.

Dato che le resistenze termiche di convezione sono quelle che dominano e siccome generalmente si considera la condizione peggiore di funzionamento per conferire un buon grado di robustezza al sistema, si è scelto di considerare i limiti sinistro e basso privi da trasferimenti di calore. Le perdite di potenza sono simulate in ogni regione attraverso l'inserimento di una sorgente di calore in mezzo all'area di interesse e attraverso il calcolo dei trasferimenti di calore tra i vari nodi è possibile risalire alla temperatura finale del trasformatore rotante in funzionamento.

CAPITOLO 4

DIMENSIONAMENTO DEL CONVERTITORE RISONANTE

4.1. Parametri del progetto

Per effettuare un dimensionamento corretto è necessario stabilire a priori quali siano gli obiettivi che si vogliono raggiungere in modo da limitare i gradi di libertà e definire alcune linee guida su cui sviluppare il progetto.

In questa sede si vuole realizzare un convertitore risonante LLC che gestisca una potenza di 500W sfruttando una tensione di ingresso di 70V. Il sistema quando è a regime opera ad una frequenza di 100 KHz e a questa pulsazione sull'uscita sono richiesti 48V. Di conseguenza è possibile fissare il rapporto spire $K=N_1/N_2=1.5$.

4.2. Procedura di dimensionamento standard

Lo schema classico per il dimensionamento di un convertitore LLC risonante segue il flusso di progetto mostrato in Figura (4.1). Esso permette di raggiungere le migliori performance in termini di guadagno richiesto da ogni tipo di carico previsto e permette inoltre di stabilire una frequenza minima di switching per evitare il funzionamento in regione capacitiva.

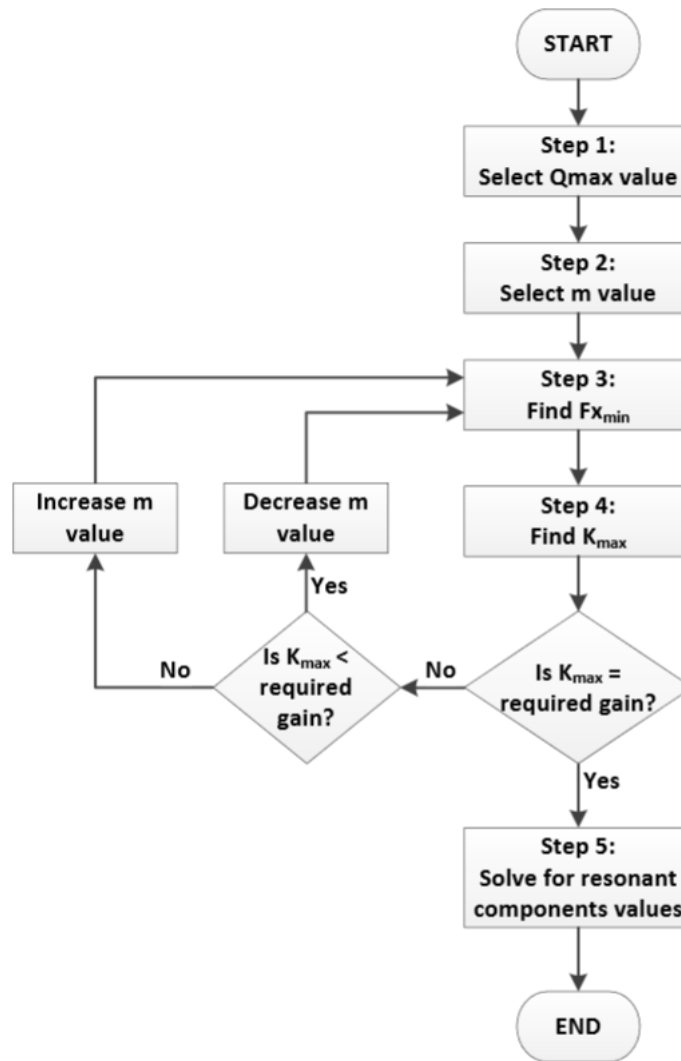


Figura 4.1 Schema a blocchi del flusso di progetto

4.2.1. Definizione del rapporto spire del trasformatore

Il funzionamento del convertitore deve essere limitato ad un range di valori di guadagno limitato altrimenti risulta incontrollabile e scarsamente efficiente. Il primo passo per il dimensionamento è la definizione di questi limiti e in base a questi si può stabilire il rapporto spire adeguato al sistema.

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{in_nominale}}{V_{out}} M_{nominale} \quad (4.1)$$

$$M_{max} = \frac{V_{in_nominale}}{V_{in_min}} M_{nominale} \quad (4.2)$$

$$M_{min} = \frac{V_{in_nominale}}{V_{in_max}} M_{nominale} \quad (4.3)$$

4.2.2. Fattore di merito Q

Il primo parametro su cui si possono fare considerazioni è il fattore di merito Q, in Formula (2.23). Esso dipende chiaramente dal carico e maggiore è il suo valore maggiore sarà il carico con cui il convertitore deve operare, allo stesso modo per valori bassi di Q si avranno carichi piccoli. Risulta opportuno definire quindi un valore di Q_{MAX} che preservi il buon funzionamento del sistema anche a carichi elevati. Stabilendo a priori un range di riferimento di guadagno utile all'applicazione si possono utilizzare diversi valori di Q ottenendo in tutti i casi i requisiti di guadagno soddisfatti per tutto il range dichiarato. A seconda di questo valore però le perdite potrebbero essere troppo elevate, o la risposta del guadagno alla variazione di frequenza f_{sw} troppo lenta o addirittura il sistema potrebbe non raggiungere mai alcuni dei valori di guadagno richiesti. Per questi motivi il parametro Q non risulta un elemento utile al dimensionamento ottimo del convertitore e non esiste quindi un metodo diretto per selezionare Q_{MAX} , esso verrà adattato successivamente al dimensionamento di altri parametri.

4.2.3. Fattore λ

Il fattore λ definito in Formula (2.24) risulta uno dei parametri fondamentali su cui basare l'intero processo di dimensionamento. Come già evidenziato nel paragrafo (2.6) all'aumentare di λ la sproporzione tra L_m ed L_r aumenta, si hanno curve più ampie e spanciate, l'efficienza sale mentre la controllabilità cala a causa della minore corrente magnetizzante. Nel caso di λ piccolo le curve diventano alte e strette, in questo modo assicurano un maggior guadagno ed una regolazione più flessibile ma abbattano l'efficienza. Il valore iniziale di λ è scelto sulla base della documentazione in letteratura e successivamente iterando il procedimento mostrato dallo schema di Figura (4.1) è possibile ottimizzare il parametro scelto.

4.2.4. Minima frequenza di switching normalizzata

Successivamente alla definizione dei parametri λ e Q_{MAX} è necessario fissare una frequenza minima di funzionamento f_{nmin} . Tale frequenza deve garantire il funzionamento in regione induttiva, ovvero in regione zero voltage switching, per il carico massimo corrispondente a Q_{MAX} e a tutti i carichi inferiori. Questo parametro può essere ottenuto intercettando il picco della curva più alta di tutte, quella corrispondente al valore Q_{MAX} , la procedura prevede la derivazione della Formula (2.38) e l'azzeramento dell'espressione risultante da cui si ricava il valore di f_{nmin} .

$$\frac{d}{df_{nmin}} M(Q, \lambda, f_{nmin})|_{Q_{MAX}, f_{nmin}} = 0 \quad (4.4)$$

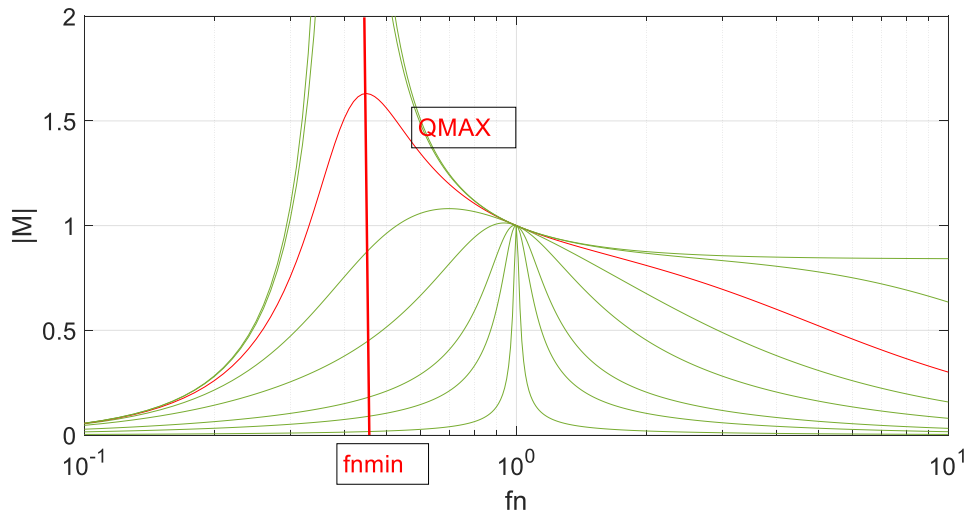


Figura 4.2 Posizione di f_{nmin}

4.2.5. Verifica del guadagno

In questo step si verifica che il guadagno massimo di tensione raggiunto nel caso di carico massimo, ovvero nel caso di Q_{MAX} , f_{nmin} , soddisfi le specifiche di progetto.

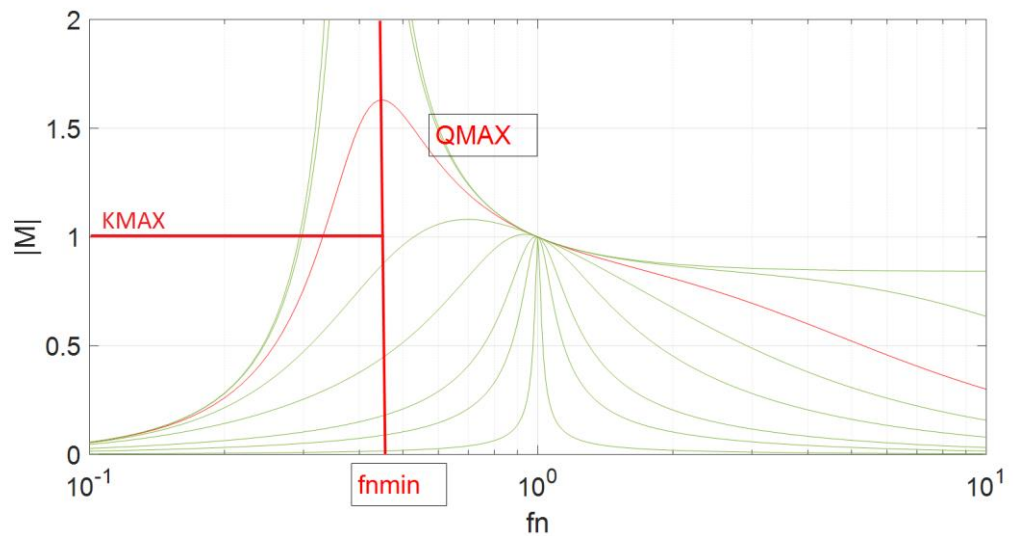


Figura 4.3 Posizione di K_{MAX}

Se il guadagno non soddisfa i requisiti di progetto è necessario modificare i parametri m e Q_{MAX} precedentemente fissati iterando il processo fino al raggiungimento del risultato ottenuto.

4.2.6. Calcolo dei componenti risonanti

Quando i parametri m e Q_{MAX} garantiscono il guadagno ricercato è possibile ricavare tutti gli altri valori necessari al dimensionamento completo del circuito risonante LLC tramite le Formule (2.20, 2.21, 2.22, 2.23, 2.24) del Capitolo 2.4.

Il valore di f_r non è considerato per il dimensionamento relativo al guadagno massimo del convertitore dato che esso non influisce su questo parametro, tuttavia il valore della frequenza di risonanza agisce considerevolmente sulla densità di potenza e sulle perdite del sistema perciò necessita di una attenta valutazione.

4.3. Procedura di dimensionamento applicata

In questa sede di progetto non si è potuto implementare la strategia di dimensionamento descritta nel Capitolo 4.2 a causa della presenza del trasformatore rotante fulcro della rete risonante del convertitore LLC. Data la sua particolarità non sono presenti in commercio trasformatori rotanti già assemblati sui quali poter scegliere numero di avvolgimenti ed eventuale traferro, si è provveduto quindi alla progettazione in laboratorio di un prototipo e solo di conseguenza si sono stabiliti i valori di λ e di tutti gli altri parametri relativi al sistema.

4.3.1. Dimensionamento trasformatore rotante

L'obiettivo fissato è la realizzazione di un trasformatore rotante per il trasferimento contactless dell'energia che preveda diversi gradi di libertà tra cui la

possibilità di variare il numero di avvolgimenti tra primario e secondario, l'inserimento di un eventuale traferro e ovviamente la libertà di ruotare attorno ad un perno centrale; non ci si curerà quindi in questa sede di progetto dell'ottimizzazione dell'efficienza di questo dispositivo dato che lo studio impiegherebbe risorse ulteriori.

Considerando i gradi di libertà appena elencati si è scelto quindi l'utilizzo di due ferriti di tipo *pot core* con alloggiamenti per avvolgimenti adiacenti le quali garantiscono la possibilità di movimento mantenendo le caratteristiche magnetiche approssimativamente inalterate, esse sono state scelte della dimensione maggiore che potesse garantire un rapporto tra il volume riservato agli avvolgimenti ed il prezzo di acquisto adeguato.

La scelta finale è ricaduta su due P core half 70 x 14.5 B65945 della EPCOS (TDK).

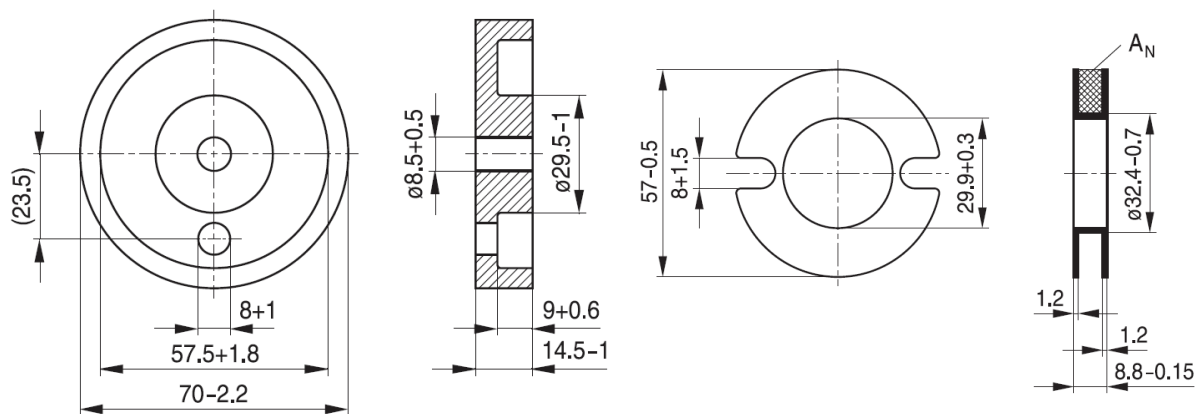


Figura 4.4 Disegno geometrico con visione verticale e laterale del singolo pot core e del rocchetto d'avvolgimento in plastica interno al pot core (misure in mm)

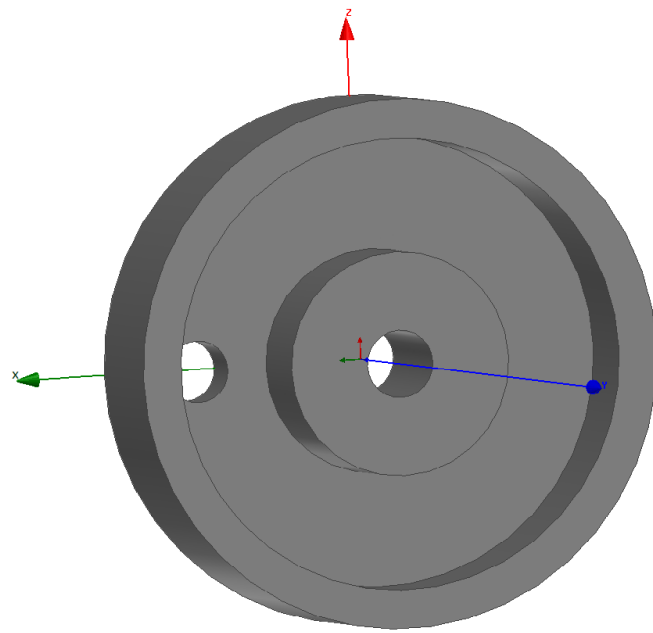


Figura 4.5 Disegno 3D del singolo pot core

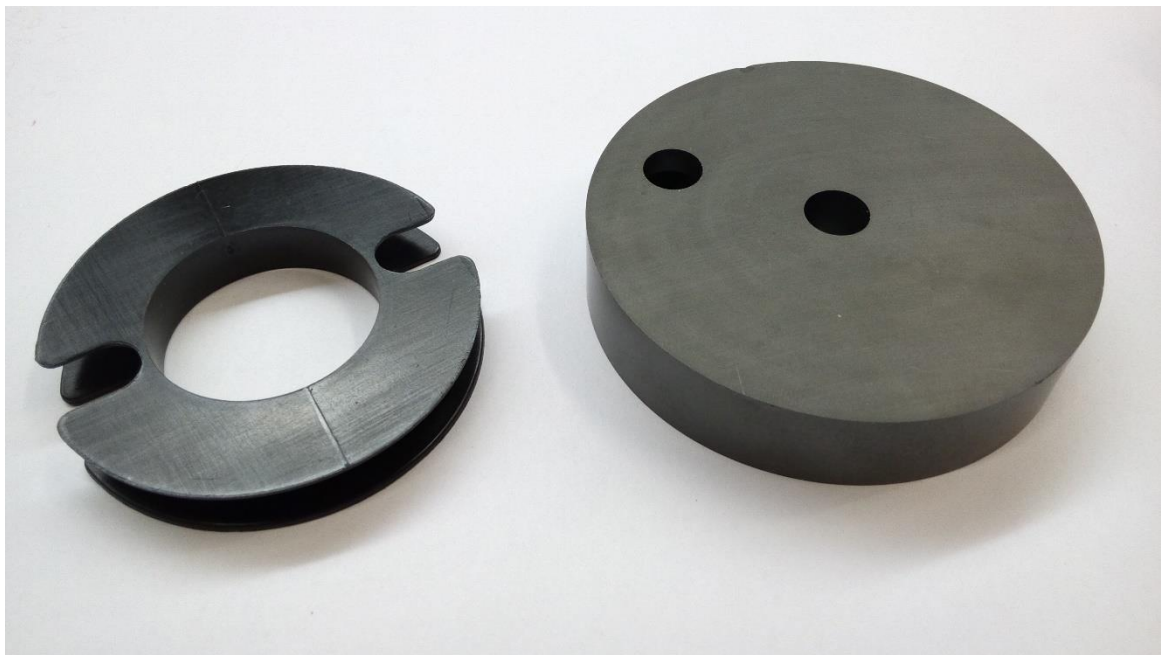


Figura 4.6 Pot core e relativo rocchetto d'avvolgimento separati



Figura 4.7 Pot core e relativo rocchetto d'avvolgimento assemblati

Questi due componenti mostrano un design compatto ed uniforme lasciando spazio ad unico foro posto lungo l'alloggiamento degli avvolgimenti per il passaggio verso l'esterno dei cavi, in questo modo si riducono al minimo le perdite di dispersione che generalmente vengono generate da discontinuità presenti lungo la struttura della ferrite. Il materiale di cui sono costituiti è denominato N22 e le sue caratteristiche sono mostrate nella Tabella 4.1.

Tabella 4.1 Datasheet del materiale costituente il pot core selezionato

SIFERRIT materials			
N22			
Material properties			
Preferred application			Proximity switches
Material			N22
Base material			MnZn
Color code (adjuster)			red
	Symbol	Unit	
Initial permeability (T = 25 °C)	μ_i		2300 $\pm 25\%$
Meas. field strength	H	A/m	1200
Flux density (near saturation) (f = 10 kHz)	B_S (25 °C) B_S (100 °C)	mT mT	370 260
Coercive field strength (f = 10 kHz)	H_C (25 °C) H_C (100 °C)	A/m A/m	18 14
Optimum frequency range	f_{min} f_{max}	MHz	0.001 ... 0.2
Relative at f_{min} loss factor at f_{max}	$\tan \delta / \mu_i$	10^{-6} 10^{-6}	<2 <20
Hysteresis material constant	η_B	$10^{-6}/mT$	<1.4
Curie temperature	T_C	°C	>145
Relative temperature coefficient at 25 ... 55 °C at 5 ... 25 °C	α_F	$10^{-6}/K$	— —
Mean value of α_F at 25 ... 55 °C		$10^{-6}/K$	0.9
Density (typical values)		kg/m ³	4700
Disaccommodation factor at 25 °C	DF	10^{-6}	4
Resistivity	ρ	Ωm	1
Core shapes	P core half		

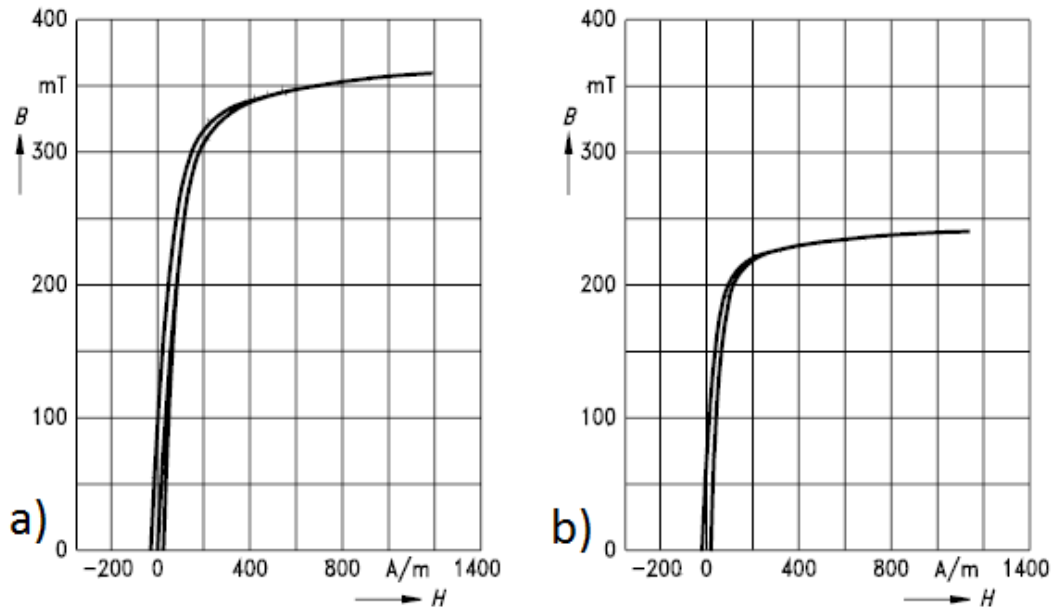


Figura 4.8 Curve di magnetizzazione a) a 10 KHz e 25°C b) a 10 KHz e 100°C

I vincoli che determinano le varie differenze di dimensionamento, considerati gli obiettivi di questo lavoro, sono sostanzialmente tre: un vincolo termico, un vincolo meccanico legato al numero massimo di avvolgimenti realizzabili prima di riempire completamente lo spazio fornito dal rocchetto d'avvolgimento, il quale impone inevitabilmente un ulteriore vincolo sul diametro del singolo conduttore e infine un vincolo magnetico che è fissato dalla saturazione del nucleo magnetico.

I gradi di libertà invece sono rappresentati dal rapporto di trasformazione $K=N_1/N_2$ e dall'entità del traferro posto tra i due pot core.

Come si nota il problema è molto complesso e le soluzioni per il dimensionamento possono essere molteplici quindi si sono effettuate delle scelte progettuali in modo da fissare alcuni parametri e ridurre quindi i gradi di libertà del progetto.

Innanzitutto è stato fissato $K=1.5$ in base al rapporto di conversione richiesto dal convertitore risonante, ovvero alla frequenza di risonanza di vuole una tensione di uscita al carico $V_{OUT}=48V$ originata da una tensione in ingresso $V_{IN}=70V$. Fissando K il grado di libertà relativo viene limitato dal vincolo sugli avvolgimenti massimi realizzabili. Si è provveduto a fissare inoltre un range di valori accettabili

per λ , riportato in Formula (2.24), sfruttando il materiale presente in letteratura che spazia da un minimo di 0.16 ad un massimo di 0.5. Come già osservato nel capitolo 2.6 il valore λ determina la controllabilità, l'efficienza e l'efficacia del convertitore ed esso è completamente imposto dalla struttura del trasformatore rotante. In particolare il traferro presente tra le due ferriti costituenti gioca un ruolo determinante, maggiore è la sua entità minore sarà λ e viceversa.

Considerato il vincolo termico trascurabile per le frequenze e le grandezze elettriche che determinano il funzionamento del convertitore si prende ora in considerazione il vincolo magnetico. Premesso che per come è costituito il convertitore, si veda il capitolo 2, il trasformatore rotante risulta comandato in tensione si è sviluppato quindi il calcolo del numero minimo di avvolgimenti per evitare la saturazione ragionando in termini di tensioni impresse.

$$N_{min} = \frac{\sqrt{2}V_{IN}}{\omega B_{MAX} S_{eff}} \quad (4.5)$$

Come si nota dalla Formula (3.11) il numero minimo di avvolgimenti, essendo $K=1.5$ il valore col minor numero di avvolgimenti al quale quindi si farà riferimento sarà N_2 , dipende dal valore di picco della tensione d'ingresso, dalla frequenza minima di funzionamento del convertitore, dal campo magnetico massimo (B_{MAX}) scelto in base ai valori forniti dal datasheet del componente e dall'area efficace (S_{eff}) definita come la superficie maggiore attraversata dal flusso magnetico generato nel trasformatore.

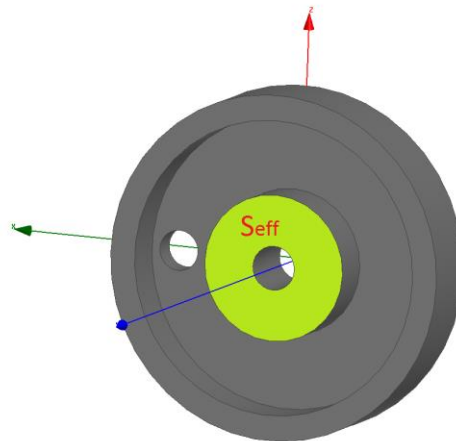


Figura 4.9 Superficie efficace S_{eff}

Inserendo i valori $V_{IN}=70V$, $\omega=2\pi f_r$ dove $f_r=100KHz$, $B_{MAX}=250mT$ ottenuto dai grafici in Figura (4.8), $S_{eff}=994mm^2$ si ottiene N_{2min} circa pari ad 1 quindi anche questo vincolo risulta molto blando.

Si sono effettuate varie simulazioni, tramite software, dell'oggetto con differenti valori di N_1 ed N_2 e con svariati livelli di traferro ottenendo le matrici delle induttanze per tutte le casistiche. Attraverso il seguente modello si sono poi ottenuti i valori di L_r ed L_m relativi e si è calcolato λ .

Il modello elettrico utilizzato per il calcolo dei parametri del trasformatore risulta semplificato rispetto a quello proposto in Figura (3.14).

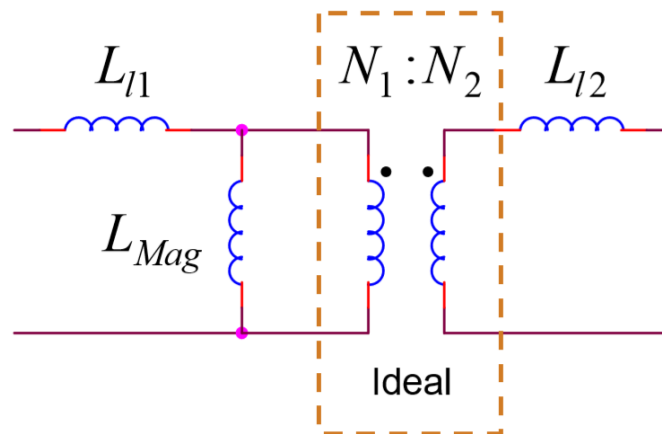


Figura 4.10 Modello elettrico del trasformatore rotante semplificato

L_{11} ed L_{12} rappresentano l'induttanza di dispersione al primario ed al secondario rispettivamente, L_{Mag} l'induttanza di magnetizzazione e N_1 , N_2 il numero di avvolgimenti al primario ed al secondario.

$$L_{11} = L_{l1} + L_{Mag} \quad (4.6)$$

$$L_{22} = L_{l2} + L_{Mag} \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 \quad (4.7)$$

Il valore di L_{Mag} è ottenuto attraverso la seguente espressione:

$$L_{Mag} = \left(\frac{N_1}{N_2}\right) L_{12} \quad (4.8)$$

Mentre la induttanza di dispersione riportata al primario, ovvero l'induttanza L_r mostrata nello schema generale del convertitore risonante di Figura (2.29) è ottenuta dalla somma di L_{11} ed L_{12} moltiplicata per il rapporto di trasformazione al quadrato quindi:

$$L_r = L_{11} + L_{12} \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 = (L_{11} - L_{Mag}) + \left(L_{22} - L_{Mag} \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2\right) \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \quad (4.9)$$

Infine si è studiato il vincolo imposto sul diametro massimo utilizzabile per il filo che andrà a realizzare fisicamente gli avvolgimenti del trasformatore. Data la flessibilità e maneggevolezza richiesta per l'installazione del cavo all'interno dell'alloggiamento e soprattutto la necessità di ridurre al minimo l'effetto pelle sul conduttore data la frequenza di lavoro relativamente alta si è optato per l'utilizzo di un filo di rame realizzato avvolgendo e intrecciando vari fili di diametro inferiore in parallelo. Imposto il numero minimo di avvolgimenti N_{2min} sul secondario non resta

che determinare il numero massimo di avvolgimenti sul primario N_{1max} considerando la corrente massima che può scorrere sul cavo e lo spazio disponibile sul rocchetto d'avvolgimento.

Grazie ai valori delle matrici delle induttanze ottenute precedentemente è stato possibile invertire il processo di dimensionamento e scegliere inizialmente un valore desiderato di N_1 e successivamente verificare se il filo da utilizzare rispettasse i vincoli di volume e portata elettrica. Si è scelto quindi $N_1=9$ e di conseguenza $N_2=6$ con un traferro pari a $\delta=1.5mm$ il quale garantisce un λ compreso nel range di valori trattati in letteratura.

Tabella 4.2 Matrice delle induttanze per i parametri selezionati ($N_1=9$, $N_2=6$, $\delta=1.5mm$)

L	1	2
1	$L_{11}=37.167 \mu H$	$L_{12}=22.100 \mu H$
2	$L_{21}=22.100 \mu H$	$L_{22}=16.519 \mu H$

Tramite le Formule (4.8, 4.9) si sono ricavati i valori di $L_m=33,150\mu H$ ed $L_r=8.035\mu H$ teorici.

Per l'avvolgimento primario alle condizioni di funzionamento, $V_{IN}=70V$ e $P=500W$, il diametro minimo del filo impiegabile risulta di $d_{1min}=0.5mm$ mentre per il secondario alle condizioni di funzionamento, $V_{OUT}=48V$ e $P=500W$, risulta $d_{2min}=0.73mm$. Effettuando una stima del volume occupato dagli avvolgimenti, primario e secondario, utilizzando il valore minimo di diametro si ottengono valori di occupazione bassissimi, il vincolo sulla portata elettrica dei fili conduttori risulta quindi trascurabile.

Si è focalizzato quindi lo studio sulla occupazione massima possibile del volume messo a disposizione dai rocchetti in plastica mantenendo $N_1=9$ ed $N_2=6$.

$$d_{MAX} = 2 \sqrt{\frac{A_{totRocchetto}}{\pi N}} \alpha \quad (4.10)$$

La Formula (4.10) permette di ottenere il diametro massimo del filo impiegabile assumendo un determinato numero di avvolgimenti N ed un'area totale messa a disposizione dal rocchetto per gli avvolgimenti, il calcolo è effettuato con un modello 2D basato sulla sezione del volume del rocchetto come mostrato dalla Figura (4.9) ed inoltre si è tenuto conto di un fattore di riempimento pari ad $\alpha=0.7$.

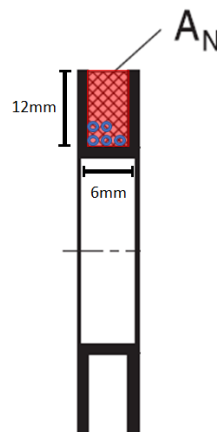


Figura 4.11 Sezione del volume del rocchetto destinato agli avvolgimenti (in rosso) con avvolgimenti (in blu)

Utilizzando un'area totale di 72mm^2 ottenuta tramite le misure di Figura (4.11) si sono ricavati i valori dei diametri massimi dei fili utilizzabili per primario e secondario.

- Primario: $d_{MAX1}=2.23\text{mm}$
- Secondario: $d_{MAX2}=2.7\text{mm}$

A causa delle imprecisioni nella realizzazione meccanica dei fili avvolti e di un oculato decremento dei valori di diametro massimo atto a contemplare gli errori di approssimazione effettuati nei calcoli si è realizzato infine un cavo per l'avvolgimento primario composto da 16 fili accoppiati in parallelo del diametro di

2mm ed un cavo per l'avvolgimento secondario composto da 24 fili del diametro di 2.9mm.

L'ultima parte del dimensionamento del trasformatore ha previsto la misura effettiva dei valori di induttanza magnetizzante (L_m) ed induttanza di dispersione riportata al primario (L_r). Si sono eseguite perciò due misure per ciascun avvolgimento, a vuoto e con l'avvolgimento escluso dalla misura cortocircuitato secondo gli schemi riportati in Figura (4.12).

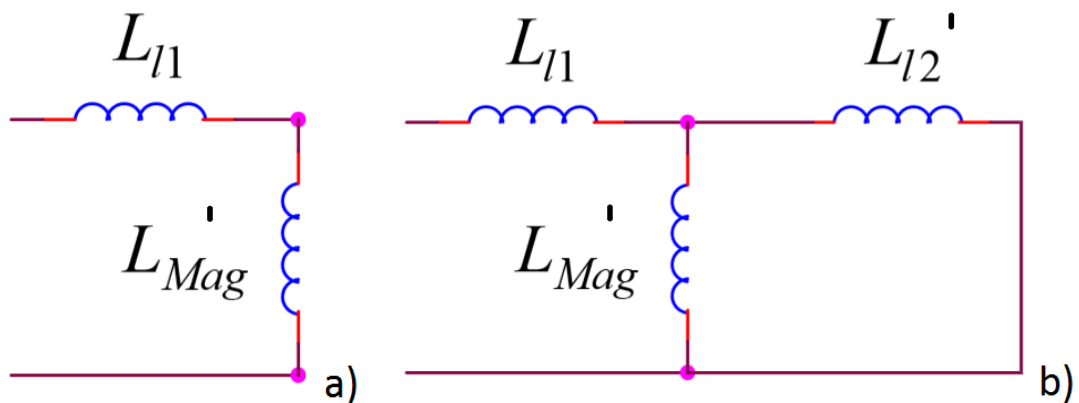


Figura 4.12 a) Circuito magnetico equivalente per misura a vuoto per il circuito primario
 b) circuito magnetico equivalente per misura con secondario cortocircuitato

Tabella 4.3 Misure sperimentali effettuate sul trasformatore rotante

Misure di L	1KHz	100KHz
Secondario a vuoto L_{l1}	36.7 μ H	36.2 μ H
Primario a vuoto L_{l2}	16 μ H	15.9 μ H
Secondario cortocircuitato $L_{l1corto}$	9.1 μ H	8.32 μ H
Primario cortocircuitato $L_{l2corto}$	3.7 μ H	3.52 μ H

Il modello di circuito magnetico a cui si fa riferimento è quello già utilizzato mostrato in Figura (4.10), il valore L_{l1} misurato a 100KHz, frequenza di

funzionamento del convertitore oggetto del progetto, varia di $0.967\mu\text{H}$ rispetto a quello teorico riportato in Tabella (4.2). L_{22} varia invece di $0.619\mu\text{H}$ rispetto al corrispondente teorico. Per ottenere L_m reale ricavandolo dai valori misurati è necessario sviluppare alcuni passaggi matematici facendo riferimento allo schema di Figura (4.12 b):

$$L_{1corto} = L_{l1} + \frac{1}{\frac{1}{L_m} + \frac{1}{L_{l2}}} \quad (4.11)$$

Sostituendo i valori di L_{l1} ed L_{l2} si ottiene una equazione in cui l'unica incognita risulta L_m (valore reale di L_m), si ottiene la seguente espressione di secondo grado:

$$L_m^2 + \left((L_{1corto} - L_{l1}) \left(1 - \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 \right) \right) L_m + L_{22} (L_{1corto} - L_{l1}) = 0 \quad (4.12)$$

Dalla quale sostituendo i valori noti si ottiene l'unica soluzione di L_m accettabile ovvero $L_m=30.4\mu\text{H}$ differente dal valore teorico per $2.75\mu\text{H}$. Attraverso la Formula (4.8) è possibile poi ricavare $L_{12}=L_{21}=20.26\mu\text{H}$, la differenza col valore teorico risulta di $1.84\mu\text{H}$. Infine grazie alla Formula (4.9) si ottiene $L_r=11.17\mu\text{H}$.

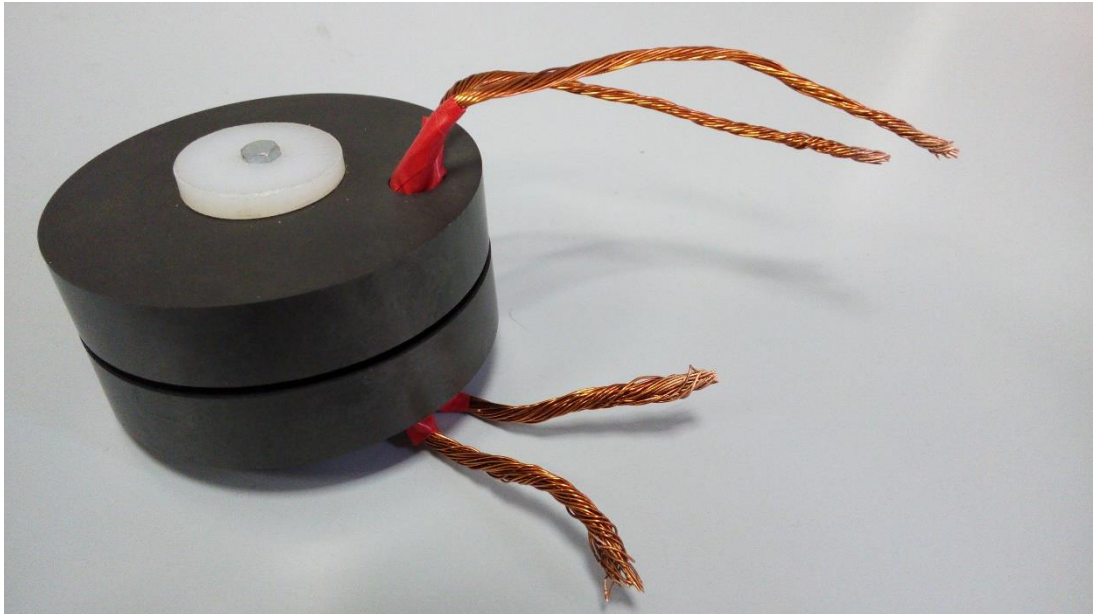


Figura 4.13 Trasformatore rotante assemblato

4.3.2. Dimensionamento componenti risonanti

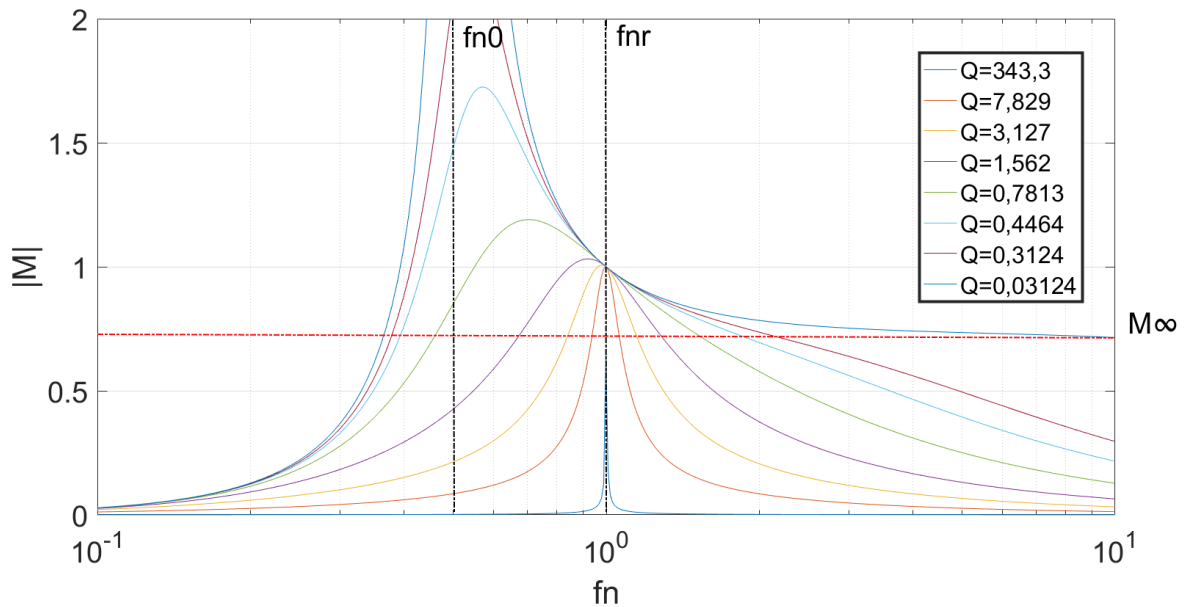


Figura 4.14 Modulo del guadagno teorico del convertitore LLC risonante in funzione della frequenza di commutazione normalizzata e del fattore di merito Q utilizzando i valori ottenuti nel dimensionamento

Ottenuti i valori di induttanza di dispersione e di magnetizzazione è possibile dimensionare il condensatore risonante C_r , attraverso la Formula (2.22) si ottiene $C_r=226.7\text{nF}$. Infine avendo a disposizione tutti i parametri risonanti del convertitore si deriva il valore di λ utilizzando la Formula (2.24) pari a $\lambda=0.367$. In Figura (4.14) vengono mostrate le curve teoriche del guadagno del convertitore in funzione della frequenza normalizzata al variare del fattore di merito Q .

4.3.3. Valutazioni su Q_{MAX} , range di guadagno e f_{min}

Come già accennato nei capitoli precedenti il convertitore opera tra due condizioni limite le quali possono essere espresse con $R \rightarrow \infty$ ed $R \rightarrow 0$.

Richiamando le Formule (2.21 e 2.23) si ottiene:

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{R_{ac}} \quad (4.13)$$

Inoltre:

$$P = \frac{V^2}{R_{ac}} \quad (4.14)$$

Nel caso in cui il carico tenda ad infinito, ovvero un aperto, si ottiene idealmente la serie tra C_r , L_r ed L_m , in questa condizione la curva del guadagno del convertitore corrisponde ad uno spike con valore infinito posizionato esattamente su f_{n0} . In caso contrario quando il carico tende a zero, quindi ad un

cortocircuito, la curva del guadagno del convertitore corrisponde ad uno spike con valore unitario posizionato sulla frequenza di risonanza f_{nr} . Tutte le condizioni intermedie ricoprono l'intero range di soluzioni comprese tra questi due casi estremi ed alcune di esse sono mostrate in Figura (4.14).

Risulta necessario quindi stabilire un range di funzionamento per il convertitore risonante, questo processo vede come primo passo la definizione di un Q_{MAX} il quale implica secondo la Formula (4.13) un R_{min} dato che i valori L_r e C_r risultano fissati a priori dal dimensionamento del trasformatore rotante e dalla frequenza di risonanza scelta. Il valore di R_{min} però deriva da un ulteriore vincolo imposto dalla potenza massima trasferibile dal convertitore riscontrabile attraverso la Formula (4.14). Il valore di R_{min} ottenuto è 4.608Ω e di conseguenza $Q_{MAX}=1.526$.

A questo punto è possibile stabilire la frequenza minima di funzionamento ottenuta derivando la formula del guadagno M , sostituendo in essa i valori appropriati di λ e Q_{MAX} ed uguagliandola infine a zero.

$$\frac{d|M(Q, \lambda, f_n)|}{dfn} \Big|_{Q_{MAX}, \lambda} = 0 \quad (4.15)$$

Da cui risulta $f_{nmin}=0.903$ e di conseguenza $f_{swmin}=90.3\text{KHz}$.

Sfruttando la Formula (2.38) del modulo del guadagno del convertitore risonante si ottiene il guadagno massimo per quel determinato valore di Q_{MAX} .

$M_{MAX}=1.05$.

CAPITOLO 5

PROGETTO DEL CONVERTITORE RISONANTE

5.1. Schema generale della scheda

La scheda che realizza il convertitore risonante è costituita da diverse parti ognuna delle quali svolge un ruolo ben preciso. In aggiunta alla scheda progettata in questa sede vi è un componente esterno già presente all'interno del laboratorio LEMAD presso il quale è stato realizzato il lavoro di tesi, questo componente è il convertitore DC/DC grazie al quale è possibile fornire in ingresso al convertitore risonante la precisa tensione per il corretto funzionamento.

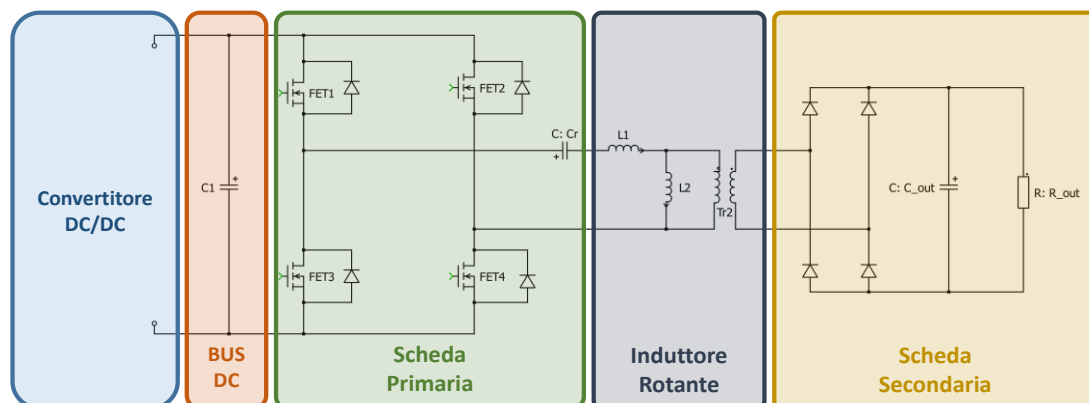


Figura 5.1 Schema circuitale del convertitore risonante

All'interno dello schema di Figura (5.1) si possono osservare le diverse parti costituenti la scheda e se ne possono distinguere sostanzialmente cinque:

- Convertitore DC/DC: Convertitore che fornisce la tensione di ingresso da trasferire al carico;
- Bus DC: Risulta necessario per poter trasferire una tensione stabile alla scheda la quale poi la assorberà e trasferirà al carico. Da notare che il Bus DC risulta integrato all'interno della scheda primaria ma in questo caso è stato separato concettualmente, e graficamente, per definirne con maggior chiarezza il compito;
- Scheda Primaria: Prima scheda a valle del convertitore DC/DC, essa contiene sostanzialmente il ponte H e il condensatore appartenente alla rete risonante;
- Induttore Rotante: Un componente esterno realizzato in laboratorio il quale si connette direttamente alla scheda primaria e secondaria completando il la rete risonante;
- Scheda secondaria: Scheda a valle del trasformatore rotante contenente il ponte raddrizzatore e il carico destinatario della potenza trasferita.

Gli oggetti principali del lavoro di tesi sono quindi la scheda primaria, l'induttore rotante di cui si è già descritto il processo di costruzione nel Capitolo 3.2 ed infine la scheda secondaria. Si andrà ora a descriverne il loro progetto.

5.2. Scheda Primaria

In questa scheda è presente il *full bridge* che opera lo switching, esso è realizzato tramite quattro dispositivi eGAN FET disposti a coppie in modo da comporre il ponte H tramite due rami. Ogni singolo ramo è pilotato da un driver specifico il quale si occupa dell'adattamento dei segnali di comando PWM provenienti dalla scheda DSP (Digital Signal processor) esterna, già presente in laboratorio e controllabile via software. Come precedentemente affermato anche il bus DC è presente all'interno di questa scheda primaria ed inoltre sono stati inseriti un sensore di tensione a monte del bus DC e un sensore di corrente nella stessa posizione. Infine è stata integrata una catena di alimentazioni atta alla generazione delle varie tensioni isolate di cui necessitano i vari dispositivi sulla scheda tra cui sensori e driver.

5.2.1. Bus DC

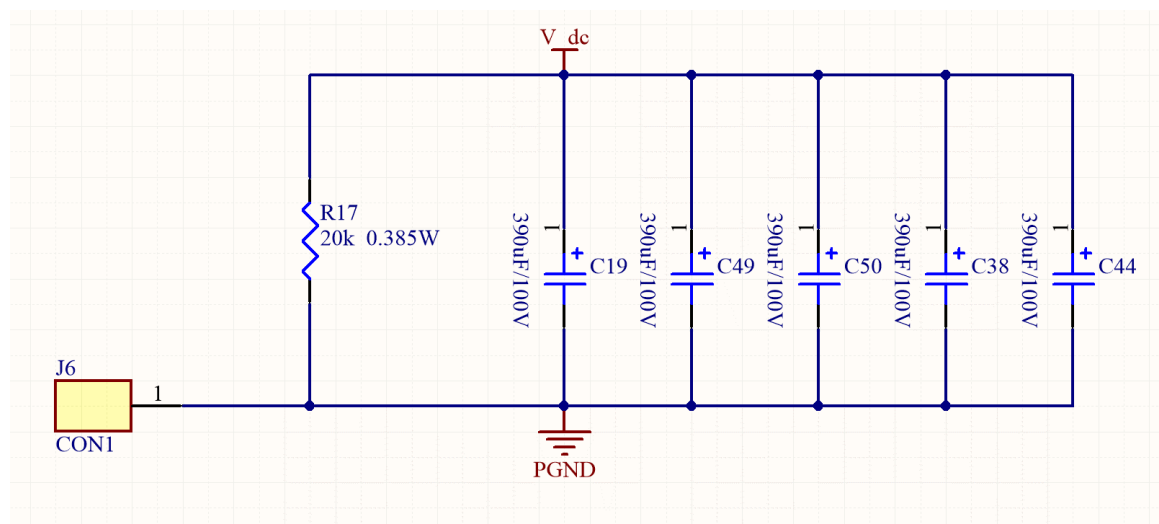


Figura 5.2 Bus DC, condensatori elettrolitici e resistenza di scarica

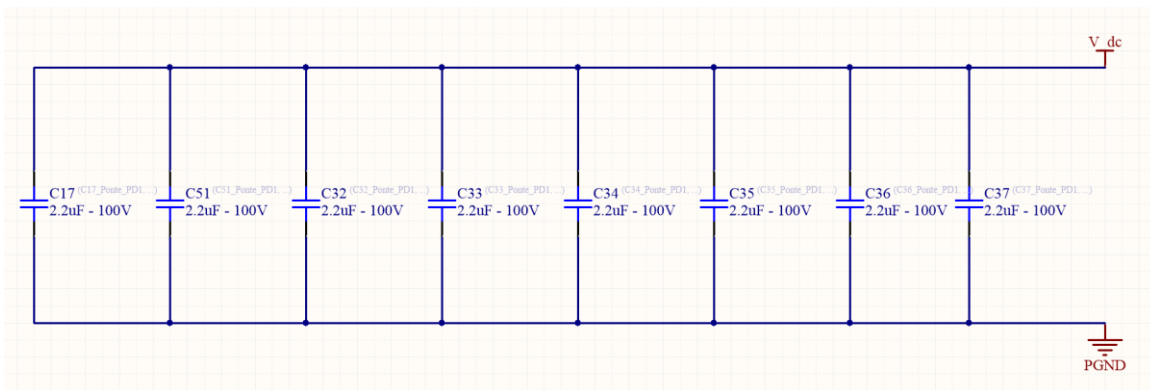


Figura 5.3 Bus DC, fast capacitors

Siccome il circuito del ponte H non necessita di particolari configurazioni per il suo funzionamento si è pensato di realizzare il bus DC tramite due tipi di condensatori, cinque condensatori elettrolitici da $390\mu\text{F}$ in parallelo con otto condensatori da $2.2\mu\text{F}$. Il dimensionamento dei condensatori è stato effettuato basandosi su una tensione di ingresso fornita dal convertitore DC/DC di 70V . Il compito del bus DC è quello di fornire una tensione particolarmente costante grazie alla quale il convertitore possa soddisfare le varie richieste di corrente provenienti dal carico, posto sulla scheda secondaria.

Il primo tipo di condensatori più voluminosi e quindi ingombranti esauriscono l'intera funzione stabilizzante che si pretende dal bus DC mentre i restanti condensatori di taglia decisamente più piccola hanno il compito far fronte alle repentine variazioni di corrente assorbite dai transistor al GaN, per questa loro funzione i componenti appena descritti vengono anche chiamati *fast capacitors*. Essi inoltre isolano i mosfet da eventuali induttanze parassite generate dalle piste di connessione presenti sulla scheda. La resistenza di scarica è dimensionata per un tempo di scarica di circa 47s .

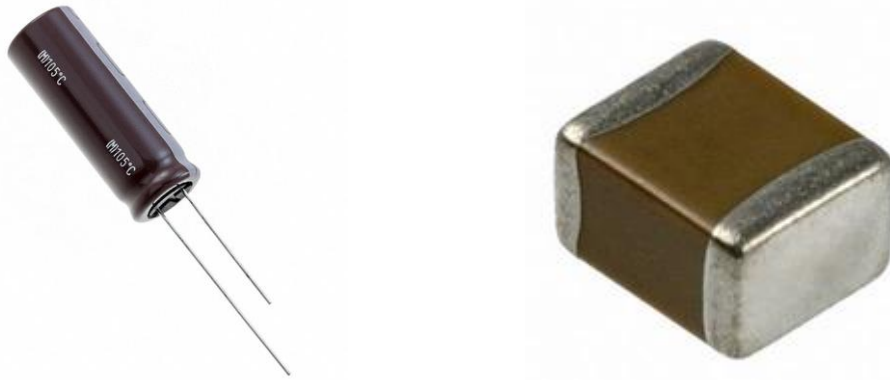


Figura 5.4 Condensatori impiegati, a sinistra il condensatore elettrolitico e a destra il fast capacitor

5.2.2. Dispositivi commutatori di potenza

Per realizzare il ponte H commutante si sono utilizzati inizialmente quattro dispositivi eGAN FET del tipo EPC2001C prodotti dalla EPC (Efficient Power Conversion) al nitruro di gallio.

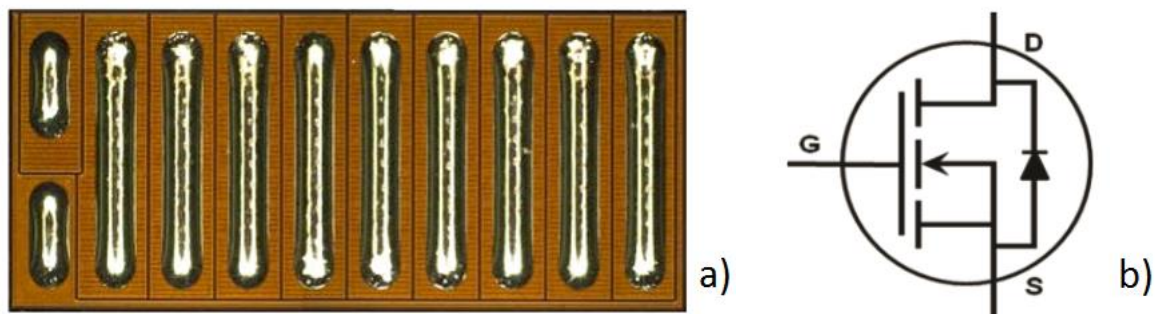


Figura 5.5 eGAN FET nel package a) simbolo circuitale del componente b)

Di seguito verrà mostrata una tabella contenente tutte quante le grandezze caratteristiche fornite dal datasheet del componente.

Tabella 5.1 Datasheet del componente EPC2001C

Maximum Ratings			
V_{DS}	Drain-to-Source Voltage (Continuous)	100	V
	Drain-to-Source Voltage (up to 10,000 5ms pulses at 150°C)	120	V
I_D	Continuous ($T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_{\theta JA} = 7.3$)	36	A
	Pulsed (25°C , $T_{\text{pulse}} = 300 \mu\text{s}$)	150	
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	6	V
	Gate-to-Source Voltage	-4	
T_J	Operating Temperature	-40 to 150	°C
T_{STG}	Storage Temperature	-40 to 150	

Static Characteristics ($T_J = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise stated)						
PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT	
BV_{DSS}	Drain-to-Source Voltage	$V_{GS} = 0\text{ V}$, $I_D = 300 \mu\text{A}$	100			V
I_{DSS}	Drain Source Leakage	$V_{GS} = 0\text{ V}$, $V_{DS} = 80\text{ V}$		100	250	μA
I_{GSS}	Gate-Source Forward Leakage	$V_{GS} = 5\text{ V}$		1	5	mA
	Gate-Source Reverse Leakage	$V_{GS} = -4\text{ V}$		0.1	0.25	
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	$V_{DS} = V_{GS}$, $I_D = 5\text{ mA}$	0.8	1.4	2.5	V
$R_{DS(on)}$	Drain-Source On Resistance	$V_{GS} = 5\text{ V}$, $I_D = 25\text{ A}$		5.6	7	$\text{m}\Omega$
V_{SD}	Source-Drain Forward Voltage	$I_S = 0.5\text{ A}$, $V_{GS} = 0\text{ V}$		1.7		V

Siccome si sono scelti componenti al nitruro di gallio non è stato possibile acquistare ed utilizzare un unico blocco di potenza a ponte H preassemblato, per questo motivo è risultata di vitale importanza per la buona riuscita del progetto la disposizione dei vari componenti all'interno della scheda. La lunghezza e la forma delle piste che collegano i vari dispositivi possono infatti provocare fastidiose induttanze parassite le quali a causa delle elevate velocità di commutazione, in particolar modo proprio per gli eGAN FET, e quindi al rapidissimo passaggio da stato ON a stato OFF dell'interruttore possono generare picchi di tensione potenzialmente letali per la scheda.

Uno degli elementi critici riscontrabile attraverso l'analisi del datasheet è la scarsa escursione del range di tensioni fra gate e source utilizzabili per poter comandare il dispositivo. Rispetto ai classici MOSFET in silicio che mostrano range

molto più ampi (+20V, -20V) gli eGAN FET risultano molto più delicati e quindi soggetti agli overshoot della tensione di controllo.

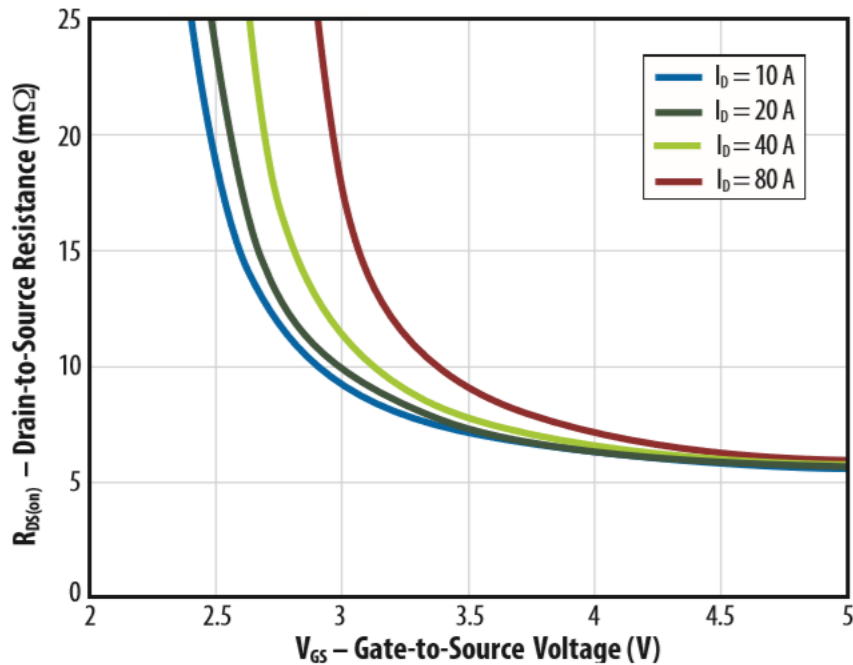


Figura 5.6 Relazione tra $R_{DS(on)}$ e V_{GS} per vari valori di corrente

Come mostrato dalla Figura (5.6) la effettiva creazione del canale, verificabile dal valore relativamente basso e stabile della $R_{DS(on)}$, avviene per tensioni di gate superiori a 4V col limite superiore imposto dalla tecnologia a 6V. Nel caso in cui la tensione di controllo sia inferiore a 4V il componente non conduce mentre quanto questa tensione supera i 6V l'eGAN FET rischia la rottura. Immediatamente si intuisce quanto sia importante l'utilizzo di un driver molto preciso e soprattutto della progettazione di un layout tale che possa contenere le induttanze parassite le quali sono le principali responsabili delle oscillazioni della tensione di controllo indesiderate.

Le induttanze parassite che condizionano maggiormente il comportamento degli eGAN FET sono due: l'induttanza di source comune L_S che rappresenta l'induttanza condivisa tra il percorso di potenza della corrente tra drain e source e il loop del driver per il controllo del gate, l'induttanza del loop di potenza ad alta frequenza L_{LOOP} la quale è generata dal loop compreso tra terminale positivo della

capacità d'ingresso, dispositivo superiore del ramo, dispositivo inferiore e di nuovo al terminale negativo della capacità d'ingresso.

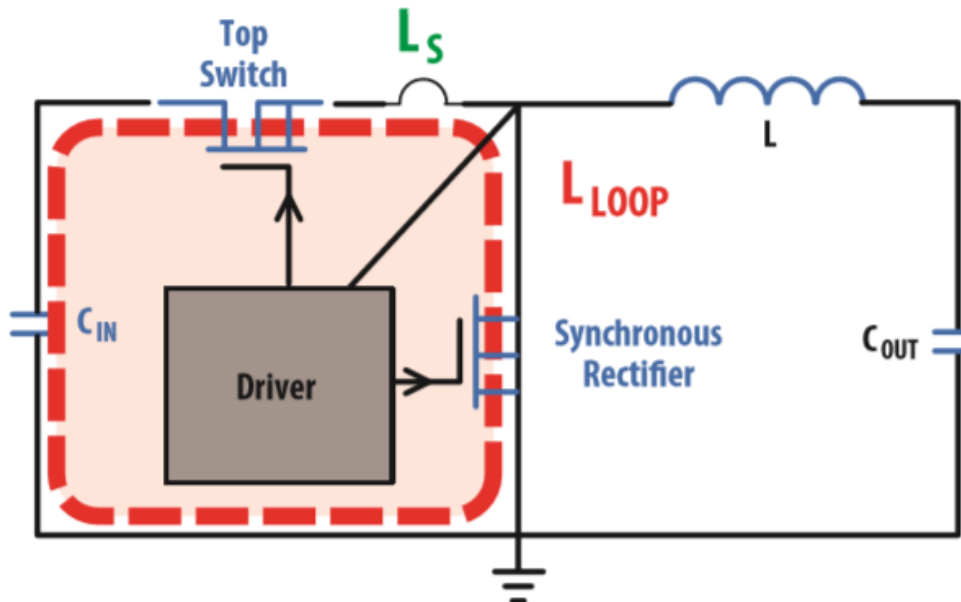


Figura 5.7 Percorsi delle induttanze parassite nello schema di un buck converter classico

L'induttanza di source comune L_S degrada le performance del dispositivo diminuendo la velocità di controllo con cui esso viene comandato ed aumentando le perdite sul componente superiore del ramo, il suo valore è principalmente legato al tipo di package con cui il componente è realizzato. In particolare si è osservato come il package LGA (Land Grid Array) mostri un valore di L_S molto limitato dovuto all'intreccio tra i terminali di source e drain che minimizza sia la resistenza in conduzione che l'induttanza parassita.

L'induttanza del loop di potenza L_{LOOP} invece impatta maggiormente la velocità di commutazione e l'entità dei picchi di tensione tra drain e source, il suo valore è collegato strettamente al layout impiegato per la realizzazione della scheda PCB. Utilizzando il package LGA con una induttanza parassita limitatissima si intuisce come la fonte principale di problemi sia rappresentata dalla disposizione di piste e dispositivi sul circuito stampato.

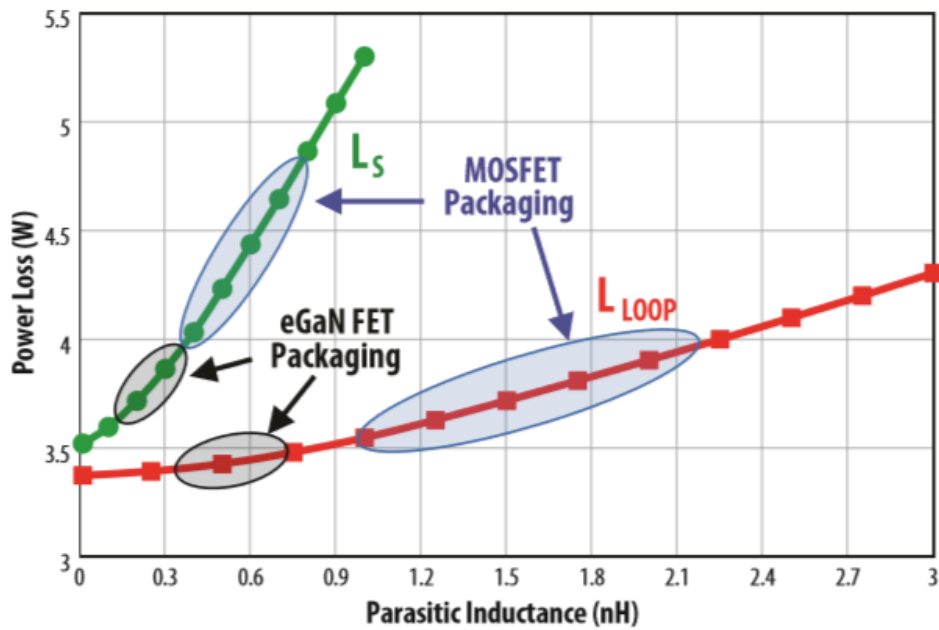


Figura 5.8 Effetti delle induttanze parassite sulle perdite di potenza ($V_{IN}=12V$, $V_{OUT}=1.2V$, $I_{OUT}=20A$, $F_{SW}=1MHz$)

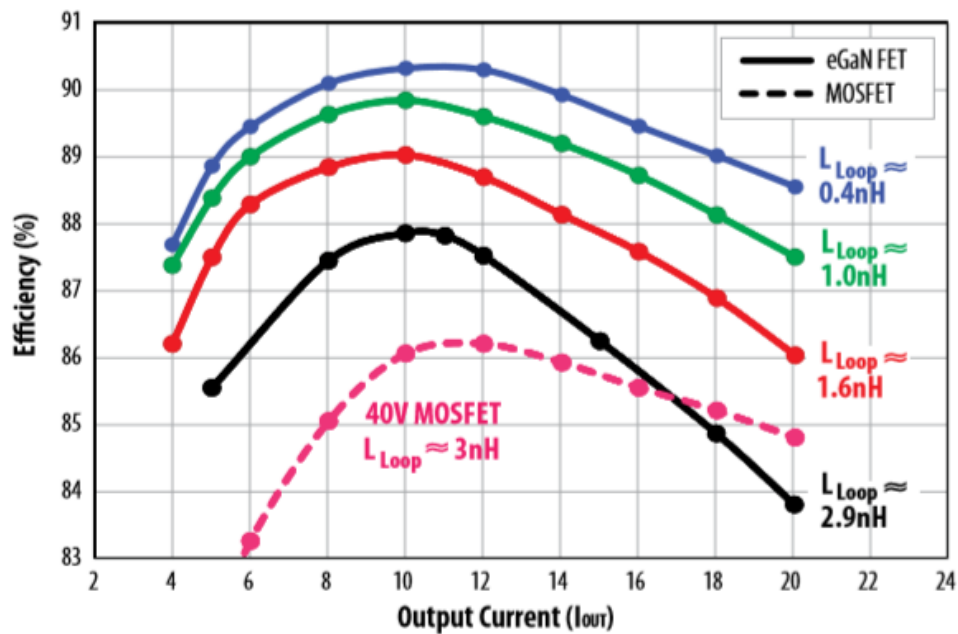


Figura 5.9 Effetti dell'induttanza del loop di potenza (L_{LOOP}) ad alta frequenza per design caratterizzati da induttanza di source comune (L_S) simile

Vi sono vari tipologie di layout impiegabili, una di queste è quella che prevede il loop di potenza laterale. Capacità di ingresso e dispositivi commutanti risultano sullo stesso lato della scheda ma nei layer sommersi all'interno del PCB a casua dei

campi magnetici generati dal loop superficiale vengono generate delle correnti indotte che a loro volta producono campi magnetici i quali interagiscono col campo del loop principale. Essendo il loop di potenza organizzato su un unico piano superficiale ovviamente esso non dipenderà dallo spessore della scheda. Un secondo metodo consiste nella realizzazione del loop di potenza verticale. I condensatori in questo caso sono installati sul lato inferiore della scheda mentre gli eGAN FET sul lato superficiale generando in questo modo un loop di potenza che si estende su entrambe le facce del PCB. In questa seconda seconda struttura non c'è nessuno strato inferiore interferente, il percorso di ritorno sul lato inferiore genera invece la cancellazione del campo magnetico generato dal percorso superiore riducendo quindi la rumorosità del sistema. Ovviamente questa configurazione è fortemente dipendente dallo spessore della scheda.

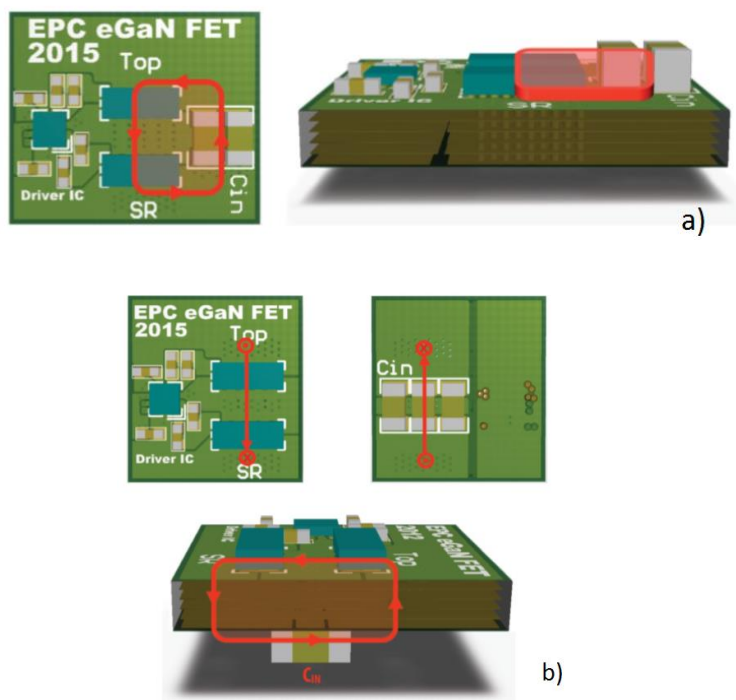


Figura 5.10 Loop laterale convenzionale con eGAN FET nello schema di un buck converter classico
a) loop verticale convenzionale dello stesso schema

La terza configurazione disponibile è quella ottimale, in questo caso tutti i componenti facenti parte del loop di potenza sono sul lato superficiale della scheda ma il percorso di ritorno tra componente commutante basso e terminale negativo del

condensatore di ingresso è realizzato utilizzando il primo layer sommerso disponibile all'interno del PCB. Le capacità di ingresso sono poste in prossimità del dispositivo commutante superiore col terminale positivo di tensione posizionato dallo stesso lato del contatto di drain dell'eGAN FET superiore mentre i componenti di potenza commutanti sono nella stessa posizione delle due configurazioni precedentemente descritte.

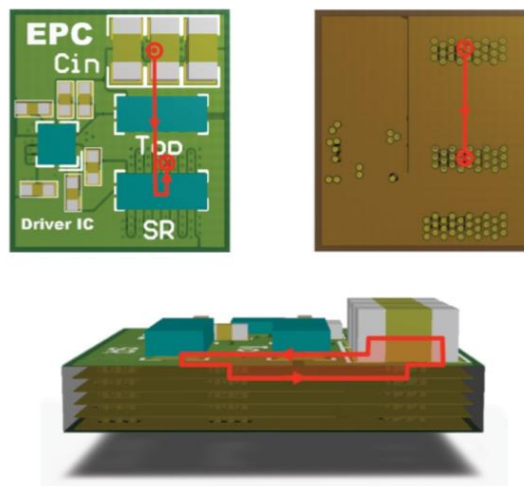


Figura 5.11 Loop ottimale con eGAN FET nello schema di un buck converter classico

Tale configurazione garantisce un loop di potenza ridotto, autocancellazione del campo magnetico, indipendenza dallo spessore complessivo della scheda, un layout completamente sviluppato sullo strato superficiale e un'alta efficienza.

In questa sede di progetto si è scelto il layout verticale che nonostante presenti una forte dipendenza dallo spessore della scheda permette, attraverso un oculato layout di tutti i componenti della sezione inerente ai rami di commutazione sulla scheda, la disposizione superficiale dei soli transistor al GaN e quindi la possibilità di porre un dissipatore direttamente ai componenti tramite una pasta termica (TIM) riducendo in questo modo di molto la resistenza termica offerta dal circuito. Si è perciò scelto di realizzare un loop di potenza leggermente superiore per ottenere un layout facilitato e termicamente più efficiente.

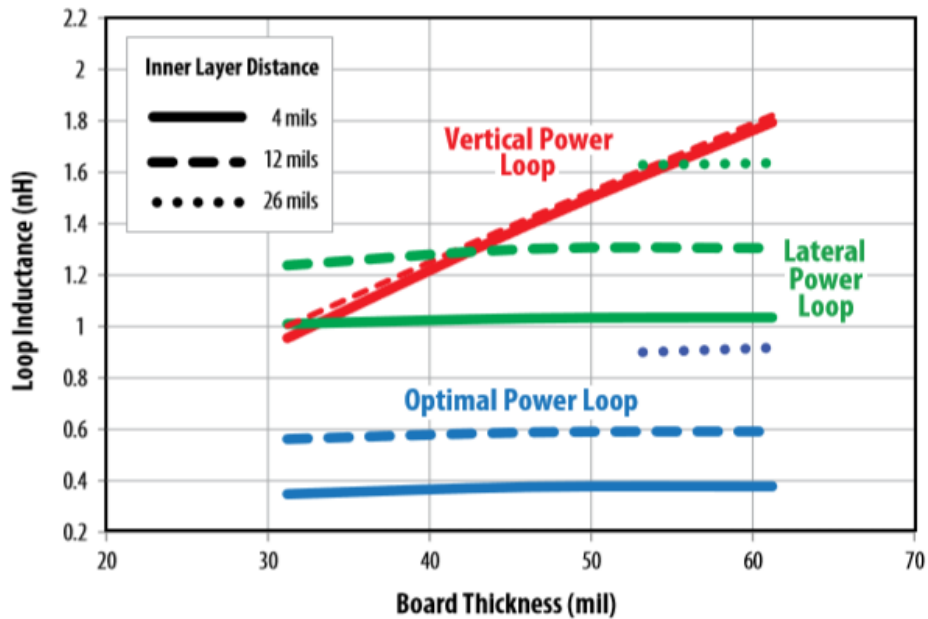


Figura 5.12 Valori di induttanze generate dal loop di potenza ad alta frequenza per differenti configurazioni, differenti spessori di scheda e differenti distanze per il primo layer sommerso

Gli eGAN FET grazie al loro particolare package sono in grado generare meno calore e dissiparlo superiormente. L'efficienza termica complessiva può essere determinata comparando due parametri, $R_{\theta JC}$ e $R_{\theta JB}$ normalizzati per l'area del particolare package utilizzato. $R_{\theta JC}$ è la resistenza termica tra giunzione e case ovvero dalla parte attiva del componente fino alla parte superiore del substrato di silicio, pareti laterali del package incluse. $R_{\theta JB}$ è la resistenza termica tra la giunzione e la scheda ovvero la resistenza tra la parte attiva e la scheda del circuito stampato. Uno dei grandi vantaggi del package LGA risulta la possibilità di dissipare e di ottimizzare la dissipazione in due direzioni diverse, verso l'alto superficialmente e verso il basso sulla scheda stampata. La resistenza termica tra PCB ed ambiente può essere ridotta sfruttando dei via termici posizionati sotto il componente all'interno della scheda e allo stesso tempo connettendoli a dei layer interni di rame per trasportare il calore lateralmente. Per dissipare efficientemente sfruttando la parte superiore degli eGAN FET è necessario invece un dissipatore contattato ai dispositivi di potenza tramite un materiale termico d'interfaccia (TIM). Questo secondo metodo di dissipazione può essere implementato sia contattando l'eGAN

FET esclusivamente sulla parte superiore oppure sfruttando anche le aree laterali per diminuire ulteriormente la resistenza termica.

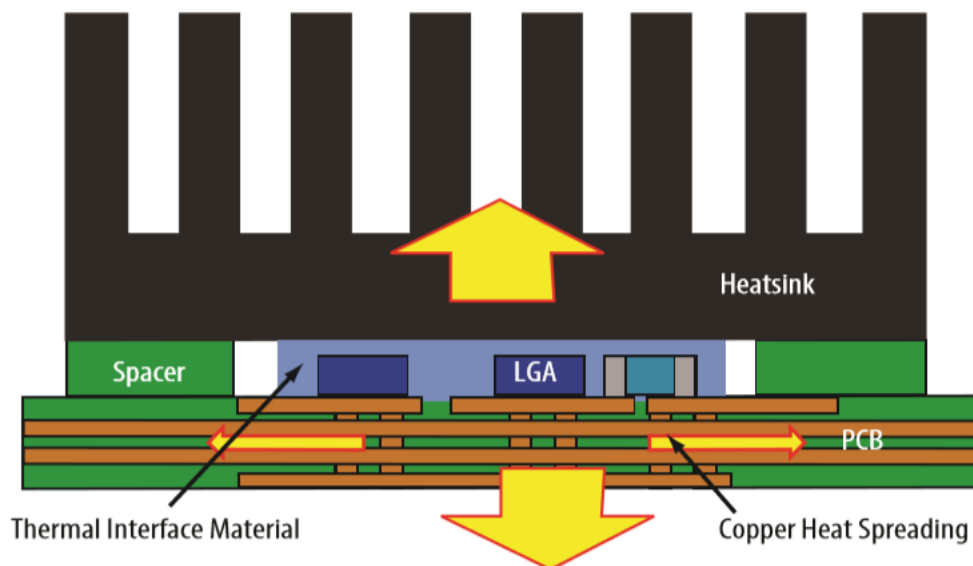


Figura 5.13 Schema termico di transistor LGA eGAN montati su scheda con due vie di raffreddamento, superiormente tramite dissipatore e inferiormente tramite diffusione lungo la scheda PCB

Nel progetto della scheda si è scelto di utilizzare unicamente la dissipazione superficiale a causa del sovraffollamento di elementi presenti sul lato posteriore della scheda e per rendere più semplice e robusto il layout finale, in particolare è stato utilizzato il dissipatore ATS-CPX045045035-192-C2-R0 della Advanced thermal solution inc. il quale presenta due alloggiamenti destinati a push pin per il fissaggio alla scheda.

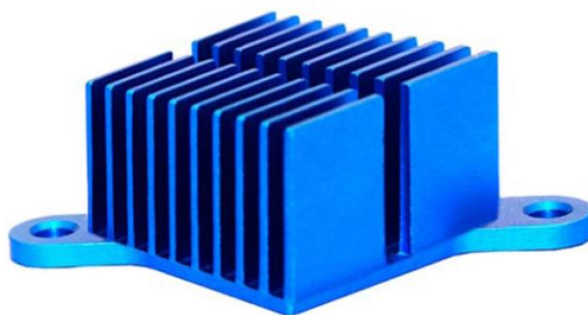


Figura 5.14 Dissipatore ATS-CPX045045035-192-C2-R0

Infine si considera il grado di immunità degli eGAN FET ai picchi di tensione e corrente (dv/dt e di/dt). Nei vari cambiamenti di stato del circuito può accadere che si verifichino alti picchi di tensione dv/dt sia utilizzando hard switching che, come in questo caso, soft switching. Al verificarsi di questi eventi la capacità di drain-source C_{DS} si carica, allo stesso tempo si caricano le capacità in serie di gate-drain C_{GD} e gate-source C_{GS} . Le correnti di carica su C_{GD} se non indirizzate scorreranno caricando C_{GS} anche sotto la soglia V_{TH} accendendo in questo modo il dispositivo. Questo fenomeno è chiamato effetto Miller, avviene anche sui dispositivi classici al silicio e può portare ad elevate dissipazioni. Per valutare il grado di influenza dell'effetto Miller sulle prestazioni del dispositivo si utilizza un parametro chiamato *Miller charge ratio* che corrisponde al rapporto Q_{GD}/Q_{GS1} . Una *Miller charge ratio* inferiore ad 1 garantisce teoricamente l'immunità ai picchi dv/dt .

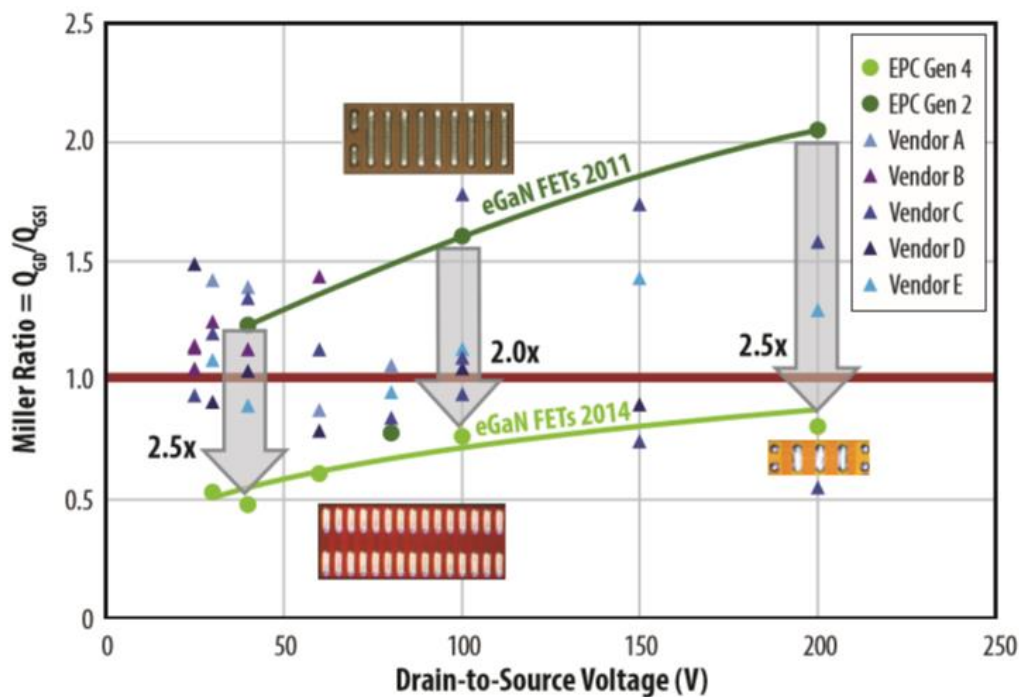


Figura 5.15 Confronto tra Miller charge ratio per la seconda e quarta generazioni i eGAN FET e MOSFET al silicio allo stato dell'arte per tensioni V_{DS} alla metà della portata

Dalla Figura (5.15) si nota come le ultime generazioni di eGAN FET siano sotto la soglia unitaria a metà della loro portata di tensione.

Per quanto riguarda la corrente invece un suo aumento improvviso attraverso un componente spento provoca un gradino di tensione attraverso l'induttanza di

source comune la quale genera a sua volta una tensione opposta attraverso C_{GS} . Questo provoca un pilotaggio del gate attraverso valori negativi il quale può indurre fenomeni di ringing e overshooting nella tensione V_{DS} .

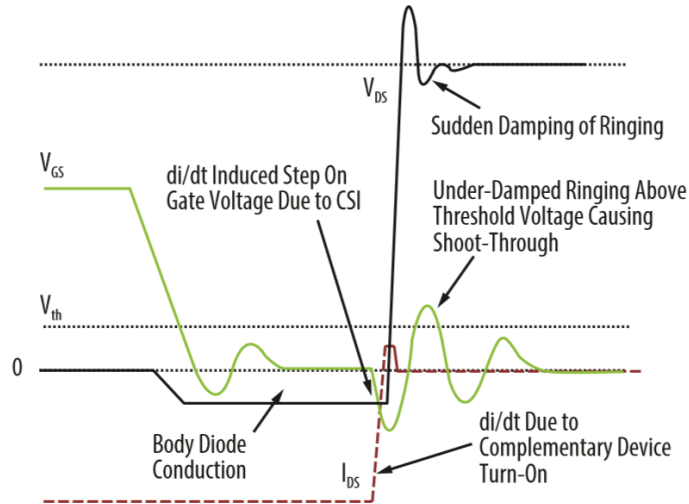


Figura 5.16 Accensione indotta da un picco di/dt del dispositivo di switching

Questo fenomeno indesiderato può essere attenuato applicando un sufficiente smorzamento del loop di spegnimento del gate il quale può essere implementato aumentando la resistenza di gate di pull-down. L'accorgimento appena descritto se male ponderato può portare comunque ad effetti negativi collaterali perciò generalmente una soluzione migliore consiste nel limitare la induttanza di common-source migliorando ed ottimizzando il packaging del dispositivo e il suo layout. Come già affermato il package LGA dei dispositivi commutanti al nitruro di gallio utilizzati risulta ottimizzato in questo senso.

Dopo alcune valutazioni di carattere prettamente tecnico si è scelto di sostituire gli eGAN FET della EPC con dei dispositivi GS61008T della GaN Systems. Questa scelta è stata dettata dalla estrema difficoltà della saldatura dei componenti sulla scheda a causa della loro minima dimensione e della loro particolare connessione tramite solder bars parallele. I dispositivi sostitutivi però mantengono gran parte delle caratteristiche tecniche e fisiche già elencate, essi infatti mantengono la stessa efficienza in termini di riduzione di L_s ma presentano un package di dimensioni leggermente maggiori all'interno del quale è già stata effettuata una saldatura interna. I contatti finali del GS61008T sono cinque come evidenziato dalla Figura

(5.18), due contatti di gate per facilitare il layout, uno di drain, uno di source e infine un contatto termico superficiale.

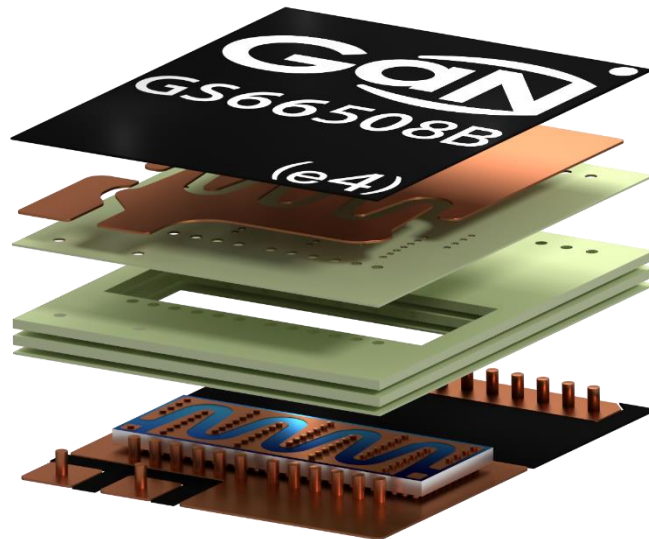


Figura 5.17 Scomposizione 3D del package del GS61008T



Figura 5.18 Struttura del componente GS61008T

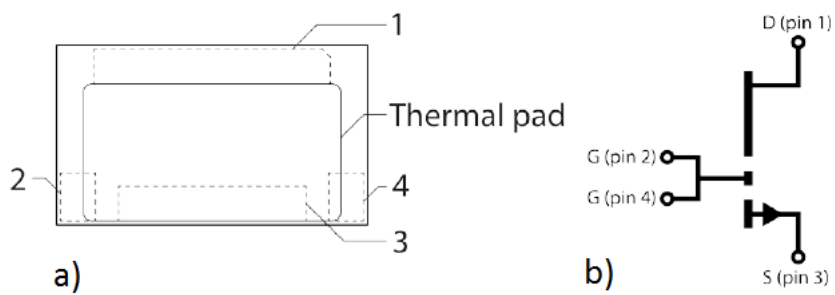


Figura 5.19 a) schema del package (il Thermal pad è connesso internamente al Source S- pin3 e al substrato) b) simbolo circuitale del GS61008T

Tabella 5.2 Datasheet del dispositivo GS61008TAbsolute Maximum Ratings ($T_{case} = 25\text{ °C}$ except as noted)

Parameter	Symbol	Value	Unit
Operating Junction Temperature	T_J	-55 to +150	°C
Storage Temperature Range	T_S	-55 to +150	°C
Drain-to-Source Voltage	V_{DS}	100	V
Drain-to-Source Voltage - transient (note 1)	$V_{DS(transient)}$	130	V
Gate-to-Source Voltage	V_{GS}	-10 to +7	V
Gate-to-Source Voltage - transient (note 1)	$V_{GS(transient)}$	-20 to +10	V
Continuous Drain Current ($T_{case} = 25\text{ °C}$) (note 2)	I_{DS}	90	A
Continuous Drain Current ($T_{case} = 100\text{ °C}$) (note 2)	I_{DS}	65	A

(1) Pulse $\leq 1\ \mu\text{s}$

(2) Limited by saturation

Electrical Characteristics (Typical values at $T_J = 25\text{ °C}$, $V_{GS} = 6\text{ V}$ unless otherwise noted)

Parameters	Sym.	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
Drain-to-Source Blocking Voltage	BV_{DS}	100			V	$V_{GS} = 0\text{ V}$, $I_{DSS} = 50\ \mu\text{A}$
Drain-to-Source On Resistance	$R_{DS(on)}$		7	9.5	m Ω	$V_{GS} = 6\text{ V}$, $T_J = 25\text{ °C}$, $I_{DS} = 27\text{ A}$
Drain-to-Source On Resistance	$R_{DS(on)}$		17.5		m Ω	$V_{GS} = 6\text{ V}$, $T_J = 150\text{ °C}$, $I_{DS} = 27\text{ A}$
Gate-to-Source Threshold	$V_{GS(th)}$	1.1	1.3		V	$V_{DS} = V_{GS}$, $I_{DS} = 7\text{ mA}$
Gate-to-Source Current	I_{GS}		200		μA	$V_{GS} = 6\text{ V}$, $V_{DS} = 0\text{ V}$
Gate Plateau Voltage	V_{plat}		3		V	$V_{DS} = 100\text{ V}$, $I_{DS} = 90\text{ A}$
Drain-to-Source Leakage Current	I_{DSS}		0.5	50	μA	$V_{DS} = 100\text{ V}$, $V_{GS} = 0\text{ V}$, $T_J = 25\text{ °C}$
Drain-to-Source Leakage Current	I_{DSS}		100		μA	$V_{DS} = 100\text{ V}$, $V_{GS} = 0\text{ V}$, $T_J = 150\text{ °C}$
Internal Gate Resistance	R_G		1.5		Ω	$f = 1\text{ MHz}$, open drain
Input Capacitance	C_{ISS}		588		pF	$V_{DS} = 80\text{ V}$, $V_{GS} = 0\text{ V}$, $f = 1\text{ MHz}$
Output Capacitance	C_{OSS}		254		pF	
Reverse Transfer Capacitance	C_{RSS}		9.9		pF	
Effective Output Capacitance, Energy Related (Note 3)	$C_{O(ER)}$		282		pF	$V_{GS} = 0\text{ V}$, $V_{DS} = 0\text{ to }100\text{ V}$
Effective Output Capacitance, Time Related (Note 4)	$C_{O(TR)}$		346		pF	
Total Gate Charge	Q_G		12		nC	$V_{GS} = 0\text{ to }6\text{ V}$, $V_{DS} = 50\text{ V}$, $I_{DS} = 90\text{ A}$
Gate-to-Source Charge	Q_{GS}		4.5		nC	
Gate-to-Drain Charge	Q_{GD}		1.5		nC	
Output Charge	Q_{OSS}		35		nC	$V_{GS} = 0\text{ V}$, $V_{DS} = 50\text{ V}$
Reverse Recovery Charge	Q_{RR}		0		nC	

I parametri elettrici del nuovo componente variano leggermente, in particolare la corrente massima in continua è pari a 90A rispetto ai 25A precedenti e la tensione richiesta dal driver risulta per un funzionamento ottimale 0V-6V con una tolleranza massima di -20/+10V rispetto al limitatissimo range da 4V-6V del vecchio componente il quale lo rendeva estremamente difficile da controllare.

Infine si è simulato tramite apposito software l'entità delle induttanze parassite generate dal loop di potenza e dal loop di gate corrispondenti al layout scelto per l'area di scheda destinata ai transistor di potenza. Nella simulazione per semplificare e quindi velocizzare la simulazione si sono trascurate resistenze di pull-up e pull-down relative al driver, driver stesso, condensatori di grossa taglia del bus DC e condensatori appartenenti al circuito di driver. Lo schema del layout utilizzato per il convertitore è il seguente:

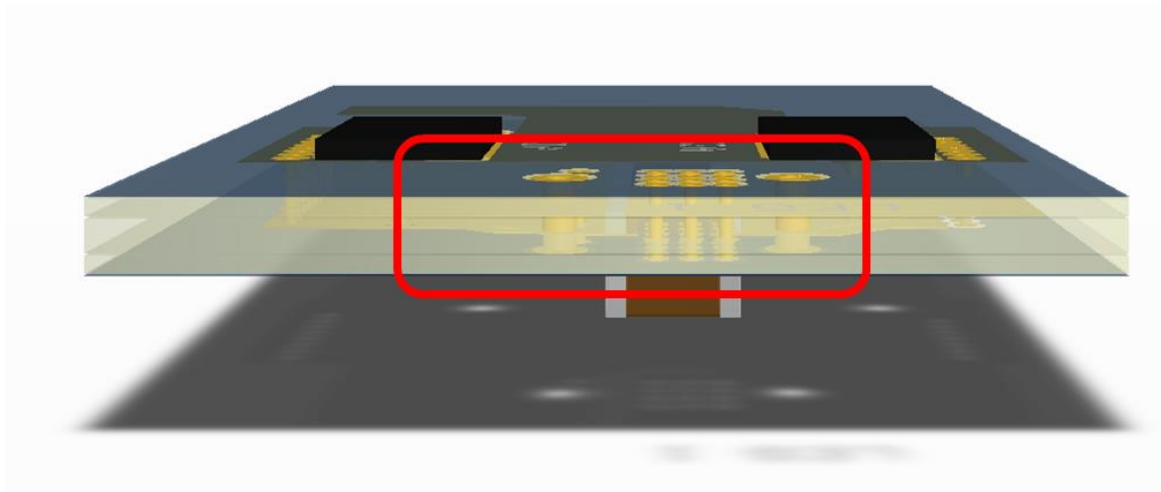


Figura 5.20 Loop di potenza verticale utilizzato per il convertitore risonante LLC

Si sono effettuate quindi tre simulazioni:

- Loop di gate del transistor Q1A
- Loop di gate del transistor Q2A
- Loop di potenza

Allo stesso modo si sono simulate anche configurazioni di layout differenti per valutarne le differenze di prestazione in termini di riduzione delle induttanze parassite, in particolare sono stati considerati i layout ottimo e orizzontale.

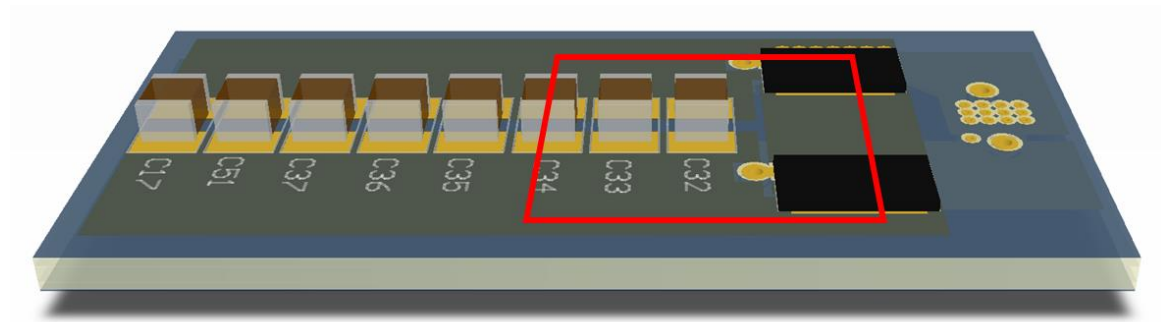


Figura 5.21 Loop di potenza orizzontale

- Loop di gate del transistor Q1A
- Loop di gate del transistor Q2A
- Loop di potenza

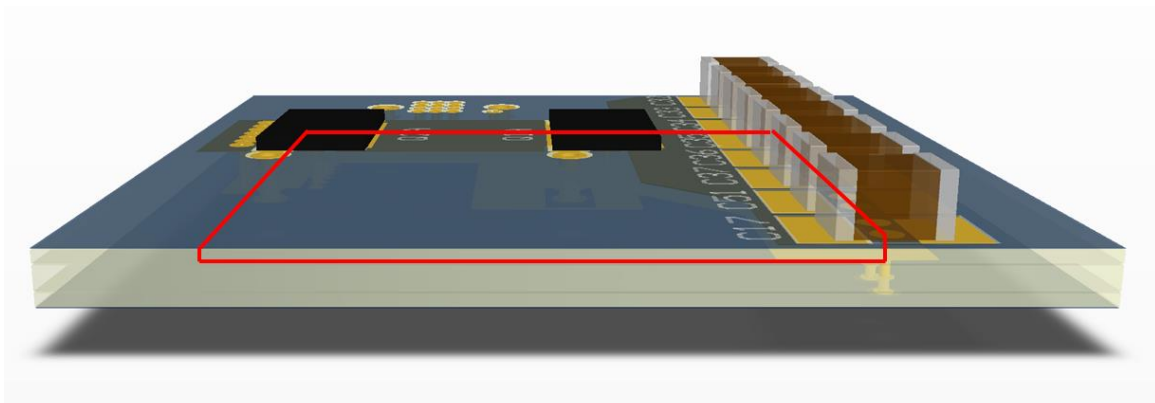


Figura 5.22 Loop di potenza ottimale

- Loop di gate del transistor Q1A
- Loop di gate del transistor Q2A
- Loop di potenza

5.2.3. Gestione segnali PWM

La scheda è in grado di gestire segnali PWM di tipo differenziale ovvero dotati di doppio riferimento, positivo e negativo, per ogni singolo segnale. In questo modo è possibile ottimizzare la precisione nella trasmissione del segnale riducendo considerevolmente i disturbi. Per raccogliere i segnali PWM generati dal DSP sulla scheda si utilizzano degli appositi connettori *header*.

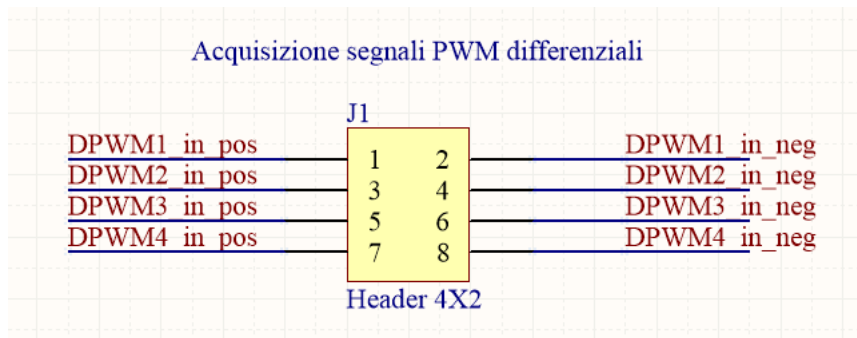


Figura 5.23 Schematico connettori header 2x4 per acquisizione segnali dal DSP

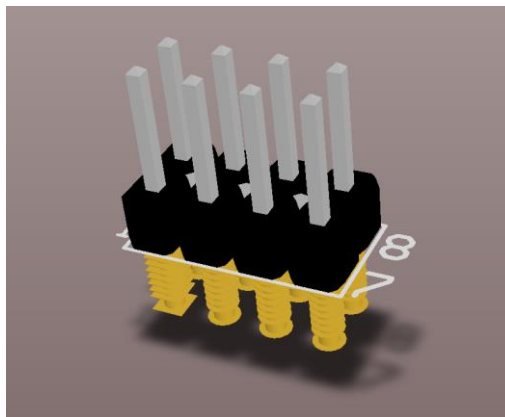


Figura 5.24 Visione 3D del connettore header 2x4 per acquisizione segnali dal DSP

La trasmissione differenziale avviene su due canali distinti per ciascun segnale di controllo quindi il risultato della trasmissione deriva dalla differenza di potenziale tra due fili posti a differenti livelli di tensione. In questo modo eventuali disturbi presenti lungo il percorso del segnale, problema di cui risentono particolarmente le

schede voluminose, si ripercuotono allo stesso modo su entrambi i percorsi risultando sostanzialmente azzerati al momento della rilevazione finale.

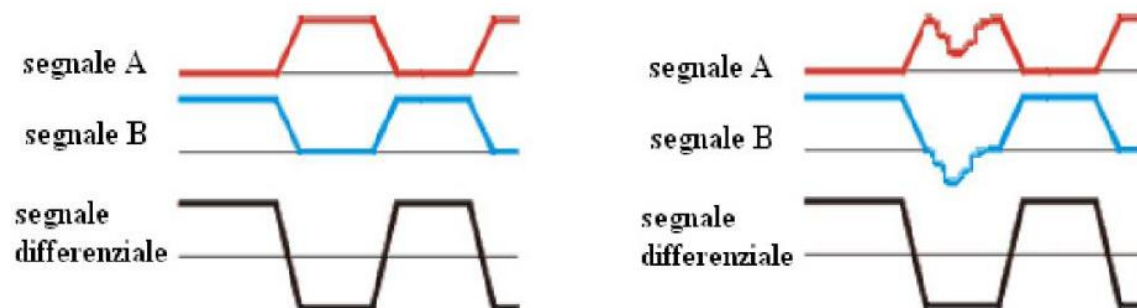


Figura 5.25 Trasmissione differenziale dei segnali

Al lato ricevitore dopo aver acquisito i segnali provenienti dal DSP per effettuare la ricombinazione si è scelto il buffer della MAXIM MAX3095 il quale dispone di 4 ingressi differenziali, un ingresso ENABLE e quattro uscite. Il pin di ENABLE rende le uscite inattive quando riceve un segnale alto perciò verrà posto sempre al livello basso in modo da renderlo attivo permanentemente quando alimentato.

Per evitare che quando tutti gli output del trasmettitore sono ad alta impedenza la tensione differenziale tra l'ingresso positivo e quello negativo di ogni input scenda sotto la soglia di sensibilità del dispositivo pari 200mV e che quindi l'uscita risulti indefinita si è provveduto a implementare un meccanismo di Fail-Safe utilizzando un semplice partitore a tre resistenze mostrato in Figura (5.27).

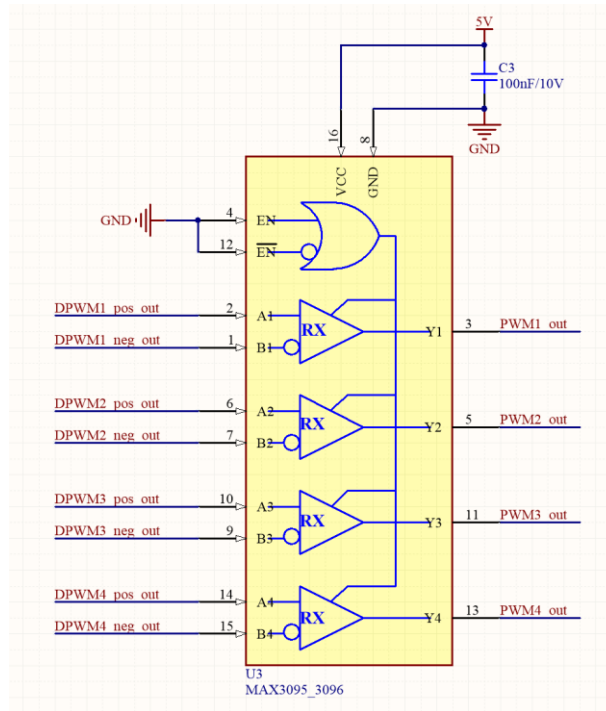


Figura 5.26 Schematico del buffer per l'acquisizione dei segnali in modalità differenziale

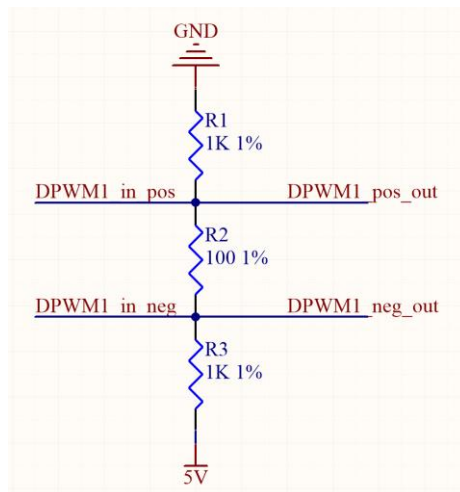


Figura 5.27 Schematico del partitore di Fail-Safe

Una volta passati attraverso il dispositivo MAX3095 i segnali vengono ulteriormente elaborati dall'isolatore digitale ADuM140D della Analog Devices. Risulta necessario disaccoppiare i segnali PWM, essi infatti passano da un riferimento alla massa di segnale GND, presente su DSP e per il primo tratto di ricezione su scheda sopra descritto, ad un riferimento alla massa di potenza PGND

imposto dai driver ai quali giungeranno infine gli impulsi PWM i quali si trovano appunto sulla sezione di potenza della scheda primaria. Questo componente può gestire quattro canali ed utilizza una tecnologia di funzionamento basata su semiconduttori metallo-ossido complementari (CMOS) e trasformatori a core d'aria monolitici. L'isolamento garantito da questo dispositivo è superiore alle alternative standard quali optoisolatori ed altri disaccoppiatori integrati, ADuM140D offre un massimo ritardo di propagazione di 13 ns. Questo particolare modello mette a disposizione quattro ingressi, quattro uscite, due alimentazioni separate ed un pin DISABLE grazie al quale è possibile disabilitare gli ingressi e porre tutte le uscite al livello d'uscita basso in modo da prevenire gli effetti negativi di eventuali configurazioni proibite dei segnali di controllo.

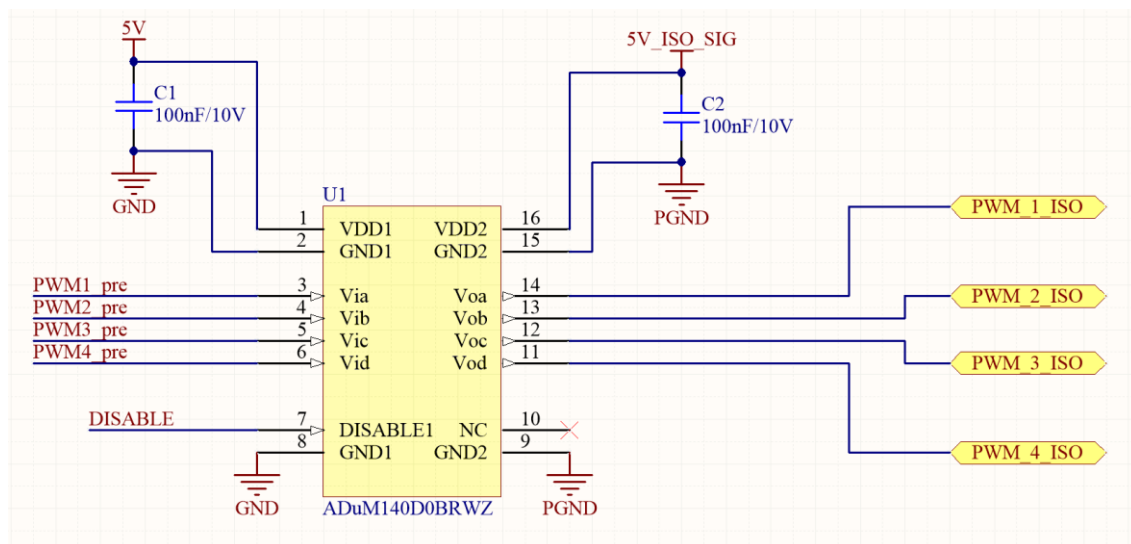


Figura 5.28 Schematico del disaccoppiatore

Una rete logica dedicata si occupa della generazione del segnale DISABLE il quale andrà a disabilitare le uscite del disaccoppiatore nel caso di configurazioni proibite in ingresso. La rete in questione è stata realizzata tramite un AND a quattro ingressi e due uscite a monte di due XOR e un ulteriore OR, i segnali PWM in uscita passano inalterati se non sono entrambi alti per un singolo ramo, questa configurazione risulta infatti proibita, mentre in caso contrario vengono portati

entrambi a zero e viene attivato il segnale di DISABLE il quale porta a zero anche i segnali destinati all'altro ramo.

Tabella 5.3 Tabelle delle configurazioni proibite generanti cortocircuito

Configurazioni Proibite	1	2
Q1		
Q2		
Q3		
Q4		

Queste stiuazioni porterebbero infatti alla formazione di un percorso conduttivo verso massa il quale diventerebbe letale per la scheda.

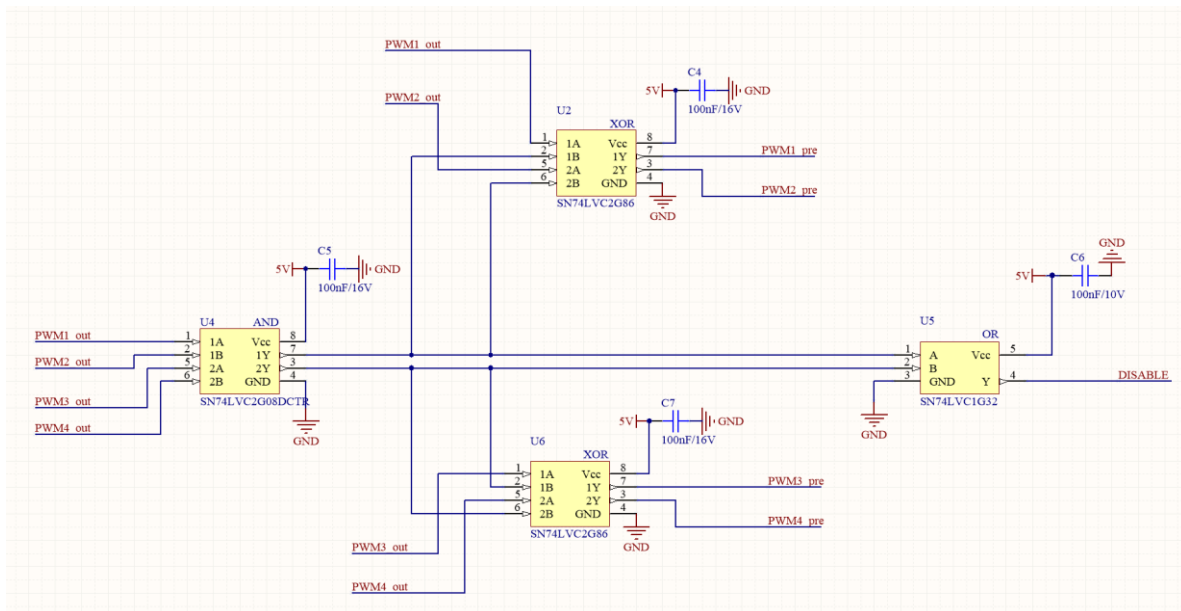


Figura 5.29 Schematico della rete logica per la salvaguardia della scheda

Infine è necessario specificare quale sia il metodo di generazione dei tempi morti atti ad evitare la possibile generazione di combinazioni differenti da quelle imposte dal DSP. I segnali PWM in uscita al primo buffer infatti devono subire un ritardo sul fronte di salita, e quindi sull'accensione del dispositivo di commutazione, di un tempo morto pari a $\tau = RC$, grazie a questa scelta è scongiurato il rischio di imporre agli HEMT segnali di controllo differenti da quelli voluti.

In questa sede dato che il comportamento del convertitore risulta fortemente dipendente da diversi fattori quali carico variabile, frequenza di funzionamento e valori dei singoli componenti della rete risonante e che è possibile apportare modifiche e correzioni proprio tramite i tempi morti non è possibile stabilire a priori un valore, o alcuni valori, da attribuire a questi ultimi. L'ipotesi di realizzare il tempo morto tramite un circuito fisico è stata quindi scartata, si è scelto dunque di imporre un τ modificabile via software tramite il DSP ed adattabile quindi alle varie situazioni. Il grande difetto di questa scelta consiste nell'impossibilità di imporre un tempo morto minimo e di salvaguardare fisicamente l'integrità del circuito, le scelte progettuali dei tempi morti dovranno essere quindi attentamente valutate.

5.2.4. Driver

Per comandare i transistor si sono scelti due driver LM5113 realizzati dalla Texas Instruments. Questo dispositivo è appositamente studiato per la gestione di half-bridge realizzati con componenti al nitruro di gallio. Il circuito integrato ha la seguente configurazione pin:

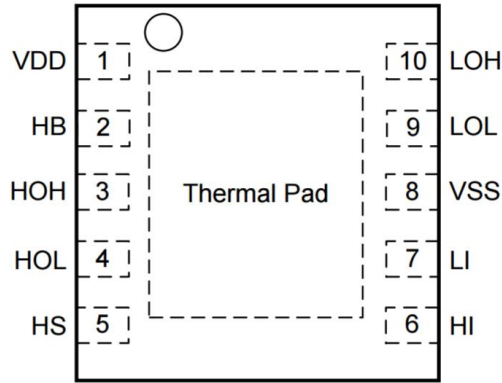


Figura 5.30 Configurazione pin del driver LM5113

Tabella 5.4 Funzioni dei pin del driver LM5113

NAME	PIN		TYPE ⁽¹⁾	DESCRIPTION
	WS0N	DSBGA		
VDD	1	A3, C4 ⁽²⁾	P	5 V Positive gate drive supply: locally decouple to VSS using low ESR/ESL capacitor located as close to the IC as possible.
HB	2	D3	P	High-side gate driver bootstrap rail: connect the positive terminal of the bootstrap capacitor to HB and the negative terminal to HS. The bootstrap capacitor should be placed as close to the IC as possible.
HOH	3	D2	O	High-side gate driver turn-on output: connect to the gate of high-side GaN FET with a short, low inductance path. A gate resistor can be used to adjust the turn-on speed.
HOL	4	D1	O	High-side gate driver turn-off output: connect to the gate of high-side GaN FET with a short, low inductance path. A gate resistor can be used to adjust the turn-off speed.
HS	5	C1, D4 ⁽²⁾	P	High-side GaN FET source connection: connect to the bootstrap capacitor negative terminal and the source of the high-side GaN FET.
HI	6	B4	I	High-side driver control input. The LM5113 inputs have TTL type thresholds. Unused inputs should be tied to ground and not left open.
LI	7	A4	I	Low-side driver control input. The LM5113 inputs have TTL type thresholds. Unused inputs should be tied to ground and not left open.
VSS	8	A2	G	Ground return: all signals are referenced to this ground.
LOL	9	A1	O	Low-side gate driver sink-current output: connect to the gate of the low-side GaN FET with a short, low inductance path. A gate resistor can be used to adjust the turn-off speed.
LOH	10	B1	O	Low-side gate driver source-current output: connect to the gate of high-side GaN FET with a short, low inductance path. A gate resistor can be used to adjust the turn-on speed.
	EP			Exposed pad: TI recommends that the exposed pad on the bottom of the package be soldered to ground plane on the PC board to aid thermal dissipation.

Attraverso la tabella appena mostrata e dal diagramma di applicazione fornite dal datasheet del dispositivo è stato possibile dimensionare il circuito completo del driver.

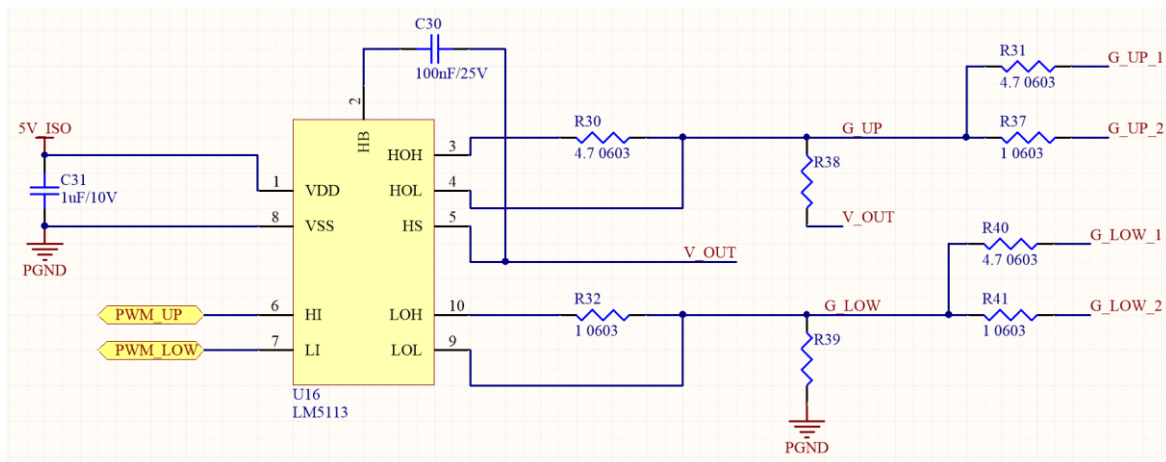


Figura 5.31 Schematico del driver LM5113

L'LM5113 è un driver di gate per dispositivi al nitruro di gallio ad alta frequenza (diversi MHz) in grado di gestire la sezione alta e bassa di un *half bridge*.

Le resistenze di pull-down e pull-up sono ottimizzate per raggiungere le alte frequenze caratteristiche del dispositivo, infatti la resistenza di pull-down da 0.6 Ω garantisce un percorso con una considerevole bassa impedenza perfetto per eliminare accensioni indesiderate provocate da eventuali spike di tensione (dv/dt) o di corrente (di/dt). La resistenza di pull-up da 2.1 Ω d'altro canto mitiga l'overshooting del nodo di commutazione. Le uscite separate per entrambi i gate (HOH,HOL,LOH,LOL) offrono la possibilità di aggiungere singolarmente su ogni percorso impedenze addizionali per modificare i tempi di pull-up o pull-down dotando così il sistema di maggiore flessibilità.

La velocità con cui commuta il GaN FET può essere gestita attraverso il dimensionamento della resistenza di gate, se questa assume un valore basso la velocità di switching è superiore così come le perdite complessive ma allo stesso tempo il valore non può essere troppo basso dato che il circuito driver ha una propria corrente massima di uscita. Il dimensionamento deve rispettare le seguenti specifiche:

$$R_{gate-min} = \frac{V_{DD} - V_{SS}}{I_{out-max}} \quad (5.1)$$

$$R_{gate-min} = R_{Gon} + R_{driver} + R_{Gint} \quad (5.2)$$

Dove R_{Gon} è la resistenza addizionale da dimensionare, R_{Gint} la resistenza interna del gate ed R_{driver} è la resistenza d'uscita da 2.1 Ω per la salita e da 0.6 Ω per la discesa. Aumentando R_{Gon} si riduce la velocità di commutazione ma si ottengono benefici in termini di emissioni EMI grazie al minore grado di variazione di tensione e corrente ai capi del dispositivo di potenza commutante.

Il dispositivo driver ha inoltre un sistema UVLO (Under Voltage Lockout) che gli permette di disabilitare entrambi gli ingressi nel caso in cui la alimentazione scenda sotto la soglia dei 3.8V evitando quindi che i GaN transistor vengano accesi solo parzialmente.

Infine è necessario tenere presente che questo circuito integrato non dispone di un sistema di isolamento che è generalmente presente nei driver standard. Questo comporta la necessità di un sistema di isolamento esterno precedente al driver dato che i segnali PWM che controllano il driver sono riferiti alla parte di segnale della scheda mentre il driver stesso è completamente integrato nella parte di potenza della scheda. Questo ruolo è svolto dal MAX3095 di cui si è discusso precedentemente nel Capitolo 5.1.3.

5.2.5. Sensori

Sulla scheda primaria sono stati inseriti due sensori di differente tipologia: un primo per rilevare la tensione di bus DC e un secondo sensore per misurare la corrente a monte del bus DC. Queste rilevazioni saranno utili al DSP per implementare il sistema di controllo con cui gestire l'intero convertitore tramite opportuni segnali PWM, le misure effettuate dai sensori sono inviate al DSP tramite dei connettori SMA.

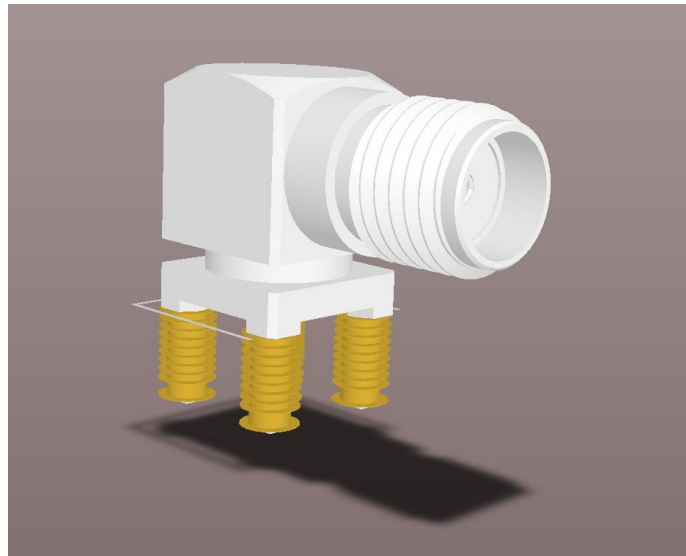


Figura 5.32 Visione 3D del connettore SMA

- Sensore di tensione:

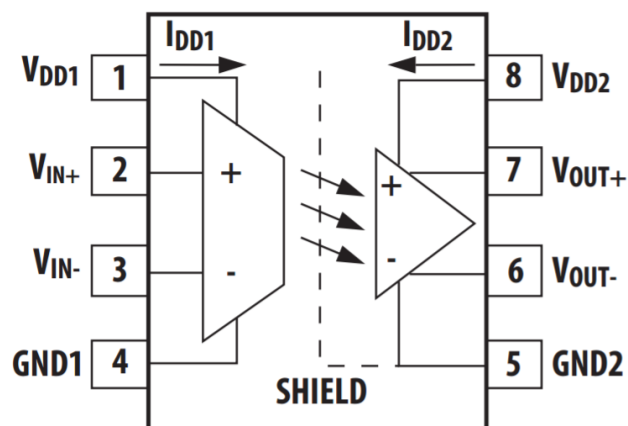


Figura 5.33 Configurazione pin del sensore di tensione

Per rilevare la tensione sul bus DC si è scelto il sensore ACPL-C79A della Avago. Questo è un dispositivo di amplificazione isolato progettato per applicazioni ad alta potenza, ai capi d'uscita (V_{out+} , V_{out-}) viene generata una tensione differenziale proporzionale alla tensione rilevata ai capi d'ingresso il cui terminale basso (V_{in-}) è generalmente posto a massa. Il componente opera tramite un singola

linea di alimentazione a 5V, una per ciascuna delle due regioni di segnale e potenza isolate tra loro. Il circuito è totalmente differenziale il che comporta un abbassamento complessivo del rumore, l'isolamento è di tipo ottico ed è unito a un convertitore sigma-delta analogico-digitale.

Il sensore è stato quindi equipaggiato con un partitore d'ingresso per adattare la tensione da misurare col range ammesso dal componente, in uscita sono stati inseriti in cascata un amplificatore in configurazione differenziale e un filtro attivo del secondo ordine.

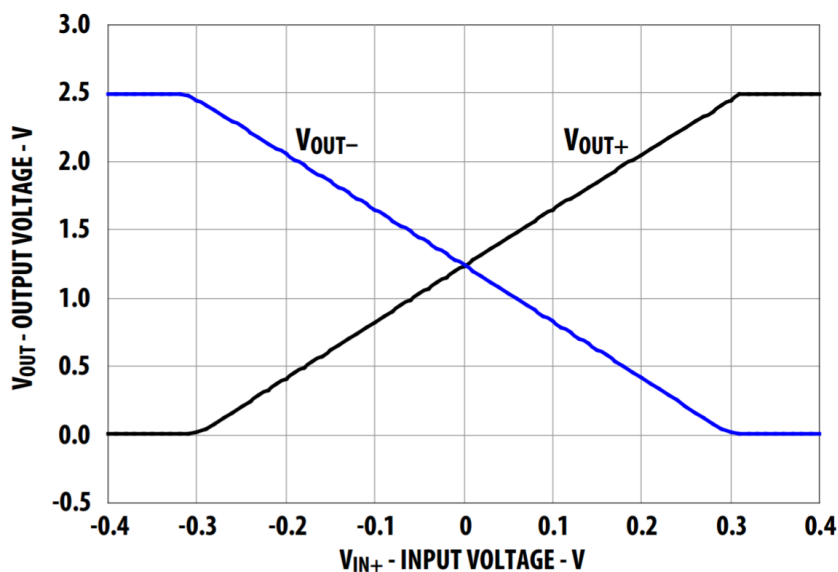


Figura 5.34 Grafico tensione di uscita – tensione di ingresso del sensore di tensione

Per il dimensionamento del partitore d'ingresso è stato sfruttato il grafico di Figura (5.34). Considerando il range di ingresso nominale concesso dal componente compreso tra -200 e 200 mV e la tensione d'ingresso massima di 100V si è scelta una serie di resistenze da 180K Ω , 100K Ω , 68K Ω per sfruttare al meglio la dinamica offerta.

Per quanto riguarda l'uscita del sensore è stato necessario effettuare l'adattamento tra il range d'uscita del componente e il range d'ingresso del DSP il quale è compreso tra 0-3.3V. Il range di tensioni d'uscita disponibili dichiarato dell'ACPL-C79A spazia tra 0-2.5V, si è scelto quindi di dimensionare l'amplificatore in

configurazione differenziale con resistenze da 10KΩ sugli ingressi e da 20KΩ sui rami di retroazione utilizzando la relazione mostrata in Formula (5.3).

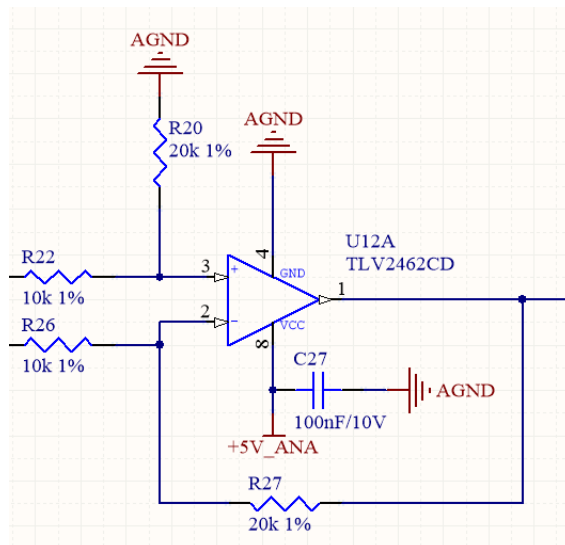


Figura 5.35 Schematico dell'amplificatore differenziale per l'adattamento del segnale in uscita al sensore di tensione

$$V_0 = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1) \tag{5.3}$$

Infine si è dimensionato il filtro del secondo ordine con una frequenza di taglio di 10KHz.

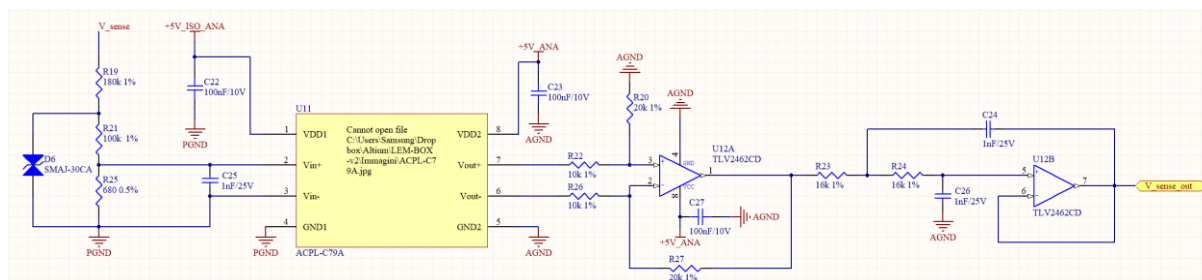


Figura 5.36 Schematico del circuito rilevatore di tensione

Confrontando i risultati ottenuti dalla simulazione del circuito mostrato in Figura (5.36) e dai dati sperimentali misurati direttamente sulla scheda tramite apposito generatore di funzione ed oscilloscopio si è potuta osservare l'effettiva buona realizzazione del circuito.

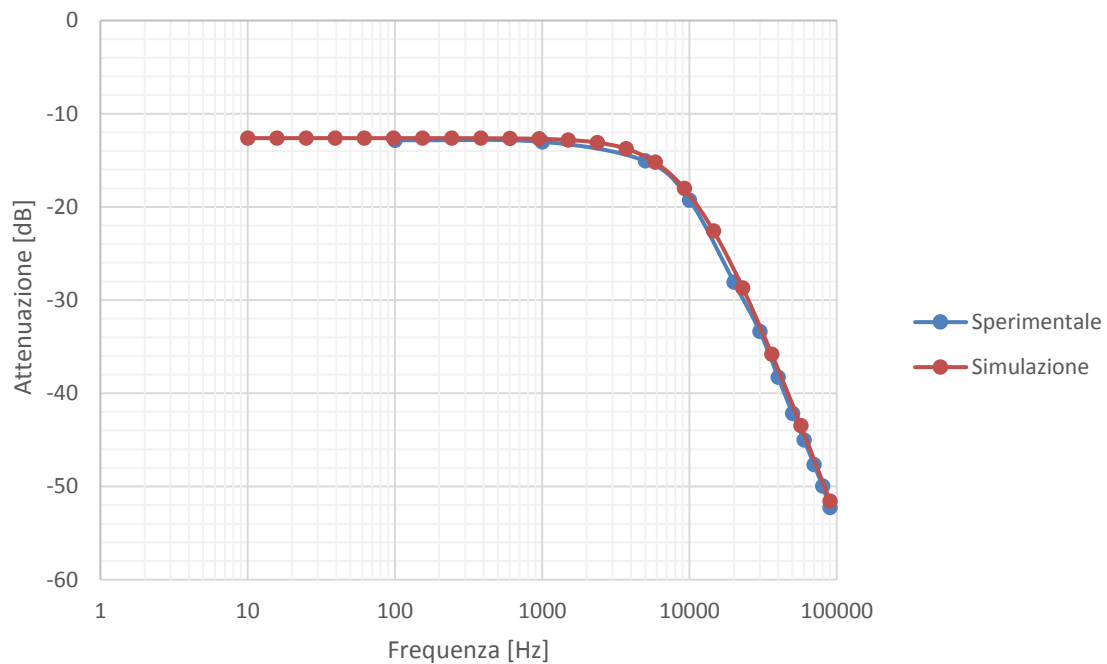


Figura 5.37 Diagramma di bode del circuito rilevatore di tensione

- Sensore di corrente:

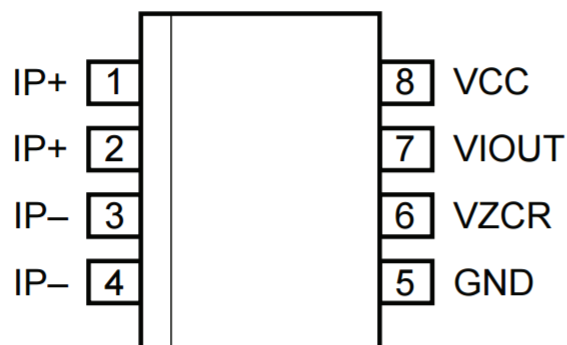


Figura 5.38 Configurazione pin del sensore di corrente

Per misurare la corrente a monte del bus DC si è scelto il circuito integrato ACS730 da 40A della Allegro Microsystems. Questo dispositivo è costituito da un circuito di sensing lineare ad effetto Hall preciso e con offset ridotto realizzato tramite un percorso conduttivo di rame situato nei pressi della superficie del die. La corrente applicata agli ingressi del sensore circola all'interno del percorso in rame generando un campo magnetico rilevato dal circuito integrato ad effetto Hall e convertito in una tensione proporzionale. L'uscita del dispositivo assume una pendenza positiva nel momento in cui una corrente crescente scorre lungo il percorso conduttivo in rame (da pin 1 e 2 a pin 3 e 4), questo percorso ha una resistenza interna di $1.2\text{m}\Omega$ il quale rende le perdite molto limitate. I terminali del percorso conduttivo sono elettricamente isolati dai contatti del sensore, questo permette un isolamento efficace senza l'utilizzo di amplificatori differenziali e tecniche costose di isolamento.

Per il dimensionamento del circuito di sensing si è provveduto ad implementare in uscita al sensore una cascata composta da partitore di corrente per l'adattamento dell'uscita al range d'ingresso del DSP, che si ricorda essere $0\text{-}3.3\text{V}$, stadio di buffer per stabilizzare l'uscita ed infine un filtro del secondo ordine.

Considerando il range di uscita del ACS730 pari a $0\text{-}(V_{cc}\text{-}0.3)\text{V}$ dove V_{cc} è la tensione d'alimentazione pari a 5V si scelto un partitore che riduce la tensione del 60% composto da due resistenze di $10\text{K}\Omega$ e $15\text{K}\Omega$. La frequenza di taglio del filtro in uscita è stata posta a 20KHz .

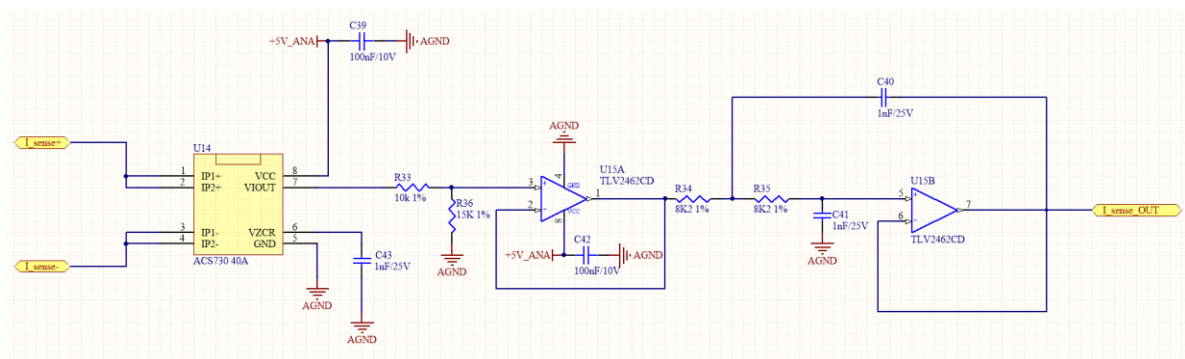


Figura 5.39 Schematico del circuito rilevatore di corrente

5.2.6. Alimentazioni

L'alimentazione dei vari dispositivi avviene tramite una successione di convertitori DC/DC che generano tutte le reti necessarie, in particolare sarà presente una rete d'alimentazione a 5V per le applicazioni che operano a livello di segnale e due alimentazioni da 12V e 5V riferite al lato di potenza della scheda.

La fonte di energia è rappresentata da un alimentatore esterno che fornisce 12V, questa tensione viene inizialmente portata a 5V tramite il convertitore LM2576 della Texas Instruments. Questo circuito integrato implementa tutte le funzioni per effettuare una conversione step-down (buck) a valori d'uscita fissati di 3.3V, 5V, 12V, 15V. Esso richiede un numero di componenti esterni limitato e prevede una protezione da errori. Il convertitore non è isolato dato che deve fornire l'alimentazione per componenti interamente contenuti nell'area di segnale della scheda.

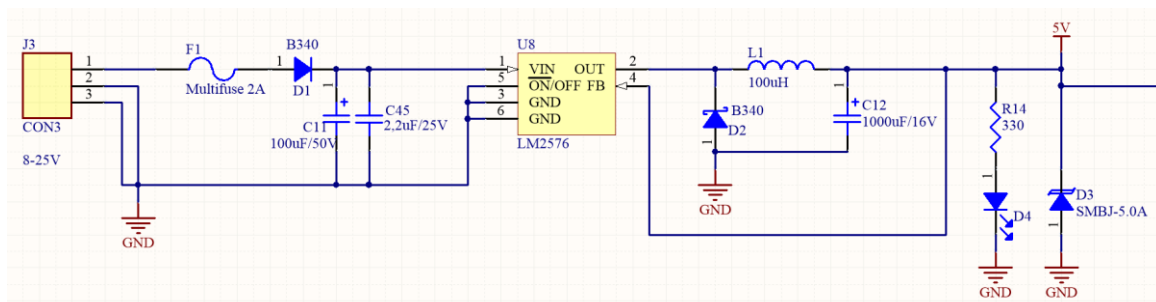


Figura 5.40 Schematico del primo stadio di alimentazione

In cascata al LM2576 è presente un ulteriore convertitore DC/DC isolato che porta la tensione di 5V ai 12V riferiti al lato di potenza della scheda necessari ad alimentare gli ultimi convertitori DC/DC che forniscono le particolari alimentazioni richieste dai vari dispositivi. Per svolgere questa funzione è stato scelto il NME0512DC della Murata. Questo componente è un circuito integrato che implementa la funzione di un convertitore DC/DC ad isolamento galvanico, ha un range di temperatura di funzionamento molto ampio (-40°C-85°C) ed efficienza del

78%. La tensione di ingresso può oscillare tra 4.5V e 5.5V mentre la tensione di uscita è pari a 12V.

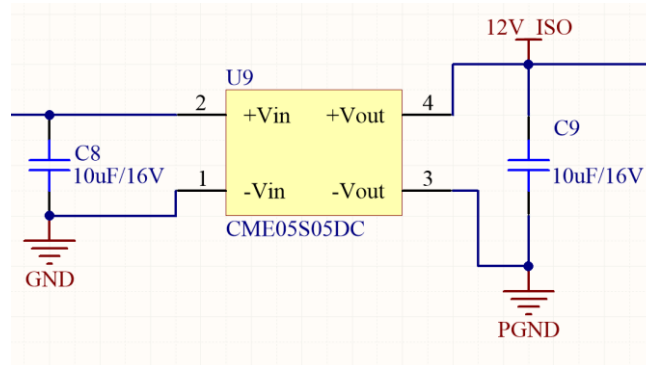


Figura 5.41 Schematico del secondo stadio di alimentazione

Per l'ultimo stadio di conversione è stato impiegato inizialmente un LMZ21701 della Texas Instruments. Questo circuito integrato è studiato per garantire prestazioni molto elevate in termini di precisione e stabilità della tensione d'uscita, questo è di fondamentale importanza per alimentare correttamente il driver LM5113 il quale a sua volta per controllare correttamente gli eGAN FET necessita di una tensione di alimentazione di qualità. Il dispositivo è quindi un convertitore DC/DC step-down capace di gestire in spazi contenuti carichi richiedenti fino a 1000mA, la sua architettura combina la stabilità e la rapidità di risposta ai transistori tipica dei convertitori ad isteresi all'accuratezza dei regolatori in voltage-mode o current-mode. La sua architettura sfrutta la modulazione PWM per carichi medio alti mentre usufruisce della PSM (Power save mode) per carichi bassi in modo da aumentare l'efficienza complessiva. Dato che l'architettura del dispositivo supporta entrambe le modulazioni la transizione tra le due modalità deve avvenire senza interruzioni e in modo completamente trasparente. Utilizzando la PSM la frequenza di switching cala linearmente con la corrente di carico.

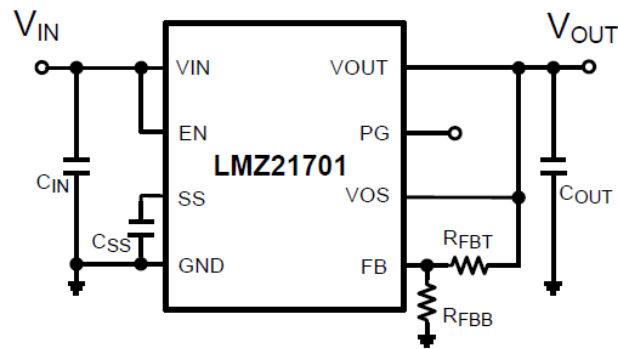


Figura 5.42 Schematico semplificato dell'LMZ21701

In questa configurazione il pin VOS destinato al sensing della tensione d'uscita è stato cortocircuitato col pad riferito alla tensione d'uscita stessa dato che in questa applicazione la rilevazione della tensione d'uscita non risulta un parametro da misurare. Il pin PG rimane flottante dato che la sua funzione esula dagli obiettivi di questo progetto. Il pin EN ovvero il pin destinato all'attivazione del dispositivo è cortocircuitato con quella della tensione di ingresso VIN in modo da renderlo sempre attivo. Quando il pin EN è alto il dispositivo inizia a commutare dopo $50\mu\text{s}$ e la tensione d'uscita inizia a salire, la velocità di salita è controllata dalla capacità esterna CSS connessa al pin di soft start (SS) tramite la seguente formula:

$$T_{SS} = \frac{C_{SS}}{2.9\mu\text{A}} 1.25\text{V} \quad (5.4)$$

La tensione di uscita è determinata tramite il partitore resistivo composto da RFBT ed RFBB. La tensione ai capi del pin FB deve essere regolata a 0.8V e la corrente minima sul partitore deve essere $2\mu\text{A}$, in questo modo viene fissata un limite massimo per il resistore superiore RFBT il quale non deve superare i $400\text{K}\Omega$. Una volta determinato RFBB scegliendo la tensione d'uscita desiderata è possibile ottenere il valore di RFBT attraverso questa equazione:

$$R_{FBT} = R_{FBB} \left(\frac{V_{OUT}}{0.8V} - 1 \right) \quad (5.5)$$

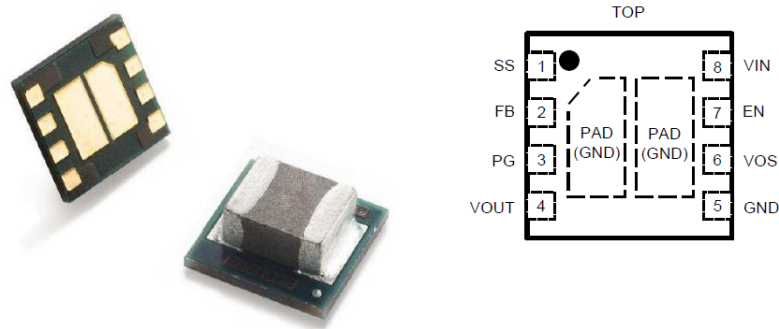


Figura 5.43 Struttura del convertitore LMZ21701

Risulta di fondamentale importanza per un corretto funzionamento e per una corretta gestione dei loop ad alta di/dt il layout specifico della scheda PCB. In particolare dato che la capacità d'uscita con il terminale di ingresso VIN e il pin di massa GND formano un loop da alta di/dt risulta necessario porre questi tre componenti il più possibile vicini tra loro minimizzando quindi l'area di questo loop. Un loop di dimensioni inferiori comporta induttanze parassite inferiori e quindi picchi di tensioni ridotti. Per migliorare ulteriormente l'efficacia del layout si sono realizzate le piste di connessione di questo loop il più corte e larghe possibili. Un altro accorgimento importante consiste nello sfruttare a pieno tutti i layer messi a disposizione dal PCB in modo da favorire la dissipazione termica e implementare tecniche di shielding.

A causa della difficoltà tecnica della saldatura dell'LMZ21701 si è optato infine per l'utilizzo di un convertitore differente, dalla struttura classica in modo da facilitare l'installazione sulla scheda e per fornire inoltre al driver LM5113 6V. Il componente scelto è l'LP2985IM5-6.1 un regolatore di tensione che riceve in ingresso 12V e restituisce 6.1V in uscita.

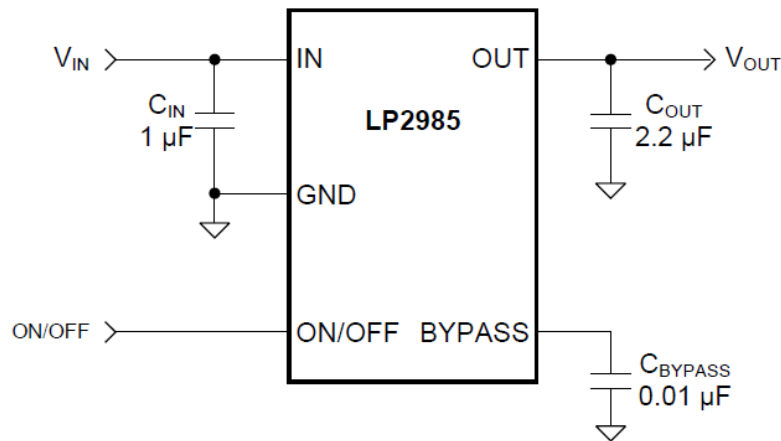


Figura 5.44 Schematico del convertitore LP2985IM5-6.1

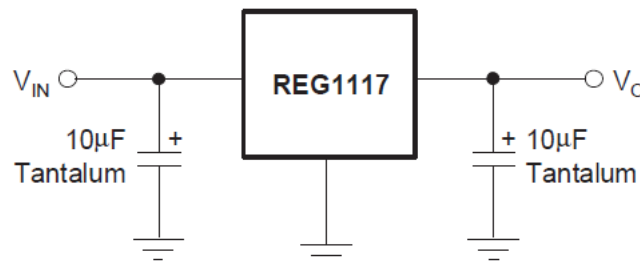


Figura 5.45 Schema standard per il componente a tensione d'uscita fissa

All'interno della scheda primaria sono stati inoltre introdotti due semplici regolatori di tensione dissipativi del tipo REG1117-5 della Texas Instruments per realizzare la rete di alimentazione a 5V dedicata ai componenti analogici, in questo caso al rilevatore di tensione, e un'altra rete di alimentazione da 5V per alimentare la parte di potenza relativa all'elaborazione dei segnali PWM proveniente dal DSP. Questi dispositivi semplicemente prendono la tensione di ingresso di 12V e la convertono a 5V, lo schema di impiego utilizzato è il seguente.

Sono stati inseriti due alimentatori LP2985IM5-6.1 in parallelo dato che la corrente offerta da un singolo componente sarebbe risultata troppo scarsa per pilotare entrambi i rami.

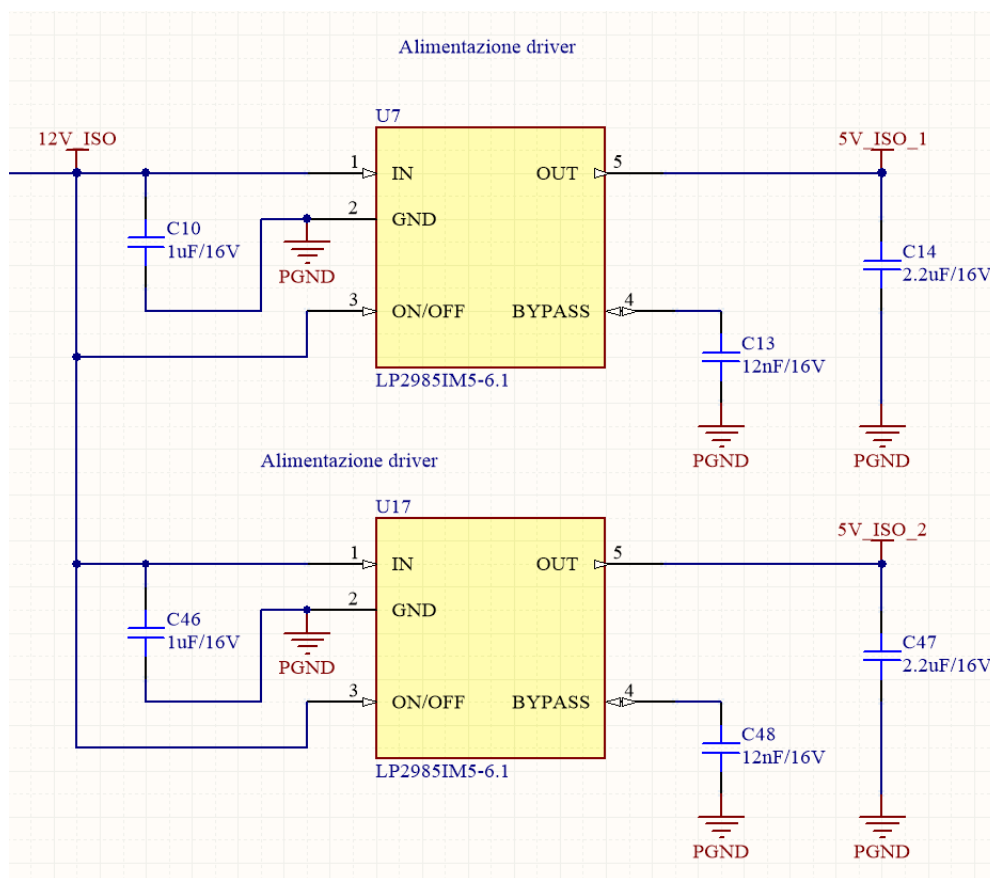


Figura 5.46 Schematico del terzo stadio di alimentazione

5.2.7. Capacità risonante

Per realizzare la capacità C_r facente parte della rete risonante si è pensato di realizzare una matrice formata da 16 slot in cui poter saldare in modo differente fino a 16 condensatori con valori di capacità identici connessi tra loro tramite dei power jumper S1911-46R della Harwin a loro volta saldabili a seconda della configurazione necessitata. La matrice è pensata per essere implementata tramite capacità tra loro identiche ma questo valore può essere scelto arbitrariamente a patto che mantenga lo stesso footprint. Grazie a questa metodologia la scheda acquisisce un notevole grado di libertà.

Per il progetto oggetto di questa tesi si sono scelti dei condensatori disposti in modo da formare 2 serie da 8 condensatori in parallelo ciascuna, in Figura (5.46), ottenendo una capacità equivalente di circa 214nF già ricavata nel Capitolo 4.3.2. Disponendo vari condensatori in questa configurazione si è potuta aumentare la corrente fornita dai condensatori.

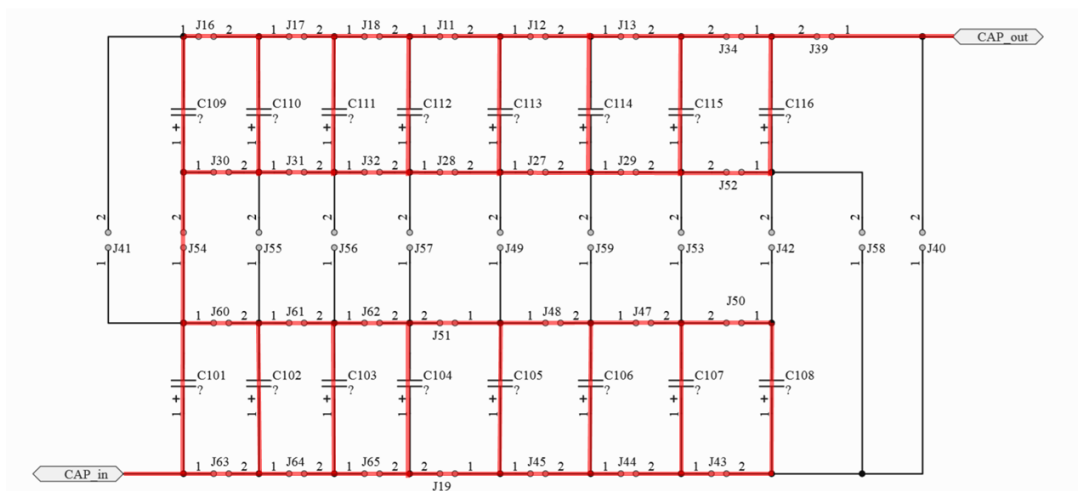


Figura 5.47 Configurazione della matrice costituente la capacità risonante

5.2.8. Layout scheda primaria di potenza

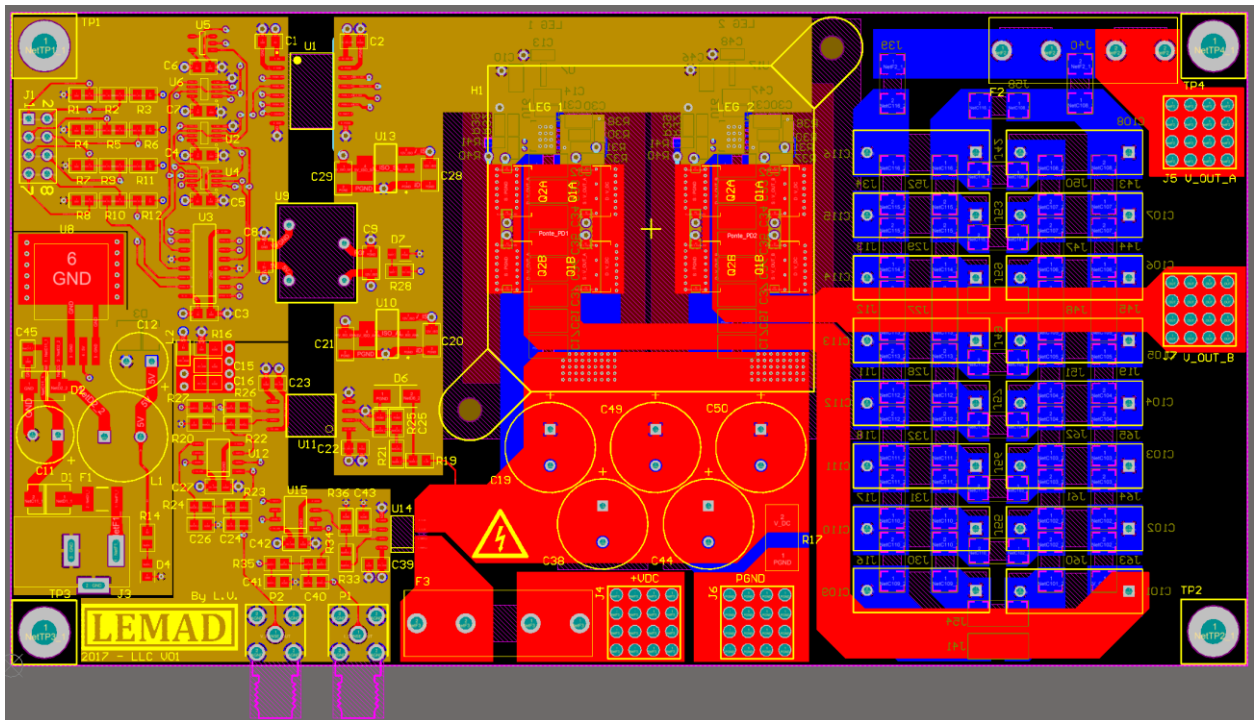


Figura 5.48 Scheda primaria di potenza (vista CAD 2D)

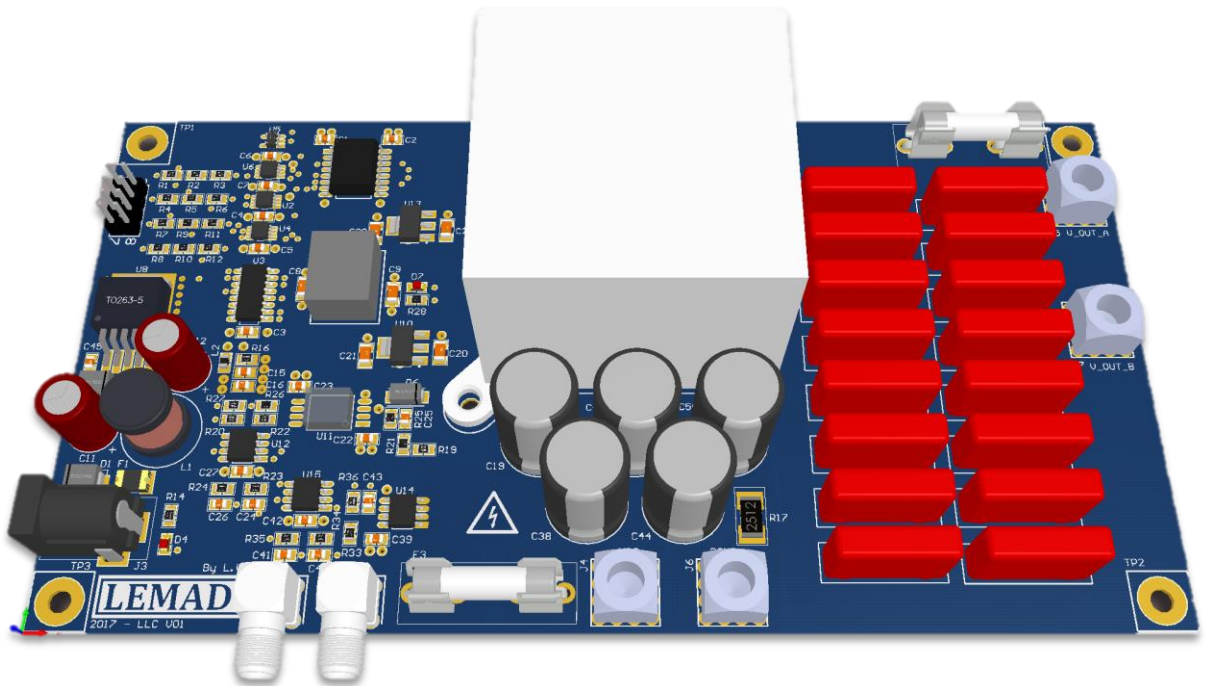


Figura 5.49 Scheda primaria di potenza lato superiore (vista 3D)

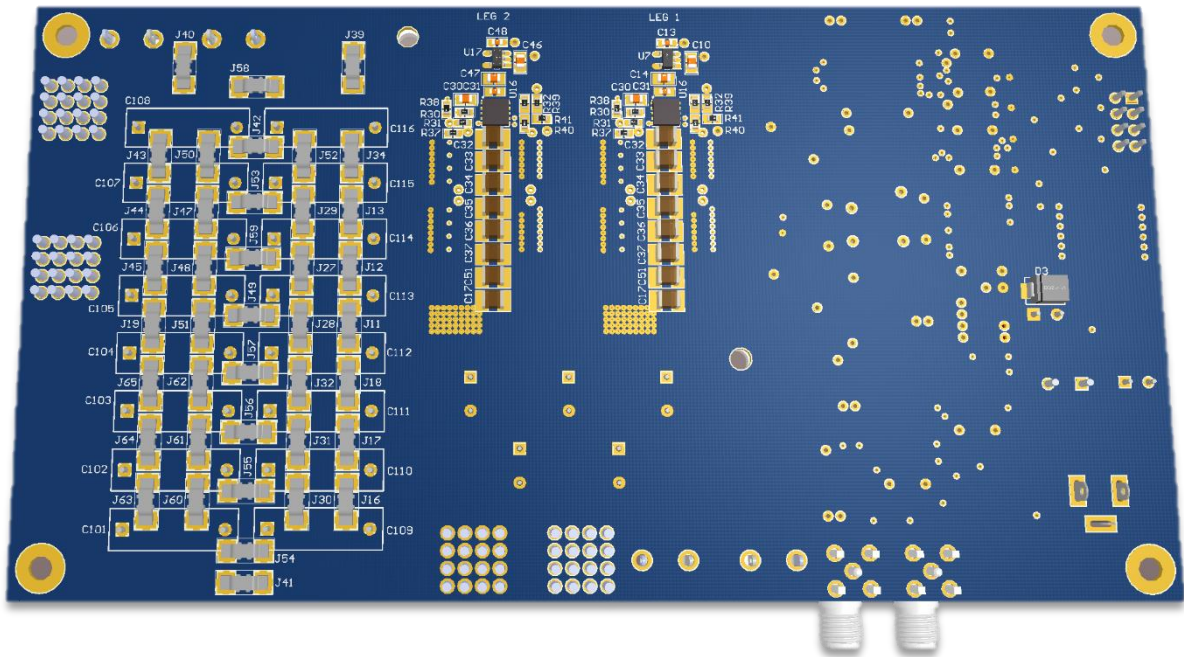


Figura 5.50 Scheda primaria di potenza lato inferiore (vista 3D)

5.2.9. Scheda primaria assemblata

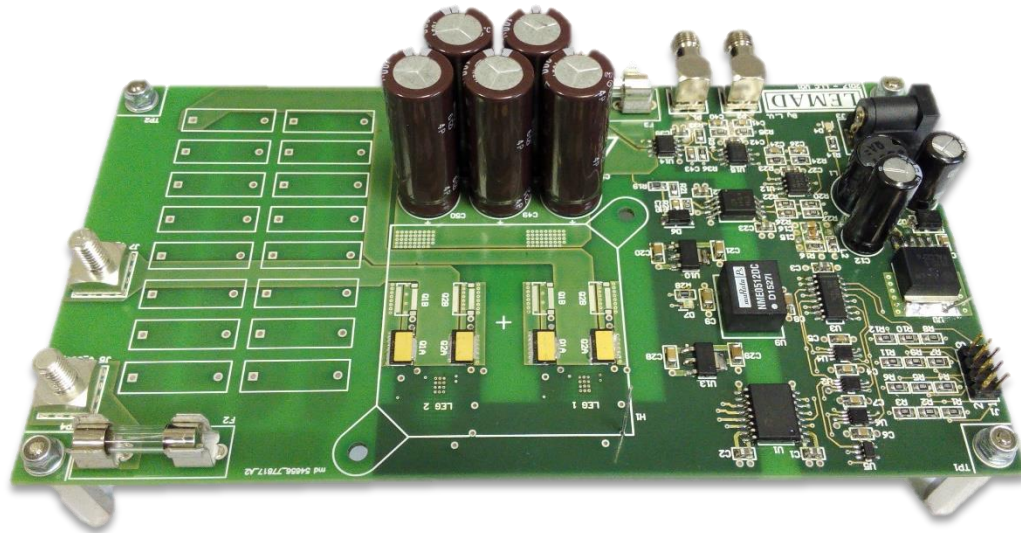


Figura 5.51 Scheda primaria di potenza lato transistor

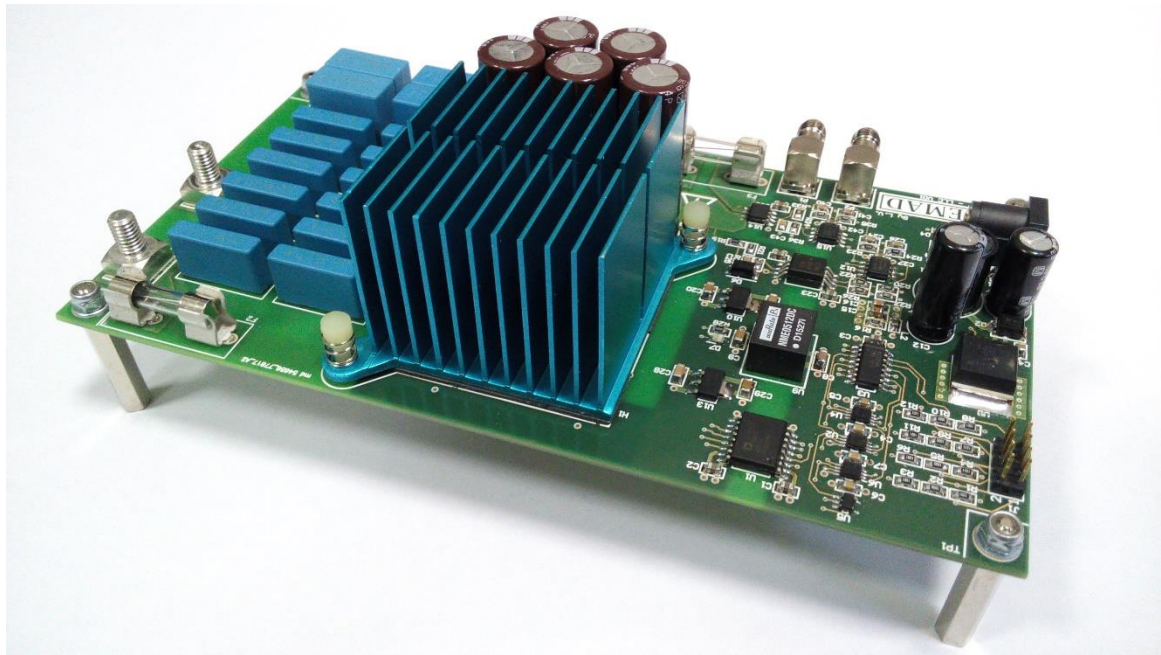


Figura 5.52 Scheda primaria di potenza con dissipatore lato transistor

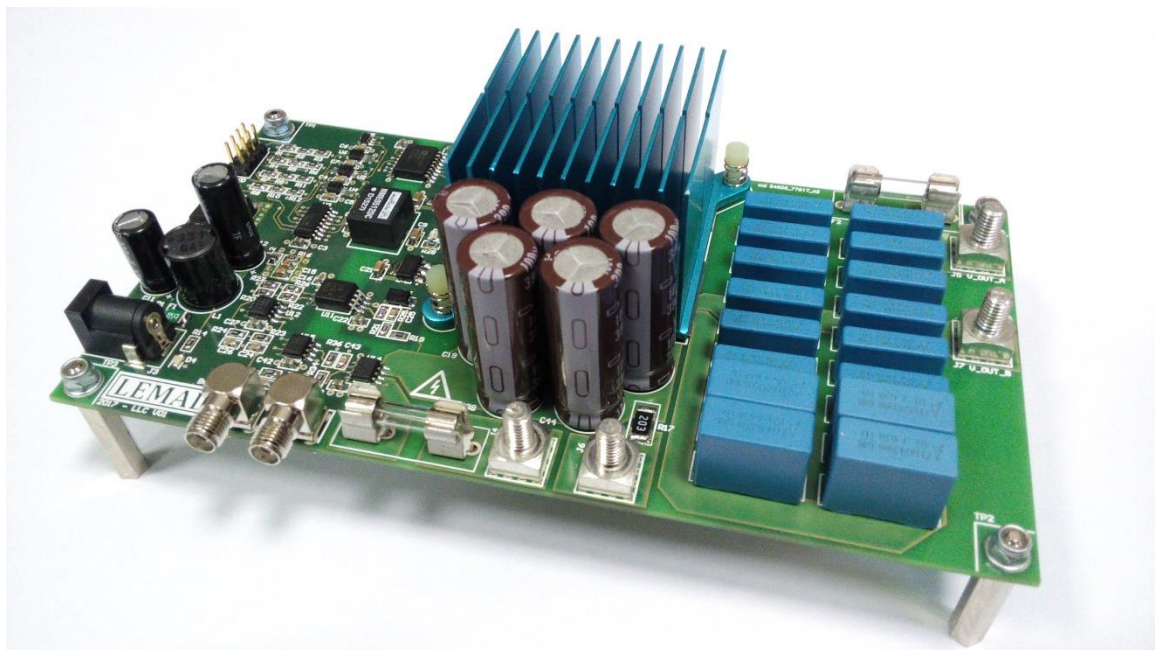


Figura 5.53 Scheda primaria di potenza con dissipatore lato condensatori

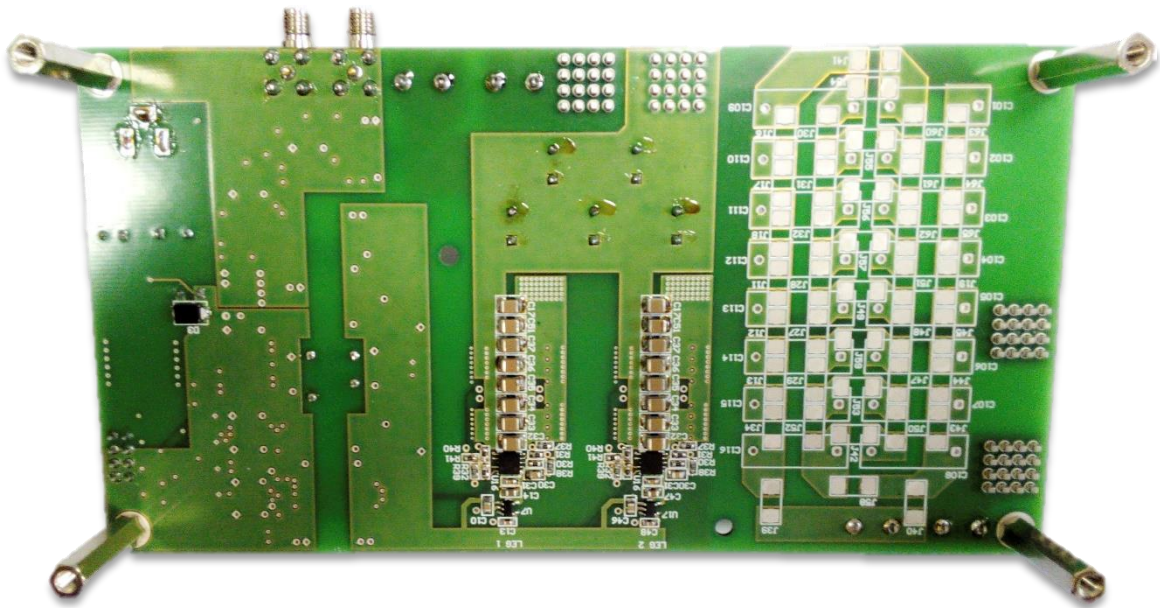


Figura 5.54 Scheda primaria di potenza vista inferiore

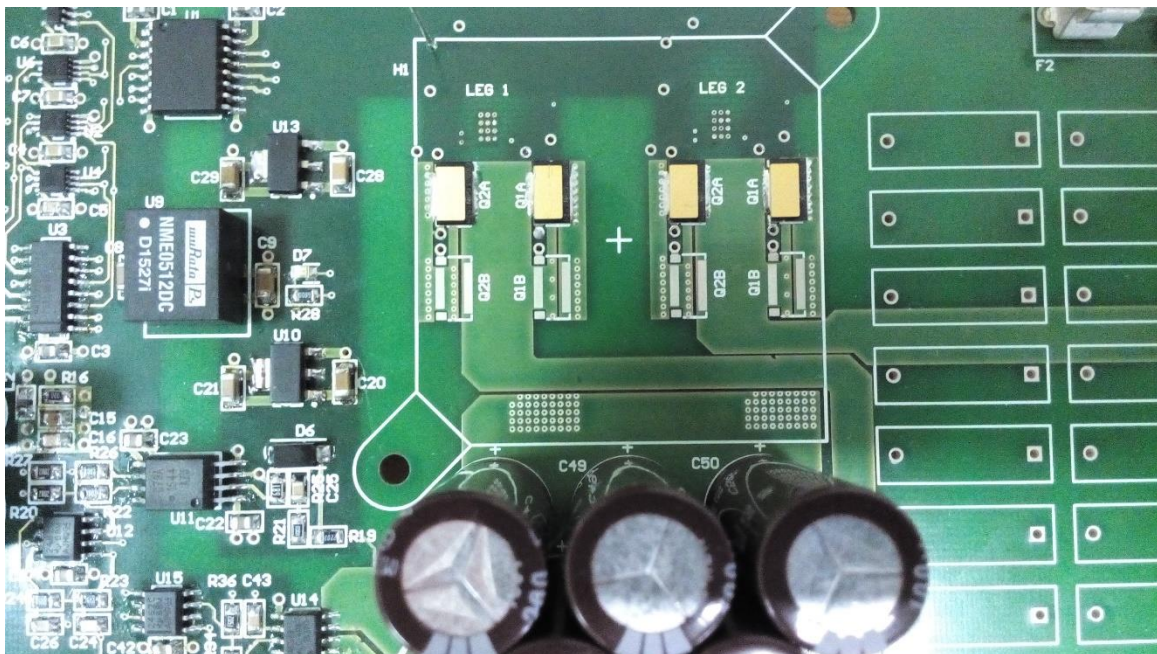


Figura 5.55 Scheda primaria, dettaglio transistor senza dissipatore

5.3. Scheda secondaria

Nella seconda scheda è presente il rettificatore ovvero un raddrizzatore monofase controllato costituito da quattro diodi. A valle di questo componente è installato un condensatore di uscita per mantenere stabile la tensione di output, questa tensione andrà a cadere su una resistenza variabile la quale simula le richieste di potenza variabili nel tempo del carico del convertitore risonante. L'uscita dell'induttore rotante è connessa a questa scheda tramite due connettori così come i capi di ingresso della resistenza variabile.

Per rilevare tensione e corrente ai capi del carico sono stati inseriti due sensori non isolati sfruttando gli stessi componenti e gli stessi schematici già progettati per le sonde della scheda primaria adattandoli in parte per le grandezze caratteristiche della scheda secondaria. In particolare per il sensore di tensione è stata impostata un tensione massima d'ingresso, ovvero quella massima assorbita dal carico, pari a 70V ottenendo un partitore formato da tre resistenze in serie coi seguenti valori: 130K Ω , 100K Ω , 68K Ω .

La alimentazione su questa scheda si limita alla conversione step-down dalla tensione fornita dall'alimentatore ai 5V richiesti dai sensori utilizzando gli stessi componenti utilizzati per la scheda primaria.

5.3.1. Raddrizzatore monofase controllato

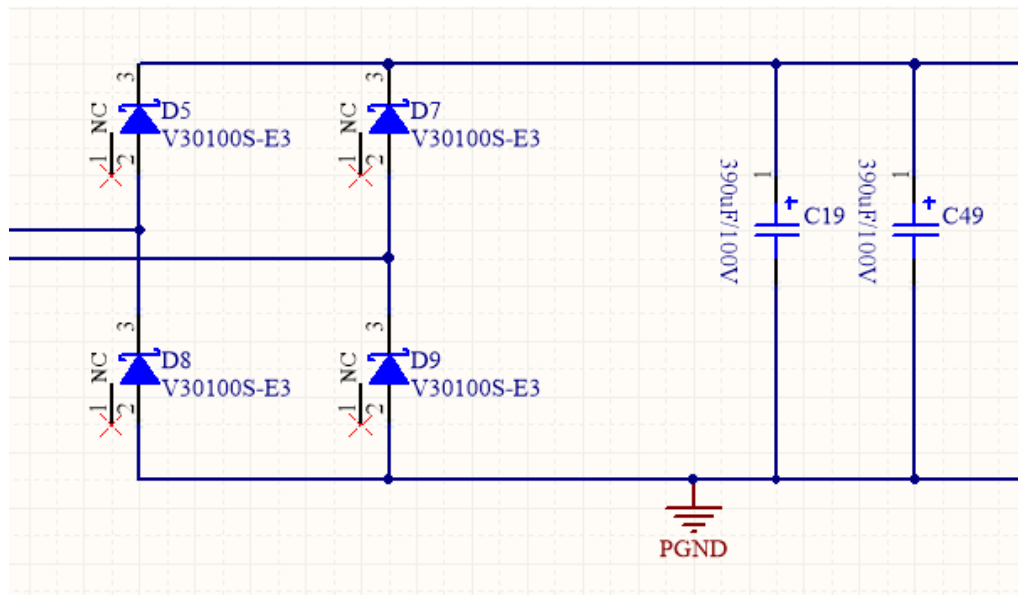


Figura 5.56 Schematico del ponte raddrizzatore compreso di condensatore d'uscita

Il raddrizzatore monofase controllato è realizzato tramite quattro diodi V30100S-E3 di potenza della Vishay. Il diodo utilizzato ha le seguenti caratteristiche:

Tabella 5.5 Datasheet del dispositivo V30100S-E3

MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25\text{ °C}$ unless otherwise noted)						
PARAMETER	SYMBOL	V30100S	VF30100S	VB30100S	VI30100S	UNIT
Maximum repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}			100		V
Maximum average forward rectified current (fig. 1)	$I_{F(AV)}$			30		A
Peak forward surge current 8.3 ms single half sine-wave superimposed on rated load	I_{FSM}			250		A
Non-repetitive avalanche energy at $T_J = 25\text{ °C}$, $L = 90\text{ mH}$	E_{AS}			230		mJ
Peak repetitive reverse current at $t_p = 2\text{ }\mu\text{s}$, 1 kHz, $T_J = 38\text{ °C} \pm 2\text{ °C}$	I_{RRM}			1.0		A
Voltage rate of change (rated V_R)	dV/dt			10 000		V/ μs
Isolation voltage (ITO-220AB only) from terminal to heatsink $t = 1\text{ min}$	V_{AC}			1500		V
Operating junction and storage temperature range	T_J, T_{STG}			-40 to +150		$^{\circ}\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25\text{ °C}$ unless otherwise noted)						
PARAMETER	TEST CONDITIONS		SYMBOL	TYP.	MAX.	UNIT
Breakdown voltage	$I_R = 10\text{ mA}$	$T_A = 25\text{ °C}$	V_{BR}	105 (minimum)	-	V
Instantaneous forward voltage	$I_F = 5\text{ A}$	$T_A = 25\text{ °C}$	$V_F^{(1)}$	0.47	-	V
	$I_F = 10\text{ A}$			0.55	-	
	$I_F = 30\text{ A}$			0.80	0.91	
	$I_F = 5\text{ A}$	$T_A = 125\text{ °C}$		0.39	-	
	$I_F = 10\text{ A}$			0.49	-	
	$I_F = 30\text{ A}$			0.69	0.78	
Reverse current	$V_R = 70\text{ V}$	$T_A = 25\text{ °C}$	$I_R^{(2)}$	27	-	μA
		$T_A = 125\text{ °C}$		11	-	mA
	$V_R = 100\text{ V}$	$T_A = 25\text{ °C}$		70	1000	μA
		$T_A = 125\text{ °C}$		23	45	mA

A valle del raddrizzatore sono stati posti due condensatori da $390\mu\text{F}$ in parallelo per stabilizzare la tensione d'uscita.

5.3.2. Layout scheda secondaria di potenza

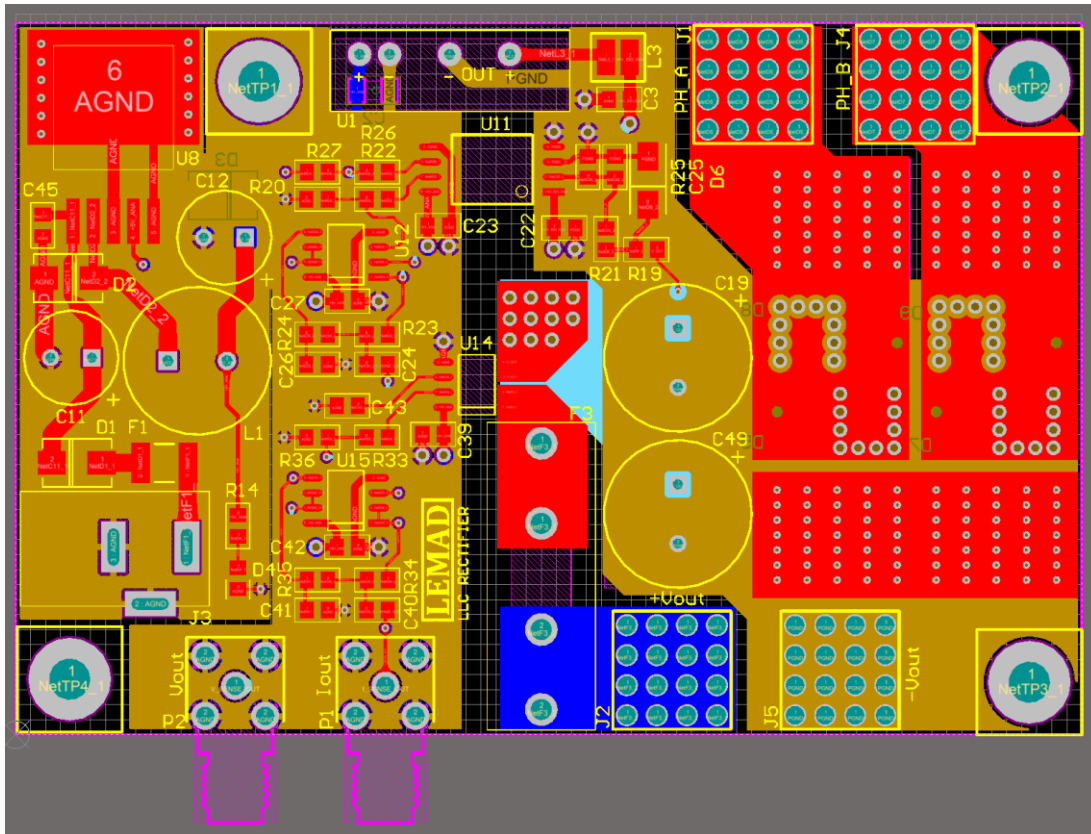


Figura 5.57 Scheda secondaria di potenza (vista CAD 2D)

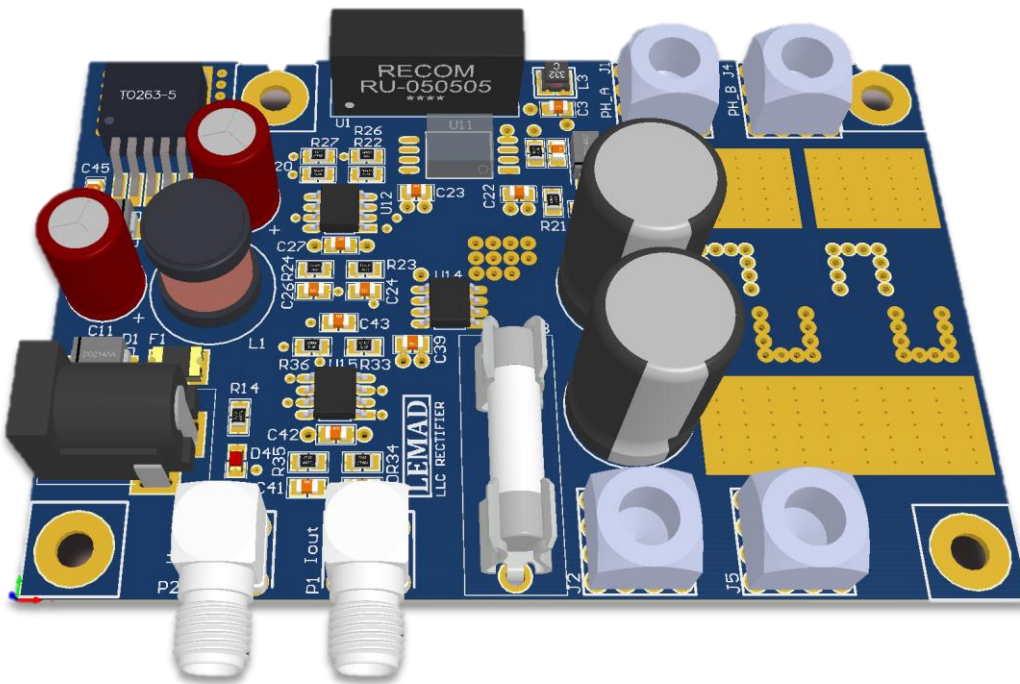


Figura 5.58 Scheda secondaria di potenza lato superiore (vista 3D)

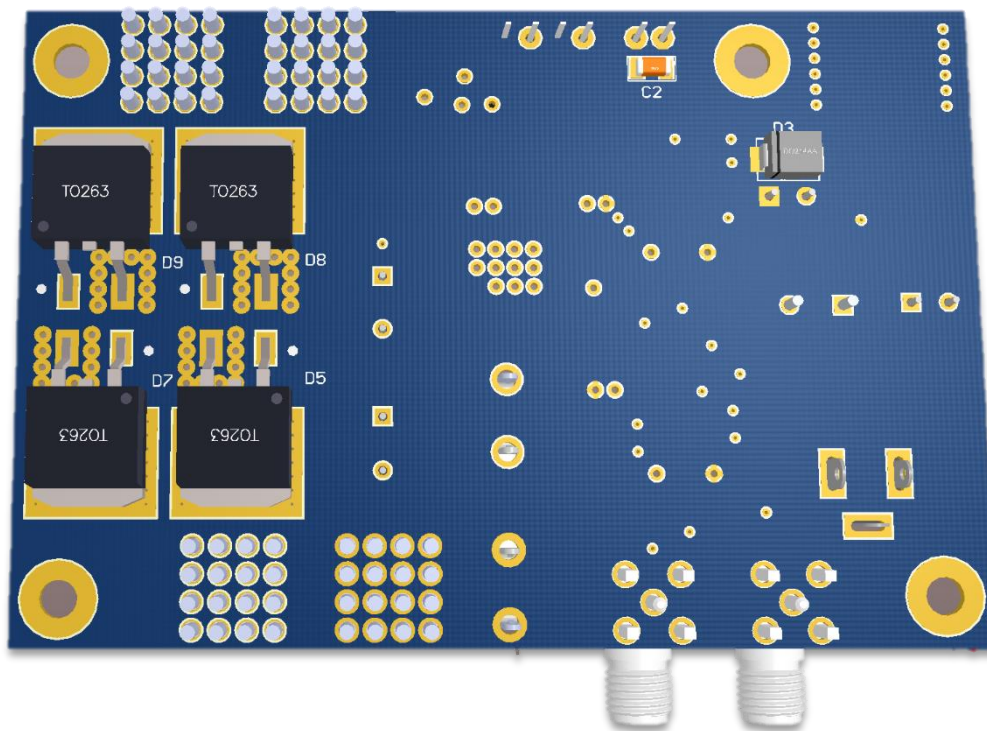


Figura 5.59 Scheda secondaria di potenza lato inferiore (vista 3D)

5.3.3. Scheda secondaria assemblata



Figura 5.60 Scheda secondaria di potenza senza dissipatore

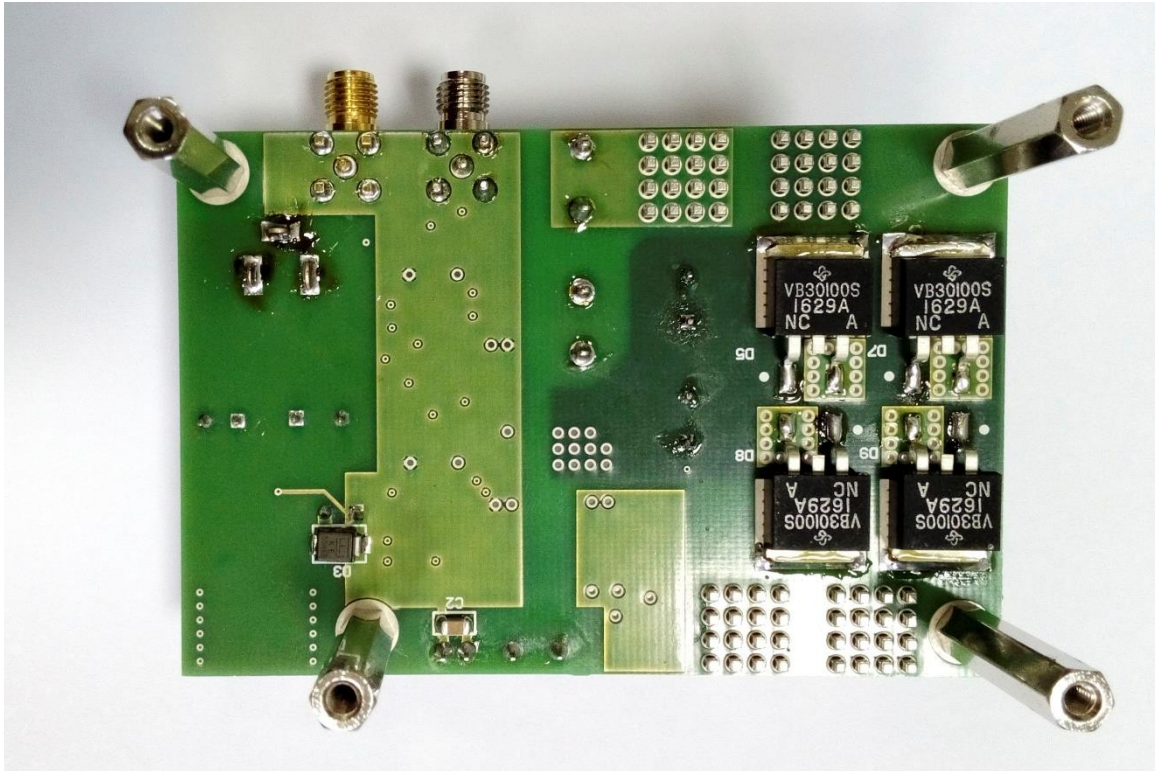


Figura 5.61 Scheda secondaria di potenza, vista inferiore

5.4. Sistema completo

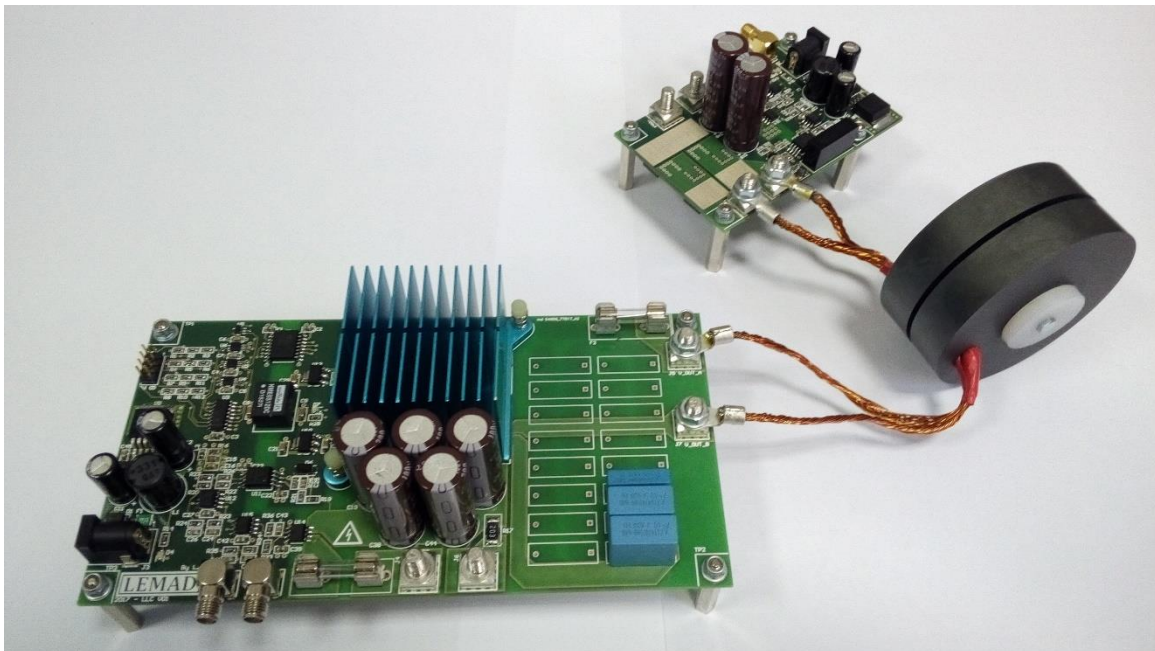


Figura 5.62 Scheda primaria e secondaria collegate al trasformatore rotante

CAPITOLO 6

SIMULAZIONE DEL CIRCUITO E PROVE SPERIMENTALI

6.1. Strumenti di simulazione Matlab e PLECS

La simulazione del circuito rappresentante il convertitore risonante LLC è stata effettuata tramite due strumenti software: Matlab Simulink e PLECS della Plexim electrical engineering software. Il primo consiste in un ambiente grafico di sviluppo con blocchi e librerie utilizzabili per la simulazione in sistemi di vario tipo. Matlab Simulink è stato utilizzato principalmente per realizzare la rete di controllo a monte del convertitore. Tramite Plexim invece è stata effettuata la schematizzazione del sistema associato al convertitore risonante, questa scelta è giustificata dal fatto che Matlab Simulink è un software di tipo general purpose il quale quindi si adatta bene a sistemi di varia natura ma è limitato per quanto riguarda il settore prettamente elettronico, a differenza di PLECS il quale invece è stato ideato appositamente per questo campo di lavoro. PLECS dispone di altrettante librerie e blocchi funzionali simili a Simulink ed inoltre è integrabile all'interno di Simulink stesso, caratteristica questa di fondamentale importanza per la interoperabilità dei due software.

6.2. Sistema di controllo

In questa sede di progetto lo studio approfondito e dettagliato del sistema ottimale di controllo non è previsto dato che necessiterebbe di risorse ulteriori non disponibili nell'ambito di questa tesi. Si prevede uno sviluppo del presente lavoro in modo da rendere il convertitore risonante maggiormente efficiente e preciso organizzando un sistema di controllo più fine e sofisticato. Per il lavoro inerente a

questa tesi è stato scelto un controllo basato sulla cascata di due controllori PI ciascuno operante su una grandezza misurata differente.

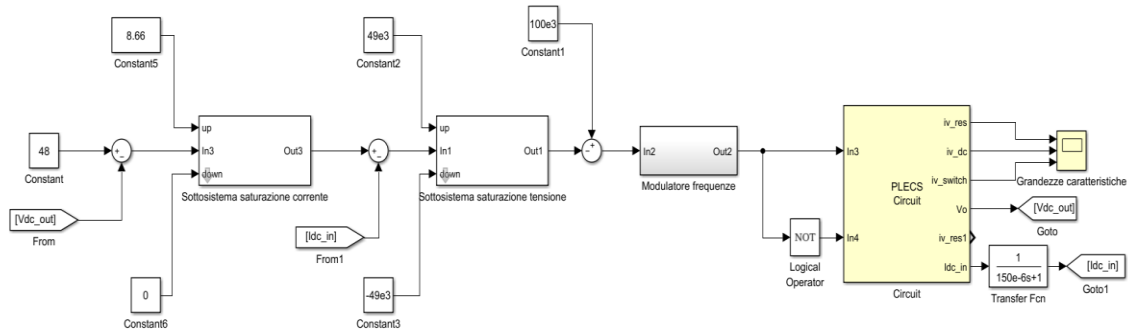


Figura 6.1 Schema Simulink del sistema di controllo del convertitore risonante

Il controllore PI, o controllore Proporzionale-Integrativo, deriva dal più completo controllore PID, controllore Proporzionale-Integrativo-Derivativo. Esso rappresenta la soluzione più utilizzata nell'industria dato che è semplice da implementare e progettare ed è realizzabile con costi limitati. Si tratta di un sistema in retroazione negativa il quale adatta l'uscita ad un segnale di riferimento posto in input il quale può essere rappresentato da vari tipi di grandezze, nel nostro caso saranno tensioni e correnti. Il controllore effettua la differenza tra il segnale di riferimento e il segnale in uscita riportato all'ingresso tramite la retroazione ottenendo un segnale di errore grazie al quale può stabilire quale debba essere l'uscita adatta all'annullamento di questo errore. Il controllore PID può effettuare la regolazione in base al segnale di errore (azione proporzionale), agli stati precedenti del segnale errore (azione integrale) e infine alla velocità di variazione del segnale errore (azione derivativa). La taratura dei PI avviene generalmente molto facilmente attraverso regole empiriche quale il metodo di Ziegler-Nichols.

Ovviamente questi dispositivi sono affetti da numerose problematiche da tenere in considerazione: non possono adattarsi a variazioni dei parametri, sono instabili per via della azione integrale, alcuni metodi per la taratura non sono efficaci in particolari scenari. Il problema dell'instabilità può essere limitato utilizzando le

cosiddette tecniche di antiwindup. Il fenomeno di windup consiste in una sovraelongazione non lineare la quale interviene generalmente al momento del funzionamento del controllore tramite azione integrale. In particolare a causa dei limiti massimi e minimi intrinseci al dispositivo il controllore può raggiungere una situazione di saturazione del comando di attuazione, in questa eventualità l'uscita continua a salire per tamponare l'aumento dell'errore ma il comando di attuazione rimarrà costante proprio a causa della saturazione. Nel momento in cui il sistema torna alla stabilità l'errore tenderà a diminuire fino ad annullarsi, di conseguenza l'integratore si scaricherà uscendo infine dalla saturazione ma in questo modo si genera un andamento non lineare del sistema controllato.

Vi sono varie tecniche per evitare il fenomeno appena descritto chiamate tecniche di anti-windup, nel nostro caso questo accorgimento è stato implementato in questo modo:

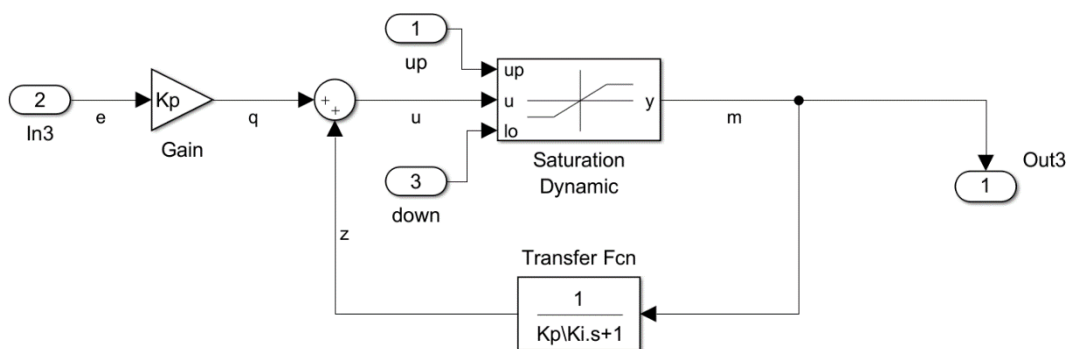


Figura 6.2 Schema di anti-windup implementato su Simulink

Il valore k_p rappresenta il coefficiente dell'azione proporzionale, più esso è elevato più veloce è la risposta del controllo attuato dal PI quindi l'errore verrà eliminato molto in fretta. Questa rapidità di adattamento è compensata da una maggiore instabilità e tendenza alla saturazione perciò il sistema risulta molto reattivo ma allo stesso tempo nervoso. Il valore k_i è associato all'azione integrale, maggiore risulta questo valore minore sarà l'errore a regime del sistema il quale riuscirà a seguire il riferimento in maniera molto precisa ma anche in questo caso un valore troppo elevato porterebbe a una stabilità limitata del controllore. Si intuisce

quindi la necessità di sfruttare un algoritmo di taratura per bilanciare correttamente i due valori di guadagno k_p e k_i .

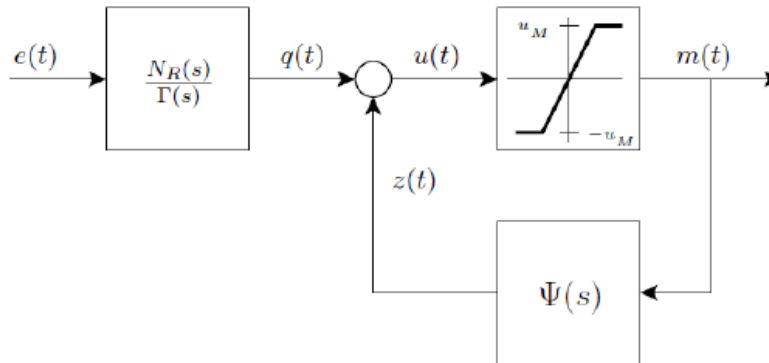


Figura 6.3 Schema di anti-windup con blocchi generici

La funzione che il controllore PID deve realizzare è la seguente:

$$R_{PID}(s) = \frac{N_R(s)}{D_R(s)} \tag{6.1}$$

La presenza dell'azione integrale comporta la seguente uguaglianza $D_R(0)=0$. Ipotizzando $N_R(0)>0$ e osservando lo schema generico di Figura (6.3) si sceglie $\Gamma(s)$ nell'ottica di ottenere una funzione di trasferimento di questo tipo:

$$\Psi(s) = \frac{\Gamma(s) - D_R(s)}{\Gamma(s)} \tag{6.2}$$

Essa deve risultare sempre limitata in uscita per valori limitati in ingresso, strettamente propria e con $\Psi(0)=1$. Se queste ipotesi sono rispettate in regione lineare la funzione di trasferimento tra uscita ed ingresso ($m(t)$ e $e(t)$) risulta la $R_{PID}(s)$ in Formula (6.1).

Lo stesso sistema di anti windup in Figura (6.2) è stato implementato sia per il primo che per il secondo stadio di controllo in cascata.

Il primo stadio di controllo ha come riferimento la tensione misurata sull'uscita (V_{dc_out}) mentre il secondo stadio controlla la corrente tramite (I_{dc_in}) a monte

del ponte ad H. I valori di k_p e k_i di entrambi i controllori PI sono stati scelti in maniera opportuna per rispettare le specifiche di controllo del sistema da simulare.

A valle di questa catena è presente un modulatore di frequenze che ha il compito di generare l'onda quadra alla frequenza comandata dal controllo a monte, questo blocco è realizzato al suo interno in questo modo:

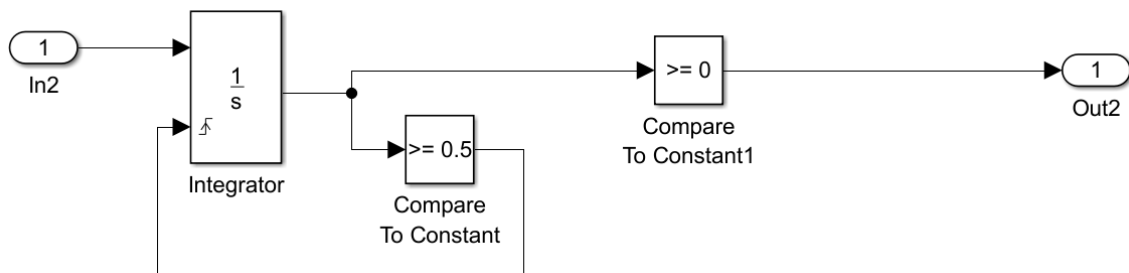


Figura 6.4 Schema del modulatore di frequenza implementato su Simulink

A monte del blocco modulatore è presente un sottrattore che adatta l'uscita della catena di controllo alla frequenza a cui si vuole far lavorare il sistema, nel caso in questione 100KHz, successivamente si nota dalla Figura (6.4) un blocco integratore che genera una funzione a dente di sega i cui estremi sono fissati a -0.5 e +0.5. Tramite questa onda a dente di sega effettuando un semplice controllo sul passaggio attraverso lo zero si genera l'onda quadra desiderata attraverso la quale poter comandare i transistor.

Infine a valle dell'intero sistema è presente il blocco PLECS contenente il circuito rappresentante il convertitore risonante. Da notare come i valori misurati di tensione all'uscita e corrente in ingresso escano proprio dal blocco PLECS, questo dimostra l'interoperabilità tra PLECS e Simulink, ed inoltre il valore di corrente I_{dc_in} subisce un filtraggio in modo da risultare più pulito e limitare perciò la possibilità di instabilità del riferimento del secondo controllore PI.

6.3. Blocco PLECS

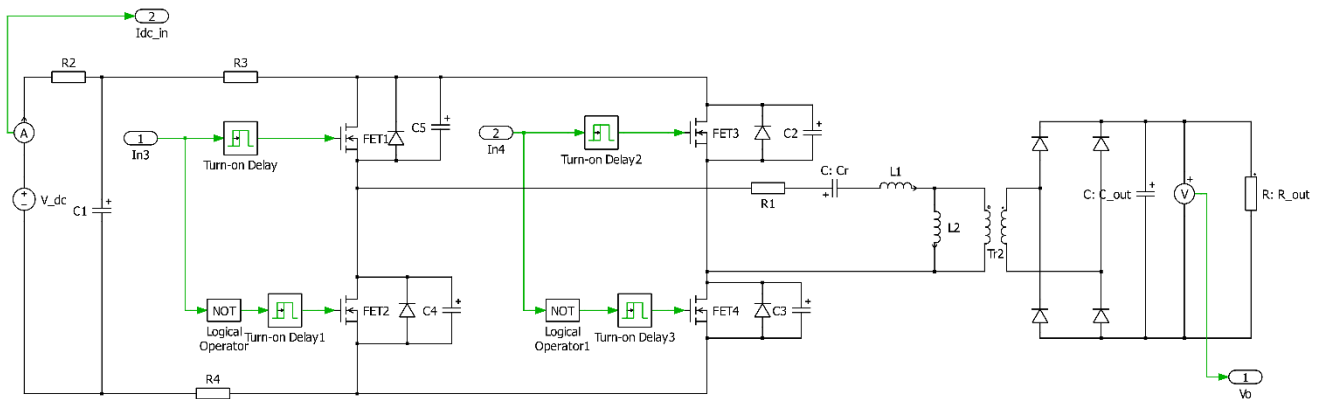


Figura 6.5 Schema del convertitore risonante su PLECS

Il convertitore è stato realizzato tramite elementi già presenti nelle librerie PLECS, sia per quanto riguarda i componenti elettrici costituenti che gli strumenti utili al sensing quali amperometri e voltmetri. Il ponte ad H riceve i segnali di comando dalla rete di controllo tramite gli ingressi In3 e In4, in ogni ramo per il transistor basso è stato aggiunto un blocco logico NOT per invertire il segnale originale. Sono stati introdotti inoltre per ogni segnale di controllo dei blocchi funzionali di ritardo per simulare i tempi morti utili a gestire il funzionamento del sistema. A monte di tutto lo schema dopo il generatore ideale di tensione è presente un condensatore stabilizzante il quale per evitare picchi di corrente in fase di accensione risulta precaricato, questa ipotesi è stata implementata tramite l'apposita sezione *Initial Voltage*.

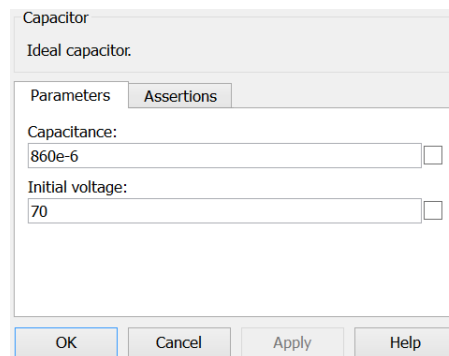


Figura 6.6 Finestra PLECS per stabilire il valore iniziale di tensione del condensatore in ingresso

Per ogni transistor sono stati inseriti in parallelo un diodo di freewheeling e un condensatore rappresentante la capacità parassita per rendere più realistica possibile la simulazione. A valle del full bridge è stata realizzata la rete risonante composta da C_r , L_r , L_m ed infine il trasformatore ideale. Nel circuito al secondario sono stati aggiunti il ponte raddrizzatore, realizzato tramite quattro diodi, un condensatore di uscita per mantenere stabile la tensione raddrizzata sul carico ed infine una semplice resistenza per rappresentare il carico finale del convertitore.

Le grandezze fondamentali per la simulazione del convertitore risonante sono state parametrizzate tramite uno script Matlab il quale eseguito prima di effettuare la simulazione del circuito preimposta tutti queste variabili ai valori desiderati.

6.4. Risultati della simulazione

Come descritto nel Capitolo 2.6 il convertitore può assumere tre tipi di funzionamento a seconda della frequenza a cui è fatto operare.

- $f_{sw}=f_r$: frequenza di lavoro corrispondente alla frequenza di risonanza

In questa condizione ogni metà ciclo di switching contiene una operazione completa di trasferimento dell'energia. Si osserva come la tensione al carico corrisponde ai 48V desiderati, la corrente I_{Lr} raggiunge la corrente I_{Lm} esattamente a metà ciclo trasferimento d'energia.

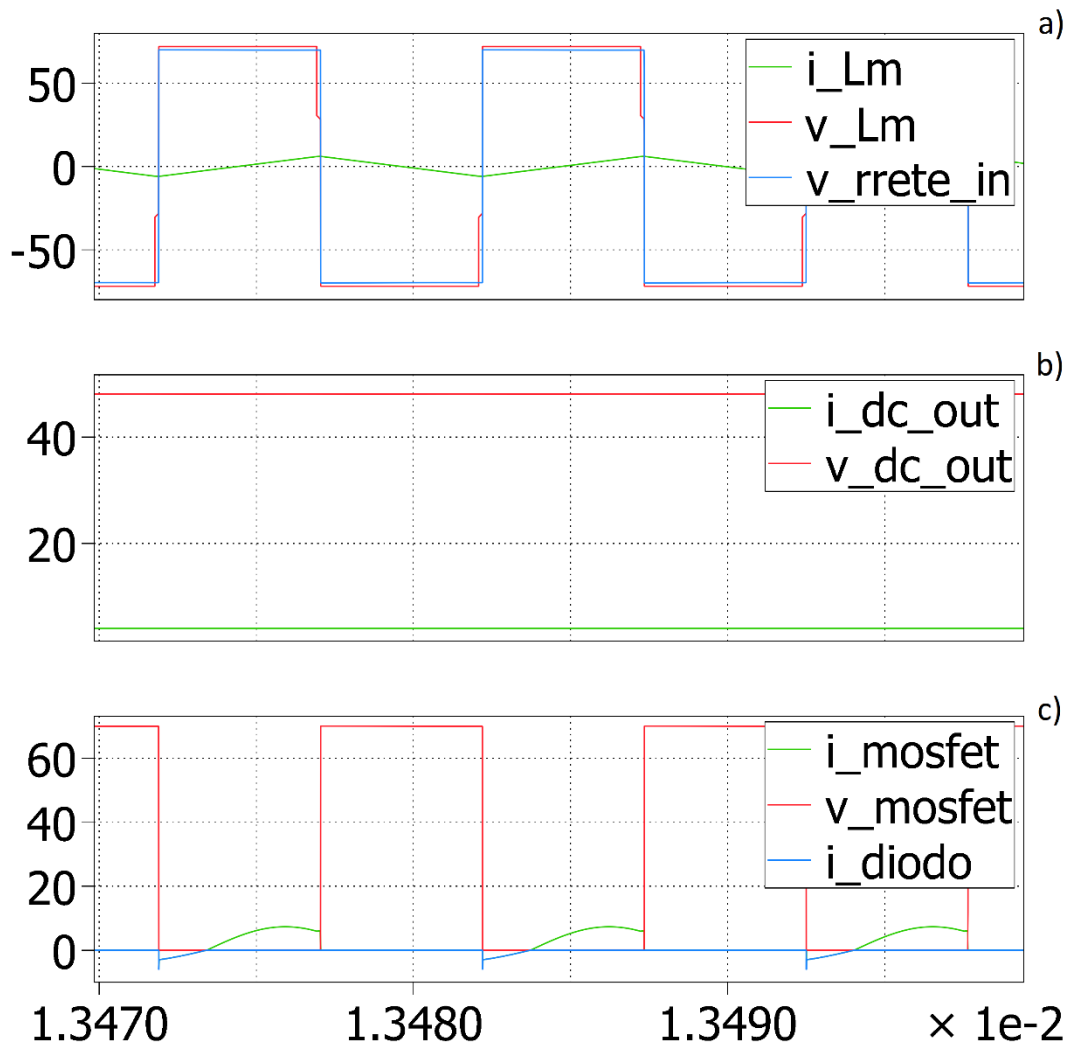


Figura 6.7 In successione a) confronto tra corrente, tensione dell'induttore L_m e tensione all'ingresso della rete risonante b) corrente e tensione sul carico in uscita c) confronto tra corrente, tensione del singolo mosfet e corrente sul diodo di freewheeling

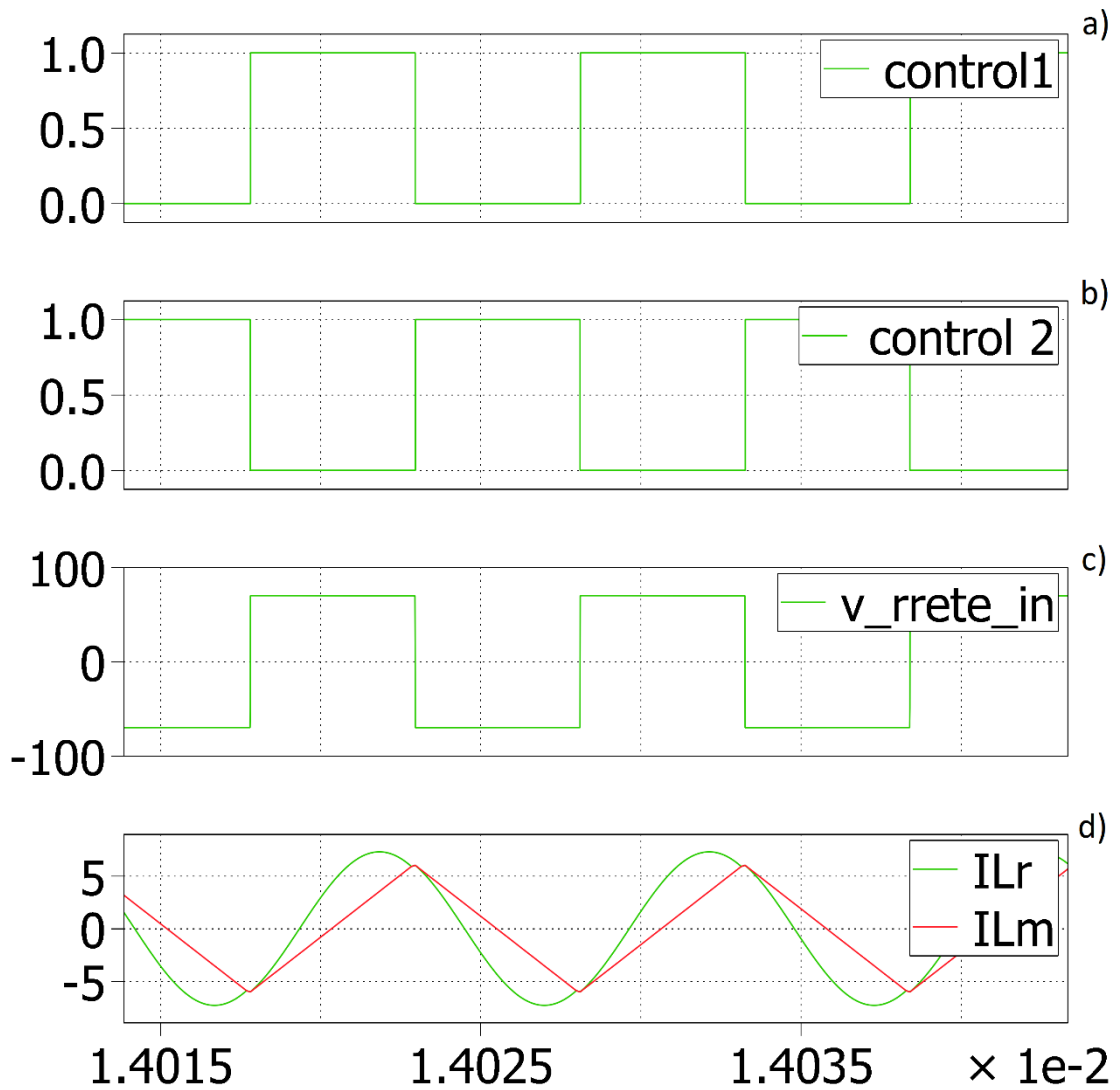


Figura 6.8 In successione a) segnale di controllo transistor alto primo ramo e transistor basso secondo ramo b) segnale di controllo transistor basso primo ramo e transistor alto secondo ramo c) tensione all'ingresso della rete risonante d) confronto tra corrente sull'induttanza di dispersione e su quella magnetizzante

- $f_{sw} > f_r$: frequenza di lavoro maggiore della frequenza di risonanza

Sotto questa ipotesi ogni metà ciclo di switching contiene una operazione di trasferimento della potenza parziale interrotta dall'inizio dell'operazione di trasferimento d'energia della seconda metà del ciclo di switching. In questo caso per

la simulazione si è impostata un tensione richiesta dal carico di 42V, risulta evidente dalla Figura (6.13) il funzionamento ad una frequenza superiore a quella di risonanza e che il trasferimento di energia in metà di ciclo di switching si interrompe prima della fine di quest'ultimo provocando perdite sui mosfet e la commutazione hard dei diodi del raddrizzatore.

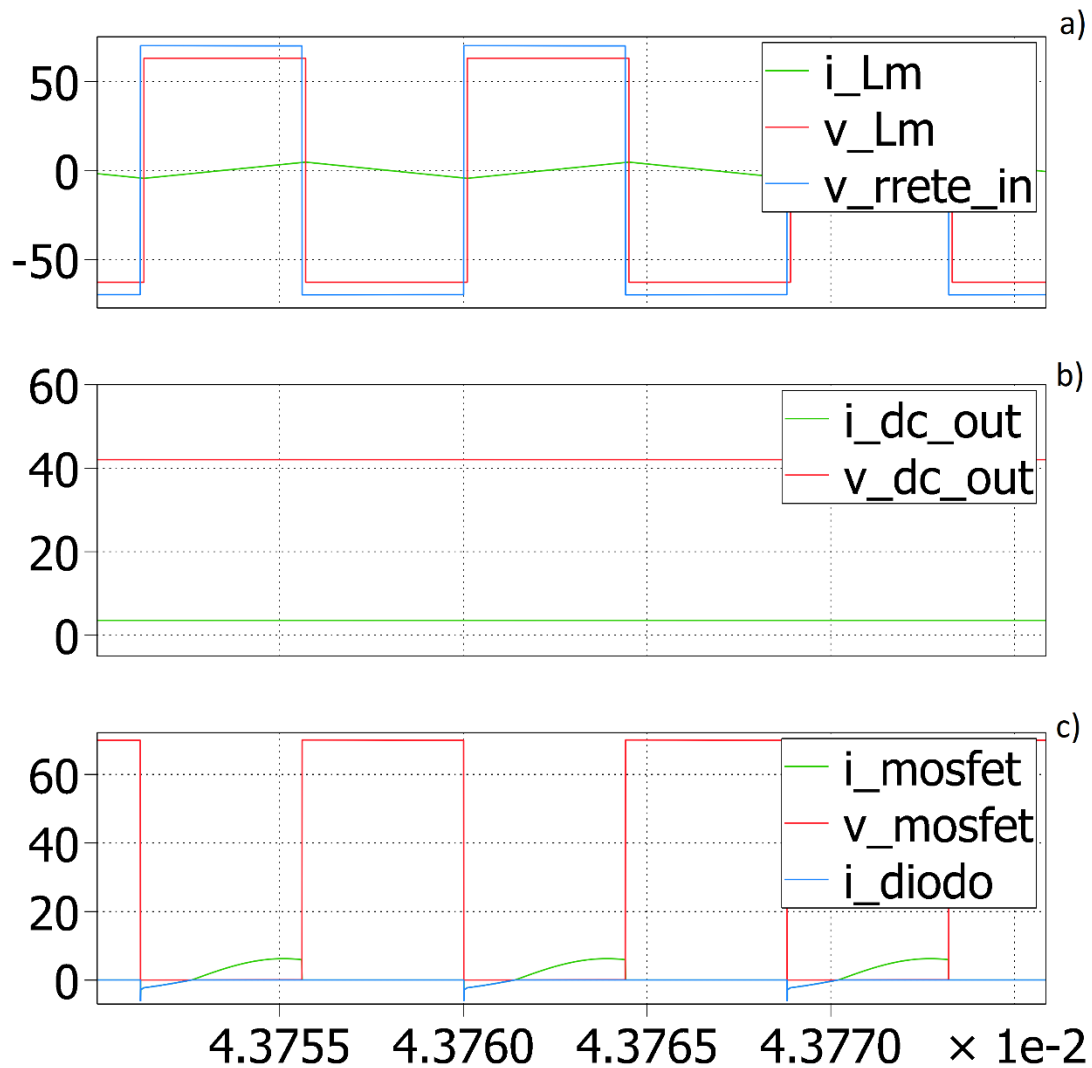


Figura 6.9 In successione a) confronto tra corrente, tensione dell'induttore L_m e tensione all'ingresso della rete risonante b) corrente e tensione sul carico in uscita c) confronto tra corrente, tensione del singolo mosfet e corrente sul diodo di freewheeling

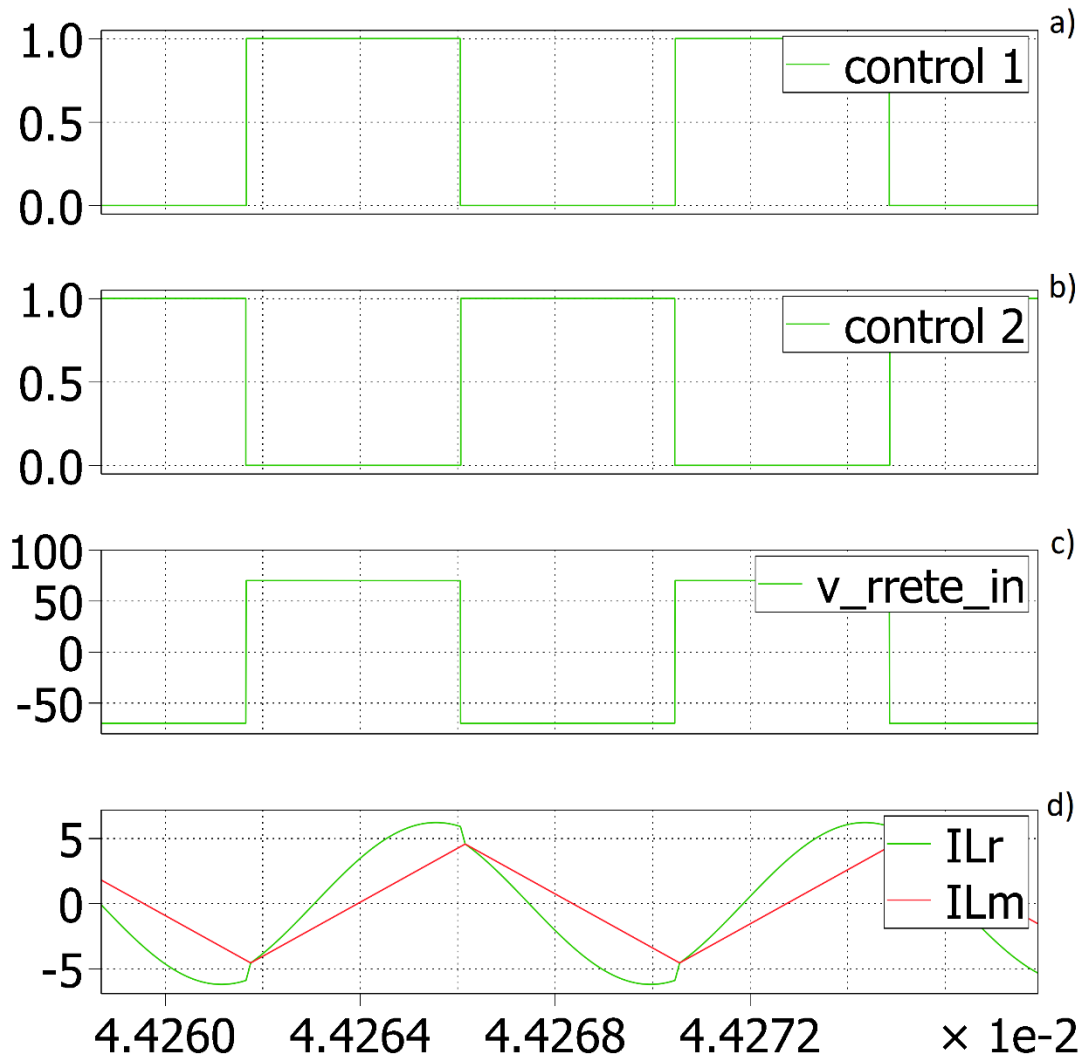


Figura 6.10 In successione a) segnale di controllo transistor alto primo ramo e transistor basso secondo ramo b) segnale di controllo transistor basso primo ramo e transistor alto secondo ramo c) tensione all'ingresso della rete risonante d) confronto tra corrente sull'induttanza di dispersione e su quella magnetizzante

- $f_{sw} < f_r$: frequenza di lavoro minore della frequenza di risonanza

In questa situazione il trasferimento di energia termina prima della fine della prima metà del ciclo di switching con la corrente sull'induttanza di dispersione che raggiunge la corrente sull'induttanza di magnetizzazione. Da questo momento in poi fino all'inizio della seconda metà del ciclo di switching subentra l'operazione di

freewheeling la quale provoca perdite aggiuntive a causa dell'energia circolante sul ponte ad H. Per simulare questo comportamento si è richiesta al convertitore una tensione di 52V.

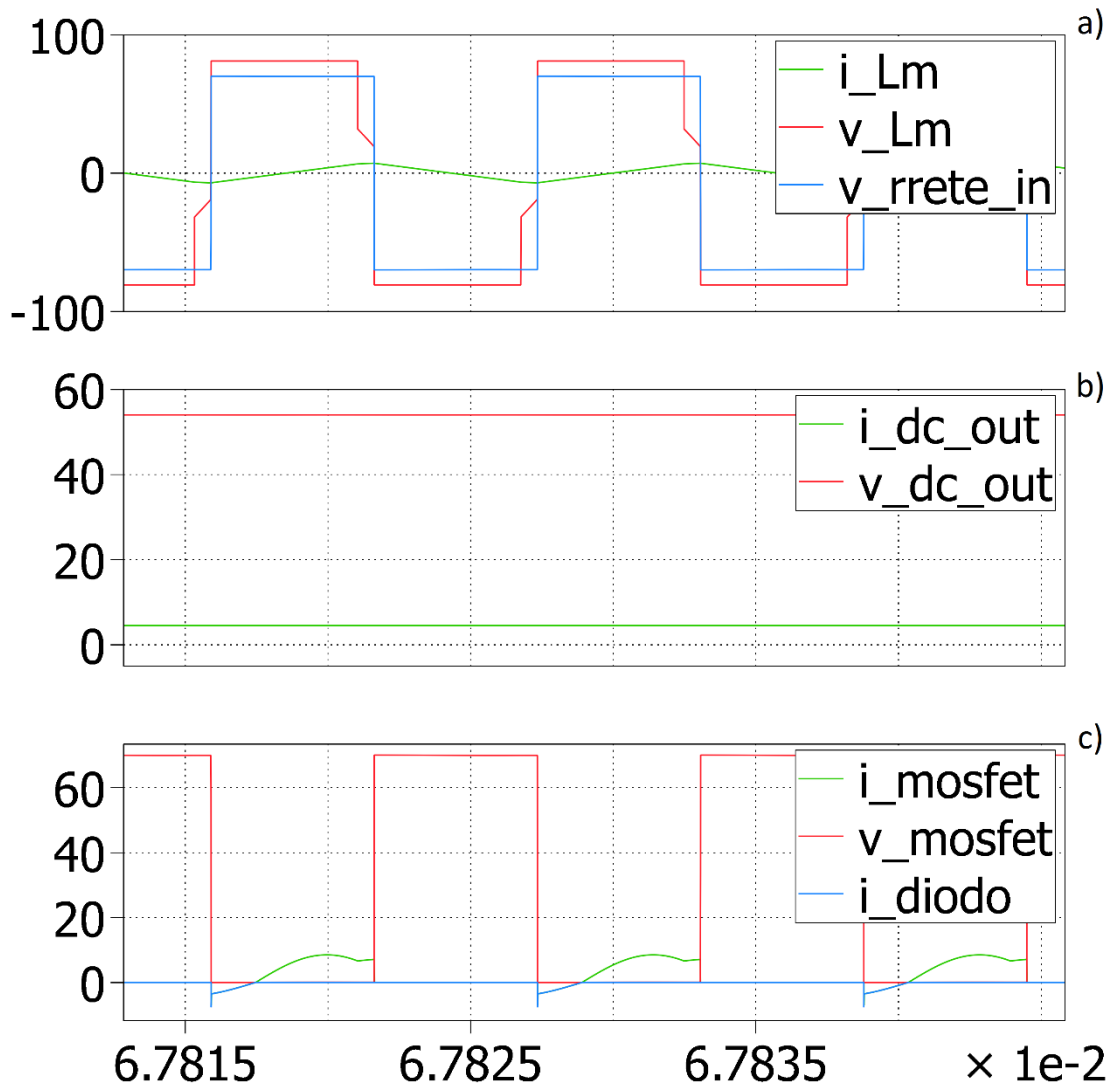


Figura 6.11 In successione a) confronto tra corrente, tensione dell'induttore L_m e tensione all'ingresso della rete risonante b) corrente e tensione sul carico in uscita c) confronto tra corrente, tensione del singolo mosfet e corrente sul diodo di freewheeling

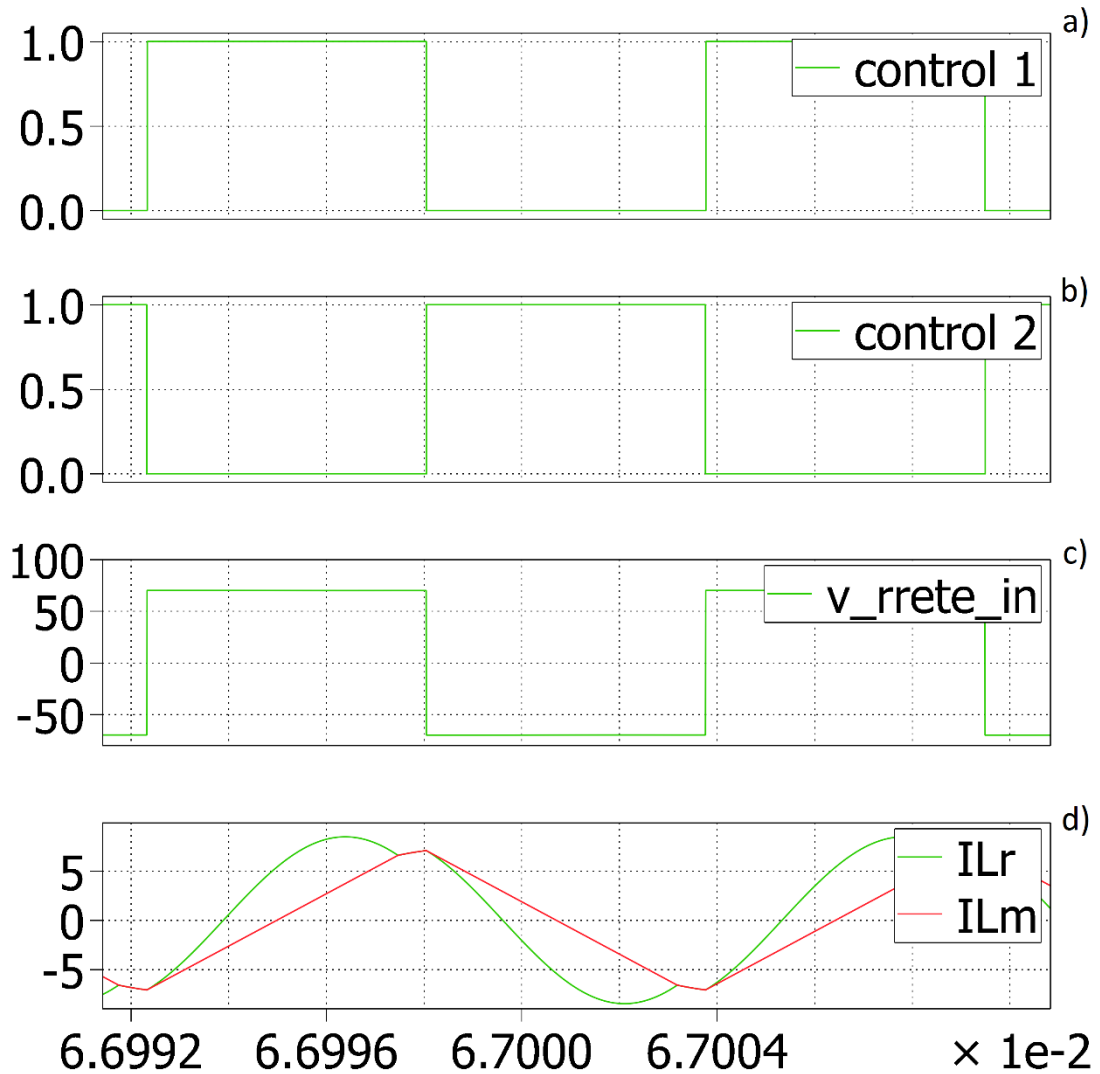


Figura 6.12 In successione a) segnale di controllo transistor alto primo ramo e transistor basso secondo ramo b) segnale di controllo transistor basso primo ramo e transistor alto secondo ramo c) tensione all'ingresso della rete risonante d) confronto tra corrente sull'induttanza di dispersione e su quella magnetizzante

Infine viene mostrato il grafico della frequenza di funzionamento che mostra come per le varie modalità di funzionamento la frequenza di lavoro (f_{sw}) vari nell'intorno della frequenza di risonanza (f_r).

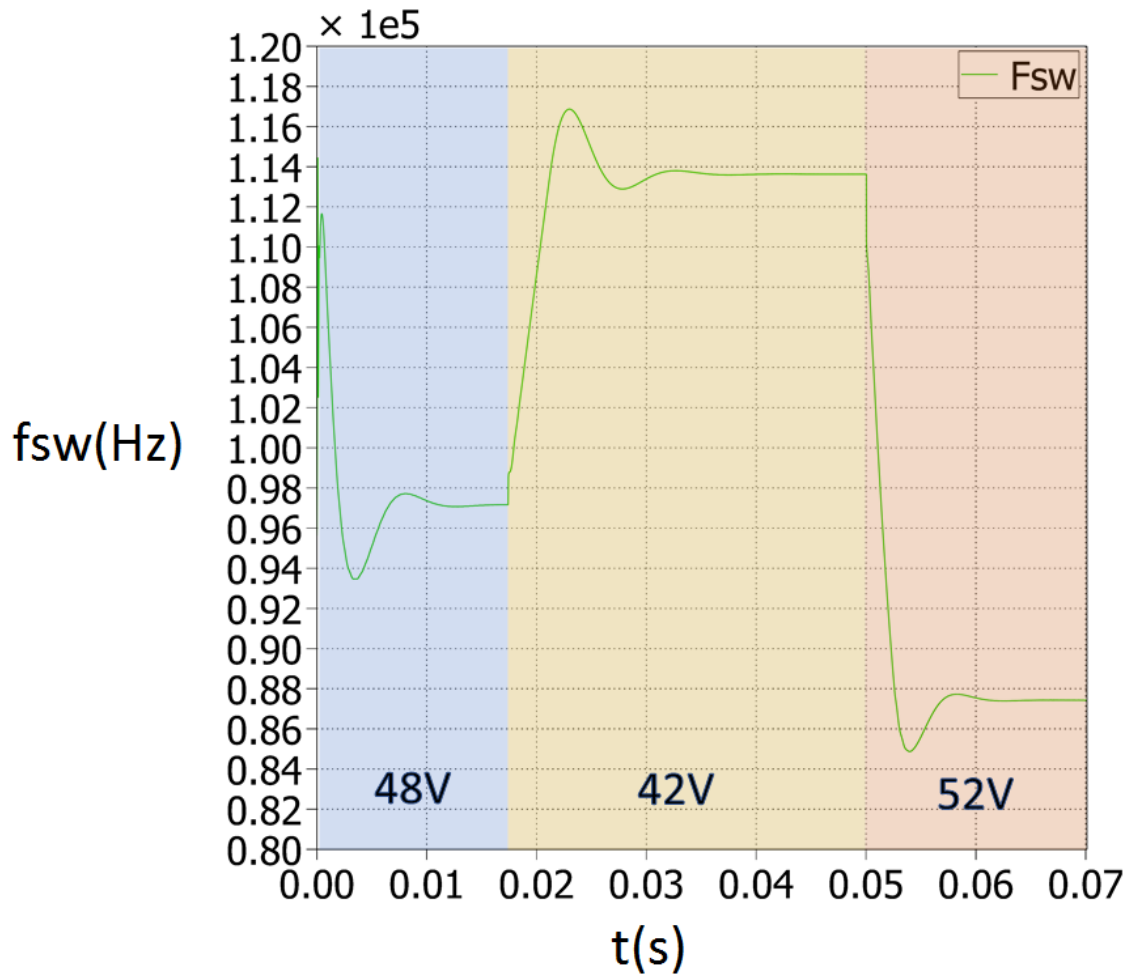


Figura 6.13 Frequenza di funzionamento del convertitore simulato nelle varie zone di lavoro

6.5. Collaudo delle schede e prove sperimentali

Ultimata la progettazione e realizzazione delle schede si è provveduto a collaudare le loro varie parti in modo da testare il corretto funzionamento e preservarle da malfunzionamenti nella fase finale di testing ad alta tensione.

Il banco di misura è composto da:

- un alimentatore DF1731SB5A in grado di imporre tensioni fino a 30V e correnti fino a 5A



Figura 6.14 Alimentatore DF1731SB5A

- un simulatore di carico resistivo TDK-Lambda GEN100-33



Figura 6.15 Alimentatore TDK-Lambda GEN100-33

- carichi puramente resistivi e carichi induttivi realizzati tramite una batteria di tre induttori da 0.8mH

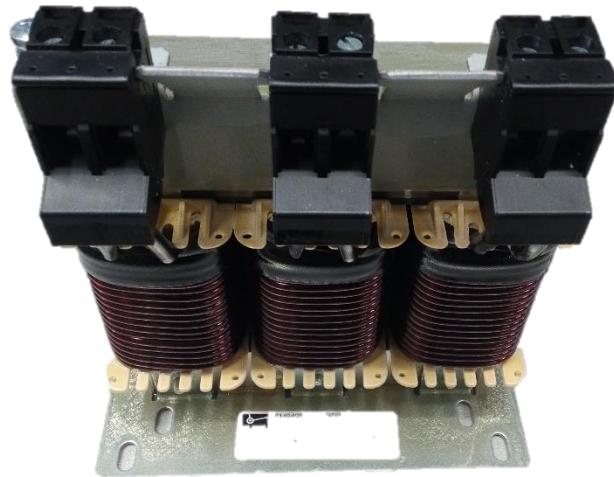


Figura 6.16 Batteria di induttori da 0.8mH

- un oscilloscopio DL1640 Yokogawa



Figura 6.17 Oscilloscopio DL1640 Yokogawa

- sonde di tensione non isolate con una banda caratteristica di 60MHz



Figura 6.18 Sonde non isolate di tensione

- sonde isolate con una attenuazione di 1/20 e banda da 25MHz



Figura 6.19 Sonda isolata di tensione

- sonda di corrente



Figura 6.20 Sonda di corrente

- DSP per controllare il funzionamento della scheda e i parametri misurati dai sensori in tempo reale.

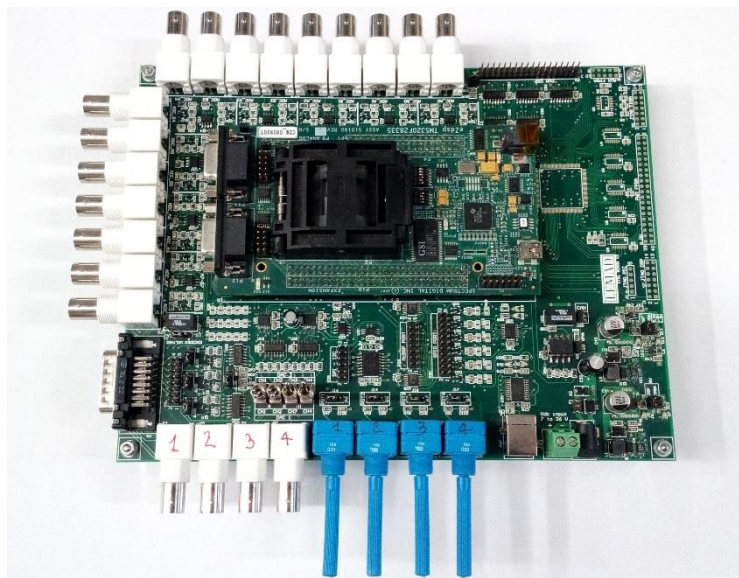


Figura 6.21 Circuito di controllo DSP

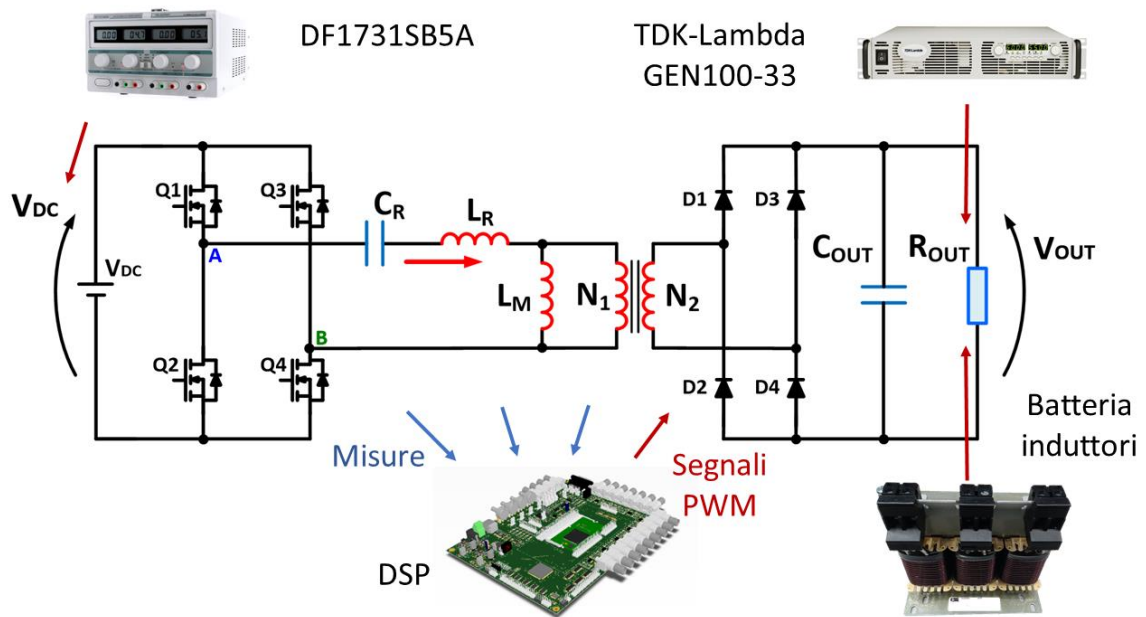


Figura 6.22 Banco misure

Il primo test è stato effettuato sulla tensione di alimentazione. In particolare si è andata a rilevare tramite apposite sonde non isolate, richiedenti quindi il corretto riferimento a massa, la tensione presente al catodo del diodo D1 ovvero la tensione fornita dall'alimentatore che risulta di 12V, la tensione al catodo del diodo D2 su cui è presente il fenomeno di clamping grazie al quale avviene la conversione da 12V a 5V ed infine la tensione al catodo di D3 che corrisponde ai 5V desiderati. I componenti citati sono visibili in Figura (5.40).

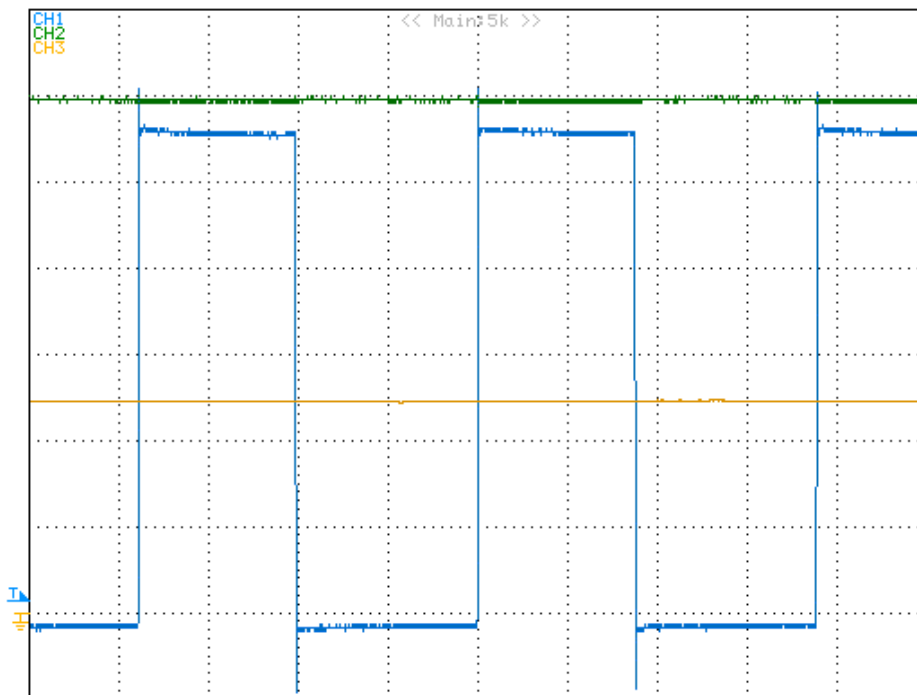


Figura 6.23 Tensioni rilevate sul circuito di alimentazione, in verde la tensione su D1, in blu la tensione su D2 e in arancione la tensione su D3, 2V/div

Si è testata la rete logica di ENABLE la quale preserva il sistema da eventuali configurazioni proibite, Tabella (5.3), le quali provocherebbero cortocircuiti letali per la scheda. Il testing mostrato è quello relativo ad un singolo ramo dato che il secondo ramo assume un comportamento esattamente simmetrico. Inizialmente si sono generati segnali PWM corretti con presenza di tempi morti e conseguente assenza di configurazioni proibite verificando il livello basso del segnale DISABLE.

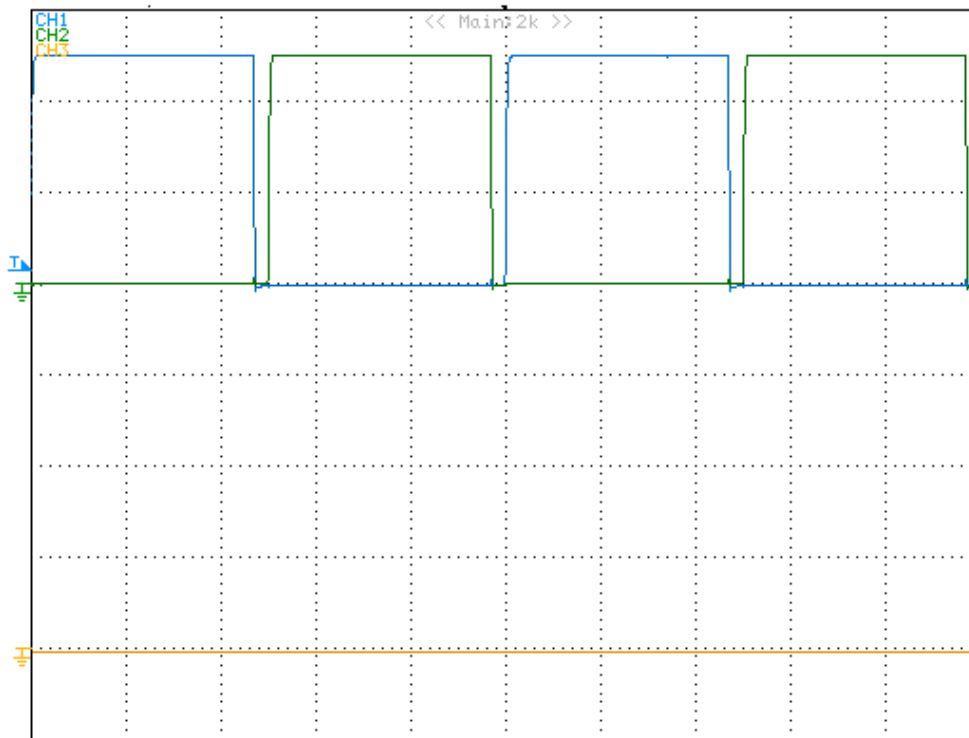


Figura 6.24 Segnali di controllo a 100KHz, in verde il segnale PWM2, in blu il segnale PWM1 e in arancione il segnale DISABLE, 2V/div

Successivamente si è effettuata la stessa rilevazione questa volta applicando in ingresso segnali PWM con tempi vivi, quindi configurazioni proibite osservando come il segnale DISABLE si attivi correttamente disabilitando istantaneamente tutte le uscite del disaccoppiatore U1 di Figura (5.27).

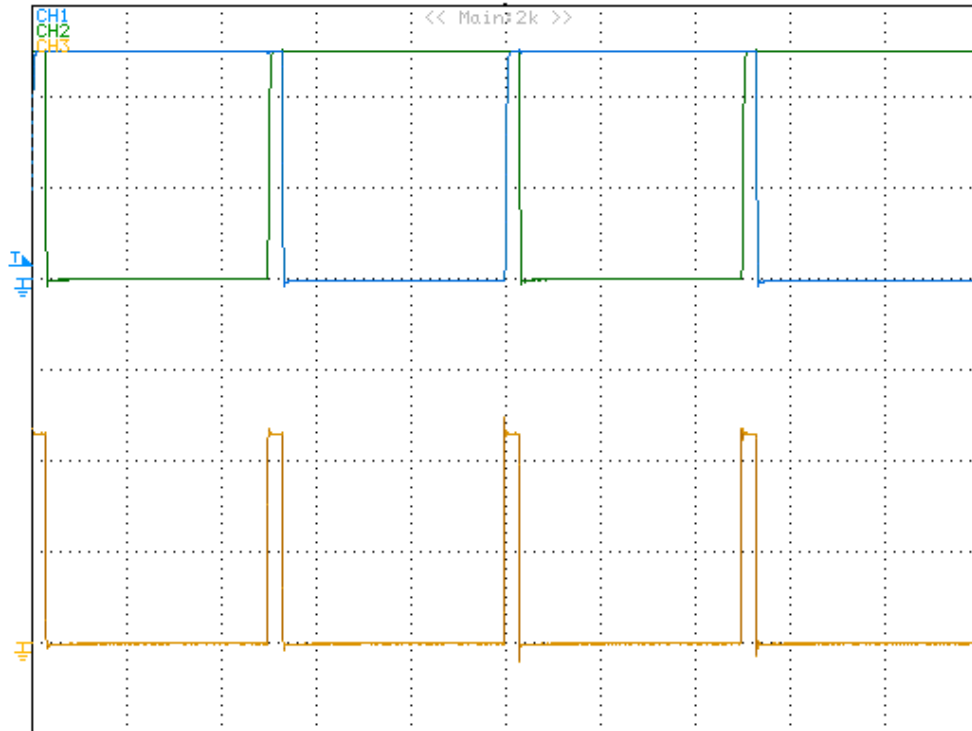


Figura 6.25 Segnali di controllo a 100KHz, in verde il segnale PWM2, in blu il segnale PWM1 e in arancione il segnale DISABLE, 2V/div

Valutando le specifiche e gli obiettivi del progetto si è deciso di implementare i tempi morti necessari per il corretto funzionamento della scheda tramite DSP senza quindi la presenza di un circuito RC fisico. Questa soluzione mostra sicuramente un maggior grado di flessibilità ma allo stesso tempo espone la scheda ad eventuali errori di selezione dei tempi morti. Per testare la rete di acquisizione si è impostato un tempo morto di 200ns verificati dalle misure effettuate tramite sonde non isolate sui vari pin relativi agli integrati interessati dal passaggio dei segnali PWM.

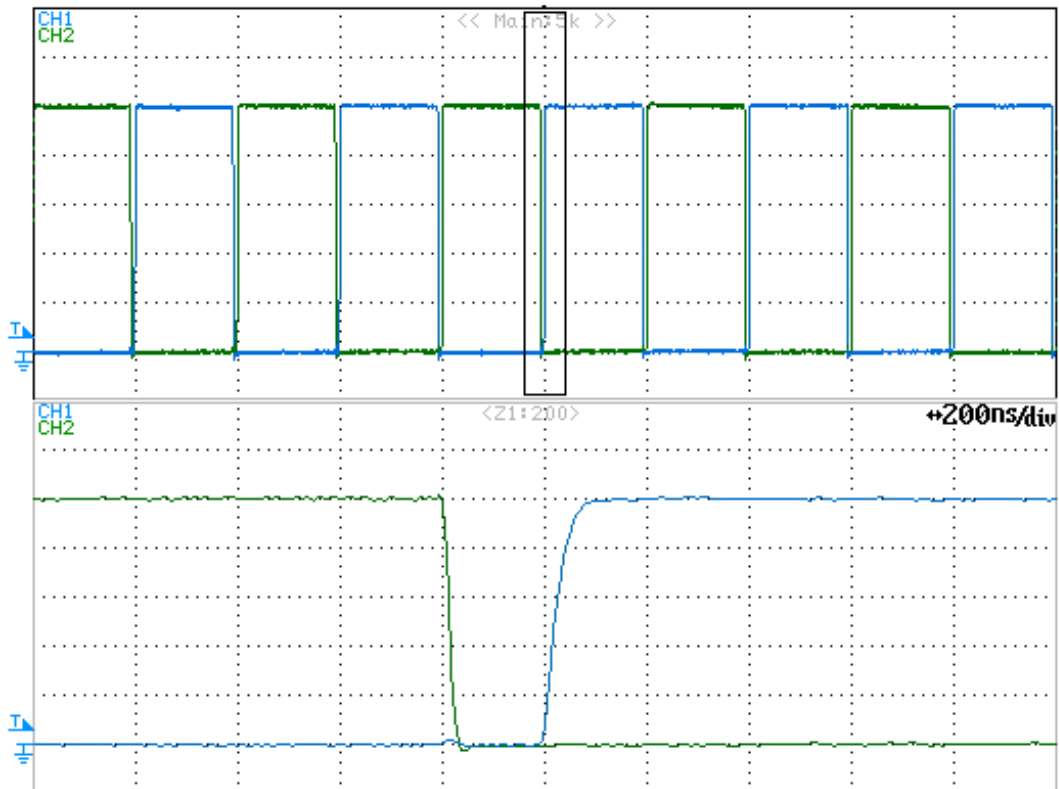


Figura 6.26 Misura del tempo morto con segnali a 100KHz, in verde il segnale PWM2, in blu il segnale PWM1, 1V/div

Il testing del circuito di gate è stato effettuato estraendo tramite una sonda non isolata il segnale PWM all'ingresso del driver direttamente sul via posto nelle vicinanze dell'LM5113 e confrontandolo col segnale in uscita dal driver misurato tramite una seconda sonda non isolata direttamente sul via accanto al connettore di gate del GaN mosfet. Dalle forme d'onda fornite dall'oscilloscopio è possibile valutare il ritardo introdotto dal driver sul fronte di salita e su quello di discesa.

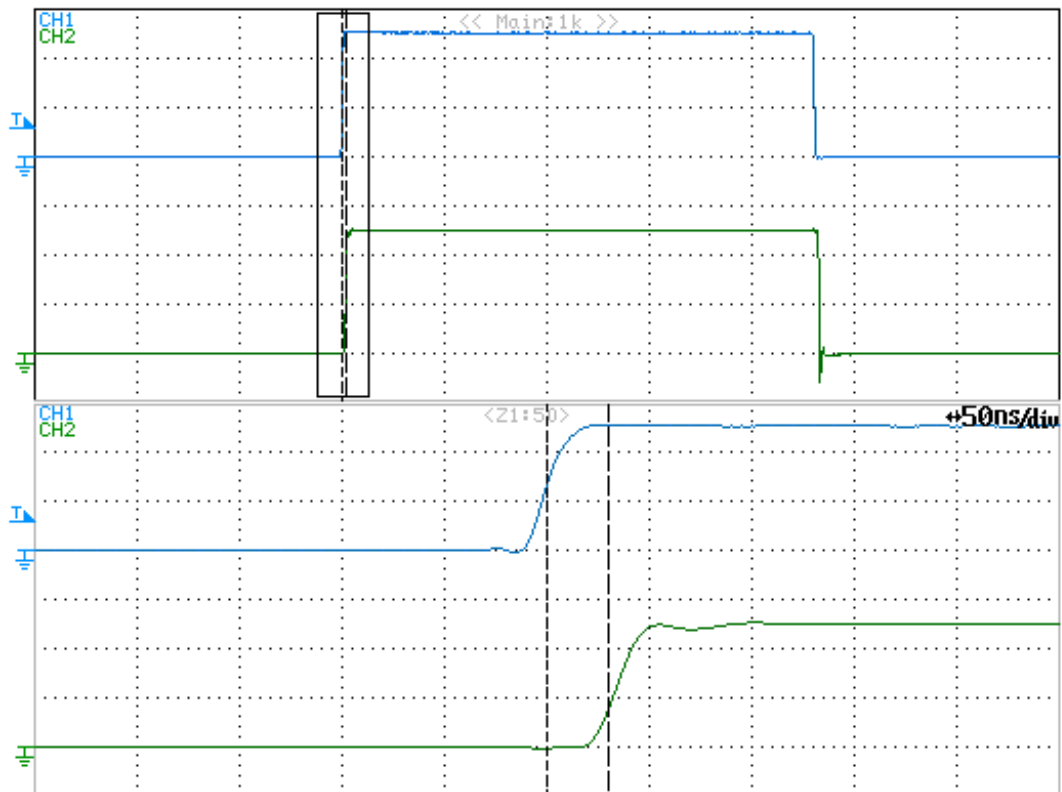


Figura 6.27 Misura del ritardo di propagazione introdotto dal circuito driver sulla salita, in blu il segnale PWM, in verde il segnale generato dal driver, 2V/div

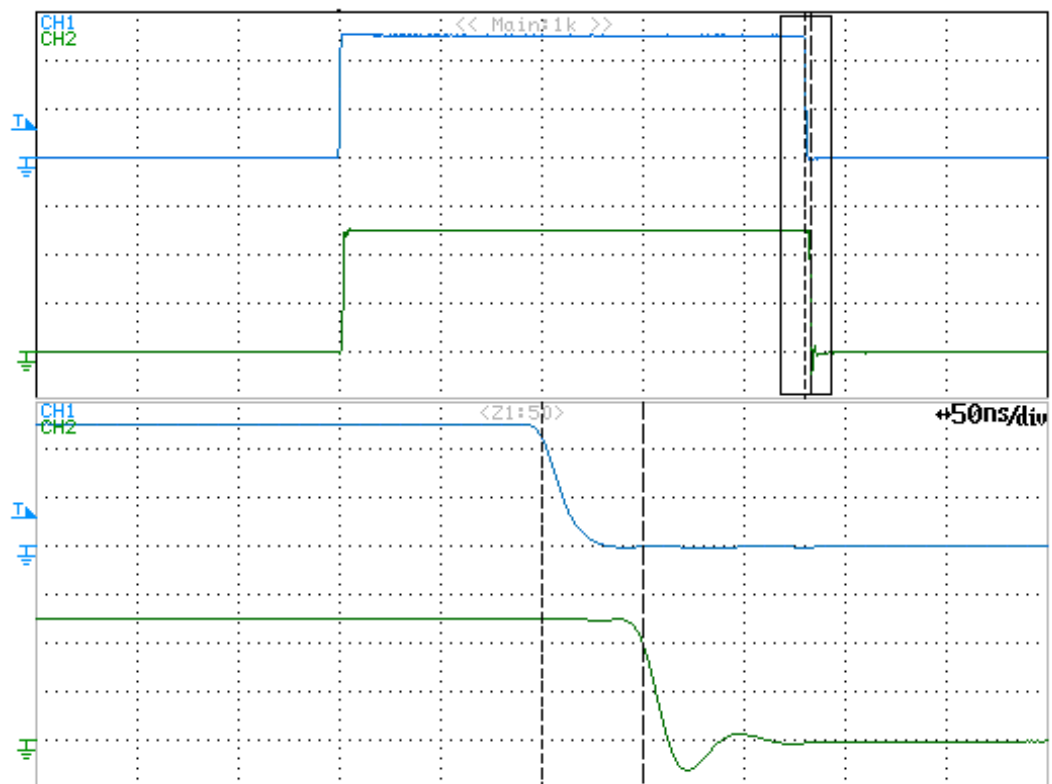


Figura 6.28 Misura del ritardo di propagazione introdotto dal circuito driver sulla discesa, in blu il segnale PWM, in verde il segnale generato dal driver, 2V/div

Attraverso l'utilizzo dell'alimentatore apposito si è forzata una tensione ai morsetti di ingresso della scheda primaria, scollegata sia dal trasformatore rotante sia dalla scheda secondaria, il test perciò è stato effettuato a vuoto per valutare il funzionamento dei transistor, dei driver e la presenza di eventuali cortocircuiti indotti da una errata saldatura. La tensione generata è stata fissata a 20 V, la frequenza di lavoro pari a 100KHz. Le sonde non isolate, riferite al piano di massa PGND, sono state contattate alle fasi di uscita dei due rami del ponte ad H, in particolare una direttamente collegata al morsetto J7 e l'altra tramite un reoforo posizionata sul foro d'entrata del condensatore C101 mostrati in Figura (5.47).

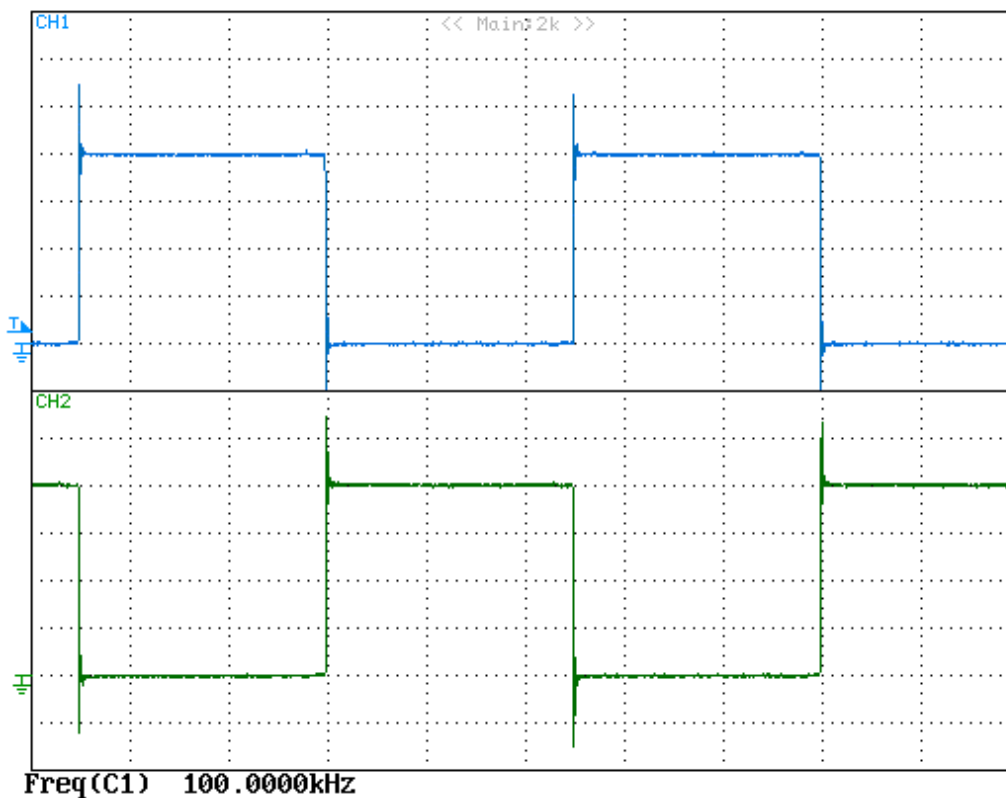


Figura 6.29 Forme d'onda in uscita dalle fasi A e B dei rami del ponte ad H, in blu il segnale la fase A, in verde la fase B, 5V/div

In seguito i risultati appena ottenuti riferiti al piano di massa sono stati confrontati con la forma d'onda effettivamente generata dal ponte corrispondente alla differenza delle due fasi misurate, è stato quindi necessario utilizzare una sonda isolata alimentata autonomamente. Il test è stato effettuato a 100KHz e a 300KHz ottenendo l'onda quadra tipica del chopper a quattro quadranti con duty cycle pari al 50% la quale giunge direttamente all'ingresso della rete risonante. Il segnale di colore arancione rappresenta quindi la differenza tra le forme d'onda di fase A e di fase B e nonostante abbia un'ampiezza picco-picco doppia rispetto ai segnali da cui è originata viene visualizzata con un'ampiezza errata a causa dell'attenuazione introdotta dalla sonda isolata.

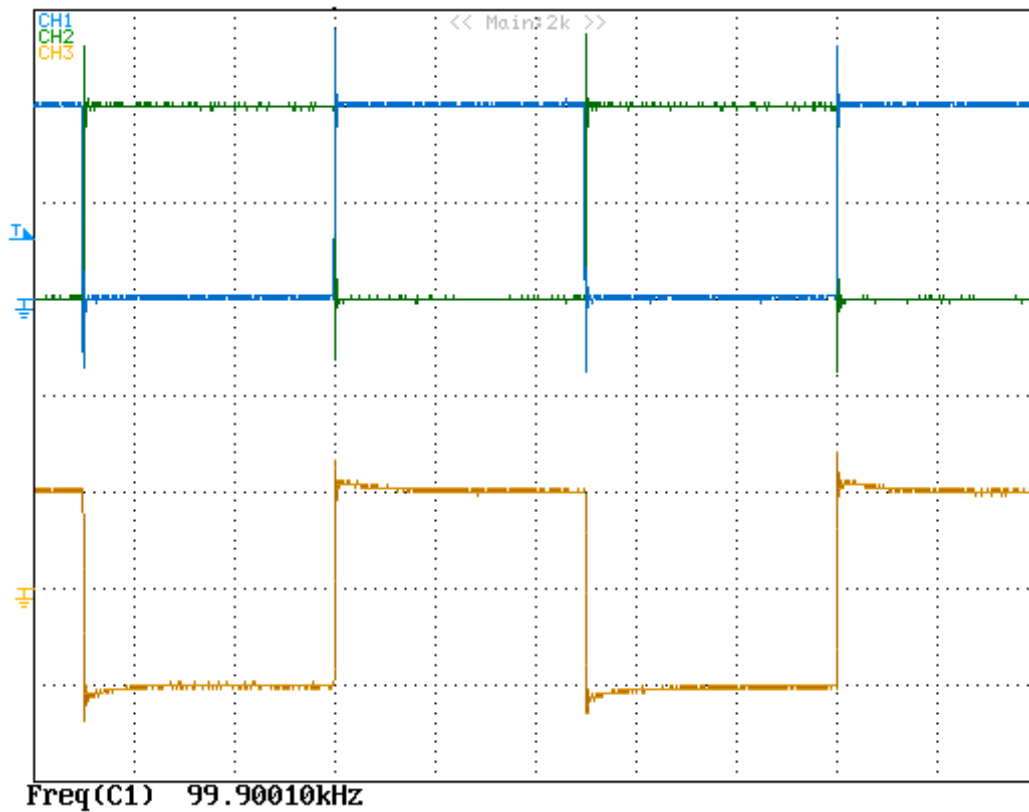


Figura 6.30 Forme d'onda in uscita dalle fasi A e B dei rami del ponte ad H a 100KHz, in blu la fase A, in verde la fase B, 10V/div, in arancione il segnale differenza 20V/div

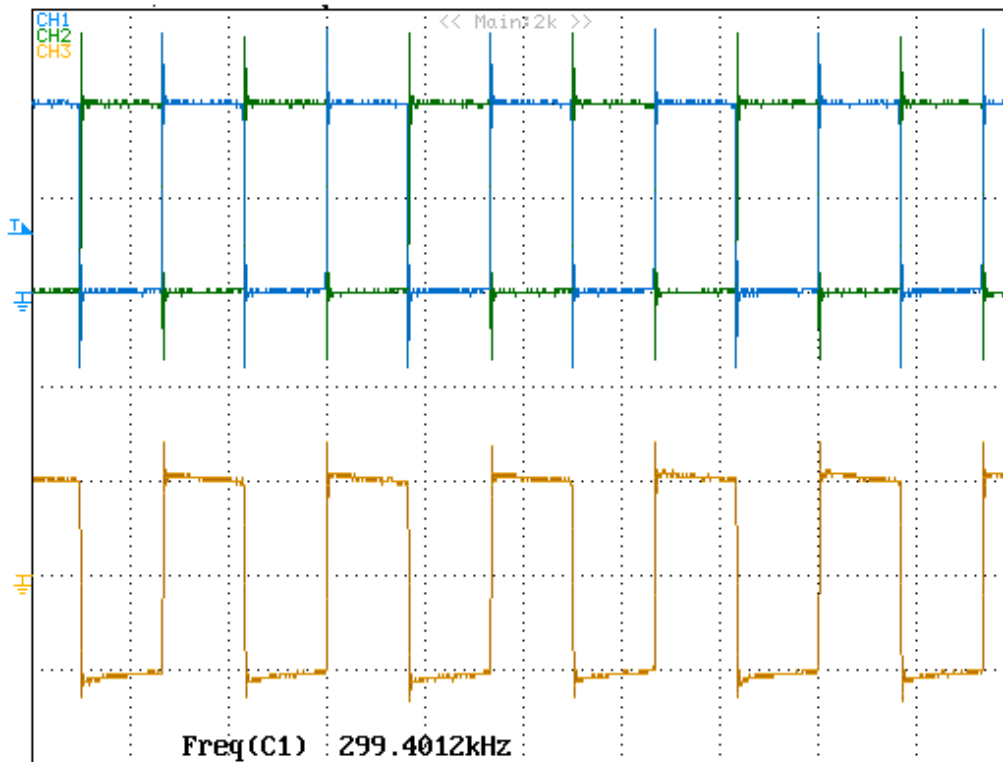


Figura 6.31 Forme d'onda in uscita dalle fasi A e B dei rami del ponte ad H a 300KHz, in blu la fase A, in verde la fase B, 10V/div, in arancione il segnale differenza 20V/div

La fase di testing dei transistor al GaN si è svolta effettuando inizialmente misurazioni sul transistor basso e successivamente su quello alto del ramo secondario del ponte ad H utilizzando quindi il ponte ad H come un chopper a due quadranti, dopo aver rilevato le grandezze caratteristiche per dimostrare il corretto funzionamento si è passati al testing del ramo primario. In particolare si è impostato un valore di tensione di ingresso pari a 10V collegando un carico RL alla scheda secondaria, $R=10\Omega$ e $L=0.8\text{mH}$.

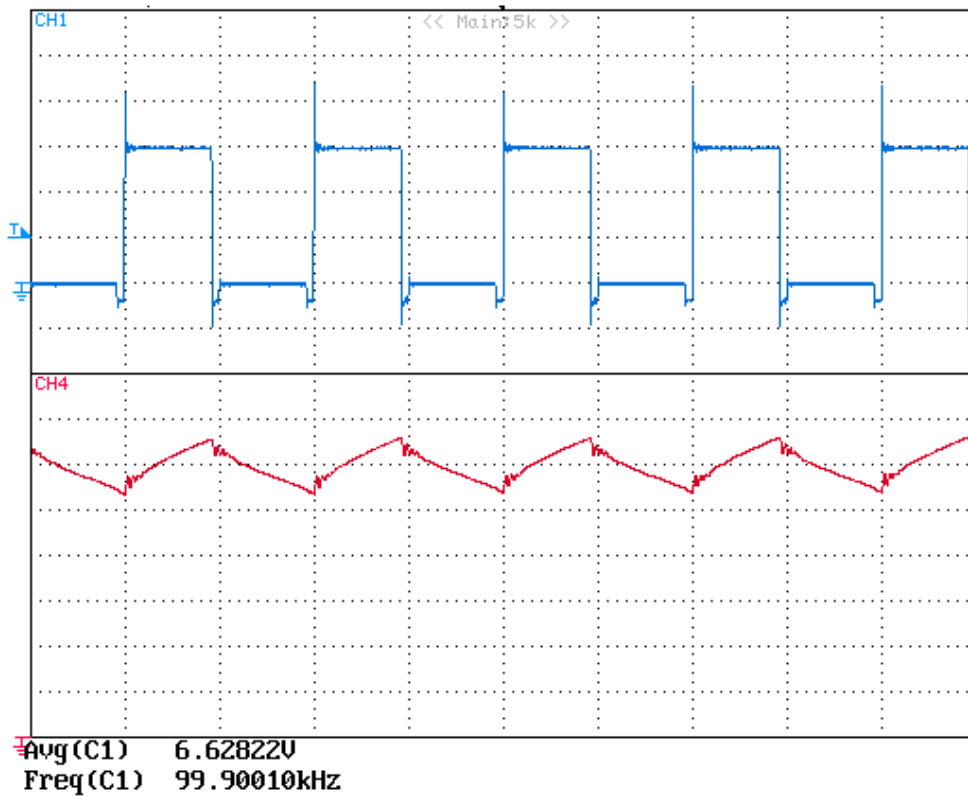


Figura 6.32 In blu la forma d'onda in uscita dalla fase B del ramo secondario a 100KHz, 5V/div, in rosso la corrente sul carico RL, 0.100A/div

La forma d'onda in blu rappresenta la tensione tra la fase B del ramo secondario e la massa PGND, ovvero l'uscita del chopper a due quadranti rappresentato dal ramo secondario, mentre la curva rossa mostra la corrente sul carico RL, ovviamente sempre positiva. Si nota chiaramente che subito dopo la commutazione del transistor, sia sul fronte di salita che su quello di discesa, è presente un breve gradino di tensione negativa, questo fenomeno è originato dalla presenza del tempo morto durante il quale la tensione dell'intero ramo è pari alla caduta del diodo di freewheeling del transistor che nel caso dei transistor al GaN utilizzati è pari a circa 2V. Questa caduta è verificata dall'ampiezza misurata del gradino il quale ha una durata pari a quella del tempo morto, circa 300ns impostati tramite il DSP.

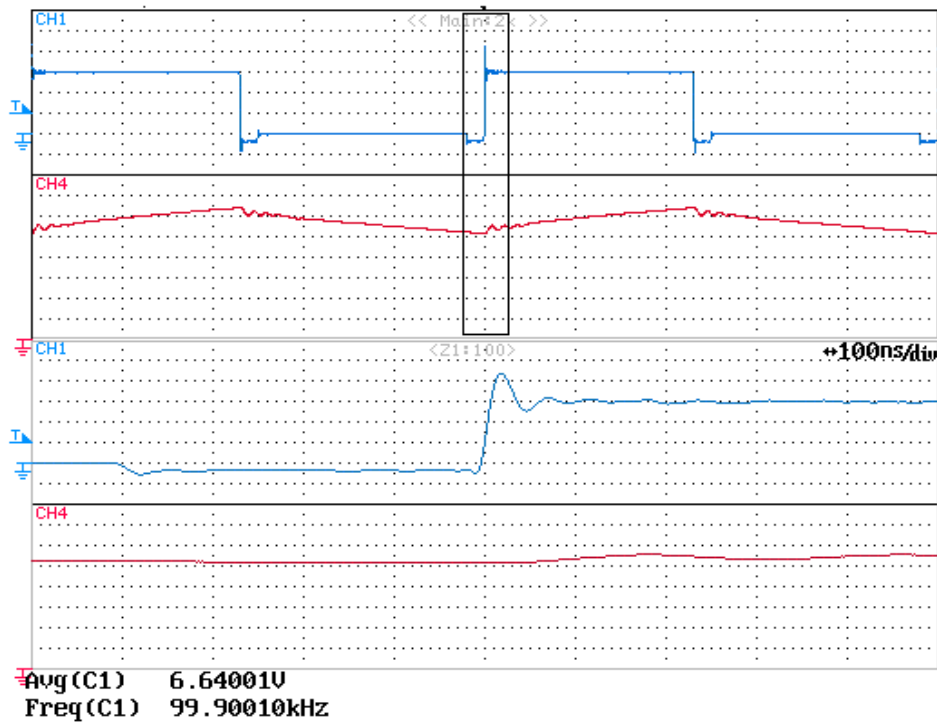


Figura 6.33 Zoom delle forme d'onda misurate sul ramo secondario, in blu la forma d'onda in uscita dalla fase B a 100KHz, 5V/div, in rosso la corrente sul carico RL, 0.100A/div

Aumentando la frequenza di lavoro del ramo testato tramite DSP si può osservare in Figura (6.26) come l'incidenza del tempo morto sull'uscita sia sempre più importante provocando sempre maggiori perdite sul diodo e diminuendo in maniera evidente la tensione e corrente fornita dal ramo al carico.

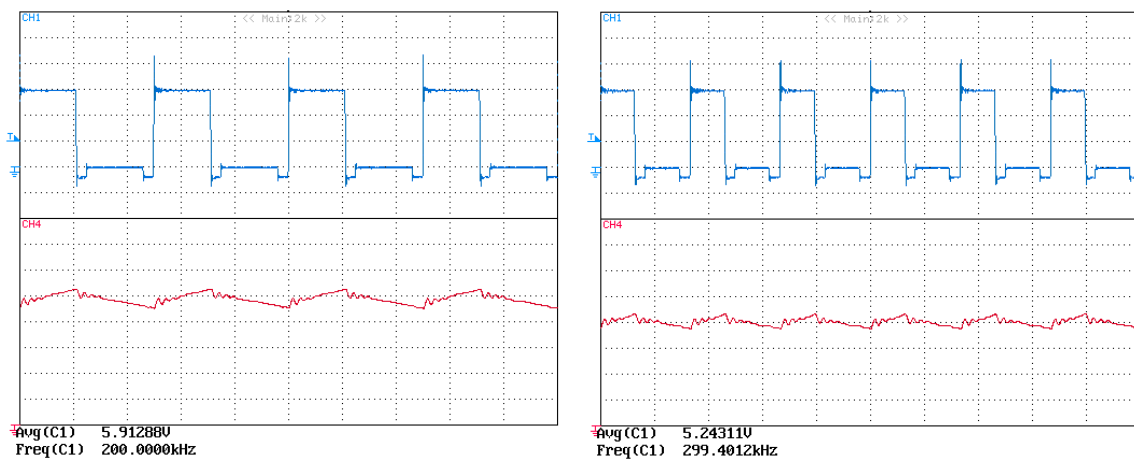


Figura 6.34 Forme d'onda misurate sul ramo secondario a 200KHz e 300KHz, in blu la forma d'onda in uscita dalla fase B a 100KHz, 5V/div, in rosso la corrente sul carico RL, 0.100A/div

In Figura (6.35) sono mostrate le curve caratteristiche del transistor basso del ramo secondario, il comportamento mostrato da questo componente sarà simile agli altri mosfet costitutivi del ponte ad H. In blu il segnale generato dal driver del ramo secondario, in verde la tensione di ramo ovvero la tensione V_{DS} ai capi del transistor ed in rosso la corrente sul carico a 200KHz con una tensione di ingresso di 20V.

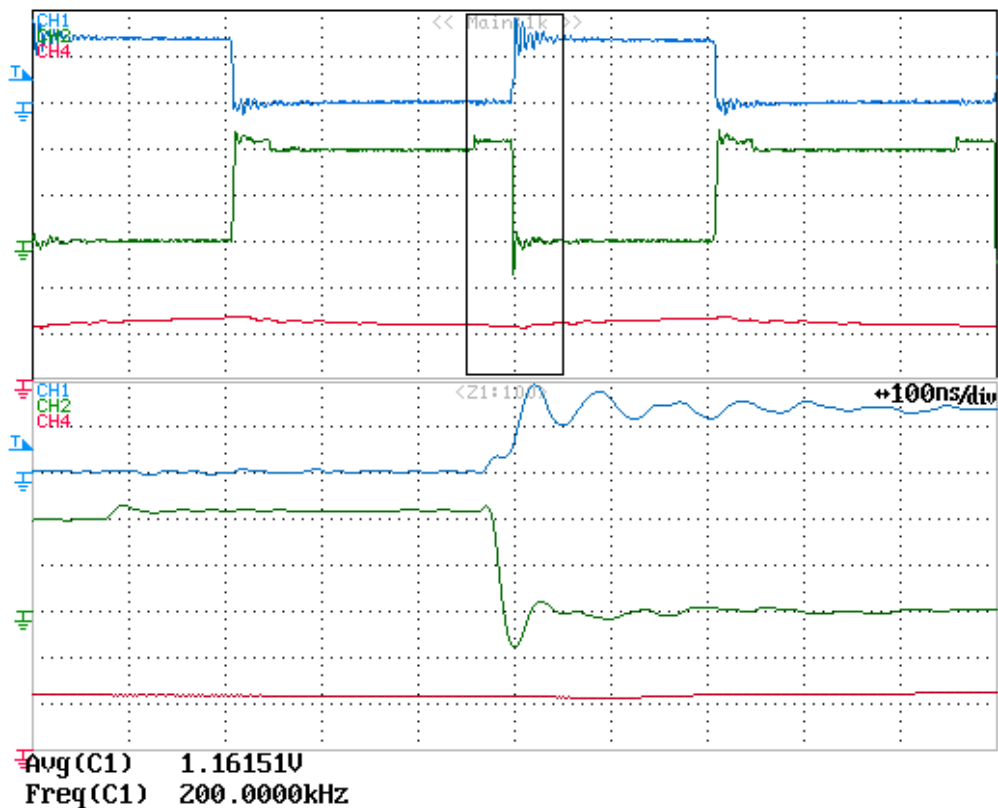


Figura 6.35 Zoom delle forme d'onda misurate sul ramo secondario, in blu la forma d'onda generata dal driver, 2V/div, in verde la forma d'onda in uscita dalla fase B a 200KHz, 10V/div, in rosso la corrente sul carico RL, 0.500A/div

Il circuito composto dal ponte ad H completo di entrambi i rami è stato testato con varie prove a varie frequenze ma per ogni singola prova a frequenza fissata misurando la tensione tra le fasi A e B, ovvero le uscite dei singoli rami, la tensione e corrente sul trasformatore rotante ed infine la tensione d'uscita verificandone il corretto funzionamento. La tensione di ingresso fissata a 15V e il tempo morto impiegato pari a 400ns.

- Prova a 100KHz

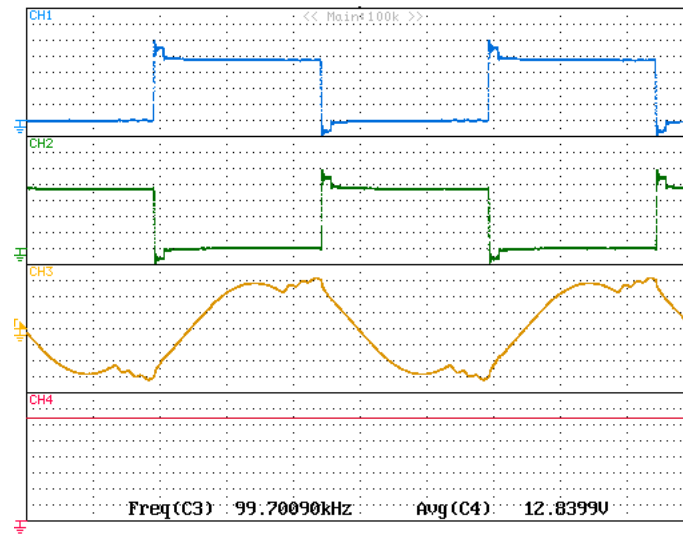


Figura 6.36 Forme d'onda caratteristiche del circuito completo del ponte ad H a 100KHz, in blu la tensione tra le fasi A e B, 2V/div, in verde la tensione sul trasformatore, 0.2V/div, in arancione la corrente sul trasformatore, 0.5A/div, in rosso la tensione d'uscita, 2V/div

- Prova a 110KHz

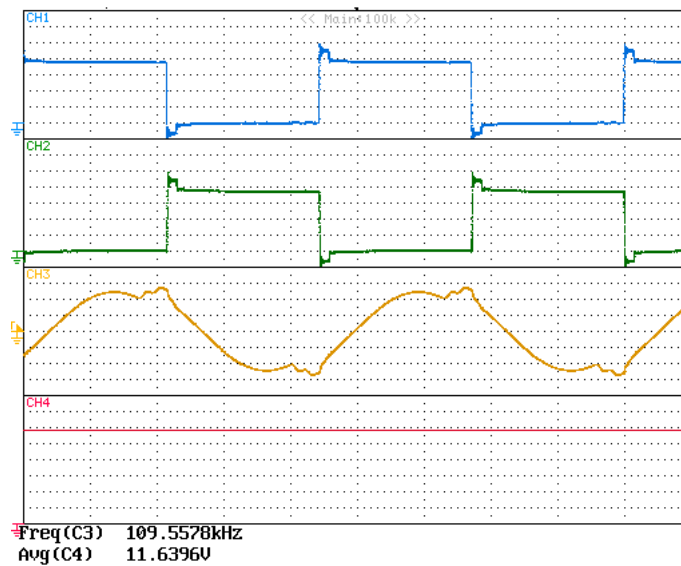


Figura 6.37 Forme d'onda caratteristiche del circuito completo del ponte ad H a 110KHz, in blu la tensione tra le fasi A e B, 2V/div, in verde la tensione sul trasformatore, 0.2V/div, in arancione la corrente sul trasformatore, 0.5A/div, in rosso la tensione d'uscita, 2V/div

- Prova a 120KHz

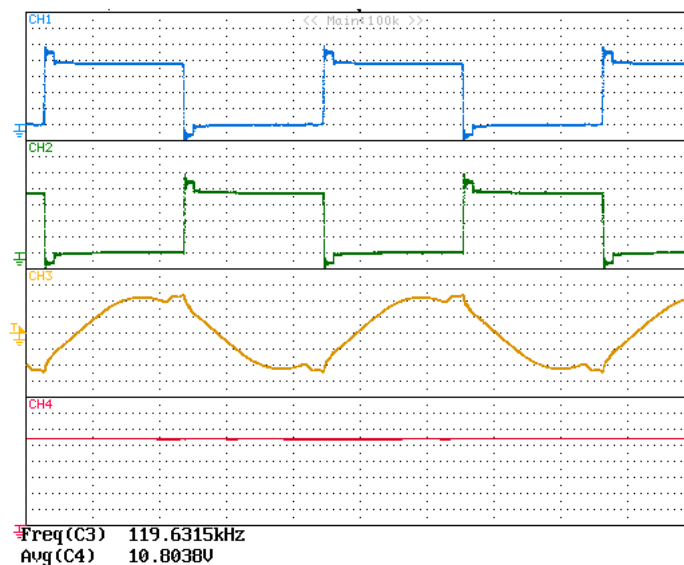


Figura 6.38 Forme d'onda caratteristiche del circuito completo del ponte ad H a 120KHz, in blu la tensione tra le fasi A e B, 2V/div, in verde la tensione sul trasformatore, 0.2V/div, in arancione la corrente sul trasformatore, 0.5A/div, in rosso la tensione d'uscita, 2V/div

- Prova a 130KHz

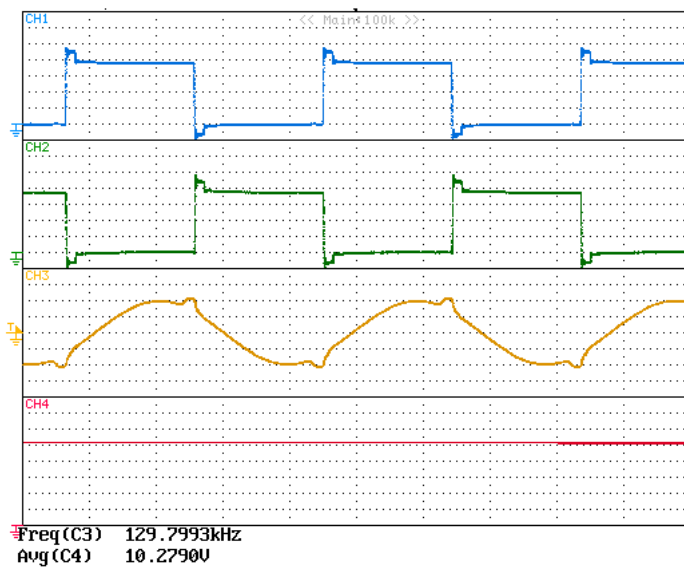


Figura 6.39 Forme d'onda caratteristiche del circuito completo del ponte ad H a 130KHz, in blu la tensione tra le fasi A e B, 2V/div, in verde la tensione sul trasformatore, 0.2V/div, in arancione la corrente sul trasformatore, 0.5A/div, in rosso la tensione d'uscita, 2V/div

- Prova a 140KHz

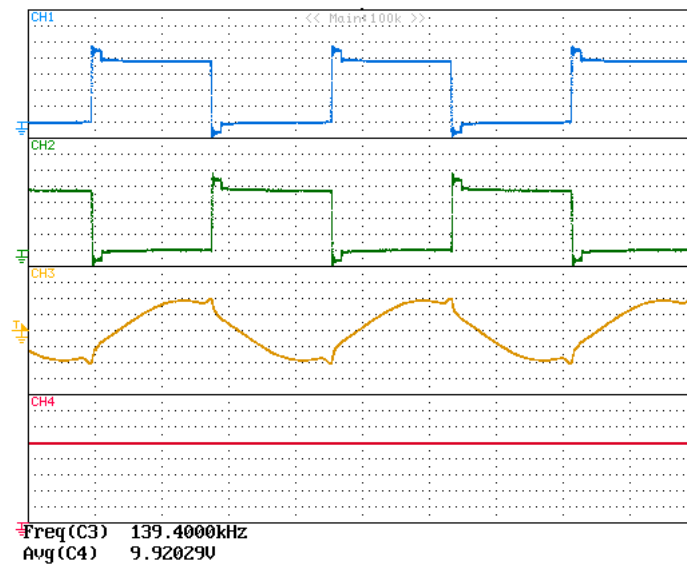


Figura 6.40 Forme d'onda caratteristiche del circuito completo del ponte ad H a 140KHz, in blu la tensione tra le fasi A e B, 2V/div, in verde la tensione sul trasformatore, 0.2V/div, in arancione la corrente sul trasformatore, 0.5A/div, in rosso la tensione d'uscita, 2V/div

- Prova a 150KHz

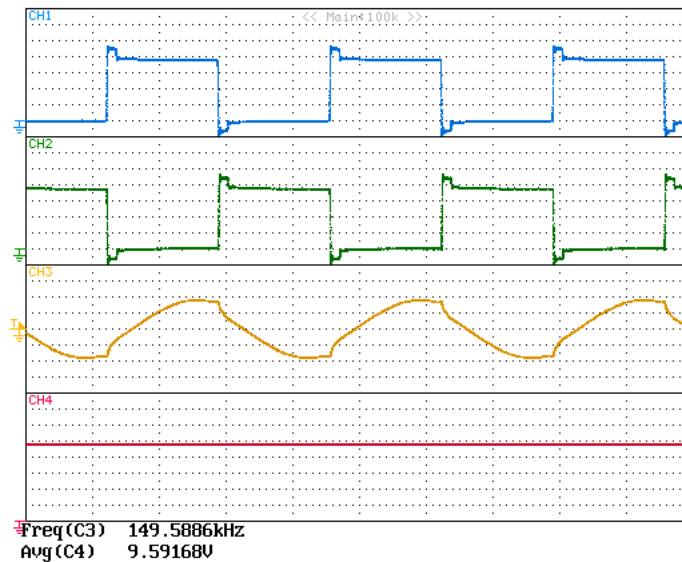


Figura 6.41 Forme d'onda caratteristiche del circuito completo del ponte ad H a 150KHz, in blu la tensione tra le fasi A e B, 2V/div, in verde la tensione sul trasformatore, 0.2V/div, in arancione la corrente sul trasformatore, 0.5A/div, in rosso la tensione d'uscita, 2V/div

- Prova a 160KHz

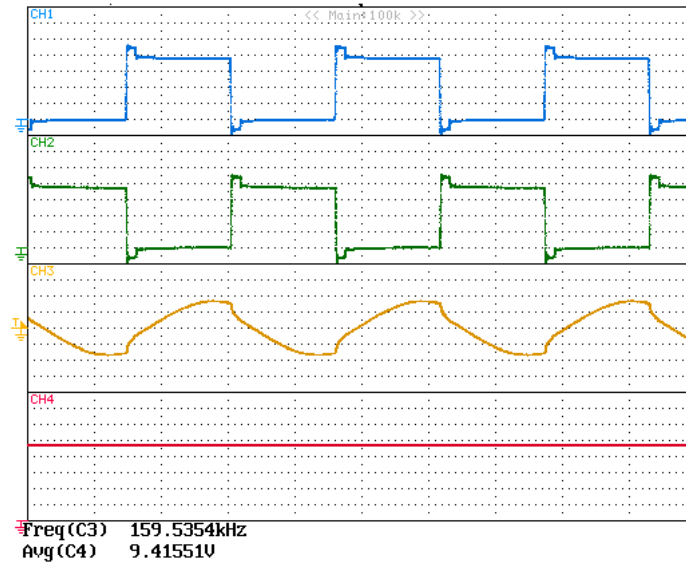


Figura 6.42 Forme d'onda caratteristiche del circuito completo del ponte ad H a 160KHz, in blu la tensione tra le fasi A e B, 2V/div, in verde la tensione sul trasformatore, 0.2V/div, in arancione la corrente sul trasformatore, 0.5A/div, in rosso la tensione d'uscita, 2V/div

Dalle immagini mostrate risulta evidente come il circuito rispetti le forme d'onda già viste nel Capitolo (6.4), si evince inoltre un errore nel posizionamento della frequenza di risonanza. Osservando la Figura (6.32) si osserva come l'andamento della corrente sul trasformatore rotante sia pressochè sinusoidale il che indica il funzionamento del circuito nello stato di risonanza a 140KHz nonostante le specifiche del progetto imponessero una frequenza di risonanza di 100KHz. Questo errore può essere imputato a diversi fattori come una errata valutazione dei parametri reali del trasformatore rotante e quindi di L_r ed L_m , alla presenza di capacità parassite che modificano il valore della capacità di risonanza C_r , dal modello utilizzato per la semplificazione del circuito magnetico equivalente del trasformatore rotante. Nello studio di questo componente infatti si è fatto uso di un circuito semplificato mostrato in Figura (4.10 a) nel quale entrambe le induttanze di dispersione del circuito primario e secondario vengono riportate al primario, in realtà ciò non è vero e provoca una discordanza tra i risultati teorici ottenuti in sede di progetto ed i risultati ottenuti dalle prove sperimentali. Nelle altre figure mostrate

si può riconoscere il tipico funzionamento sotto la frequenza di risonanza (Figure 6.36, 6.37, 6.38, 6.39) nel quale la corrente sull'induttanza di dispersione eguaglia quella sull'induttanza magnetizzante prima della fine della metà del ciclo di switching e quello sopra la risonanza (Figure 6.41, 6.42) nel quale la corrente sull'induttanza di dispersione non riesce mai a raggiungere quella sull'induttanza magnetizzante e si ha quindi un'interruzione del trasferimento di potenza causato dall'inizio della seconda metà del ciclo di switching.

Per testare l'effettivo guadagno del convertitore risonante LLC, comprensivo di scheda primaria, trasformatore rotante e scheda secondaria, si sono effettuate cinque prove con cinque valori di carico differenti applicati alla scheda secondaria selezionati in modo tale da ottenere una serie di curve possibili tra i casi limite $R \rightarrow 0$ ed $R \rightarrow \infty$. La frequenza è stata variata effettuando uno sweep tra 60KHz e 180KHz, per rappresentare questa frequenza tramite oscilloscopio è stata convertita in una tensione secondo la seguente formula:

$$\blacktriangleright V_{OUT}=3(\text{Frequenza di lavoro} - 50000)0.000007$$

Lo sweep di tensione così ottenuto è rappresentato dalla curva blu. La curva verde rappresenta invece le tensioni misurate al carico alle varie frequenze di lavoro, essa rappresenta graficamente il guadagno del convertitore. La tensione di ingresso è stata fissata a 7V.

- $R=0.6\Omega$, $Q=6.78$

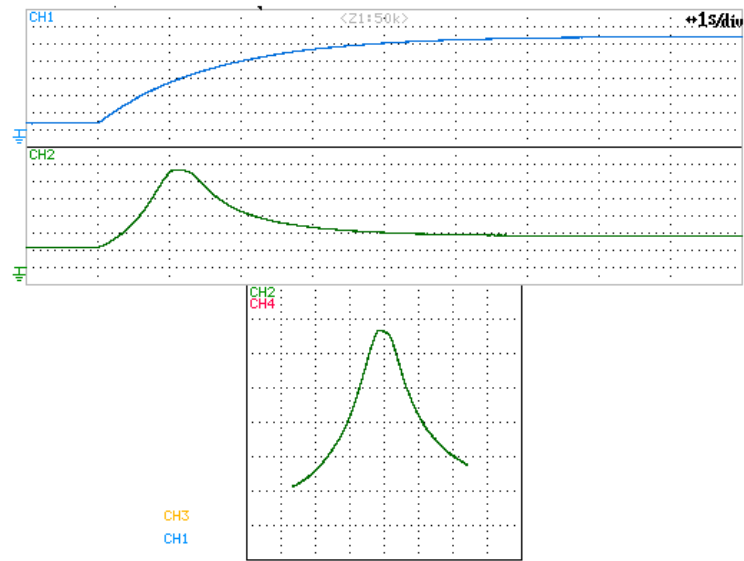


Figura 6.43 Funzione guadagno con $R=0.6\Omega$, in blu lo sweep di frequenze convertito in tensioni, $0.5V/div$, in verde la tensione sul carico alle varie frequenze, $0.5V/div$

- $R=2\Omega$, $Q=2.03$

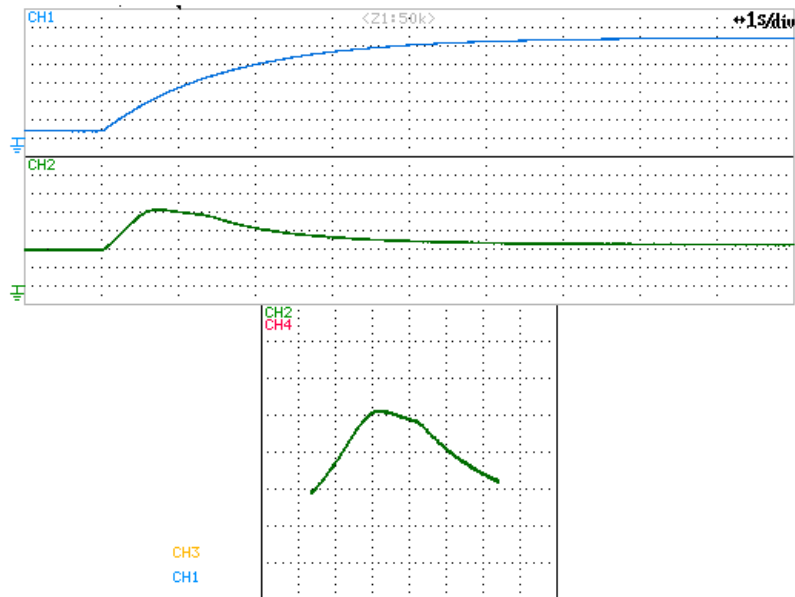


Figura 6.44 Funzione guadagno con $R=2\Omega$, in blu lo sweep di frequenze convertito in tensioni, $0.5V/div$, in verde la tensione sul carico alle varie frequenze, $0.5V/div$

- $R=5.8\Omega$, $Q=0.70$

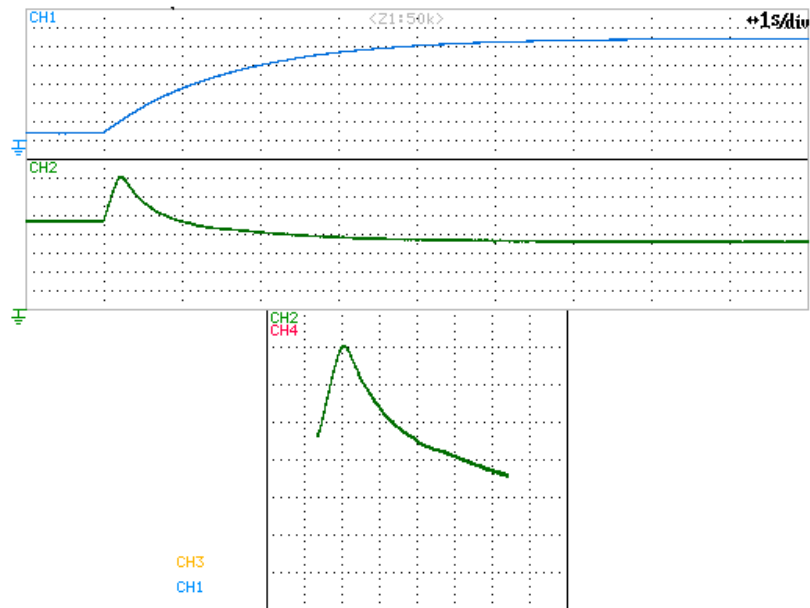


Figura 6.45 Funzione guadagno con $R=5.8\Omega$, in blu lo sweep di frequenze convertito in tensioni, $0.5V/div$, in verde la tensione sul carico alle varie frequenze, $0.5V/div$

- $R=11.5\Omega$, $Q=0.35$

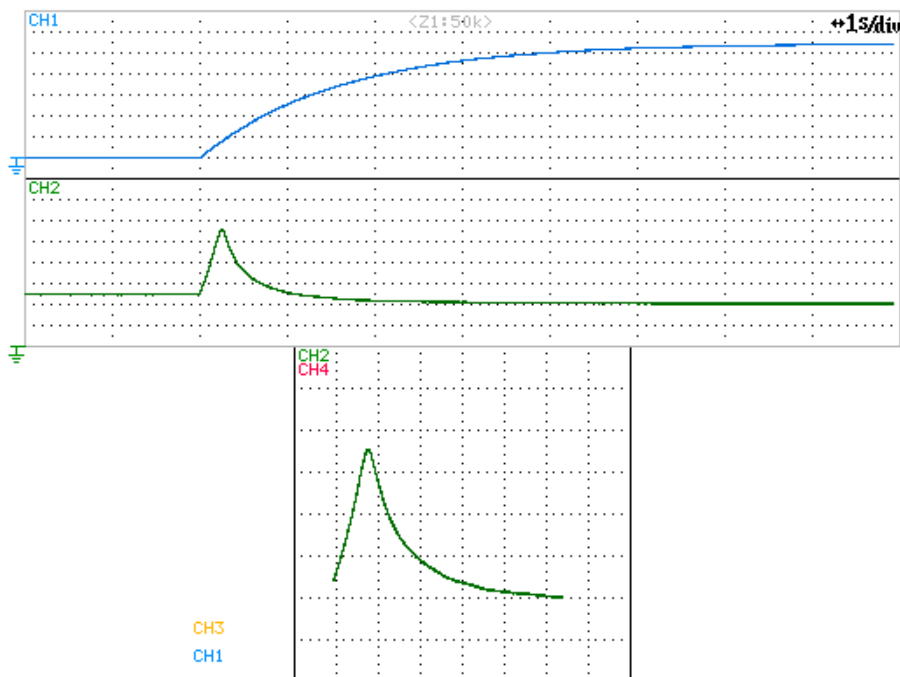


Figura 6.46 Funzione guadagno con $R=11.5\Omega$, in blu lo sweep di frequenze convertito in tensioni, $0.5V/div$, in verde la tensione sul carico alle varie frequenze, $0.5V/div$

- $R=16.8$, $Q=0.24$

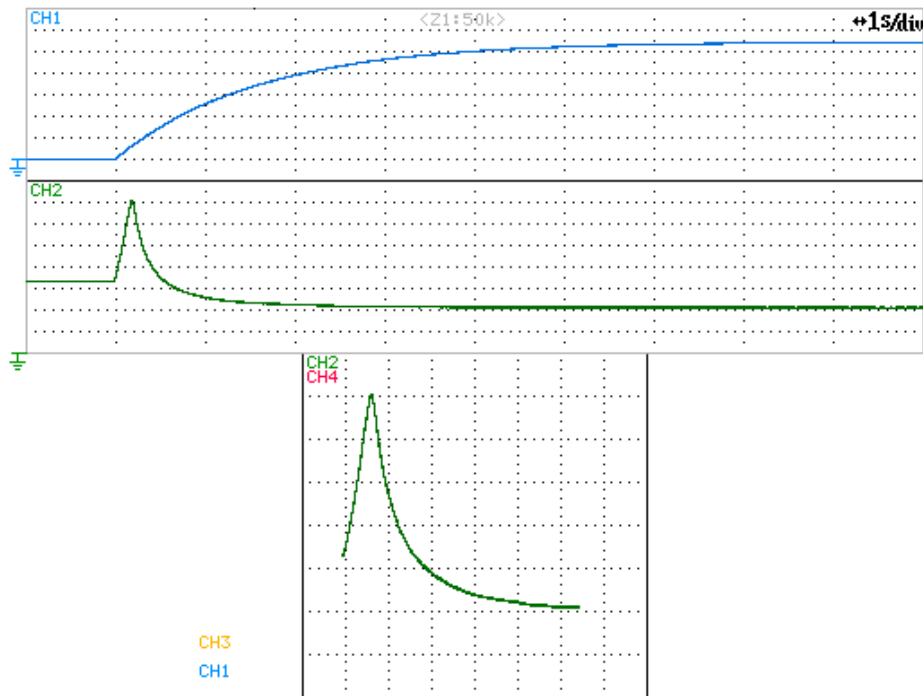


Figura 6.47 Funzione guadagno con $R=16.8\Omega$, in blu lo sweep di frequenze convertito in tensioni, $0.5V/div$, in verde la tensione sul carico alle varie frequenze, $0.5V/div$

Attraverso i dati ottenuti dalle misurazioni sperimentali del guadagno del convertitore è stato possibile ottenere un grafico contenente le varie curve caratteristiche del convertitore LLC a vari valori di Q , perciò a differenti valori di carico, confrontabile con quello teorico ottenuto tramite le formule ricavate nei capitoli precedenti mostrato in Figura (4.11).

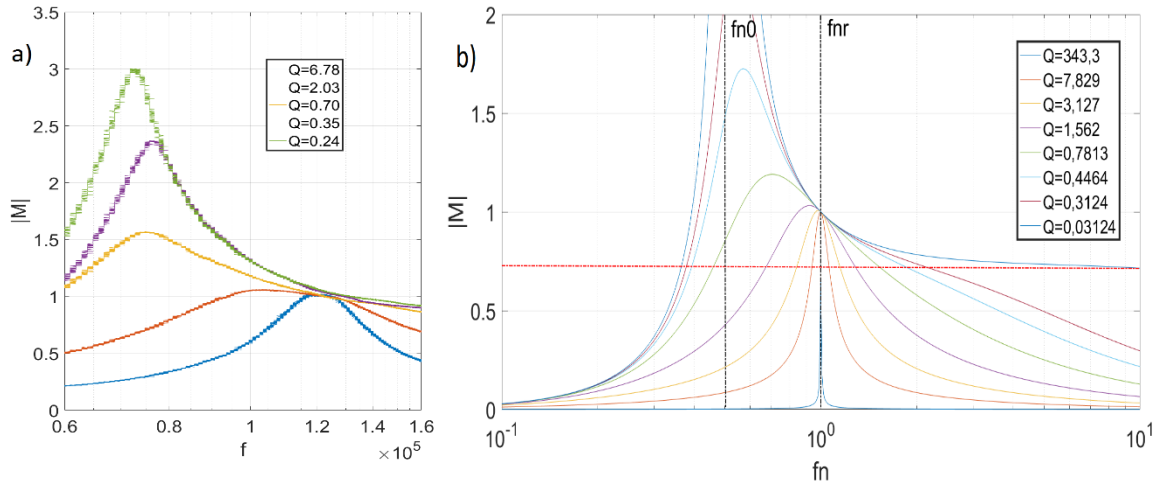


Figura 6.48 Confronto tra curve di guadagno del convertitore con differenti valori di Q misurate sperimentalmente (a), e ottenute tramite equazioni caratteristiche (b)

Si sono inoltre effettuate alcune prove termiche per mostrare il riscaldamento dei transistor.

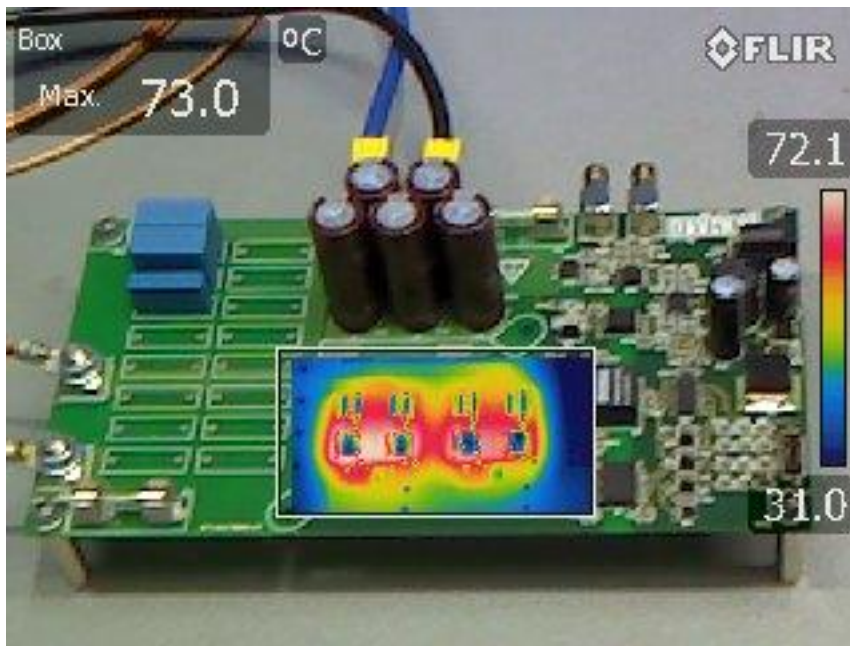


Figura 6.49 Immagine termica che mostra il riscaldamento dell'area relativa ai transistor della scheda primaria

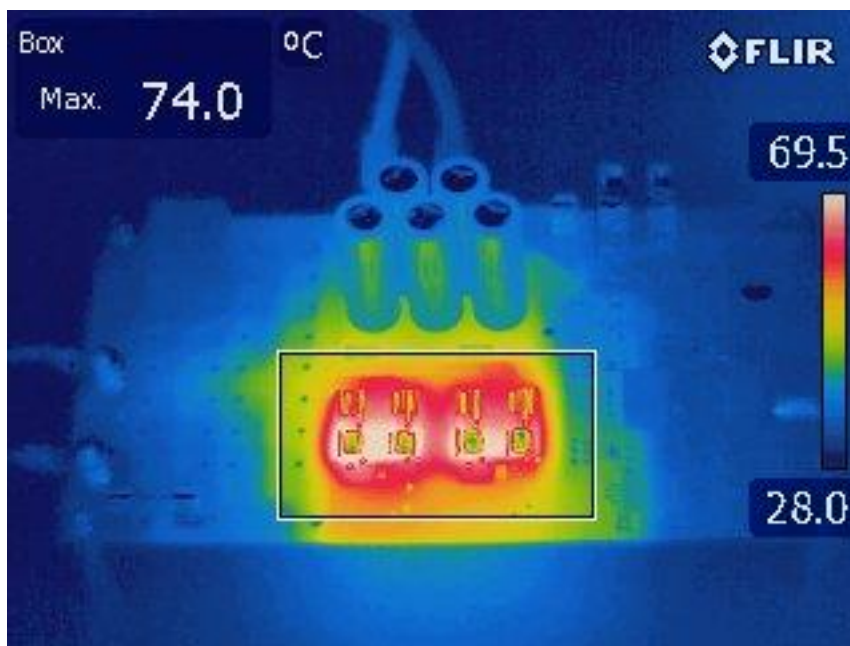


Figura 6.50 Immagine termica che mostra la temperatura delle varie parti della scheda primaria

CONCLUSIONI

L'obiettivo di questo lavoro di tesi è stata la progettazione e la realizzazione di un convertitore risonante LLC con trasferimento contactless dell'energia ad alta efficienza basato su tecnologia al nitruro di gallio.

Data la complessità del progetto è stato necessario imporre dei vincoli derivanti dal dimensionamento del trasformatore rotante e dalle specifiche del carico. Dopo aver valutato a lungo in fase di simulazione tramite ambiente Matlab Simulink e PLECS il comportamento dei singoli elementi del circuito, sono state progettate le schede elettroniche stampate e, successivamente, sono stati scelti i componenti elettronici da utilizzare. Si è provveduto quindi alla verifica delle curve caratteristiche del sistema realizzato, verificando l'efficacia del processo di conversione, naturalmente i risultati ottenuti sono migliorabili raffinando il sistema di controllo e ottimizzando le prestazioni del convertitore risonante. La qualità del lavoro è stata verificata, inoltre, dal funzionamento dei rami del ponte ad H i quali, come descritto nel capitolo relativo alla ingegnerizzazione della scheda, essendo molto sensibili alle induttanze parassite generate dalle piste di conduzione, hanno necessitato di un layout particolare. Il naturale proseguo di questa tesi prevede un miglioramento della qualità del sistema di controllo, eventualmente modificando la tecnica utilizzata per poter ottenere una tensione al carico più stabile ed un transitorio più rapido; inoltre nel caso si voglia simulare un lancio del convertitore risonante sul mercato è possibile sviluppare un trasformatore rotante con una maggiore efficienza e dal rapporto qualità-prezzo superiore. Infine, siccome i cavi che portano le misure delle grandezze elettriche dalla scheda secondaria alla scheda di controllo intralciano la rotazione del trasformatore, è auspicabile un l'impiego di un sistema di trasduttori wireless che renderebbe completo il convertitore risonante LLC.

BIBLIOGRAFIA

- [1] M. Mengoni, *Sistemi di Conversione dell'energia elettrica*, Appunti Corso di Ingegneria Elettronica e Telecomunicazioni per l'Energia, 2016.
- [2] M. H. Rashid, *Power Electronics Handbook*, Associated Press, 2007.
- [3] M. K. Kazimierczuk, *High-Frequency Magnetic Components*, Wiley-Interscience, 2014.
- [4] R. W. Erickson, D. Maksimović, *Fundamentals of Power Electronics*, Kluwer Academic Publishers, 2004.
- [5] C. Fiegna, *Tecnologie elettroniche per l'informazione e l'energia*, Appunti Corso di Ingegneria Elettronica e Telecomunicazioni per l'Energia, 2016.
- [6] A. Coran, *Analisi e progettazione di un convertitore risonante LLC per applicazioni led*, Tesi di laurea presso l'università degli studi di Padova, 2010.
- [7] M. Shanthi, R. Seyezhai, *A Simple Design and Simulation of Full Bridge LLC Resonant DC-DC Converter for Pv Applications*, Department of ECE University College of Engineering, 2015.
- [8] D. Reusch, *Optimizing PCB Layout*, Efficient Power Conversion, 2014.
- [9] D. Reusch, J.Strydom, S. Colino, A. Nakata, *Using Enhancement Mode GaN-on-Silicon Power FETs*, Efficient Power Conversion, 2014.
- [10] C. Patella, *Analisi e realizzazione di un convertitore multilivello ad alta efficienza per applicazioni fotovoltaiche*, Tesi di Laurea presso l'Università degli studi di Bologna, 2015.
- [11] S. Cardillo, *Progettazione e realizzazione di un convertitore monofase in SiC per applicazioni fotovoltaiche*, Tesi di laurea presso l'Università degli studi di Bologna, 2014.
- [12] G. Testolin, *Controllori PID e tecniche "anti wind-up"*, Tesi di Laurea presso l'Università degli studi di Padova, 2013.
- [13] J.P.C. Smeets, M. Hendrix, E. A. Lomonova, *Optimal design of a pot core rotating transformer*, in Proc. of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2010.

- [14] J.P.C. Smeets, L. Encica, E. A. Lomonova, *Comparison of winding topologies in a pot core rotating transformer*, in Proc. of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition(in chiavetta), 2010.
- [15] B. Grassi, *Caratterizzazione DC e dinamica di dispositivi di Potenza su GaN*, Tesi di Laurea presso l'Università degli studi di Padova, 2013.
- [16] C. Di Marino, *Is SiC a game changer?*, CPES Conference, 2015.
- [17] R. Trevisan, A. Costanzo, *A 1-kW wireless power transfer link for welding rollers*, PIERS Proceedings, 2013.