



UNIVERSITÀ POLITECNICA DELLE MARCHE
FACOLTÀ DI INGEGNERIA

Corso di Laurea magistrale in Ingegneria Elettronica
Smart and Secure Communication Networks

**Progettazione e analisi prototipale di un
convertitore DC-DC su tecnologia planare**

**Design and prototype analysis of a DC-DC
converter on planar technology**

Relatore:

Prof. Ennio Gambi

Tesi di Laurea di:

Daniele Curi

Correlatore:

Ing. Fabio De Minicis

A.A. 2023/2024

INDICE

1. CAPITOLO 1

INTRODUZIONE

- 1.1. Convertitore DC-DC
- 1.2. Convertitore DC-DC flyback
- 1.3. Il trasformatore
- 1.4. Trasformatore con tecnologia planare

2. CAPITOLO 2

PROGETTAZIONE TEORICA E DIMENSIONAMENTO

- 2.1. Specifiche di progetto di CNS
- 2.2. EVAL-LT8306-AZ e LT8306
- 2.3. Trasformatore planare realizzato
- 2.4. Riassunto dei componenti

3. CAPITOLO 3

SIMULAZIONI LTspice

4. CAPITOLO 4

COSTRUZIONE DEL PROTOTIPO E TEST

- 4.1. Test del funzionamento
 - 4.1.1. Snubber di sovratensione
- 4.2. Test in temperatura
- 4.3. Test sul rendimento

5. CAPITOLO 5

COMPATIBILITA' ELETTROMAGNETICA

- 5.1. Test interferenze condotte, prova CE101
 - 5.1.1. Filtro EMI
- 5.2. Test suscettibilità condotta, prova CS101

6. CAPITOLO 6

PROGETTO DELLO STADIO DI USCITA

- 6.1. TPS259570/1DSG e dimensionamento
- 6.2. Simulazione LTspice

7. CAPITOLO 7
PROGETTO DEL PCB

8. CAPITOLO 8
CONCLUSIONI

1. CAPITOLO 1

INTRODUZIONE

Questo lavoro di tesi nasce da un periodo di tirocinio svolto presso l'azienda Civitanavi Systems di Porto Sant'Elpidio. La suddetta azienda è leader nella produzione di sistemi di navigazione e stabilizzazione inerziale ad alta precisione per il settore industriale, militare/difesa e aerospaziale.

In questa azienda, per la produzione di tutti i dispositivi si applicano metodi e tecnologie proprietarie, basate sulla tecnologia FOG (Fiber Optic Gyroscope) e MEMS (Micro Electro-Mechanical Systems).

L'azienda nasce come start up nel 2012 a Civitanova Marche per poi subire uno sviluppo esponenziale che la porta ad avere centinaia di dipendenti e sedi sparse in vari paesi, rendendola un punto di riferimento del settore nello scenario mondiale.

Civitanavi Systems SpA è inoltre, una società quotata all'Euronext di Milano. È controllata da Civitanavi Systems Ltd (holding) che riunisce un pool internazionale di investitori strategici.

Da agosto 2024 la società è stata acquisita al 100% dal colosso Honeywell.

Honeywell è una delle più importanti aziende multinazionali statunitensi, tra le 500 aziende con maggiore fatturato al mondo, che opera in diversi settori, fra cui controllo e automazione nel settore industriale o domestico, componenti per il settore aeronautico, bellico e automobilistico, materiali speciali ad elevate prestazioni.

La tesi in oggetto si sviluppa dall'esigenza dell'azienda ospitante, di progettare un proprio modello di convertitore DC-DC da applicare ad un modulo di alimentazione esterno ausiliario a schede elettroniche di bussole e giroscopi in fibra ottica prodotti internamente e destinati all'uso avionico e/o militare.

Fino ad ora questa parte della scheda veniva acquistata da produttori esterni e poi montata dall'azienda sul circuito come componente. A causa dei vari eventi e crisi

internazionali che hanno rallentato e/o annullato gli approvvigionamenti di alcuni materiali, l'azienda si è trovata in difficoltà a reperire e far consegnare con i giusti tempi questa parte fondamentale della loro scheda, causando notevoli ritardi nella linea di produzione e vendita.

Successivamente, a seguito di alcune considerazioni tecniche/economiche si è scelto di intraprendere un percorso di auto-produzione dell'alimentatore, partendo da un'analisi dei costi e delle specifiche di progetto. Secondo le stime il componente auto-prodotto dovrebbe costare meno di quello precedentemente e fino ad oggi acquistato.

Il progetto prevede la realizzazione di un alimentatore DC-DC flyback su tecnologia planare, potendo quindi eliminare peso, spazio occupato e costi di alimentatori con trasformatori a filo avvolto.

Si è partiti dallo studio delle specifiche, proseguendo con la simulazione teorica e arrivando alla realizzazione e alla prova pratica del prototipo.

Si procederà inizialmente con alcuni cenni teorici sulle varie tecnologie utilizzate, per poi passare al vero lavoro di sviluppo e prototipazione svolto.

1.1. Convertitore DCDC

I convertitori DC-DC (Convertitori Direct Current – Direct Current) sono componenti elettronici atti a convertire una tensione continua in ingresso in una tensione continua in uscita che può essere di valore maggiore, minore, o uguale della tensione in ingresso. L'obiettivo di questa trasformazione è modificare le grandezze elettriche in ingresso con il fine di adattare e renderle ottimali per le specifiche elettriche del carico che si desidera inserire in uscita. Lo schema a blocchi di un convertitore DC-DC può essere generalmente rappresentato come in Figura 1.1, il quale risulta essere composto da alcuni elementi principali, come un input power, un blocco circuitale di conversione, un output power ed un blocco circuitale di controllo, che si occupa di gestire la parte di conversione di energia dall'ingresso all'uscita del convertitore stesso.

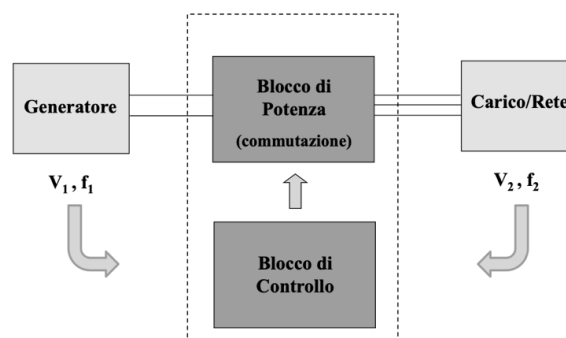


Figura 1.1: schema a blocchi di un convertitore DC-DC [1]

Esistono diverse tipologie di convertitori DC-DC, la sfida di questo tipo di circuiti ha trovato ampio campo in svariate applicazioni. Per questa ragione esistono delle topologie già consolidate ed ognuna ha dei punti di forza e delle debolezze, che la rendono adatta per un certo tipo di missione. È facile immaginare che, per soddisfare un requisito di bidirezionalità, sarà estremamente complicato, se non impossibile, sfruttare un unico circuito. La scelta più immediata ricade sul separare i compiti scegliendo quindi due circuiti distinti. In generale i convertitori di questo tipo presentano caratteristiche comuni, come i transistori, che commutano per imporre il passaggio di corrente in un elemento induttivo, il quale sarà poi filtrato da un condensatore per garantire un ripple di tensione basso e fare in modo di poter assumere come continua l'uscita. Diventa quindi chiaro che sarà necessario intervenire su diversi fattori per raggiungere la configurazione ottima per l'applicazione specifica. [2]

I convertitori DC-DC offrono quindi un metodo per generare diversi livelli di tensione all'interno dello stesso apparato a partire da un unico valore dell'alimentazione in ingresso. Ci sono vari tipi di convertitori che differiscono per topologia e limiti di utilizzo:

- **Convertitori lineari**, che sfruttano componenti lineari per la conversione di tensione. Si basano su reti di conversione principalmente resistive, per cui la

tensione di uscita può essere solamente una frazione di quella di ingresso. Per quanto questa caratteristica introduca un “rumore” minore, e per alcune specifiche applicazioni i convertitori lineari risultano più precisi degli alimentatori switching;

- **Convertitori switching**, che sfruttano la capacità di immagazzinamento dell’energia di componenti reattivi come induttori e condensatori. Fornendo una tensione DC in ingresso, l’accoppiamento tra la sorgente ed il carico avviene attraverso uno switch elettronico (solitamente un transistor MOSFET o, per applicazioni di potenza, un tiristore) comandato da un controllore. Quando applichiamo una tensione ai capi dell’induttore, questo immagazzina energia magnetica, e deviando il collegamento tramite uno switch, rilascia tale energia ad un condensatore, che trasforma l’immagazzinamento di energia da campo magnetico a campo elettrico. La commutazione è gestita da un microcontrollore, il quale comanda uno switch basandosi su un dato duty-cycle. I vantaggi maggiori sono dati dalla loro elevata efficienza, grazie alla presenza di componenti reattivi o ad elevata conducibilità, e dalla possibilità di fornire una tensione di uscita maggiore di quella fornita in ingresso. Gli svantaggi principali sono dovuti invece dal loro costo elevato rispetto ai convertitori lineari, dato dalla presenza di componenti realizzati tramite processi produttivi più complessi, e dall’introduzione di rumore elettromagnetico e perdita di efficienza ad elevate frequenze di commutazione;
- **Convertitori risonanti e quasi risonanti**, dove gli switch si accendono e/o spengono quando la tensione o la corrente si annullano. Questo effetto è ottenuto sfruttando la risonanza LC del circuito, permettendo dunque una commutazione ad alta frequenza e riducendo le perdite introdotte dall’attivazione dello switch. Può essere fatta un’ulteriore classificazione, che si aggiunge alle precedenti:
- **Convertitori non isolati**: I convertitori non isolati sono i più diffusi, a causa della loro dimensione, costo e semplicità. Il nodo comune d’uscita è collegato con l’ingresso, e possono essere ritrovati in piccoli dispositivi elettronici alimentati a batteria, come i telefoni cellulari.
- **Convertitori isolati**: I convertitori isolati hanno il vantaggio di ridurre il rumore elettrico introdotto dall’ingresso ed una maggiore sicurezza, in quanto l’uscita non è direttamente collegata all’ingresso. Questo è realizzabile attraverso l’aggiunta di componenti isolanti (come dei trasformatori) che aumentano le dimensioni e costi dei convertitori, riducendone l’efficienza. [3]

In generale il convertitore DC-DC può essere sintetizzato con lo schema seguente.

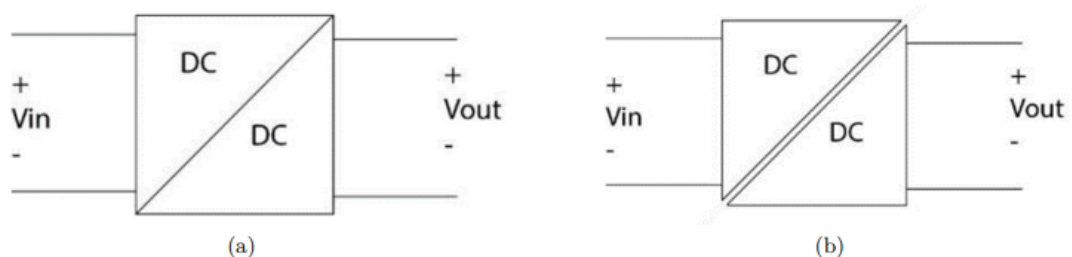


Figura 1.2: (a) convertitore non isolato, (b) convertitore isolato.[4]

Vengono infine elencate le principali funzioni dei convertitori DCDC, requisiti che il convertitore in esame dovrà rispettare:

- Convertire una tensione di ingresso continua V_{in} in una tensione di uscita continua V_{out} ;
- Regolare la tensione di uscita V_{out} per mantenerla stabile rispetto alle variazioni di carico e di linea;
- Soddisfare le varie norme di sicurezza nazionali e internazionali richieste per poter commercializzare un determinato prodotto.

Come ultimo appunto sui DCDC si va porre l'attenzione sulla categoria dei convertitori isolati.

In questi dispositivi, l'uscita non risulta direttamente collegata con l'ingresso, e l'energia viene trasmessa senza un collegamento elettrico diretto ma attraverso un accoppiamento induttivo.

Infatti, nei convertitori non isolati, si nota la presenza di un solo induttore come componente induttivo, mentre in questi altri è sempre presente un trasformatore che, spesso, non ha la funzione di alzare/abbassare i livelli di tensione come i trasformatori comuni, ma funge da sola barriera di isolamento tra le due parti del circuito (come visibile nella figura 2.3 in basso).

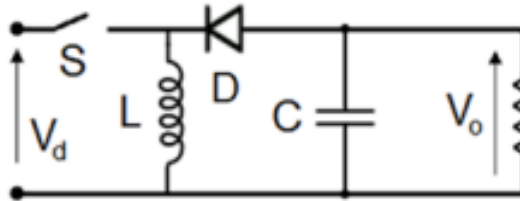
In questa maniera i livelli di sicurezza sono molto più elevati, dal momento che vengono a mancare i presupposti per un accidentale contatto pericoloso; più in generale i principali vantaggi dell'isolamento sono:

- Interrompere il loop di terra, in questo modo le interferenze elettriche sulla linea non possono influire su altre parti del circuito;
- Modificare il punto di riferimento dell'alimentazione;
- Motivi di sicurezza, aspetto fondamentale nelle applicazioni mediche e biomedicali che necessitano di maggiori protezioni;
- Sicurezza dell'intero circuito. Essendo i canali separati, in caso di guasto o di cortocircuito di una linea sarà interessata solo la parte coinvolta.

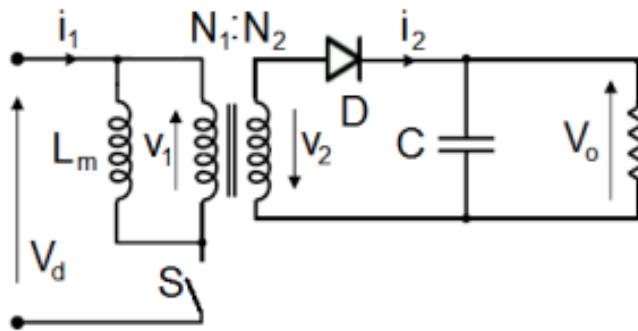
Una tecnologia innovativa per la realizzazione dei DCDC isolati, che verrà discussa in questo documento, è quella di introdurre il trasformatore costruito su tecnologia planare. In questo modo si cercherà di ridurre gli ingombri e migliorare le prestazioni del dispositivo, come verrà ampiamente discusso in seguito.

1.2. Convertitore DCDC flyback

Il convertitore ad accumulo invertitore o flyback (schema di figura 1.3b) è un alimentatore a commutazione (comunemente *alimentatore switching*), di solito con isolamento galvanico tra ingresso e uscita. Lo schema di base è lo stesso di quello di un convertitore buck-boost (schema di figura 1.3a) in cui l'induttanza è sostituita da un trasformatore (in realtà due induttori accoppiati). Il convertitore flyback è probabilmente l'alimentatore più utilizzato nell'industria, perché molto prestante ed economico per applicazioni di bassa potenza.[5]



(a)



(b)

Figura 1.3: Schema di un convertitore (a) back-boost e (b) flyback.[6]

Il principio di funzionamento di entrambi i convertitori è molto simile. In entrambi i casi ci sono una fase di accumulo di energia nel circuito magnetico e una fase di restituzione di questa energia. Il dimensionamento del circuito magnetico definisce la quantità di energia che può essere immagazzinata, ma anche la velocità con cui si può ottenere accumulo e prelievo. Questo è un parametro importante che determina la potenza che può fornire l'alimentatore flyback.

Le tre modalità di funzionamento possibili per il convertitore flyback sono:

- Modalità di conduzione continua (continuous conduction mode, CCM);
- Modalità di conduzione discontinua (discontinuous conduction mode, DCM);
- Modalità di conduzione al confine tra continuo e discontinuo (boundary conduction mode, BCM).

In CCM il flusso ϕ nel nucleo del trasformatore non si annulla mai, in DCM si annulla per un intervallo di tempo non trascurabile all'interno del periodo di commutazione. Il caso limite della CCM è la BCM in cui il flusso si annulla istantaneamente al termine di ogni periodo di commutazione, turn ON e turn OFF. L'analisi del modo di funzionamento del flyback sarà sviluppata considerando tutti i componenti ideali.

In Fig. 1.4(a) è mostrato il circuito equivalente del flyback durante il periodo di ON dell'interruttore (intervallo t_{on} , fase di immagazzinamento dell'energia) e in Fig. 1.5(a) quando è aperto (intervallo t_{off} , fase di flyback). Durante la fase di ON dello switch l'alimentazione cede energia al "trasformatore"; durante questa fase il diodo D è polarizzato inversamente e quindi sul secondario del trasformatore non circola alcuna corrente; solo il primario è attivo e il trasformatore può essere trattato come un semplice induttore in serie allo switch. Il circuito semplificato risulta essere quello di Fig. 1.4(a). Il flusso, durante questa fase, è sostenuto dalla sola corrente al primario e aumenta linearmente nel tempo, da un valore nullo ad un valore massimo, come facilmente ricavabile dalla seguente.

$$\frac{d\phi}{dt} = \frac{v_d}{N_1} \quad (1.1)$$

L'induzione magnetica varia quindi dal suo valore residuo B_r fino al suo valore di picco B_w : l'evoluzione temporale del flusso e la variazione dell'induzione magnetica sono mostrate in Figura 1.4(b).

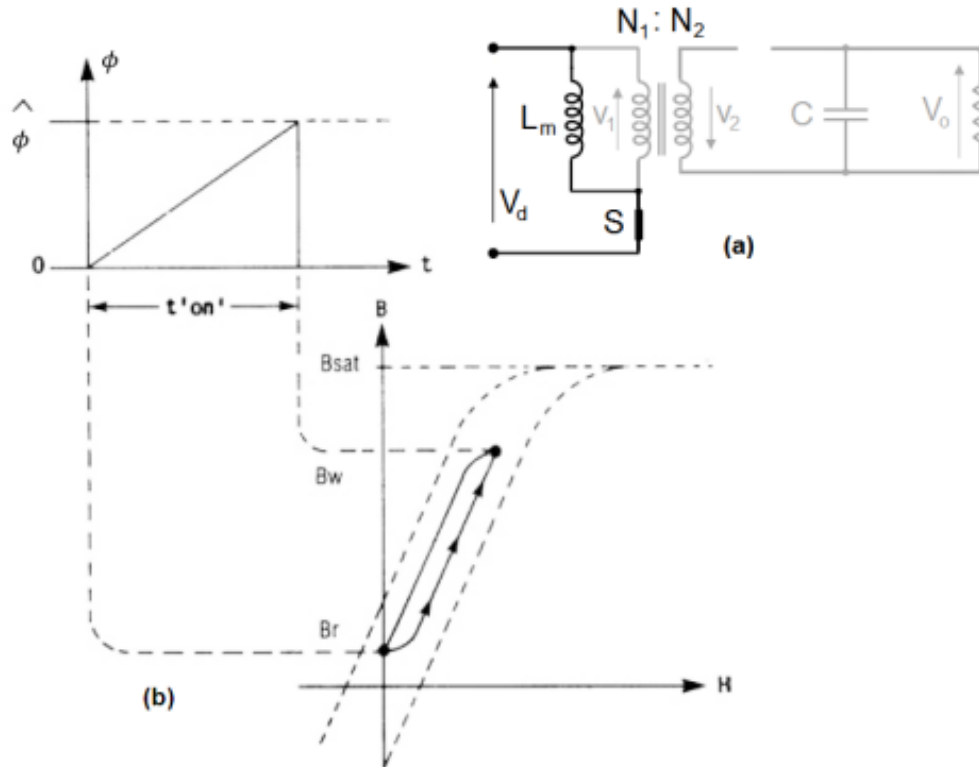


Figura 1.4: Fase di immagazzinamento dell'energia (BCM): (a) circuito equivalente, (b) evoluzione temporale del flusso e magnetizzazione del nucleo.

Durante la fase di flyback, lo switch si apre, la corrente al primario si annulla e l'energia immagazzinata durante la fase precedente determina la corrente nel secondario, in particolare la corrente al secondario assume istantaneamente il suo valore di picco per poi ridursi. Il diodo D ora è polarizzato direttamente, il secondario è attivo e il trasformatore può essere trattato come un induttore in serie al diodo D : il circuito semplificato è mostrato nella Figura 1.5(a). È chiaro che il flusso all'interno del trasformatore, in questa fase, è sostenuto dalla sola corrente al secondario e diminuisce linearmente nel tempo, come dimostra la relazione:

$$\frac{d\phi}{dt} = - \frac{V_o}{N_2} \quad (1.2)$$

L'induzione magnetica passa dal valore di picco B_w fino al suo valore residuo B_r : l'evoluzione temporale del flusso e la variazione dell'induzione magnetica sono mostrate in Figura 1.5(b).

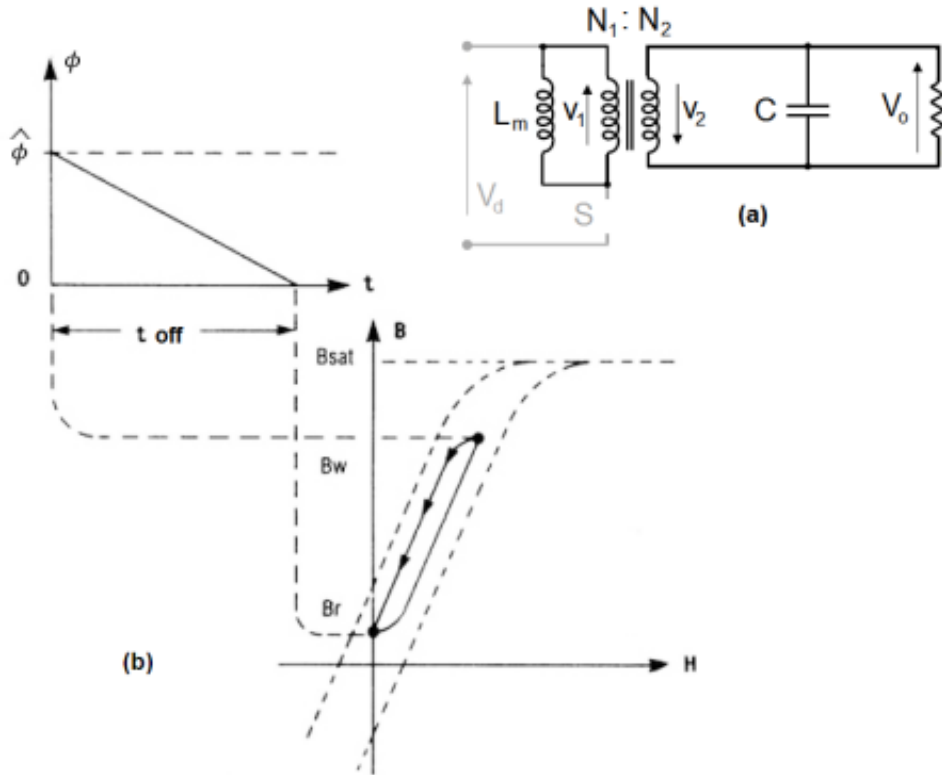


Figura 1.5: Fase di flyback: (a) circuito equivalente, (b) evoluzione temporale del flusso e magnetizzazione del nucleo.

La CCM nel convertitore flyback si caratterizza perché implica una smagnetizzazione incompleta del nucleo del trasformatore, ovvero al termine del periodo di commutazione T_{sw} il circuito magnetico rimane magnetizzato.

$$\phi(0) = \phi(T_{sw}) \neq 0 \quad (1.3)$$

La precedente implica anche che la variazione del flusso in un periodo di commutazione dev'essere nulla. Come mostrato in Figura 1.6 sotto, durante il t_{on} il flusso aumenta linearmente dal suo valore iniziale $\phi(0)$ al valore di picco $\hat{\phi}$.

$$0 \leq t \leq DT_{sw} \begin{cases} \phi(t) = \phi(0) + \frac{V_d}{N_1} t \\ v_1 = V_d \end{cases} \quad (1.4)$$

$$\hat{\phi} = \phi(DT_{sw}) = \phi(0) + \frac{V_d}{N_1} DT_{sw} \quad (1.5)$$

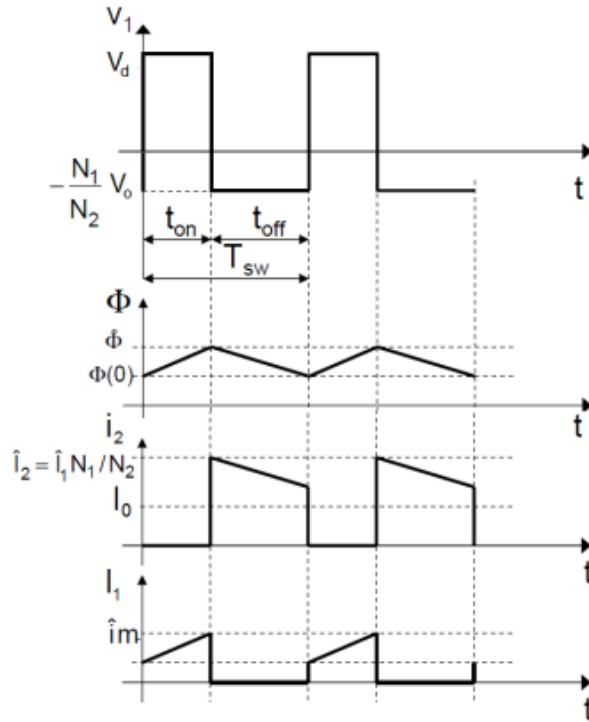


Figura 1.6: Forme d'onda delle grandezze elettriche del flyback (CCM) Come mostrato in Fig. 3.8, durante il t_{off} il flusso diminuisce linearmente dal suo valore iniziale ϕ al valore $\phi(0)$.

$$DT_{sw} \leq t \leq T_{sw} \begin{cases} \phi(t) = \hat{\phi} - \frac{V_o}{N_2}(t - DT_{sw}) \\ v_1 = -nV_o \end{cases} \quad (1.6)$$

Usando la precedente:

$$\phi(T_{sw}) = \hat{\phi} - \frac{V_o}{N_2}(t - DT_{sw}) = \phi(0) + \frac{V_d}{N_1}DT_{sw} - \frac{V_o}{N_2}(1 - D)T_{sw} \quad (1.7)$$

Si ricava quindi:

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{1}{n} \cdot \frac{D}{1 - D} \quad (1.8)$$

La (1.8) è la relazione ingresso-uscita del flyback in modalità CCM nel funzionamento a regime. Durante il t_{on} la tensione al primario del trasformatore è $v_1 = V_d$. Quindi, la corrente al primario aumenta linearmente dal suo valore iniziale $I_m(0)$ al valore di picco I_m .

Durante il t_{off} la corrente al primario si annulla e la tensione al primario del trasformatore è

$v_1 = -nV_o$. Quindi, la corrente di magnetizzazione decresce linearmente.

La DCM nel convertitore flyback si caratterizza perché implica una smagnetizzazione completa del nucleo del trasformatore: il flusso si annulla durante il t_{off} (e non al termine del periodo di commutazione, come in BCM), al tempo $(D + \delta) T_{sw}$, che ricade all'interno del t_{off} .

$$\phi(0) = \phi((D + \delta)T_{sw}) = 0 \quad (1.9)$$

Durante il t_{on} il flusso cresce linearmente da zero al valore di picco ϕ e durante il t_{off} decresce linearmente dal suo valore di picco ϕ a zero. Con l'ipotesi che all'inizio di ogni periodo di commutazione (funzionamento a regime) la corrente, al primario del trasformatore, assuma il valore nullo possiamo, tramite la relazione seguente, calcolarci il suo valore massimo:

$$\hat{I}_m = \hat{I}_1 = \frac{V_d}{L_m} DT_{sw} \quad (1.10)$$

Durante il t_{off} la corrente al secondario, che sostiene il flusso, si annulla al tempo $(D + \delta) T_{sw}$.

$$\delta = \frac{V_d}{V_o} \frac{1}{n} D \quad (1.11)$$

Per ricavare la relazione ingresso-uscita in DCM si considera che durante il t_{off} la corrente media al secondario del trasformatore è uguale alla corrente media del diodo. La corrente media al secondario può essere descritta come segue:

$$I_o = \frac{\hat{I}_2}{2} \delta = \frac{V_d^2 D^2 T_{sw}}{2L_m V_o} \quad (1.12)$$

Quindi

$$\frac{V_o}{V_d^2} = \frac{1}{2I_o L_m f_s} D^2 \quad (1.13)$$

La BCM nel convertitore flyback si caratterizza perché implica una smagnetizzazione completa del nucleo del trasformatore in un solo istante nel periodo di commutazione: il flusso si annulla esattamente al termine di DT_{sw} .

$$\phi(0) = \phi(T_{sw}) = 0 \quad (1.14)$$

Durante il t_{on} il flusso aumenta linearmente dal valore nullo al valore di picco ϕ e durante il t_{off} diminuisce linearmente dal suo valore di picco ϕ al valore nullo. Con le notazioni della figura sopra questo corrisponde a

$$(D + \delta) T_{sw} = T_{sw} \rightarrow D + \delta = 1 \quad (1.15)$$

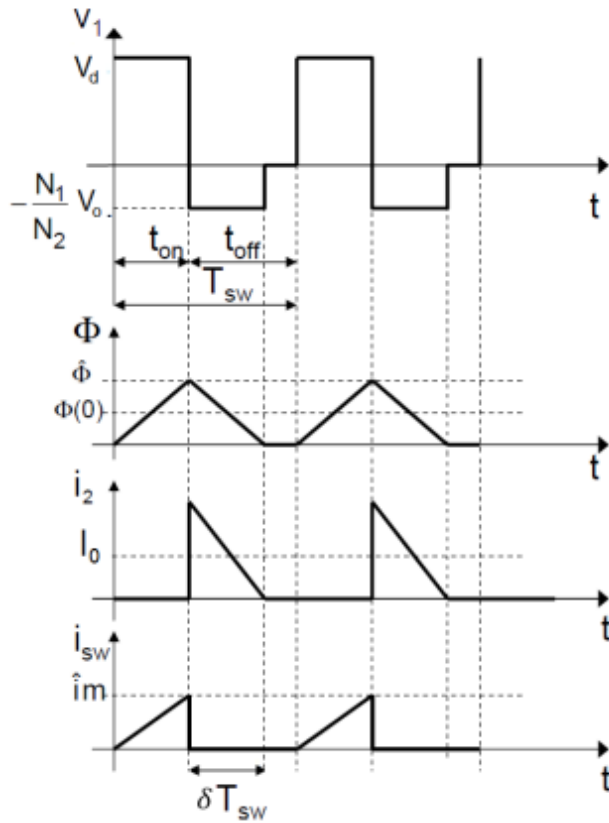


Figura 1.7: Forme d'onda delle grandezze elettriche del flyback (DCM).

In questa modalità è necessario determinare la tensione normalizzata che corrisponde al guadagno di tensione del convertitore e la corrente normalizzata che corrisponde alla corrente di uscita massima.

$$|V_o| = \frac{1}{n} \frac{D}{(1-D)} \quad (CCM) \quad (1.16)$$

$$|V_o| = \frac{1}{n} \frac{D^2}{2|I_o|} \quad (DCM) \quad (1.17)$$

Da cui è possibile ricavare

$$|I_o| = \frac{1}{2} D (1 - D) \quad (BCM) \quad (1.18)$$

Il limite tra DCM e CCM è rappresentato in Figura 1.8.

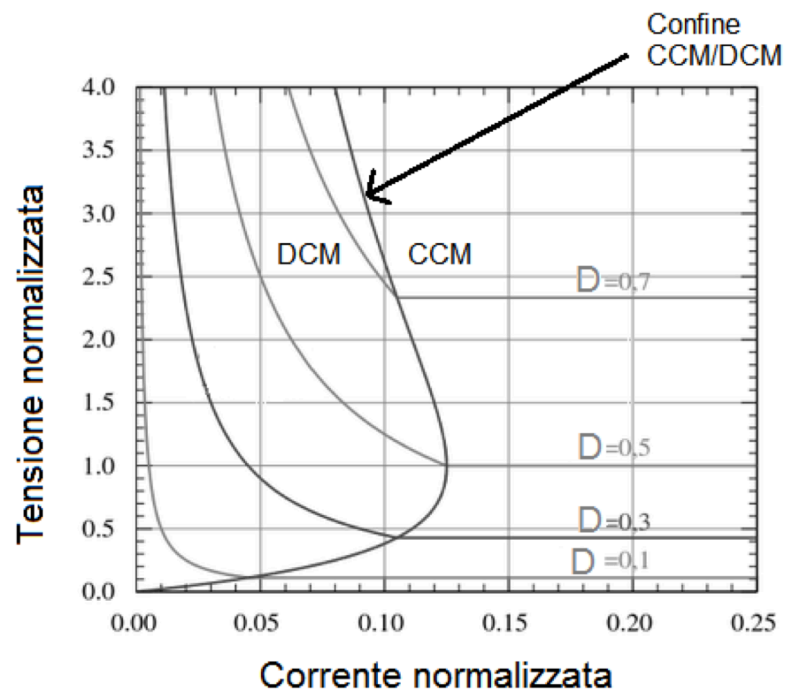


Figura 1.8: Evoluzione della tensione di uscita normalizzata di un convertitore flyback in funzione della corrente d'uscita normalizzata. [7]

1.3. Il trasformatore

Il trasformatore è una macchina elettrica statica, funzionante in corrente alternata e basata sul fenomeno dell'induzione elettromagnetica. Esistono vari tipi di trasformatori, generalmente adatti per modificare i valori di tensione tra l'ingresso e l'uscita, conservando la potenza elettrica. Nel trasferimento di energia elettrica, tendono a separare il circuito elettrico di ingresso da quello di uscita, tramite il tipico accoppiamento induttivo.

Durante la trasformazione c'è sempre una quantità di perdita, che ne determina l'efficienza.

È una macchina reversibile.

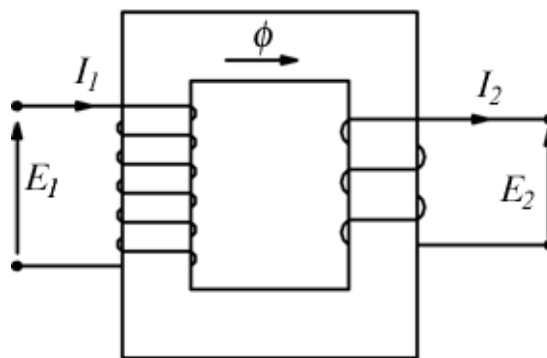


Figura 1.9: schema di un trasformatore a filo avvolto.

Attorno ad un nucleo di materiale ferromagnetico sono avvolti due avvolgimenti composti rispettivamente da N_1 spire (avvolgimento primario) ed N_2 spire (avvolgimento secondario). Quando si alimenta il primario facendo circolare una corrente alternata I_{pri} , il campo magnetico prodotto da tale corrente induce nel secondario una forza elettromotrice. Se l'avvolgimento secondario è chiuso su un carico la f.e.m. indotta fa circolare una corrente alternata I_{sec} . Il rapporto tra i valori efficaci delle tensioni V_{pri} , V_{sec} e delle correnti I_{pri} e I_{sec} dipende dal rapporto tra i numeri di spire. Il trasformatore permette quindi il trasferimento di potenza, in corrente alternata, tra il circuito primario e quello secondario, in assenza di contatto elettrico tra i due circuiti, a diversi valori della tensione e della corrente. [8]

La relazione che descrive il funzionamento del trasformatore è la seguente:

$$\frac{V_{pri}}{V_{sec}} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{I_{sec}}{I_{pri}} = N_{ps} \quad (1.19)$$

Dove N_{ps} è detto rapporto di trasformazione.

La tensione indotta ai capi dell'avvolgimento secondario può essere calcolata con la legge dell'induzione di Faraday e Lenz:

$$V_{\text{sec}} = N_2 \frac{d\phi}{dt} \quad (1.20)$$

Dove V_{sec} è la tensione istantanea, N_2 è il numero delle spire dell'avvolgimento secondario e ϕ equivale al flusso del campo magnetico attraverso una spira dell'avvolgimento.

Il modello di trasformatore ideale dà per scontato che tutto il flusso generato dall'avvolgimento primario congiunge tutte le spire di ciascun avvolgimento incluso il primario. In pratica, un po' di flusso si muove di traverso su percorsi che lo portano all'esterno degli avvolgimenti. Tale flusso è denominato flusso disperso, e ha come risultato un'induttanza di dispersione in serie con gli avvolgimenti del trasformatore accoppiati mutualmente. La dispersione sfocia in energia che viene alternativamente immagazzinata e scaricata dai campi magnetici con ogni ciclo dell'alimentatore. Non è esattamente una perdita di potenza, ma sbocca in un fattore di regolazione di tensione minore, che fa sì che la tensione secondaria non riesca a essere proporzionale alla tensione primaria, particolarmente sotto carichi pesanti. I trasformatori sono pertanto progettati per avere bassa induttanza di dispersione.

Un trasformatore ideale non ha, per definizione, perdite di energia e ha rendimento pari al 100%. Nei trasformatori reali l'energia viene dissipata negli avvolgimenti, nel nucleo e nelle strutture circostanti. [9]

1.4. Trasformatore con tecnologia planare

La tendenza del mercato dell'elettronica è quella di cercare di sviluppare sistemi sempre più economici ma allo stesso tempo più efficienti e performanti sia in prestazioni che in affidabilità; quindi, c'è grande interesse verso la tecnologia planare.

Mediante questa tecnologia è possibile realizzare resistori, capacitori, induttori, trasformatori, filtri EMI e diverse tipologie di sensori e trasduttori. Anche i componenti discreti, i quali sono gli attuali protagonisti di tutti i dispositivi elettronici, hanno subito e stanno subendo trasformazioni radicali per quanto riguarda sia le tecniche di realizzazione che i materiali impiegati, ma, a differenza dei componenti planari, posseggono il limite che non è possibile ridurre gli inevitabili effetti "parassiti" intrinsecamente presenti.

Anche nei componenti planari sono inevitabilmente presenti gli effetti parassiti ma, mediante una corretta modellizzazione e conseguente ottimizzazione, è possibile progettare dispositivi in cui gli effetti parassiti risultino minimizzati e, in applicazioni come quella dei filtri EMI, opportunamente sfruttati evitando l'aggiunta di altri componenti circuitali.

I più diffusi componenti realizzati mediante la tecnologia planare sono senz'altro quelli con preponderanti caratteristiche induttive quali induttori, trasformatori e filtri ampiamente impiegati nei convertitori statici di potenza. [10]

Entrando nel dettaglio della tesi, i trasformatori planari sono una nuova tecnologia che si è sviluppata nell'arco degli ultimi dieci anni circa, per cercare di soddisfare determinate caratteristiche, sono differenti dai trasformatori convenzionali per il modo in cui vengono realizzati gli avvolgimenti. A sostituire i fili di rame avvolti si usano degli avvolgimenti costituiti da sottili fogli di rame rivettati insieme alle estremità delle spire, avvolgimenti incisi su un PCB a forma di spirale o avvolgimenti su layer di pcb sovrapposti.

Si è quindi indirettamente spiegato il motivo per il quale si tende sempre più a prediligere la scelta di questa nuova tecnologia piuttosto che il classico trasformatore a filo avvolto.

Poiché i conduttori di corrente sono sottili fogli di rame, la frequenza operativa non è limitata dall'effetto pelle. Pertanto, i convertitori ad alta potenza costruiti con trasformatori planari possono essere progettati per funzionare a frequenze di commutazione relativamente elevate, spesso 100 kHz o superiori. Ciò riduce le dimensioni dei componenti magnetici e dei condensatori necessari, aumentando così la densità di potenza.

Un trasformatore realizzato per lavorare a frequenze di alimentazione maggiori avrà quindi dimensioni più piccole rispetto ad uno di eguale taglia che opera a frequenze di

alimentazione minori. La scelta di un trasformatore planare risulta essere la migliore dal punto di vista della compattezza, come illustrato nelle immagini seguenti:

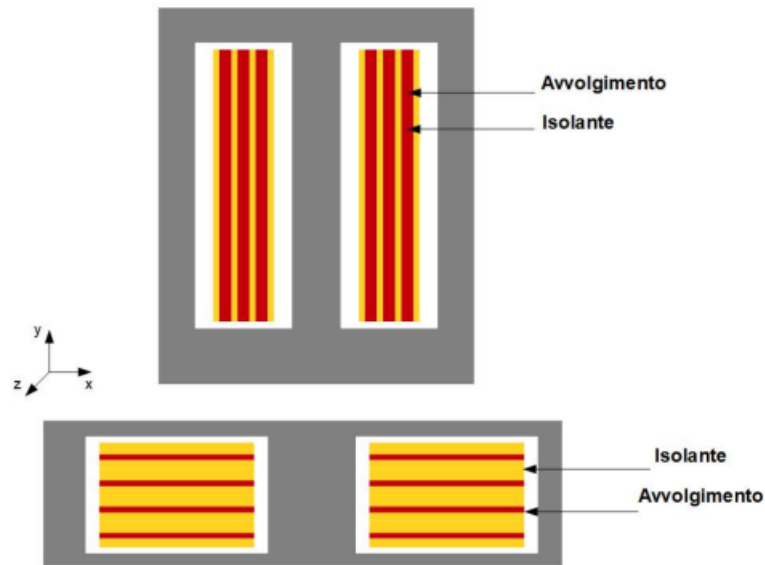


Figura 1.10: In alto, struttura tipo del trasformatore avvolto, in basso del trasformatore planare. [11]

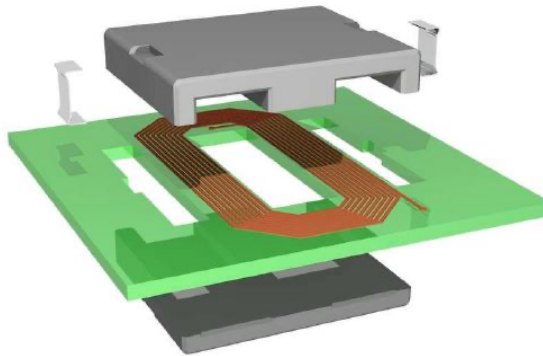
Si osserva subito come, rispetto al trasformatore classico, quello planare riduca notevolmente la dimensione lungo l'asse y in quanto le spire in esso presenti risultano avere spessore trascurabile rispetto alle dimensioni di lunghezza e larghezza. Un vantaggio di questa struttura è la presenza di un nucleo con una più grossa superficie sul piano xz che ne permette una migliore estrazione del calore. Generalmente in questi tipi di trasformatori l'induttanza di dispersione risulta essere minore rispetto ai trasformatori avvolti, in quanto solitamente il numero di spire risulta essere inferiore.

I trasformatori planari sono dispositivi utilizzati secondo standard precisi con caratteristiche elettriche precise come capacità, uscita e rapporto d'aspetto. Sono utilizzati perlopiù in progetti militari, avionici e aerospaziali, quindi adatti al caso in esame.

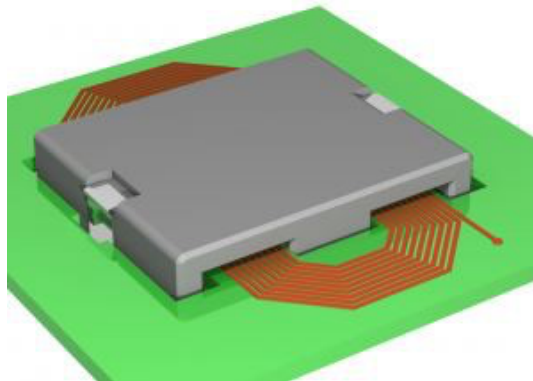
Come già detto fin ora, offrono numerosi vantaggi rispetto alle controparti convenzionali:

- Alta densità di potenza;
- Dimensioni e peso notevolmente ridotte;
- Maggiore superficie, con conseguente miglioramento della capacità di dissipazione del calore;
- Area di avvolgimento più piccola;

- Induttanza di dispersione inferiore grazie a un minor numero di spire e avvolgimenti interlacciati;
- Eccellente riproducibilità, grazie alla struttura dell'avvolgimento che può essere duplicata in serie;
- Il trasformatore non necessita più di essere montato esternamente sulla scheda ma può essere integrato sul PCB andando così a ridurne l'altezza e i costi. [12]



(a)



(b)

Figura 1.11: struttura di un trasformatore planare con piste stampate su PCB e inserite in un nucleo di materiale ferromagnetico. [13]

2. CAPITOLO 2

PROGETTO TEORICO E DIMENSIONAMENTO

In questo capitolo verrà illustrato tutto il processo di progettazione e calcolo dei vari parametri del convertitore in oggetto.

2.1. Specifiche di progetto date da CNS

Come primo step di questo lavoro di tesi, ci si è soffermati sulla parte teorica di un convertitore flyback e di come i vari componenti vengono scelti e dimensionati seguendo le specifiche.

Il progetto del convertitore DCDC per uso avionico deve rispettare delle rigide specifiche tecniche, elettriche e meccaniche, contenute in un documento redatto da progettisti di CNS. Le specifiche meccaniche sono necessarie a rispettare gli ingombri e il packaging adatto, in modo che il nuovo convertitore realizzato possa sostituire perfettamente quello già in uso senza dover effettuare cambiamenti alle schede dei dispositivi su cui andrà montato. Le specifiche elettriche, invece, che saranno quelle maggiormente influenti nel proseguo di questo documento, assicurano e determinano il funzionamento del dispositivo in qualsiasi condizione elettrica contemplata nell'ambito in cui sarà utilizzato.

Di seguito viene riportata una tabella contenente tutti i requisiti elettrici richiesti.

INPUT				
PARAMETRI	MIN	TYP	MAX	UNITA'
Input voltage	10	28	50	Vdc
Inrush current			6	A
OUTPUT				
Output voltage	14.25	15	15.75	Vdc
Output power	-	30	-	W
Current limit	100	-	120	%
Current limit delay	-	-	300	ms
Efficiency	86.5	88.9	-	%
Ripple	-	-	300	mVp-p
Inizialization delay	-	-	40	ms
Soft start	200	250	300	ms
TEMPERATURA				
Temperatura di lavoro	-40	85	+125	°C
Cold start	-40	-	-	°C

Tabella 2.1: requisiti elettrici richiesti.

Per quanto riguarda invece la parte meccanica, ossia progettazione del design della scheda, del posizionamento dei componenti e del case esterno, si fa riferimento alle seguenti specifiche. Le dimensioni del componente devono essere comprese in quelle riportate nello schema seguente.

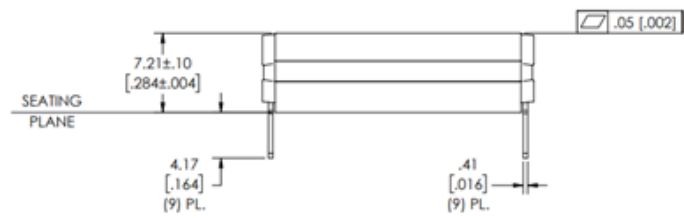
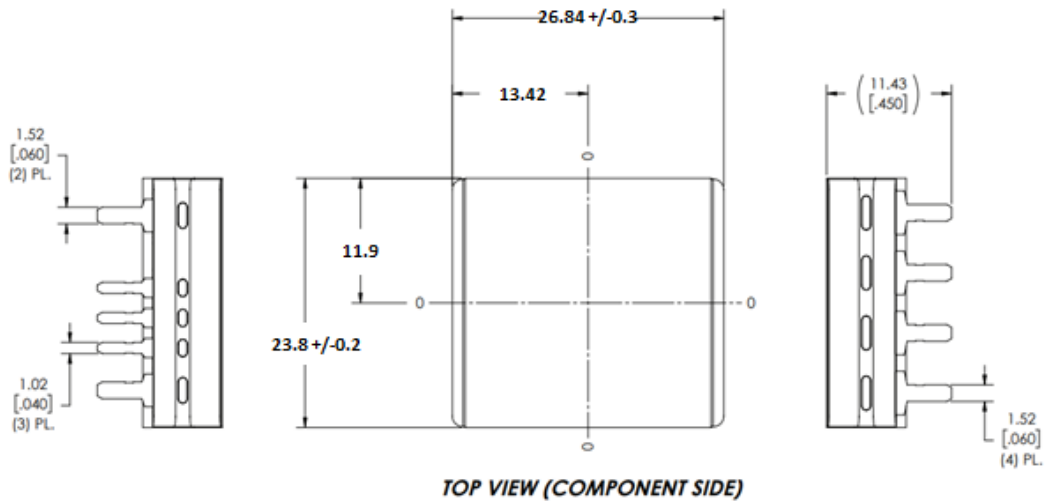


Figura 2.1: requisiti meccanici.

La disposizione dei pin deve invece essere conforme al seguente schema.

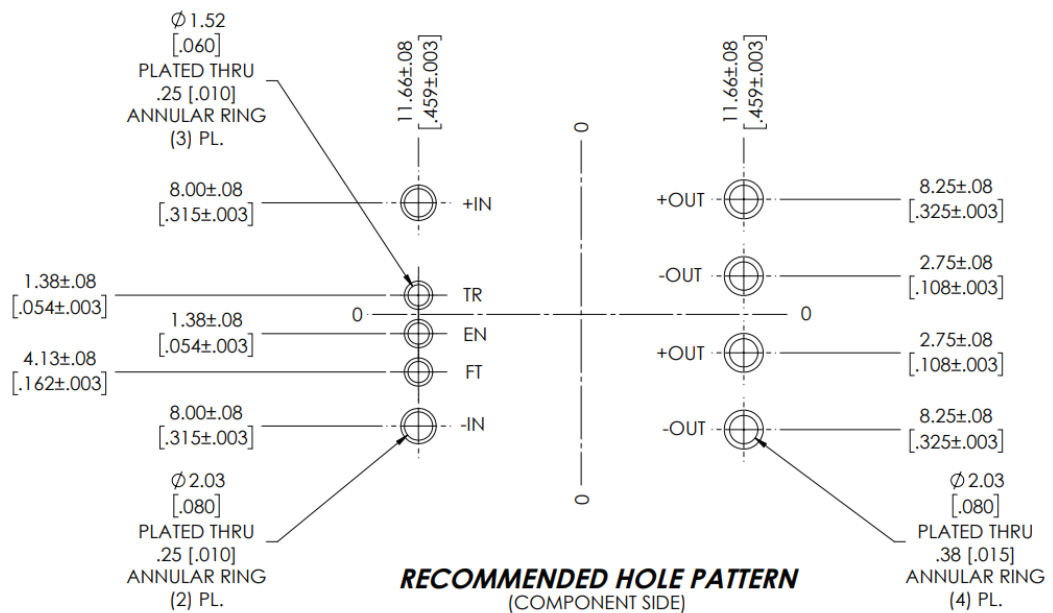


Figura 2.2: schema dei pin del convertitore.

La parte meccanica verrà poco considerata in questo lavoro di tesi in quanto l'obiettivo principale è quello della progettazione elettrica del convertitore DCDC, il cui circuito verrà successivamente ottimizzato per rispettare i requisiti meccanici.

Andando a fare alcune considerazioni sui dati elettrici forniti dalla tabella 2.1, si nota che il range di tensione in input è molto esteso, questo perché le specifiche in campo avionico obbligano il corretto funzionamento della strumentazione con valori di tensione in ingresso variabili tra 10V e 50V, anche se la tensione standard è 28V. inoltre si richiede che possa essere sopportata una corrente di picco massima di 6A. Va inoltre detto che i calcoli effettuati successivamente per il dimensionamento dei vari componenti vengono spesso effettuati considerando come tensione di ingresso quella minima, in modo da garantire un funzionamento ottimale anche in condizioni estreme.

Seguirà quindi una serie di paragrafi in cui verrà spiegata singolarmente ogni parte utilizzata.

Verrà dettagliato il funzionamento del banco di prova e delle caratteristiche del trasformatore realizzato.

2.2. EVAL-LT8306-AZ e LT8306

Il circuito di valutazione EVAL-LT8306-AZ di Analog Device è un convertitore flyback microalimentato non optoisolato che presenta il componente LT8306 come elemento centrale.

Questo circuito dimostrativo ha un'uscita pari a 12 V e mantiene una regolazione precisa con una corrente di carico da 15 mA a 2,0 A e su una tensione di ingresso da 6 V a 36 V. La capacità di corrente in uscita aumenta con la tensione in ingresso.

Questo circuito verrà utilizzato come scheda di test per il trasformatore planare progettato, verrà poi sostituita con un circuito apposito quando l'intero alimentatore andrà in produzione.

Per renderlo adatto al progetto in esame sono stati cambiati dei componenti, come il diodo zener in uscita (indicato con D7 nel circuito sotto), in modo da rendere la scheda idonea ad avere un'uscita di 15V anzi che i 12V standard e una corrente fino a 6A.

Il trasformatore planare progettato e realizzato come prototipo verrà sostituito a quello a filo avvolto presente sulla scheda originale in modo da poterne testare le performance.

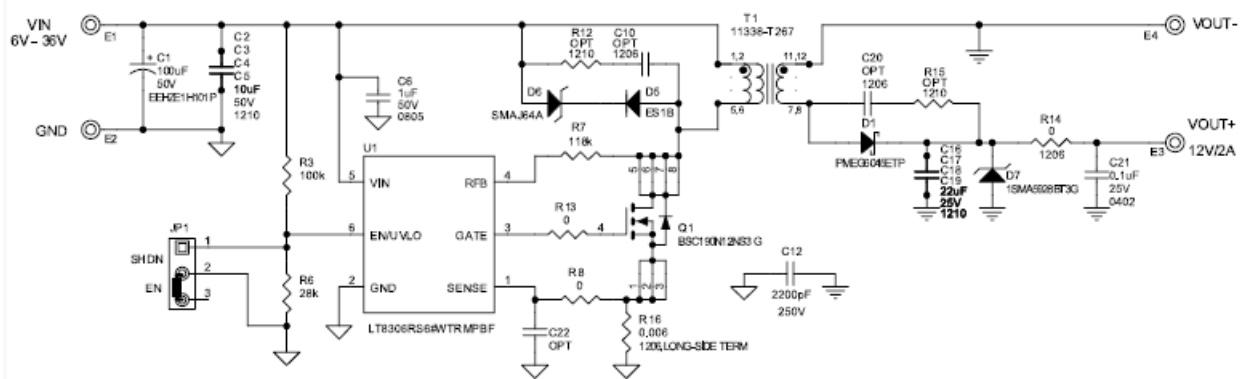


Figura 2.3: schema circuitale EVAL-LT8306-AZ



Figura 2.4: EVAL-LT8306-AZ originale [14]



Figura 2.5: EVAL-LT8306-AZ con trasformatore sostitutivo

Come detto in precedenza, il cuore della scheda è l'LT8306 dell'Analog Devices. È un controller flyback a micro-potenza, che mediante il campionamento della tensione d'uscita misurata direttamente dal primario del trasformatore, riesce a mantenere stabile l'uscita solo tramite il giusto dimensionamento di un resistore di feedback connesso tra l'avvolgimento primario e l'apposito pin del componente.

Il problema chiave nelle topologie isolate è come comunicare le informazioni sulla tensione di uscita dal lato secondario isolato del trasformatore al lato primario per la regolazione. Storicamente, gli optoisolatori o gli avvolgimenti aggiuntivi del trasformatore comunicavano queste informazioni attraverso il confine di isolamento. I circuiti optoisolatori sprecano la potenza di uscita e i componenti aggiuntivi aumentano il costo e le dimensioni fisiche dell'alimentatore, nonché lo sottopongono a ulteriori rischi dovuti all'invecchiamento. Anche i circuiti che utilizzano avvolgimenti aggiuntivi del trasformatore presentano delle carenze, poiché l'utilizzo di un avvolgimento aggiuntivo aumenta le dimensioni fisiche e il costo del trasformatore e la risposta dinamica è spesso mediocre.

L'LT8306 campiona la tensione di uscita attraverso la forma d'onda dell'impulso flyback sul lato primario. In questo modo per la regolazione non sono necessari né optoisolatori né avvolgimenti aggiuntivi del trasformatore. L'LT8306 funziona sia in modalità di conduzione al confine che in modalità di conduzione discontinua, la tensione di uscita viene sempre campionata sul pin RFB quando la corrente secondaria è zero. Questo metodo migliora la regolazione del carico senza la necessità di componenti esterni di compensazione.

Questo circuito integrato è inoltre in grado di variare autonomamente frequenza di lavoro, e quindi il duty-cycle del segnale di gate inviato al mosfet che controlla l'ON/OFF, in base al valore di tensione che si ha in ingresso. Per il dimensionamento si è imposto di lavorare con un duty-cycle del 50% quando l'ingresso è minimo, ossia $V_{in} = 10V$.

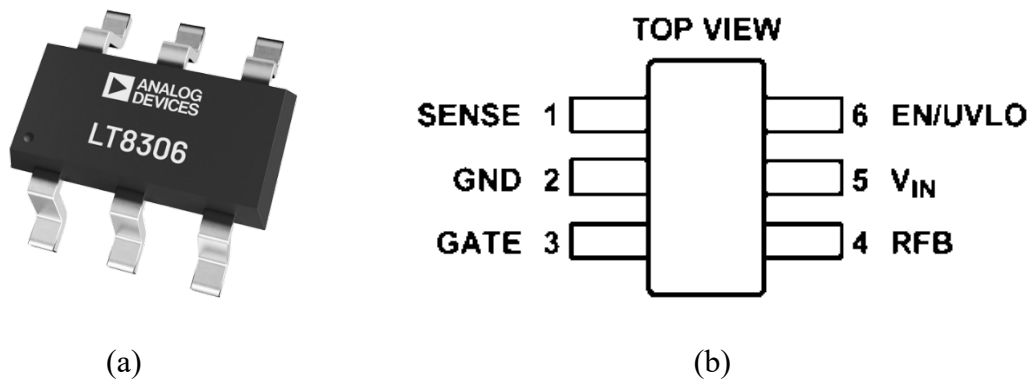


Figura 2.6: integrato LT8306. [15]

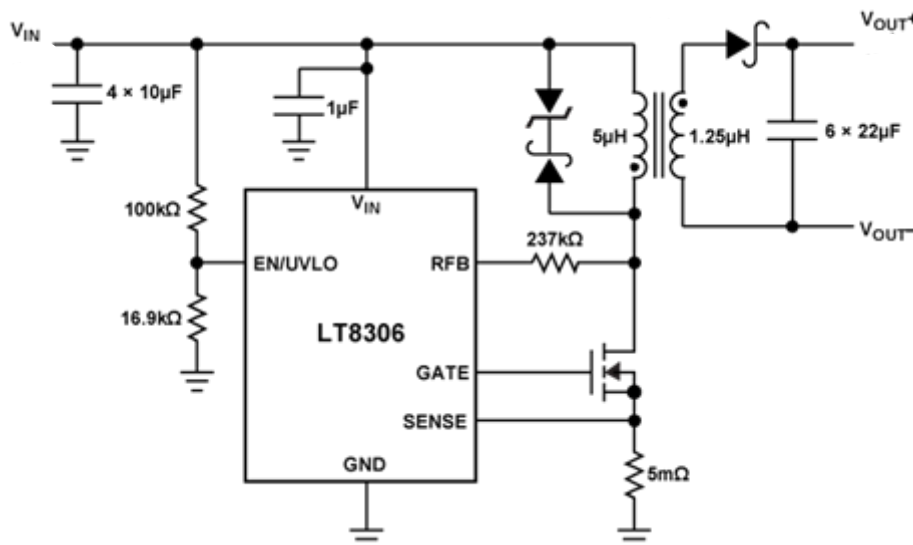


Figura 2.7: circuito esterno dell'LT8306 per realizzare un convertitore flyback. [16]

Saranno quindi riportate di seguito tutte le relazioni utilizzate per il dimensionamento dei componenti del circuito mostrato in figura sopra. Tutte le formule sono state prese o ricavate da altre presenti sul datasheet dell'LT8306.

Per quanto riguarda il trasformatore, in figura sopra sono indicati i dati relativi al trasformatore montato sulla scheda originale, per quanto riguarda il nuovo

trasformatore realizzato, verrà dettagliato nella sezione seguente. Naturalmente nel calcolo delle relazioni successive si fa riferimento al nuovo setup.

Calcolo della resistenza di feedback:

$$R_{fb} = \frac{N_{ps} * (V_{out} + V_f)}{100\mu A} \quad (2.1)$$

Con N_{ps} = rapporto tra spire al primario e quelle al secondario;

$V_{out} = 15V$, tensione di uscita;

$V_f = \sim 0.3V$, tensione diretta del diodo.

Nel caso in esame, è stata inserita una resistenza di feedback del valore di $91k\Omega$, con precisione $\pm 1\%$.

Per quanto riguarda il resistore di rilevamento della corrente esterno, questo regola il valore limite di corrente per l'applicazione in esame. Il resistore di sense viene calcolato come:

$$R_{sense} = \frac{95mV}{I_{lim}} \quad (2.2)$$

Con $I_{lim} = 2A + 20\% = 2.4A$.

La corrente standard è considerata di $2A$ in quanto dalla legge di Ohm, con una potenza di $30W$ richiesta e una tensione di uscita di $15V_{dc}$, sono necessari $2A$ di corrente.

Con i dati di specifica sarebbe necessaria una resistenza di sense del valore di $40m\Omega$, ma da alcune prove pratiche è emerso che un valore ottimale è quello già montato di fabbrica, ossia una $R_{sense} = 5m\Omega$.

Per mantenere una regolazione stabile e accurata dell'uscita, anche quando in ingresso si ha la tensione minima (pari a $10V$), è necessaria molta corrente al primario. La condizione di elevata corrente al primario fa corrispondere un valore di tensione elevato sul pin di sense, che non deve però superare il valore di $95mV$, da indicazione sul datasheet.

Inserendo un valore di resistenza di sense piuttosto alto, fissando la corrente I sul primario, dalla relazione $V=R*I$, si ricava che la tensione misurata al pin di sense è direttamente proporzionale al valore della resistenza R_{sense} . Ecco quindi spiegato il motivo dell'uso di un basso valore di resistenza di sense, in modo che, anche in condizioni limite, si riesca ad avere un buon controllo del dispositivo.

2.3. Trasformatore planare realizzato

Il trasformatore planare da noi realizzato è stato dimensionato tramite le linee guida di Ferroxcube, azienda leader nella produzione di ferriti.

Prima di procedere, per maggiore chiarezza, segue una breve descrizione generale delle ferriti.

La ferrite è una classe di materiale ceramico con una struttura cristallina cubica; la formula chimica è $MOFe_2O_3$ dove Fe_2O_3 è l'ossido di ferro e MO si riferisce ad una combinazione di due o più ossidi di metalli bivalenti (cioè zinco, nichel, manganese e rame). L'aggiunta di tali ossidi metallici in quantità variabile permette la creazione di diversi materiali, le cui proprietà possono variare in funzione delle applicazioni. Le proprietà meccaniche ed elettromagnetiche delle ferriti sono fortemente influenzate dal processo di sintetizzazione che dipende dal tempo, dalla temperatura e dall'ambiente.

I materiali migliori per la produzione degli E core sono i materiali SIFERRIT N27, N87, N97, N88, N95, N96, N92, T46 e N30. N27 è consigliato per applicazioni di potenza nella gamma di frequenza fino a circa 100 kHz e N87, N97, N88, N95, N96 e N92 per la gamma di frequenza fino a 500 kHz. Questi materiali presentano un'elevata densità di flusso di saturazione e una bassa perdita di potenza. [17]

Con l'aumento della frequenza di lavoro aumentano le perdite nel nucleo mentre la permeabilità si riduce. Questi due aspetti devono essere tenuti in considerazione nella progettazione dei trasformatori ad alta frequenza in quanto entrambi potrebbero causare dei guasti. La temperatura di funzionamento della ferrite deve essere inferiore rispetto alla sua temperatura di Curie a cui il materiale perde improvvisamente le sue proprietà magnetiche. Normalmente la massima temperatura nel funzionamento continuativo della ferrite è inferiore ai 125°C. [18]

I nuclei ELP (E Low Profile) essendo a basso profilo, consentono la progettazione di trasformatori molto piatti e presentano eccellenti prestazioni termiche grazie all'ampia superficie del nucleo.

È stato quindi scelto il tipo di ferrite da utilizzare basandosi su dei parametri fondamentali: l'altezza, le perdite e il range di frequenze. È stata individuata una ferrite dal design piatto ma che allo stesso tempo abbia delle basse perdite, in quanto la densità di potenza a cui sarà sottoposta risulta elevata e conseguentemente si genererà un grande flusso magnetico. Anche la gamma di frequenze alle quali la ferrite lavora bene è importante, e deve quindi essere verificata in base alla frequenza di lavoro scelta.

Seguendo le linee guida di cui sopra, la ferrite scelta è la B66283G0000X197(ELP core) della TDK, combinata con B66283K0000X197(I core), le cui sezioni vengono riportate in figura in basso.

Il design risulta favorevole in quanto le dimensioni non sono eccessive e l'altezza è minima, pur avendo delle caratteristiche elettromagnetiche adatte al dispositivo che si vuole realizzare.

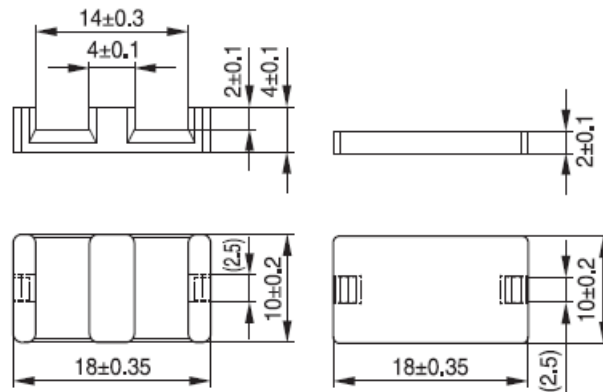


Figura 2.8: sezione della ferrite della serie B66283. [19]

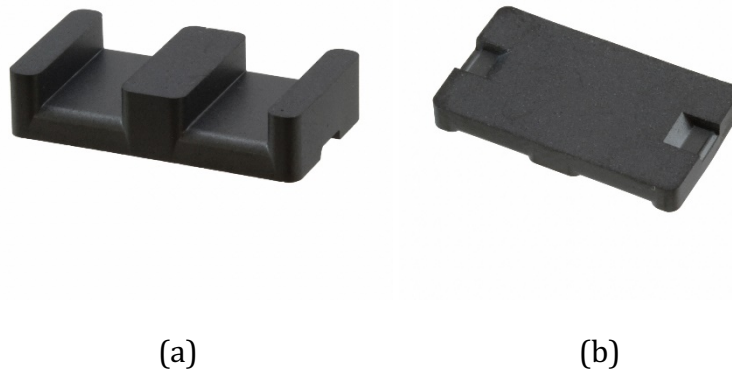


Figura 2.9: (a) B66283G0000X197(ELP core) , (b) B66283K0000X197(I core) [20]

Questo nucleo in ferrite è composto dal materiale denominato N97, ossia manganese e zinco, che come specificato precedentemente ha buone caratteristiche ad alta frequenza; quindi, ottimo per il caso in esame e dal datasheet possono essere ricavate alcune caratteristiche utili:

Volume	$V_e = 802 \text{ mm}^2$
Peso	$P = 4.1 \text{ g/set}$
Densità	$\rho = 4850 \text{ kg/m}^3$
Relative core losses	$P_v < 0.42 \text{ W/set (200mT, 100kHz, 100}^\circ\text{C)}$

Le perdite sono misurate a una temperatura standard di 100°C, a una densità di flusso magnetico a cui è sottoposto il materiale (B_{peak}) di 200mT ed a una frequenza di 100kHz.

Inoltre, dalle linee guida della Ferroxcube, ho esplicitate le perdite del core in ferrite in mW/cm^3 , mentre nel datasheet sono indicate in W/set . Per renderle congruenti si rende necessaria una trasformazione di unità di misura.

Dal datasheet si ha che un set di ferrite ha un peso di 4.1g, ottengo quindi $P_v = 0.102W/g$, ossia $102mW/g$.

La densità è $\rho = 4850 \text{ kg}/m^3$, cioè $4.85g/cm^3$.

Dalla relazione che lega la densità di un materiale alla sua massa e al suo volume si ha che:

$$d = m/V, \text{ quindi } V = m/d \quad (2.3)$$

ottengo il volume di 1g di ferrite N097 come:

$$V(1g) = \frac{1g}{4.85 \text{ g}/cm^3} = 0.2 \text{ cm}^3 \quad (2.4)$$

Le perdite del core in ferrite saranno quindi:

$$P_{\text{core}} = \frac{P_v}{V(1g)} = \frac{102 \text{ mW}/g}{0.2 \text{ cm}^3/g} = 510 \text{ mW}/cm^3. \quad (2.5)$$

Concludendo le considerazioni sul core in ferrite scelto, si passa al dimensionamento vero e proprio delle spire del trasformatore. In quanto planare, questo ha le piste stampate su pcb, e ogni layer conterrà una pista del primario o una del secondario. Gli strati verranno alternati tra spire del primario e del secondario in modo da minimizzare l'induttanza dispersa. Ora si rende quindi necessario calcolare il rapporto spire ottimale per il buon funzionamento e il valore delle induttanze al primario e al secondario.

$$\text{Numero di spire al primario} \quad N1 = \frac{V_{\text{min}} * \delta_{\text{pri}}}{2 * f * B_{\text{peak}} * A_e}; \quad (2.6)$$

$$\text{Numero di spire al secondario} \quad N2 = \frac{N1 * V_{\text{out}} * \delta_{\text{sec}}}{V_{\text{min}} * \delta_{\text{prim}}}; \quad (2.7)$$

$$\text{Rapporto spire} \quad N_{\text{ps}} = N1/N2; \quad (2.8)$$

$$\text{Induttanza del primario} \quad L_{\text{pri}} = \frac{(V_{\text{min}} * \delta_{\text{prim}})^2}{2 * P_{\text{max}} * f}; \quad (2.9)$$

$$\text{Induttanza del secondario} \quad L_{\text{sec}} = \frac{L_{\text{prim}}}{N_{\text{ps}}^2}; \quad (2.10)$$

dove:

$$\text{Tensione minima in ingresso} \quad V_{\text{min}} = 10V;$$

$$\text{Duty-cycle del primario} \quad \delta_{\text{prim}} = 0.5, \text{ viene imposto al } 50\% \text{ quando ho la } V_{\text{in}} \text{ minima};$$

Duty-cycle del secondario	$\delta_{\text{sec}} = 0.5;$
Frequenza	$f = 100\text{kHz};$
Densità di flusso mag. massima	$B_{\text{peak}} = 200\text{mT};$
Effective area ferrite	$A_e = 39.5 \text{ mm}^2;$
Potenza massima in uscita	$P_{\text{max}} = 30\text{W}.$

Con questi parametri si è ottenuto un numero di spire al primario pari a 3.16 giri e 4.74 spire al secondario, con un conseguente rapporto tra spire Nps pari a 0.667.

Per motivi costruttivi si è approssimato a 3 il numero di spire al primario e a 5 quello al secondario, ottenendo un rapporto di trasformazione pari Nps pari a 0.6.

Utilizzando i valori calcolati si otterrebbero dei valori di $L_{\text{prim}} = 4.37\mu\text{H}$ e $L_{\text{sec}} = 9.37\mu\text{H}$, ma approssimando il numero di giri degli avvolgimenti si ottiene $L_{\text{prim}} = 4\mu\text{H}$ e $L_{\text{sec}} = 9\mu\text{H}$.

I circuiti stampati (PCB) con cui sono stati realizzati gli avvolgimenti sono dei modelli prototipali, quindi, non rispetteranno le specifiche richieste al 100%, ma saranno fortemente rappresentativi dei risultati, si avrà nel peggiore dei casi, una piccola perdita di efficienza del trasformatore.

2.4. Riassunto dei componenti

Di seguito viene riportata una tabella riassuntiva dei valori di ogni componente dimensionato secondo le specifiche.

Componente		Valore	Unità
Resistenza di feedback	Rfb	91	k Ω
Resistenza di sense	Rsense	5	m Ω
Rapporto di trasformazione	Nps	0.6	-
Numero giri del primario	N1	3	-
Numero giri del secondario	N2	5	-
Induttanza del primario	Lpri	4	μ H
Induttanza del secondario	Lsec	9	μ H
Capacità di ingresso*	Cin	1	μ F
Capacità di uscita*	Cout	15	μ F
Resistenza di ingresso*	Rin	100	k Ω

*valori impostati come da schema elettrico del datasheet di EVAL-LT8306-AZ riportato in figura 2.3.

Tabella 2.2: tabella riassuntiva dei valori dei componenti dimensionati.

3. CAPITOLO 3

SIMULAZIONI LTspice

Prima di procedere al montaggio del prototipo, il circuito è stato testato sul simulatore LTspice. È stato creato il modello circuitale includendo il controller LT8306 e tutta la componentistica esterna tenendo conto dei parametri precedentemente calcolati, necessari per il corretto funzionamento del DC-DC converter:

$$V_{out} = 15V,$$

$$N_{ps} = 0.6,$$

$$L_{prim} = 4\mu H,$$

$$L_{sec} = 9\mu H,$$

$$R_{fb} = 91K\Omega,$$

$$R_{sense} = 5m\Omega.$$

È stato inserito come stimolo per la simulazione nel dominio del tempo, un generatore di tensione con tre gradini, $V_{in} = 10V/28V/50V$, per poter testare tutto il range di funzionamento richiesto.

Nel circuito, nella parte relativa all'uscita, sono presenti due diodi: un diodo zener e uno schottky. Il diodo zener, ossia lo SMAJ64A, ha la funzione di protezione eventi e sovratensioni di natura transitoria, che possono avvenire all'accensione. Il diodo schottky, ossia lo PMEG6020ETP, serve da rettificatore e a proteggere da eventuali inversioni di polarità, questo tipo di diodo è rapido ed ha una bassa V_F , quindi ottimo allo scopo di rettificare, ma pessimo se si considera la corrente inversa; tuttavia, il basso costo in relazione alle sue prestazioni fa sì che venga scelto.

Entrambi i diodi sono stati sostituiti dall'evaluation board e sono stati montati il diodo SMAJ60A al posto dello zener e lo DYQ3LAM10DTF come nuovo schottky. Il secondo ha una tensione inversa maggiore rispetto a quello originale, necessaria in quanto si è andati ad alzare la tensione di uscita.

Nella figura seguente è possibile vedere il modello circuitale riprodotto sul simulatore.

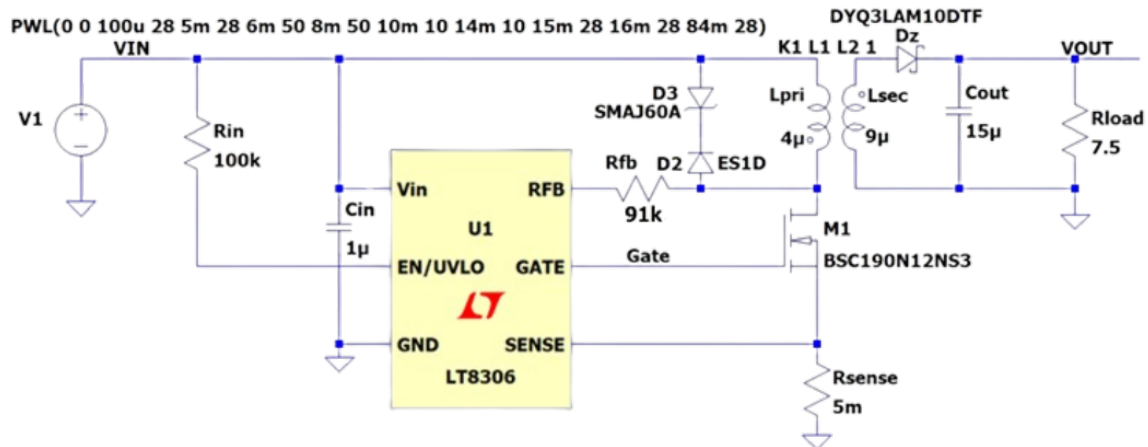


Figura 3.1: schema LTSpice dell'evaluation board EVAL-LT8306_AZ.

Il carico è stato posto come una resistenza $R_{load} = 7.5\Omega$ in modo da assorbire una potenza di 30W.

$$P = V \cdot I \text{ quindi } I = P/V = 30W/15V = 2A.$$

$$R = V/I = 15V/2A = 7.5\Omega.$$

La PWL sta a rappresentare l'alimentazione variabile in ingresso; l'alimentatore V_{in} è stato impostato in modo da partire da 0V e salire fino a 28V in 100µs, per poi restarci per 5ms prima di salire fino a 50V per altri 10ms e poi raggiungere i 10V per 15ms, tornando poi infine al valore standard di 28V.

Avviando la simulazione si hanno le forme d'onda riportate sotto.

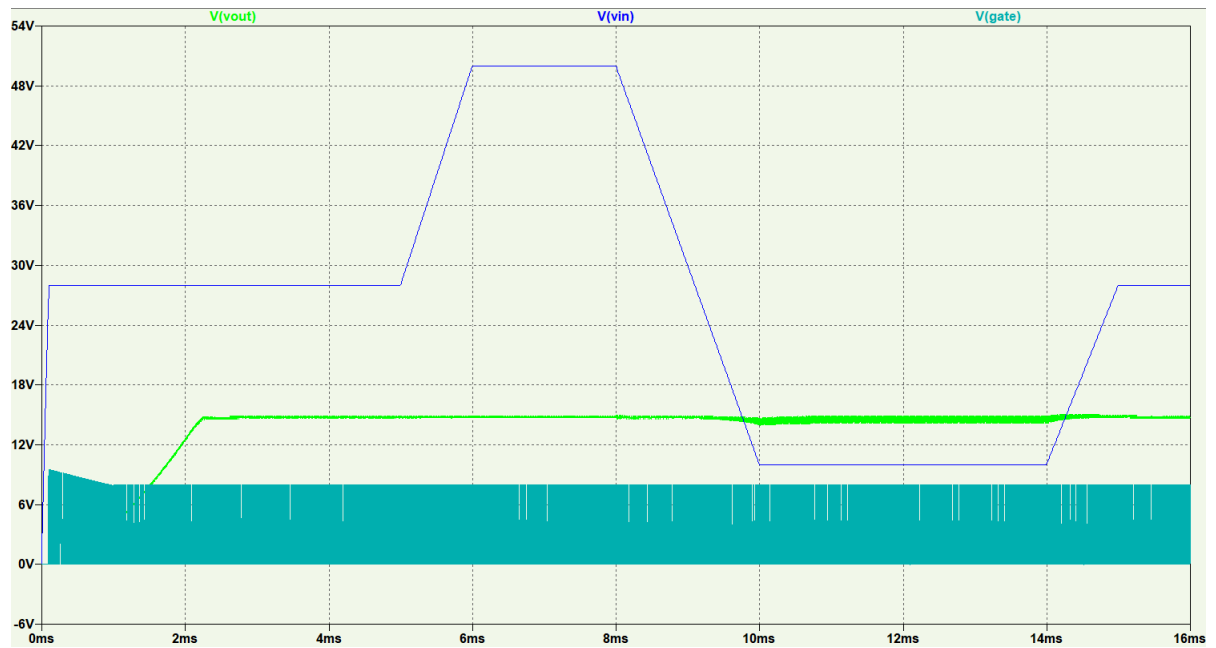


Figura 3.2: andamento delle tensioni sulla simulazione.

Dalla simulazione si può vedere come la tensione di uscita resta stabile intorno ai 15V, a meno di una minima oscillazione, nonostante vari la tensione in ingresso. Questo fa affermare che il trasformatore e i componenti aggiuntivi sono stati ben dimensionati. Per quanto riguarda il ripple della tensione in uscita sono presenti una serie di condensatori connessi in parallelo che vanno a cercare di limitare questo fenomeno indesiderato.

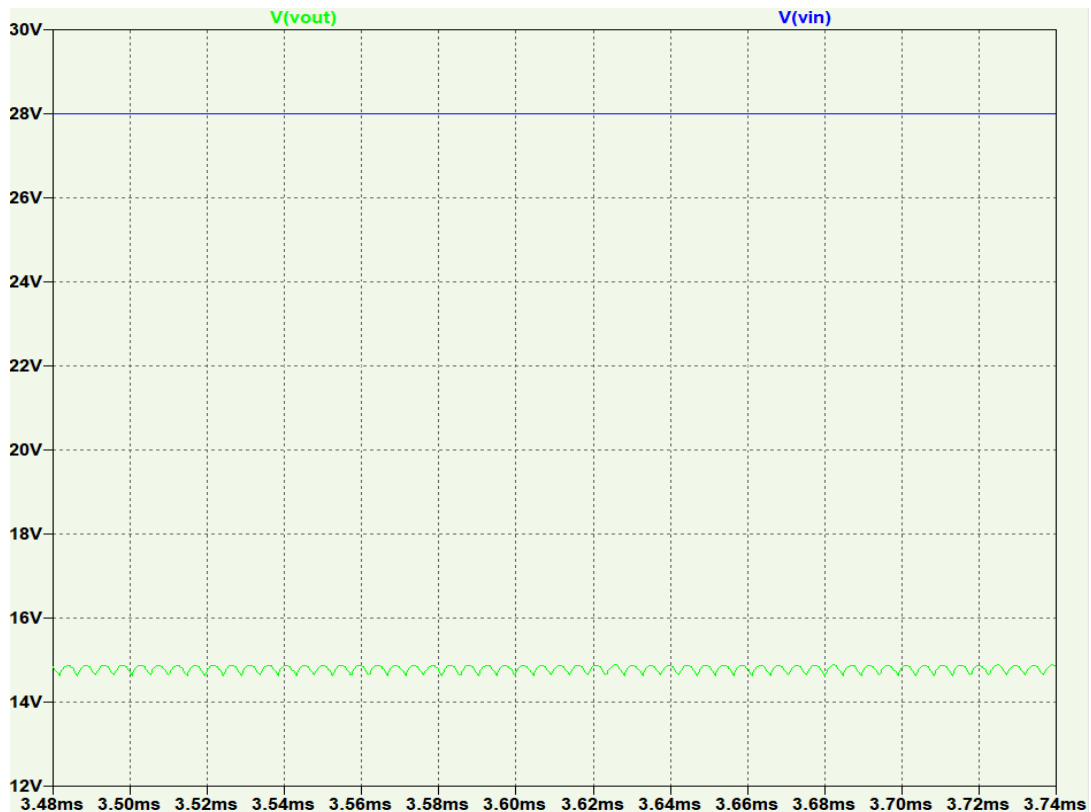


Figura 3.3: andamento della V_{out} con $V_{in} = 28V$.

Una considerazione va fatta sul duty-cycle (in azzurro) con cui viene pilotato il gate dell'interruttore MOS, si è detto che l'LT8306 va ad agire autonomamente su questo parametro per mantenere l'uscita stabile anche in caso di variazione della tensione di ingresso e questo è verificato. Andando a fare uno zoom della forma d'onda in corrispondenza di V_{in} a 28V, 10V o 50V, si nota che esiste una notevole variazione del duty cycle, con conseguente variazione della frequenza.

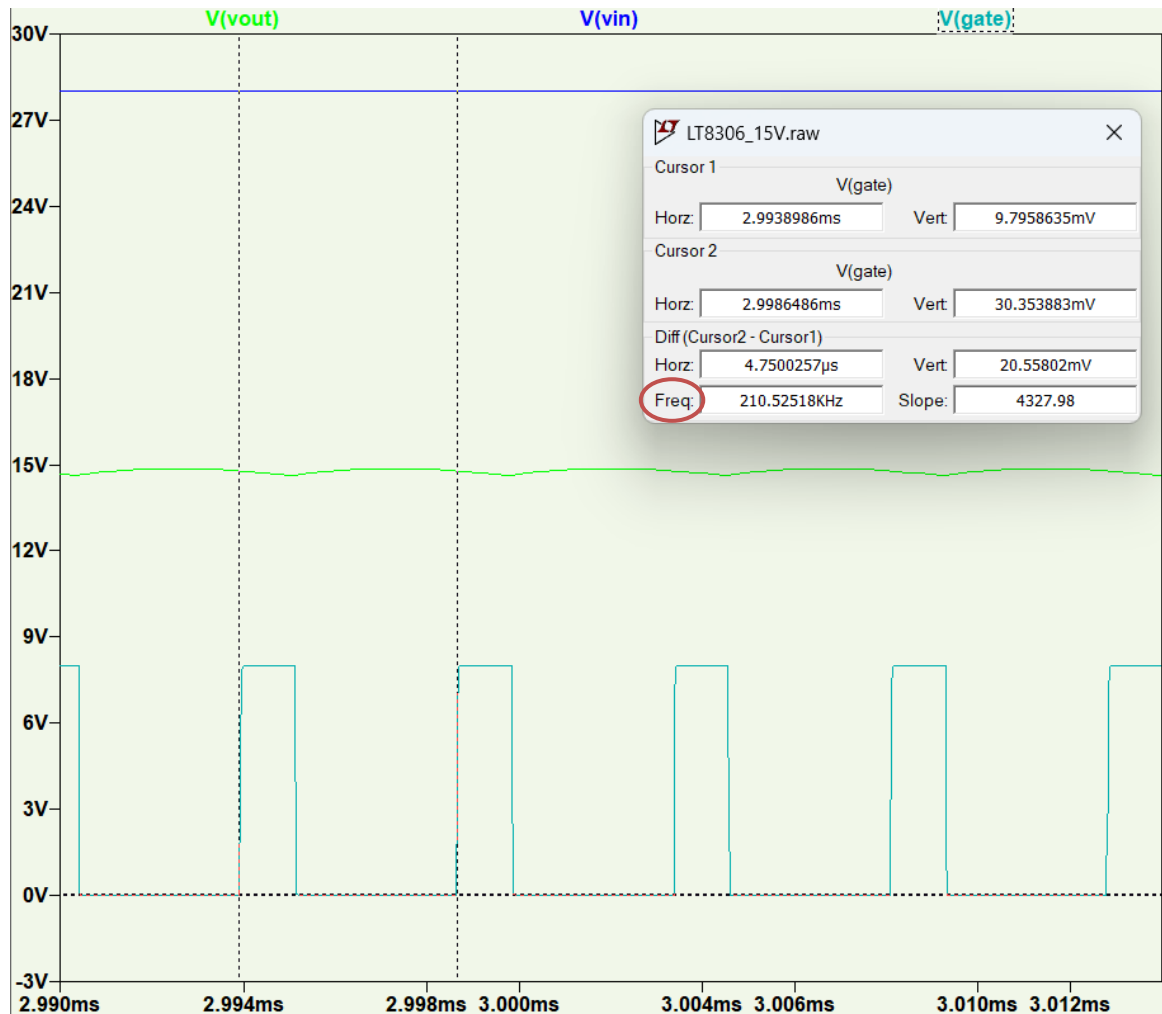


Figura 3.4: andamento del duty-cycle per $V_{in} = 28V$.

Con la tensione di ingresso pari a 28V, si ha un duty-cycle di circa il 25% e una frequenza di circa 210kHz, quindi maggiore rispetto a quella impostata di 100Kz (a 10V).

Nella figura in basso si può invece vedere come dando in ingresso 10V, si ha invece un duty-cycle precisamente al 50% e una frequenza pari a 100kHz, proprio come scelto dalle specifiche di progetto.

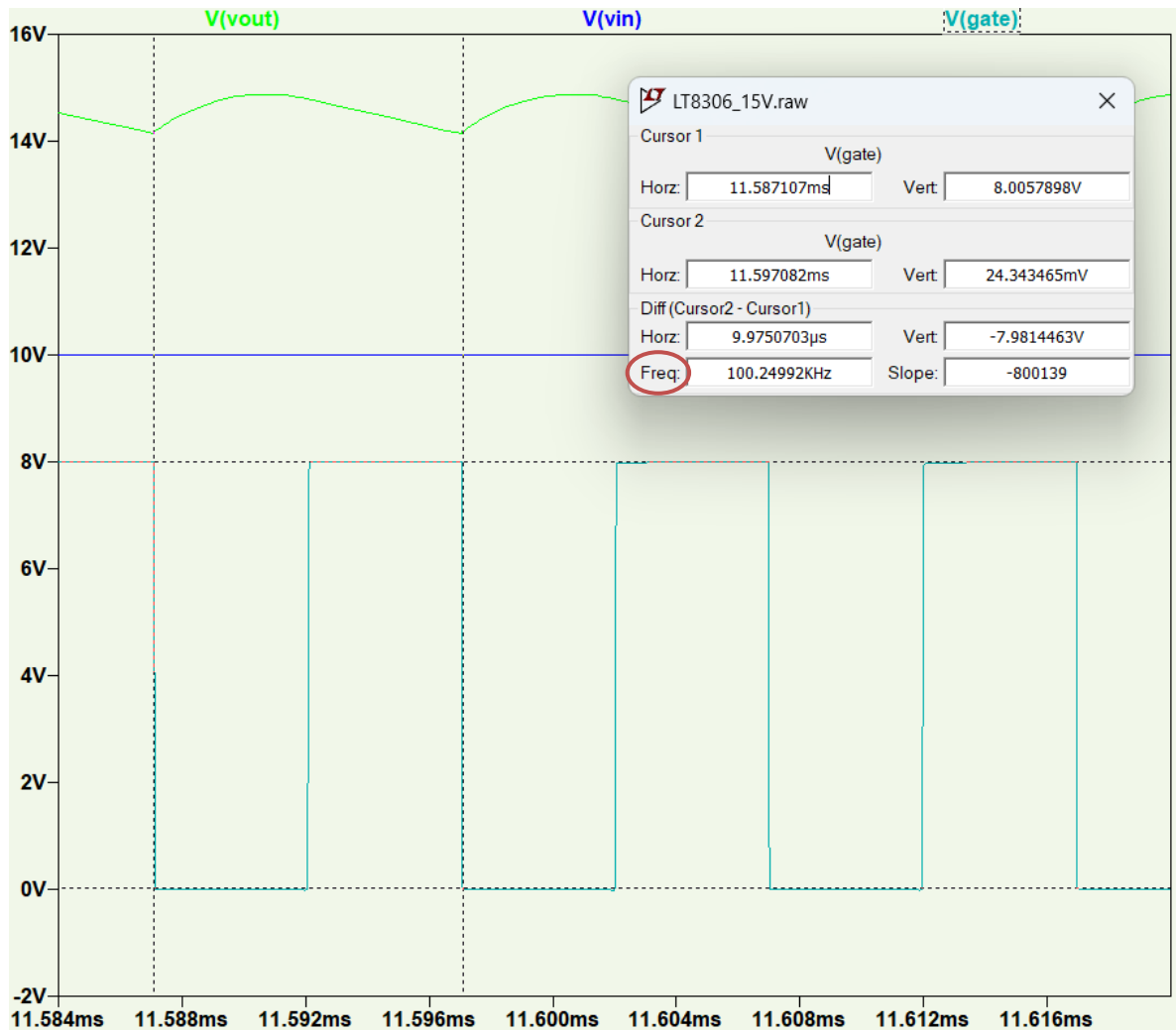


Figura 3.5: andamento del duty-cycle per $V_{in} = 10V$.

Come ultimo caso si analizza l'andamento del duty-cycle per una tensione di ingresso $V_{in} = 50V$, si vede che il duty-cycle si riduce di molto e arriva a circa il 15%, con conseguente aumento della frequenza di lavoro a circa 210kHz, come mostrato nella figura in basso.

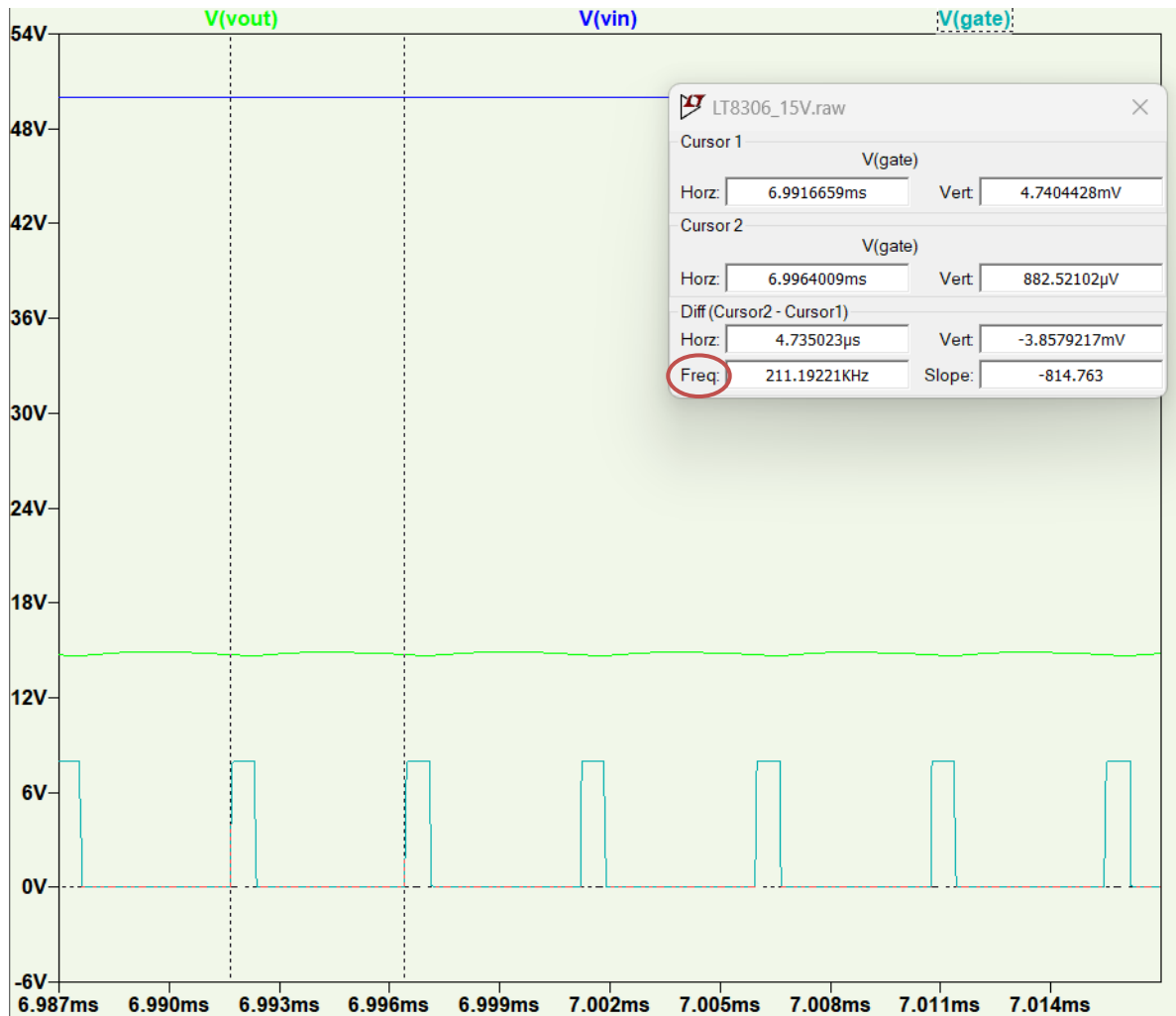


Figura 3.6: andamento del duty-cycle per $V_{in} = 50V$.

Concludendo le considerazioni sulla variazione autonoma della frequenza di lavoro, si può analizzare un altro aspetto fondamentale e critico, la tensione sul diodo quando la tensione in ingresso raggiunge il suo massimo.

Una tensione troppo elevata al secondario del trasformatore, e quindi ai capi del diodo, potrebbe provocarne la rottura. Dal datasheet del diodo DYQ3LAM10DTF si vede che viene sopportata una tensione V_R di 100V, dalla simulazione si arriva molto vicini a questo valore.

Parameter	Symbol	Conditions	Limits	Unit
Repetitive peak reverse voltage	V_{RM}	Duty ≤ 0.5	100	V
Reverse voltage	V_R	Reverse direct voltage	100	V

Tabella 3.1: estratto del datasheet del diodo DYQ3LAM10DTF. [21]

Osservando la figura in basso, si vede che la tensione inversa arriva a picchi di 75V, a cui vanno sommati i 15V standard della tensione di uscita, raggiungendo picchi di almeno 90Vpp. Questo potrebbe essere un problema in quanto nel caso reale è molto probabile che la tensione sia maggiore, provocando quindi una possibile rottura del diodo schottky dello stadio di uscita. Si è quindi provveduto alla ricerca di un nuovo modello di schottky che abbia una tensione inversa consentita maggiore, a discapito del peggioramento delle sue prestazioni in termini di efficienza.

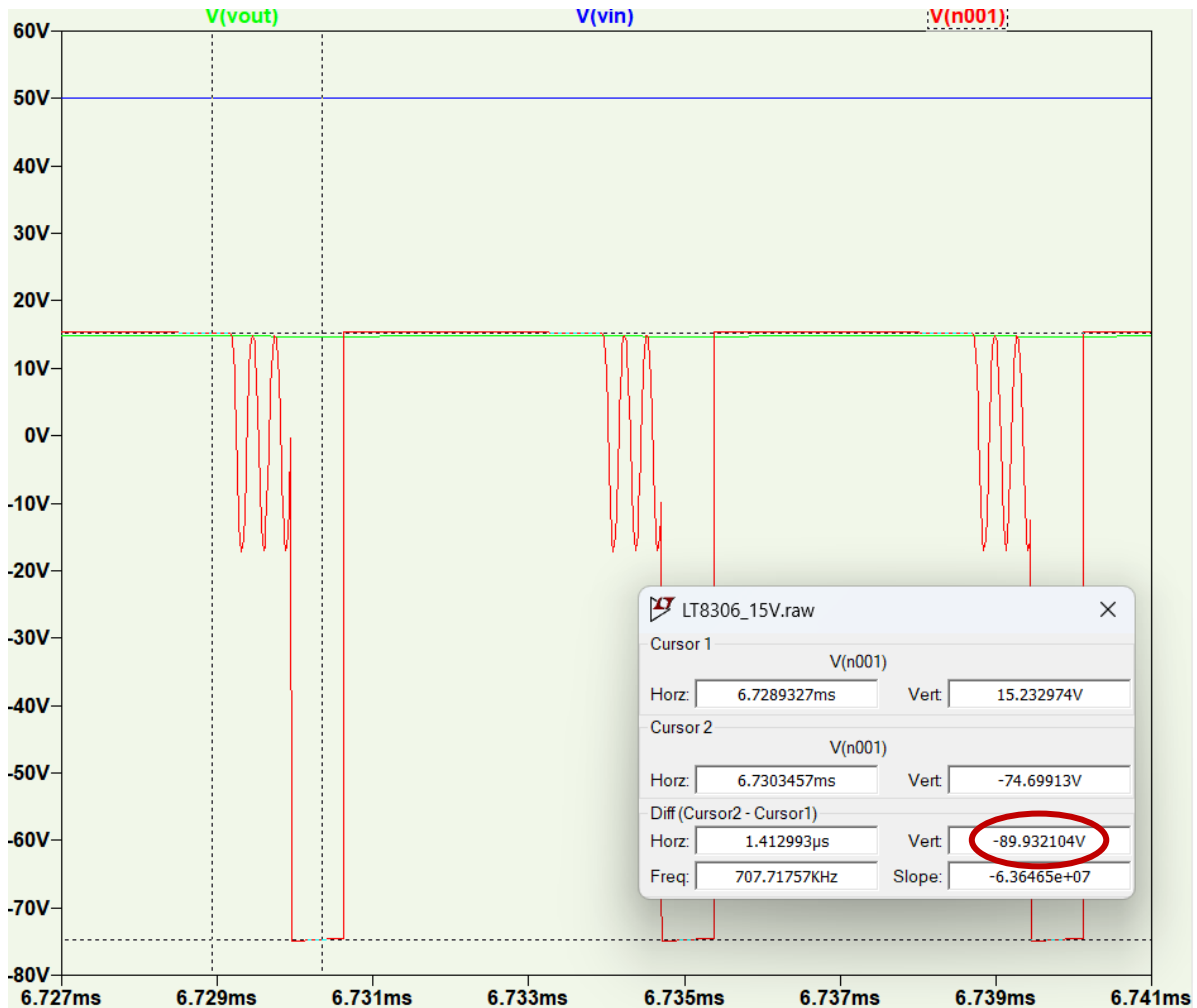


Figura 3.7: andamento della tensione al secondario del trasformatore con in evidenza il valore.

Il modello scelto è lo VSSAF515HM3/H, della Vishay semiconductor, che ha una tensione V_{RRM} (Maximum repetitive peak reverse voltage) pari a 150V, eliminando quindi il problema della sua eventuale rottura.

Una maggiore tensione inversa si ha a discapito di una peggiore V_F , che sale a 0.66V, assicurando quindi perdite maggiori e un possibile peggioramento del rendimento del trasformatore.

È stato scelto questo diodo, oltre che per il miglior compromesso tra V_{RRM} e V_F , anche per le dimensioni concordanti e simili a quelle del diodo precedentemente montato, sostituibile quindi con maggiore semplicità.

Un estratto del datasheet è riportato in basso.

PRIMARY CHARACTERISTICS	
$I_{F(AV)}$	5.0 A
V_{RRM}	150 V
I_{FSM}	100 A
V_F at $I_F = 5.0$ A (125 °C)	0.66 V
T_J max.	150 °C
Package	SlimSMA (DO-221AC)
Circuit configuration	Single

Tabella 3.2: estratto del datasheet del diodo VSSAF515HM3/H. [22]

Dopo aver verificato le peculiarità del progetto con l'analisi in simulazione si passa alla costruzione fisica del prototipo e al suo test.

4. CAPITOLO 4

COSTRUZIONE DEL PROTOTIPO E TEST

Il passo successivo alle simulazioni è stato quello della realizzazione fisica del prototipo del trasformatore, andando a sovrapporre layer di pcb con cui sono stati costruiti gli avvolgimenti.

Come primo step sono stati disegnati e realizzati dei pcb contenenti solamente piste in rame per realizzare le spire degli avvolgimenti. Sono stati prodotti sei modelli differenti, ognuno con una differente combinazione di pin di partenza e arrivo per l'avvolgimento primario sopra e secondario nella parte inferiore del PCB.

Nella figura sottostante si possono vedere le diverse combinazioni di PCB con le singole piste, predisposte alla loro sovrapposizione, con i fori indicati con la lettera P per la connessione del primario (a sinistra) e con la lettera S per il secondario (a destra).

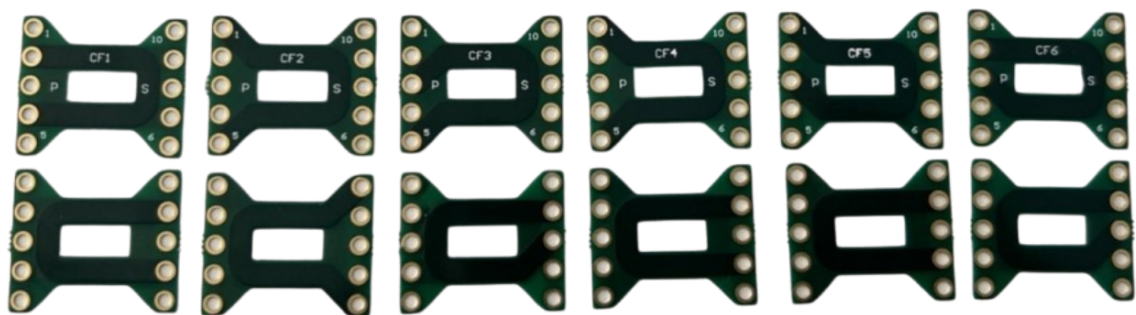


Figura 4.1: circuiti stampati contenenti un singolo avvolgimento al primario e un singolo avvolgimento al secondario.

Tali PCB sono stati costruiti in modo da poter essere inseriti precisamente nella ferrite utilizzando tutto lo spazio utile, non sono state effettuate valutazioni particolari ma è stato scelto uno spessore standard per il prototipo: spessore del laminato da 250 μm e rame base da 35 μm , con due piste sovrapposte e larghe 3mm.

Nella figura seguente è riportato il disegno della stratificazione del singolo PCB contenete un avvolgimento P e uno S e il progetto dei singoli PCB da stampare su un unico foglio per poi essere tagliati e divisi come in figura 4.1.

Layer Stack Legend



Material	Layer	Gerber	Thickness	Process	Constructions	Description	Type
	Top Overlay	GTO					Legend
Surface Material	Top Solder	GTS	0.015mm			Solder Mask	Solder Mask
ENIG	Top Surface Finish		0.020mm	HASL			Surface Finish
CF-004	Top Layer 1	GTL	0.035mm	ED		Copper Foil	Signal
	Core		0.254mm		2-2116	FR4	Dielectric
CF-004	Bottom Layer 1	GBL	0.035mm	ED		Copper Foil	Signal
ENIG	Bottom Surface Finish		0.020mm	HASL			Surface Finish
Surface Material	Bottom Solder	GBS	0.015mm			Solder Mask	Solder Mask
Total thickness: 0.394mm							

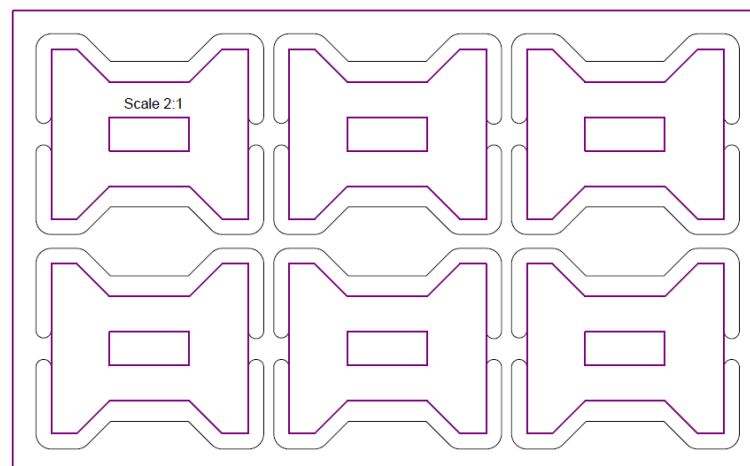


Figura 4.2: layer stack legend e disegno del PCB per la realizzazione degli avvolgimenti.

Questi pcb sono stati messi a strati in modo da formare dei circuiti ad anello per costruire i 3 avvolgimenti al primario e i 5 al secondario. Gli avvolgimenti del primario, essendo sottoposti ad un'alta corrente, sono stati creati con due piste in parallelo, mentre quelli del secondario sono formati da una sola pista per ogni giro. I vari giri sono stati poi collegati tra loro direttamente se il foro di fine di una pista coincideva con quello di inizio del giro successivo, o connessi esternamente per creare il loop.

I PCB impilati che costituiscono ora gli avvolgimenti planari del trasformatore, sono poi stati inseriti all'interno del nucleo di ferrite, già dettagliatamente spiegato nel paragrafo precedente; infine sono stati ricavati i pin di ingresso al primario e di uscita al secondario, in modo da poterlo integrare nella scheda di prova EVAL-LT8306-AZ al posto del trasformatore tradizionale.

Nelle foto in basso è possibile vedere il prototipo realizzato e poi inserito nella scheda.

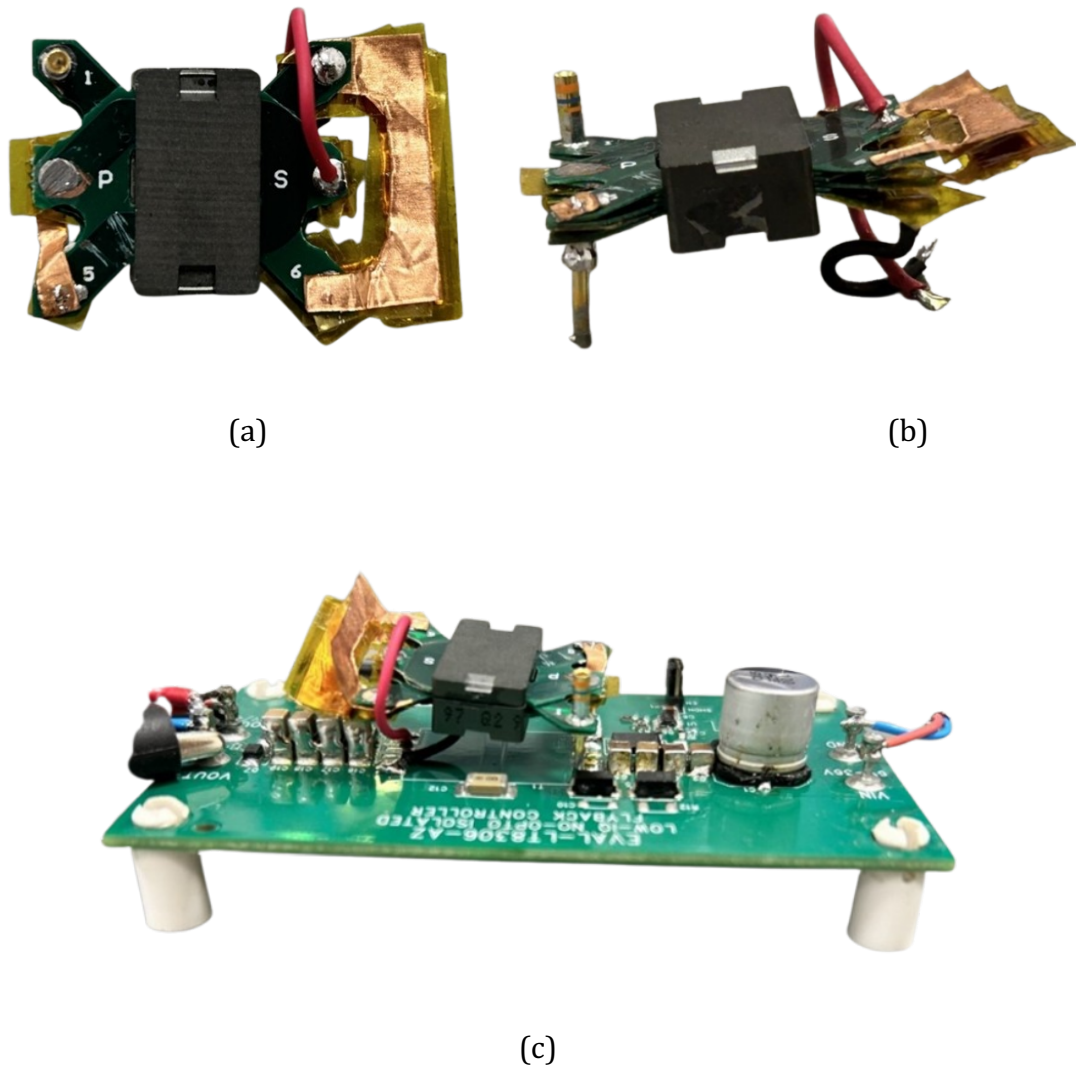


Figura 4.3: (a), (b) prototipo del trasformatore planare realizzato e (c) inserito nella scheda di prova EVAL-LT8306-AZ.

Andando a misurare il valore effettivo delle induttanze al primario e al secondario del prototipo di trasformatore planare realizzato si sono ottenuti, con stupore, dei valori perfettamente concordanti con quelli teorici calcolati. Utilizzando un LCR meter,

impostando la misura a una frequenza di 100kHz e un duty cycle a 0.5 (dallo strumento), si è evidenziato che il primario ha un'induttanza di $3.9\mu\text{H}$, mentre il secondario di $11\mu\text{H}$. È possibile ipotizzare che il secondario abbia un valore maggiore di quello aspettato a causa delle piste in rame esterne utilizzate per i collegamenti, che in realtà non dovrebbero essere presenti e quindi non vengono tenute in considerazione nei calcoli.

Il prototipo del trasformatore viene montato direttamente sulla scheda in sostituzione di quello originale, come illustrato in figura 4.3(c).

4.1. Test del funzionamento

Come primo approccio con il prototipo realizzato si è andati a verificarne l'effettivo funzionamento. È stato quindi allestito un banco di test con opportuna strumentazione come illustrato in figura 4.3.

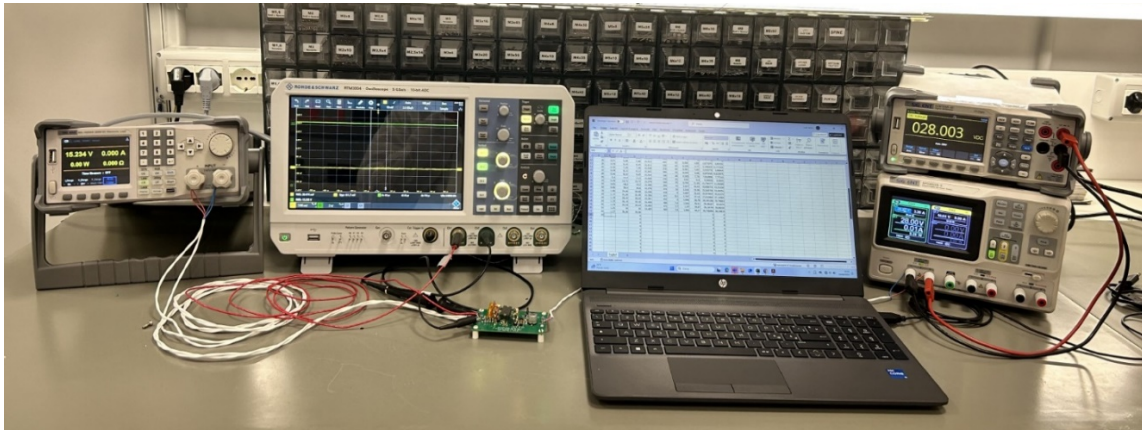


Figura 4.4: allestimento del banco di test.

Sono presenti un generatore di tensione con il quale viene fornita l'alimentazione in ingresso e un carico programmabile per testare il funzionamento della scheda con carichi diversi fino ad un massimo di 30W. Con l'oscilloscopio verranno invece visualizzate le forme d'onda della tensione in uscita, il ripple e la tensione sul diodo al secondario.

Il prototipo ha dato buoni risultati in quanto è risultato funzionante con una V_{in} dai 10V ai 50V e quindi conforme alle specifiche di progetto. Naturalmente la tensione in uscita non è risultata precisamente $V_{out} = 15V$, ma si aggirava intorno ai 15.3V in base al carico alla quale veniva sottoposta. Questo non è un problema, in quanto da specifiche viene accettato un valore di tensione fino a 15.75V.

Nelle figure seguenti sono illustrate nel dettaglio le forme d'onda della tensione d'uscita (V_{out} , in giallo) e del ripple della stessa tensione (in celeste), con le condizioni in cui la V_{in} è pari a 28V e il carico applicato è di 30W, quindi in condizioni di lavoro nominali.



Figura 4.5: screenshot dello schermo dell'oscilloscopio durante la misura con $V_{in}=28V$ e $P_{load}= 30W$.

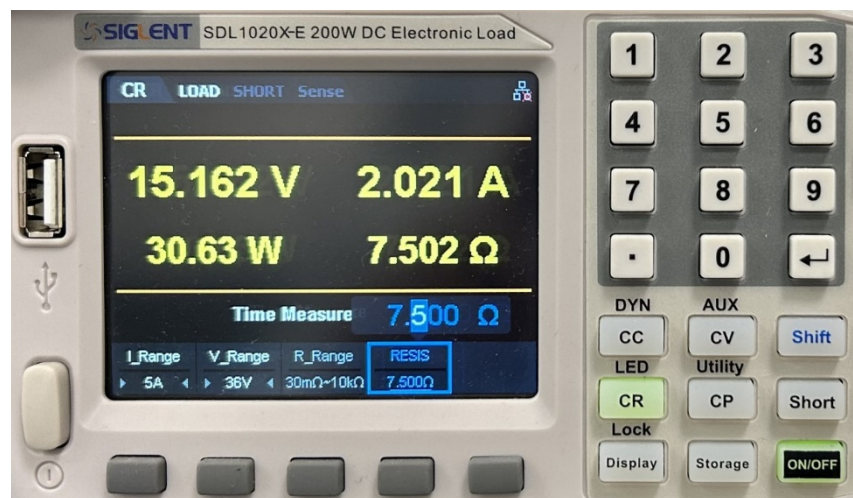


Figura 4.6: schermo dello strumento di simulazione del carico programmabile.

Un'ulteriore prova effettuata è la "prova di start", ossia la verifica che il convertitore funzioni e sia stabile, quindi regoli la tensione a 15V, fin dall'accensione con carico collegato; si è ottenuto un esito positivo.

Un ulteriore controllo da fare, per evitare di danneggiare i componenti della scheda EVAL-LT8306_AZ, come riportato nel capitolo 3, è la misura della tensione sul secondario e quindi sul diodo quando la tensione in ingresso raggiunge i 50V.

Effettuando questa prova, si è visto che già quando in ingresso si dà una tensione superiore a 40V, sul secondario si ottengono valori di gran lunga superiori a quelli visti nelle simulazioni a causa delle componenti parassite che il simulatore non tiene in considerazione.

Con una V_{in} di 42V si ha una tensione al secondario con picchi di 146V, non ci si è spinti oltre per non danneggiare il diodo che ha una V_{RRM} di 150V, ma sicuramente arrivando ad avere una V_{in} di 50V, i picchi al secondario avrebbero superato questa soglia.

Si è quindi reso necessario il progetto di uno snubber R-C aggiuntivo in parallelo al diodo in uscita.

4.1.1. Aggiunta dello snubber di sovratensione

Gli snubber sono usati frequentemente con un carico induttivo in cui l'interruzione improvvisa della corrente porta a un brusco aumento della tensione ai capi del dispositivo che genera l'interruzione. Questo picco nella tensione potrebbe portare a un guasto transitorio o permanente del dispositivo di controllo. Spesso uno snubber è costituito da un resistore di basso valore e da un piccolo condensatore. Lo snubber limita la velocità di aumento nella tensione (con formalismo matematico è la derivata della tensione rispetto al tempo dV/dt) ad un valore che non generi un innesco e/o rotture non volute.

Nel caso in esame è stato quindi necessario progettare uno snubber R-C a protezione del diodo che vada a “tagliare” i picchi sulla tensione al secondario come illustrato nella figura didattica in basso.

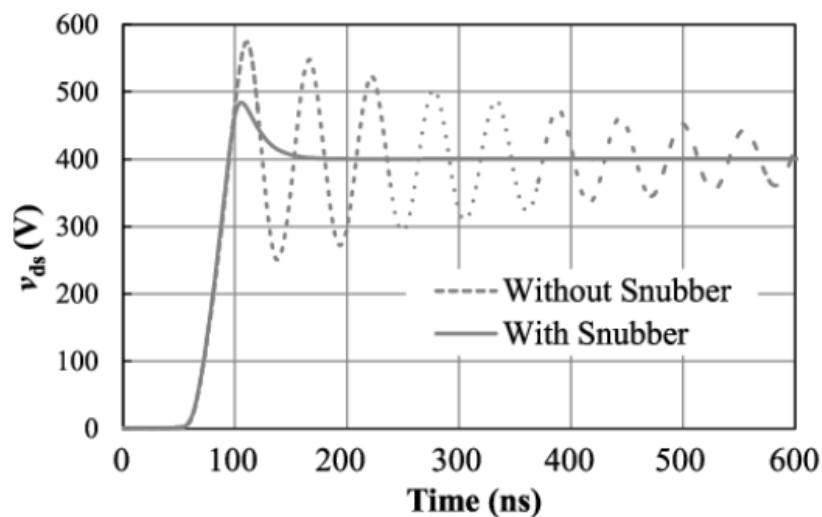


Figura 4.7: figura dimostrativa del funzionamento dello snubber di protezione da sovratensione. [23]

Il progetto dello snubber non segue regole precise, ma va dimensionato anche per tentativi. Partendo da valori standard indicati in uno schematico del datasheet dell'LT8306, si sono scelti come valori una $R_S = 47\Omega$ e una $C_S = 1nF$. L'evaluation board è predisposta per il montaggio dello snubber a protezione dello zener, verrà quindi montata R_S nella postazione indicata con R15 e C_S su C20 dello schematico, come riscontrabile anche in figura 2.3.



Figura 4.8: EVAL-LT8306-AZ con evidenziate le posizioni dei componenti dello snubber. [23]

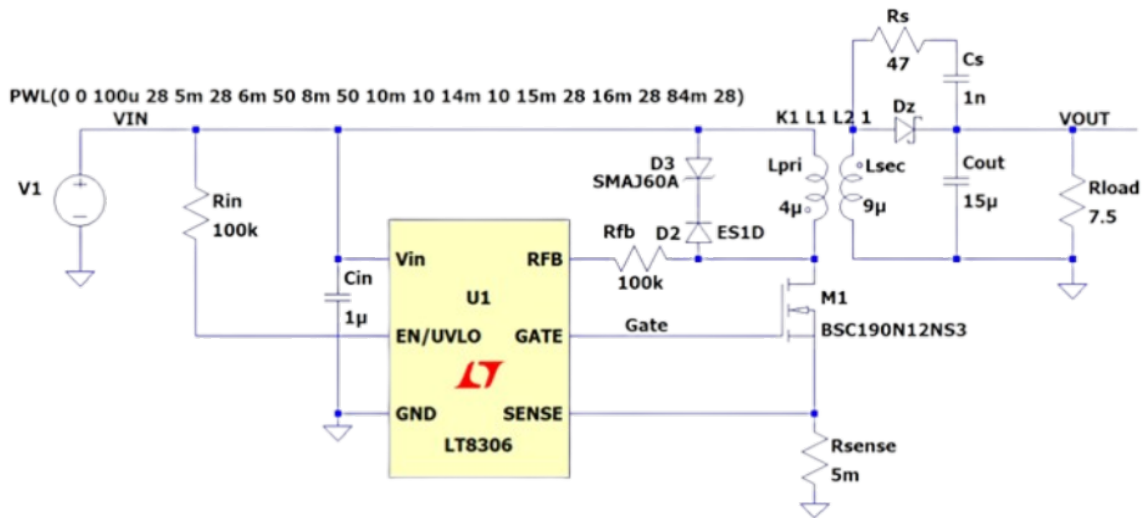


Figura 4.9: schema elettrico con aggiunta dello snubber R-C.

Con l'aggiunta dello snubber allo schema si ha una diminuzione della V_{p-p} al secondario di circa 30V, riuscendo a restare a valori inferiori ai 150V quando il convertitore viene alimentato con una tensione di 50V.

Seguiranno una serie di test che valuteranno il funzionamento in varie condizioni.

4.2. Test in temperatura

Il prototipo, per essere conforme alle specifiche, deve operare nelle condizioni ottimali anche se sottoposto a stress termici. È stato infatti sottoposto a misurazioni dei suoi parametri all'interno della camera climatica, forzandolo a lavorare a temperature fissate da -40°C fino a 95°C.

Nella figura successiva viene mostrato il banco di lavoro per effettuare i test in temperatura, è presente quindi la camera climatica, in grado di fornire temperature stabili e il banco di acquisizione dati.



Figura 4.10: camera climatica e banco di acquisizione del laboratorio R&D di CNS.

Per quanto riguarda l'evaluation board, essendo acquistata da produttori esterni, è certificata e testata a lavorare in questi range di temperatura, stessa cosa vale per la ferrite e per le singole schede su pcb.

Il trasformatore è stato incollato con apposita pasta ad un dissipatore in metallo in modo da non raggiungere temperature talmente elevate da comprometterne il funzionamento.

Il dissipatore non è stato correttamente dimensionato, ma è stato aggiunto con il solo fine di raffreddare il trasformatore durante le prove in temperatura e verrà poi rimosso.

Le prove sono quindi state effettuate per valutare il funzionamento complessivo del prodotto e hanno una durata di 60 secondi ciascuna. All'istante 0s la temperatura è già fissa e stabile alla temperatura prefissata per il test, non ci sono quindi transitori.

Come visibile dalla tabella 4.1 riassuntiva in basso, sono stati creati cinque scenari di temperature differenti e in ognuno misurate correnti e tensioni di uscita, nonché la temperatura della ferrite, andando a variare la potenza del carico.

Per semplicità nelle rappresentazioni successive verranno riportate solamente le misurazioni effettuate a 20W, cioè quelle più simili al carico effettivo, riportate con l'indice 6 nella tabella 4.1.

RUN Nr.	Temp. (thermalization)	Electronic Load (ohmic)	Vin	Description	Measurement (data logger)		
1	25	From 2W to 25W	Fixed 28V	Vnom	- Input Current - Input Voltage - Output Current - Output Voltage - Transformer Temperature (ferrite core)	Andamento lineare da 2W a 25W, si potrebbe fare anche step di 1W	
2			Fixed 10Vmin	Vmin			
3			Fixed 50Vmax	Vmax			
4		Fixed 5W	From 10V to 50V	Pmin			
5		Fixed 10W		Pnom			
6		Fixed 20W		Pmax			
1	55	From 2W to 25W	Fixed 28V	Vnom		- Input Current - Input Voltage - Output Current - Output Voltage - Transformer Temperature (ferrite core)	Andamento lineare da 2W a 25W, si potrebbe fare anche step di 1W
2			Fixed 10Vmin	Vmin			
3			Fixed 50Vmax	Vmax			
4		Fixed 5W	From 10V to 50V	Pmin			
5		Fixed 10W		Pnom			
6		Fixed 20W		Pmax			
1	75	From 2W to 25W	Fixed 28V	Vnom	- Input Current - Input Voltage - Output Current - Output Voltage - Transformer Temperature (ferrite core)		Andamento lineare da 2W a 25W, si potrebbe fare anche step di 1W
2			Fixed 10Vmin	Vmin			
3			Fixed 50Vmax	Vmax			
4		Fixed 5W	From 10V to 50V	Pmin			
5		Fixed 10W		Pnom			
6		Fixed 20W		Pmax			
1	95	From 2W to 25W	Fixed 28V	Vnom		- Input Current - Input Voltage - Output Current - Output Voltage - Transformer Temperature (ferrite core)	Andamento lineare da 2W a 25W, si potrebbe fare anche step di 1W
2			Fixed 10Vmin	Vmin			
3			Fixed 50Vmax	Vmax			
4		Fixed 5W	From 10V to 50V	Pmin			
5		Fixed 10W		Pnom			
6		Fixed 20W		Pmax			
1	-40	From 2W to 25W	Fixed 28V	Vnom	- Input Current - Input Voltage - Output Current - Output Voltage - Transformer Temperature (ferrite core)		Andamento lineare da 2W a 25W, si potrebbe fare anche step di 1W
2			Fixed 10Vmin	Vmin			
3			Fixed 50Vmax	Vmax			
4		Fixed 5W	From 10V to 50V	Pmin			
5		Fixed 10W		Pnom			
6		Fixed 20W		Pmax			

Tabella 4.1: riassunto delle prove effettuate in temperatura.

Ad esempio, nel caso standard di misure a temperatura ambiente, ossia $T = 25^{\circ}\text{C}$, con un carico di 25W, si sono rilevati i seguenti valori riportati in tabella 4.2.

Tempo (s)	Voltage(V)	Tempo (s)	Voltage(V)	Tempo (s)	Voltage(V)
1	15,0673	20	15,0482	39	15,0364
2	15,0672	21	15,0487	40	15,0362
3	15,069	22	15,0452	41	15,0388
4	15,068	23	15,047	42	15,036
5	15,0694	24	15,0512	43	15,0397
6	15,0672	25	15,0471	44	15,0396
7	15,0669	26	15,049	45	15,037
8	15,0692	27	15,0475	46	15,0357
9	15,0323	28	15,0482	47	15,0382
10	15,0314	29	15,0489	48	15,0379
11	15,0298	30	15,0465	49	15,0361
12	15,0294	31	15,0491	50	15,0345
13	15,0279	32	15,0503	51	15,0357
14	15,0378	33	15,0473	52	15,0348
15	15,0401	34	15,0441	53	15,0365
16	15,04	35	15,0429	54	15,0828
17	15,036	36	15,0432	55	15,0848
18	15,0394	37	15,0416	56	15,0819
19	15,0458	38	15,0438	57	15,0818

Tabella 4.2: valori relativi al test 6 a $T = 25^{\circ}\text{C}$ come riportato in tabella 4.1.

Andando a graficare la tabella precedente si nota che il valore della tensione in uscita V_{out} resta costante, oscillando solamente di qualche millivolt.

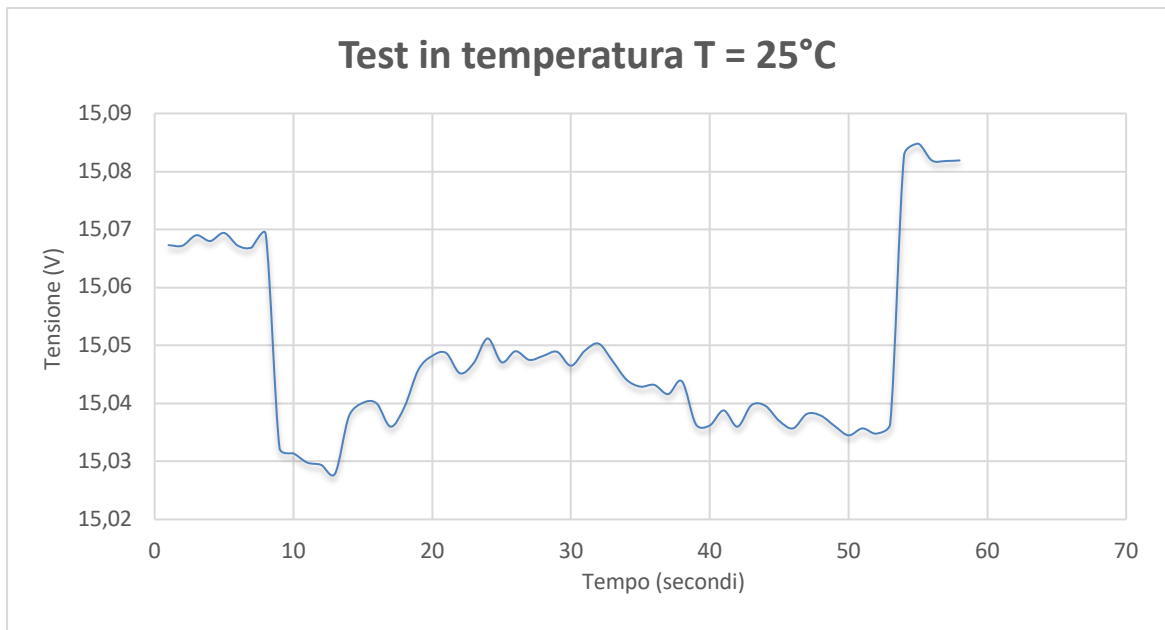


Figura 4.11: andamento della V_{out} con carico pari a 20W e $T = 25^{\circ}\text{C}$

Per sintetizzare vengono riportati di seguito solamente i grafici per le misurazioni effettuate a -40°C , 55°C , 75°C e 95°C , sempre nel caso di carico da 20W connesso in uscita.

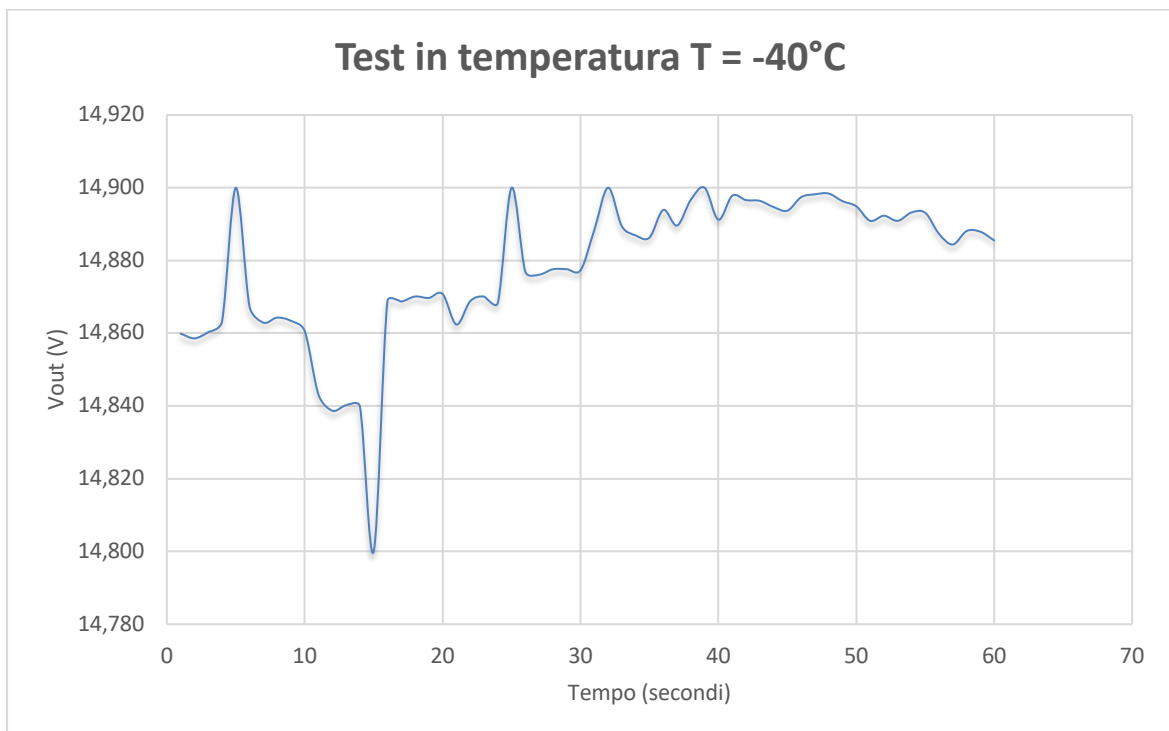


Figura 4.12: andamento della V_{out} con carico pari a 20W e $T = -40^{\circ}\text{C}$

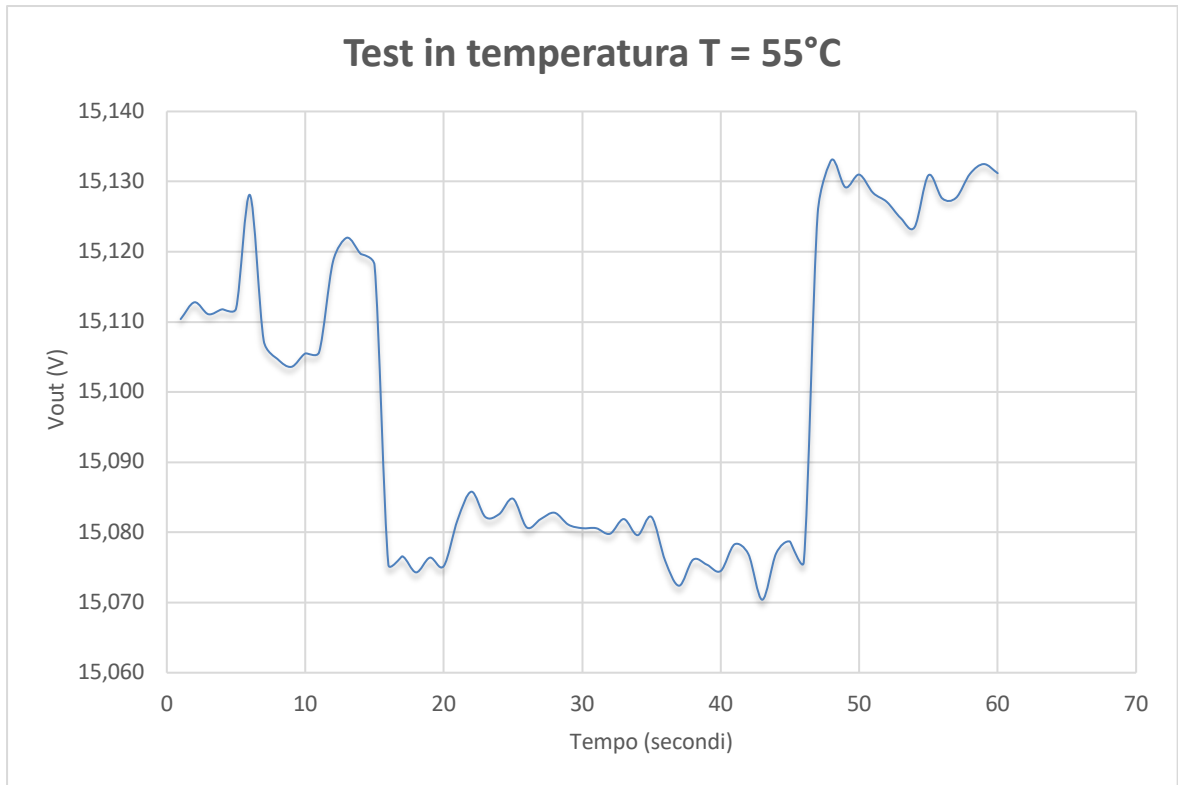


Figura 4.13: andamento della V_{out} con carico pari a 20W e $T = 55^{\circ}\text{C}$

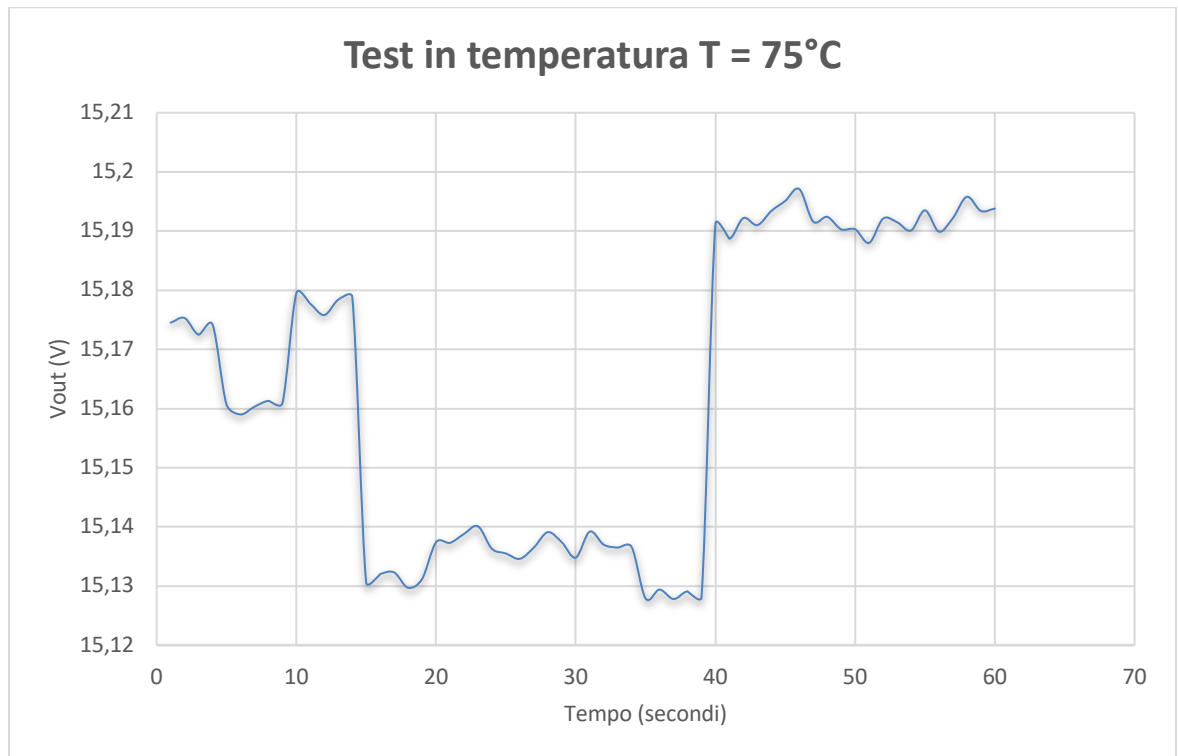


Figura 4.14: andamento della V_{out} con carico pari a 20W e $T = 75^{\circ}\text{C}$

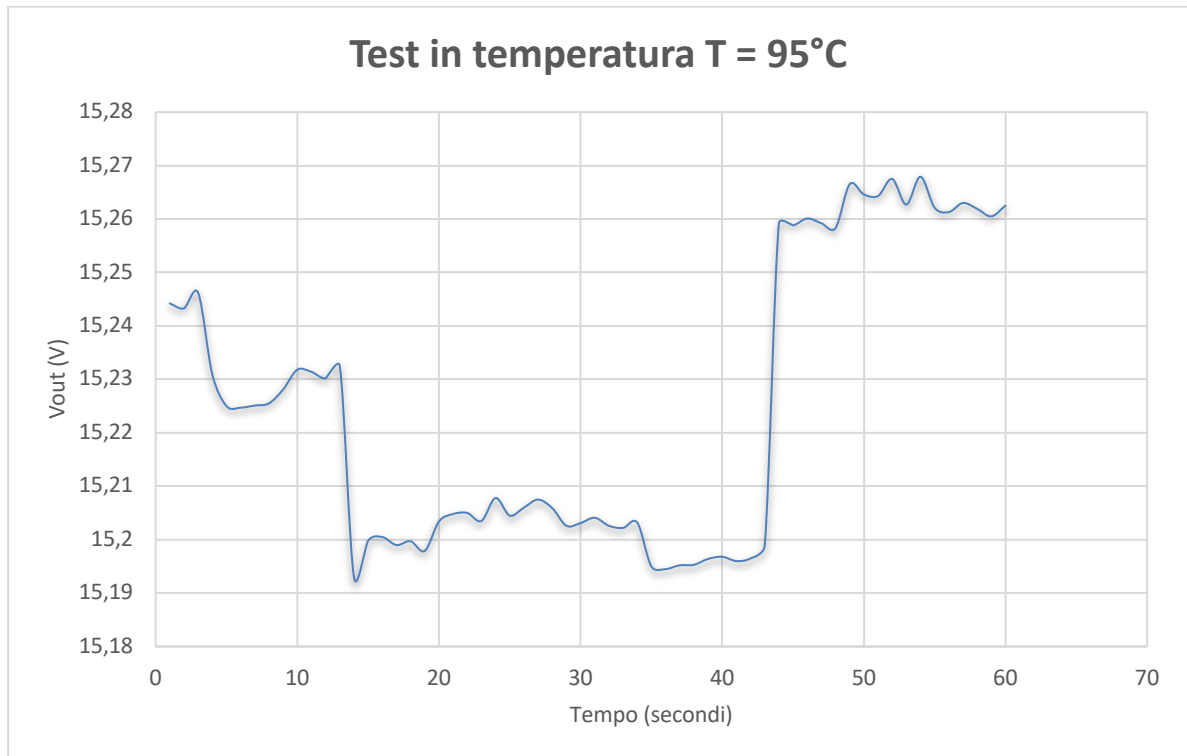


Figura 4.15: andamento della V_{out} con carico pari a 20W e $T = 95^{\circ}\text{C}$

L'andamento è lo stesso in tutte le prove e la variazione di tensione in temperatura segue quella che si registra a temperatura ambiente, ottenendo quindi una buona affidabilità.

A conclusione delle prove in temperatura, si riporta un'immagine alla termocamera dell'evaluation board EVAL-LT8306-AZ da dove è possibile osservare che i componenti soggetti a maggiore surriscaldamento sono il diodo in uscita e il trasformatore, colorati nella figura 4.15 con il colore celeste/verde. Nonostante il loro riscaldamento e la conseguente dissipazione di energia in calore, dalle prove effettuate in laboratorio è emerso che il trasformatore riesce a raffreddarsi anche in aria libera, senza necessità di dissipatori esterni. Condizione ottima per minimizzare l'ingombro del convertitore che si sta progettando.

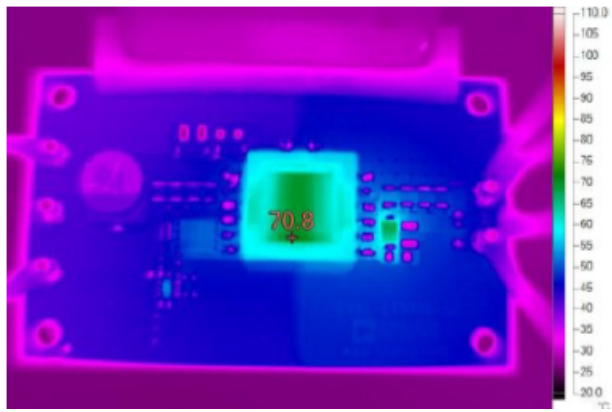


Figura 4.16: EVAL-LT8306_AZ alla termocamera. [24]

4.3. Test sul rendimento

Per valutare l'efficienza del trasformatore realizzato, ai tre livelli di tensione in ingresso massimo, tipico e minimo, si è andati a variare gradualmente il carico connesso in uscita e a fare la misurazione delle seguenti quantità:

Corrente in ingresso	I_{in}
Tensione in uscita	V_{out}
Tensione del ripple in uscita	V_{rpp}
Corrente assorbita dal carico	I_{out}

Avendo fissato:

Tensione di ingresso	V_{in}
Resistenza di carico	R_{load}

Ricavando così la potenza assorbita in ingresso come $P_{in} = V_{in} * I_{in}$ e la potenza assorbita dal carico come $P_{load} = R_{load} * I_{out}^2$.

Segue quindi una tabella riportante tutte le misurazioni effettuate nel modo sopra descritto, si andrà a variare la tensione in ingresso e la resistenza di carico per variare la potenza assorbita.

INPUT			OUTPUT				Efficienza %	
$V_{in}(V)$	$I_{in}(A)$	$P_{in}(W)$	$V_{out}(V)$	$V_{rpp}(mV)$	$R_{load}(\Omega)$	$I_{out}(A)$		$P_{load}(W)$
10	0,05	0,5	15,208	245	0	0	0,000	0
	0,58	5,8	15,311	420	50	0,3	4,500	77,586207
	0,63	6,3	15,319	432	45	0,339	5,171	82,086429
	0,71	7,1	15,329	460	40	0,381	5,806	81,780845
	0,8	8	15,352	415	35	0,435	6,623	82,785938
	0,93	9,3	15,348	411	30	0,509	7,772	83,574516
	1,1	11	15,358	427	25	0,61	9,303	84,568182
	1,37	13,7	15,36	515	20	0,762	11,613	84,765547
	1,83	18,3	15,354	592	15	1,01	15,302	83,614754
	2,31	23,1	15,332	624	12	1,26	19,051	82,472727
	2,82	28,2	15,34	684	10	1,51	22,801	80,85461
	3,18	31,8	15,34	726	9	1,68	25,402	79,879245
3,32	33,13	15,206	736	8,5	1,764	26,449	79,666916	

	3,23	32,3	14,664	724	8	1,805	26,064	80,694118
	3,16	31,5	14,015	700	7,5	1,839	25,364	80,267112

Tabella 4.3: misurazioni in condizione di $V_{in} = 10V$

INPUT			OUTPUT					Efficienza %
$V_{in}(V)$	$I_{in}(A)$	$P_{in}(W)$	$V_{out}(V)$	$V_{rpp}(mV)$	$R_{load}(\Omega)$	$I_{out}(A)$	$P_{load}(W)$	
28	0,02	0,56	15,198	180	0	0	0	0
	0,21	5,88	15,315	235	50	0,305	4,651	79,102891
	0,23	6,44	15,311	226	45	0,339	5,171	80,301941
	0,26	7,28	15,338	218	40	0,381	5,806	79,758791
	0,29	8,12	15,341	200	35	0,435	6,623	81,5625
	0,34	9,52	15,344	196	30	0,509	7,772	81,643172
	0,4	11,2	15,358	228	25	0,61	9,303	83,058036
	0,49	13,72	15,379	249	20	0,763	11,643	84,864286
	0,65	18,2	15,395	268	15	1,017	15,514	85,243599
	0,95	26,6	15,376	374	10	1,518	23,043	86,628722
	1,06	29,68	15,396	418	9	1,687	25,614	86,299599
	1,12	31,36	15,395	421	8,5	1,787	27,144	86,554963
	1,19	33,32	15,391	452	8	1,896	28,759	86,310108
	1,2	33,6	15,395	462	7,9	1,921	29,153	86,764595
	1,22	34,16	15,406	466	7,8	1,945	29,508	86,380547
	1,23	34,44	15,402	471	7,7	1,97	29,883	86,768089
1,25	35	15,407	502	7,6	1,995	30,248	86,4234	
1,27	35,56	15,377	469	7,5	2,02	30,603	86,06018	

Tabella 4.4: misurazioni in condizione di $V_{in} = 28V$

INPUT			OUTPUT					Efficienza %
$V_{in}(V)$	$I_{in}(A)$	$P_{in}(W)$	$V_{out}(V)$	$V_{rpp}(mV)$	$R_{load}(\Omega)$	$I_{out}(A)$	$P_{load}(W)$	
50	0,01	0,5	15,061	112	0	0	0	0
	0,14	7	15,311	217	50	0,3	4,5	64,285714
	0,15	7,5	15,309	224	45	0,338	5,14098	68,5464
	0,17	8,5	15,317	233	40	0,381	5,80644	68,311059
	0,19	9,5	15,321	214	35	0,434	6,59246	69,394316
	0,22	11	15,337	232	30	0,5	7,5	68,181818
	0,26	13	15,351	223	25	0,61	9,3025	71,557692
	0,31	15,5	15,422	228	20	0,764	11,67392	75,315613
	0,41	20,5	15,369	270	15	1,016	15,48384	75,530927
	0,5	25	15,4	306	12	1,268	19,29389	77,175552
	0,54	27	15,379	312	11	1,382	21,00916	77,811719
	0,58	29	15,416	344	10	1,523	23,19529	79,983759
	0,64	32	15,392	420	9	1,688	25,6441	80,1378
	0,67	33,5	15,387	452	8,5	1,786	27,11327	80,935122
	0,71	35,5	15,416	466	8	1,9	28,88	81,352113
	0,72	36	15,4	469	7,9	1,921	29,1529	80,980289
	0,72	36	15,408	472	7,8	1,947	29,56831	82,134195
0,74	37	15,387	485	7,7	1,971	29,91328	80,846691	
0,74	37	15,406	486	7,6	2	30,4	82,162162	

Tabella 4.5: misurazioni in condizione di $V_{in} = 50V$

Dalle misurazioni riportate nelle tabelle precedenti sono stati realizzati due grafici riportanti l'andamento del rendimento in relazione alla potenza del carico e in relazione alla corrente assorbita dal carico. Dalle figure 4.16 e 4.17 si può vedere che il rendimento migliore si ha per una tensione di ingresso di 28V, in quanto l'andamento è stabile al variare della corrente e del carico e ha il valore più elevato.

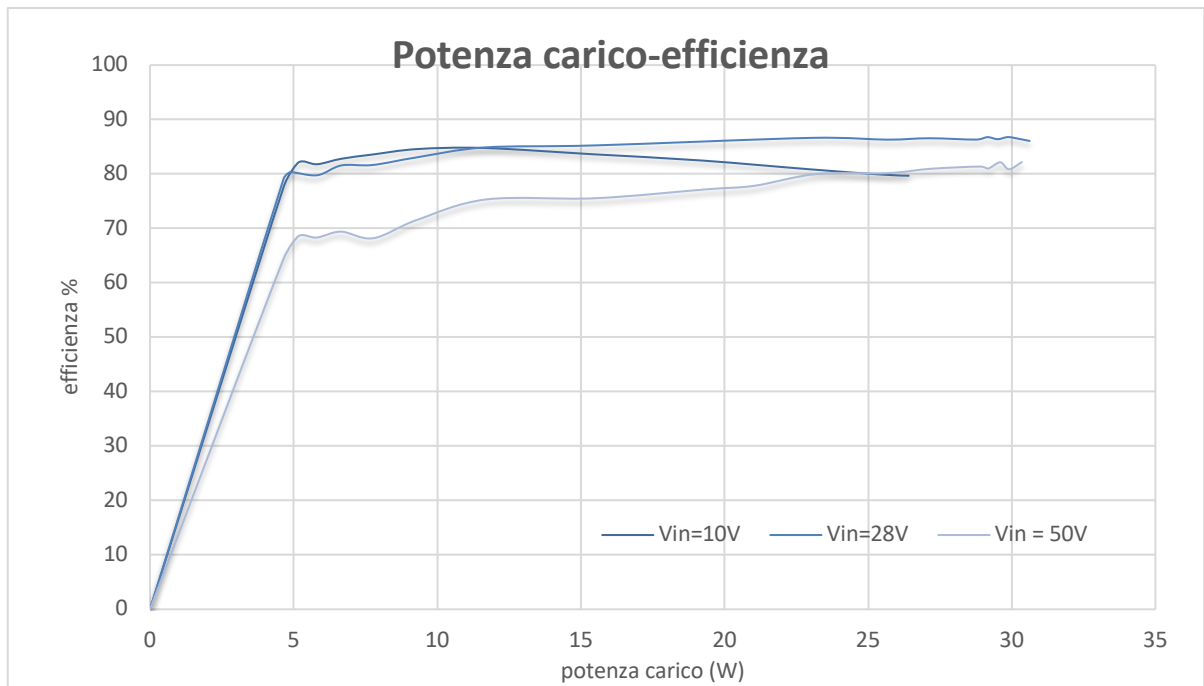


Figura 4.16: andamento dell'efficienza in funzione della variazione del carico.

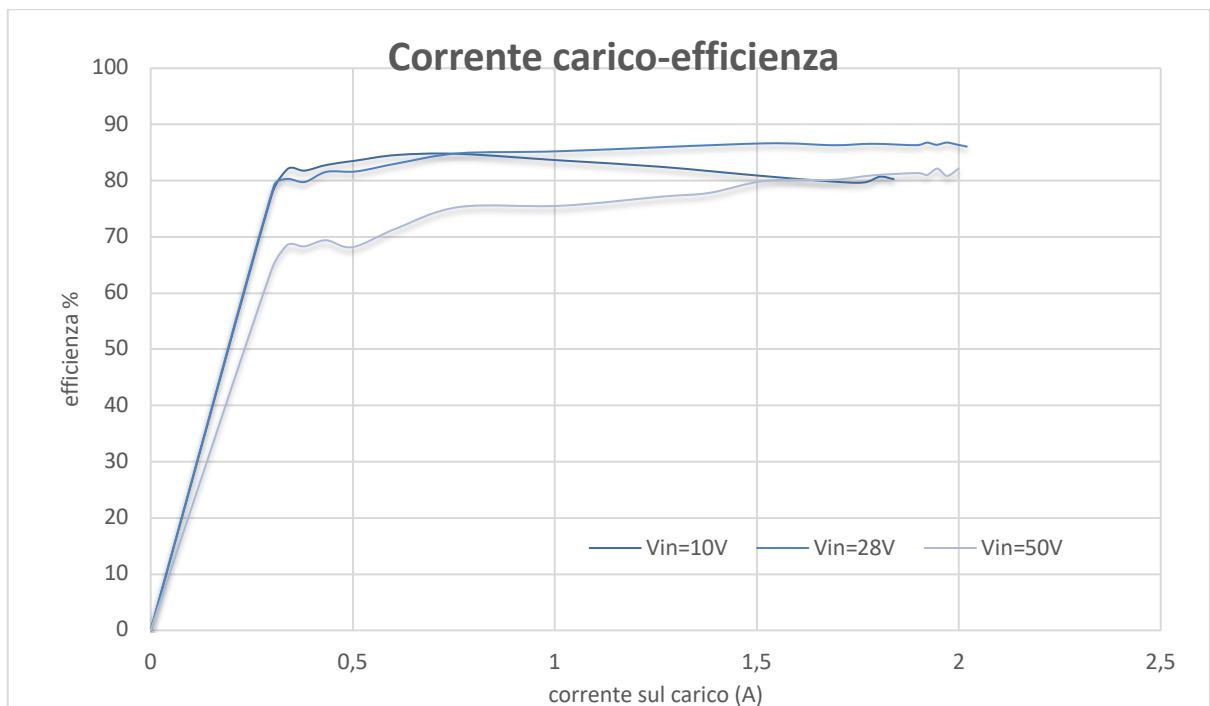


Figura 4.17: andamento dell'efficienza in funzione della variazione della corrente assorbita dal carico.

Le considerazioni da fare sui dati pratici sono molteplici.

Il rendimento ha dei valori ammissibili, secondo le specifiche, solamente se si lavora in condizioni normali, quindi con una V_{in} di 28V. Scende notevolmente se ci si trova nelle condizioni in cui la tensione di ingresso assume i valori agli estremi. Questo non è un problema in quanto il convertitore lavorerà sempre nella condizione in cui ha buon rendimento, nei casi estremi è sufficiente che l'apparecchio continui a funzionare, anche se con un rendimento minore, perché saranno solamente condizioni transitorie.

Un altro aspetto importante che si evidenzia anche dai dati della tabella 4.3, quando la tensione di ingresso è pari a 10V, non si riesce a raggiungere in uscita un carico di 30W in quanto l'evaluation board non riesce a fornire abbastanza corrente in ingresso al primario.

Essendo la tensione in ingresso bassa, e la potenza richiesta alta, sarà elevata anche la corrente, considerando che la sorgente riesca a erogare la corrente necessaria, interviene il problema che la scheda di valutazione monta una resistenza di protezione all'ingresso che limita la corrente per evitare la rottura dei componenti. Non si è quindi riusciti ad arrivare a testare la scheda con una potenza di carico superiore a 26W in quanto andando ad aumentare quest'ultima, si perdeva il controllo della regolazione della tensione di uscita che tendeva a scendere all'aumentare del carico, a causa appunto della mancanza di corrente.

Il problema è evidente dalla relazione seguente

$$\frac{I_{sec}}{I_{prim}} = N_{ps} \quad (4.1)$$

Quindi

$$I_{prim} = \frac{I_{sec}}{N_{ps}} \quad (4.2)$$

Dai dati della tabella 4.3, quando il carico è a 26,4W e $I_{out} = 1.76A$, secondo la 4.2, si necessita di una corrente $I_{prim} = \frac{I_{out}}{N_{ps}} = \frac{1.76}{0.6} = 2.93A$, troppo elevata per il limite in ingresso alla scheda.

5. CAPITOLO 5

COMPATIBILITA' ELETTROMAGNETICA

L'interferenza elettromagnetica (EMI, ElectroMagnetic Interference), definita anche interferenza di radiofrequenza (RFI, Radio-Frequency Interference), è un disturbo che influenza il circuito elettrico a causa delle induzioni o radiazioni elettromagnetiche emesse da una fonte esterna.

Con il termine compatibilità elettromagnetica (EMC, Electromagnetic Compatibility) si intende la capacità dei dispositivi e dei sistemi di operare in un ambiente elettromagnetico senza tuttavia trasferire ad altri elementi presenti interferenze elettromagnetiche. La Direttiva EMC include due aspetti importanti: emissione e immunità.

Il primo è il fenomeno per il quale un dispositivo, una macchina o un sistema emette energia elettromagnetica e questa, non deve diffondersi a livello condotto e irradiato al di sopra del livello concesso dalla direttiva europea o in questo caso militare USA.

L'immunità (alle interferenze) è, invece, la capacità di una macchina, uno strumento o un sistema di lavorare correttamente senza alterare le proprie caratteristiche funzionali se influenzato e colpito da interferenze elettromagnetiche esterne.

In generale le interferenze possono essere classificate in due grandi gruppi:

- Interferenze condotte e irradiate
- Interferenze di modo comune (CM) e di modo differenziale (DM).

Per quanto riguarda il primo tipo di interferenze, i disturbi vengono tipicamente classificati in due importanti categorie:

- disturbi condotti, sono segnali indesiderati che si presentano sotto forma di tensioni e correnti che entrano o escono dal dispositivo considerato tramite i conduttori elettrici, di segnale e/o di alimentazione, ad esso collegati
- disturbi irradiati, sono segnali indesiderati presenti sotto forma di campo elettromagnetico nello spazio. Ogni circuito elettrico o elettronico si comporta come un'antenna; pertanto, quando è immerso in un campo elettromagnetico in esso si induce una tensione di disturbo mentre invece se è percorso da una corrente variabile esso genera un campo elettromagnetico.

Per il secondo tipo invece, si definisce il disturbo di modo comune come un segnale indesiderato misurato in un punto prestabilito tra l'insieme dei conduttori di un circuito elettrico e un riferimento comune arbitrario, solitamente la terra. Si definisce disturbo di modo differenziale un segnale indesiderato misurato, in un punto prestabilito, tra due conduttori appartenenti allo stesso circuito elettrico. I disturbi di modo comune si propagano con la stessa fase lungo i due o più conduttori verso terra. I disturbi di modo differenziale si propagano con fasi opposte lungo i conduttori di fase e neutro in modo tale da richiudersi senza interessare il conduttore di terra.

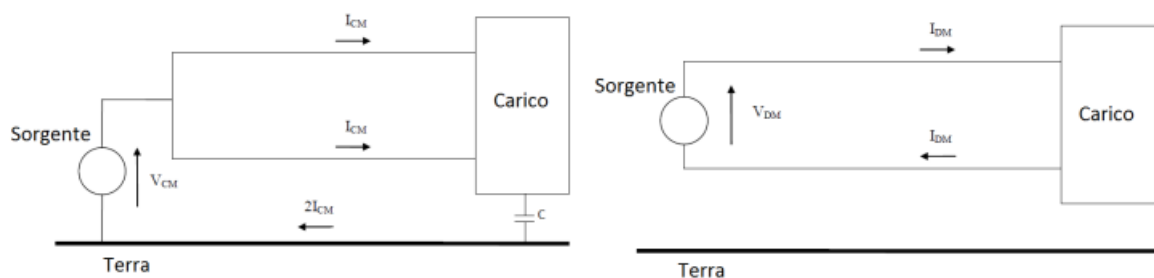


Figura 5.1: differenze tra interferenza di modo comune (a sinistra) e differenziale (a destra).

In definitiva ogni dispositivo di nuova progettazione, per poter essere certificato e quindi emesso sul mercato, deve rispettare stringenti regole riguardo le emissioni e la suscettibilità elettromagnetica. Verranno quindi effettuati i test sulle interferenze condotte e radiate e se necessario verrà aggiunto un filtro EMI in ingresso per far sì che le specifiche vengano rispettate. [25]

5.1. Test interferenze condotte, prova CE102

Il convertitore progettato è destinato all'uso militare e deve quindi essere conforme alla norma MIL-STD-461G del 2015, emanato dal dipartimento della difesa USA.

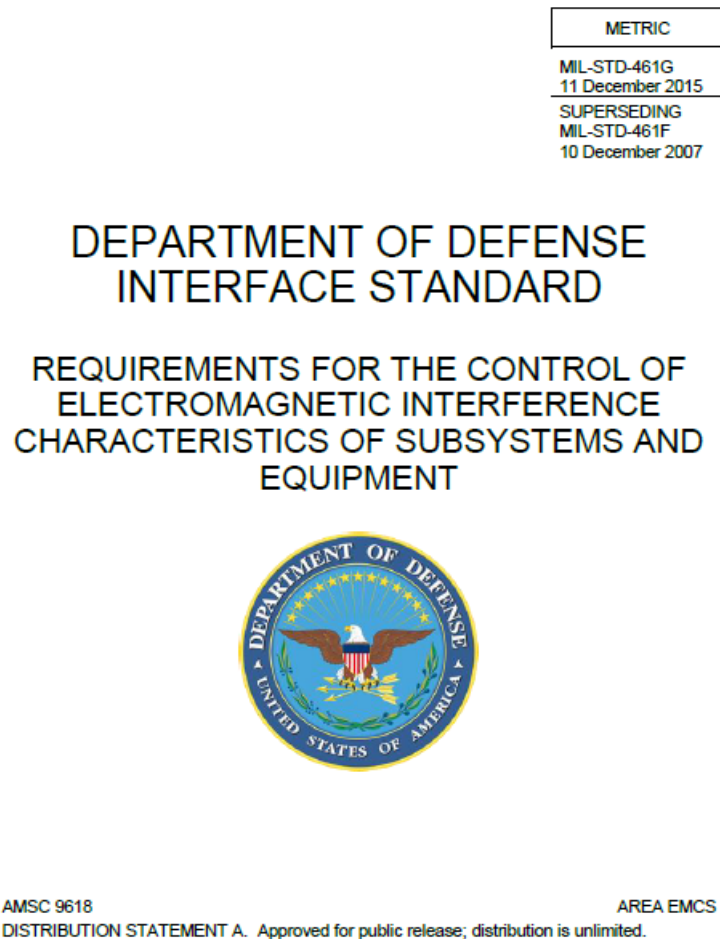


Figura 5.2: frontespizio della norma MIL-STD-461G.

Questo standard stabilisce i requisiti di interfaccia e di verifica per il controllo delle caratteristiche di emissione e suscettibilità delle interferenze elettromagnetiche (EMI) di apparecchiature e sottosistemi elettronici, elettrici ed elettromeccanici progettati o forniti per l'uso da parte di attività e agenzie del Dipartimento della Difesa (DoD). Tali apparecchiature e sottosistemi possono essere utilizzati indipendentemente o come parte integrante di altri sottosistemi o sistemi. [26]

È stata eseguita la prova CE102, relativa alle emissioni condotte sui cavi di alimentazione, che da normativa va eseguita solo a temperatura ambiente ($T = 25^{\circ}\text{C}$).

Questa procedura di test viene utilizzata per verificare che le emissioni elettromagnetiche dall'EUT (Equipment Under Test) non superino i requisiti specificati per i cavi di ingresso dell'alimentazione, compresi i ritorni.

L'attrezzatura di prova sarà la seguente:

- Analizzatore di spettro
- Alimentatore
- Attenuatore da 20dB (in ingresso all'analizzatore)
- Banco conduttore connesso a terra
- LISNs (line impedance stabilization network)

La LISN è letteralmente una "rete di stabilizzazione dell'impedenza di linea". È utilizzata nelle prove di compatibilità elettromagnetica, in particolare in quelle riguardanti le emissioni condotte, cioè la misura delle correnti di disturbo introdotte nella rete elettrica di alimentazione da parte di ogni dispositivo ad essa connesso. Viene introdotta principalmente perché la rete stessa di alimentazione è sede di disturbi e l'impedenza vista ai capi di una presa di alimentazione è molto variabile sia nel tempo che nello spazio, quindi misure fatte in luoghi o tempi diversi darebbero risultati non confrontabili.

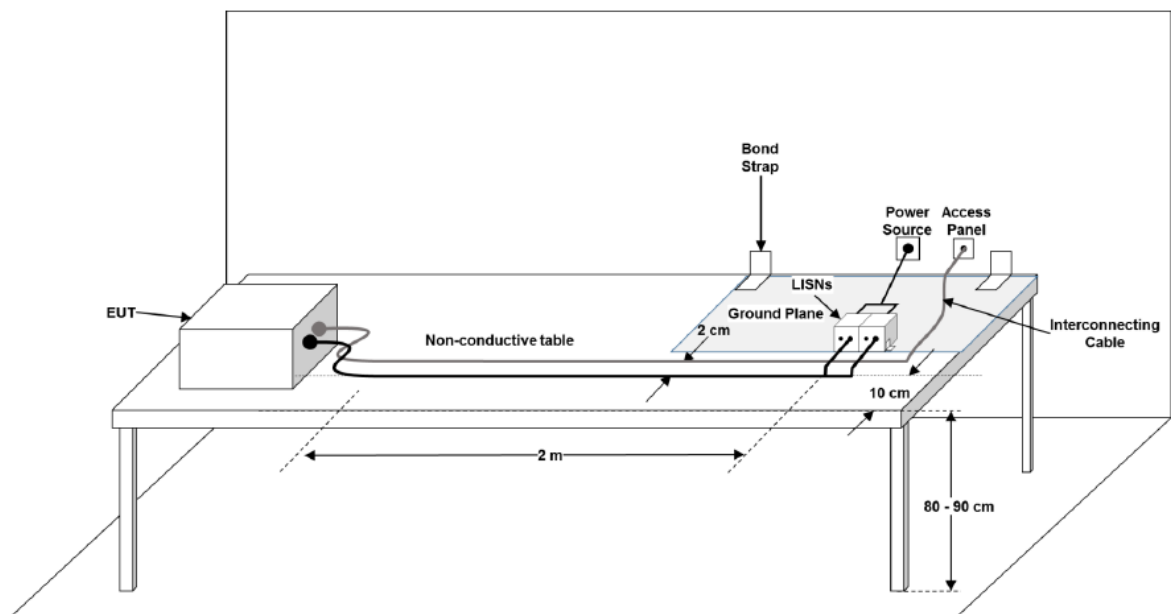


Figura 5.3: setup del banco di misura come illustrato nella norma. [27]

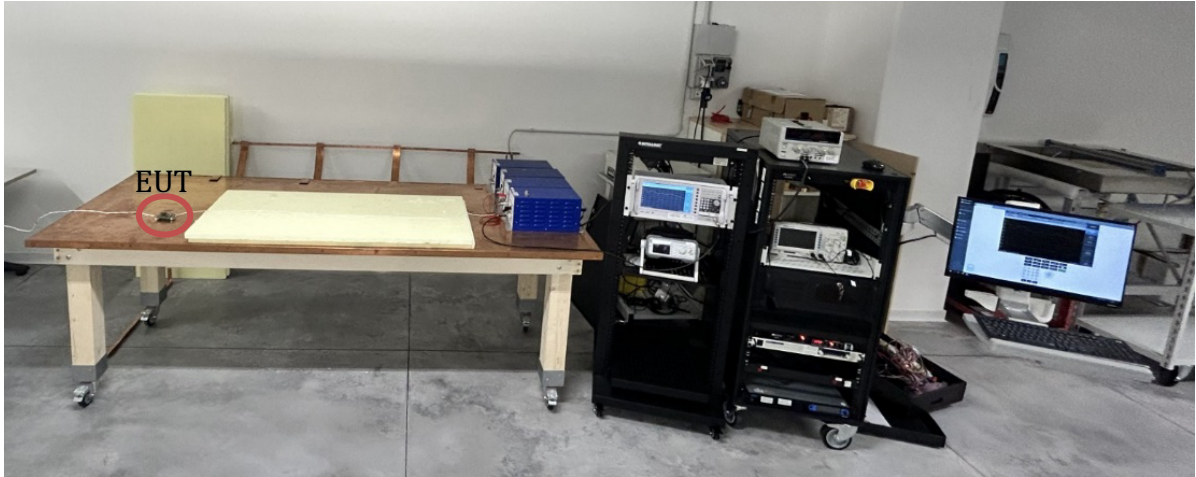


Figura 5.4: foto de banco di test.

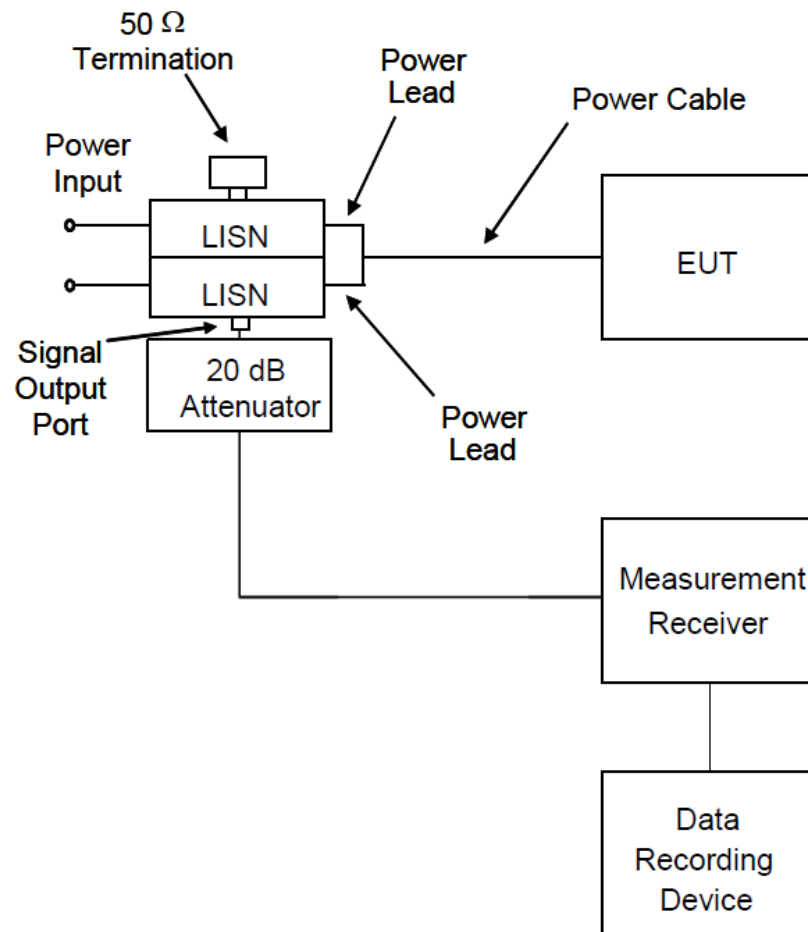


Figura 5.5: schema a blocchi del setup del banco di prova. [28]

Come illustrato nello schema di figura 5.5, come primo step si connette l'alimentazione alla LISN, in modo da renderla immune dai disturbi esterni, per poi connetterla anche al dispositivo UT. Così l'EUT avrà un'alimentazione "pulita" e tutto quello che viene rilevato sono emissioni generate dal dispositivo stesso.

L'analizzatore di spettro verrà connesso prima a un polo dell'alimentazione, attraverso l'apposita spina presente sulla LISN e poi all'altro. Verranno quindi rilevati i disturbi propagati su entrambi i fili dell'alimentazione. La LISN momentaneamente non connessa all'analizzatore di spettro verrà chiusa su un carico da 50Ω in modo da rendere l'uscita adattata.

Una nota importante da fare è per spiegare la presenza dell'attenuatore da 20dB in ingresso all'analizzatore di spettro. È buona regola aggiungerla in serie al cavo proveniente dalla LISN per proteggere lo stadio di ingresso dell'analizzatore, che potrebbe danneggiarsi a causa delle possibili elevate tensioni delle armoniche di disturbo. La presenza dell'attenuatore va inserita nelle impostazioni dell'analizzatore di spettro in fase di programmazione delle specifiche della misura, in modo che ne venga tenuto conto nei risultati.



Figura 5.6: LISNs connesse all'alimentazione della scheda, polo positivo collegato all'analizzatore di spettro tramite cavo coassiale, polo negativo chiuso su adattatore a 50Ω.

Come riportato nella norma, le procedure di prova saranno le seguenti:

- Controllo dell'integrità del sistema di misura

- Selezionare come range di misura una banda in frequenza che va da 10kHz a 10MHz, dividendola in due sotto-bande, la prima da 10kHz a 150kHz e la seconda da 150kHz a 10MHz e per ogni banda seguire le procedure di misura illustrate nella tabella seguente (parte evidenziata).

Frequency Range	6 dB Resolution Bandwidth	Minimum Dwell Time		Minimum Measurement Time Analog-Tuned Measurement Receiver ^{1/}
		Stepped-Tuned Receiver ^{1/} (Seconds)	FFT Receiver ^{2/} (Seconds/ Measurement Bandwidth)	
30 Hz - 1 kHz	10 Hz	0.15	1	0.015 sec/Hz
1 kHz - 10 kHz	100 Hz	0.015	1	0.15 sec/kHz
10 kHz - 150 kHz	1 kHz	0.015	1	0.015 sec/kHz
150 kHz - 10 MHz	10 kHz	0.015	1	1.5 sec/MHz
10 MHz - 30 MHz	10 kHz	0.015	0.15	1.5 sec/MHz
30 MHz - 1 GHz	100 kHz	0.015	0.15	0.15 sec/MHz
Above 1 GHz	1 MHz	0.015	0.015	15 sec/GHz

Tabella 5.1: tabella riportante le specifiche con cui effettuare le misure. [29]

Queste impostazioni verranno inserite manualmente nel setup dell'analizzatore di spettro in modo che effettui automaticamente la misura nel modo idoneo.

- Alimentare l'EUT (28V DC)
- Collegare l'EUT al carico standard (20W in questo caso)
- Avviare l'acquisizione.

Le misure vanno effettuate utilizzando le specifiche tipiche, ossia alimentando a 28V DC e connettendo l'EUT a un carico da 20W. Si otterranno due andamenti per il polo positivo e due per quello negativo dell'alimentazione, uno alle basse e uno alle alte frequenze, come da descrizione di tabella 5.1 in alto.

Iniziando la misura verranno quindi visualizzate dall'analizzatore di spettro quali sono le frequenze delle armoniche che si propagano dal dispositivo in test all'alimentazione, riuscendo a discriminare il rispetto o meno dei requisiti.

Si inizia con la misura alle basse frequenze, quindi nel range 10kHz – 150kHz.

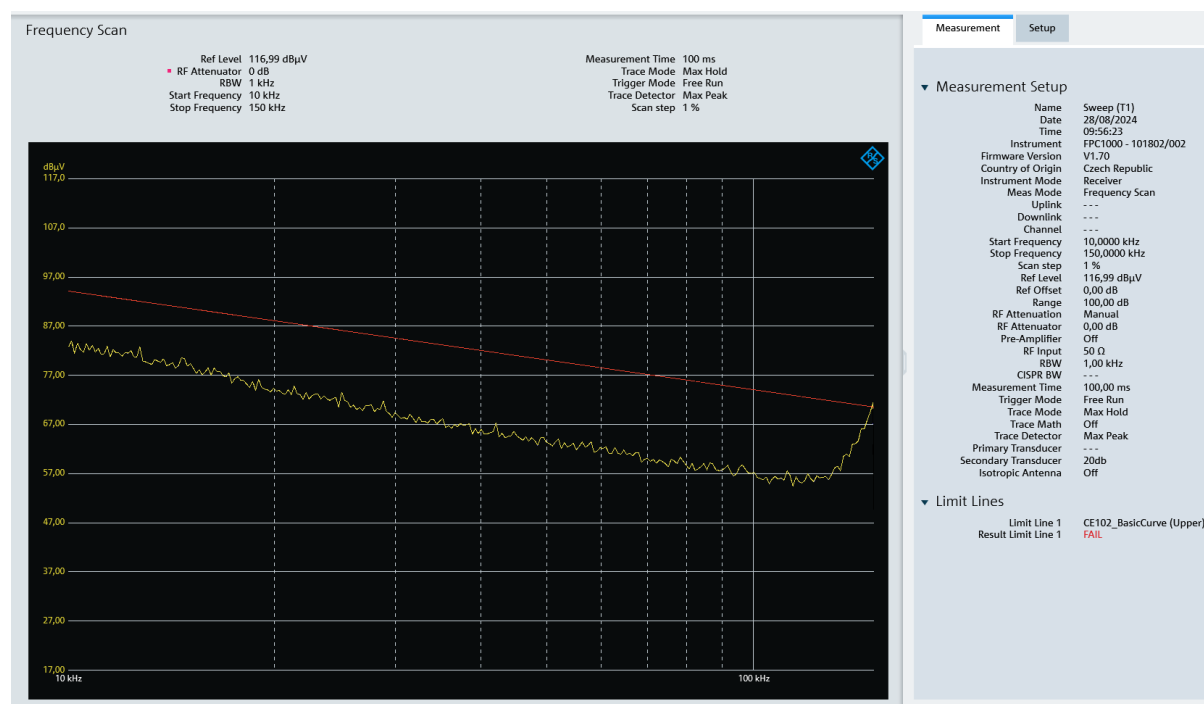


Figura 5.7: andamento misura delle emissioni condotte effettuata su polo negativo a bassa frequenza (10-150 kHz).

Dall'andamento di figura 5.7 in alto si può vedere come i limiti della norma sembrano rispettati in questo range di frequenze, ma come vanno oltre la soglia proprio al limite superiore del range di misura, facendo presupporre che nella misura ad alta frequenza non si riesca ad avere un andamento (linea gialla) che sia inferiore al limite (in rosso). Sul lato destro dell'immagine è presente un elenco contenente le specifiche del setup di misura, impostate in fase di avvio del test seguendo le linee guida della norma in modo che la misura sia conforme. Il setup è lo stesso per ogni misura a bassa frequenza, mentre varierà per le misure ad alta frequenza. Per evitare ripetizioni verrà riportato solamente per la prima figura di ogni prova.

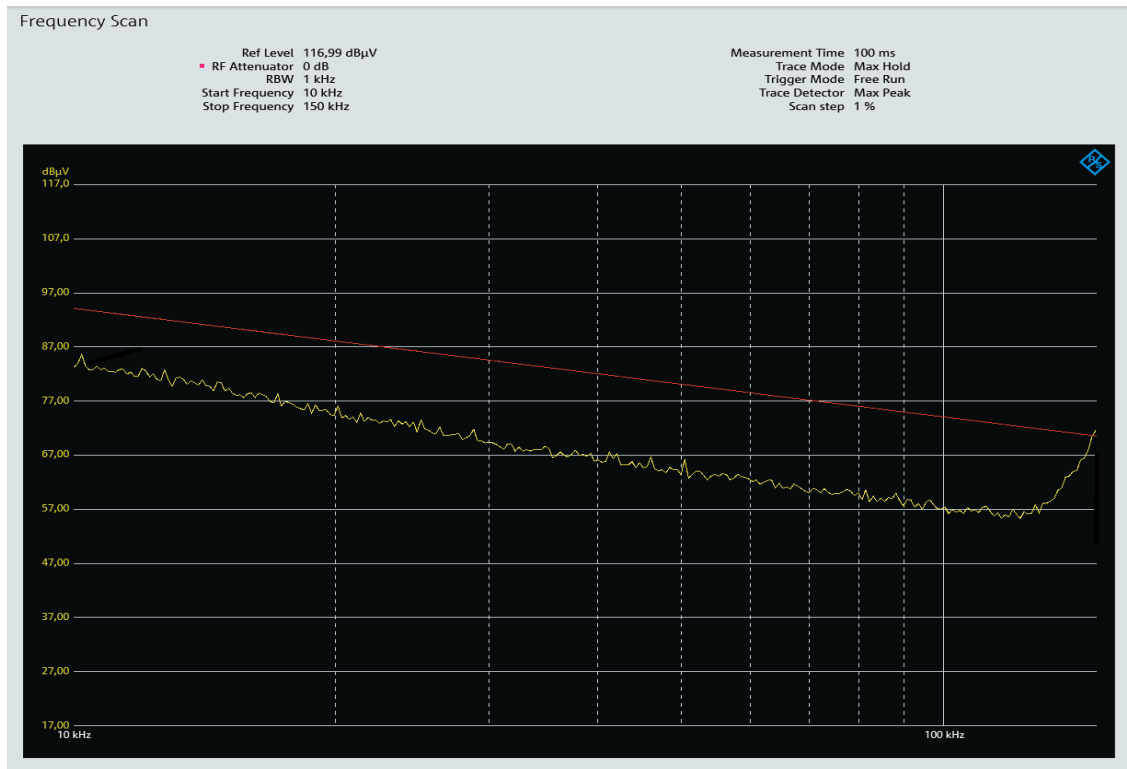


Figura 5.8: andamento misura delle emissioni condotte effettuata su polo positivo a bassa frequenza (10-150 kHz).

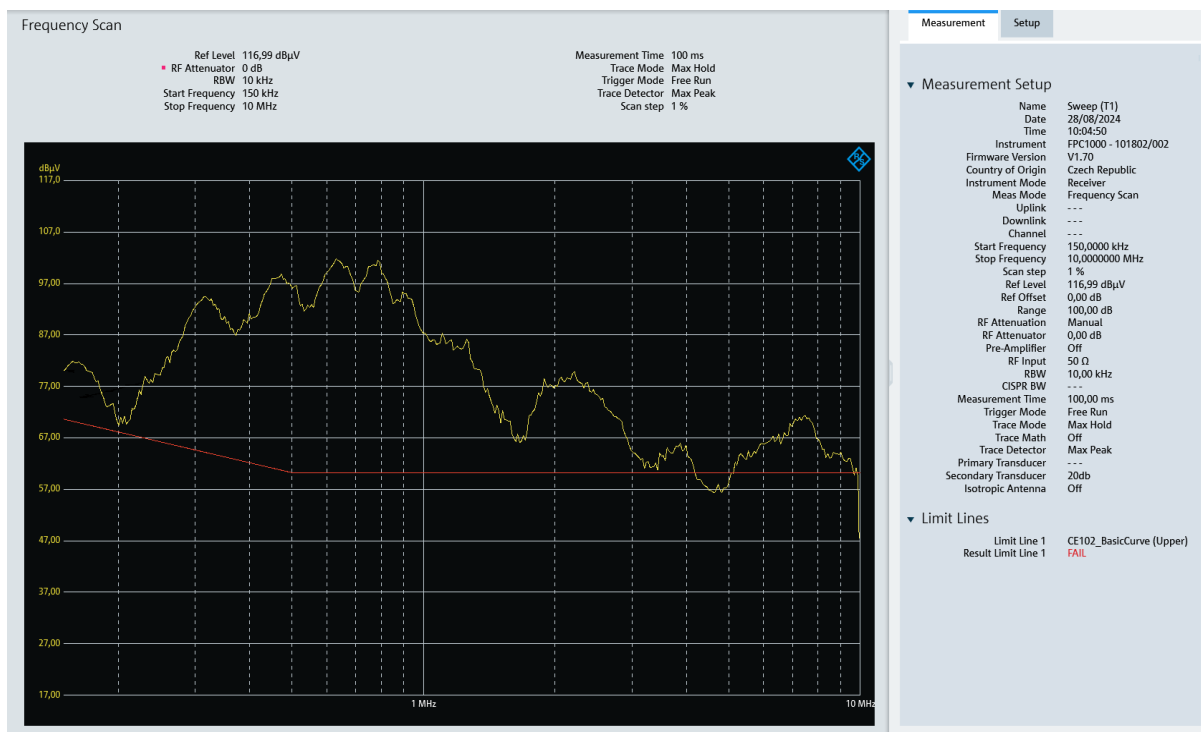


Figura 5.9: andamento misura delle emissioni condotte effettuata su polo negativo ad alta frequenza (150kHz - 10MHz).

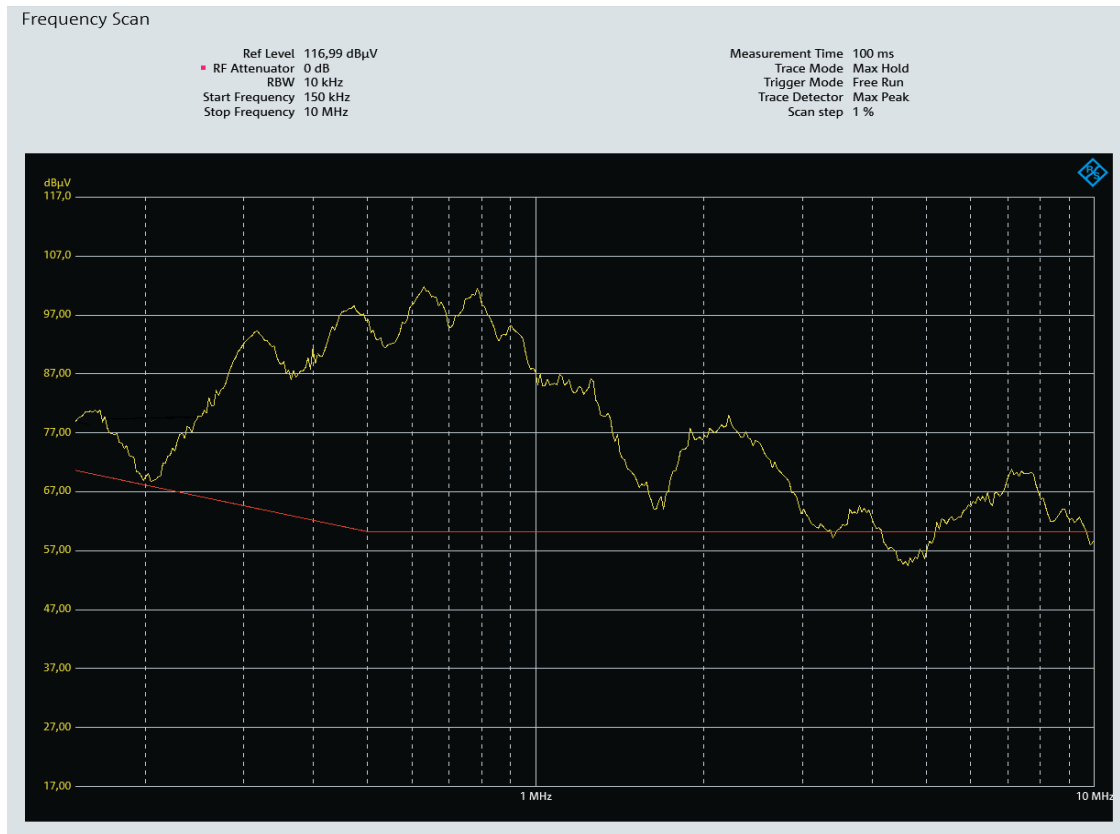


Figura 5.10: andamento misura delle emissioni condotte effettuata su polo positivo ad alta frequenza (150kHz – 10MHz).

Come visibile dalle figure precedenti e come anticipato, nel range di frequenze più elevate non si rispettano i limiti indicati nella norma e contrassegnati dalla linea rossa nei grafici.

Dovrà quindi essere progettato e inserito un filtro EMI in ingresso all'alimentazione che faccia un filtraggio delle armoniche propagate dal dispositivo alla sorgente di alimentazione.

Il filtro dovrà agire sulle armoniche presenti dopo i 150kHz, dovrà quindi essere un passa basso con frequenza di taglio a circa 100kHz.

5.1.1. Filtro EMI

Il filtro antidisturbo EMI/RFI è un dispositivo elettronico passivo utilizzato per eliminare dal segnale o dalla linea di alimentazione la presenza di interferenze elettromagnetiche di tipo condotte e per proteggere l'apparecchio dai segnali di interferenze elettromagnetiche presenti nell'ambiente. La maggior parte dei filtri antidisturbo EMI/RFI sono composti da elementi che eliminano completamente le interferenze di modo differenziale e di modo comune.

Ovviamente, il filtro deve risultare trasparente alla frequenza di alimentazione (corrente continua in questo caso, quindi sicuramente vero) per permettere il corretto funzionamento del dispositivo, mentre deve agire nel campo di frequenze stabilite dalla normativa (150 kHz-10 MHz).

La figura 5.11 mostra un esempio di filtro EMI per un carico monofase. Si nota come, a causa della sua simmetria, il filtro permette non solo di attenuare le componenti di disturbo prodotte dal dispositivo nel quale è inserito, ma anche di aumentare l'immunità dell'apparecchiatura rispetto a disturbi provenienti dall'esterno. Il filtro è essenzialmente composto da alcuni condensatori e da una bobina di blocco di modo comune. [30]

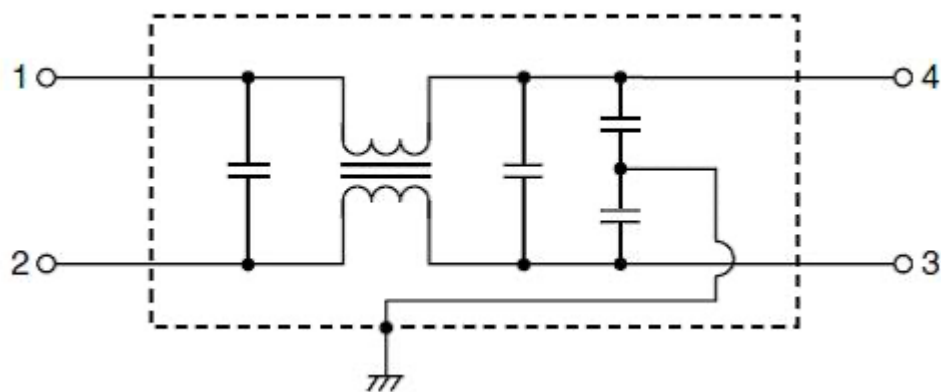


Figura 5.11: schema circuitale di un generico filtro EMI passivo. [31]

I condensatori presenti sono connessi o a terra (condensatori di fase-terra o neutro-terra) o connessi tra le due fasi dell'alimentazione (condensatori di linea).

La principale limitazione al valore dell'induttanza L è data dalla massima caduta che è tollerabile su tali componenti alla frequenza di alimentazione. Tipicamente si usano componenti di centinaia di micro-Henry. Fondamentale è inoltre la scelta del nucleo ferromagnetico su cui sono avvolti i conduttori. Esso deve presentare un alto valore di permeabilità, che deve rimanere più possibile costante nell'intervallo di interesse (150 kHz-10 MHz). Tale valore elevato di permeabilità permette di ottenere

un coefficiente di mutua induzione M il più simile possibile a L , cosa molto importante per il corretto funzionamento del filtro.

Nel caso di progetto è stato scelto di inserire un filtro EMI presente sul mercato, il quale permette di applicare dei condensatori esterni per affinare la banda entro la quale il filtro va a "tagliare" e quindi ad eliminare le componenti in frequenza indesiderate. Naturalmente è sufficiente cercare di posizionare la frequenza di taglio del filtro in corrispondenza delle prime armoniche dei disturbi, andando così ad attenuare anche le repliche successive a frequenze maggiori.

Il filtro utilizzato è lo QPI-11LZ della Vicor Semiconductor Power Solution, con un design specifico per attenuare emissione condotte di modo comune e differenziale. Questo filtro è inoltre già montato nella scheda principale, di cui il convertitore in questione sarà il modulo di alimentazione, semplificando quindi il design e gli ingombri del convertitore stesso.

Per i test verrà quindi applicato un modulo esterno su cui è stato montato il circuito del filtro EMI con il modulo QPI-11LZ, ma nell'uso pratico verrà usato il filtro EMI già presente nella scheda, come detto sopra.

Il suddetto filtro ha le seguenti caratteristiche:

Name	Rating
Input voltage, BUS+ to BUS-, continuous	-50 to 50 Vdc
Input voltage, BUS+ to BUS-, 100 ms transient	-100 to 100 Vdc
BUS+ / BUS- to Shield pads, hipot	-750 to 750 Vdc
Input to output current, continuous @ 25°C (T_A)	7 Adc
Power dissipation, @ 85°C (T_A), 7 A ^(d)	1.85 W
Operating temperature - T_A	-40 to 125 °C

Tabella 5.2: estratto del datasheet del filtro EMI QPI-11. [32]

Il filtro è protetto da brevetto ed è quindi impossibile conoscere precisamente il design interno, a meno di un oneroso lavoro di reverse engineering, non compatibile con i tempi del presente lavoro di tesi. Per la simulazione è stato quindi utilizzato uno schema generale di filtro EMI, che rappresenta però piuttosto fedelmente il funzionamento del QPI-11LZ.

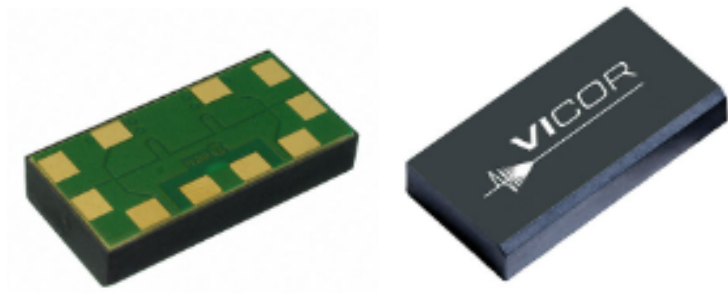


Figura 5.12: immagini del filtro EMI QPI-11LZ. [33]

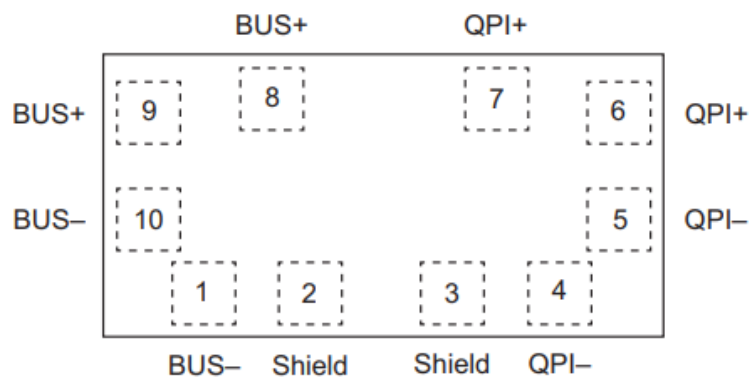


Figura 5.13: mappa dei pin del filtro PQI-11LZ. [34]

Dove i pin 9 e 10 sono gli ingressi dell'alimentazione, in questo caso 28V, i pin 5 e 6 quelli a cui connettere il convertitore, i pin 2 e 3 vanno invece connessi a massa.

Come riportato nel datasheet del filtro della Vicor, ci sono due metodi di connessione per effettuare la misura. Si precisa che le seguenti due immagini non provengono dalla norma MIL-STD e quindi non sono setup di misura standard, ma sono utili alla comprensione dei due tipi di disturbi.

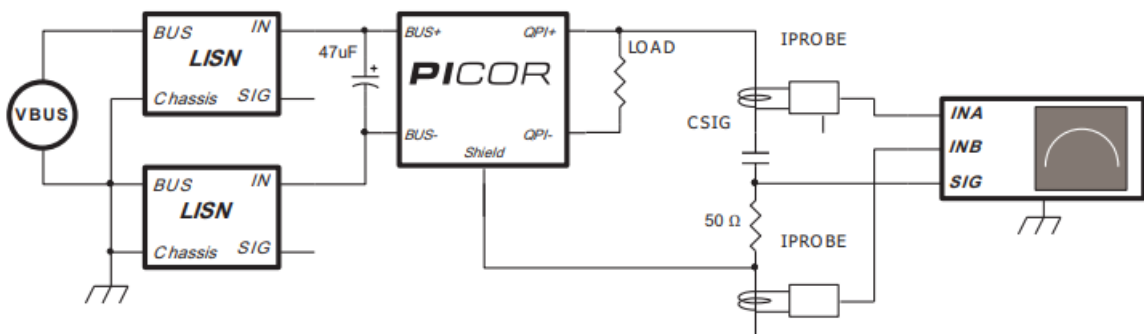


Figura 5.14: setup per il test dei disturbi di modo comune. [35]

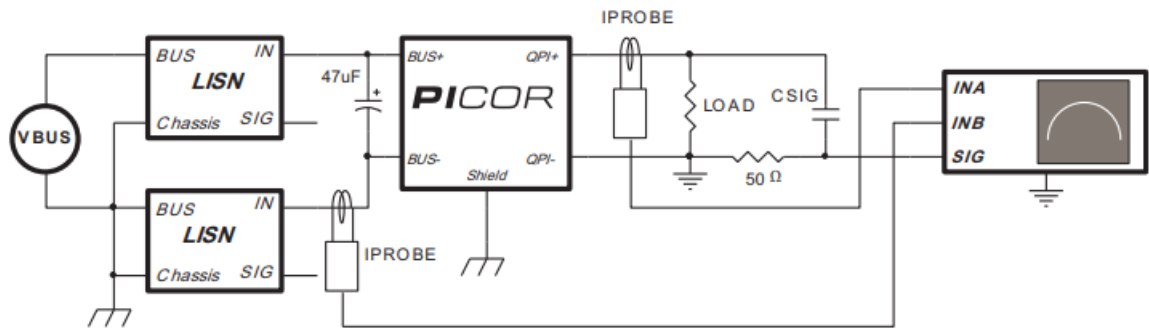


Figura 5.15: setup per il test dei disturbi di modo differenziale. [36]

Di seguito vengono riportati i circuiti utilizzati per la simulazione in LTspice, sono presenti, appunto, due circuiti per poter simulare il disturbo di modo comune (figura 5.14) e quello differenziale (figura 5.15). La differenza nei due sta nel fatto che nel primo il carico viene simulato come un generatore in alternata, ossia un generatore di disturbi, connesso tra il circuito e massa, mentre nel secondo il carico è rappresentato sempre da un generatore di disturbi, ma connesso tra i due poli dell'alimentazione.

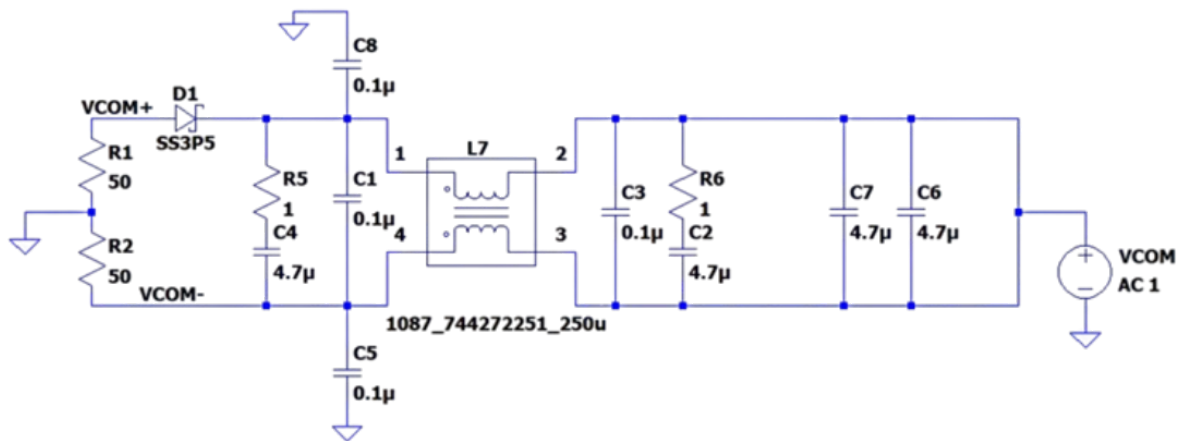


Figura 5.16: circuito per l'analisi di disturbi di modo comune.

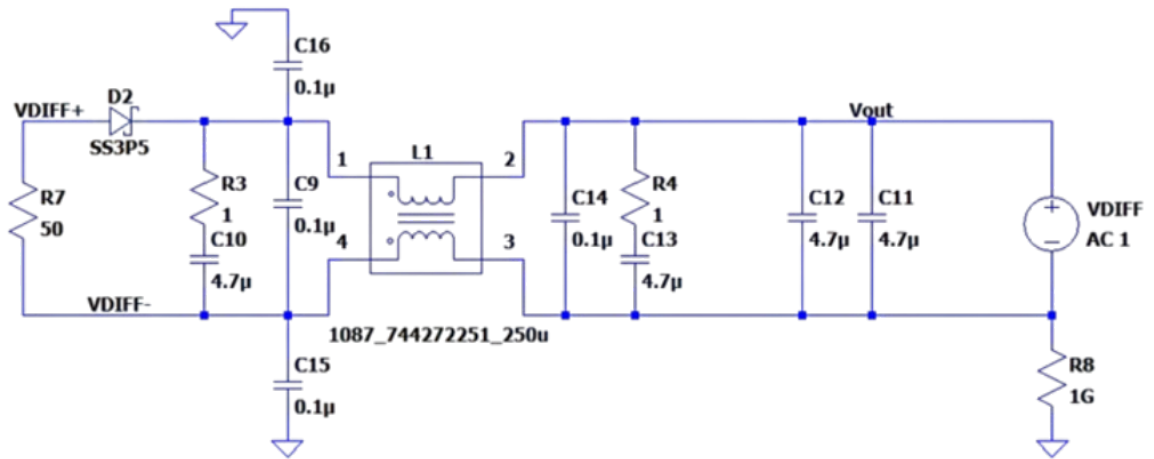


Figura 5.17: circuito per l'analisi differenziale.

Il punto centrale del circuito è il choke, anche detta bobina di modo comune, che consiste in un doppio avvolgimento su un toroide.

Il suo funzionamento è molto semplice e può essere spiegato a partire dalla figura 5.18 in basso.

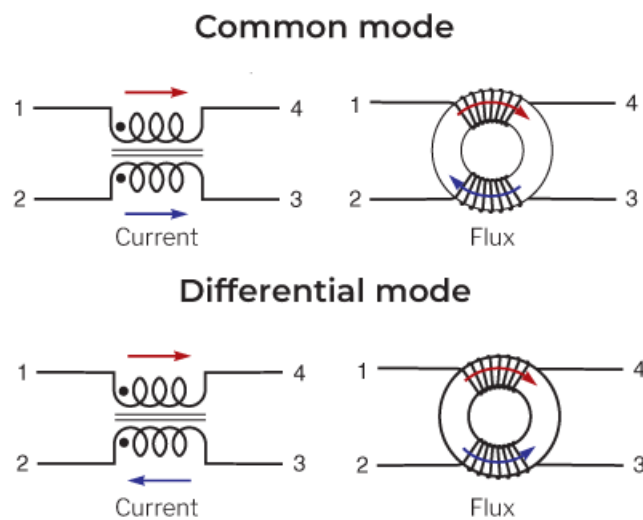


Figura 5.18: funzionamento del choke con disturbi di modo comune (sopra) e differenziale (sotto). [37]

In modalità comune, la corrente viaggia nella stessa direzione su entrambi i cavi, quindi il flusso magnetico combinato si somma per creare un campo opposto per bloccare il

rumore, come illustrato dalle frecce rossa e blu nel nucleo toroidale mostrato nella Figura 5.18.

In modalità differenziale, la corrente viaggia in direzioni opposte e il flusso si sottrae o si annulla in modo che il campo non si opponga al segnale.

Andando a vedere i grafici si vede l'andamento del filtro nel caso dei due disturbi, come indicato dalle etichette colorate in alto alla figura 5.19.

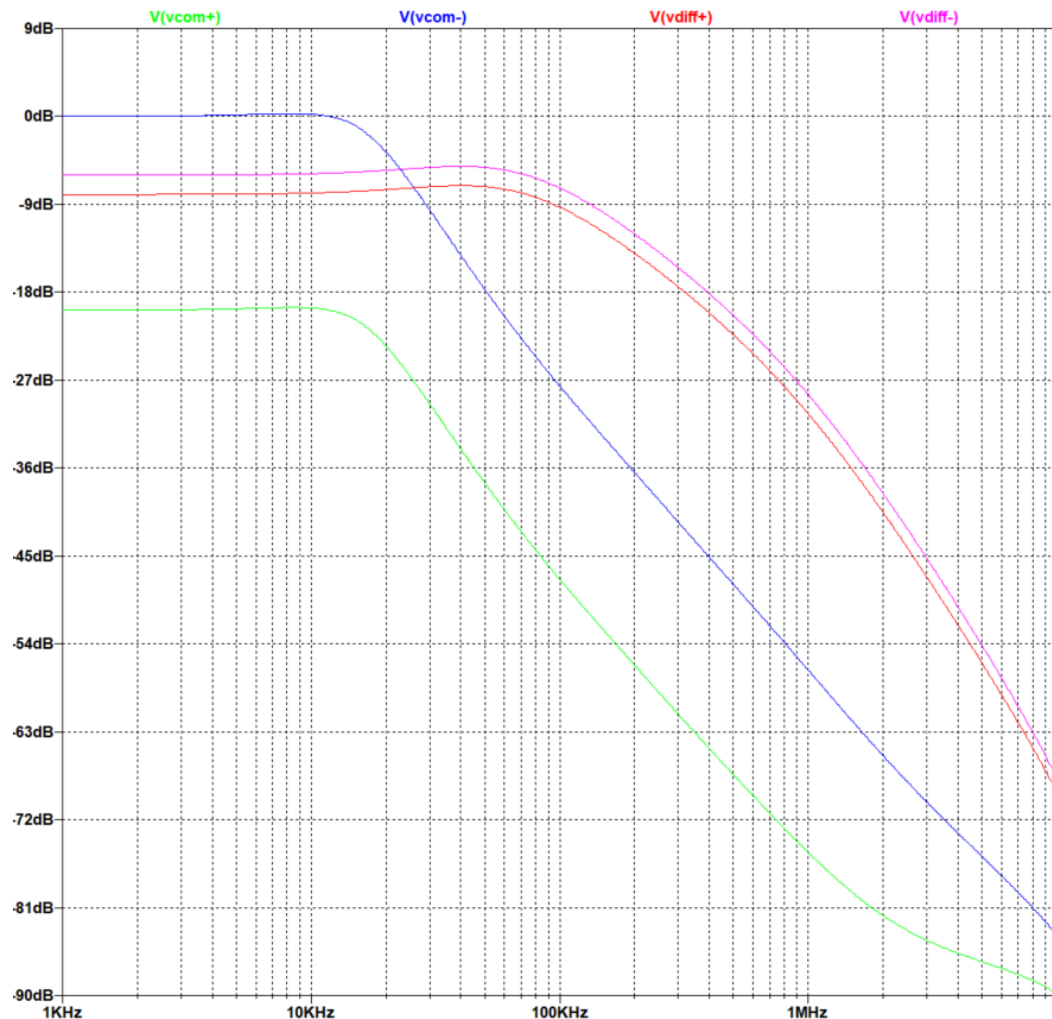


Figura 5.19: plot del modulo del filtro simulato.

Il filtro simulato sembrerebbe idoneo ad eliminare le armoniche presenti dopo i 150kHz.

Si passa ora alla prova pratica andando ad inserire il filtro in ingresso all'alimentazione del convertitore (EUT).

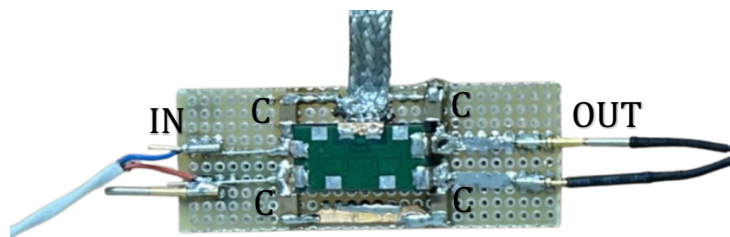


Figura 5.20: filtro QPI-11AZ montato su basetta millefori e aggiunti i condensatori esterni.

Si va a testare il convertitore con la nuova configurazione mostrata in figura sotto.

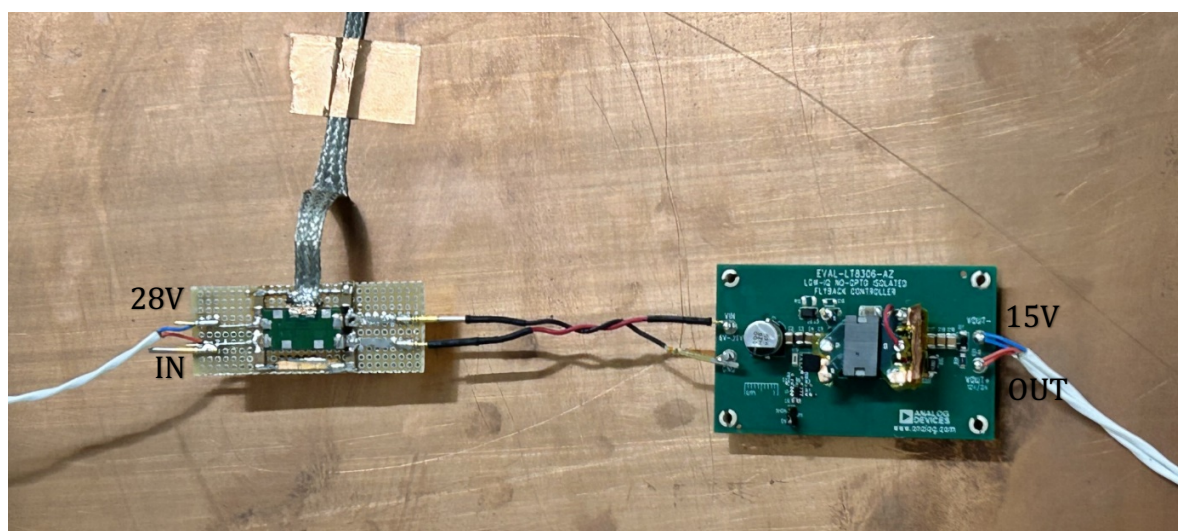


Figura 5.21: foto filtro EMI connesso in ingresso alla scheda EVAL-LT8306-AZ.

I test vengono condotti nello stesso ordine e modalità dei precedenti, di seguito sono riportati gli andamenti alle basse e alle alte frequenze per i poli positivo e negativo.

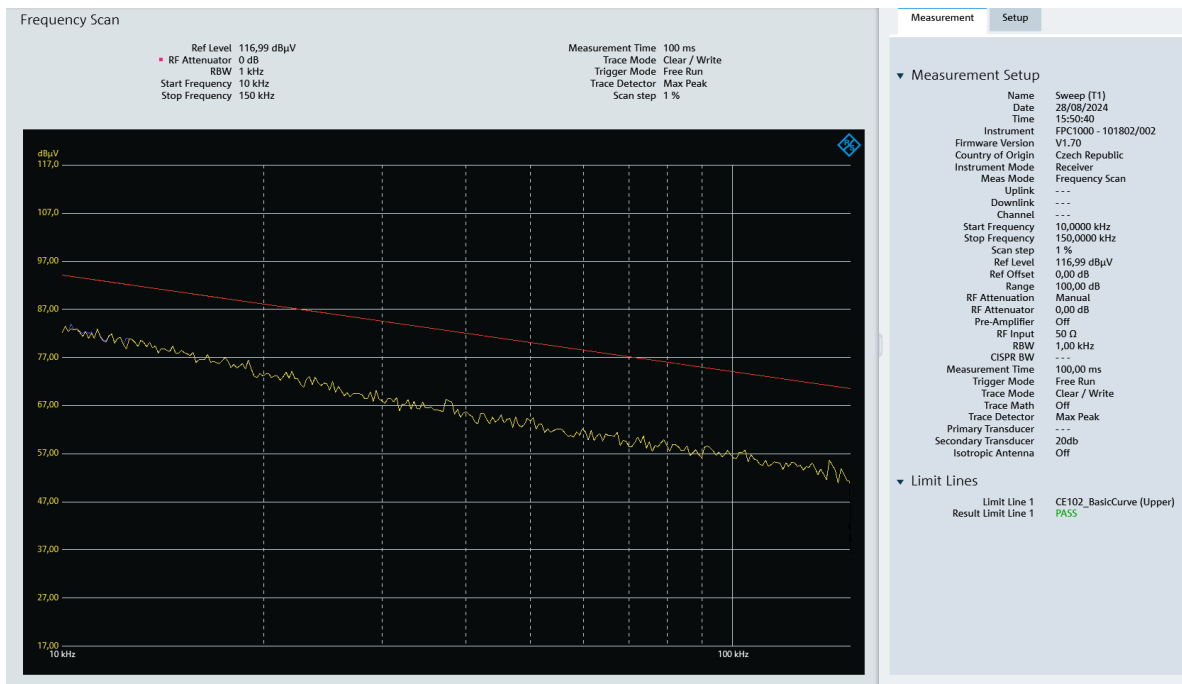


Figura 5.22: andamento misura delle emissioni condotte effettuata su polo negativo a bassa frequenza (10-150 kHz) con filtro EMI inserito.

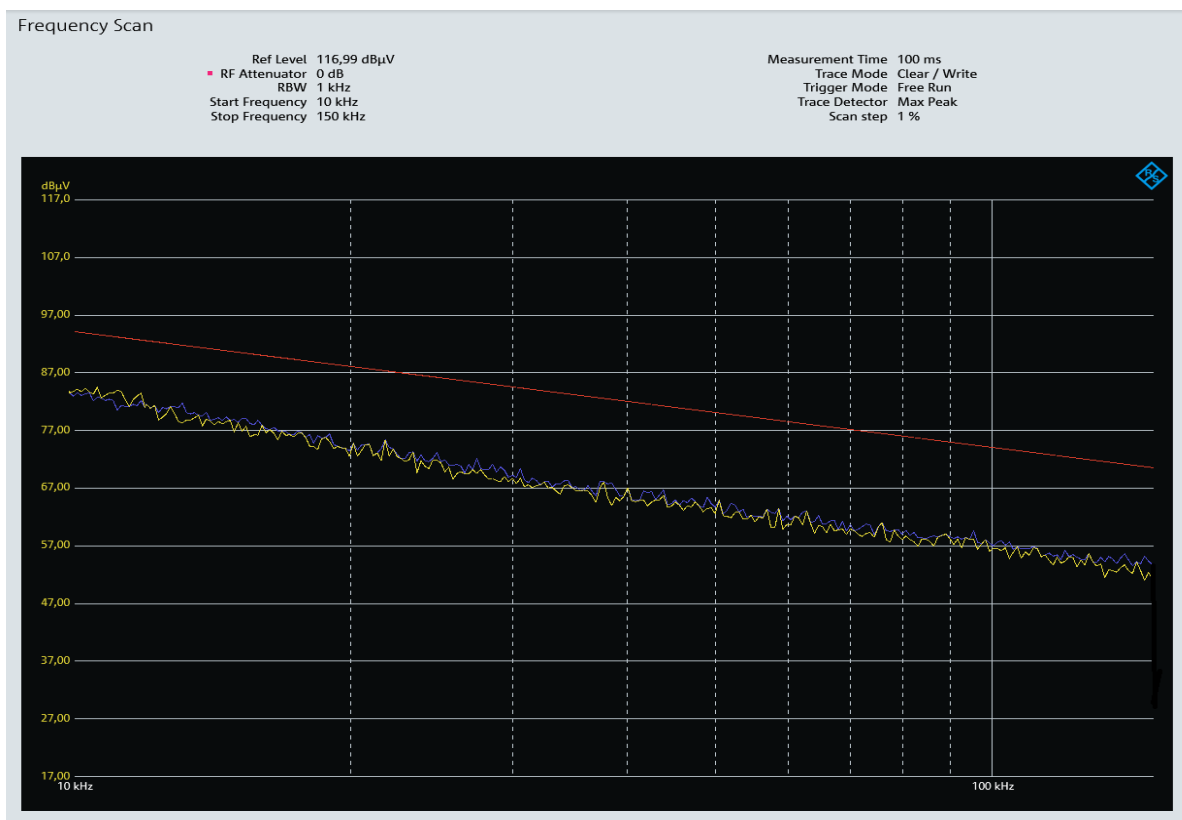


Figura 5.23: andamento misura delle emissioni condotte effettuata su polo positivo a bassa frequenza (10-150 kHz) con filtro EMI inserito.

In questa figura, a differenza delle altre, è stata mantenuta in blu la traccia relativa al polo negativo, mentre in giallo è tracciato l'andamento relativo al polo positivo.

Passando alle alte frequenze si ha:

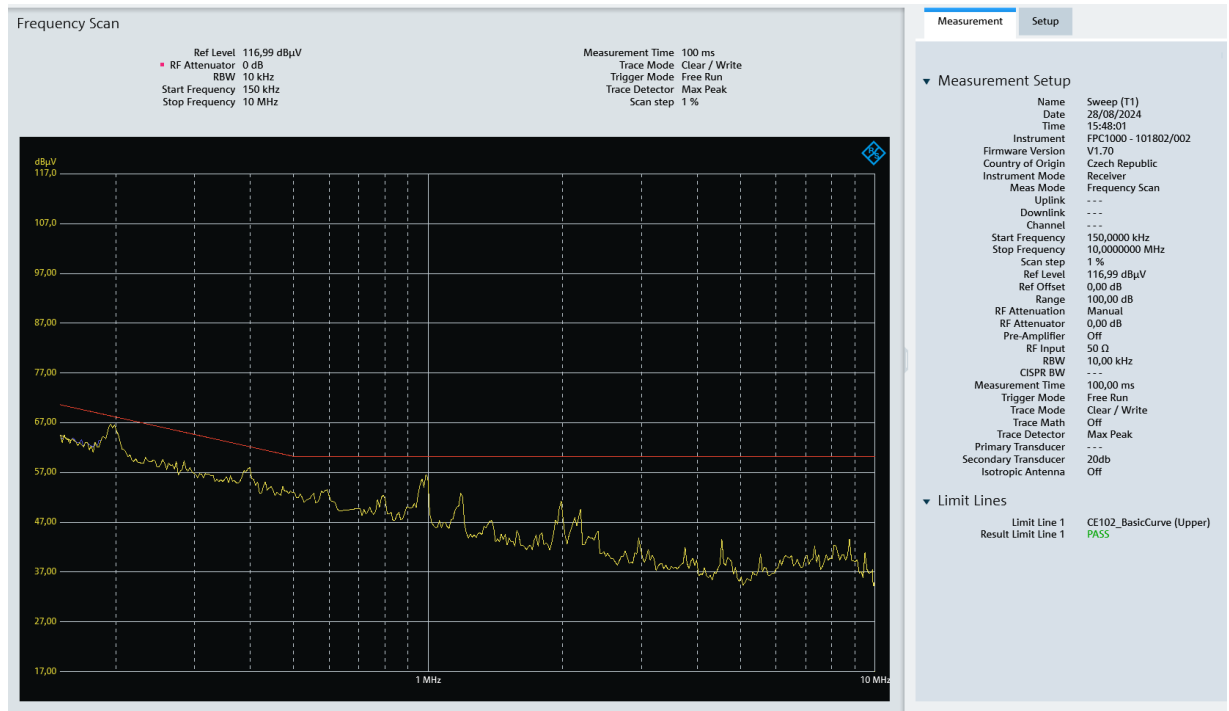


Figura 5.24: andamento misura delle emissioni condotte effettuata su polo negativo ad alta frequenza (150kHz – 10MHz) con filtro EMI inserito.

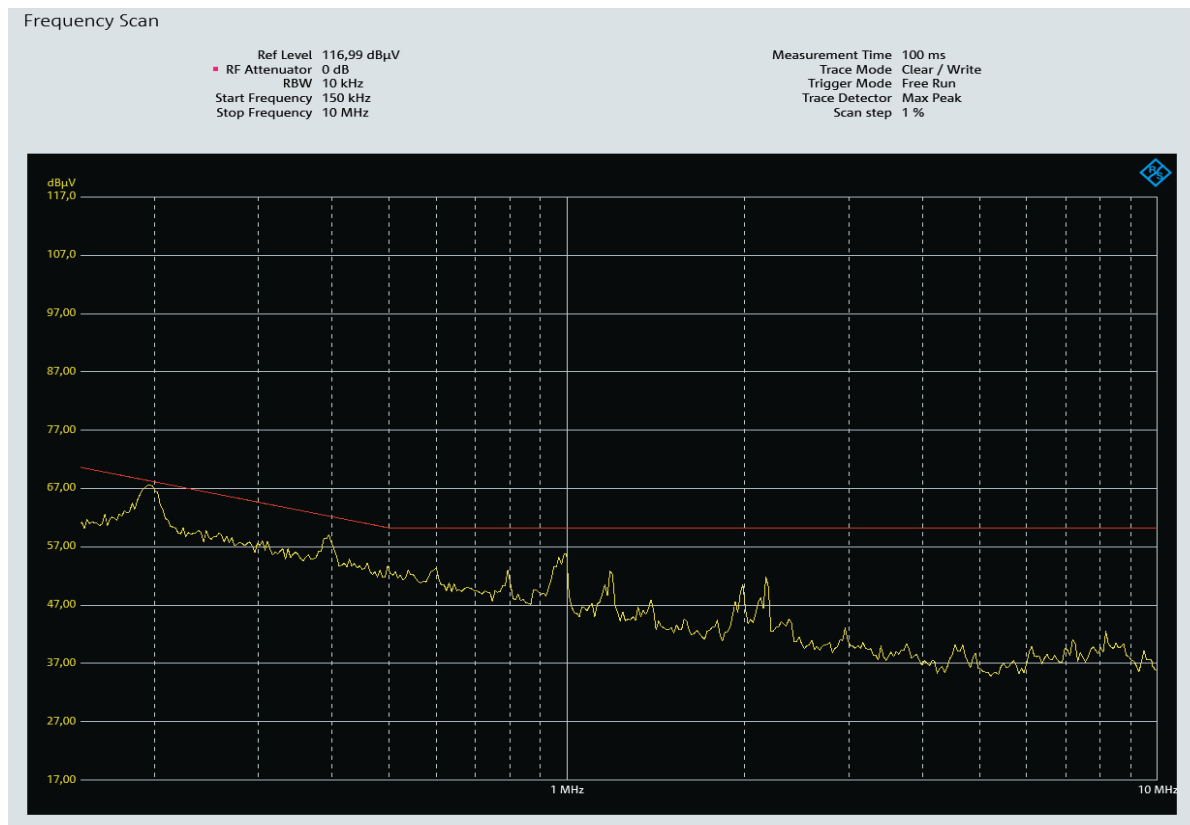


Figura 5.25: andamento misura delle emissioni condotte effettuata su polo positivo ad alta frequenza (150kHz – 10MHz) con filtro EMI inserito.

Come visibile dalle figure precedenti è evidente che il filtro migliora di molto le prestazioni portando le armoniche a dei valori inferiori al limite stabilito. Per quanto riguarda le basse frequenze naturalmente il contenuto armonico è pressoché lo stesso in quanto il filtro inserito non va ad agire in questo range, mentre le armoniche a frequenze maggiori sono molto ridotte.

Il prototipo costruito risulta quindi conforme alla norma MIL-STD-461G, in particolare alla prova CE102.

Un ulteriore test al quale il prototipo deve essere sottoposto è quello sulla valutazione delle interferenze irradiate, illustrato di seguito.

5.2. Test suscettibilità condotta, prova CS101

La prova CS101 è sempre contenuta e disciplinata dalla direttiva MIL-STD-461G

Questa procedura di test viene utilizzata per verificare la capacità dell'EUT di resistere ai segnali accoppiati ai cavi di alimentazione in ingresso. Lo scopo è quello di verificare che taluni tipi di disturbi, iniettati intenzionalmente sui cavi di segnale e di alimentazione, non producano malfunzionamenti dell'EUT.

È differente dalla precedente prova, sempre inerente alle interferenze condotte, in quanto la prova già effettuata va a verificare i disturbi immessi in rete dal dispositivo e non il viceversa come nel caso attuale.

Questo requisito è applicabile ai dispositivi alimentati in corrente continua per frequenze che vanno dai 30Hz ai 150kHz.

La prova è da considerarsi superata se l'EUT non presenta alcun malfunzionamento, degrado delle prestazioni o deviazione dalle indicazioni specificate, oltre le tolleranze indicate nelle specifiche della singola apparecchiatura o sottosistema, quando sottoposto a un segnale di prova con livelli di tensione come specificato nella figura 5.26.

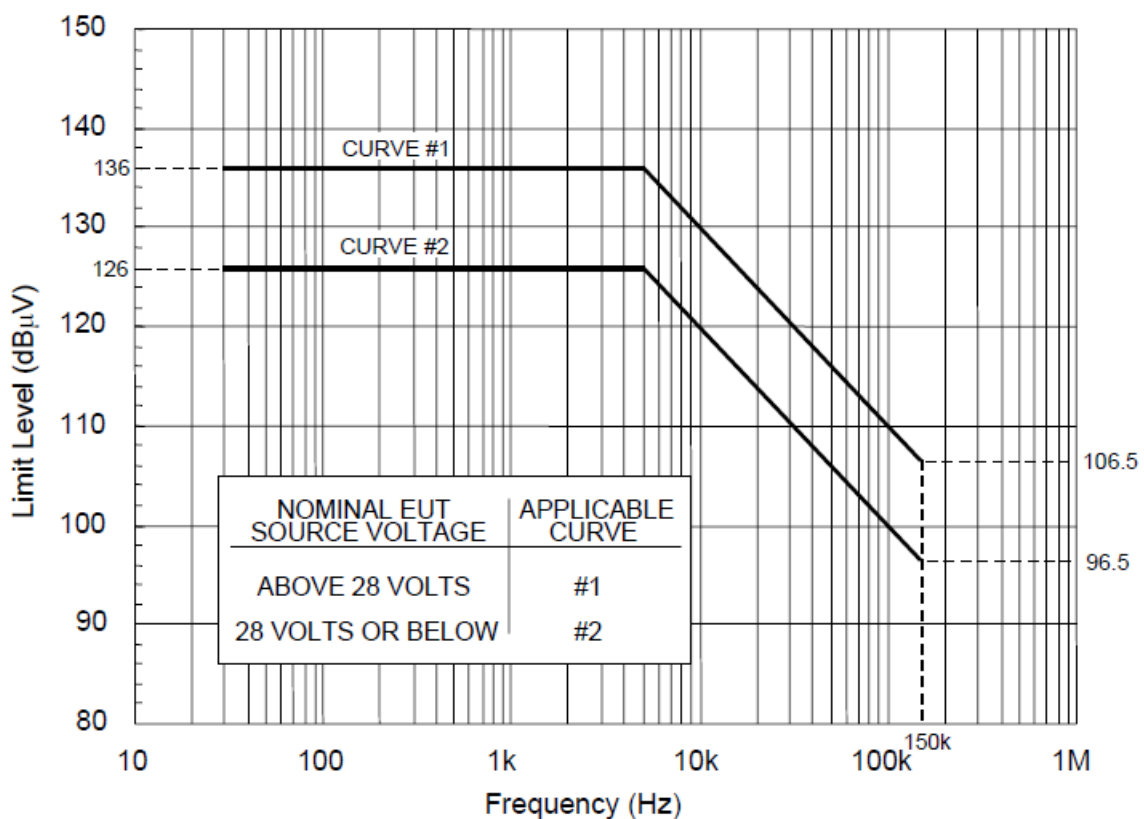


Figura 5.26: voltaggi limite applicabili per la prova CS101. [39]

Nel caso in esame verrà utilizzata la curva #2 in quanto l'alimentazione nominale del dispositivo è pari a 28V.

Come visibile dalla figura 5.27, le apparecchiature utilizzate sono:

- Generatore di segnali
- Amplificatore di potenza (nel nostro caso un amplificatore audio)
- Oscilloscopio
- Trasformatore di accoppiamento
- Condensatore da almeno $10\mu\text{F}$
- Trasformatore di isolamento dalla rete elettrica
- Resistore di potenza da 0.5Ω (per la calibrazione del test)
- LISNs.

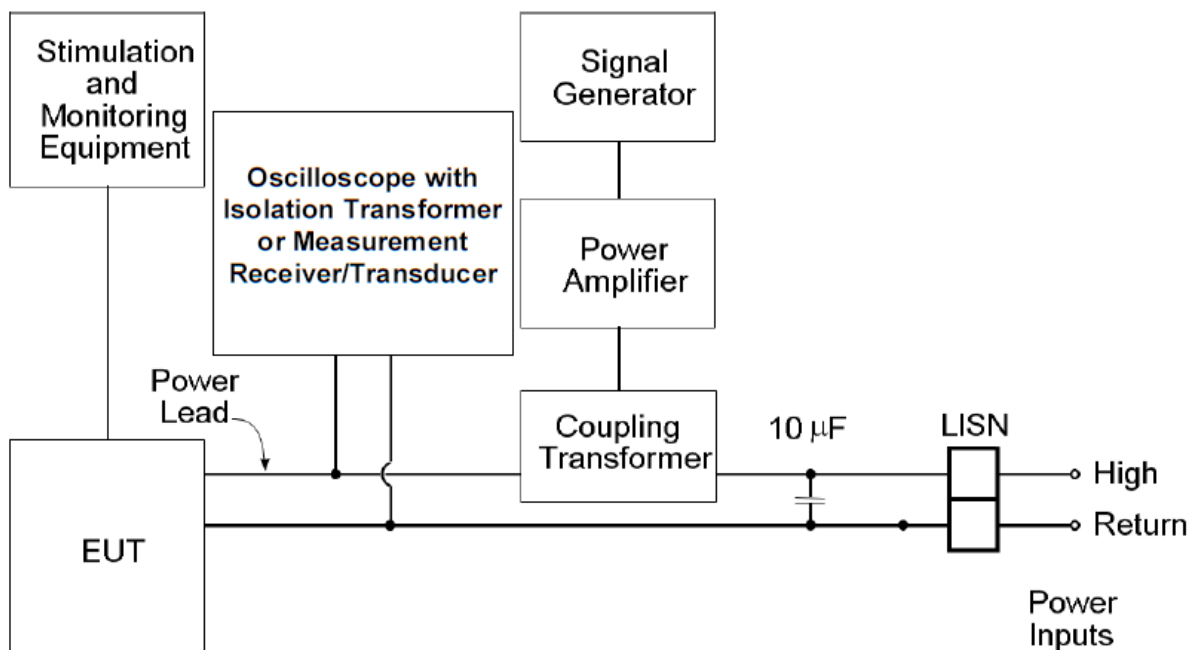


Figura 5.27: schema a blocchi della configurazione del banco di test per la prova CS101.

[40]

Ora è necessario illustrare come i disturbi in ingresso vengono accoppiati ai cavi di alimentazione. Per far ciò si fa riferimento allo schema del setup del banco di misura di figura 5.27. È presente un trasformatore di accoppiamento, con il primario connesso al generatore di forme d'onda e all'amplificatore del segnale, e il secondario in serie al cavo positivo di alimentazione in DC dell'EUT. In questo modo il segnale a frequenza variabile dai 30Hz ai 150kHz in uscita dal generatore di forme d'onda e amplificato, viene trasferito ai cavi di alimentazione tramite il trasformatore di accoppiamento.

Per maggiore chiarezza si riporta in figura 5.28 uno schema equivalente al precedente, ma che permette di specificare che il range di frequenze in esame viene esaminato avanzando a step, il tutto è controllato via software su pc, utile anche in fase di calibrazione.

È importante mantenere separate le alimentazioni dei dispositivi di misura da quelle di prova in quanto il ritorno a massa potrebbe immettere disturbi che non provengono dall'EUT. Da ciò ne risulta che l'alimentatore, il carico programmabile e l'oscilloscopio andranno alimentati tramite un trasformatore di isolamento dalla rete elettrica.

Sono previsti due metodi per effettuare misurazioni del segnale applicato. Il primo utilizza un oscilloscopio con un trasformatore di isolamento dell'ingresso di alimentazione. Il secondo utilizza un ricevitore di misura insieme ad un trasduttore. Il trasduttore isola elettricamente il ricevitore dall'alimentazione dell'EUT e riduce i livelli per proteggere il ricevitore. Nel caso in esame è stato adottato il primo metodo.

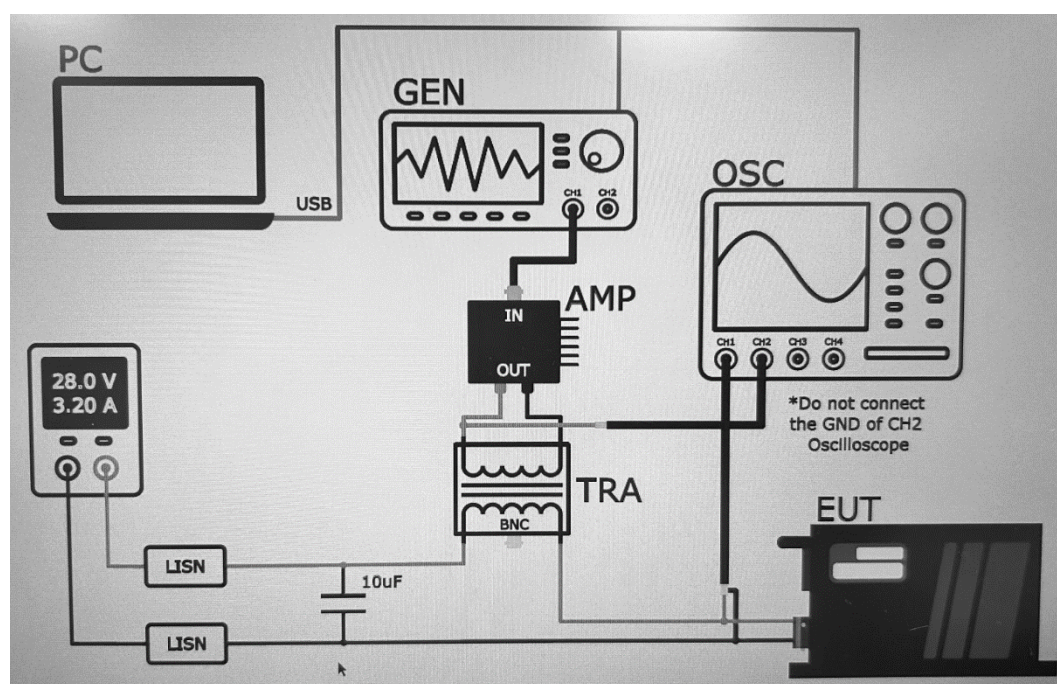


Figura 5.28: schema del collegamento dei dispositivi nella prova CS101.

Prima dell'avvio del test è necessaria una calibrazione del setup. Seguendo la norma si dovrebbero calibrare gli strumenti arrivando ad una potenza di 80W, come illustrato dal grafico di figura 5.29. Con l'attrezzatura disponibile non si riesce a raggiungere tale potenza, che non è neanche necessaria per l'EUT, ma viene effettuata una calibrazione a 3W, come visibile dalla figura 5.30.

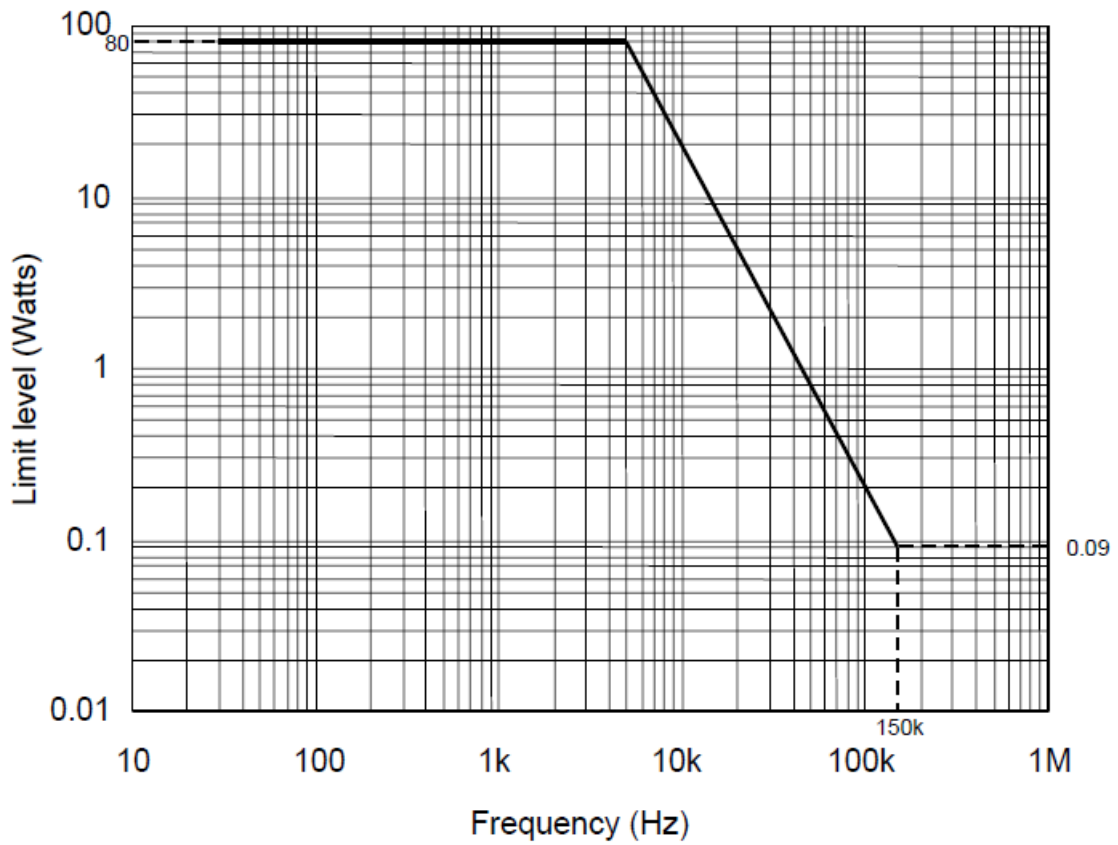


Figura 5.29: limiti di potenza per la prova CS101. [41]

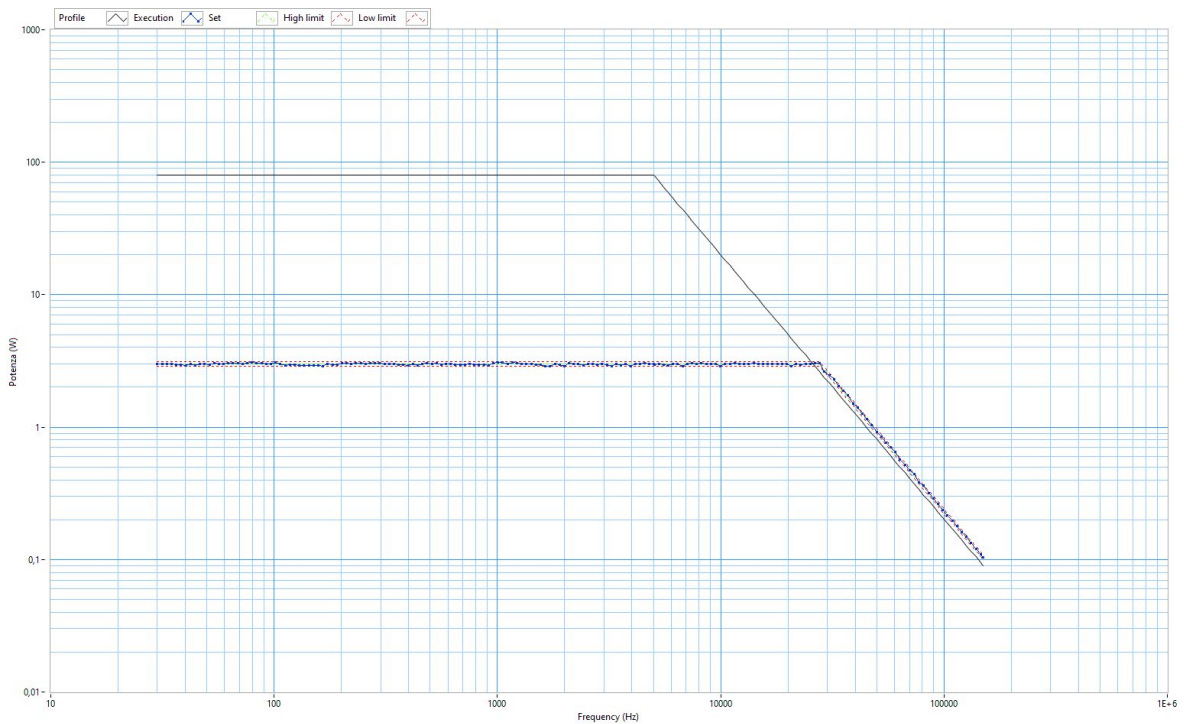


Figura 5.30: plot della calibrazione del setup di misura per la prova CS101.

La curva in alto nella figura 5.30 mostra la potenza di calibrazione della norma, la curva più in basso è la curva di calibrazione effettuata. La calibrazione è necessaria in quanto in fase di test si cercherà di raggiungere i livelli di potenza ottenuti in calibrazione, la differenza tra le due sta che nella fase di svolgimento del test, con l'oscilloscopio si va a visualizzare l'andamento ai capi dell'EUT (il dc/dc converter, nel nostro caso), mentre in calibrazione il secondario del trasformatore è chiuso su una resistenza di 0.5Ω .

In figura 5.31 è illustrato lo schema del setup della fase di calibrazione.

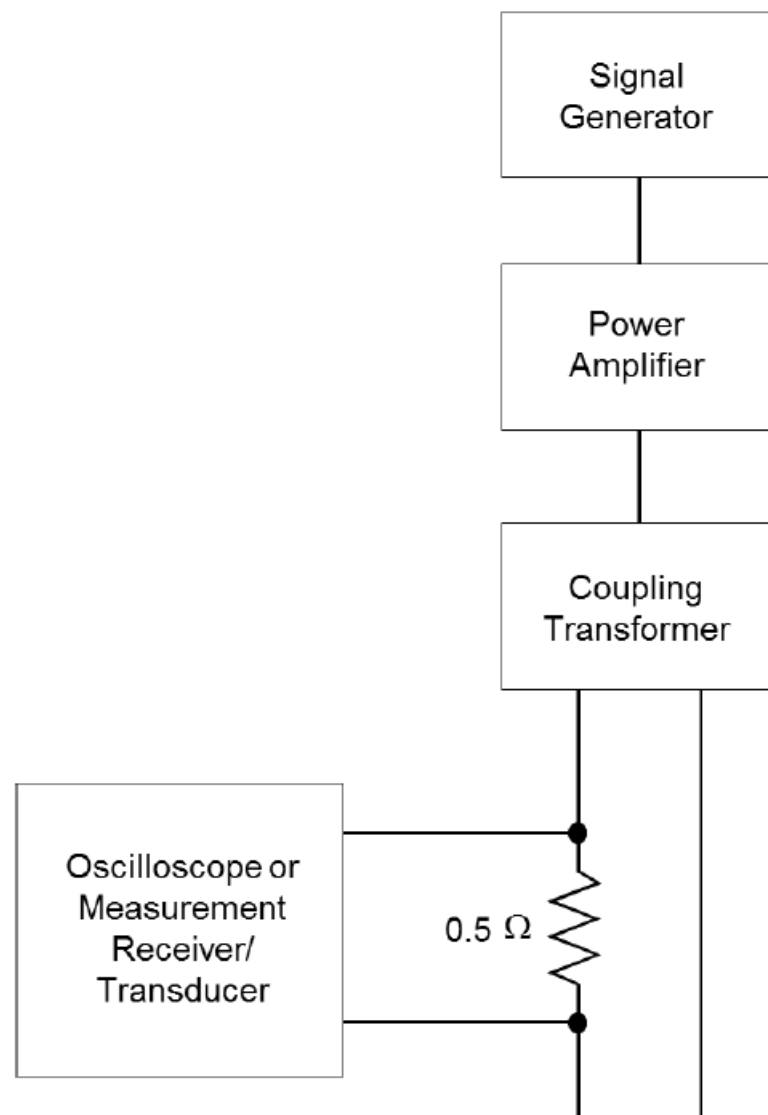


Figura 5.31: schema a blocchi del setup di calibrazione per la prova CS101. [42]

Avendo effettuato tutte le procedure preliminari si dà avvio al test vero e proprio. Il test viene dichiarato fallito se il dispositivo in prova (EUT) subisce alterazioni significative

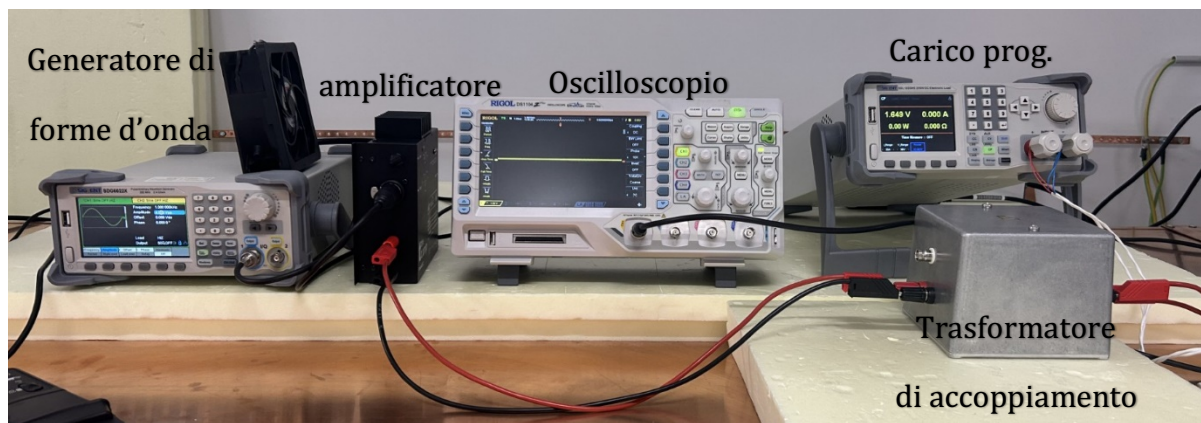
del funzionamento, se le sue caratteristiche si discostano notevolmente dal funzionamento normale o se l'EUT subisce rotture e/o guasti.

Durante la fase di test, applicando un carico di 20W al convertitore, comprensivo di filtro EMI in ingresso, la tensione in uscita V_{out} è risultata stabile in uno stretto intorno dei 15V nominali, e non si sono verificate anomalie nel funzionamento. Risulta quindi che il test è andato a buon fine.

Nelle figure seguenti vengono riportate una foto del banco di test e l'andamento del grafico del guadagno in relazione alla frequenza.



(a)



(b)

Figura 5.32: (a)foto dell'allestimento del banco di test per la prova CS101, (b) zoom sulla strumentazione.

Nella figura sopra sono visibili, da destra verso sinistra, il pc per il controllo delle apparecchiature tramite software, il generatore di segnali con cui viene realizzata l'onda sinusoidale a frequenza variabile, l'amplificatore, l'oscilloscopio per la visualizzazione, il carico programmabile e il trasformatore di accoppiamento. Sul lato sinistro, invece, sono presenti l'alimentazione, le LISNs e il convertitore dc/dc da testare.

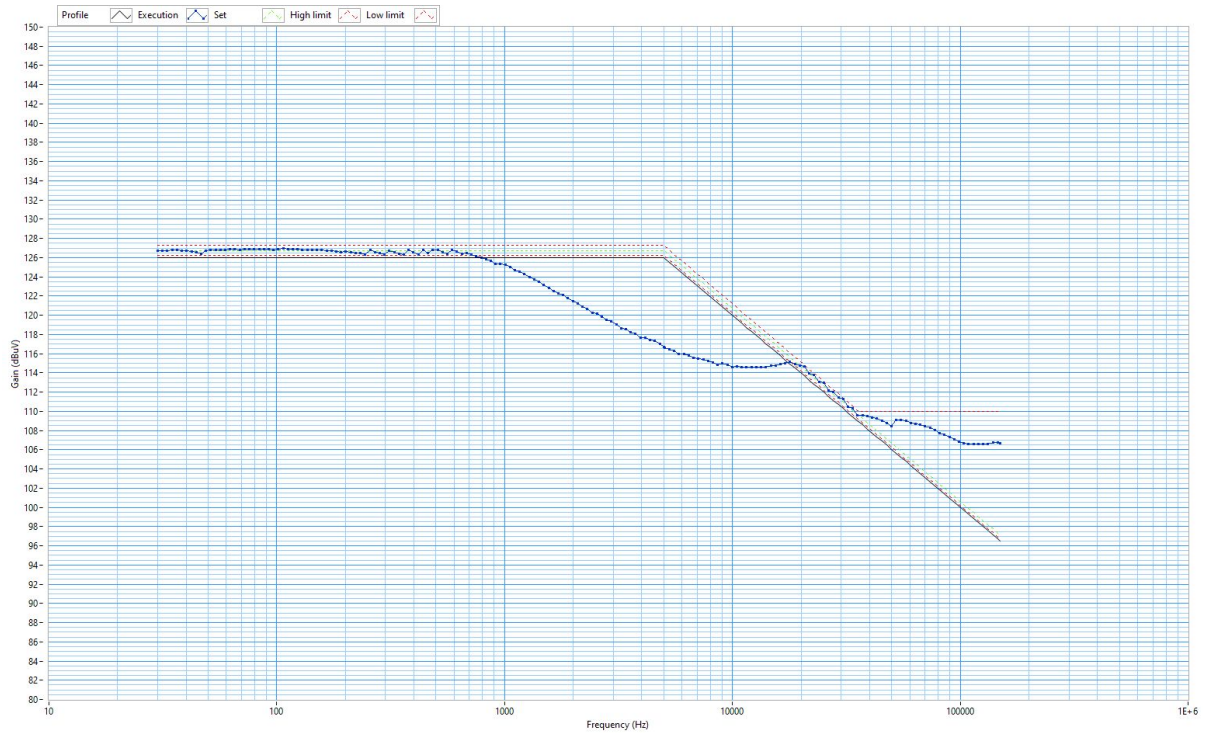


Figura 5.33: andamento del grafico guadagno/frequenza nella fase di test.

L'andamento in azzurro (misurato) avrebbe dovuto seguire l'andamento standard, ma si nota che nel range di frequenze tra gli 80Hz e 1.1kHz il guadagno non riesce a raggiungere quello prefissato, ciò non significa il fallimento del test, ma piuttosto il fatto che con la strumentazione in laboratorio non si riesce ad effettuare la prova nel modo ottimale.

6. CAPITOLO 6

PROGETTO DELLO STADIO DI USCITA

L'esigenza di inserire uno stadio di uscita esterno, in cascata al convertitore, nasce dal fatto che nelle specifiche è richiesta una rampa di accensione che duri un tempo prestabilito e una protezione da cortocircuiti e/o guasti, come indicato nella tabella 2.1 del capitolo 2.1.

6.1. TPS259570/1DSG e dimensionamento

Per realizzare lo stadio di controllo del convertitore DCDC verrà usato il circuito della famiglia TPS2595xx della Texas Instruments. È una soluzione che offre protezione al circuito e allo stesso tempo permette la gestione della tensione di uscita.

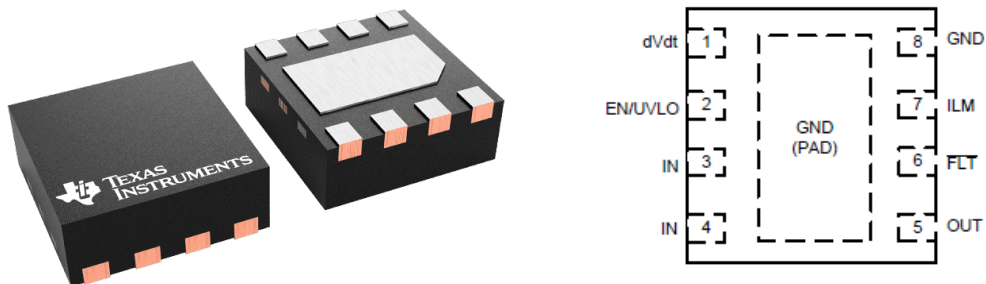


Figura 6.1: integrati della famiglia TPS2595xx. [43]

Il circuito TPS259570DGS differisce dal TPS259571DGS solo per la risposta che ha allo spegnimento improvviso, il primo non è progettato per riaccendersi autonomamente (latch-off), mentre il secondo si riavvia (auto-retry) a seguito di eventi improvvisi che ne causano lo spegnimento. Verrà quindi usato lo TPS259570DGS, ma la trattazione è identica nel caso di sostituzione con il modello con auto-retry.

Si riportano di seguito le specifiche elettriche del dispositivo tratte dal datasheet, in modo da poter osservare che è perfettamente compatibile con l'uso che se ne vuole fare. La tensione di ingresso sarà di 15V dc, inferiore al massimo consentito; anche la corrente massima è rispettata.

			MIN	MAX	UNIT
V_{IN}	Input voltage range (TPS2595x0/1/3)	IN	2.7	18 ⁽¹⁾	V
V_{IN}	Input voltage range (TPS2595x5)	IN	3.0	18 ⁽¹⁾	V
V_{OUT}	Output voltage	OUT	0	$V_{IN} + 0.3$	V
V_{EN}	Enable pin voltage	EN/UVLO or EN/OVLO	0	6 ⁽²⁾	V
V_{FLTB}	Fault pin voltage (TPS2595x0/1/3)	FLT	0	6	V
V_{QOD}	Fault pin voltage (TPS2595x5)	QOD	0	6	V
I_{MAX}	Continuous output current ($T_J = -40$ to 125°C)	IN to OUT		4	A
	Continuous output current ($T_J = -40$ to 105°C)	IN to OUT		5 ⁽³⁾	A
R_{ILM}	ILM pin resistance (Active Current Limiting Operation)	ILM	487	5000	Ω
C_{dVdt}	dVdt capacitor value	dVdt	3300		pF
V_{dVdt}	dVdt pin capacitor voltage rating	dVdt	4		V
T_J	Operating junction temperature		-40	125	$^\circ\text{C}$

Tabella 6.1: estratto del datasheet del TPS2595xx riportante le specifiche elettriche.

[44]

Si passa ora al dimensionamento dei componenti esterni per poter realizzare la rampa di accensione e la protezione da sovraccarico. In figura 6.2 è riportato un circuito semplificato per illustrare la componentistica esterna al controller della Texas Instruments.

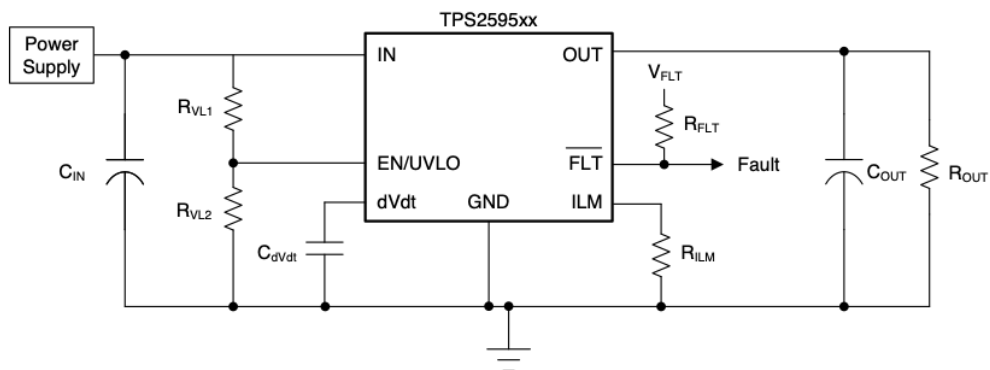


Figura 6.2: schema semplificato della componentistica aggiuntiva al TPS2595xx. [45]

Per quanto riguarda la realizzazione della rampa di salita della tensione, si vuole che all'avvio del convertitore, questo non eroghi una V_{out} di 15V immediatamente, ma che questa salga linearmente da 0V a 15V impiegando un tempo di 250ms. per ottenere ciò bisogna agire sul pin $dVdt$ del TPS259570, aggiungendo un condensatore di opportuno valore.

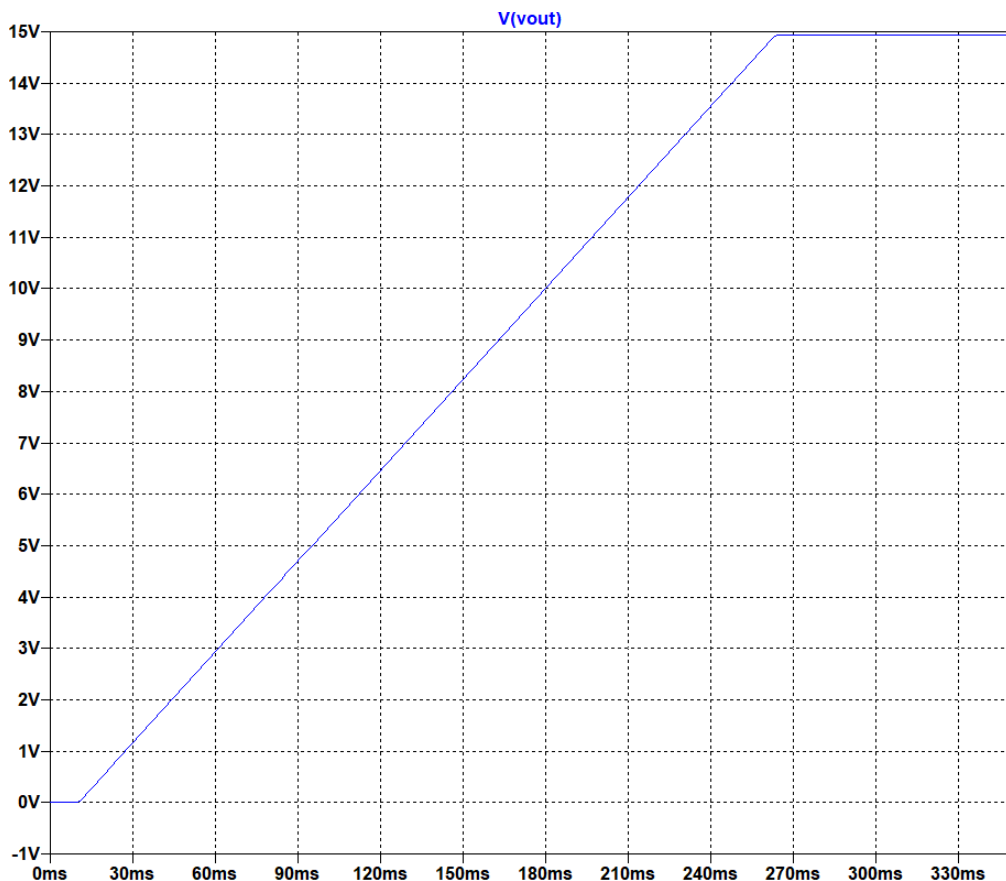


Figura 6.3: rampa di salita della tensione V_{out} all'accensione.

Per far ciò si seguono le relazioni riportate nel datasheet per dimensionare il condensatore C_{dVdt} .

$$C_{dVdt} = \frac{42000}{SR_{on}} \text{ [pF]} \quad (6.1)$$

Dove SR_{on} è lo slew rate pari a

$$SR_{on} = \frac{i_{inrush}}{C_{out}} \text{ [V/ms]} \quad (6.2)$$

Ma per il calcolo dello slew rate è sufficiente imporre che la tensione debba raggiungere i 15V in 250ms e di conseguenza debba salire di $15V/250ms = 0.06 \text{ V/ms}$.

Si impone così il valore di $SR_{on} = 0.06 \text{ V/ms}$.

E di conseguenza si ottiene il valore di C_{dVdt} .

$$C_{dVdt} = \frac{42000}{SR_{on}} = \frac{42000}{0.06} = 700 \text{ nF} \quad (6.3)$$

Un altro componente da dimensionare è la R_{lim} , usata per limitare la corrente di carico. La corrente di carico viene monitorata sia durante l'avvio che nel normale funzionamento. Quando la corrente di carico supera la corrente limite I_{lim} , il dispositivo regola la corrente al limite impostato I_{lim} .

Il dispositivo esce dalla limitazione di corrente quando la corrente di carico scende al di sotto del limite. L'equazione 6.4 può essere utilizzata per trovare il R_{lim} .

$$R_{lim} = \frac{2000}{(I_{lim} - 0.04)} = 847 \Omega \quad (6.4)$$

Nello stato di limitazione della corrente, la tensione di uscita diminuisce con conseguente aumento della dissipazione di potenza nel FET interno, portando ad uno spegnimento per cause termiche se la condizione persiste per un lungo periodo di tempo. In questo caso, il dispositivo rimane bloccato spento fin quando non viene dato un impulso esterno di riaccensione.

6.2. Simulazione LTspice

Di seguito viene quindi riportato il circuito di simulazione usato su LTspice:

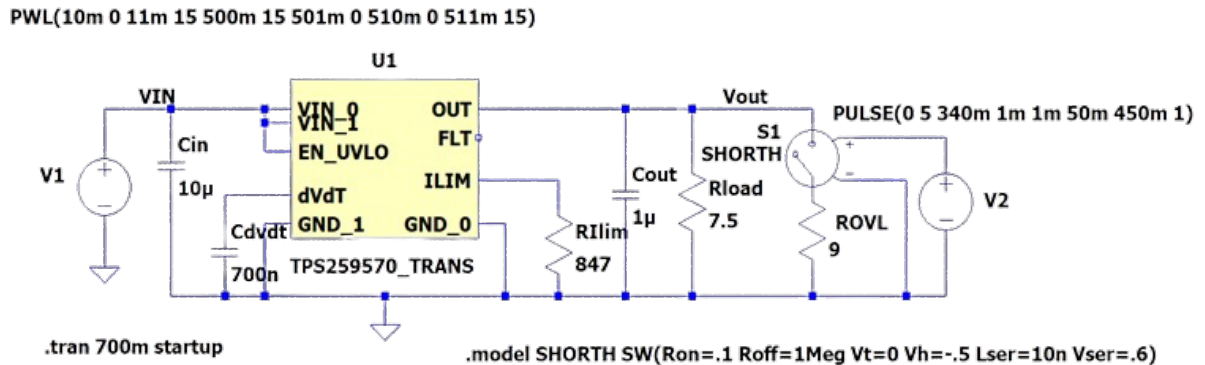


Figura 6.4: circuito LTspice con TPS259570DGS.

Nel circuito mostrato sopra viene riportato il componente TPS259570DGS con tutti i componenti accessori correttamente dimensionati. I condensatori di ingresso e uscita hanno valori standard, mentre la R_{ovl} è la resistenza di overload utilizzata per simulare un sovraccarico e quindi un assorbimento anomalo di corrente.

Quest'ultima è stata impostata ad un valore di una decina di ohm in modo che, quando viene posta in parallelo al carico vero e proprio provoca una diminuzione del valore della sua resistenza e quindi un aumento della corrente in uscita.

L'interruttore comandato S1 viene azionato (chiuso) tramite il comando di V2 che genera un gradino in tensione. Quando V2 assume un valore diverso da zero, ossia all'istante $t=340\text{ms}$, l'interruttore S1 si chiude e provoca la sovracorrente, in modo da testare e simulare lo spegnimento del TPS259570DGS a causa di sovraccarico. Per poter riaccendere il dispositivo è necessario un impulso sul comando di enable (EN_UVLO), che è connesso all'alimentazione; quindi, sarà necessario spegnere e riaccendere l'alimentazione per riattivare il componente.

Tutto ciò è visibile nel grafico in basso, infatti all'istante $t=340\text{ms}$ avviene il "guasto" e la tensione di uscita viene limitata per un range temporale, per poi spegnersi all'istante $t\sim 370\text{ms}$. il dispositivo resterà spento fino al tempo $t=500\text{ms}$ quando avviene un gradino nella tensione di alimentazione e quindi viene generato un impulso sul pin di enable, in modo che il dispositivo possa riaccendersi ricreando la rampa di salita della tensione V_{out} .

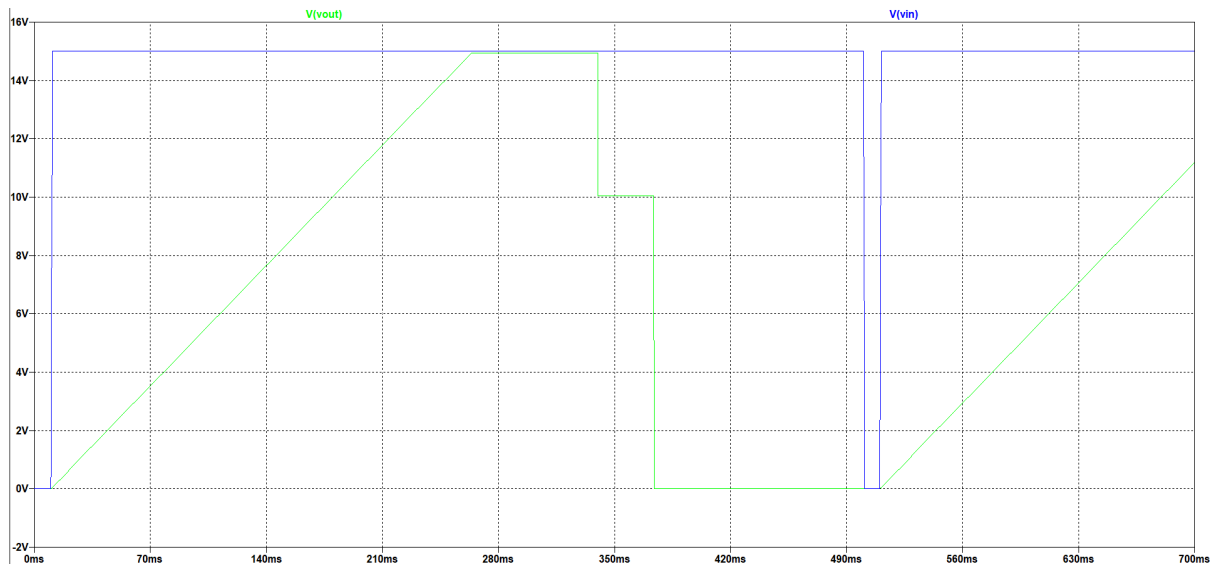


Figura 6.5: andamento della Vout (in verde) e della Vin (in blu) del circuito di figura 6.4 con TPS259570DGS.

Per completare l'intero progetto, come spiegato all'inizio di questo capitolo, si procede alla simulazione del convertitore e del suo stadio di uscita. Si verificherà che questo generi un soft start e protegga il convertitore da eventuali sovraccarichi accidentali. In caso di eventi improvvisi infatti, il controller, spegnendosi, provvede al distacco del carico dal convertitore rendendolo isolato dal guasto.

Nella figura 6.6 in basso è mostrato il circuito generale del convertitore e del controller.

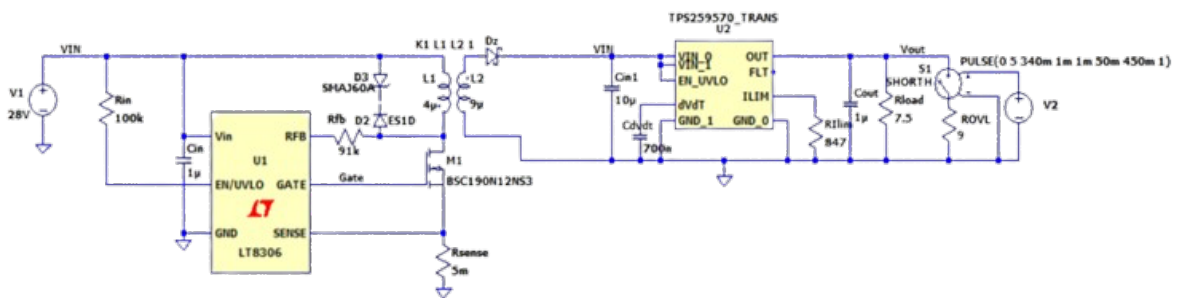


Figura 6.6: circuito completo con EVAL-LT8306-AZ e TPS259570DGS.

In questo caso l'ingresso è stato posto al valore tipico di 28V per simulare una condizione di lavoro standard. In ingresso ai capi del condensatore C_{in1} si hanno 15V, che vengono poi regolati per essere forniti al carico R_{load} .

Avendo posto il generatore di ingresso ad un valore costante, non avverrà la riaccensione dopo lo spegnimento per sovraccarico. Per evitare questo inconveniente è opportuno sostituire il TPS259570DGS con il TPS259571DGS, dotato di auto-retry e quindi in grado di riaccendersi automaticamente senza dover fornire un impulso positivo sul pin di enable.

Andando ad avviare la simulazione su LTspice, si ottiene il seguente andamento:

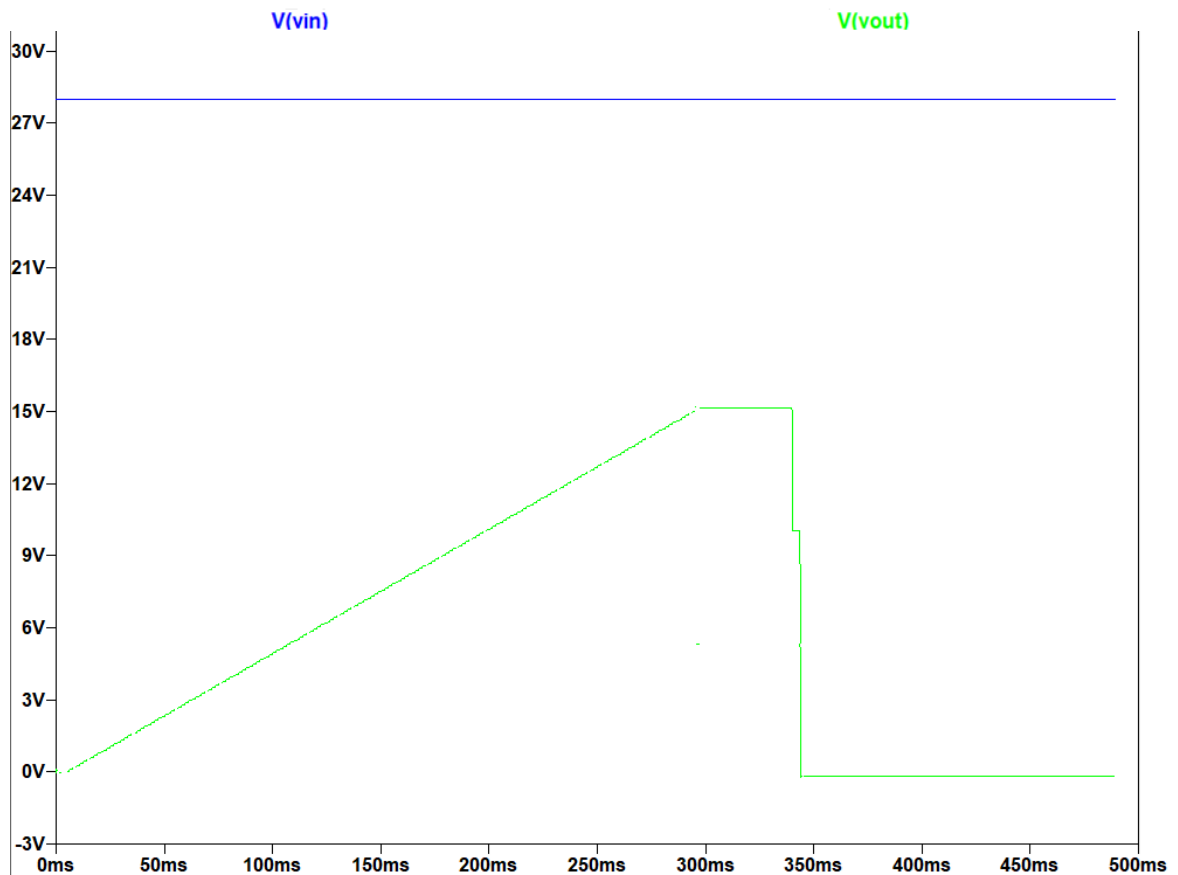


Figura 6.7: andamento della V_{in} e della V_{out} del circuito di figura 6.6, con EVAL-LT8306-AZ e TPS259570DGS.

7. CAPITOLO 7

PROGETTO DEL PCB

Il circuito progettato fin ora è stato poi disegnato e ottimizzato per essere creato su circuito stampato, comunemente chiamato PCB (Printed Circuit Board). Prima di passare alla progettazione in esame è opportuno fare una breve introduzione all'argomento.

Esistono vari tipi di circuiti stampati costruiti con un'ampia varietà di materiali:

- Mono-faccia: questo tipo di scheda PCB ha i componenti montati su una singola superficie. La superficie posteriore è generalmente in rame (massa) e rivestita con una maschera di saldatura.
- A doppia faccia: questo tipo di circuito presenta componenti montati su entrambe le superfici. Ciascuna superficie è definita come un layer di segnale nello stack-up PCB ed entrambe le superfici contengono tracce in grado di trasportare segnali tra i componenti.
- Multistrato: queste schede possono avere conduttori sui layer interni che trasportano segnali elettrici tra i componenti, oppure i layer interni possono essere layer piani conduttivi. I PCB multistrato possono essere sia monofaccia che a doppia faccia.
- PCB rigidi: queste schede PCB sono fabbricate e assemblate su un materiale laminato rigido, come i materiali laminati in fibra di vetro impregnati di resina epossidica di grado FR4. Sono disponibili anche altri tipi di laminati rigidi, che forniscono diverse proprietà del materiale adatte ad applicazioni specifiche.

- PCB rigido-flessibili: i PCB rigido-flessibili utilizzano un nastro flessibile in poliammide come collegamento tra due o più sezioni rigide in un circuito elettronico completo (PCBA). Una scheda rigido-flessibile può essere utilizzata nei progetti che richiedono elementi mobili, come un involucro pieghevole o piegabile.
- PCB flessibili: i PCB completamente flessibili non utilizzano materiali PCB rigidi e sono realizzati interamente con nastro in poliammide flessibile. Queste schede possono avere componenti montati e saldati, proprio come i PCB rigidi e rigido-flessibili.
- PCB con anima in metallo: queste schede utilizzano una lastra metallica come layer centrale (solitamente in alluminio) per fornire rigidità e dissipazione del calore maggiori rispetto a un classico PCB rigido. Queste schede sono comuni nell'illuminazione ad alta potenza e in alcune applicazioni industriali.
- PCB in ceramica: questo tipo di PCB è poco comune e viene solitamente utilizzato in applicazioni che richiedono una conduttività termica molto elevata, in quanto permettono alla scheda di dissipare grandi quantità di calore lontano dai componenti. [46]

Una volta deciso qual è la tecnologia migliore (in base alle sue caratteristiche) si passa alla fase di progettazione che si snoda nei seguenti passaggi:

1. Progettazione front-end: in questa fase vengono selezionati i componenti principali e creati alcuni schemi elettrici di base in modo da poter progettare le funzionalità della scheda.
2. Cattura degli schemi: viene utilizzato il software CAD per tradurre i semplici schemi elettrici in disegni elettronici capaci di definire le connessioni elettriche tra i componenti. I simboli schematici vengono utilizzati per indicare i componenti all'interno del progetto.
3. Selezione del materiale e progettazione dello stack-up PCB: vengono selezionati i materiali laminati e progettato lo stack-up, ossia la disposizione degli strati di rame e isolante per soddisfare le esigenze di progettazione.
4. Posizionamento dei componenti: dopo aver impostato la forma della scheda e importato i componenti in un nuovo layer PCB, i componenti vengono disposti nel layout per soddisfare i requisiti meccanici del progetto.
5. Routing: una volta approvato il posizionamento dei componenti, è il momento di sbrogliare le tracce. Gli strumenti di routing del software CAD permettono di impostare la geometria della traccia che può essere determinata con l'obiettivo di rispettare specifiche predefinite.

6. Revisione e verifica del progetto: una volta completato il routing, è buona prassi esaminare e verificare il progetto per assicurarsi che non vi siano errori o problemi irrisolti. Questo può essere fatto attraverso l'ispezione manuale, o utilizzando strumenti di simulazione post-layout.
7. Preparazione alla fase produzione: una volta completato il progetto, è il momento di prepararsi alla produzione generando i file di produzione standard che verranno utilizzati dalle apparecchiature di fabbricazione e assemblaggio automatizzate. [47]

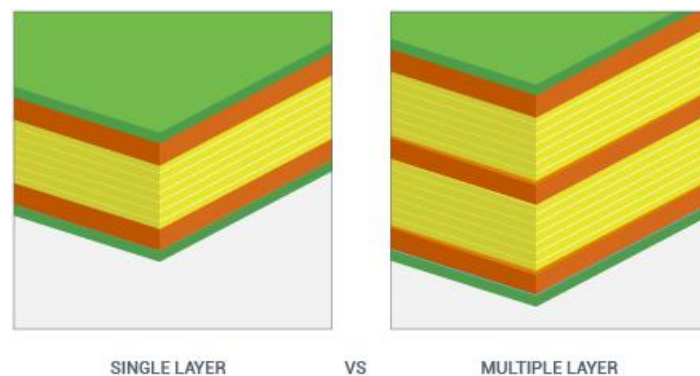


Figura 7.1: illustrazione di un pcb a strato singolo a confronto con un multistrato.

Per quanto riguarda il progetto del convertitore in esame, verrà realizzato un circuito multilayer a 5 strati, con 6 strati di rame, utilizzando come materiale centrale, per la realizzazione del substrato, la fibra di vetro FR4. Questo materiale conferirà al PCB una certa rigidità, ed essendo un ottimo materiale dal punto di vista della qualità, assicurerà una buona durata nel tempo.

Sopra e sotto lo strato di materiale isolante viene posta una lamina di rame necessaria per la realizzazione delle piste e delle piazzole di saldatura dei componenti. A coprire lo strato di rame viene creato un ulteriore strato, denominato soldermask, che non fa altro che isolare le lamine conduttive sottostanti dall'ambiente sovrastante e aiuta la saldatura dei componenti, in quanto lascia scoperte dall'isolamento solo le apposite piazzole di saldatura. È proprio questo strato a dare il classico colore verde alla scheda.

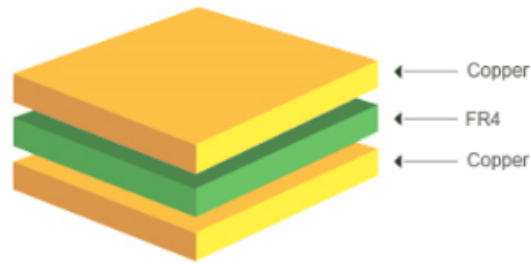


Figura 7.2: stratificazione di un layer del PCB.

Spesso sopra lo strato di soldermask viene posto il silkscreen, ossia uno strato di serigrafia bianca utile ad aggiungere nomenclatura e/o simboli e lettere nelle vicinanze dei componenti o dei pin del circuito. [48]

Il progetto del circuito stampato del convertitore DCDC completo di controller viene svolto utilizzando il software di progettazione grafica Altium Designer, un programma ampiamente utilizzato per la progettazione di qualsiasi tipo di PCB.

Di seguito vengono riportate alcune immagini 3D che illustrano come sarà la forma del componente finito, pronto al montaggio sulle eventuali schede che necessitano di un modulo di alimentazione.

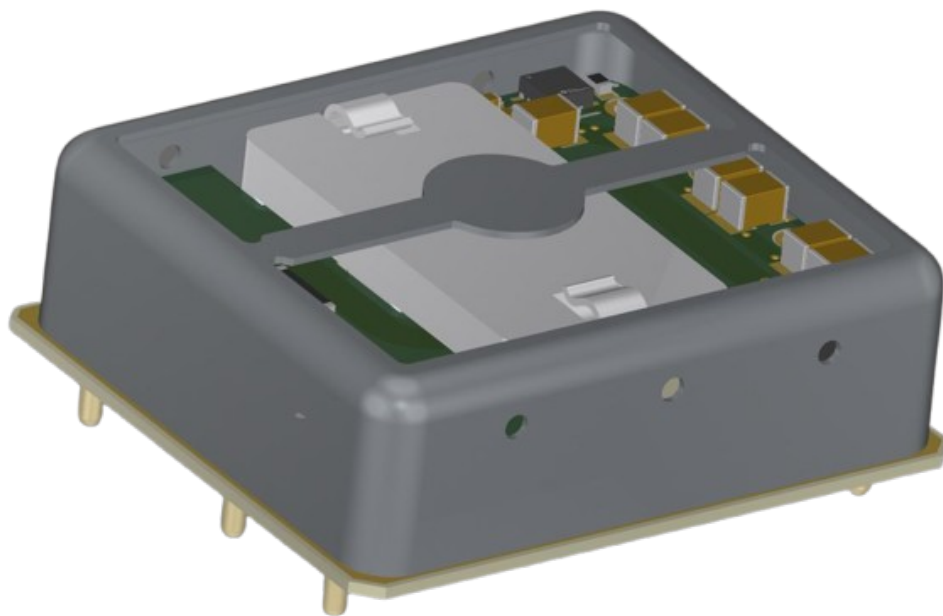


Figura 7.3: rappresentazione 3D del convertitore DCDC.

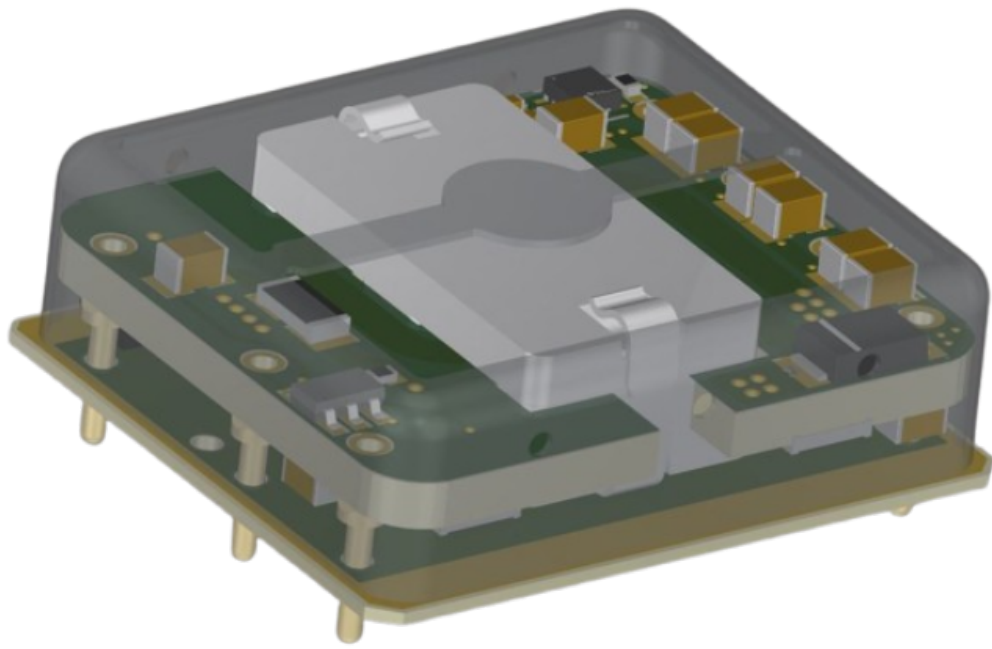


Figura 7.4: rappresentazione 3D del convertitore DCDC con involucro esterno in trasparenza.

Osservando le figure sopra e la figura 7.5 è possibile vedere che il circuito è diviso in due parti, una parte a sinistra relativa allo stadio di ingresso, contenente quindi tutti i componenti fino all'avvolgimento primario, e una parte a destra contenente tutti i componenti di uscita come diodo e condensatori di filtraggio, nonché il controller.

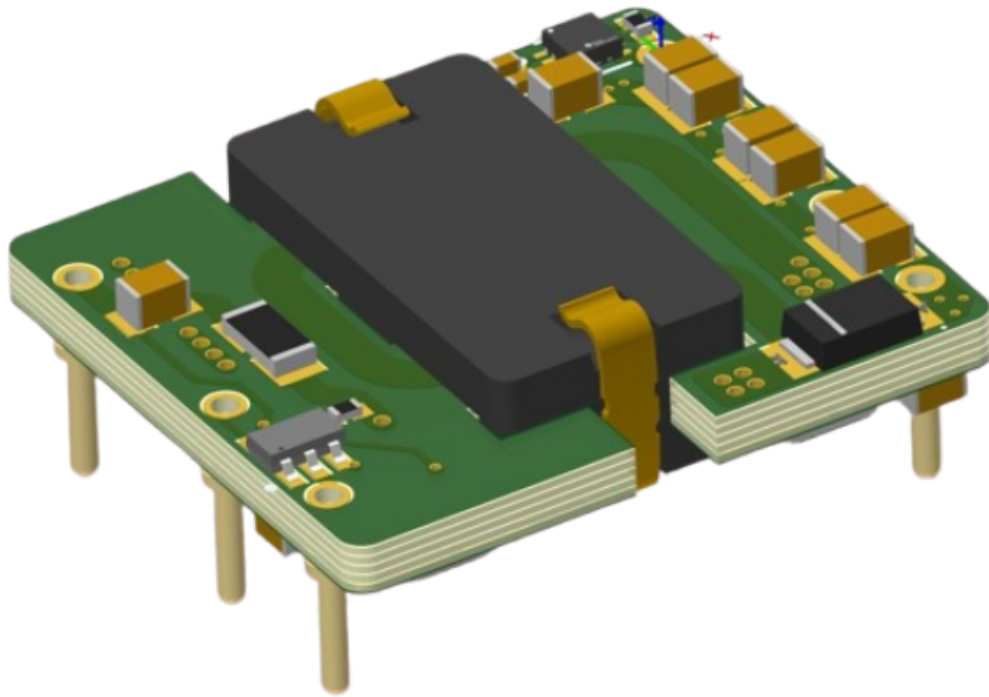


Figura 7.5: 3D del circuito visto dal lato superiore.

I componenti vengono disposti sulla scheda seguendo la regola del flusso della corrente, ossia i componenti sono posti uno dopo l'altro seguendo il flusso della corrente tra di essi. In questo modo si riesce a minimizzare la lunghezza delle piste rendendo il circuito più compatto possibile e minimizzando le dissipazioni di potenza dovute alla caduta lungo le tracce in rame e al surriscaldamento.

Per poter sfruttare lo spazio al meglio e riuscire a disegnare un componente che resti nelle misure indicate nelle specifiche del cap.2.1, si è scelto di posizionare i componenti anche nel lato inferiore del PCB, a discapito di una maggiore altezza totale del circuito.

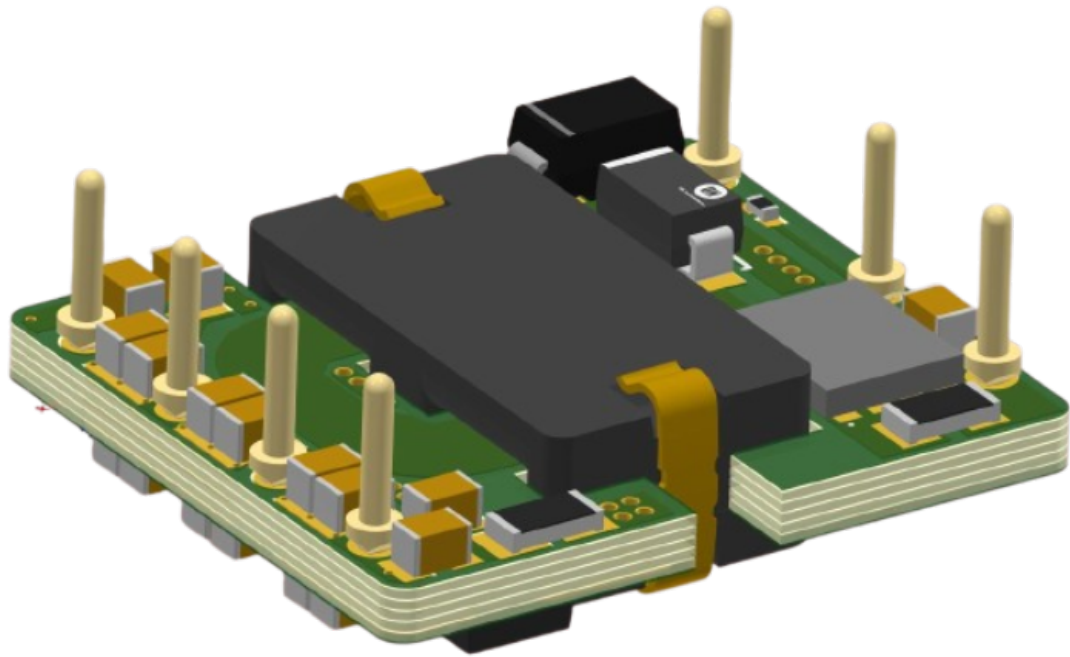


Figura 7.6: 3D del circuito visto dal lato inferiore.

Ogni strato del PCB è spesso $70\mu\text{m}$ esprimendosi nel sistema internazionale. Spesso nell'ambito della progettazione dei PCB si usa esprimere le misure in pollici; quindi, è usuale trovare misure espresse in inch o mils ($100\text{ mils} = 1\text{ inch}$) o in oz, dove un oz corrisponde a $35\mu\text{m}$. In questo caso lo spessore del PCB è quindi di 2oz. Una cosa da notare è che l'oz (oncia) è un'unità di misura del peso in cui 1oz corrisponde a 28.35g. Nell'industria dei circuiti stampati, 1oz rappresenta lo spessore del rame con un peso di 1oz distribuito uniformemente su un'area di 1 piede quadrato ($1\text{ piede quadrato} = 0.09290304\text{ metri quadrati}$). Si utilizza quindi il peso per unità di area per esprimere lo spessore medio del foglio di rame.

Di seguito viene mostrato lo stackup della scheda. Gestire un buono stackup non è esattamente facile ed è determinante per aumentare la capacità della scheda di distribuire energia, ridurre le interferenze incrociate ed eliminare le interferenze elettromagnetiche.

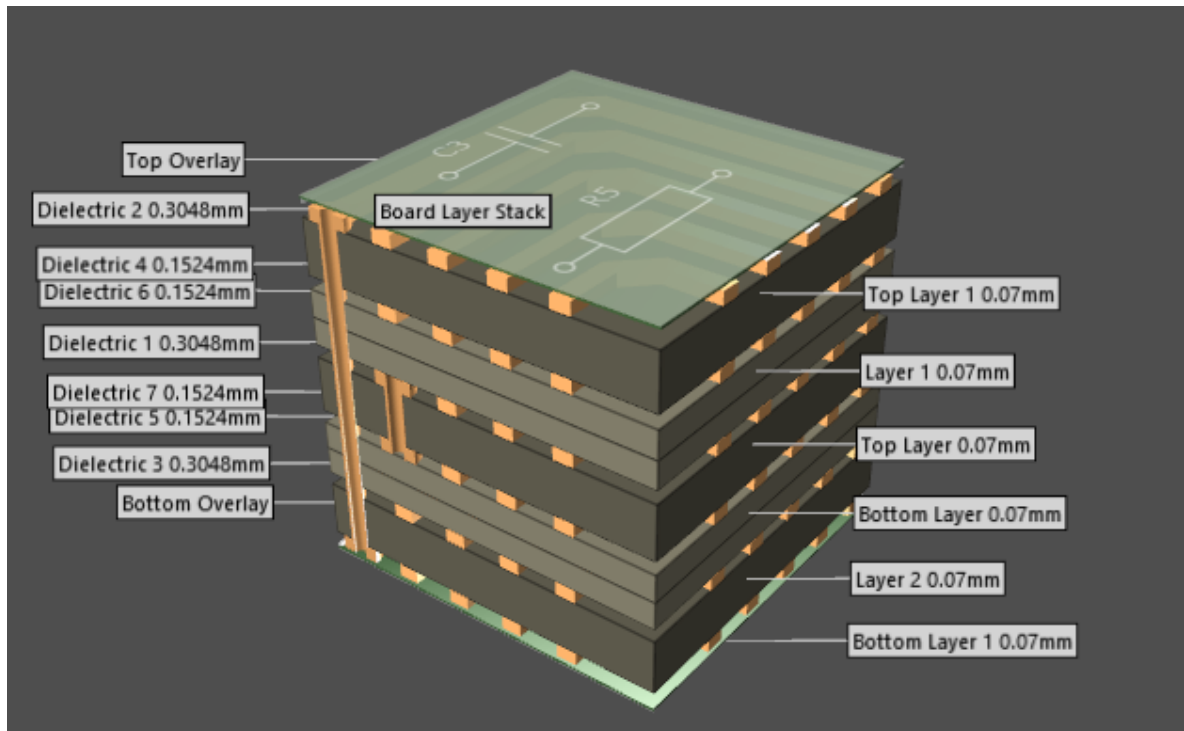


Figura 7.7: stackup della scheda.

Lo spessore del rame, come detto, è stato scelto di $70\mu\text{m}$ in modo da riuscire a sopportare i livelli di corrente che attraverseranno le spire del circuito primario del trasformatore. Inoltre, le piste del primario saranno più larghe di quelle del secondario; infatti, una spira al primario occuperà tutto lo spazio disponibile nella ferrite, di circa 5 mm, mentre al secondario lo spazio sarà diviso tra le piste di due avvolgimenti in quanto saranno attraversati da una corrente minore.

I concetti appena descritti sono visibili dalle figure che seguono, rappresentanti i vari layer dell'intero PCB.

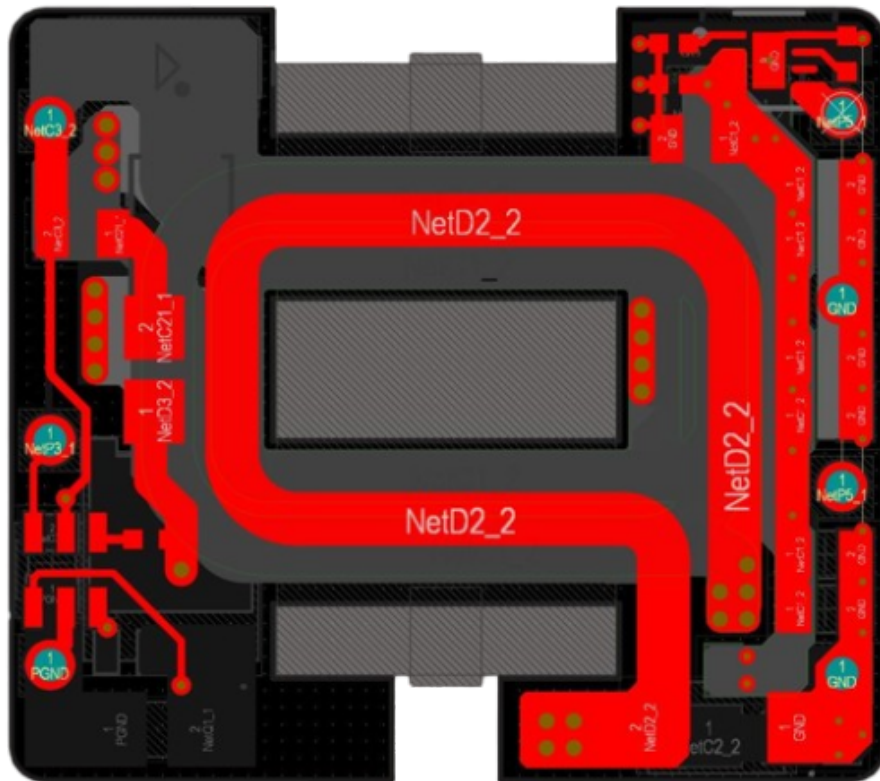


Figura 7.8: layer 1, spira 1 del secondario.

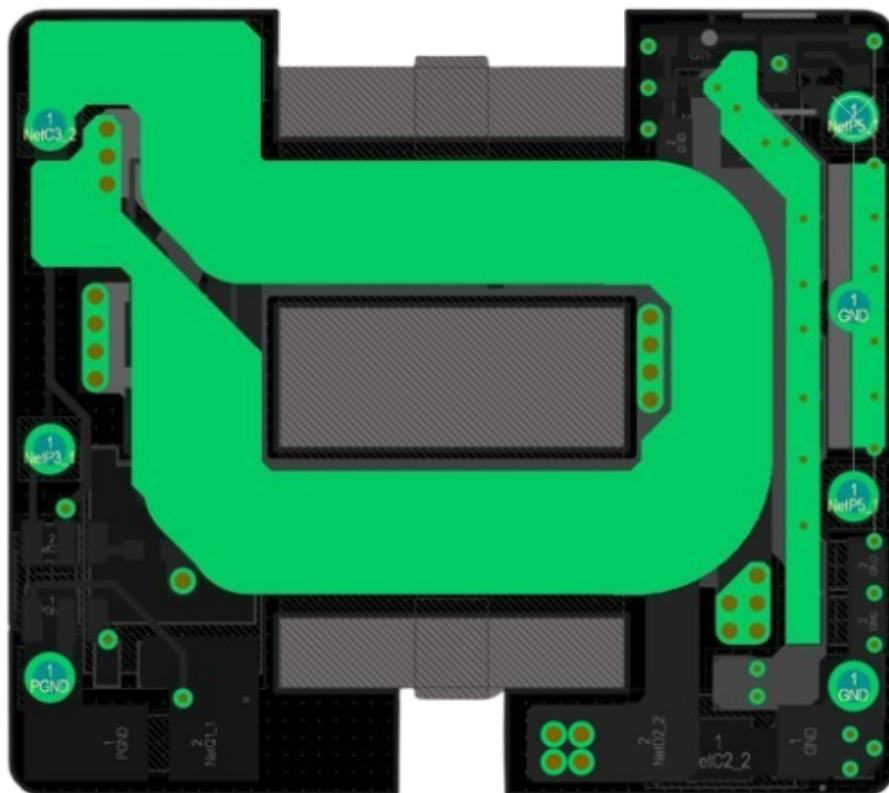


Figura 7.9: layer 2, spira 1 del primario.

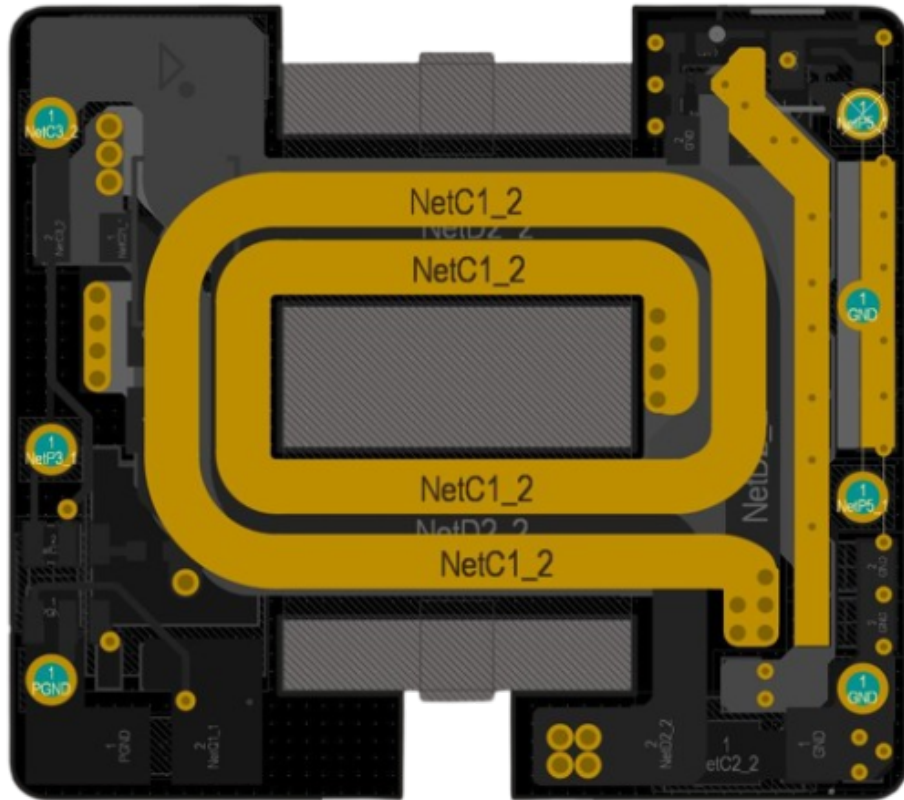


Figura 7.10: layer 3, spira 2 e 3 del secondario.

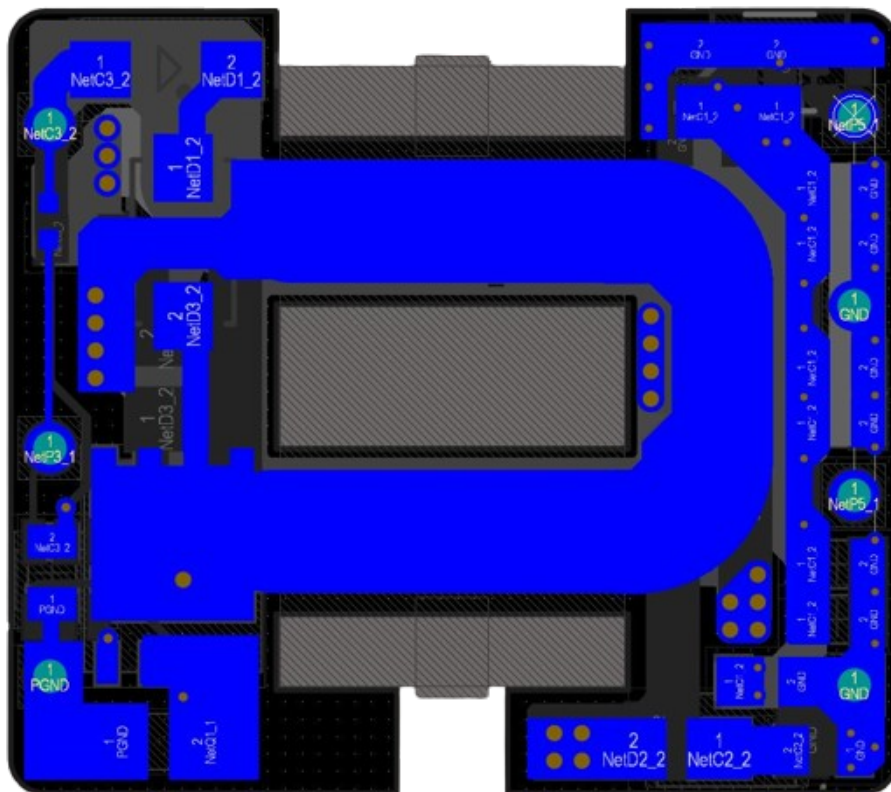


Figura 7.11: layer 4, spira 2 del primario.

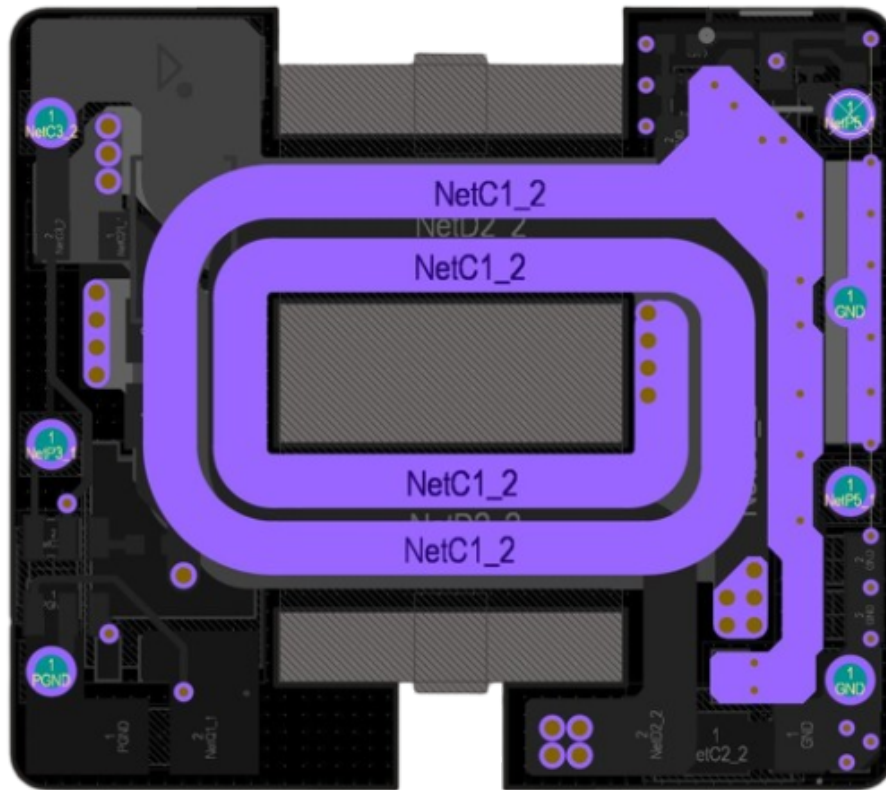


Figura 7.12: layer 5, spire 4 e 5 del secondario.

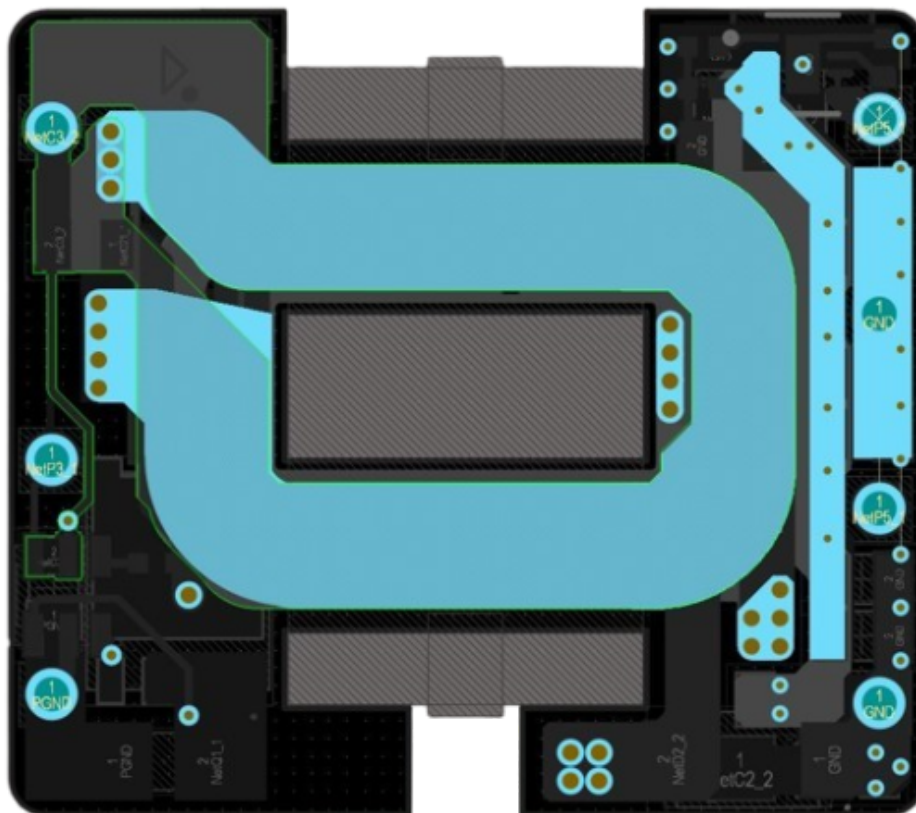


Figura 7.13: layer 6, spira 3 del primario.

Dalle immagini precedenti è possibile vedere come i vari strati siano interconnessi, in particolare a formare le spire necessarie a costituire l'avvolgimento del primario e quello del secondario.

Come già detto questi layers saranno sovrapposti a formare un unico circuito stampato multistrato, compatto e delle dimensioni idonee a rispettare le specifiche.

A chiusura di questo capitolo è opportuno fare alcune considerazioni sulle caratteristiche termiche del componente. Dalle misure effettuate sul prototipo si è evidenziato che non è necessario apporre alcun mezzo dissipativo esterno all'unità. Un accorgimento è quello di riempire l'intero spazio tra PCB/componenti e case esterno con un'apposita pasta termo-conduttiva per rendere il componente come un unico blocco compatto e allo stesso tempo migliorare il potere di disperdere il calore in aria.

Di seguito viene riportata un'immagine esplicativa della forma del case finale del convertitore.

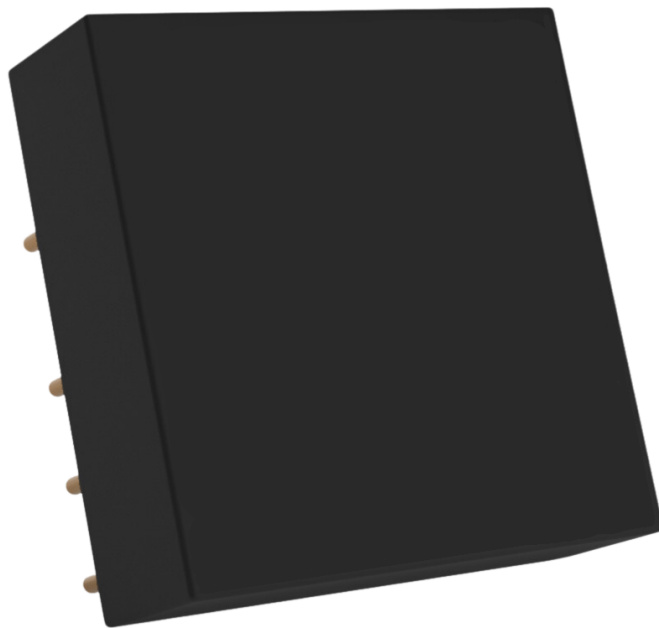


Figura 7.13: rappresentazione della forma del case del componente.

8. CAPITOLO 8

CONCLUSIONI

In chiusura di questa tesi viene fatto un sunto del lavoro svolto.

L'obiettivo iniziale era quello del progetto e realizzazione prototipale di un convertitore DCDC destinato all'uso avionico.

In ambito progettuale, oltre al rispetto di tutte le specifiche, svolgono ruoli fondamentali il costo del prodotto, lo spazio occupato, il peso, l'affidabilità e le prestazioni. È quindi d'obbligo progettare un dispositivo che riesca a soddisfare al meglio tutte queste richieste. Come spiegato nel capitolo introduttivo, il convertitore in oggetto andrà a sostituirne un altro già acquistato e utilizzato dall'azienda come componente esterno alle schede prodotte internamente, l'aggiunta del modulo di alimentazione al pacchetto di prodotti auto-costruiti rende la produzione più economica e indipendente da aziende terze. Così facendo si riesce quindi a soddisfare le richieste elencate sopra, tenendo comunque presente che alcune delle specifiche, come quella sul rendimento, vengono rispettate solamente nelle condizioni di lavoro standard.

In generale una data specifica si considera rispettata nel progetto se questa è verificata durante i test di funzionamento in condizioni standard del dispositivo e conseguentemente, il non rispetto in casi eccezionali, non ne va ad inficiare il corretto utilizzo.

La novità del progetto sta nel fatto che il trasformatore montato nel convertitore flyback non è il classico a filo avvolto ma è un innovativo trasformatore stampato direttamente su PCB, detto trasformatore planare. Questo tipo di trasformatori con gli avvolgimenti creati tramite piste su circuiti stampati permette di ottenere prestazioni ottime sia in ambito elettrico che meccanico. I trasformatori planari hanno ottime caratteristiche

termiche e possono essere costruiti in spazi molto ristretti riuscendo a diminuire sia l'ingombro che il peso totale del convertitore.

Si può quindi affermare che, alla luce di queste considerazioni, questo progetto riesca a soddisfare al meglio tutti i requisiti che precludono lo sviluppo e la commercializzazione del nuovo dispositivo da parte dell'azienda. In realtà, con questo lavoro si è solo iniziata e conclusa la prima e più importante parte di uno sviluppo di un circuito che andrà poi affinato e reso ottimo in previsione di una futura produzione in massa. Si è giunti al punto di avere un convertitore DCDC flyback con tecnologia planare che, tramite un controller esterno, ma integrato nel dispositivo stesso, riesce a mantenere la tensione in uscita stabile quando ai suoi capi è connesso un carico massimo di 30W, rispettando quindi tutte le specifiche elencate nel capitolo 2.1. di questa tesi.

Per quanto riguarda le difficoltà incontrate nel progetto, la più importante, che merita quindi particolare attenzione, è quella della scelta dei componenti idonei al campo di utilizzo che se ne vuole fare; è stato un trade-off tra prestazioni elettriche, spazi e problematiche che la scelta di un componente comporta rispetto ad un altro più "comodo" ma meno performante.

Lo sviluppo futuro più immediato è quello di realizzare il primo prototipo di circuito stampato interamente su pcb, come progettato al capitolo 7. Così si eviteranno tutte le perdite dovute alle connessioni di più pezzi insieme come fatto fin ora, passando al test e alla verifica di tutti i requisiti proprio come è stato eseguito per il prototipo sopra descritto.

Si prevede un avanzamento veloce del progetto in quanto l'azienda è determinata ad avere un proprio modulo di alimentazione proprietario nel breve termine.

Uno sviluppo futuro è quello di rendere il convertitore più versatile possibile, in modo da poterlo applicare a svariate schede con differenti alimentazioni. Nel breve termine verrà infatti progettato anche un convertitore che regoli la tensione in uscita a 5V dc, avendo in ingresso le stesse caratteristiche di quello appena presentato.

In definitiva il lavoro è stato molto motivante e stimolante in quanto sono riuscito ad entrare nell'ottica operativa di un'azienda strutturata come quella che mi ha ospitato in questi mesi. Sono riuscito a seguire un progetto importante e innovativo dall'inizio fino a buon punto e ho visto fisicamente il progetto realizzato e funzionante riuscendo a rendermi conto di come dalla teoria si passa alla pratica, e che spesso questo non è un passaggio immediato e semplice.

BIBLIOGRAFIA E SITOGRAFIA

- [1] [3] [4] <https://tesi.univpm.it/retrieve/1850a4f4-ce20-4b51-804a-d2fa925b89f7/Tesi%20Berluti%20definitiva.pdf>
- [2] <https://webthesis.biblio.polito.it/secure/19115/1/tesi.pdf>
- [5] https://it.wikipedia.org/wiki/Convertitore_Flyback
- [6] [7] https://corsi.unica.it/ingegneriaelettricaeelettronica/files/2020/04/Tesi_Deplano_Diego.pdf
- [8] <http://www.die.ing.unibo.it/pers/ribani/elettrotecnica-AT/PRINCIPI-T/LUCIDI/trasformatore.pdf>
- [9] <https://it.wikipedia.org/wiki/Trasformatore>
- [10] <https://www.iris.unict.it/retrieve/2f357377-2b10-4977-b132-66cb88985446/Tesi%20di%20Dottorato.pdf>
- [11] <https://webthesis.biblio.polito.it/14010/1/tesi.pdf>
- [12] [13] <https://it.x-fullstartech.com/info/what-is-a-planar-transformer-32217407.html>
- [14] [24] <https://www.mouser.it/datasheet/2/609/lt8306-3468237.pdf>
- [15] [16] [23] <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/lt8306.pdf>
- [17] <https://www.tdk-electronics.tdk.com/download>
- [18] https://www.politesi.polimi.it/retrieve/a81cb05b-1ca8-616b-e053-1605fe0a889a/2014_12_GENEVINI_GROSSETTI.pdf
- [19] [20] https://www.tdk-electronics.tdk.com/inf/80/db/fer/elp_18_4_10.pdf
- [21] https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/datasheet/discrete/diode/schottky_barrier/yq3lam10dtr-e.pdf
- [22]. <https://www.vishay.com/docs/87612/vssaf515.pdf>
- [23] Yatsugi, K., Nomura, K., & Hattori, Y. (2018). Analytical Technique for Designing an RC Snubber Circuit for Ringing Suppression in a Phase-Leg Configuration. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33, 4736-4745.

- [25] https://www.enerdoor.com/enerdoor/files/2706/1556297957/emi-filters_2019it.pdf
- [26] [27] [28] <https://s3vi.ndc.nasa.gov/ssri-kb/static/resources/MIL-STD461G.pdf>
- [29] [38] [39]
- [40] [41] [42]
- [30] https://it.wikipedia.org/wiki/Filtro_EMI
- [31] <https://www.emea.lambda.tdk.com/it/faq/section/12>
- [32] [33] [34] https://www.vicorpower.com/documents/datasheets/ds_qpi11L.pdf
- [35] [36]
- [37] <https://www.yint-electronic.com/it/Main-Parameters- And-Usage-Precautions-Of-Common-Mode-Filter-id65580107.html>
- [43] [44] [45] <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps2595.pdf?HQS=dis-dk-null-digikeymode-dsf-pf-null-wwe&ts>
- [46] [47] <https://resources.altium.com/it/p/what-is-a-pcb>
- [48] <https://resources.altium.com/it/p/basics-of-PCBs-part-two>