



**Università degli Studi di Padova**

Facoltà di Ingegneria

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Elettronica

Tesi di Laurea

# **Sistema di test per analisi pre-compliance di fenomeni EMI nei convertitori flyback**

**Relatore:** Ch.mo Prof. Alessandro Sona

**Laureando:** Diego Giaretton

Anno Accademico 2011-2012



# Introduzione

Nella ricerca di sistemi con efficienza sempre più elevata si ricorre spesso all'aumento della velocità di funzionamento dei dispositivi con segnali dai fronti di salita sempre più ripidi. Molto spesso, l'elevata velocità comporta lo svantaggio di assorbire dalla rete di distribuzione elettrica correnti impulsive e dall'elevato contenuto armonico. Per evitare il peggioramento della qualità della rete elettrica, attraverso la normativa EN in vigore nell'Unione Europea, sono state stabilite delle soglie da rispettare per poter immettere un prodotto nel mercato. Si riesce a rimanere all'interno di tali limiti curando il layout del circuito stampato e introducendo dei filtri EMI (Electro Magnetic Interference). Per soddisfare tale esigenza, è nata l'idea di realizzare un sistema per studiare queste problematiche e progettare filtri *ad hoc*.

L'obiettivo di questo lavoro di tesi è la realizzazione di un sistema di test per lo sviluppo di filtri EMI, mediante l'uso di prove pre-compliance. Il progetto presentato è suddiviso in tre parti, relative ognuna ad una scheda elettronica: una con il convertitore switching, una con il carico e una con il filtro. In ogni capitolo è spiegata e dimensionata una scheda.

Il primo capitolo introduce l'intero sistema di test che si vuole realizzare, introducendo le specifiche che ogni scheda deve rispettare.

Nel secondo capitolo viene svolto l'intero progetto del convertitore flyback. Dopo una breve spiegazione sul funzionamento generale, vengono analizzate le problematiche relative alla stabilità fino alla realizzazione del controllo. Vengono dimensionati tutti i componenti indicando i criteri per quelli più critici. Particolare attenzione viene rivolta al trasformatore e alle sue parti (rapporti spire, airgap, perdite, ecc.), il quale è stato realizzato a mano. Infine, viene assemblata la scheda e fatte alcune misure per verificare il corretto funzionamento.

Il capitolo tre approfondisce gli aspetti legati alle scheda di carico, attraverso l'analisi del funzionamento e del dimensionamento dei componenti. In conclusione, vengono svolte alcune misure per verificare l'effettivo funzionamento e la temperatura di esercizio.

Il capitolo quarto contiene una spiegazione delle norme sulla compatibilità elettromagnetica, soffermandosi maggiormente sulle emissioni condotte. Viene poi esaminato il progetto dell'ultima scheda, ovvero il filtro EMI completo, filtro in grado di ridurre le emissioni condotte del convertitore. Infine, viene proposto un sistema di dimensionamento di un filtro sfruttando una tecnica particolare.

L'ultimo capitolo si focalizza sulle misure svolte con il sistema di test completo e valuta l'efficacia del filtro realizzato, con lo scopo di illustrare una possibile applicazione del progetto sviluppato in questo lavoro di tesi.

# Ringraziamenti

Un sincero ringraziamento al Prof. Sona per la disponibilità e la dedizione con cui ha supervisionato il mio lavoro di tesi, nonché per la fiducia prestatami in ogni sua fase.

Vorrei ringraziare Elena per essermi rimasta vicina nei momenti difficili, i miei genitori per avermi dato la possibilità di riprendere gli studi e Marta per l'appoggio dato. Un grazie ai compagni di università, vecchi e nuovi, per i momenti passati insieme e agli amici più cari per essere sempre presenti.



# Indice

<b>Introduzione</b>	<b>i</b>
<b>Ringraziamenti</b>	<b>iii</b>
<b>1 Sistema di test</b>	<b>1</b>
Introduzione . . . . .	1
1.1 Descrizione . . . . .	1
1.2 Specifiche di progetto . . . . .	3
<b>2 Convertitore Flyback</b>	<b>5</b>
Introduzione . . . . .	5
2.1 Funzionamento ed equazioni . . . . .	6
2.1.1 Dimensionamento . . . . .	8
2.2 Controllo . . . . .	10
2.2.1 Implementazione del regolatore . . . . .	15
2.3 Trasformatore . . . . .	16
2.3.1 Perdite nel nucleo . . . . .	18
2.3.2 Rapporti spire e air-gap . . . . .	21
2.3.3 Sezione e lunghezza conduttori . . . . .	21
2.3.4 Calcolo delle perdite . . . . .	23
2.4 Clamp RCD . . . . .	25
2.5 Bootstrap . . . . .	28
2.6 Scelta e dimensionamento componenti . . . . .	30
2.6.1 Circuito integrato per il controllo . . . . .	30
2.6.2 Resistenza di sense . . . . .	32
2.6.3 Trasformatore . . . . .	32
2.6.4 Mosfet . . . . .	34
2.6.5 Clamp RCD . . . . .	35
2.6.6 Diodi . . . . .	36
2.6.7 Capacità del raddrizzatore . . . . .	37
2.7 Schema elettrico e circuito stampato . . . . .	37
2.8 Simulazioni e misure . . . . .	43
2.8.1 Tensioni d'uscita . . . . .	43

---

2.8.2	Analisi termica . . . . .	43
<b>3</b>	<b>Scheda di carico</b>	<b>47</b>
	Introduzione . . . . .	47
3.1	Funzionamento . . . . .	47
3.2	Scelta e dimensionamento componenti . . . . .	48
3.2.1	Multivibratore astabile . . . . .	48
3.2.2	Mosfet . . . . .	49
3.3	Schema elettrico e circuito stampato . . . . .	50
3.4	Misure . . . . .	54
3.4.1	Uscita oscillatore . . . . .	54
3.4.2	Analisi termica . . . . .	54
<b>4</b>	<b>Filtro EMI</b>	<b>57</b>
	Introduzione . . . . .	57
4.1	Normative e Frequenze . . . . .	57
4.2	Emissioni condotte . . . . .	59
4.2.1	Disturbi di modo comune e di modo differenziale . . . . .	60
4.3	Schema di base di un filtro EMI . . . . .	61
4.4	Schema elettrico e circuito stampato . . . . .	62
4.5	Procedura di dimensionamento . . . . .	67
<b>5</b>	<b>Misure e uso del sistema di test</b>	<b>71</b>
	Introduzione . . . . .	71
5.1	Caratterizzazione sistema di test . . . . .	71
5.2	Prove emissioni condotte . . . . .	71
	<b>Conclusioni</b>	<b>83</b>
	<b>Appendice</b>	<b>85</b>
	<b>Bibliografia</b>	<b>102</b>
	<b>Elenco delle tabelle</b>	<b>105</b>
	<b>Elenco delle figure</b>	<b>106</b>



# Capitolo 1

## Sistema di test

### Introduzione

La ricerca di prestazioni elevate per i dispositivi di potenza porta ad un incremento della frequenza di commutazione, con fronti di salita sempre più ripidi e componenti in grado di annullare la corrente in tempi molto ridotti. Questa esigenza è in conflitto con le normative, le quali impongono stringenti limiti da rispettare.

Da qui, la necessità per i progettisti di trovare una soluzione al problema, migliorando ove possibile il circuito e, nel caso le soluzioni implementate non fossero sufficienti, studiare filtri EMI dimensionati in modo ottimale.

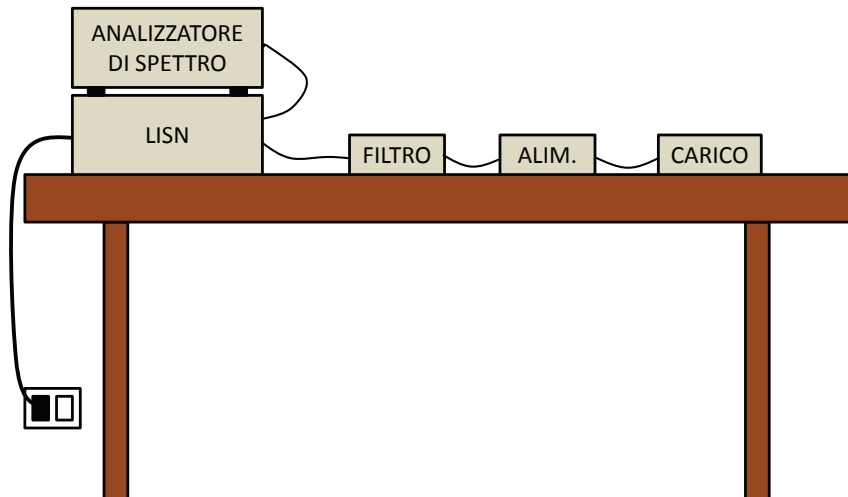
In questo capitolo viene spiegato il sistema di test che si vuole realizzare, definendo nel dettaglio le specifiche da seguire.

### 1.1 Descrizione

L'obiettivo finale del progetto esposto nella tesi è la realizzazione di un sistema di test in grado di creare uno spettro di disturbo noto e costante fino ad una frequenza elevata. Consentire di studiare in quale parte del circuito il disturbo viene generato, individuando le soluzioni circuitali per attenuarlo ed, eventualmente, creare dei filtri EMI da anteporre al disturbatore. Infine, è di fondamentale importanza fornire un metodo di lavoro e di allestimento del banco per garantire misure accurate e ripetibili.

In figura 1.1 è rappresentato il sistema di test che si vuole ottenere. Sopra al tavolo di lavoro sono disposti:

- LISN per separare i disturbi del dispositivo dalla rete
- La scheda di test dove vengono provate le varie configurazioni di filtri
- Il convertitore switching, ovvero il disturbatore



*Figura 1.1: Sistema di test*

- La scheda di carico
- L'analizzatore di spettro per visualizzare le frequenze del disturbo

Per migliorare la configurabilità del sistema e la possibilità di espansione, vengono realizzate tre schede distinte: una per il filtro, una per l'alimentatore e una per il carico. La presenza di schede diverse permette agevolmente di cambiare alcune caratteristiche, come ad esempio il tipo di carico, oppure di riprogettare alcune parti lasciando inalterate le altre. Questo sistema flessibile consente di testare configurazioni non convenzionali di sistemi di filtraggio oppure di layout, lavorando solo su porzioni del sistema.

Per la ripetibilità delle misure è molto importante mantenere sempre la stessa lunghezza dei cavi e la medesima posizione dei vari elementi. Il sistema di test fornirà inoltre i cablaggi e le indicazioni per l'allestimento del banco di misura. Tutti questi accorgimenti dovrebbero garantire la ripetibilità delle misure.

La tipologia di convertitore scelta è la configurazione flyback funzionante alla tensione di rete permettendo di collegare l'alimentatore direttamente alla LISN. La configurazione flyback richiede pochi componenti ma presenta lo svantaggio di un elevato spettro di emissione, ideale per il risultato cercato in questo caso.

Il sistema di test permette di provare varie soluzioni per ridurre i disturbi. Nel corso di questa tesi verrà confrontato l'andamento delle emissioni condotte senza e con un filtro EMI standard.

In ogni configurazione e all'inserimento di ogni nuovo componente nel filtro, verrà analizzato lo spettro  $150\text{ kHz} - 30\text{ MHz}$  delle emissioni condotte, verificando l'efficacia dell'intervento. Questi passaggi permettono di valutare la variazione dell'andamento quando viene modificato un componente del filtro oppure come cambia l'emissione agendo su alcuni parametri del convertitore: ad esempio la resistenza di pilotaggio al gate del mosfet oppure il valore dello snubber. Per realizzare queste misure è necessario l'uso di uno strumento diagnostico che separa i disturbi di modo comune da quelli di modo differenziale, non compatibile con tutte le LISN.

## 1.2 Specifiche di progetto

Per realizzare il progetto sono state definite le seguenti specifiche da rispettare per le tre schede.

### Filtro

- Altamente configurabile
- Percorso filtrato e non, in modo da mantenere costanti le distanze del cablaggio
- Layout flessibile per il montaggio di componenti di tipo diverso

### Flyback

- Frequenza di lavoro elevata, 200 kHz
- Tre uscite di cui una per autoalimentazione
- Uscita uno:  $5\text{ V} \pm 10\%$  da 1 a 4 A
- Uscita due:  $3.3\text{ V} \pm 10\%$  da 1 a 4 A
- Uscita tre:  $16\text{ V} \pm 10\%$  con 20 mA
- Ingresso  $230\text{ V}_{AC} \pm 15\%$  (da 195 a 265 Vac)

### Carico

- Resistivo
- Corrente di uscita impostabile a 4 A o 2 A per entrambe le uscite
- Variabile in automatico



## Capitolo 2

# Convertitore Flyback

### Introduzione

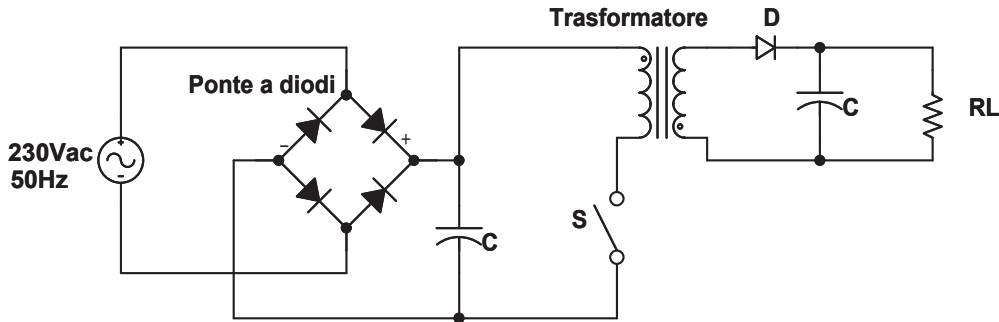
Il convertitore AC-DC è un apparato elettrico che permette di raddrizzare la tensione elettrica di rete, in modo da fornire energia per il funzionamento di dispositivi a tensione continua. Esistono due approcci tecnologici profondamente differenti per la realizzazione di questo tipo di alimentatori:

- **Lineari:** è la tecnologia più semplice ed economica da realizzare, composta da un trasformatore operante a 50 Hz, ponte a diodi, condensatore e circuito stabilizzatore. I principali limiti di questi alimentatori risiedono nel basso rendimento energetico, che comporta, nel caso di elevate potenze gestite, un consistente sviluppo di calore che deve essere smaltito per evitare danni all'apparato. Altro limite molto importante è il peso e le dimensioni considerevoli del trasformatore di tensione a frequenza di rete.
- **Switching:** circuiti molto più complessi dei precedenti ma caratterizzati da molti vantaggi, tra i quali un minor peso e ingombro a parità di potenza trasferita e un rendimento maggiore. Tutto questo a scapito di un elevato ripple in uscita e una generazione di disturbi in alta frequenza. Un tipico alimentatore a commutazione è composto da un ponte a diodi, un condensatore di livellamento, un'induttanza (o trasformatore), un interruttore, un diodo e un condensatore in uscita. Scambiando la posizione di questi componenti base si ottengono varie configurazioni.

A causa della scarsa efficienza dei convertitori lineari la tendenza attuale è di utilizzare gli alimentatori switching per tutte le applicazioni. Questi alimentatori assorbono dalla rete una corrente impulsiva che crea molti problemi alle prove EMC, problema che si cerca di risolvere attraverso l'utilizzo di filtri EMI. In questo capitolo, viene spiegata la realizzazione di un convertitore flyback, configurazione molto usata perché impiega pochi componenti e permette di ottenere agevolmente molte uscite. Tuttavia, presenta un elevato spettro di disturbi,

ottimo per lo studio di sistemi di filtraggio e per l'obiettivo da raggiungere in questa tesi.

## 2.1 Funzionamento ed equazioni



*Figura 2.1: Struttura base del convertitore flyback*

Il convertitore flyback di figura 2.1 è derivato dal convertitore buck-boost, accoppiando un secondo avvolgimento all'induttore e ottenendo un isolamento galvanico. L'induttanza è quindi sostituita da un mutuo induttore che deve immagazzinare l'energia esattamente come farebbe l'induttore nel buck-boost. Questa topologia rappresenta la più semplice struttura isolata in termini di numero di componenti utilizzati.

Il convertitore flyback ha due possibili modalità di funzionamento. Il CCM (Continuous Conduction Mode) che prevede due intervalli di operatività, la conduzione del diodo o la conduzione dello switch e il DCM (Discontinuous Conduction Mode) che prevede tre zone di funzionamento, conduzione del diodo, conduzione dello switch e la zona di off. In questo capitolo verrà esaminata la modalità di funzionamento CCM, in quanto è l'unica che con un solo interruttore permette di ottenere più uscite, perché la tensione è indipendente dalla corrente di carico.

Il primo intervallo di lavoro del CCM (figura 2.2a) avviene con la chiusura dell'interruttore. In questa fase, la tensione applicata al primario fa crescere linearmente la corrente caricando il mutuo induttore, la corrente non può uscire dal secondario in quanto il diodo è contro polarizzato e di conseguenza la tensione d'uscita è sostenuta dal condensatore.

Nel secondo intervallo, lo schema semplificato è rappresentato in figura 2.2b, l'interruttore si apre e la tensione al secondario si inverte polarizzando direttamente il diodo. In questa fase c'è il trasferimento di potenza dal primario al secondario in quanto la corrente ricarica il condensatore e alimenta il carico.

Dal bilancio delle aree rappresentate in figura 2.3, indicante la situazione di regime, si ottiene il rapporto di conversione:

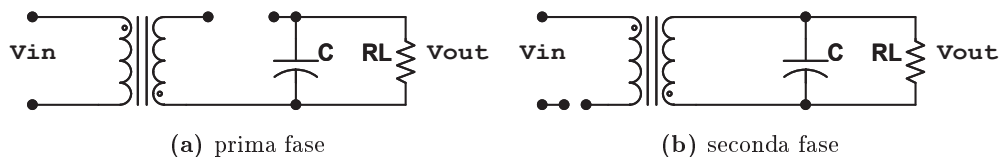


Figura 2.2: Fasi di funzionamento del flyback

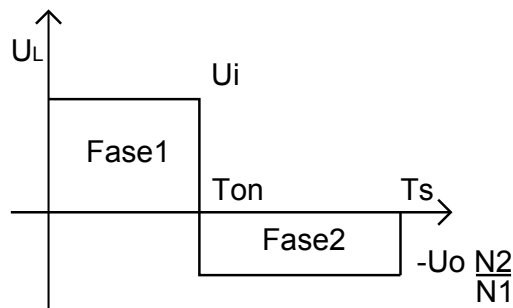


Figura 2.3: Fasi del flyback

$$M = \frac{U_o}{U_i} = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{d}{1-d} \quad (2.1)$$

dove  $N_2$  e  $N_1$  sono il numero di spire, rispettivamente, al secondario e al primario.

La caratteristica principale del flyback è che con l'aggiunta di un secondario al trasformatore, un diodo e un condensatore si può ottenere una nuova uscita. In particolare, nel convertitore da realizzare sono necessarie tre uscite, ottenendo uno schema come in figura 2.4, dove le prime due uscite sono di potenza e la terza serve per l'alimentazione della parte di controllo.

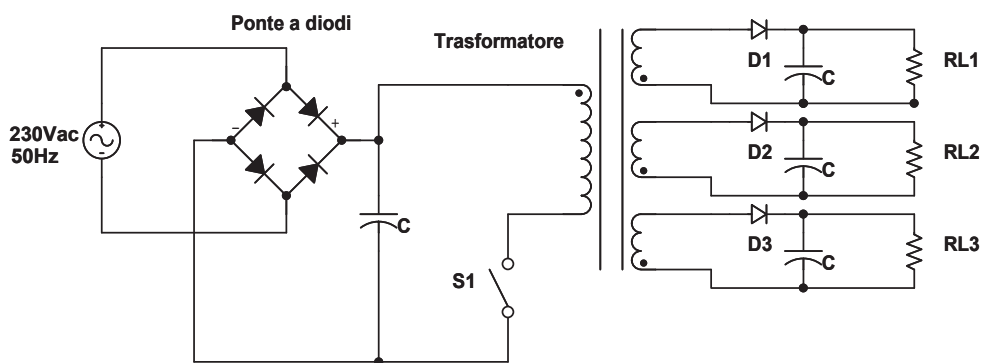


Figura 2.4: Struttura base del flyback multi-uscite

### 2.1.1 Dimensionamento

Dalle specifiche di progetto indicate nel capitolo 1.2 definiamo le seguenti grandezze:

- $U_{o1} = 5 \text{ V}$ ;
- $U_{o2} = 3.3 \text{ V}$ ;
- $U_{o3} = 16 \text{ V}$ ;
- $U_{o1\max} = 5.5 \text{ V}$ ;
- $U_{o1\min} = 4.5 \text{ V}$ ;
- $U_{o2\max} = 3.63 \text{ V}$ ;
- $U_{o2\min} = 2.97 \text{ V}$ ;
- $I_{o1} = 4 \text{ A}$ ;
- $I_{o1\min} = 1 \text{ A}$ ;
- $I_{o2} = 4 \text{ A}$ ;
- $I_{o2\min} = 1 \text{ A}$ ;
- $I_{o3} = 0.02 \text{ A}$ ;
- $R_{L1} = U_{o1}/I_{o1}$ ;
- $R_{L2} = U_{o2}/I_{o2}$ ;
- $R_{L3} = U_{o3}/I_{o3}$ ;
- $R_{L1\min} = U_{o1}/I_{o1\min}$ ;
- $R_{L2\min} = U_{o2}/I_{o2\min}$ ;
- $f_s = 200000 \text{ Hz}$ ;
- $T_s = 1/f_s$ ;
- $U_i = 325 \text{ V}$ ;
- $U_{i\max} = 390 \text{ V}$ ;
- $U_{i\min} = 260 \text{ V}$ ;



Il dimensionamento di tutte le parti del progetto presentato in questa tesi è stato realizzato tramite un foglio di calcolo in *Wolfram Mathematica*. In questo modo, nel caso si decida di cambiare un parametro, il software rapidamente svolgerà tutti i calcoli.

Di seguito vengono analizzati passaggi più importanti per il dimensionamento del convertitore, l'intero foglio di calcolo è allegato nell'appendice (5.2).

Per prima cosa viene deciso il duty cycle<sup>1</sup>, in seguito verrà chiamato semplicemente  $d$ . Come evidenziato nella formula (2.1), la tensione d'uscita è data da  $d$  e dal rapporto spire. Essendoci molta differenza tra tensione d'ingresso e tensione d'uscita si deve fare attenzione al valore scelto. Il  $d$  non deve essere troppo piccolo altrimenti il regolatore presenta poche possibilità di variazione e non può superare il 50% altrimenti si introduce il problema dell'instabilità statica che complicherebbe il controllo.

Per questi motivi si è scelto di impostare il  $d_{nominale}$  al 30%. Di seguito si ricava il  $d_{max}$  e  $d_{min}$  tramite:

$$d_{max} = \frac{1}{1 + \frac{U_{imin}}{U_i} \cdot \frac{1-d}{d}} = 0.35 \quad (2.2)$$

$$d_{min} = \frac{1}{1 + \frac{U_{imax}}{U_i} \cdot \frac{1-d}{d}} = 0.26 \quad (2.3)$$

Noti questi valori è possibile ricavare i vari rapporti spire con la formula:

$$n = \frac{U_o (1-d)}{U_i d} \quad (2.4)$$

ottenendo  $n1 = 0.036$ ,  $n2 = 0.0237$  e  $n3 = 0.115$ .

Il valore delle capacità in uscita, impostando un ripple statico all'1%, viene calcolato con:

$$C_{out} = \frac{I_o \cdot d_{max}}{f_s \cdot U_o \cdot 0.01} \quad (2.5)$$

ottenendo come valore, approssimato ai componenti reali, di  $C1 = 150 \mu F$ ,  $C2 = 220 \mu F$  e  $C3 = 220 nF$ .

Definiti questi componenti è più pratico passare ad una versione equivalente dello schema di figura 2.4, riportando tutti i parametri al primario. In questo modo si ottiene lo schema di figura 2.5.

Dove  $U_{op}$  è dato da:

$$U_{op} = \frac{U_{o1}}{n1} = \frac{U_{o2}}{n2} = \frac{U_{o3}}{n3} \quad (2.6)$$

e  $C_{op}$  da:

---

<sup>1</sup>Si definisce duty cycle  $d$  il rapporto tra la durata del segnale 'alto' e il periodo totale del segnale

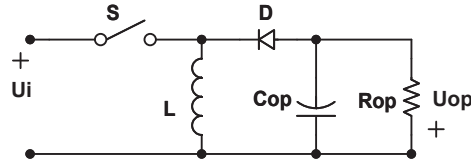


Figura 2.5: Flyback con tutti i parametri riportati al primario

$$C_{op} = C_{out1} \cdot n1^2 + C_{out2} \cdot n2^2 + C_{out3} \cdot n3^2 + C_{bootstrap} \cdot n3^2 \quad (2.7)$$

Alla formula 2.7 è stata aggiunta la capacità di bootstrap, condensatore indispensabile per l'accensione del sistema di controllo. Questa parte verrà approfondita nel capitolo 2.5.

Infine viene calcolato  $R_{op}$ :

$$R_{op} = \frac{1}{\frac{n1^2}{RL1} + \frac{n2^2}{RL2} + \frac{n3^2}{RL3}} \quad (2.8)$$

Per garantire il funzionamento del convertitore in CCM con la minima corrente in ingresso, si deve calcolare il valore minimo di  $L$ . Per questo è necessario  $R_{opmin}$ , ottenuto con formula 2.8, con la minima corrente d'uscita:

$$R_{opmin} = \frac{1}{\frac{n1^2}{RL1min} + \frac{n2^2}{RL2min} + \frac{n3^2}{RL3}} \quad (2.9)$$

Il valore minimo dell'induttanza risulta essere:

$$L = \frac{R_{opmin}}{2fs \cdot (1 + Mmin)^2} = 2.98 \text{ mH} \quad (2.10)$$

Tutti gli elementi della configurazione equivalente di figura 2.5 sono stati calcolati. Nei capitoli seguenti si farà riferimento a questo schema, salvo dove espressamente indicato.

## 2.2 Controllo

Per ottenere la tensione voluta alle uscite è necessario un sistema di controllo che verifichi e regoli la tensione mediante l'uso opportuno della variabile costituita dal duty cycle. Una necessità data da: la variabilità della tensione all'interno di un range, la corrente di uscita dipendente dal carico e dalla presenza di parametri parassiti. Il variare di queste grandezze crea delle variazioni alla tensione d'uscita, rendendo indispensabile un controllo a retroazione per ottenere un funzionamento ottimale.

Per ottenere la variazione di  $d$  si sfrutta la modulazione a larghezza di impulso (PWM), sistema che converte un segnale analogico detto modulante in un segnale ad onda quadra con duty cycle proporzionale.

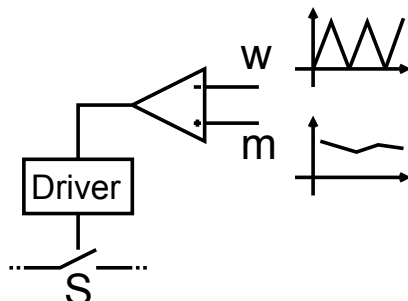


Figura 2.6: Modulatore PWM

Per generare la modulante o il riferimento esistono diversi sistemi. Il più semplice da attuare è il controllo di tensione, ovvero si misura la tensione in uscita e la si confronta con una tensione di riferimento. Il segnale di errore generato viene processato dall'amplificatore d'errore, il quale produce il segnale modulante. Il regolatore deve essere progettato in modo da garantire la stabilità e le prestazioni volute dal controllo. Questo tipo di controllo è in funzione della sola tensione di uscita, senza far nessuna verifica sulle altre grandezze, in particolare la corrente sull'induttanza. L'elevata velocità di risposta del regolatore può causare elevati picchi di corrente che possono danneggiare il convertitore.

Per evitare questo problema si ricorre al controllo di corrente, nel quale oltre alla retroazione di tensione, si effettua una misura della corrente nell'induttore, che nel caso raggiunga il limite prestabilito fa aprire lo switch. Ciò impedisce di rovinare i componenti mantenendoli all'interno dei parametri di progetto, senza essere un vero e proprio controllo di corrente.

Si può introdurre un ulteriore anello di corrente in aggiunta all'anello di tensione, per ottenere il totale controllo delle variabili di stato del sistema.

Il sistema di controllo di corrente più utilizzato per questo tipo di convertitori è il *Controllo di Corrente di Picco*. Lo schema di principio applicato al buck-boost (flyback con tutti i parametri riportati al primario) è rappresentato in figura 2.7. In questa struttura, se durante la fase in cui l'interruttore è acceso la corrente nell'induttanza raggiunge il valore di riferimento generato dal regolatore  $A_{ru}$  in funzione della tensione di uscita, il comparatore attiva il reset che disabilita il flip-flop spegnendo lo switch.

Il controllo di corrente di picco semplifica il dimensionamento del regolatore rispetto al controllo di tensione poiché nell'analisi ai piccoli segnali l'induttanza è vista come un generatore di corrente controllato dal regolatore di tensione. Perciò è sufficiente l'uso di un  $PI^2$  per ottenere la banda e il guadagno di fase

<sup>2</sup>Regolatore proporzionale integrale

voluto.

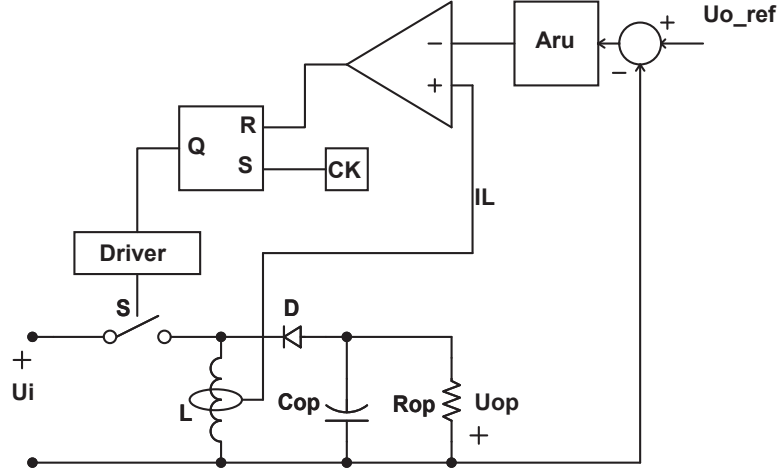


Figura 2.7: Schema semplificato del controllo corrente di picco

Per dimensionare il controllo ci si deve ricondurre alle grandezze ai piccoli segnali analizzando i legami tra le variazioni del duty cycle e le variazioni delle grandezze del sistema. Per il convertitore buck-boost la funzione di trasferimento tra  $d$  e  $i$  sull'induttanza è data da:

$$G_{id}[s] = \frac{U_i(1+d)}{(1-d)^3 \cdot R_{op}} \cdot \frac{1 + s \frac{R_{op} \cdot C_{op}}{1+d}}{1 + s \frac{L}{(1-d)^2 \cdot R_{op}} + s^2 \frac{L \cdot C_{op}}{(1-d)^2}} \quad (2.11)$$

mentre la funzione di trasferimento tra  $d$  e  $u$  è :

$$G_{ud}[s] = \frac{U_i}{(1-d)^2} \cdot \frac{1 - s \frac{dL}{(1-d)^2 \cdot R_{op}}}{1 + s \frac{L}{(1-d)^2 \cdot R_{op}} + s^2 \frac{L \cdot C_{op}}{(1-d)^2}} \quad (2.12)$$

Definendo le seguenti grandezze:

$$k = \frac{2 \cdot L \cdot f_s}{R_{op}} \quad (2.13)$$

$$K_{dl} = \frac{k \cdot R_{op} \cdot d}{(1-d)U_{op}} \quad (2.14)$$

$$K_{dr} = \frac{k \cdot R_{op} d}{(1-d)U_{op}} \quad (2.15)$$

è possibile ricavare il guadagno di anello di corrente  $T_i$  rappresentato in figura 2.9 come:

$$T_i[s] = -K_{dl} \cdot G_{id}[s] \quad (2.16)$$

Rappresentando il guadagno attraverso i diagrammi di Bode si ottiene l'andamento di figura 2.8a e 2.8b. Si noti che la banda è di circa  $90\text{ kHz}$ .

Analizzando lo schema a blocchi di figura 2.9 si può calcolare la funzione di trasferimento chiamata  $Gp$ :

$$Gp = \frac{\hat{U}_O(s)}{\hat{I}_R(s)} = Kdr \cdot \frac{1}{1 - Ti[s]} \cdot Gud[s] \quad (2.17)$$

Definito l'anello di corrente si può procedere ad analizzare il guadagno di anello di tensione. Lo schema a blocchi è rappresentato in figura 2.10, dove  $Gru$  è il regolatore PI e i tre blocchi:  $Aoa$  divisore interno ( $1/3$ ),  $\frac{1}{R_{sense}}$  resistenza che trasforma la tensione letta in una corrente e  $Gp$  calcolato nella formula (2.17) possiamo raggrupparli in un unico blocco chiamato  $Gi$  che vale:

$$Gi[s] = \frac{1}{3} \cdot \frac{1}{R_{sense}} \cdot Kdr \cdot \frac{1}{1 + Ti[s]} \cdot Gud[s] \quad (2.18)$$

Il nuovo schema a blocchi semplificato è rappresentato in figura 2.11, dal quale si può ottenere il guadagno di anello di tensione:

$$Tv[s] = Gru[s] \cdot Gi[s] \cdot \alpha \quad (2.19)$$

Il regolatore  $Gru$  si può dimensionare in modo da avere un margine di fase di almeno  $50^\circ$ <sup>3</sup>, per garantire la stabilità del convertitore, e frequenza di taglio di  $\frac{1}{15}$  della frequenza di lavoro.

Nel regolatore PI reale si deve aggiungere un polo in alta frequenza, necessario per togliere il rumore di commutazione. Il polo viene posizionato a metà della frequenza di switching.

Il regolatore ha una funzione di trasferimento di questo tipo:

$$Gru[s] = \frac{Kbode}{s} \frac{1 + \frac{s}{\omega_{zu}}}{1 + \frac{s}{\omega_{pu}}} \quad (2.20)$$

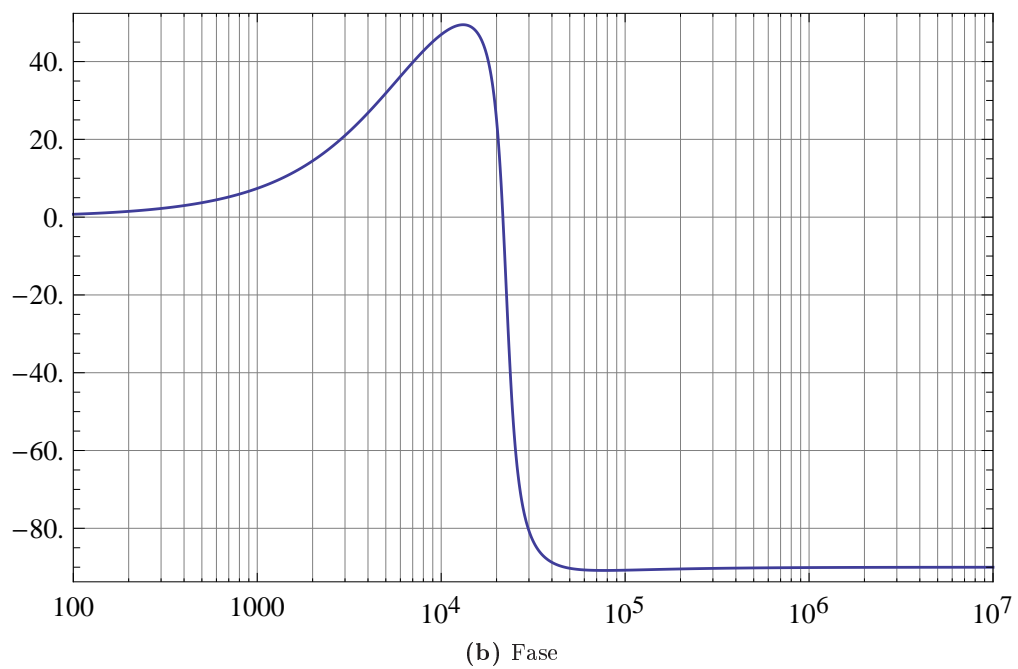
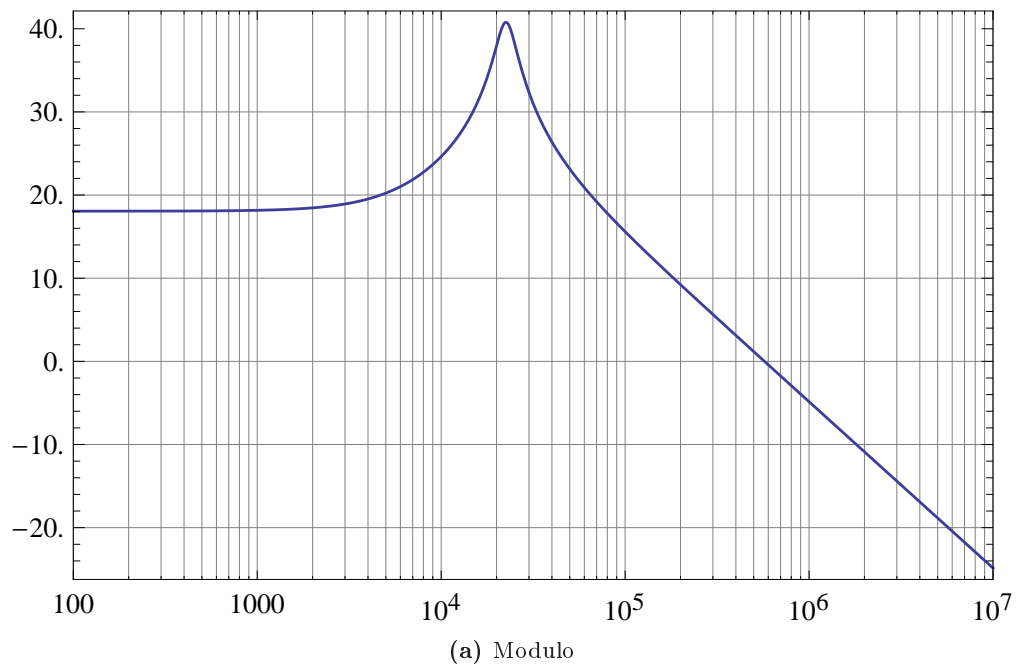
Per ottenere un guadagno di anello con margine di fase e banda richiesta, si deve calcolare la frequenza dello zero e il guadagno di Bode del regolatore:

$$f_{zu} = \frac{f_{cu}}{\text{Tan} \left[ m\varphi - \text{Arg}[Gi[I\omega_{cu}]] - \frac{\pi}{2} + \text{ArcTan} \left[ \frac{f_{cu}}{f_{pu}} \right] \right]} = 3408.3\text{ Hz} \quad (2.21)$$

$$Kbode = \frac{1}{\text{Abs}[Gi[I\omega_{cu}]] \cdot \text{Abs} \left[ \frac{1}{I\omega_{cu}} \cdot \frac{1 + \frac{I\omega_{cu}}{\omega_{zu}}}{1 + \frac{I\omega_{cu}}{\omega_{pu}}} \right] \cdot \alpha} = 26683.5 \quad (2.22)$$

Inserendo i valori calcolati nella formula (2.19) e tracciandone i diagrammi di Bode si ottiene l'andamento rappresentato in figura 2.12a e 2.12b dove sono indicati il margine di fase e il margine di guadagno.

<sup>3</sup>50 gradi corrispondono a 0.873 radianti



**Figura 2.8:** Diagramma di Bode del modulo e della fase del guadagno di anello di corrente

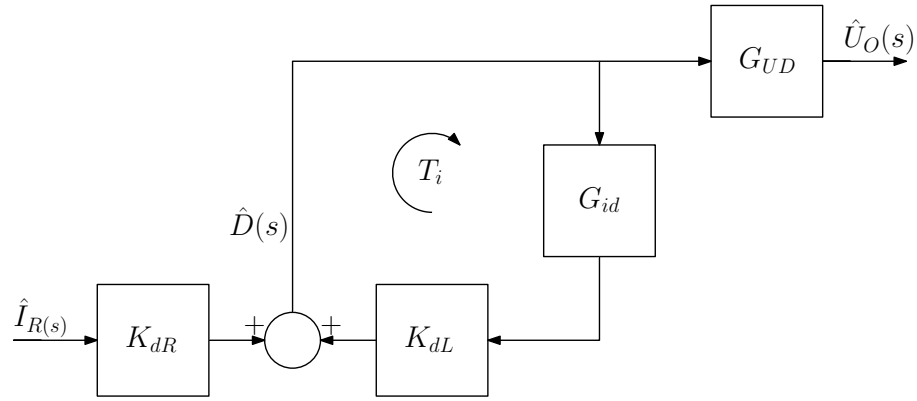
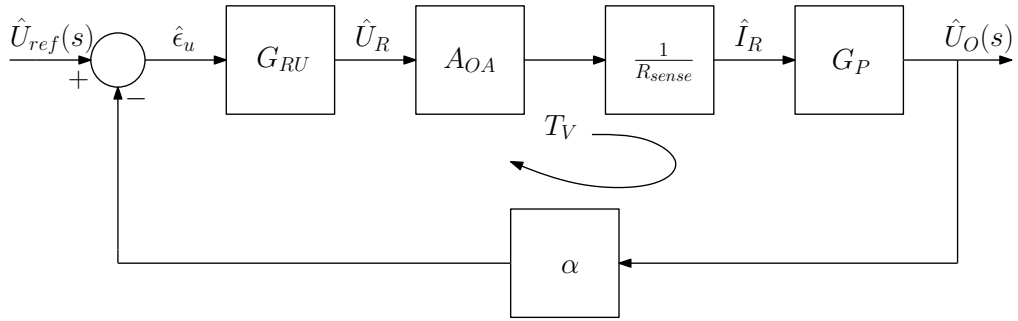
Figura 2.9:  $G_p$  blocchi

Figura 2.10: Guadagno di anello di tensione

### 2.2.1 Implementazione del regolatore

Il PI desiderato è stato realizzato in modo analogico, attraverso un amplificatore operazionale con la configurazione visibile in figura 2.13

Dove  $U_{mp}$  è la tensione di riferimento generata all'interno del chip (2.5V in questo caso) e  $R_{adj}$  è un potenziometro che permette di regolare la tensione d'uscita. Impostando  $R_{p1} = 10000 \Omega$ ,  $R_{p2} = 15000 \Omega$  e  $R_{in} = 2200 \Omega$  si ottiene:

$$R_{adj} = \frac{2.5}{\frac{U_{o3}}{R_{p1}} - \frac{2.5}{R_p}} \cdot \left(1 + \frac{R_{in}}{R_p}\right) = 2887.32 \Omega \quad (2.23)$$

E' opportuno dividere il valore in due parti, inserendo una resistenza fissa da  $2200 \Omega$  in serie a un potenziometro da  $1000 \Omega$ . In questo modo si evitano regolazioni troppo estreme e si rimane all'interno di un range di regolazione. Proseguendo, si ricavano gli altri valori con la formula:

$$C_p = \frac{\alpha \cdot \omega_{zu}}{R_i \cdot K_{bode} \cdot \omega_{pu}} = 97.1 \Rightarrow 100 \mu F \quad (2.24)$$

$$C_f = \frac{\alpha}{R_i \cdot K_{bode}} - C_p = 2.64 \Rightarrow 2.7 nF \quad (2.25)$$

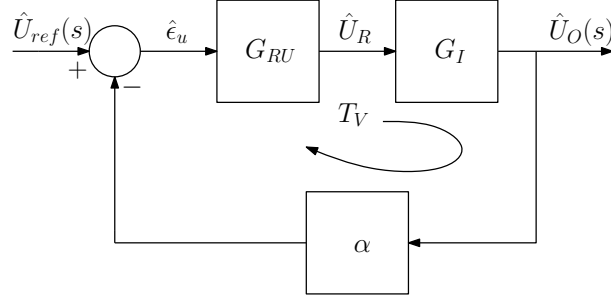


Figura 2.11: Guadagno di anello di tensione semplificato

$$Rf = \frac{1}{\omega_{zu} \cdot Cf} = 16.9 \Rightarrow 18 \text{ k}\Omega \quad (2.26)$$

### 2.3 Trasformatore

Come spiegato precedentemente il convertitore flyback è ricavato dal buck-boost, quindi lo scopo del trasformatore è di immagazzinare energia durante la fase di  $T_{ON}$  per restituirla al secondario durante la fase di  $T_{OFF}$ , come avviene all'induttore del buck-boost. Per questo motivo, in realtà, il trasformatore del flyback è un mutuo induttore e viene realizzato su un nucleo magnetico con un traferro (air gap) sulla gamba centrale. Le fasi seguenti permettono di dimensionare e realizzare il mutuo induttore usato in questo convertitore.

Il primo passo per il dimensionamento è il calcolo teorico dello spazio occupato, utile per capire che nucleo usare. Scelta compiuta attraverso il metodo del *prodotto delle aree* (area finestra  $A_N$  per area del nucleo  $Ae$ ). In un flyback operante in CCM il dimensionamento del trasformatore non deve essere eseguito in funzione delle perdite nel core, molto piccole dato il ripple ridotto di corrente, ma in funzione della saturazione nel nucleo.

Per poter calcolare il prodotto delle aree sono necessarie le seguenti grandezze. La corrente media al primario:

$$I_{dc} = d \cdot \frac{(IL1picco + IL1min)}{2} = 0.103 \text{ A} \quad (2.27)$$

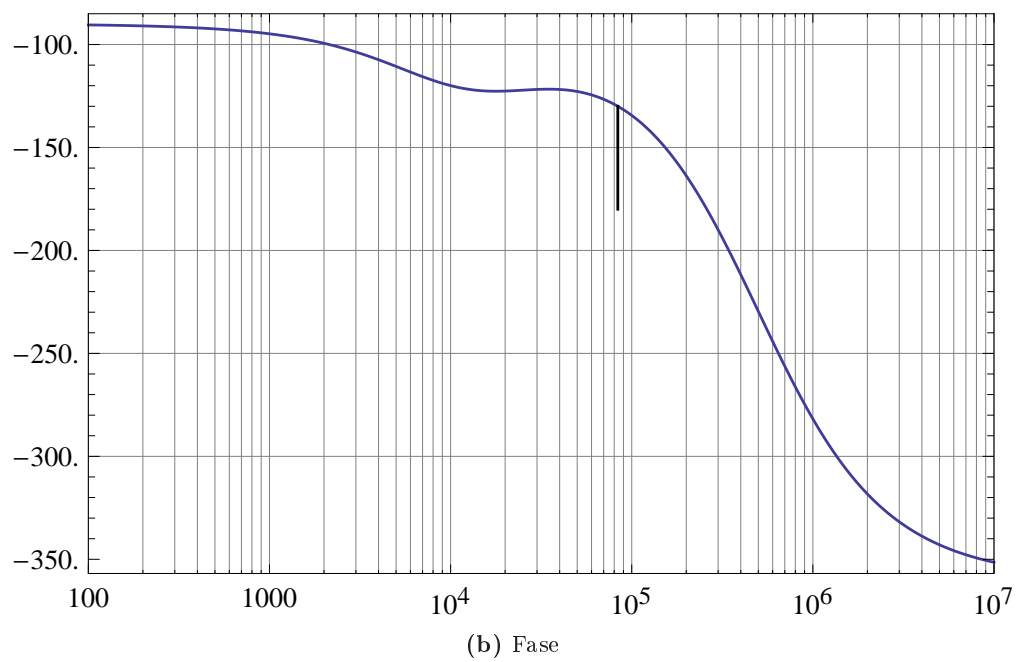
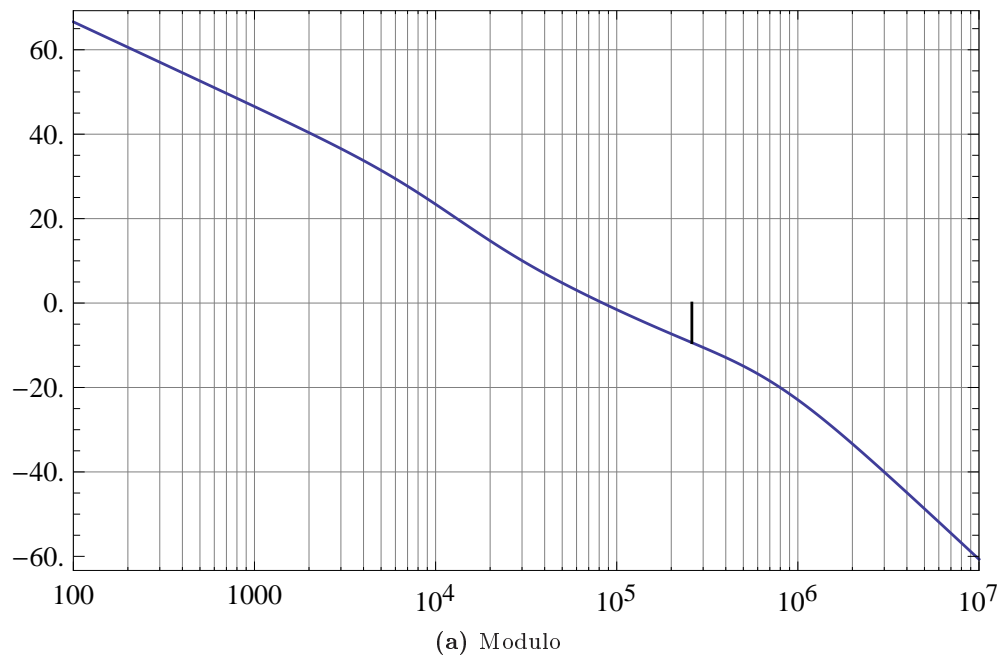
La corrente efficace al primario, calcolata ipotizzando una forma rettangolare (dato il piccolo ripple la differenza è minima):

$$I_{rms} = \sqrt{d \cdot \left( \frac{(IL1picco + IL1min)}{2} \right)^2} = 0.188 \text{ A} \quad (2.28)$$

dove la massima corrente raggiungibile è limitata dallo zener del chip che gestisce il controllo e taglia la tensione a 1 V, ottenendo:

$$I_{spk} = \frac{1}{R_{sense}} = 0.56 \text{ A} \quad (2.29)$$





*Figura 2.12: Digramma di Bode del modulo e della fase del guadagno di anello di tensione*

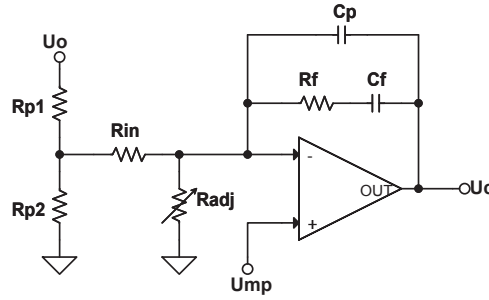


Figura 2.13: Regolatore PI analogico

Il prodotto delle aree si calcola con:

$$AP = \left( \frac{L \cdot I_{lspk} \cdot I_{rms}}{B_{max} \cdot K1} \right)^{4/3} = 0.0684 \text{ cm}^4 \quad (2.30)$$

dove  $B_{MAX} = 0.275 T$  è il flusso massimo di saturazione, preso con un certo margine dato che da datasheet per l'N87 è di 0.39 T e  $K1$  è un parametro dato da:

$$K1 = J_{MAX} \cdot K_{prim} \cdot 10^{-4} = 0.0085 \quad (2.31)$$

dove  $J_{MAX}$  è la densità massima di corrente negli avvolgimenti e vale  $420 A/cm^2$  per i nuclei raffreddati con convezione naturale,  $K_{prim}$  è il fattore di riempimento, ovvero il rapporto dell' area occupata da rame su area della finestra, che vale 0.2 in un flyback isolato; mentre il  $10^{-4}$  adegua le unità di misura.

Un nucleo possibile è l'RM8 della EPCOS, (e misure estratte dal datasheet sono visualizzate in figura 2.14), avente come prodotto delle aree:

$$AP = A_N \cdot Ae = 0.192 \text{ cm}^4 \quad (2.32)$$

Il prodotto delle aree necessario, calcolato con la formula 2.30, è circa metà del prodotto delle aree disponibile dal nucleo RM8. Ciò dovrebbe garantire un certo margine di sicurezza, considerando che il trasformatore verrà avvolto a mano.

### 2.3.1 Perdite nel nucleo

La massima potenza dissipabile dal nucleo scelto è data dalla relazione:

$$P_{lim} = \frac{\Delta T_{max}}{Rt} = 1.22 \text{ W} \quad (2.33)$$

dove  $\Delta T_{max}$  è  $50^\circ C$  per la ferrite N87 e  $Rt$  è la resistenza termica e dipende dal nucleo, in questo caso vale  $41^\circ C/W$ . Per la presenza del traferro la caratteristica  $B = f(H)$  risulta lineare, permettendo di calcolare la variazione di induzione magnetica dovuta al ripple nel modo seguente:

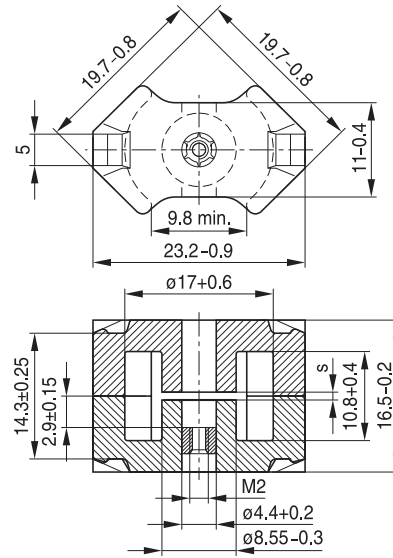
- To IEC 62317-4
- Cores without center hole for transformer applications
- Delivery mode: sets

**Magnetic characteristics** (per set)

	with center hole	without center hole	
$\Sigma I/A$	0.68	0.59	mm <sup>-1</sup>
$l_e$	35.1	38	mm
$A_e$	52	64	mm <sup>2</sup>
$A_{min}$	—	55	mm <sup>2</sup>
$V_e$	1825	2430	mm <sup>3</sup>

**Approx. weight** (per set)

m	10.7	12	g
---	------	----	---



FRM0173-7

Sections	$A_N$ mm <sup>2</sup>	$l_N$ mm	$A_R$ value $\mu\Omega$	Pins	Ordering code
1	30	42	47	12	B65812C1512T001

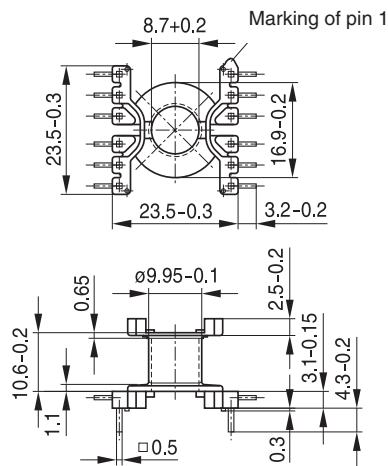


Figura 2.14: Dimensioni e caratteristiche estratte dal datasheet della EPCOS

$$\Delta B_{max} = B_{max} \cdot \frac{\Delta I_{pp}}{I_{spk}} = 80 \text{ mT} \quad (2.34)$$

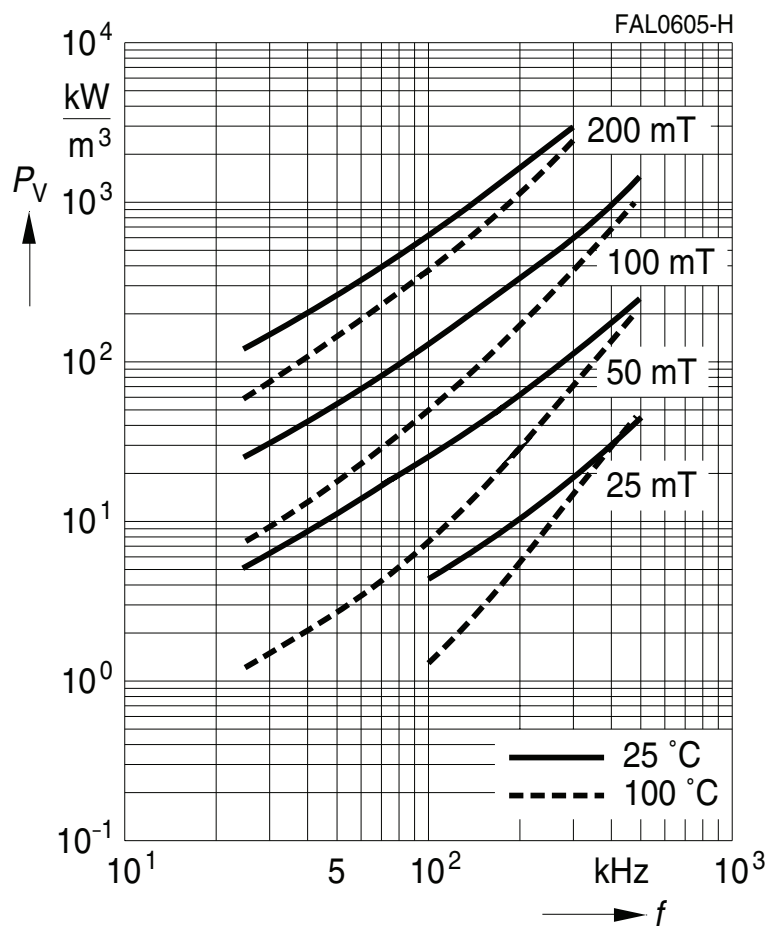


Figura 2.15: Core loss N87

Il valore ottenuto va diviso per due, prima di valutare a quante perdite corrisponde, poiché il costruttore fornisce il grafico relativo a una variazione di flusso sinusoidale con picco  $B$ . Analizzando la figura 2.15, relativa alle perdite dell’N87, si riesce a ricavare un valore, approssimato per eccesso a  $50 \text{ kW/m}^3$ , il quale permette di ottenere le perdite nel nucleo:

$$P_c = \text{Coreloss} \cdot V_e = 0.12 \text{ W} \quad (2.35)$$

dove  $V_e$  è il volume del nucleo. Come scritto precedentemente, nel funzionamento in CCM le perdite nel nucleo sono molto basse.

### 2.3.2 Rapporti spire e air-gap

Il minimo numero di spire al primario si calcola tramite la seguente relazione:

$$N_p = \frac{L \cdot \Delta I_{pp}}{\Delta B_{max} \cdot Ae} = 94.3 \quad (2.36)$$

Conoscendo il numero di spire al primario è possibile calcolare il numero di spire nei secondari. Usando i rapporti spire dati dalla relazione (2.1) si può ricavare:

$$N_s = n \cdot N_p \quad (2.37)$$

Calcolando, per ogni secondario, e approssimando all'intero superiore si ottiene:

- $N_{s1} = 3.38 \Rightarrow 4$
- $N_{s2} = 2.23 \Rightarrow 3$
- $N_{s3} = 10.83 \Rightarrow 11$

Definiti i rapporti spire si procede con il calcolo dell'air-gap ottimale per ottenere il valore voluto di induttanza, per farlo va risolta la seguente equazione:

$$l_g = \mu_0 \cdot N_p^2 \cdot \frac{Ae}{L} \cdot \left(1 + \frac{l_g}{D_{cp}}\right)^2 \cdot 10^{-2} \quad (2.38)$$

essendo un'equazione di secondo grado fornisce due soluzioni, solo una delle due è un numero fisicamente possibile. Si ottiene  $l_g = 0.25 \text{ mm}$ .

### 2.3.3 Sezione e lunghezza conduttori

Per il calcolo della sezione dei conduttori viene considerata una densità massima di corrente di  $J_{max} = 4.5 \text{ A/mm}^2$ . Conoscendo la corrente efficace che circola in ogni avvolgimento, calcolata con il metodo semplificato spiegato per il primario con la formula (2.28), si ottiene:

$$I_{s_{rms}} = \sqrt{(1-d) \cdot \left(\frac{(I_{LSpicco} + I_{LSmin})}{2}\right)^2} \quad (2.39)$$

e inserendo il valore ottenuto nella relazione:

$$S_{ez} = \frac{I_{rms}}{J_{max}} \quad (2.40)$$

Si ricava il valore della sezione dei conduttori:

- Sezione Primario =  $0.042 \text{ mm}^2$
- Sezione Secondario 1 =  $1.09 \text{ mm}^2$

- Sezione secondario 2 =  $1.09 \text{ mm}^2$
- Sezione secondario 3 =  $0.004 \text{ mm}^2$

Confrontando i valori efficaci ottenuti con i cavi AWG standard disponibili, vedi figura 2.16 è possibile ricavare i dati di tabella 2.1.

AWG	Diam mm	Sect. mm <sup>2</sup>	Resist. ohm/m	AWG	Diam mm	Sect. mm <sup>2</sup>	Resist. ohm/m
0000	11.7	107,0	0.000161	19	0,91	0,6530	0.0264
000	10.4	85.0	0.000203	20	0,81	0,5190	0.0333
00	9.26	67.4	0.000256	21	0,72	0,4120	0.0420
0	8.25	53.5	0.000323	22	0,64	0,3250	0.0530
1	7,35	42,4	0.000407	23	0,57	0,2590	0.0668
2	6,54	33,6	0.000513	24	0,51	0,2050	0.0842
3	5,83	26,7	0.000647	25	0,45	0,1630	0.106
4	5,19	21,2	0.000815	26	0,40	0,1280	0.134
5	4,62	16,8	0.00103	27	0,36	0,1020	0.169
6	4,11	13,3	0.00130	28	0,32	0,0804	0.213
7	3,67	10,6	0.00163	29	0,29	0,0646	0.268
8	3,26	8,35	0.00206	30	0,25	0,0503	0.339
9	2,91	6,62	0.00260	31	0,23	0,0415	0.427
10	2,59	5,27	0.00328	32	0,20	0,0314	0.538
11	2,30	4,15	0.00413	33	0,18	0,0254	0.679
12	2,05	3,31	0.00521	34	0,16	0,0201	0.856
13	1,83	2,63	0.00657	35	0,14	0,0154	1.08
14	1,63	2,08	0.00829	36	0,13	0,0133	1.36
15	1,45	1,65	0.0104	37	0,11	0,0095	1.72
16	1,29	1,31	0.0132	38	0,10	0,0078	2.16
17	1,15	1,04	0.0166	39	0,09	0,0064	2.73
18	1,02	0,82	0.0210	40	0,08	0,0050	3.44

<http://tk5ep.free.fr>

Resistance Cu @ 20°C

*Figura 2.16: Caratteristiche cavi AWG*

Avvolgimento	Sezione(mm <sup>2</sup> )	AWG	Diametro(mm)	Resistenza(Ω/m)
Primario	0.0503	30	0.25	0.339
Secondario1	1.31	16	1.29	0.0132
Secondario2	1.31	16	1.29	0.0132
Secondario3	0.005	40	0.08	3.44

*Tabella 2.1: Caratteristiche dei fili scelti*

Il costruttore del nucleo fornisce la lunghezza media di una spira (voce  $l_N$  di figura 2.14), questo parametro permette di calcolare la lunghezza approssimata

necessaria per il filo di rame di ogni avvolgimento e di calcolare la resistenza in continua complessiva, le formule generiche sono:

$$l_{filo} = l_N \cdot N \quad (2.41)$$

$$R_{DC} = R_{\Omega/m} \cdot l_{filo} \quad (2.42)$$

e i risultati per tutti gli avvolgimenti sono raggruppati nella tabella 2.2

Avvolgimento	Lunghezza (cm)	$R_{DC}(\Omega)$
Primario	394.8	1.34
Secondario1	16.8	0.0022
Secondario2	12.6	0.0017
Secondario3	46.2	1.6

**Tabella 2.2:** Lunghezza e resistenza in continua dei fili degli avvolgimenti

### 2.3.4 Calcolo delle perdite

Per il calcolo delle perdite, non si può considerare solo la resistenza di tabella 2.2 poiché vale esclusivamente in bassa frequenza. Questo convertitore lavora a 200 kHz con una corrente avente forma d'onda trapezoidale di conseguenza con un elevato contenuto armonico. All'aumentare della frequenza, la corrente tende a distribuirsi sempre più verso l'esterno del conduttore, occupando una sezione ridotta e causando un aumento della resistenza del filo (effetto pelle).

Lo spessore in cui si distribuisce la corrente è chiamato *diametro di penetrazione* ( $D_{PEN}$ ) e si calcola:

$$D_{PEN} = \sqrt{\frac{\rho Cu}{\pi \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot f s}} = 0.17mm \quad (2.43)$$

dove  $\rho Cu$  è la resistività del rame,  $\mu_0$  la permeabilità magnetica del vuoto e  $\mu_r$  la permeabilità magnetica del rame.

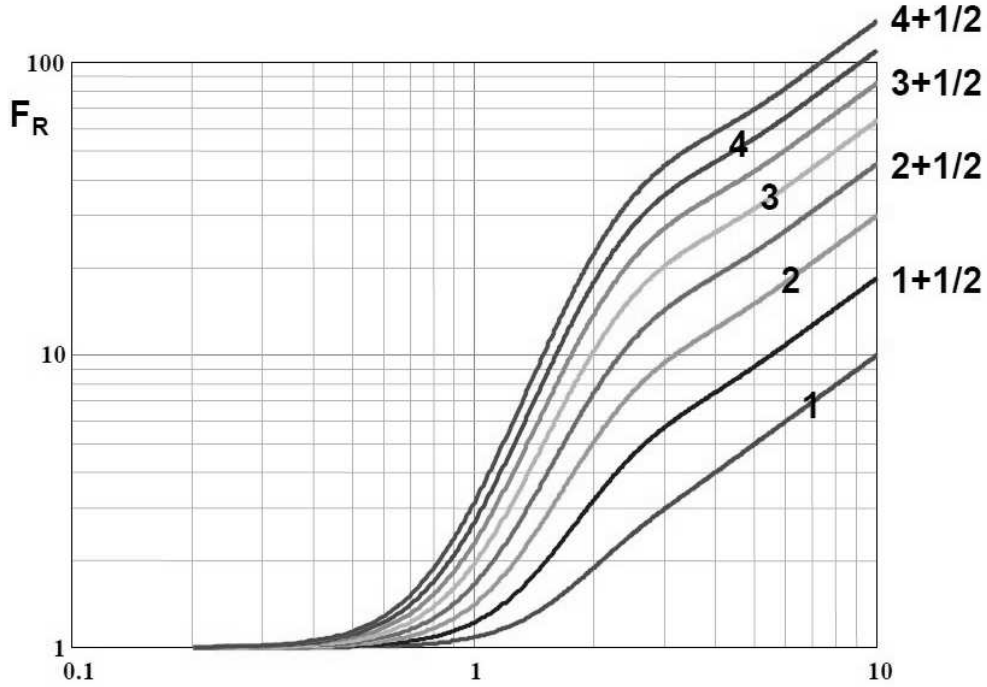
Per ottenere le perdite in alta frequenza si procede calcolando il numero degli strati necessari per ogni avvolgimento dato da:

$$n_{Strati} = \frac{N \cdot D_{AWG} \cdot 1.2}{H_{finestra}} \quad (2.44)$$

dove il fattore 1.2 indica un diametro del 20% superiore per considerare la reale distanza tra le spire. Usando la formula di Dowell, trascurando la parte riguardante lo spessore dell'isolamento del filo (essendo filo smaltato), si ottiene:

$$Q = \frac{0.83 \cdot D_{AWG}}{D_{PEN}} \quad (2.45)$$

Dal numero di strati necessari e dal fattore  $Q$  si può calcolare, attraverso la figura 2.17, il valore  $F_R$  che rappresenta il rapporto  $\frac{R_{AC}}{R_{DC}}$  e di conseguenza il valore  $R_{AC}$ . I risultati per ogni avvolgimento sono visibili in tabella .



*Figura 2.17: Curve di Dowell*

Avvolgimento	$n_{strati}$	$Q$	$F_R$	$R_{AC}(\Omega)$
Primario	3.2	1.2	5	6.7
Secondario1	0.7	6.3	7	0.016
Secondario2	0.52	6.3	6	0.01
Secondario3	0.11	0.4	1	1.59

*Tabella 2.3: Numero di strati e risultati della curva di Dowell*

Il valore efficace della componente AC della corrente in ogni avvolgimento è dato da:

$$I_{AC_{RMS}} = \sqrt{I_{RMS}^2 - I_{DC}^2} \quad (2.46)$$

Questo permette di calcolare le perdite complessive degli avvolgimenti. La potenza in bassa frequenza dissipata dal trasformatore risulta essere:

$$P_{DC} = R_{DC_P} I_{DC_P}^2 + R_{DC_{S1}} I_{DC_{S1}}^2 + R_{DC_{S2}} I_{DC_{S2}}^2 + R_{DC_{S3}} I_{DC_{S3}}^2 = 0.08 \quad (2.47)$$



mentre quella dissipata in alta frequenza:

$$\begin{aligned} P_{AC} &= R_{AC_P} I_{ACrms_P}^2 + R_{AC_{S1}} I_{ACrms_{S1}}^2 + R_{AC_{S2}} I_{ACrms_{S2}}^2 + R_{AC_{S3}} I_{ACrms_{S3}}^2 \\ &= 0.351 \text{ W} \end{aligned} \quad (2.48)$$

La somma delle perdite in bassa frequenza negli avvolgimenti, in alta frequenza e nel nucleo; permette di calcolare le perdite totali nel trasformatore:

$$P_{TOT} = P_c + P_{DC} + P_{AC} = 0.554 \text{ W} \quad (2.49)$$

La potenza totale dissipata dal trasformatore risulta circa la metà della massima dissipabile (1.22 W), calcolata con la formula 2.33. Dalla totale potenza dissipata si può ricavare l'incremento di temperatura della ferrite:

$$\Delta T = P_{TOT} \cdot Rt = 22.7^\circ \text{C} \quad (2.50)$$

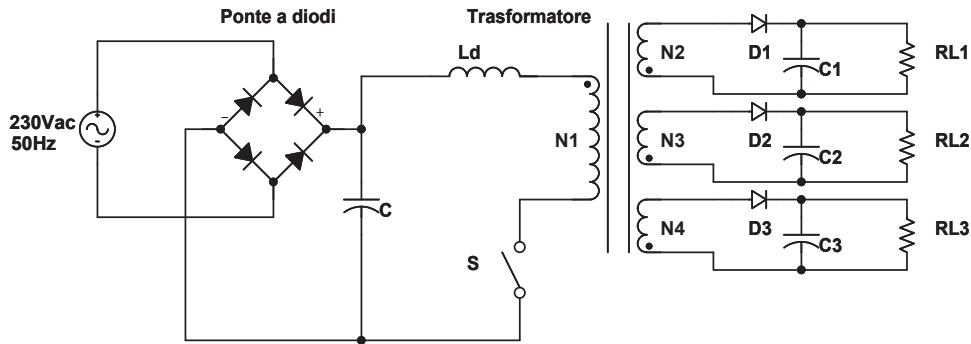
ipotizzando una temperatura ambiente di 25°C il trasformatore raggiunge la temperatura di circa 48°C.

Le perdite totali sono inferiori alle perdite massime, si può concludere affermando che il nucleo scelto è adeguato per l'applicazione.

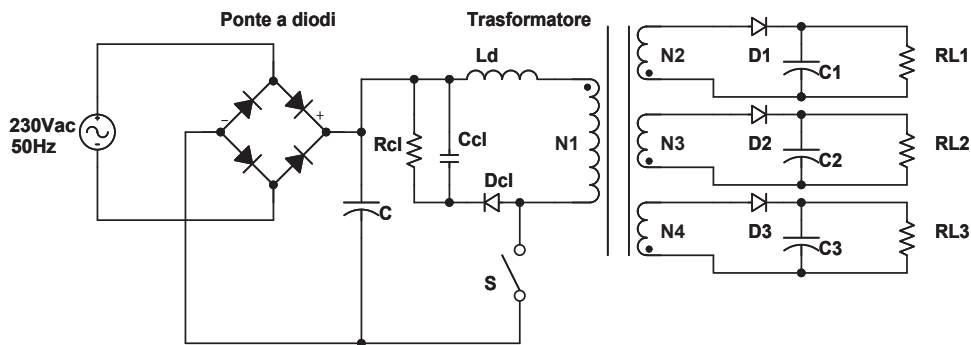
## 2.4 Clamp RCD

Un parametro critico nel dimensionamento dei trasformatori è l'induttanza di dispersione, ovvero il coefficiente del trasformatore col quale si considerano le linee di flusso che abbandonano il nucleo per richiudersi attraverso percorsi in aria. Tale effetto è causato da un accoppiamento imperfetto tra gli avvolgimenti originando un flusso disperso. L'equivalente circuitale, quindi, è un'induttanza posta in serie all'avvolgimento primario (o secondario) del trasformatore, che non si accoppia col secondario (o primario). Le principali cause del fenomeno sono da ricercare nel modo in cui vengono fatti gli avvolgimenti, nella scelta del nucleo e del suo coefficiente di riempimento, nel numero degli avvolgimenti, ecc.

Durante la fase in cui lo switch è chiuso, l'induttanza di dispersione si carica al pari del mutuo induttore. Nella fase successiva lo switch si apre, ma mentre per il mutuo induttore esiste un percorso di ricircolo al secondario, ciò non accade per l'induttanza di dispersione; l'effetto di tale situazione è lo sviluppo di una sovratensione di valore elevato che cade ai capi dello switch. E' necessario, perciò, introdurre una rete di clamp per impedire tensioni troppo elevate che possano danneggiare l'interruttore. Esistono più schemi da poter usare a questo proposito, trascurando i più efficienti con interruttore attivo, che introdurrebbero una complicazione nella logica di controllo. Si utilizza un clamp RCD, composto da una resistenza, un condensatore e un diodo. Lo svantaggio di questa topologia



**Figura 2.18:** Schema semplificato del flyback multiuscite con l'induttanza di dispersione



**Figura 2.19:** Schema semplificato del flyback multiuscite con l'induttanza di dispersione e il clamp RCD

è che tutta l'energia immagazzinata in  $Ld$  viene dissipata dalla resistenza sotto forma di calore.

Le caratteristiche per il dimensionamento del clamp sono:

- Tensione massima ai capi dello switch di  $Usmax = 650 V$
- Induttanza di dispersione del 2%, che equivale a  $Ld = 60 \mu H$
- Ondulazione residua nel condensatore di clamp del 10%

Il valore medio della tensione ai capi del condensatore è data da:

$$U_{cl} = \frac{Usmax - Ui}{1 + 0.1/2} = 309.5 V \quad (2.51)$$

La corrente massima nell'induttanza di dispersione è la stessa che scorre attraverso lo switch ed è calcolata da:

$$I_{L1picco} = I_{op}(M + 1) + \frac{1}{2 \cdot L_{scelta}} \cdot U_i \cdot d \cdot T_s \quad (2.52)$$

questo valore permette di ricavare il tempo massimo di scarica dell'induttanza di dispersione:

$$Td = \frac{IL1picco \cdot Ld}{Ucl - Uop} = 150 ns \quad (2.53)$$

e la variazione di carica sul condensatore della rete di clamp:

$$\Delta Qcl = \frac{IL1picco \cdot Td}{2} = 32 nC \quad (2.54)$$

Dalla conoscenza dell'ondulazione di tensione ai capi del condensatore di clamp e dalla variazione di carica si determina il valore della capacità

$$Ccl = \frac{\Delta Qcl}{Ucl \cdot 0.1} = 1.03 nF \quad (2.55)$$

Assumendo che la corrente media ai capi del condensatore sia nulla nel periodo di commutazione, si deduce che la variazione di carica in questo intervallo è esattamente la corrente nella resistenza di clamp, quindi:

$$Rcl = \frac{Ucl}{\Delta Qcl \cdot fs} = 48.6 k\Omega \quad (2.56)$$

e la potenza media dissipata nel periodo di commutazione dalla resistenza:

$$Prc = \frac{Ucl^2}{Rcl} = 1.97 W \quad (2.57)$$

La potenza dissipata dalla rete di clamp è molto elevata e influisce pesantemente sull'efficienza complessiva del convertitore. Nel caso in cui questa caratteristica sia importante è opportuno ottimizzare il clamp il più possibile oppure passare alla versione con interruttore attivo.

I valori calcolati in questo capitolo possono non corrispondere alla realtà, poichè dipendono dall'induttanza di dispersione che a sua volta è calcolata in funzione della qualità con la quale viene realizzato il trasformatore. E' opportuno verificare sperimentalmente la tensione di clamp, non a pieno carico per danneggiare in modo irreparabile il mosfet, e nel caso fosse opportuno, svolgere nuovamente i calcoli per il dimensionamento.

In figura 2.20 è visualizzato il circuito dimensionato fino a questo punto e nella versione completa. Simulato tramite *Plecs*, un cad elettrico basato su *Matlab* che permette di verificare con estrema precisione i calcoli in quanto considera ideali i componenti.

In figura 2.21 è presente il risultato della simulazione del clamp, la traccia *Vsw* rappresenta la tensione ai capi dello switch e *Vcl* la tensione ai capi del condensatore di clamp. Aumentando il valore di *Ccl* diminuisce il ripple del condensatore, mentre diminuendo il valore della resistenza si riduce la tensione alla quale entra in funzione il clamp.

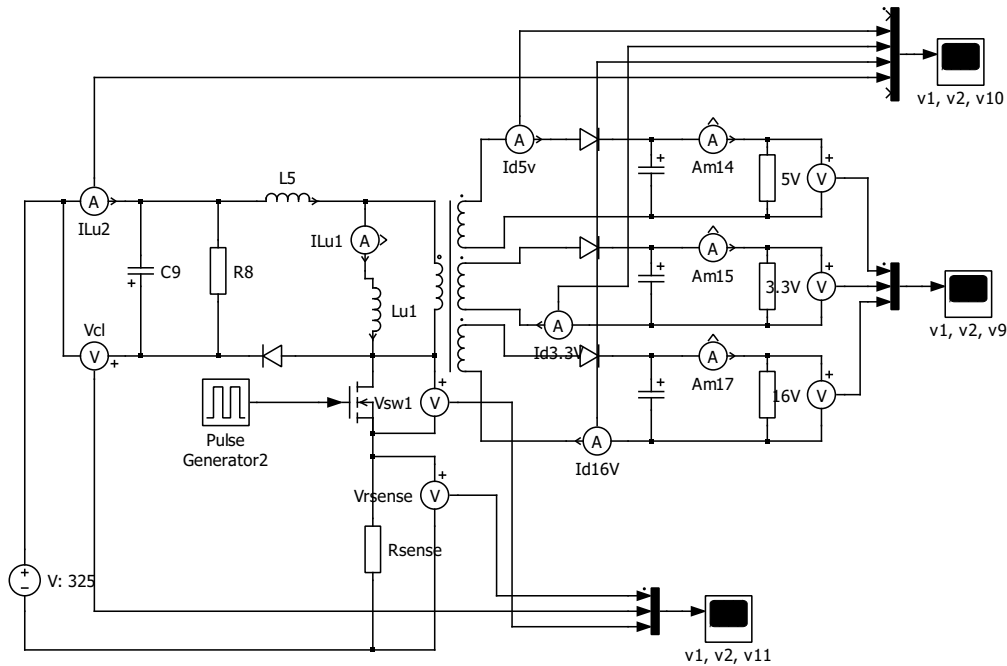


Figura 2.20: Convertitore simulato attraverso Plecs

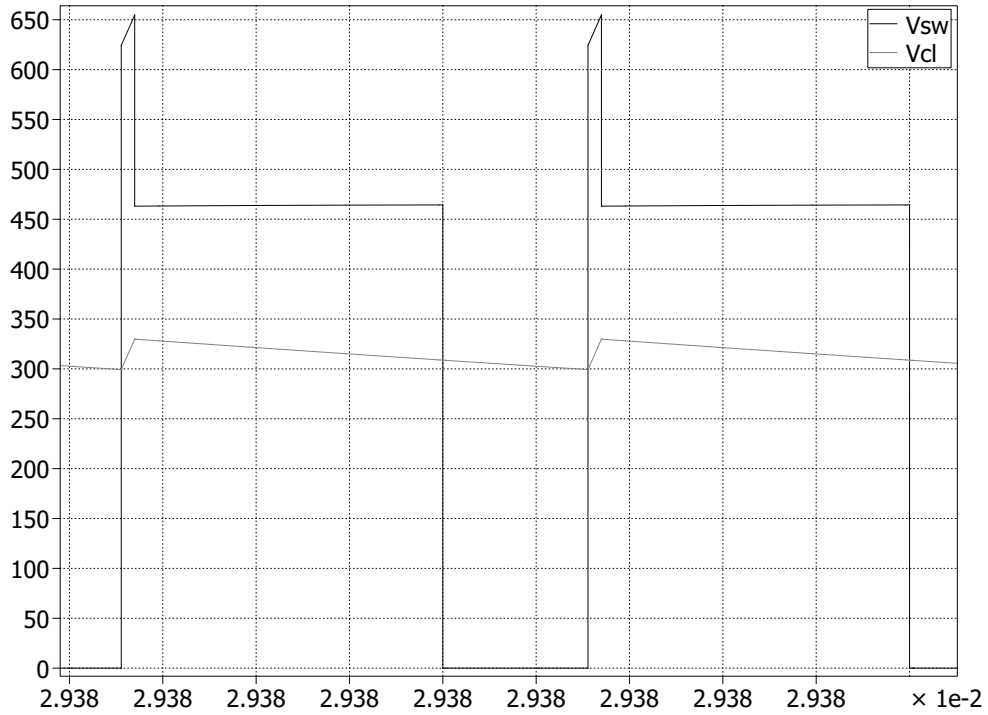
## 2.5 Bootstrap

Il circuito di bootstrap ha la funzione di fornire l'alimentazione necessaria al circuito integrato per accendersi nel momento in cui si collega la tensione di rete. Deve fornire energia fino a che il chip non riesce a autosostenersi con la potenza erogata dal terzo secondario. Come descritto nel capitolo 2.6.1, grazie al UVLO, l'accensione avviene al raggiungimento dei 16 V e l'eventuale spegnimento a 10 V.

La tipologia usata impiega una resistenza e un condensatore come rappresentato in figura 2.22.

La tensione di rete raddrizzata  $U_{link}$ , crea una differenza di potenziale ai capi del condensatore  $C_b$ , il quale viene caricato attraverso la resistenza  $R_b$ . Al raggiungimento di 16 V il chip si accende ed inizia a controllare il mosfet facendo passare corrente al primario del trasformatore e di conseguenza ai secondari, portando  $V_{aux}$  (la tensione d'uscita ausiliaria) a 16 V. Per il dimensionamento si devono considerare i seguenti parametri:

- Raggiungere 16 V quando la tensione di rete è a 195Vac (275 Vdc in  $U_{link}$ )
- Condensatore in grado di fornire energia per 100 cicli di clock prima di raggiungere 10V
- Assorbimento del chip prima dell'accensione  $< 1 mA$  e  $< 17 mA$  da acceso
- Assorbimento di 1mA da  $V_{aux}$  della rete resistiva di feedback



**Figura 2.21:**  $V_{sw}$  e  $V_{cl}$  simulati con plecs

Definite queste grandezze si può calcolare  $R_b$ :

$$R_b = \frac{U_{link} - U_{on}}{i_{chip} + i_{feedback}} = 129.5 \Rightarrow 150 \text{ k}\Omega \quad (2.58)$$

e la potenza massima dissipata da questa resistenza:

$$P_{R_b} = \frac{(U_{linkMax} - U_{on})^2}{R_b} = 0.86 \text{ W} \quad (2.59)$$

Alla tensione nominale la potenza dissipata è di circa  $0.65 \text{ W}$ . Se l'obiettivo è aumentare l'efficienza del convertitore, questo è un punto in cui lavorare. Tale potenza, infatti, viene dissipata durante l'intero tempo di utilizzo del dispositivo, pur essendo necessaria solamente per l'accensione.

Il valore del condensatore si può calcolare in modo approssimato nel seguente modo:

$$C_b = -\frac{n_{CK} \cdot T_s}{\frac{V_{on}}{i_{on}} \cdot \ln \frac{V_{off}}{V_{on}}} = 1.13 \cdot 10^{-6} \Rightarrow 1 \mu\text{F} \quad (2.60)$$

dove  $n_{CK}$  è il numero di clock che il condensatore deve essere in grado di sostenere considerando una corrente media di  $17 \text{ mA}$ .

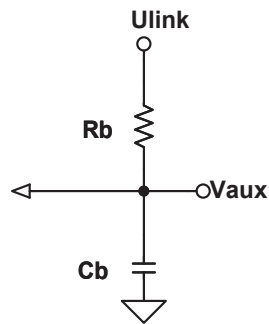


Figura 2.22: Circuito di bootstrap

## 2.6 Scelta e dimensionamento componenti

In questo capitolo vengono esaminati i criteri per la scelta dei componenti che compongono lo schema del convertitore e che ne hanno permesso la realizzazione.

### 2.6.1 Circuito integrato per il controllo

Per il controllo del convertitore è stato utilizzato l'integrato UC3844, appartenente a una famiglia di integrati progettata appositamente per questo tipo di applicazioni.

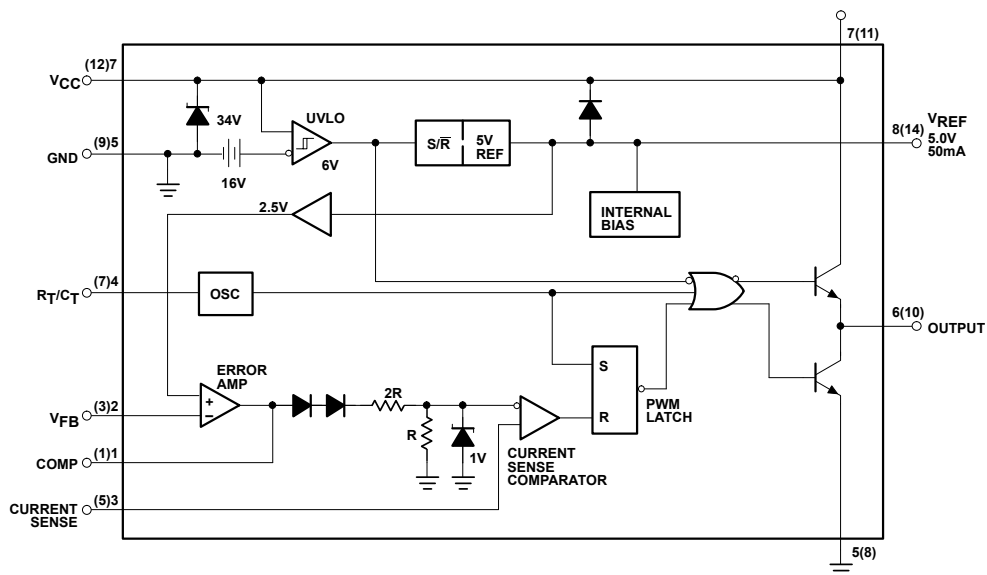


Figura 2.23: Struttura interna UC384X

Internamente, come visualizzato in figura 2.23 sono presenti:

- Il circuito di *under-voltage lockout* (UVLO). Permette l'accensione del dispositivo al raggiungimento di una determinate tensione, assorbendo meno di  $1\text{ mA}$ , con isteresi.
- Il generatore del riferimento di tensione di  $2.5\text{ V}$
- L'amplificatore d'errore
- Il partitore di tensione (divisore  $1/3$ ) seguito da uno zener da  $1\text{ V}$  con lo scopo di non far aumentare il riferimento di corrente oltre quella soglia.
- Il comparatore di corrente
- Il flip-flop SR
- Il driver per pilotare il mosfet

Sono presenti tutti gli elementi dello schema a blocchi semplificato di figura 2.7, inoltre ci sono ulteriori blocchi necessari al funzionamento del dispositivo. La versione UC3844 ha un duty cycle massimo del  $50\%$ , questo permette di evitare l'instabilità statica, e un UVLO che si accende a  $16\text{ V}$  e si spegne a  $10\text{ V}$ , ideale per i convertitori con tensioni d'ingresso elevate.

### Oscillatore

L'integrato UC3844 è in grado di funzione fino alla frequenza di  $500\text{ kHz}$ . La frequenza di lavoro è regolabile mediante la scelta di una resistenza e un condensatore collegati tra i pin 4, 5 e 8 come in figura 2.24. Per far funzionare il flyback a  $200\text{ kHz}$  e scegliendo il condensatore da  $1\text{ nF}$ , si ottiene:

$$Rt = \frac{1.72}{2 \cdot fs \cdot Ct} = 4.3\text{ k}\Omega \quad (2.61)$$

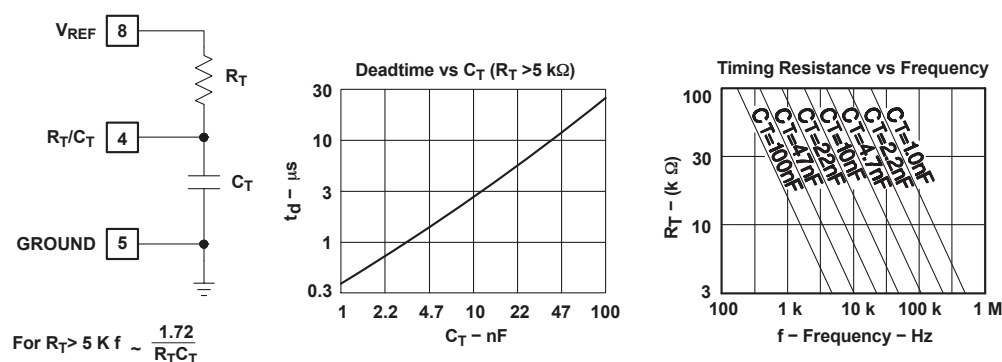


Figura 2.24: Componenti per l'oscillatore

Nello schema, per avere flessibilità nella regolazione del frequenza, sono state inserite due resistenza in parallelo. E' stato verificato sperimentalmente che montando due resistenze, serie E12 da  $8.2\text{ k}\Omega$ , quindi una resistenza equivalente di  $4.1\text{ k}\Omega$ , si ottiene una frequenza di  $202\text{ kHz}$ .

### 2.6.2 Resistenza di sense

Considerando che il massimo valore del riferimento interno è  $1\text{ V}$  (sopra questo valore la tensione viene tagliata dallo zener), il valore della resistenza di sense è dato da:

$$R_{sense} = \frac{1}{IL_{picco}} = 2.15 \Rightarrow 1.8\ \Omega \quad (2.62)$$

dove  $IL_{picco}$  è il massimo valore raggiunto dalla corrente che attraversa l'interruttore, considerando un margine di sicurezza è opportuno utilizzare un valore di  $1.8\ \Omega$ . Essendo in un percorso critico, in cui l'induttanza parassita del componente è un elemento da tenere in considerazione, è stata inserita una resistenza SMD di dimensioni 1206, ovvero una resistenza con le piazzole per la saldatura nel lato più lungo.

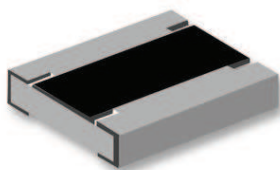


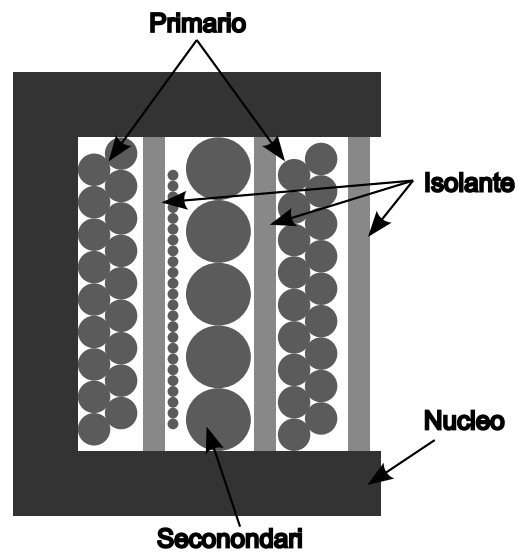
Figura 2.25: Resistenza SMD con case 0612

### 2.6.3 Trasformatore

Il trasformatore è stato realizzato seguendo il dimensionamento svolto nel capitolo 2.3, con i rapporti spire e i conduttori ottenuti, completato da un nucleo RM8 con traferro di  $0.25\text{ mm}$ . Per ridurre l'induttanza parassita il trasformatore è stato avvolto con la tecnica chiamata *interleaving*, che consiste nel dividere le spire degli avvolgimenti in più parti. In questo convertitore sono state divise in due gruppi le sole spire dell'avvolgimento primario, in figura 2.26 è rappresentata la sezione del trasformatore.

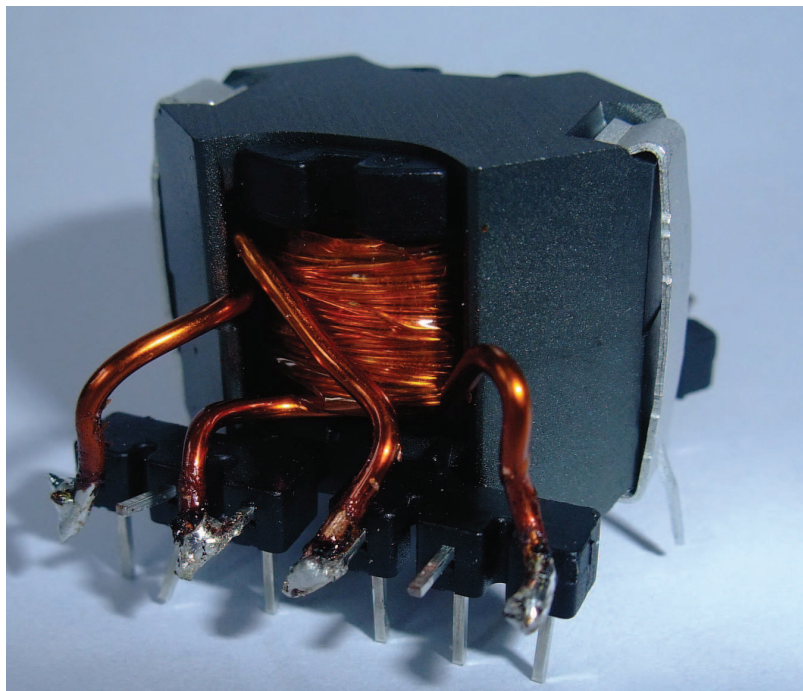
Fisicamente è stato avvolto nel seguente modo: prima mezzo avvolgimento primario, uno strato di materiale isolante, le undici spire del secondario tre, le quattro spire del primo secondario affiancate alle tre del secondario due, nuovamente uno strato di materiale isolante e gli ultimi due strati dell'avvolgimento primario. Il tutto è stato chiuso con un ultimo livello di materiale isolante. La sezione del trasformatore quella di figura 2.26. Il risultato finale lo si può valutare in figura 2.27.





*Figura 2.26: Strati trasformatore*

Notare che gli avvolgimenti hanno utilizzato quasi tutta l'area disponibile, dimostrazione di un buon dimensionamento della parte magnetica.



*Figura 2.27: Immagine del trasformatore avvolto*

Per regolare il valore dell'induttanza senza cambiare il rapporto spire è ne-

cessario agire sul traferro. Partendo da un nucleo con  $0.25\text{ mm}$  di air-gap e riducendo il traferro tramite l'utilizzo di carta vetrata nelle gambe esterne (avere il traferro nella sola gamba centrale riduce l'induttanza di dispersione) sono stati ottenuti (tramite un Agilent 4294A, precision impedance analyzer) i valori di tabella 2.4. Nella tabella sono inoltre presenti le misure della resistenza in continua degli avvolgimenti fatte con un multimetro Agilent 34401A tramite procedura a quattro fili.

Avvolgimento	Induttanza( $\mu H$ )	$R_{DC}(\Omega)$
Primario	2300	1.32
Secondario1	4.45	-
Secondario2	2.52	-
Secondario3	28.3	1.17

**Tabella 2.4:** Induttanza e resistenza misurata negli avvolgimenti

Il valore della resistenza in continua per i secondari uno e due è troppo bassa per essere misurata con lo strumento a disposizione. Per l'avvolgimento primario e il terzo secondario il valore si avvicina molto al valore teorico calcolato in tabella 2.2.

Inoltre è stata misurata l'induttanza di dispersione al primario cortocircuitando gli avvolgimenti secondari, è risultata di  $27.6\ \mu H$  ovvero circa il 1.2% dell'induttanza magnetizzante, indice di un trasformatore di buona fattura.

#### 2.6.4 Mosfet

Il parametro critico per la scelta del mosfet è la tensione massima  $V_{DS}$  che deve sostenere e la resistenza  $R_{DSon}$  in conduzione. Dai calcoli svolti e dall'analisi fatta nel capito 2.4 in riferimento all'induttanza di dispersione è necessario un mosfet con  $V_{DS}$  di almeno  $650\text{ V}$ . La tensione di pilotaggio deve essere maggiore di  $20\text{ V}$ , nel caso superi questo valore è presente un diodo zener che taglia valori troppo elevati. La frequenza di funzionamento da tenere in considerazione è di  $200\text{ kHz}$ .

A seguito di queste valutazioni la scelta è ricaduta sul Mosfet ST STP10NM65N avente le seguenti caratteristiche massime:

- $V_{DS} = 650\text{ V}$
- $V_{GS} = 25\text{ V}$
- $I_D(100\ \circ C) = 5.7\text{ A}$
- $r_{DS(ON)} = 0.43\ \Omega$
- $C_{OSS} = 90\text{ pF}$

- $Q_g = 25 \text{ nC}$
- $t_{d(ON)} = 12 \text{ ns}$
- $t_{d(OFF)} = 50 \text{ ns}$

Il valore approssimato della resistenza di gate può venir calcolato nel seguente modo. Dalla struttura del chip del controllo si conosce che l'uscita va da 0 a 16V, questo permette di calcolare la capacità d'ingresso:

$$C_{in} = \frac{Q_g}{V_{ali}} = 1.56 \text{ nF} \quad (2.63)$$

da datasheet dell'UC384x si ricava che il tempo di salita e discesa è di circa  $50 \text{ ns}$ . Nel tentativo di limitare la corrente di carica della capacità parassita del mosfet, senza rallentare le commutazioni in modo eccessivo, si ipotizza un tempo di carica di  $25 \text{ ns}$ , ottenendo:

$$R_G = \frac{25}{C_{in}} = 16 \Rightarrow 15\Omega \quad (2.64)$$

Inoltre è presente un diodo schottky BAT41 per impedire che l'uscita del chip scenda sotto la massa del circuito durante la fase di spegnimento del mosfet danneggiando il chip.

### 2.6.5 Clamp RCD

Il clamp è stato dimensionato su un'ipotetica induttanza di dispersione, nel trasformatore reale vale circa la metà. Questo dato indica che a parità di componenti la tensione di clamp risulta più bassa e la potenza dissipata inferiore. Rifacendo i calcoli illustrati nel capitolo 2.4 si ottiene una tensione di clamp di  $620 \text{ V}$  con la tensione di ingresso massima e una potenza dissipata di  $1.27 \text{ W}$ . Il mosfet scelto ha una tensione  $V_{DS}$  di  $650 \text{ V}$ , di poco superiore. La resistenza deve essere in grado di dissipare almeno  $1.27 \text{ W}$ , nello schema si è scelto di mettere due resistenze da  $100 \text{ k}\Omega$  e  $1 \text{ W}$  in parallelo. Il condensatore è stato montato da  $2.2 \text{ nF}$  e  $400 \text{ V}$ .

In figura 2.28b è presente la misura fatta ai capi del mosfet tramite un oscilloscopio Tektronix e una sonda differenziale in grado di misurare tensioni fino  $1000 \text{ Vrms}$ . Come si può vedere i risultati sono simili al valore teorico.

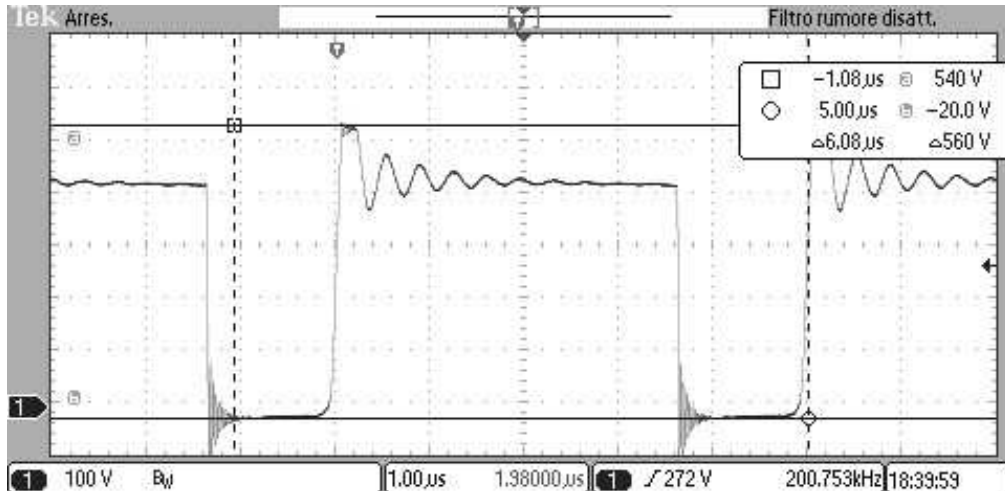
In figura 2.28a è presente la misura fatta in condizioni nominali, ovvero con  $230 \text{ Vac}$  di alimentazione. Con entrambe le tensioni di alimentazione il mosfet funziona all'interno delle specifiche.

In entrambe le figure è importante osservare la risonanza che si crea tra l'induttanza di dispersione del trasformatore e la capacità parassita del mosfet, questa risonanza è tipica dei convertitori flyback. Non era presente in figura 2.21 perché il circuito di simulazione utilizzava componenti ideali.

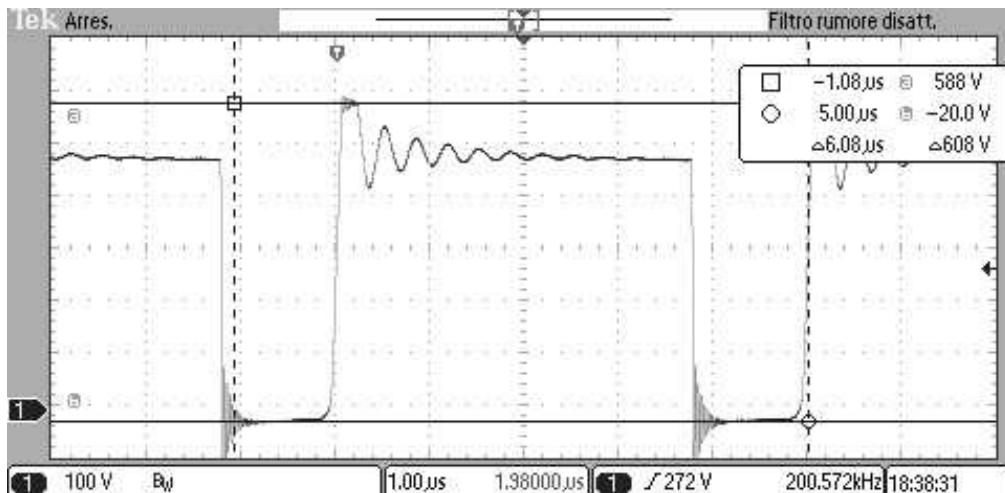
Dal datasheet del mosfet si ricava che la capacità parassita  $C_{oss}$  vale  $90\text{ pF}$ , l'induttanza di dispersione misurata è di  $27.6\text{ }\mu\text{F}$ . Questi dati permettono di calcolare:

$$F_{risonanza} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C_{oss}}} = 3.2\text{ MHz} \quad (2.65)$$

Valore simile a quello che si può misurare nelle figure 2.28a e 2.28b.



(a) Tensione  $V_{DS}$  in condizioni nominali



(b) Tensione  $V_{DS}$  in condizioni massime

*Figura 2.28: Tensione vista dal drain del mosfet*

### 2.6.6 Diodi

Nel convertitore sono quattro i diodi importanti. Il primo è quello dello snubber, il semiconduttore deve essere tale da sopportare la tensione ai capi della capacità

di clamp ed inoltre deve essere veloce all'accensione, affinché la tensione ai capi dello switch non possa superare il limite previsto. Per l'applicazione è stato scelto il dispositivo STTH1L06 che può mantenere una tensione inversa di 600 V. La caduta in conduzione non è importante per l'applicazione, mentre in corrente risulta ampiamente sovradimensionato.

I diodi nei secondari di potenza devono sopportare una corrente media di 4 A e una tensione inversa massima calcolabile con:

$$U_{SW} = \frac{N_s}{N_p} \cdot U_{imax} + U_o \quad (2.66)$$

che equivale a 18.5 V per il diodo del primo secondario e 12.2 V per il secondario due. Per soddisfare queste caratteristiche si è scelto, per entrambe le uscite, il diodo schottky SB540 avente una caduta di tensione in conduzione di 0.55 V.

Per il secondario ausiliario, ovvero quello che fornisce l'alimentazione al controllo, la corrente media è molto bassa (circa 20 mA) e la tensione inversa calcolata sempre con la (2.66) è di 58.6 V, per l'applicazione si è scelto un diodo BAT41, in grado di sostenere una tensione inversa di 100 V e 100 mA di corrente media.

### 2.6.7 Capacità del raddrizzatore

Il condensatore del raddrizzatore è posizionato in seguito al ponte a diodi, ha lo scopo di filtrare la tensione di rete raddrizzata e renderla continua. Il condensatore deve tenere una tensione d'ingresso di almeno 390 V. Il valore della capacità va calcolato in funzione del ripple massimo. Con 12 V di ripple il tempo di carica è molto basso, questo ci permette di utilizzare la seguente formula:

$$C_{LINK} = \frac{I_{DC}}{2 \cdot f_{rete} \cdot V_{ripple}} = 87.6 \mu F \quad (2.67)$$

dove la  $I_{DC}$  è la corrente media massima al primario.

Sono stati scelti due condensatori da 47  $\mu F$  e 450 V da collegare in parallelo, per ridurre la ESR complessiva.

## 2.7 Schema elettrico e circuito stampato

In figura 2.29 è presente lo schema completo del convertitore realizzato con il cad elettrico *OrCAD Capture*. I componenti che riportano come valore *NP* non vengono montati, sono stati predisposti per possibili modifiche o prove.

Sono presenti molti test point per poter svolgere le misure nei punti più importanti della scheda. I due test point TP12 e TP13 servono per collegare un ponte per la terra delle sonde (da utilizzare solamente assieme al trasformatore d'isolamento).

Il punto di saldatura SP1 serve per alimentare il circuito del controllo per mezzo di un alimentatore esterno (punto di saldatura aperto) fornendo l'energia al chip attraverso il TP6 e montando una resistenza di carico da  $1000\ \Omega$  in R5.

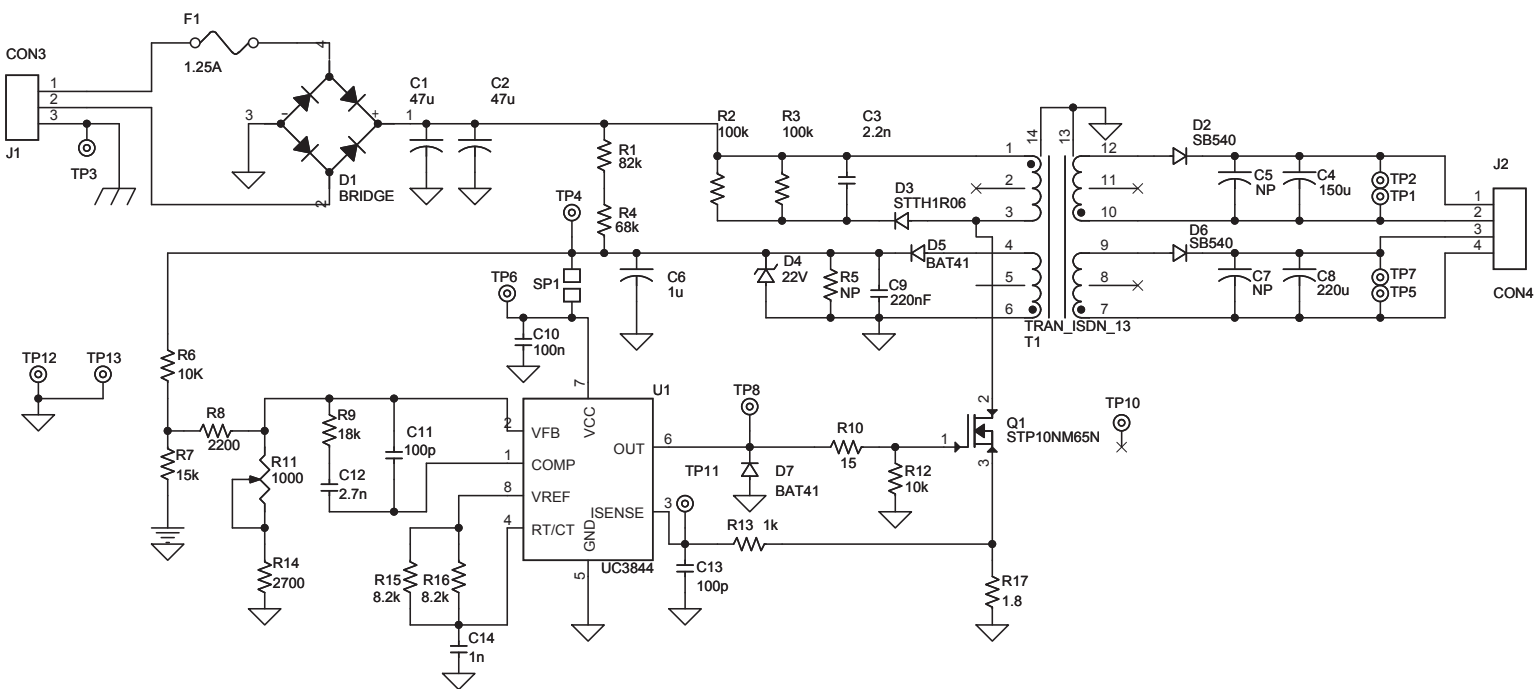
Il TP10 è stato predisposto per collegare a terra (tramite un filo al TP3) un eventuale dissipatore (isolato dal drain con un foglio di mica) alla terra.

In figura 2.30a e 2.30b è presente il lato componenti e il lato saldature del convertitore. Per la realizzazione è stato utilizzato il CAD *Expedition PCB* della *Mentor Graphics*. Le due tracce del lato componenti sono fatte tramite due fili. In figura 2.30b notare la resistenza di sense R17 SMD montata nel lato saldature spiegata nel capitolo 2.6.2.

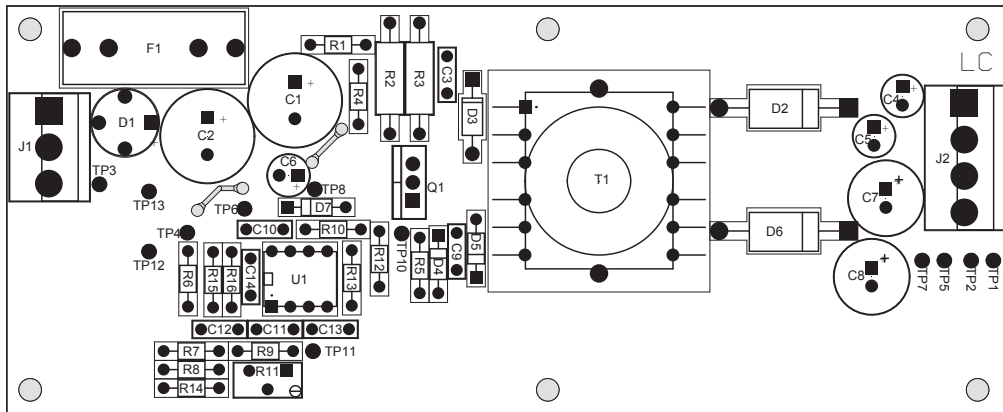
Sono previsti sei fori per il fissaggio della scheda oppure per il montaggio di uno schermo sopra il trasformatore.

In tabella 2.5 è presente la lista dei componenti montati, il reference e il valore con indicata la potenza o la tensione nel caso in cui sia un parametro critico.

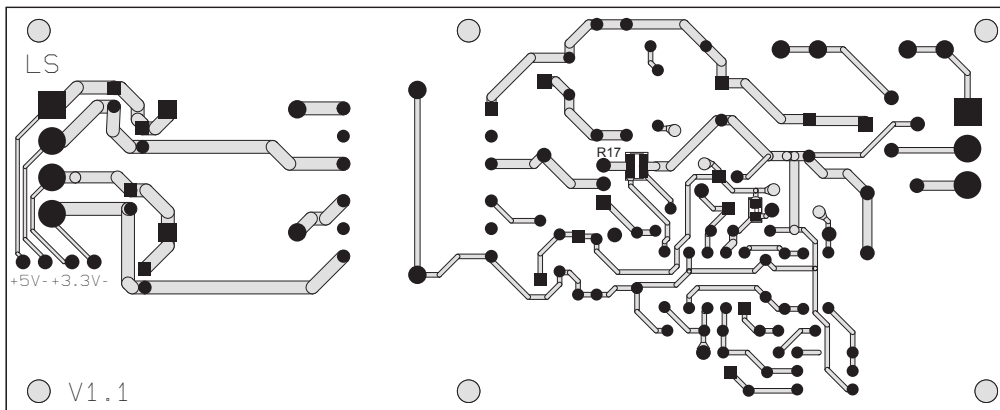
La scheda del convertitore assemblata è visualizzata in figura 2.31.



*Figura 2.29: Schema elettrico completo del convertitore*



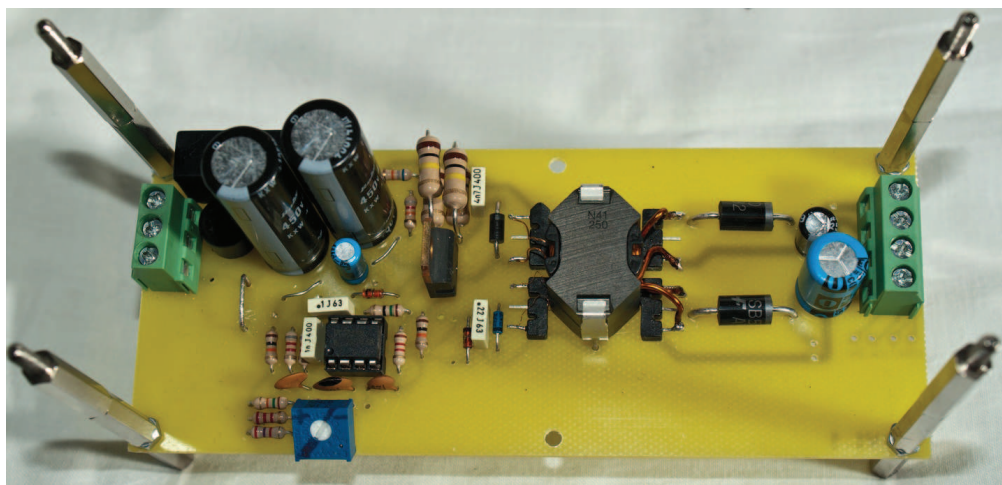
(a) lato componenti



(b) lato saldature

*Figura 2.30: PCB del flyback visto dal lato componenti e dal lato saldature*





*Figura 2.31: Scheda del convertitore assemblata.*

Item	Quantity	Reference	Value
1	2	C1,C2	47u 400v
2	1	C3	2.2n 400v
3	1	C4	150u
4	1	C6	1u 35V
5	1	C8	220u
6	1	C9	220nF
7	1	C10	100n
8	2	C11,C13	100p
9	1	C12	2.7n
10	1	C14	1n
11	1	D1	BRIDGE
12	2	D2,D6	SB540
13	1	D3	STTH1R06
14	1	D4	22V
15	2	D5,D7	BAT41
16	1	F1	1.25A
17	1	J1	CON3
18	1	J2	CON4
19	1	Q1	STP10NM65N
20	1	R1	82k 0.5W
21	2	R2,R3	100k 1W
22	1	R4	68k 0.5W
23	2	R6,R12	10k
24	1	R7	15k
25	1	R8	2200
26	1	R9	18k
27	1	R10	15
28	1	R11	1000
29	1	R13	1k
30	1	R14	2700
31	2	R15,R16	8.2k
32	1	R17	1.8 0.5w
33	1	T1	TRASFORMATORE
34	1	U1	UC3844

*Tabella 2.5: Lista componenti del convertitore*

## 2.8 Simulazioni e misure

### 2.8.1 Tensioni d'uscita

Tramite il potenziometro è possibile tarare il valore del riferimento e quindi regolare la tensione d'uscita del convertitore, la taratura è stata svolta rimanendo all'interno della tolleranza indicata ( $\pm 10\%$ ). Equivale ad avere la tensione di uscita uno variabile tra  $4.5\text{ V}$  e  $5.5\text{ V}$  e la tensione di uscita due variabile tra  $2.97\text{ V}$  e  $3.63\text{ V}$ . Le tensioni di uscita rilevate sono raggruppate in tabella 2.6.

Uin(Vac)	I carico(A)	Vout1(V)	Vout2(V)
195	2+2	5.07	3.56
265	2+2	5.11	3.61
195	4+4	4.48	3.05
265	4+4	4.51	3.12

*Tabella 2.6: Misura delle tensioni di uscita*

Come si può osservare, a pieno carico la tensione diminuisce, questo è dovuto al fatto che per mantenere l'isolamento galvanico tra primario e secondario, senza utilizzare optoisolatori, la retroazione viene eseguita sulla tensione di uscita ausiliaria, di conseguenza solo quella è regolata in modo ottimale. Le uscite di potenza sono sottoposte a una elevata variazione di corrente, la quale crea delle cadute di tensione proporzionali sulle piste del circuito stampato e sui diodi di potenza. Nel caso si utilizzi il circuito con una corrente di uscita costante sarà sufficiente tarare il potenziometro in quelle determinate condizioni di utilizzo. Si può inoltre notare che la tensione di uscita ha una variazione minima nell'intero range della tensione d'ingresso, variabile tra  $195\text{ Vac}$  e  $265\text{ Vac}$ . Questa regolazione è così precisa in quanto il regolatore agisce sul comando del duty cycle come si può vedere in figura 2.32.

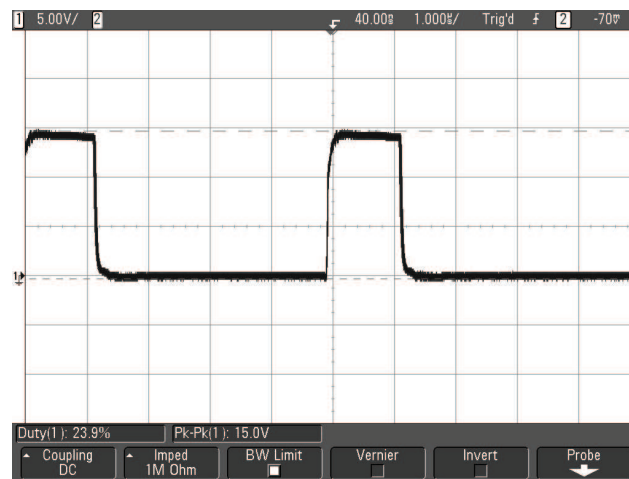
Con una potenza d'uscita di  $12.8\text{ W}$  al secondario uno e  $8.64\text{ W}$  al secondario due, il convertitore assorbe dalla rete  $27\text{ W}$ . Valori che permettono di calcolare un'efficienza pari a  $0.794\%$ .

### 2.8.2 Analisi termica

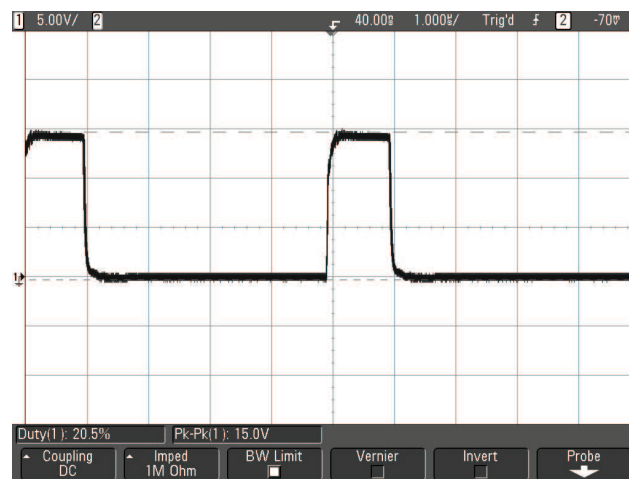
Tutti i componenti del circuito devono mantenere la loro temperatura di funzionamento all'interno del range fornito dal costruttore, per evitare la rottura prematura dei componenti. I pezzi più critici che compongono il circuito sono stati dimensionati prendendo in considerazione la potenza da dissipare.

Come verifica, è stata svolta l'analisi termica della scheda attraverso la termocamera FLIR SC7000. Il risultato dell'analisi è visualizzato in figura 2.33.

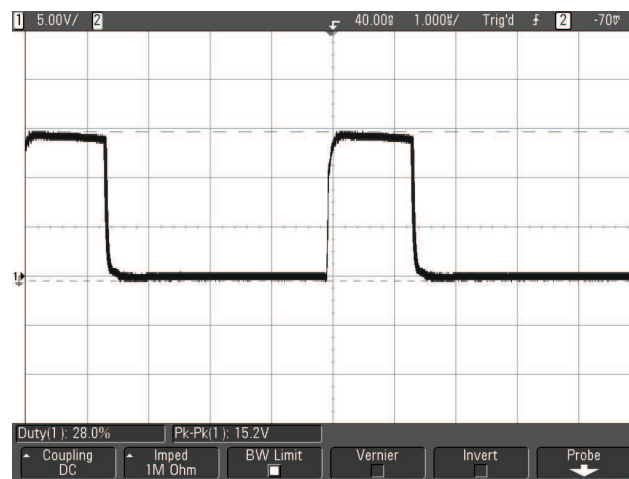
Si osservi che la temperatura massima raggiunta è di circa  $100^\circ\text{C}$  nella zona mosfet-snubber e nei diodi di potenza in uscita. Il chip del controllo raggiunge



(a) PWM con tensione d'ingresso 230 Vac

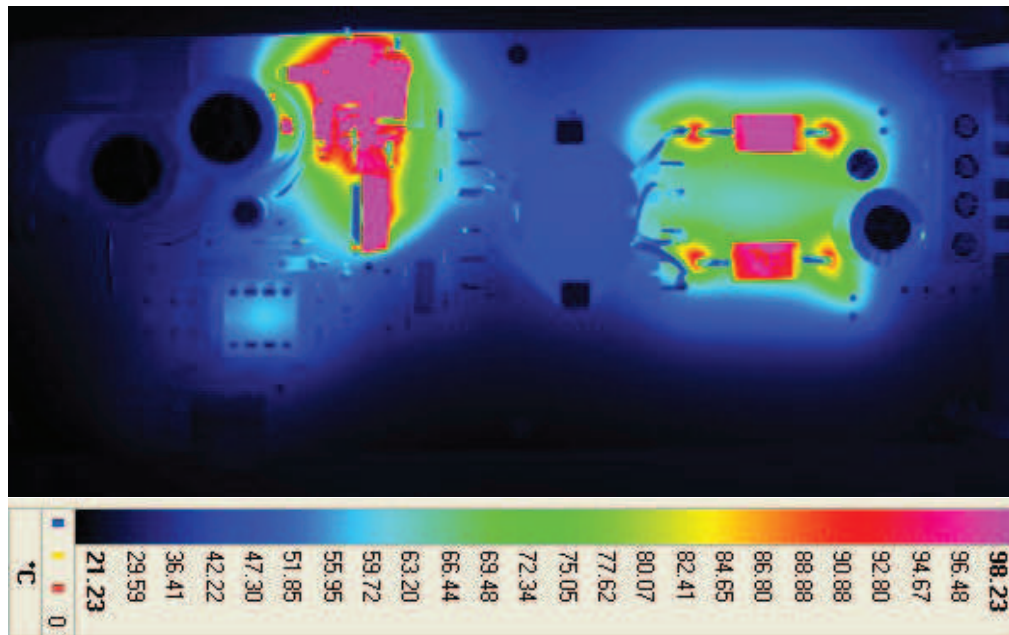


(b) PWM con tensione d'ingresso 195 Vac



(c) PWM con tensione d'ingresso 265 Vac

*Figura 2.32: PWM al variare della tensione d'ingresso*



*Figura 2.33: Analisi termica del convertitore flyback*

circa i 60°C e il trasformatore circa 45°C. Tutte le temperature sono nel range calcolato nel dimensionamento.

I punti all'interno del circuito in cui il colore è molto scuro, quasi nero, sono le zone in cui le onde infrarosse delle termocamera si riflettono (materiali lucidi) misurando così la temperatura della stanza e non del componente.



# Capitolo 3

## Scheda di carico

### Introduzione

La scheda di carico serve per testare il convertitore in due punti di lavoro diversi e in tutte le sue uscite, inoltre viene utilizzata per analizzare il comportamento e la stabilità del convertitore in corrispondenza dell'attacco e stacco del carico o di una parte di esso. La scheda permette un veloce test del convertitore senza l'uso di un carico attivo.

### 3.1 Funzionamento

La scheda di carico si suddivide in due parti simmetriche che rendono possibile il test contemporaneo di entrambe le uscite di potenza. La modalità più semplice di utilizzo permette l'accensione manuale dell'uscita da testare e quale carico impostare, potendo scegliere tra la corrente nominale (4 A) e metà del valore (2 A) per entrambe le uscite.

Sapendo che le due uscite erogano, la prima 4 A su 5 V e la seconda 4 A su 3.3 V, si calcola semplicemente il valore delle resistenze e la loro potenza.

Si ottiene, così, per la prima uscita, una resistenza da 1.25  $\Omega$  e 20 W di potenza e per la seconda una resistenza da 0.825  $\Omega$  e 13.2 W. Come si può vedere in figura 3.3 sono state usate quattro resistenze in parallelo per ogni uscita in modo da rendere possibili variazioni di carico e suddividere la potenza tra le varie resistenze. Sono state scelte quattro resistenze da 5  $\Omega$  e 7 W e quattro resistenze da 3.3  $\Omega$  e 7 W. Per poter verificare la risposta del sistema di controllo è stato inserito nella scheda un multivibratore astabile in grado di generare un'onda quadra a 200 Hz per pilotare in automatico il carico, creando una variazione continua tra la corrente nominale e metà del suo valore.

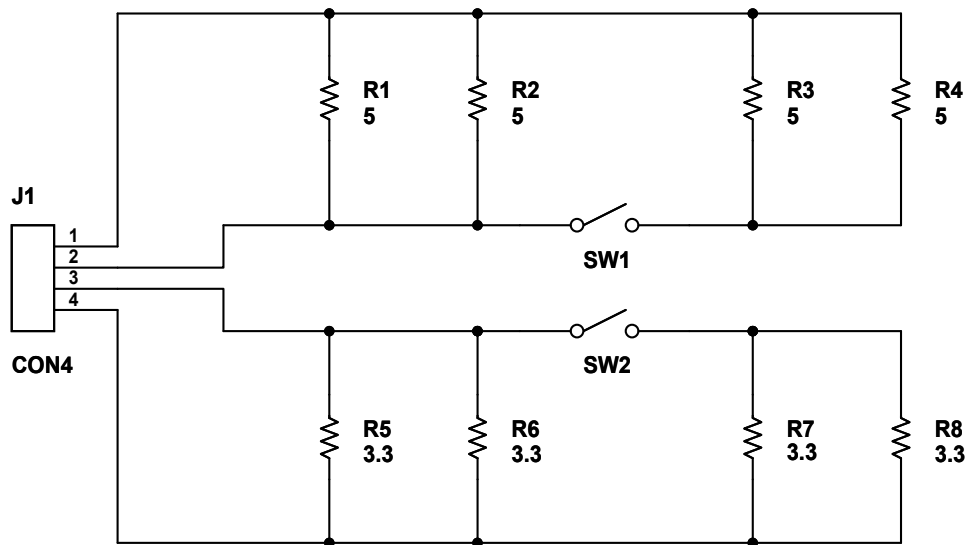


Figura 3.1: Versione semplificata della scheda di carico

## 3.2 Scelta e dimensionamento componenti

### 3.2.1 Multivibratore astabile

Il multivibratore astabile è un particolare circuito elettronico che passa continuamente da uno stato logico alto a uno basso. Il circuito integrato più conosciuto contenente al suo interno un multivibratore è il modello NE555. Nella scheda è stato utilizzato in versione astabile, configurandolo come in figura 3.2.

All'uscita si ottiene un'onda quadra con duty cycle e frequenza regolabile. Questo segnale va a pilotare i due mosfet usati come interruttore, che vanno a chiudere il circuito variando il carico visto dal flyback tra  $2.5\ \Omega$  e  $1.25\ \Omega$  per la prima uscita e tra  $1.65\ \Omega$  e  $0.825\ \Omega$  per la seconda.

Il duty cycle e la frequenza sono dati dal valore di  $R1$ ,  $R2$  e  $C$ , secondo le seguenti relazioni:

$$t1 = 0.693 \cdot (R1 + R2) \cdot C \quad (3.1)$$

$$t2 = 0.693 \cdot R2 \cdot C \quad (3.2)$$

Impostando  $R2 \gg R1$  si ottiene un duty cycle vicino al 50% e, per una frequenza di  $200\ Hz$  si calcola rapidamente:

$$R1 = 3.3\ k\Omega$$

$$R2 = 33\ k\Omega$$

$$C = 100\ \eta F$$



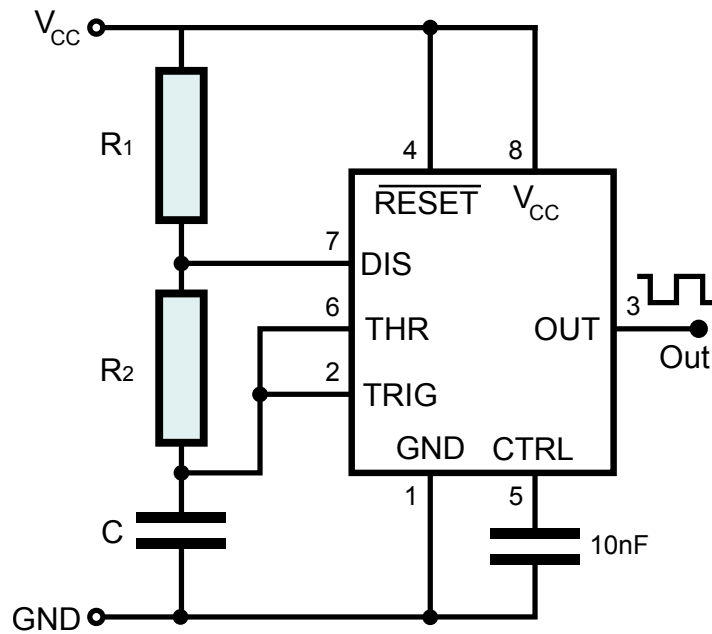


Figura 3.2: NE555 in configurazione astabile

### 3.2.2 Mosfet

Per questo tipo di utilizzo, il parametro più importante da tenere in considerazione nella scelta del mosfet è la sua resistenza in conduzione,  $r_{DS(ON)}$ , che deve essere il più bassa possibile visto l'elevata corrente che circola. Il mosfet deve sostenere una  $I_{DS}$  di almeno  $2A$  (nel mosfet passa al più metà della corrente massima) e avere una  $V_{GSth}$  ben inferiore alla tensione d'uscita dell'oscillatore che è di  $10V$ . Gli altri parametri, come la velocità di commutazione e la tensione  $V_{DS}$  non sono importanti in quanto il mosfet commuta a  $200Hz$  e la tensione massima è di circa  $5V$ .

Per l'applicazione è stato scelto un mosfet IRF520 in case TO220, avente le seguenti caratteristiche:

- $V_{DS} = 100V$
- $r_{DS(ON)} = 0.270\Omega$
- $V_{GSth} = 2V$
- $I_{D(ON)} = 9.2A$

### Dissipatore

Data l'elevata corrente d'uscita è necessario verificare la necessità di usare un dissipatore e le sue eventuali dimensioni.

Dal datasheet del IRF520 si nota che la resistenza termica tra giunzione e ambiente è di  $80 \text{ }^\circ\text{C/W}$  e la massima temperatura che può raggiungere la giunzione è di  $150 \text{ }^\circ\text{C}$ . La potenza a pieno carico che deve dissipare il mosfet, trascurando le perdite in commutazione e la corrente in base di carica e scarica delle capacità parassite, è di:

$$P_D = r_{DS(ON)} \cdot I_D^2 = 1.08 \text{ W} \quad (3.3)$$

dalla quale è possibile ricavare la temperatura raggiunta dalla giunzione senza il dissipatore:

$$T_J = T_A + P_D \cdot R_{thJA} = 111.4 \text{ }^\circ\text{C} \quad (3.4)$$

dove  $T_A$  è la temperatura ambiente e viene considerata di  $25 \text{ }^\circ\text{C}$ .

Dalla formula 3.4 si ricava che il mosfet raggiunge una temperatura inferiore alla sua temperatura critica, di conseguenza non è necessario l'uso di un dissipatore.

### 3.3 Schema elettrico e circuito stampato

In figura 3.3 è presente lo schema complessivo della scheda. Al connettore J1 viene collegata l'uscita del convertitore mentre a J2 l'alimentazione esterna a  $+10 \text{ Vdc}$  per il funzionamento dell'oscillatore.

La scelta del carico può essere fatta manualmente, agendo su SW1 e SW2, oppure in modo automatico. Senza alimentazione il carico è metà del nominale. Alimentando i mosfet, si chiudono con frequenza di  $200 \text{ Hz}$ , mentre collegando TP1 a TP2 rimangono sempre chiusi e il carico è il nominale.

Oltre alle parti circuitali discusse in precedenza sono presenti tre led per indicare: D1 il funzionamento dei  $+5 \text{ Vdc}$ , D2 il funzionamento dei  $+3.3 \text{ Vdc}$  e D3 il funzionamento dell'oscillatore. Il potenziometro RB2 non viene montato ma può servire per fare delle regolazioni di duty cycle e frequenza, come indicato nel capitolo 3.2.1.

In figura 3.4a e 3.4b sono presenti il lato componenti e il lato saldature del circuito stampato. Per fare il layout sono state considerate le dimensioni dei componenti acquistati. Inoltre il PCB è compatibile per l'uso di resistenze in cemento, meno costose e meno precise ma di dimensioni più generose. Lo spessore delle piste di potenza ha considerato la corrente circolante tenendo come minimo il valore dato dalle norme IPC-2221 e IPC-2221A, impostando un  $\Delta t$  di  $15 \text{ }^\circ\text{C}$ .

Nella scheda sono stati inseriti otto fori di montaggio, quattro per tenere sollevata la scheda dal piano di lavoro e i quattro più interni per il montaggio di una ventola  $80 \times 80 \text{ mm}$  per aiutare la dissipazione del calore e mantenere le temperature di lavoro più basse, sia nei mosfet che nelle resistenze.

In tabella 3.1 è presente la lista dei componenti montati nel circuito.

Il circuito assemblato si presenta come in figura 3.5.

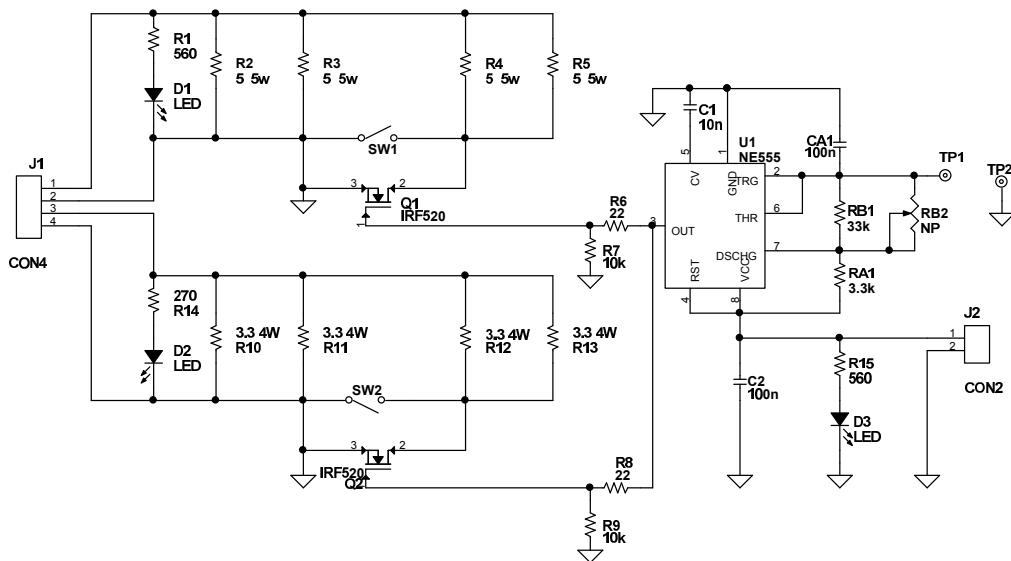
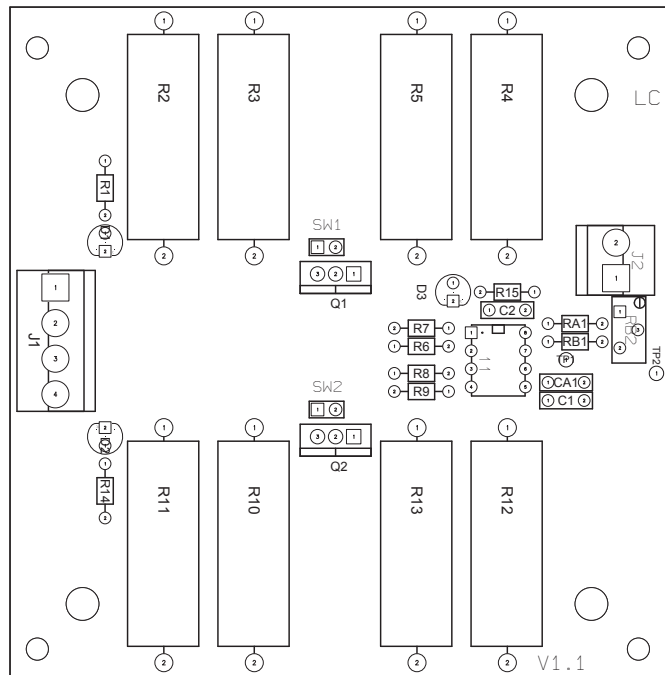


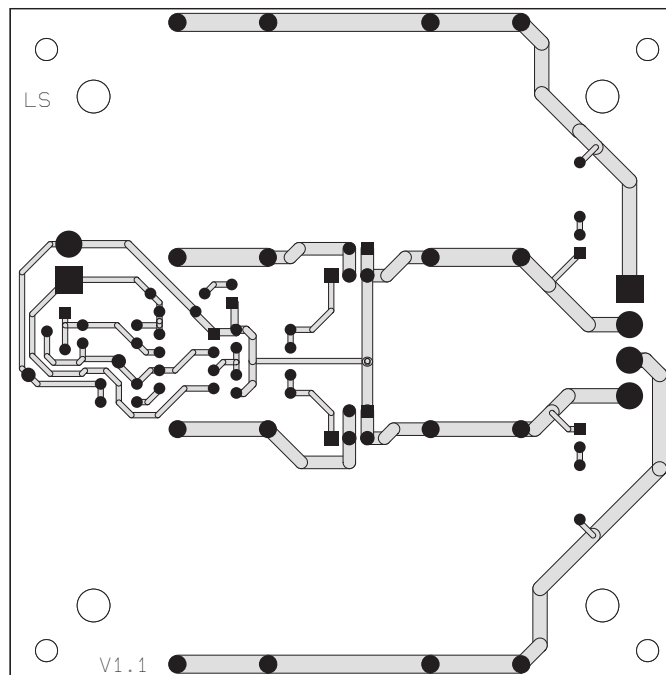
Figura 3.3: Schema completo del circuito di carico

Item	Quantity	Reference	Part
1	2	CA1,C2	100n
2	1	C1	10n
3	3	D1,D2,D3	LED RED
4	1	J1	CON4
5	1	J2	CON2
6	2	Q1,Q2	IRF520
7	1	RA1	3.3k
8	1	RB1	33k
9	2	R1,R15	560
10	4	R2,R3,R4,R5	5 7w
11	2	R6,R8	22
12	2	R7,R9	10k
13	4	R10,R11,R12,R13	3.3 7W
14	1	R14	270
15	1	U1	NE555

Tabella 3.1: Lista componenti scheda di carico

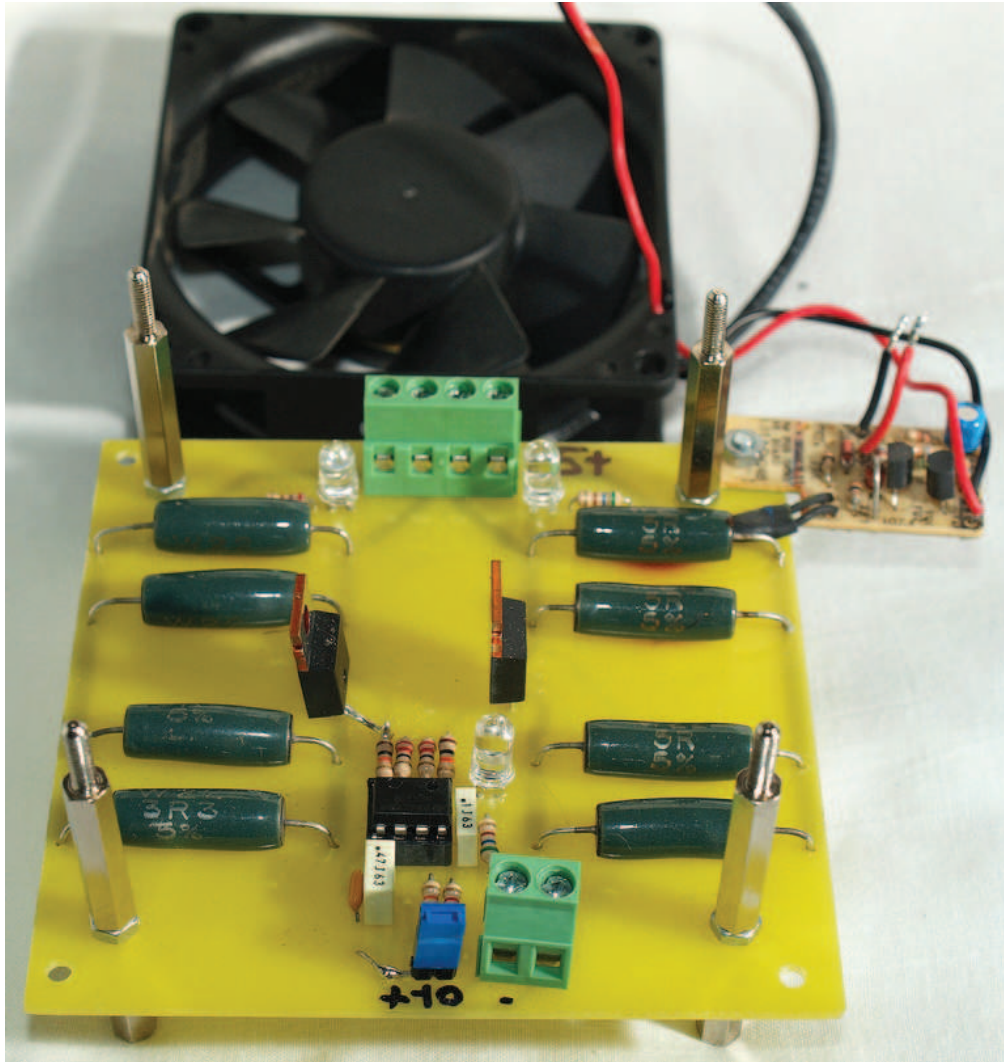


(a) lato componenti



(b) lato saldature

*Figura 3.4: PCB del carico visto dal lato componenti e dal lato saldature*



*Figura 3.5: Scheda del carico assemblata*

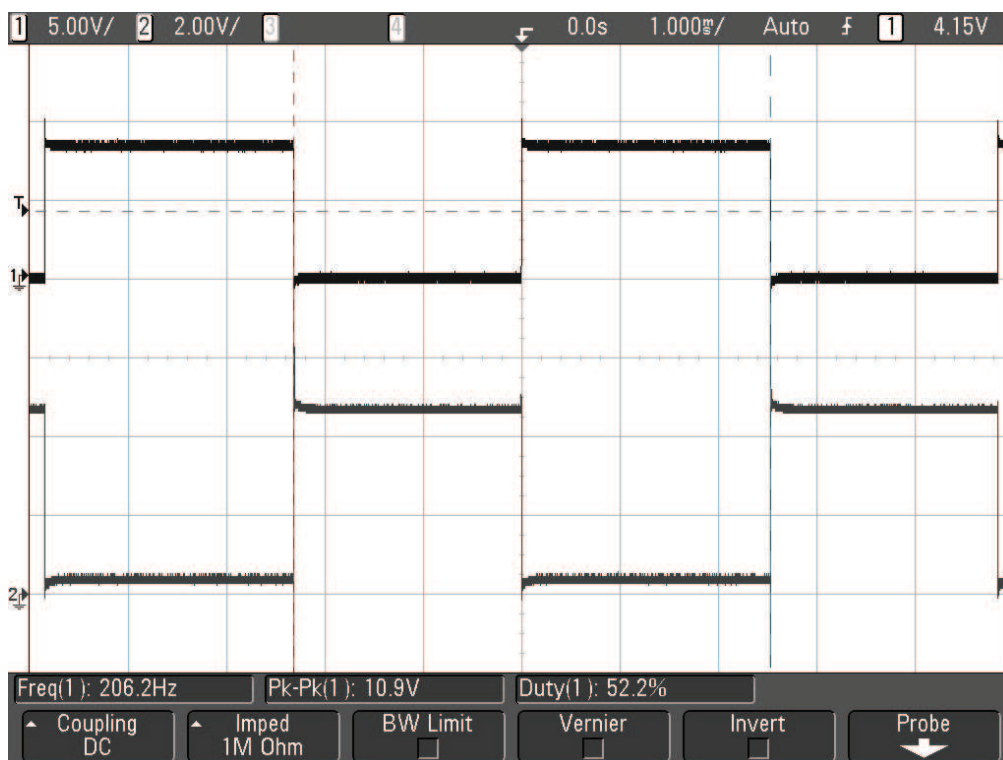
## 3.4 Misure

### 3.4.1 Uscita oscillatore

In figura 3.6 sono visualizzate due tracce prese dall'oscilloscopio dal circuito in funzionamento. Nel canale 1 (traccia superiore) è rappresentato il segnale di uscita dell'oscillatore mentre nel canale2 (traccia inferiore) la tensione  $V_{DS}$  del mosfet.

Nella parte bassa sono presenti le misure, si noti che la frequenza di lavoro di  $206.2\text{ Hz}$ , la tensione di  $10.9\text{ V}$  e il duty cycle del  $52.2\%$ .

Questa misura è stata svolta attraverso un alimentatore da banco stabilizzato collegando in parallelo le due uscite per ottenere una corrente di  $4\text{ A}$  e  $5\text{ V}$  in uscita.

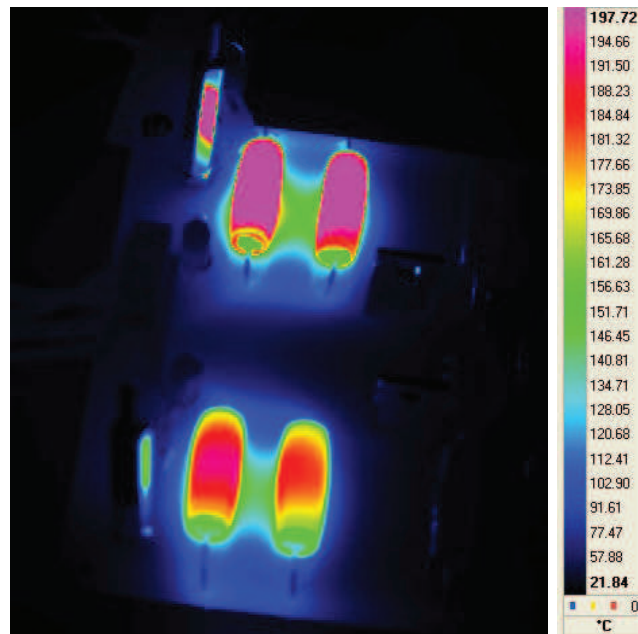


*Figura 3.6: Tensione di uscita dell'oscillatore e  $V_{\text{drain}}$  del mosfet*

### 3.4.2 Analisi termica

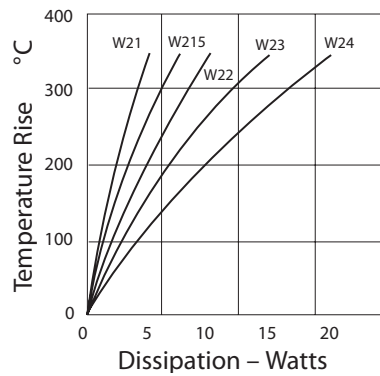
I componenti più critici che compongono il circuito sono le resistenze di carico, le quali devono dissipare circa  $5\text{ W}$  per l'uscita uno e circa  $3.3\text{ W}$  per l'uscita due.

Dall'analisi termica della scheda, attraverso la termocamera FLIR SC7000, è stata ottenuta l'immagine di figura 3.7.



*Figura 3.7: Analisi termica della scheda del carico*

Notare come le due resistenze della parte superiore siano a temperatura più elevata, dovuto alla potenza maggiore da dissipare. La temperatura è molto alta ma confrontando i dati con quelli forniti dal costruttore per il case W20, visualizzato in figura 3.8, non si discosta di molto.



*Figura 3.8: Curva*

Date le elevate temperature è consigliato mantenere accesa la ventola di raffreddamento.





# Capitolo 4

## Filtro EMI

### Introduzione

Lo scopo di questa scheda è la realizzazione di un filtro EMI (Electro Magnetic Interference), configurabile, per poter fermare i disturbi generati dal convertitore. Nel capitolo verranno spiegate come si suddividono le norme per questo tipo di dispositivi, analizzando nel dettaglio le emissioni condotte. Verrà spiegato il circuito stampato realizzato e aggiunto un esempio sul tipo di prove a cui questo sistema di test è rivolto. Infine verrà rapidamente descritto un possibile metodo di dimensionamento.

### 4.1 Normative e Frequenze

Le prove che si possono svolgere nella compatibilità elettromagnetica si dividono in due tipi: prove full compliance e prove di pre-compliance.

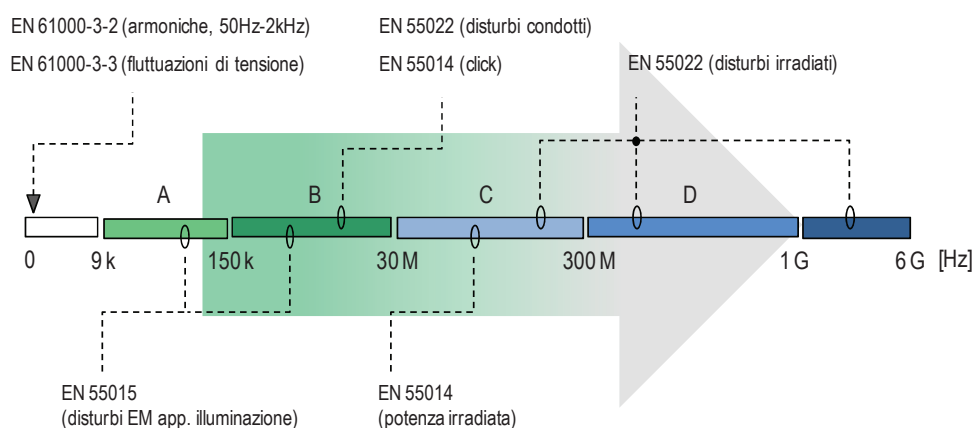
Le prime, dette anche prove di qualificazione, sono svolte in conformità alle indicazioni descritte nelle norme armonizzate e alle raccomandazioni internazionali. In questo caso deve essere prevista la taratura degli strumenti e resa nota l'accuratezza di misura e le caratteristiche dei cavi. Al fine di garantire la reperibilità dei valori stimati durante la prova, è necessario seguire le indicazioni delle norme riguardanti la disposizione delle apparecchiature e dell'EUT (Equipment Under Test) sul banco di prova. I costi elevati delle prove full-compliance sono dovuti allo dispendio di tempo, al costo della strumentazione e delle tarature, ecc. Per tali ragioni vengono spesso effettuate da laboratori specializzati. Nel caso in cui le prove non vadano a buon fine, il produttore, dopo aver rivisto il progetto, deve tornare per una ulteriore campagna di misura, incrementando così tempo e costi.

Le prove pre-compliance servono per prevedere i risultati delle prove compliance. Esse si svolgono, rispettando quanto più possibile, le indicazioni delle norme armonizzate ma attraverso l'uso di strumenti di misura meno accurati e

con sessioni di taratura meno frequenti. Queste prove sono molto più economiche e si possono svolgere nella sede del produttore. Diversamente dalle precedenti, non hanno nessuna validità al fine dell'omologazione del prodotto, ma consentono l'individuazione delle frequenze in cui possono verificarsi i problemi e le possibili tecniche di soluzione.

Analizzando i risultati delle prove compliance (comunque obbligatorie) con le prove pre-compliance è possibile, agendo per confronto, individuare la procedura ottimale per svolgere quest'ultime in modo da ottenere risultati simili. Una scelta tipica consiste nel rendere più severi i limiti da rispettare per compensare la minor precisione delle misure.

Le prove di emissione verificano la conformità del prodotto alla compatibilità elettromagnetica della direttiva EMC.



**Figura 4.1:** Frequenze considerate nelle prove di emissione EMC

In figura 4.1 è rappresentata la suddivisione in bande di frequenza e le corrispondenti norme da soddisfare. Lo standard internazionale CISPR 16-1<sup>1</sup> suddivide il campo di frequenza da 9 kHz a 1 GHz in quattro sottobande:

1. **Banda A:** Da 9kHz a 150kHz
2. **Banda B:** Da 150kHz a 30MHz
3. **Banda C:** Da 30MHz a 300MHz
4. **Banda D:** Da 300MHz a 1GHz

Oltre alle quattro bande indicate è presente la banda 0–9 kHz comprendente le bassissime frequenze e la banda da 1–6 GHz considerata come estensione della

<sup>1</sup>Il Comitato Internazionale Speciale per le Interferenze Radio fondato nel 1934, (abbreviato CISPR dal nome Francese dell'organizzazione, Comité international spécial des perturbations radioélectriques) si occupa dello sviluppo di norme per individuare, misurare e comparare interferenze elettromagnetiche nei dispositivi elettrici.

banda D. Affinché un prodotto sia immesso nel mercato deve quindi rispettare una serie di Direttive EMC. Questa condizione si scontra con la ricerca di una efficienza sempre maggiore del prodotto che spinge le frequenze di lavoro a valori sempre più elevati. Le Direttive EMC determinano i limiti di emissione da rispettare in funzione della destinazione d'uso del dispositivo sotto test (EUT).

Esistono due tipologie di apparecchi:

- **Classe A:** dispositivi destinati all'uso industriale.
- **Classe B:** dispositivi destinati all'uso residenziale (ove previsto l'uso di ricevitori radio o televisivi a distanza inferiore ai 10m) o industriale leggero.

Oltre alla classe di destinazione vengono individuate anche le famiglie di prodotti, raggruppate nelle seguenti norme:

- **EN 55011:** Valori limite e procedure di misura per la soppressione di disturbi di apparecchiature ad alta frequenza industriali, scientifiche e medicali
- **EN 55013:** Valori limite e procedure di misura per le caratteristiche di soppressione dei disturbi di ricevitori radio ed apparecchi collegati.
- **EN 55014:** Valori limite e procedure di misura per la soppressione di disturbi di elettrodomestici, utensili elettrici portatili ed apparecchiature elettriche similari.
- **EN 55015:** Valori limite e procedure di misura per la soppressione di disturbi di lampade fluorescenti e di apparecchi di illuminazione di lampade fluorescenti.
- **EN 55022:** Valori limite e procedure di misura per la soppressione di disturbi di apparecchiature di sistemi informatici.

Non sempre è semplice capire a quale famiglia appartiene un prodotto e quindi individuare le norme da applicare. In tal senso è utile prendere visione delle *norme armonizzate*, le quali aiutano a definire il gruppo di appartenenza dell'EUT e stabiliscono i limiti massimi da non superare.

## 4.2 Emissioni condotte

Le emissioni condotte sono le misure dei disturbi emessi da un dispositivo nella banda B ( $150\text{ kHz} - 30\text{ MHz}$ ) sottoforma di correnti e tensioni lungo i cavi di alimentazione.

Per svolgere la prova è necessario un banco in cui collegare tutta la strumentazione secondo lo schema di figura 4.2. A sinistra è rappresentata la rete elettrica, alla quale si collega il banco di lavoro, il primo blocco (DMC+DPD)

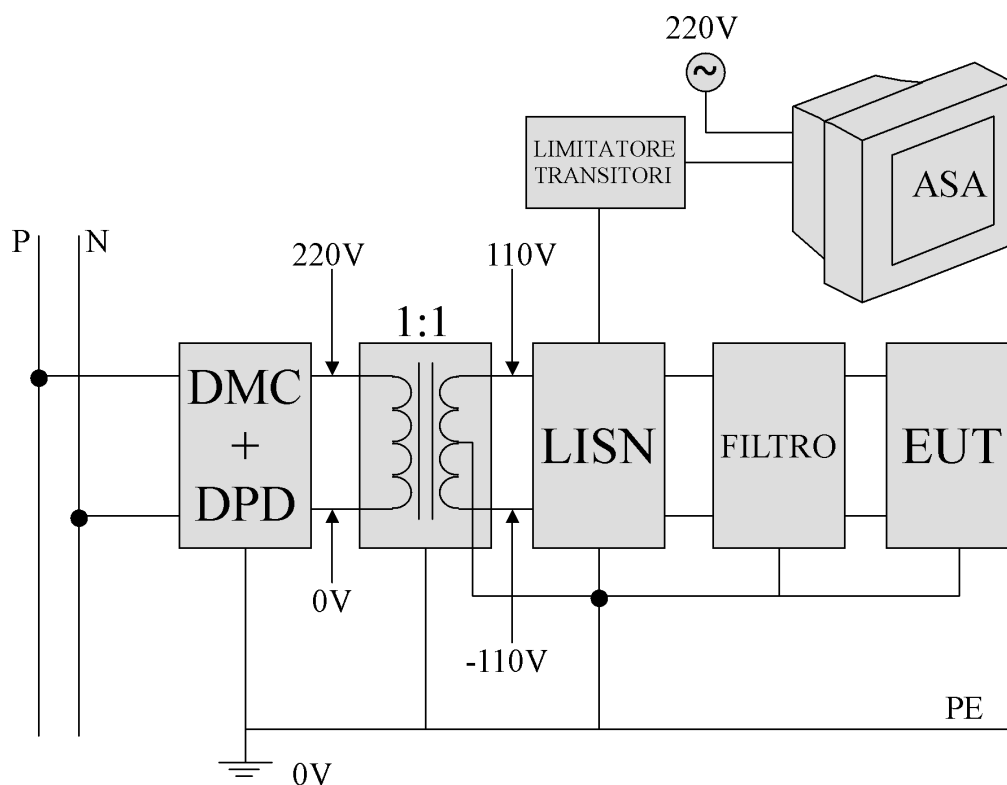


Figura 4.2: Schema del banco di prova

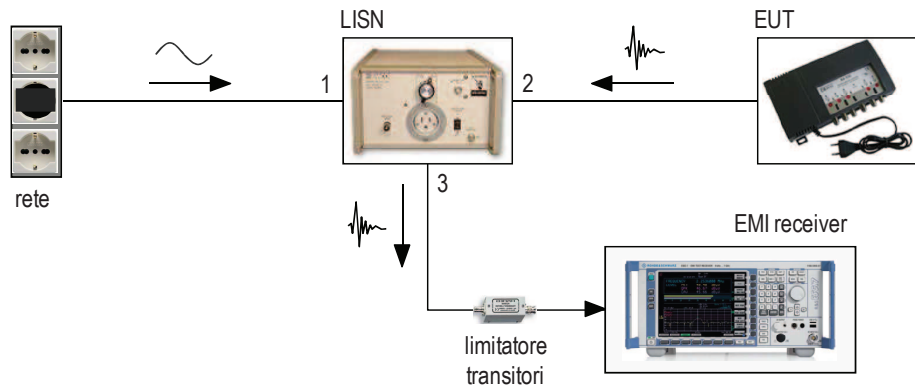
sono gli interruttori di protezione ovvero il magnetotermico e il differenziale. Di seguito viene collegato un trasformatore di isolamento, in mancanza del quale la LISN farebbe saltare il differenziale. La LISN (Line Impedance Stabilization Network) permette di separare i possibili disturbi generati dall'EUT da quelli presenti sulla linea elettrica, come visualizzato in figura 4.3. Inoltre consente di creare un'impedenza costante vista dall'EUT in modo tale da rendere ripetibili le prove. Il disturbo viene deviato in un connettore BNC, a sua volta collegato ad un analizzatore di spettro che ne visualizza il comportamento in frequenza.

Infine si inserisce il filtro, che è la scheda flessibile e configurabile che si applica al convertitore.

In una prova compliance tutta la strumentazione va disposta seguendo l'ordine stabilito nelle norme armonizzate e rappresentato in figura 4.4. In un banco di pre-compliance il produttore deve seguire questa disposizione nel miglior modo possibile.

#### 4.2.1 Disturbi di modo comune e di modo differenziale

Il disturbo emesso da un dispositivo elettronico si può dividere in due componenti: di modo comune e di modo differenziale. La corrente di modo comune si



*Figura 4.3: Banco di prova per le emissioni condotte*

propaga dal dispositivo sotto test verso la LISN lungo il filo di fase e il filo di neutro, richiudendosi attraverso il cavo di terra.

La corrente di modo differenziale scorre sul filo della fase e si richiude su quello di neutro come visualizzato in figura 4.5.

Attraverso l'uso di un dispositivo costruito secondo lo schema di figura 4.6 è possibile separare il disturbo di modo comune dal disturbo di modo differenziale. L'apparecchio va collegato in  $V_p$  e  $V_n$  alle due uscite BNC della LISN (non tutte le LISN sono compatibili) e a sinistra all'analizzatore di spettro. Agendo sulle due posizioni dell'interruttore si può osservare in uscita il doppio di una delle due correnti e misurarne lo spettro in frequenza.

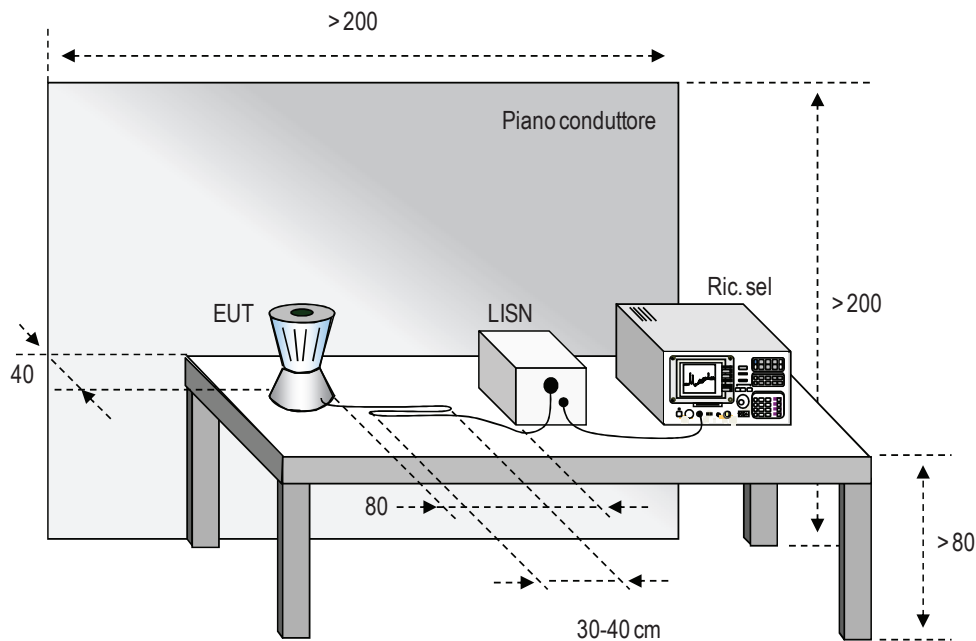
### 4.3 Schema di base di un filtro EMI

I filtri di alimentazione più utilizzati seguono tutti la stessa topologia base visualizzata in figura 4.7. Composta da:

- Due condensatori  $C_y^2$ , uno tra la fase e la terra e uno tra il neutro e la terra. Dividono le correnti di modo comune, questi condensatori non possono essere più grandi di  $3.3nF$  (nel caso ce ne siano due) altrimenti potrebbe scattare l'interruttore differenziale.
- Dei condensatori  $C_x^3$  per deviare i disturbi di modo differenziale.
- Un induttore di modo comune costituito da due induttori accoppiati, ovvero due avvolgimenti uguali attorno allo stesso nucleo di ferrite. Nel caso

<sup>2</sup>I condensatori con proprietà isolanti riconosciute dagli enti normativi adatti a essere impiegati come condensatori verso massa sono designati come 'Condensatori Y'

<sup>3</sup>I condensatori con proprietà isolanti riconosciute dagli enti normativi e adatti a essere impiegati come condensatori di linea sono designati come 'Condensatori X'



**Figura 4.4:** Banco di test per le emissioni condotte

ideale non ha effetto nelle componenti di modo differenziale, in realtà l'induttanza di dispersione si comporta proprio come le induttanze  $L_d$  usate per fermare i disturbi di modo differenziale.

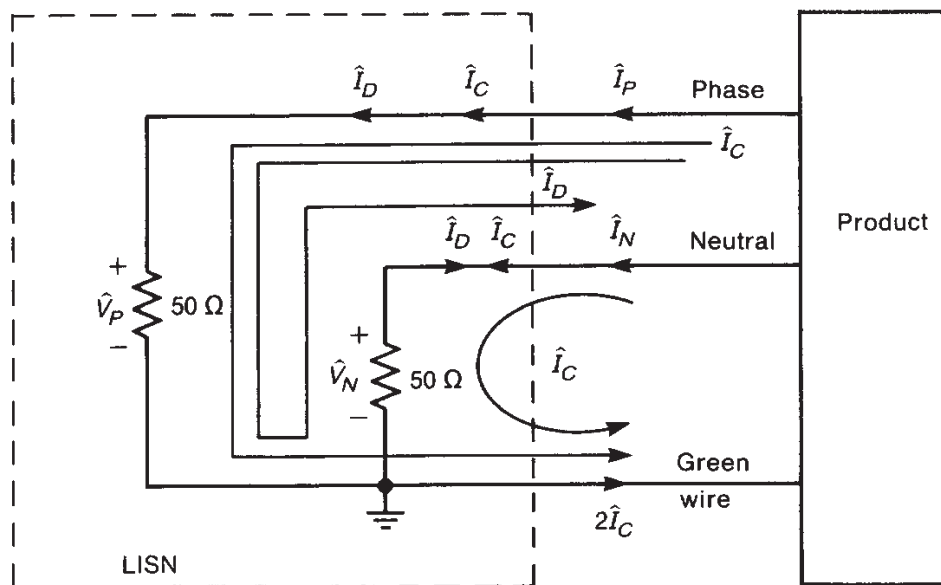
- Due induttori ddi modo differenziale, uno per la linea di fase e uno per la linea di neutro.

Alcune volte è presente un induttore nella linea di terra, ma per motivi di sicurezza è consigliabile evitare di inserirlo in quanto andrebbe ad aumentare la resistenza della linea creando una caduta di tensione. Nel caso di rottura il circuito a valle potrebbe rimanere senza terra diventando pericoloso per l'utente.

#### 4.4 Schema elettrico e circuito stampato

Nello studio svolto in questa tesi è stata realizzata una scheda in grado di contenere varie configurazioni di filtro EMI di base, per poter provare vari valori e nel modo più completo possibile. Il filtro realizzato è chiamato anche *Total EMI filter* e oltre agli elementi presentati nella configurazione di base, è presente un'induttanza di nel filo di terra e delle resistenze di valore elevato in parallelo ad ogni condensatore con lo scopo di scaricare le capacità nel momento in cui si stacca la tensione e di smorzare le risonanze tra gli elementi.

Nella scheda sono disposte parallelamente due linee, una contenente il filtro e l'altra solo il collegamento. In questo modo è possibile eseguire le misure



*Figura 4.5: Corrente di modo comune e corrente di modo differenziale*

con e senza filtro mantenendo immutata la configurazione del banco di lavoro e lunghezza e posizione dei cavi di collegamento.

In figura 4.9a e 4.9b si riporta il circuito stampato nel lato componenti e nel lato saldature, come per le schede precedenti sono presenti quattro fori per il fissaggio e le quattro morsettiere per il collegamento alla rete e al convertitore.

La tabella 4.1 contiene la lista dei componenti montati nel filtro EMI.

Item	Quantity	Reference	Part
1	2	CX1,CX2	0.47uF
2	2	CY1,CY2	3300pF
3	4	J1,J2,J3,J4	CON3
4	2	LD1,LD2	180uH
5	1	LG1	10mH
6	1	L1	2.4mH
7	2	R1,R2	5.6Meg
8	2	R3,R4	3.3Meg

*Tabella 4.1: Lista componenti della scheda del filtro*

La scheda del filtro assemblata è visualizzata in figura 4.10.

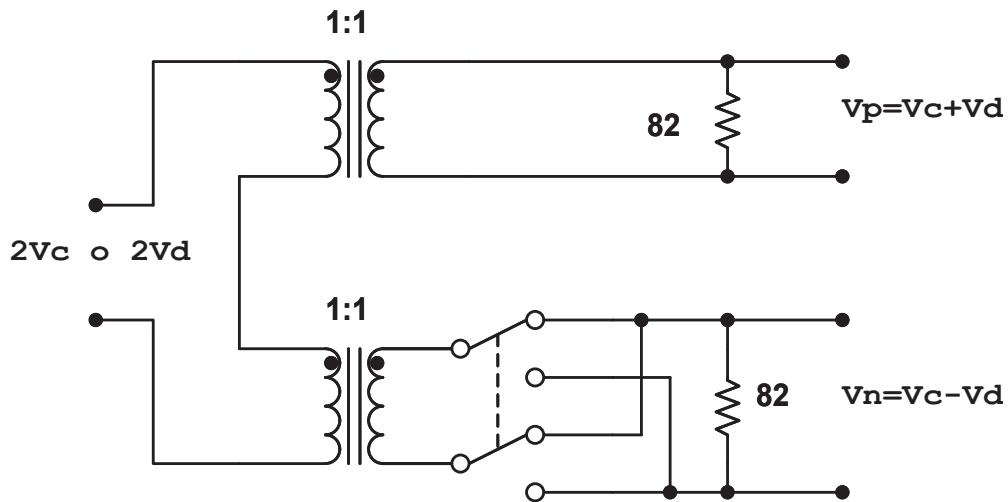


Figura 4.6: Dispositivo per separare modo comune e modo differenziale

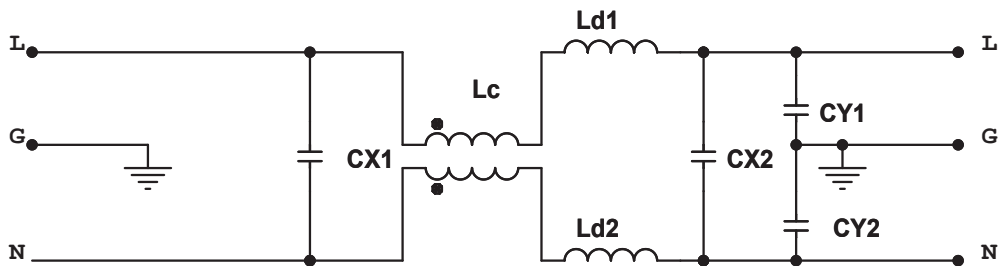


Figura 4.7: Schema base di filtro EMI

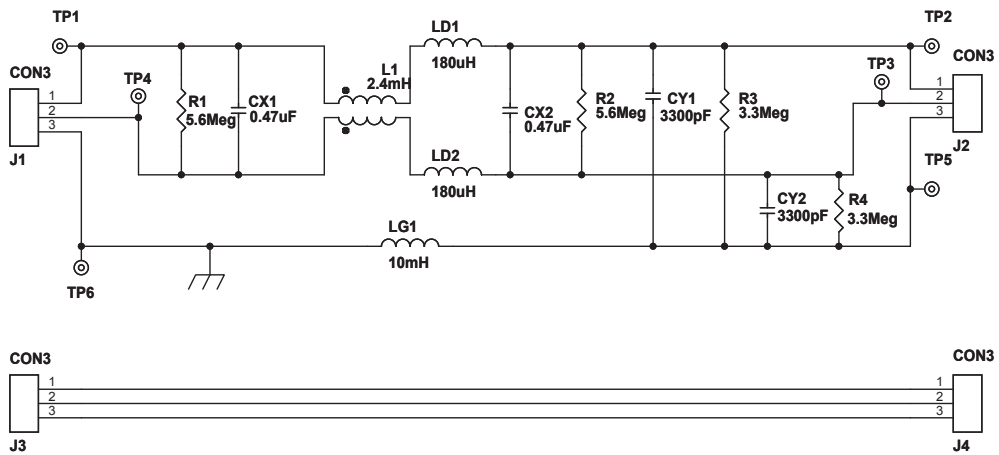
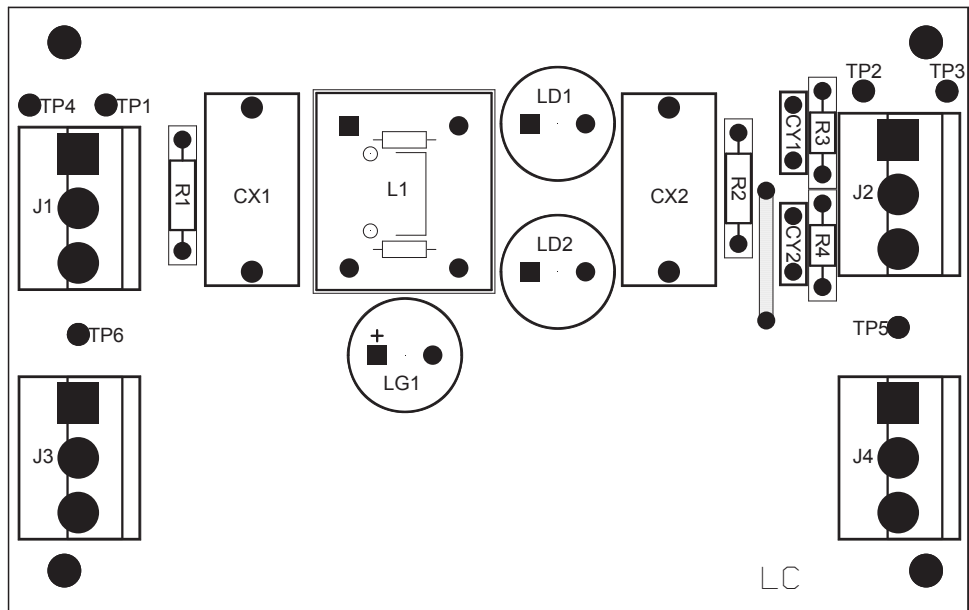
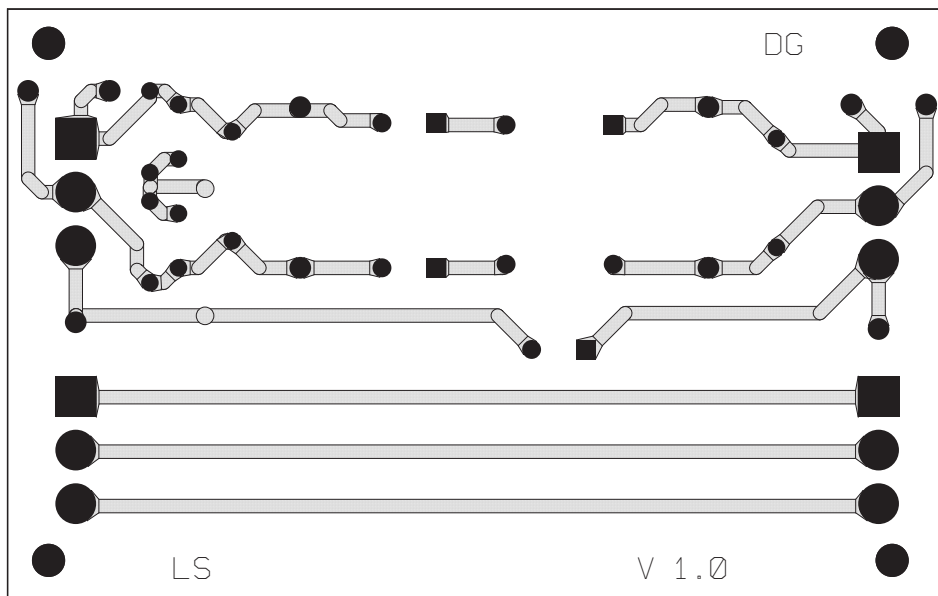


Figura 4.8: Schema della scheda del filtro EMI



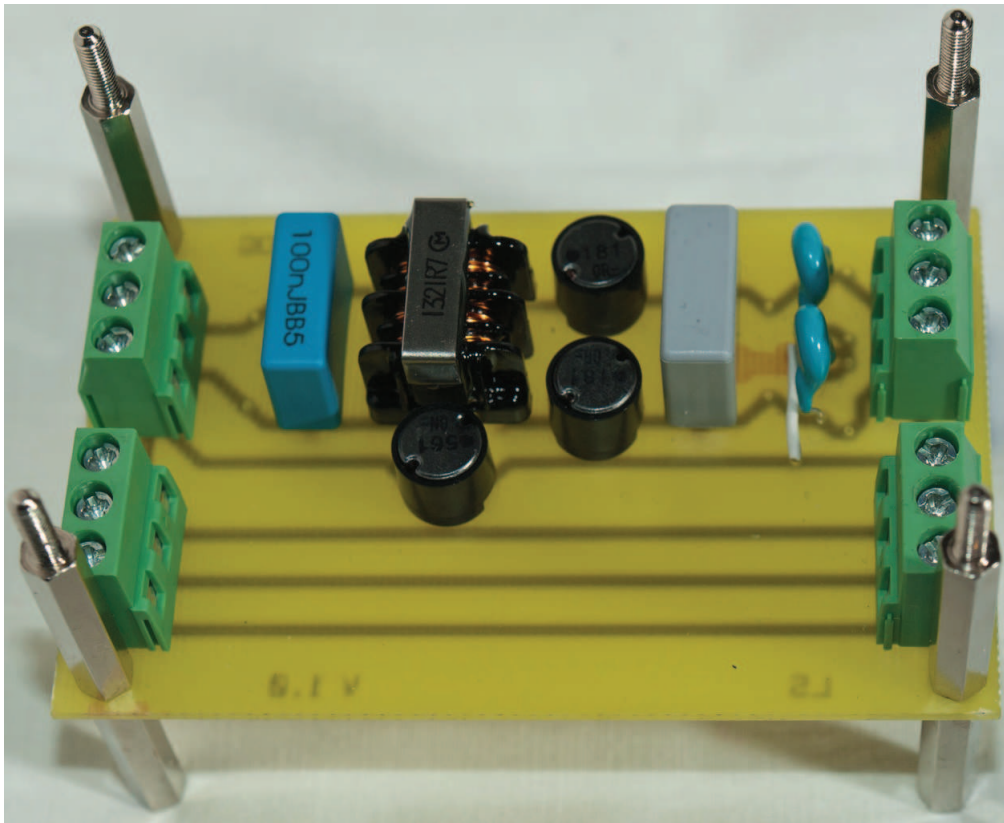


(a) lato componenti



(b) lato saldature

*Figura 4.9: PCB del del filtro visto dal lato componenti e dal lato saldature*



*Figura 4.10: Scheda del filtro assemblata*

## 4.5 Procedura di dimensionamento

Una procedura per il dimensionamento dei filtri EMI è presente in Shin et al.,1993[1] presente in bibliografia. Di seguito ne viene portato brevemente il contenuto.

In figura 4.11a si rappresenta lo schema equivalente per i disturbi di modo comune di un generico filtro EMI, come quello descritto in figura 4.7.

Tramite il teorema della reciprocità è possibile semplificare il circuito e ottenere la formula 4.1:

$$f_{R,CM} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{(Lc + \frac{1}{2}Ld) \cdot 2 \cdot Cy}} \quad (4.1)$$

Essendo il circuito equivalente del secondo ordine, attenua di  $40dB/dec$  e ha frequenza di taglio pari a  $f_{R,CM}$ , come si può vedere in figura 4.11d.

Stessa procedura è illustrata in figura 4.11 per i disturbi di modo differenziale. La frequenza di taglio si calcola:

$$f_{R,DM} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{(2 \cdot Ld + L_{leakage}) \cdot C_{DM}}} \quad (4.2)$$

dove  $C_{DM} = C_{X1} = C_{X2}$ .

Utilizzando il sistema di prova descritto nel capitolo 4.2 si deve fare la misura dei disturbi di modo comune e di modo differenziale e tracciarne lo spettro. In questa fase è importante valutare di quanto la zona a bassa frequenza supera il limite indicato nella norma. Dal diagramma si traccia una retta con pendenza  $40dB/dec$  tangente al disturbo, come visualizzato in figura 4.13. In tal modo si ottengono le due frequenze di taglio dei circuiti equivalenti del filtro EMI.

Rispettando le condizioni indicate in figura 4.11 e 4.12 è possibile risolvere le equazioni (4.1) e (4.2) e ottenendo così il valore dei componenti di filtro.

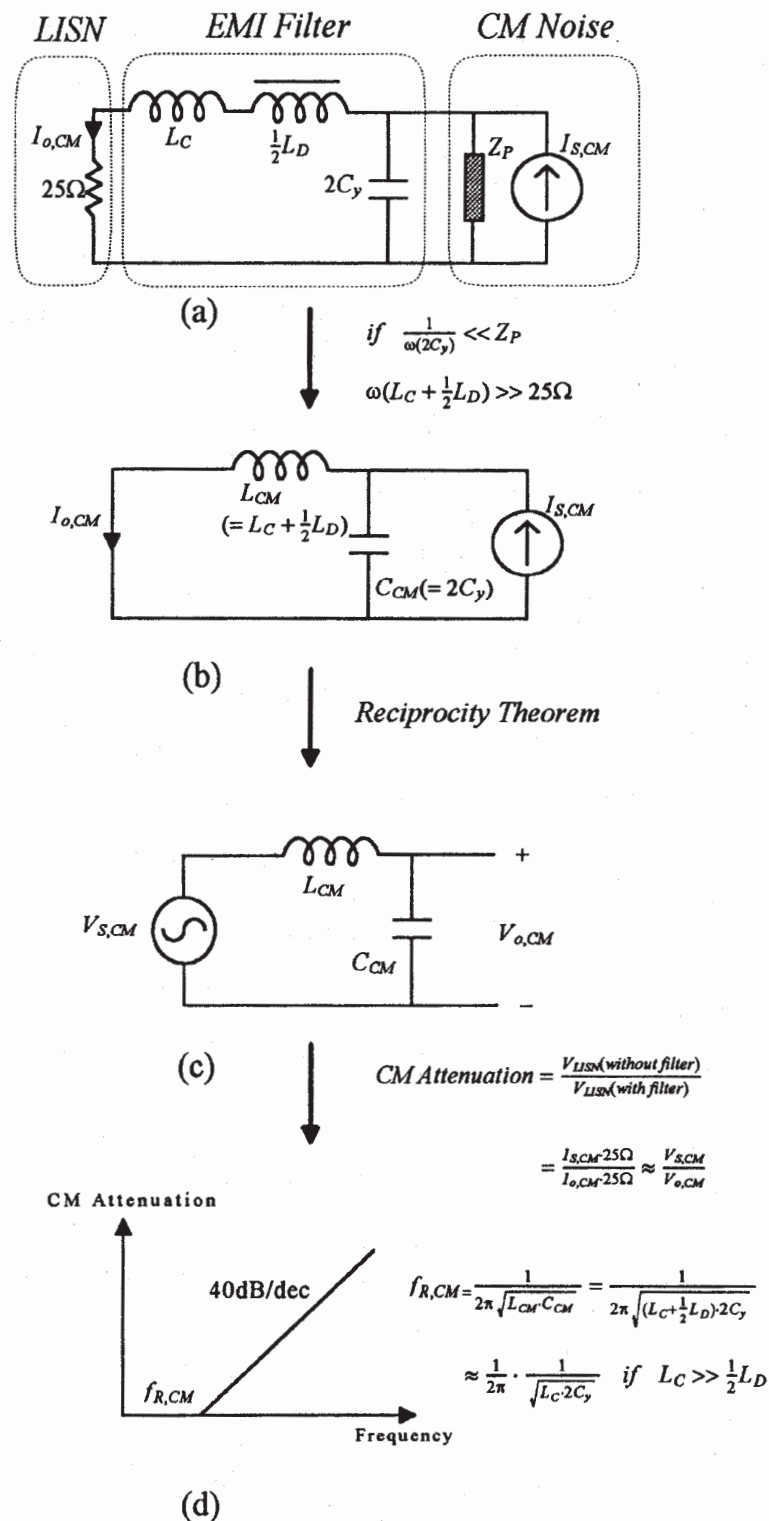


Figura 4.11: Dimensionamento filtri EMI, modo comune

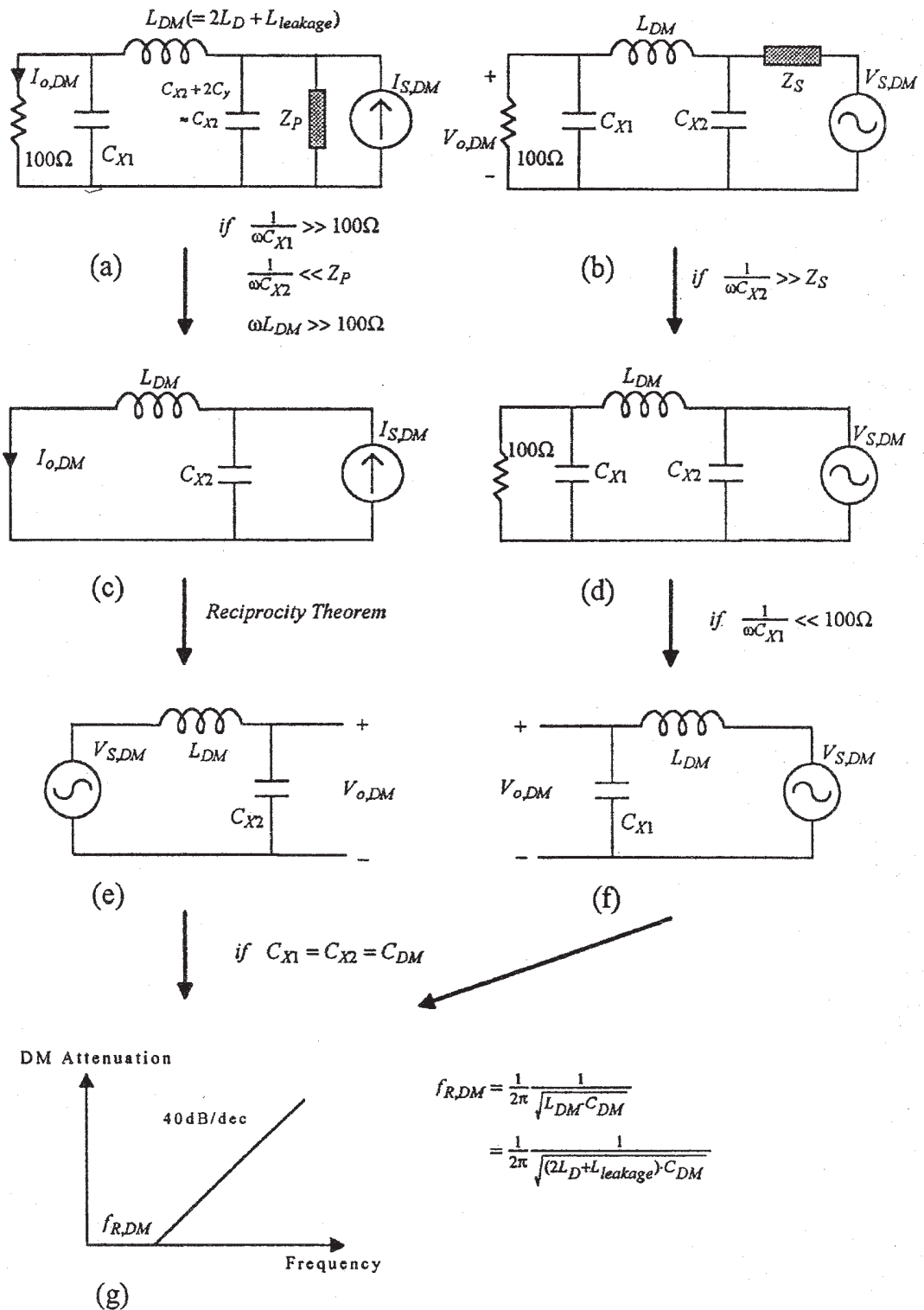


Figura 4.12: Dimensionamento filtri EMI, modo differenziale

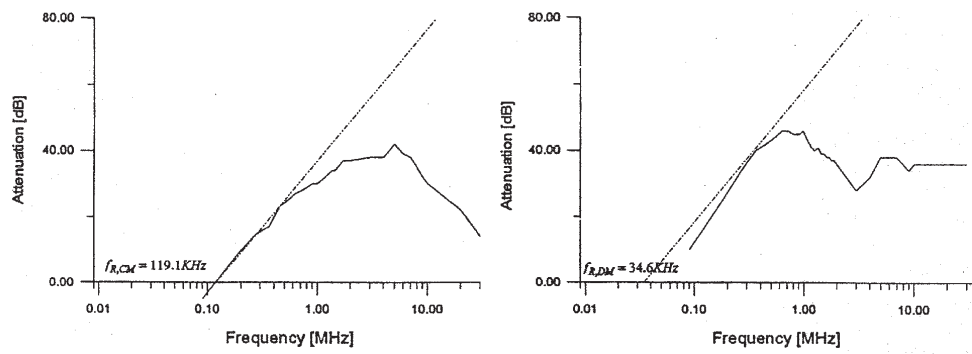


Figura 4.13: Spettro del disturbo

# Capitolo 5

## Misure e uso del sistema di test

### Introduzione

In questo capitolo viene analizzata la banda del disturbo e in seguito esaminata una possibile applicazione del sistema di test per valutare le prestazioni del filtro realizzato.

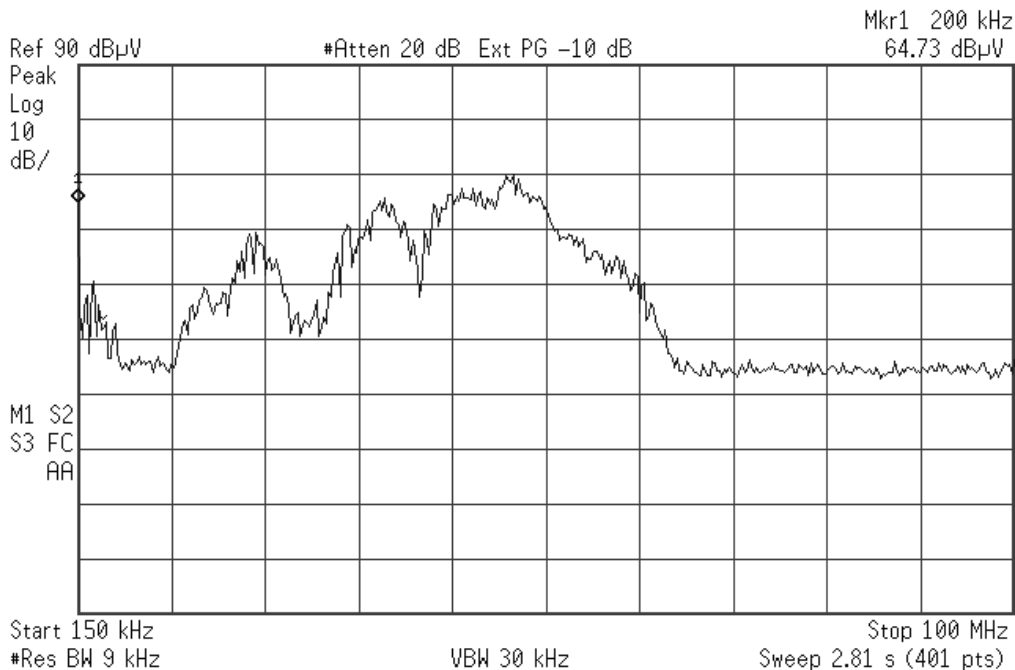
### 5.1 Caratterizzazione sistema di test

La frequenza di lavoro del convertitore è stata scelta in modo da avere l'armonica fondamentale all'interno dello spettro delle emissioni condotte. Lo scopo di questa tesi, infatti, è la realizzazione di un 'disturbatore' ad elevato spettro per lo studio di possibili tecniche di riduzione da applicare a dispositivi commerciali. Per questo motivo, la caratteristica fondamentale che deve avere il sistema di test è irradiare fino a frequenze elevate. In figura è rappresentata l'emissione condotta tra  $150\text{ kHz}$  e  $100\text{ MHz}$ . Come si può notare, il circuito emette fino a circa  $65\text{ MHz}$ , range più che sufficiente per tutte le prove di emissione condotta.

### 5.2 Prove emissioni condotte

Seguendo la procedura spiegata nel capitolo 4.2 e allestendo il banco di lavoro secondo quanto descritto dalle norme armonizzate, sono state svolte le misure di emissioni condotte. All'inserimento di ogni componente del filtro è stato rilevato lo spettro del disturbo in entrambi i conduttori (fase e neutro).

Le misure sono state realizzate per mezzo di una LISN HAMEG HM6050-2, modello al quale non è possibile collegare il dispositivo per separare il modo comune dal modo differenziale. I grafici sono il risultato della somma dei disturbi di modo comune e di modo differenziale. Importante ricordare che ad alcune frequenze una delle due componenti può essere dominante rispetto all'altra, co-



**Figura 5.1:** Banda del disturbo

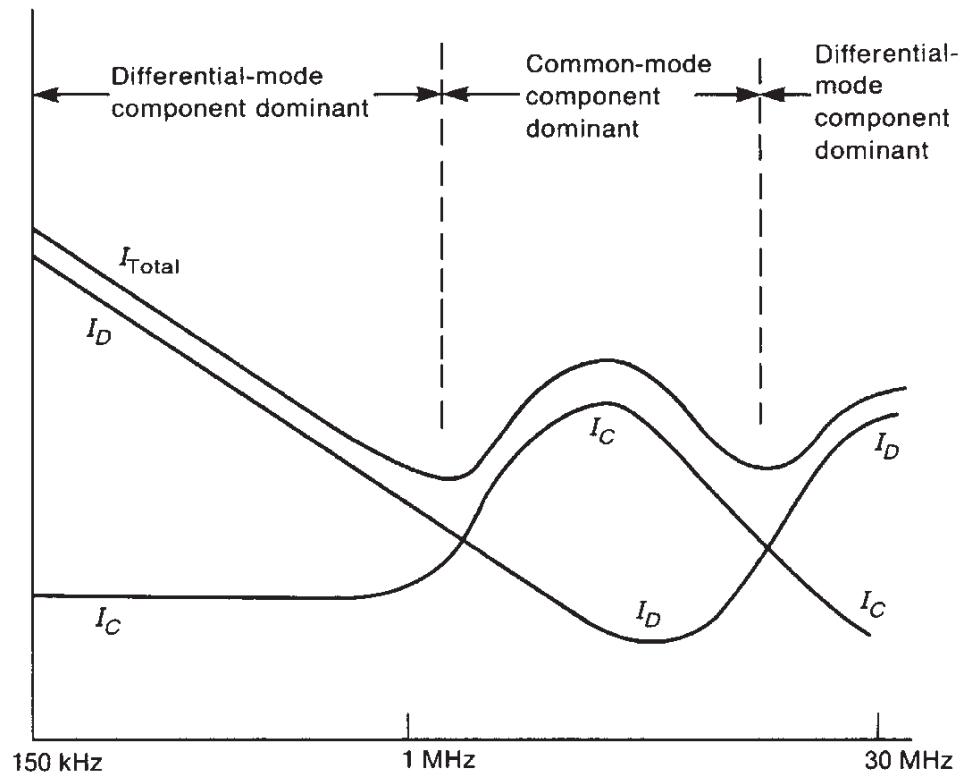
me rappresentato in figura 5.2. Questo significa che se a una precisa frequenza si supera il livello stabilito dalle norme, per far rientrare il valore si deve agire sui componenti del filtro responsabili dell'attenuazione a quella determinata frequenza.

L'analizzatore di spettro utilizzato per acquisire i dati contenuti nei grafici seguenti è di tipo Agilent E7402A EMC ANALYZER. In seguito vengono aggiunti i grafici di fase e neutro ottenuti all'inserimento di ogni nuovo componente. Per quanto riguarda le impostazioni, l'analizzatore di spettro è stato configurato con una resolution bandwidth di 9 kHz e il riferimento a un valore di 90 dB $\mu$ V. Oltre a un attenuatore esterno del valore di 10 dB sono stati aggiunti 20 dB internamente. Prima di salvare la traccia, dopo del tempo di assestamento, veniva attivata la funzione *max hold* per registrare tutti i valori più elevati del disturbo. Lo strumento di misura è rimasto così configurato in tutte le misure svolte.

In figura 5.3 è presente la misura svolta al sistema di test senza il filtro EMI, suddivisa in disturbo tra fase e terra nella figura 5.3a e disturbo tra neutro e terra in figura 5.3b. In tutte le immagini è indicato, grazie al marker in alto a destra, la misura dell'armonica fondamentale del convertitore a 200 kHz.

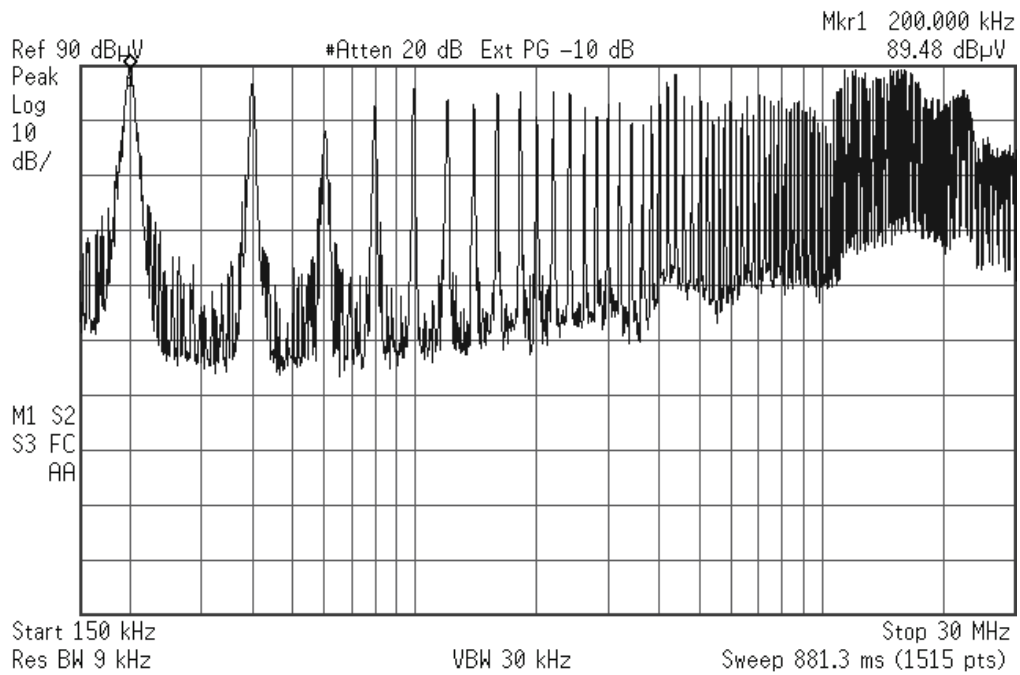
Nell'immagine senza filtro si notano chiaramente tutte le armoniche della frequenza di commutazione, mentre non si riesce ad apprezzare sostanziali differenze tra il disturbo sulla linea di fase e quello sulla linea di neutro. Nelle pagine seguenti sono presenti due figure in ogni facciata, quella in alto è la misura tra fase e terra e quella in basso è la misura tra neutro e terra. Nella didascalia



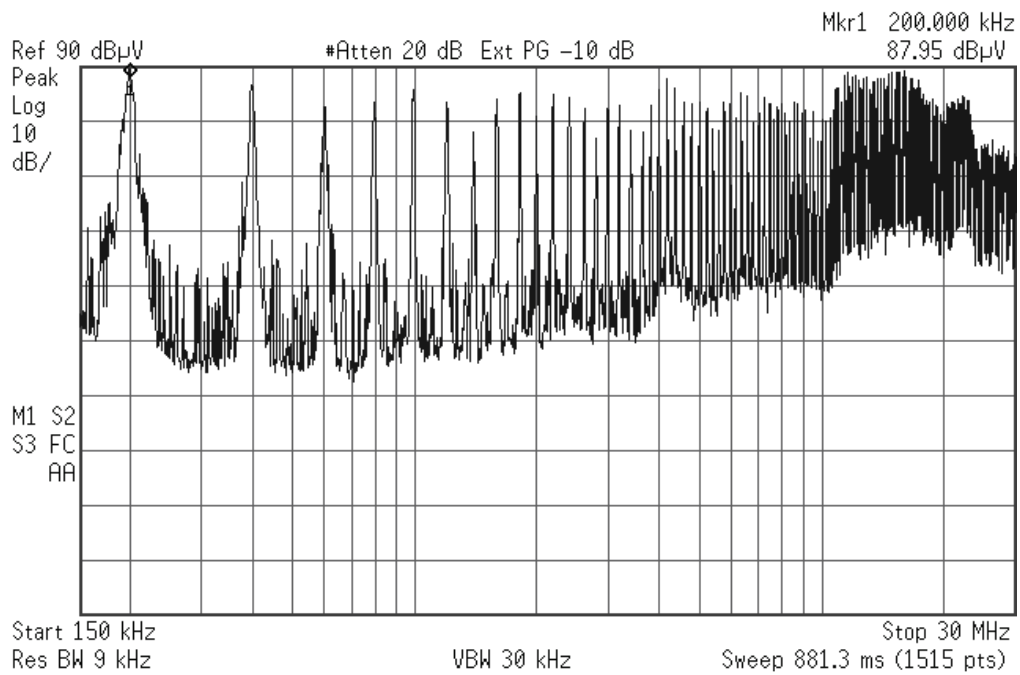


*Figura 5.2: Peso della corrente in funzione della frequenza*

sono indicati quali componenti del filtro EMI sono stati montati. Il riferimento fa riferimento allo schema di figura 4.8.

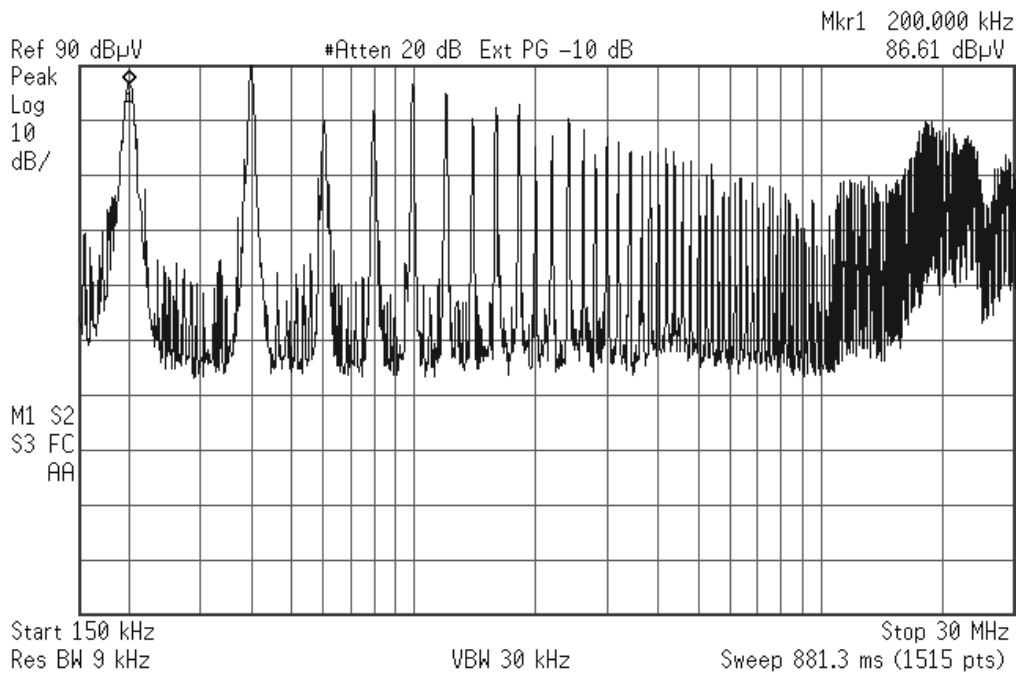


(a) Misura F-T

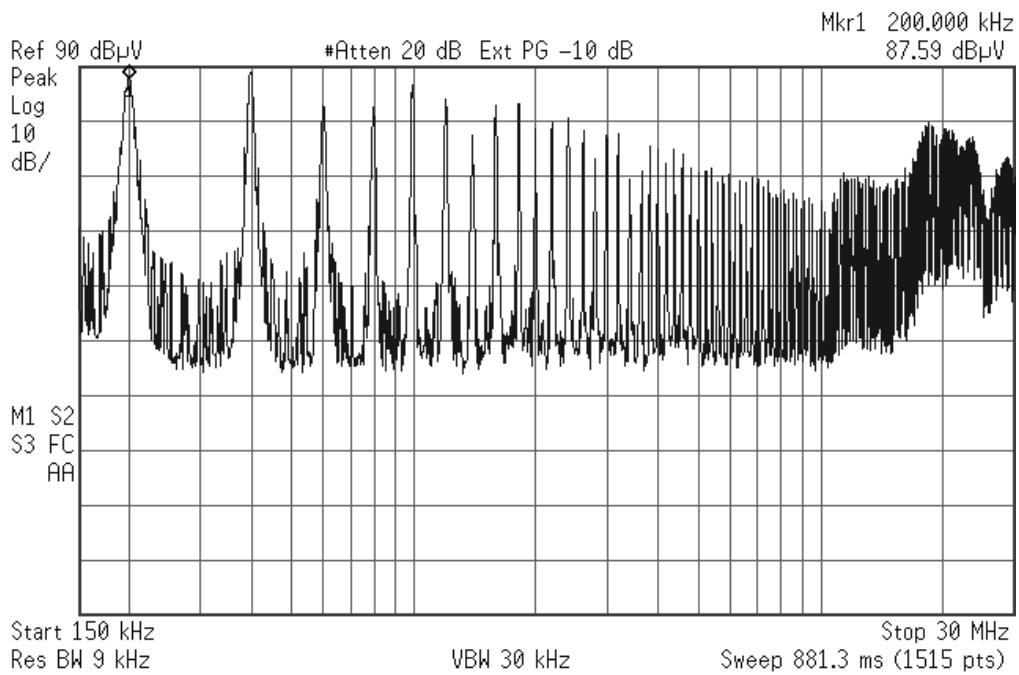


(b) Misura N-T

*Figura 5.3: Misura delle emissioni condotte senza il filtro EMI*

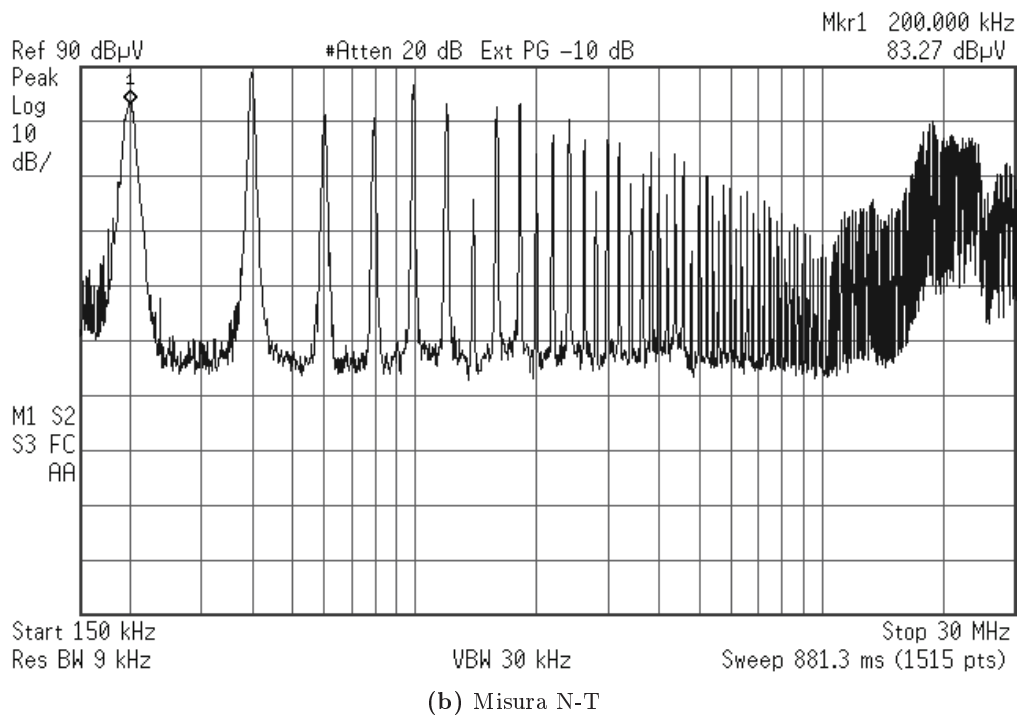
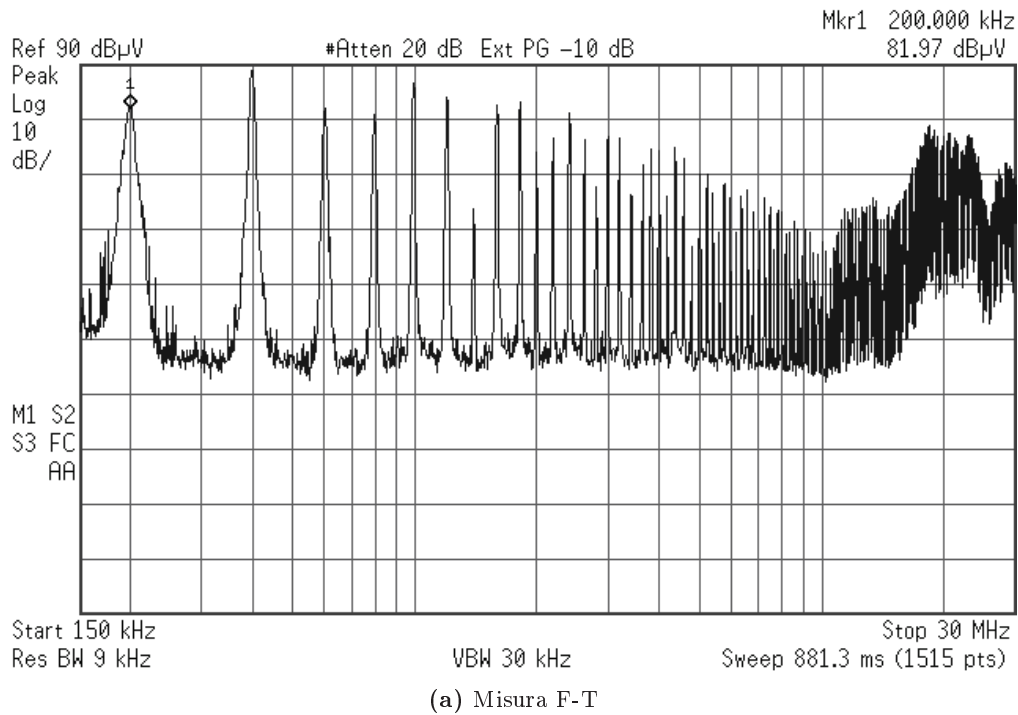


(a) Misura F-T

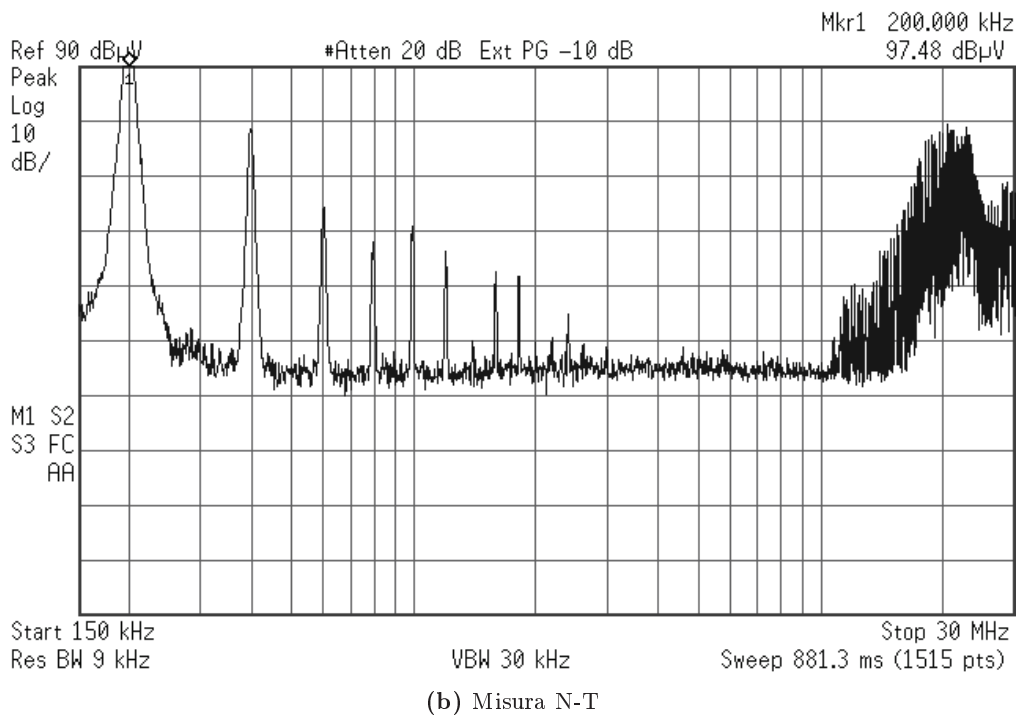
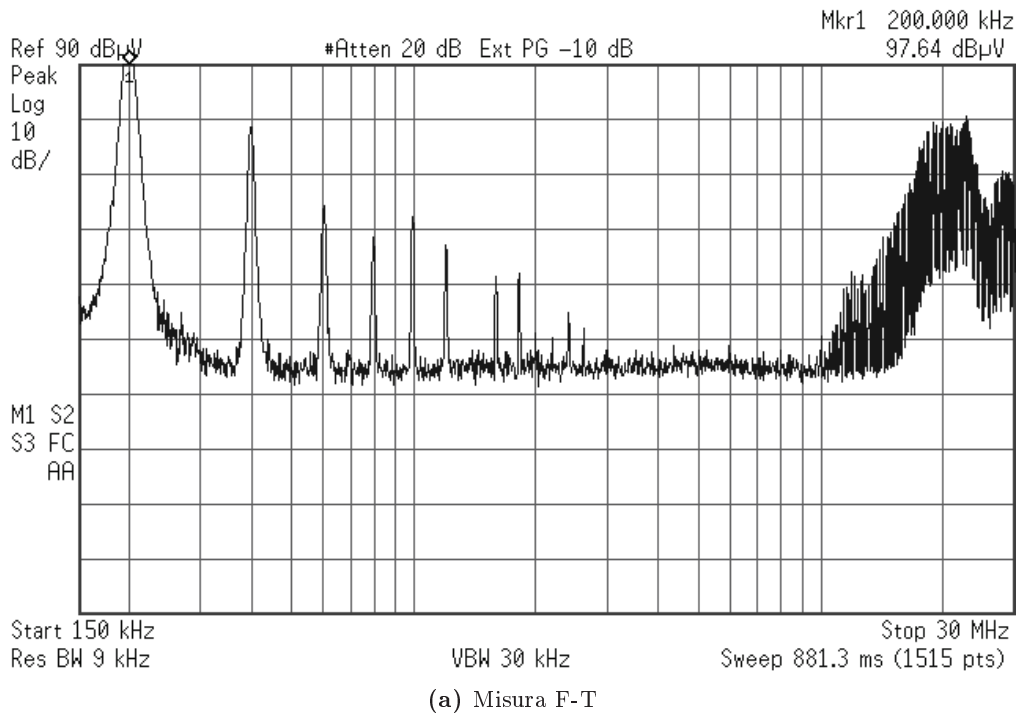


(b) Misura N-T

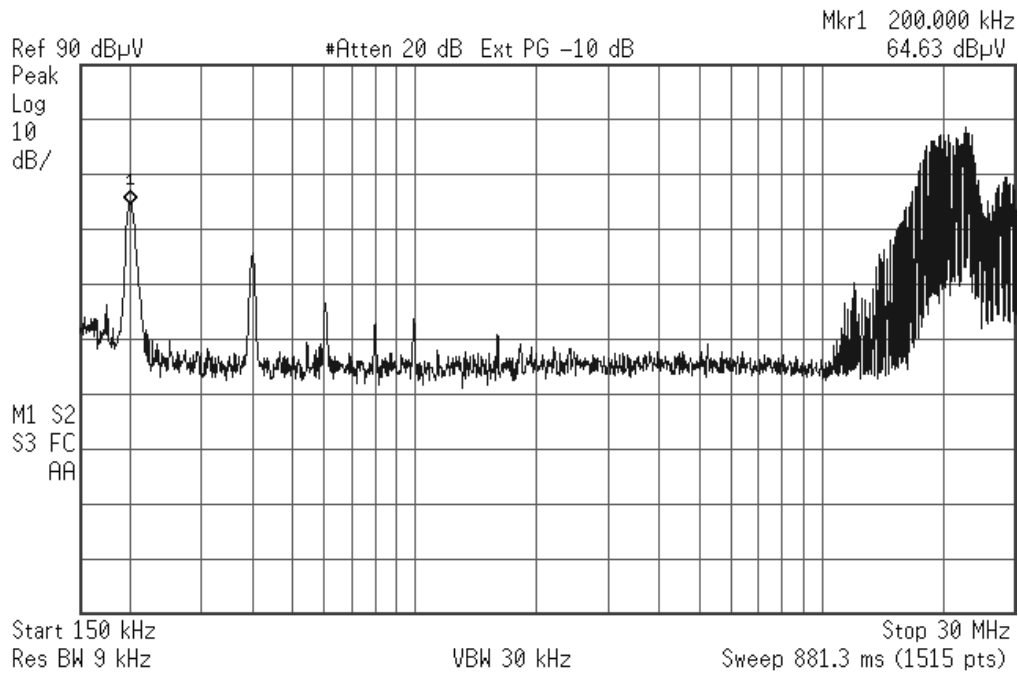
*Figura 5.4: Misura delle emissioni condotte con i due  $C_y$  da 3.3 nF*



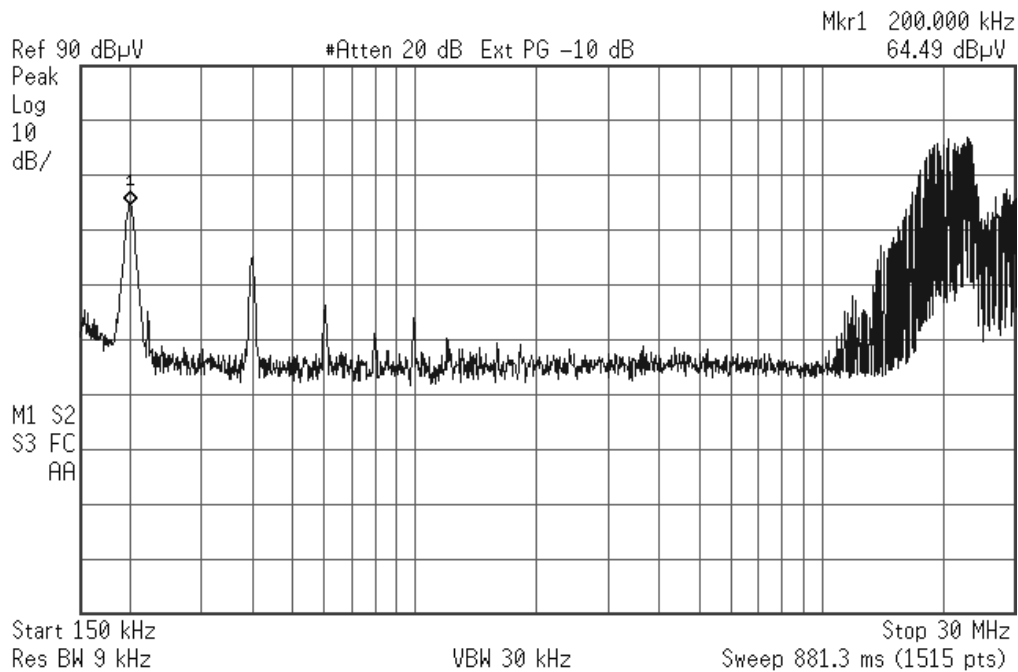
**Figura 5.5:** Misura delle emissioni condotte con i due  $C_y$  da  $3.3\text{ nF}$  e  $C_{X2}$  da  $47\text{ nF}$



**Figura 5.6:** Misura delle emissioni condotte con i due  $C_y$  da  $3.3\text{ nF}$ ,  $C_{X2}$  da  $47\text{ nF}$  e le due induttanze di modo differenziale da  $180\text{ }\mu\text{F}$

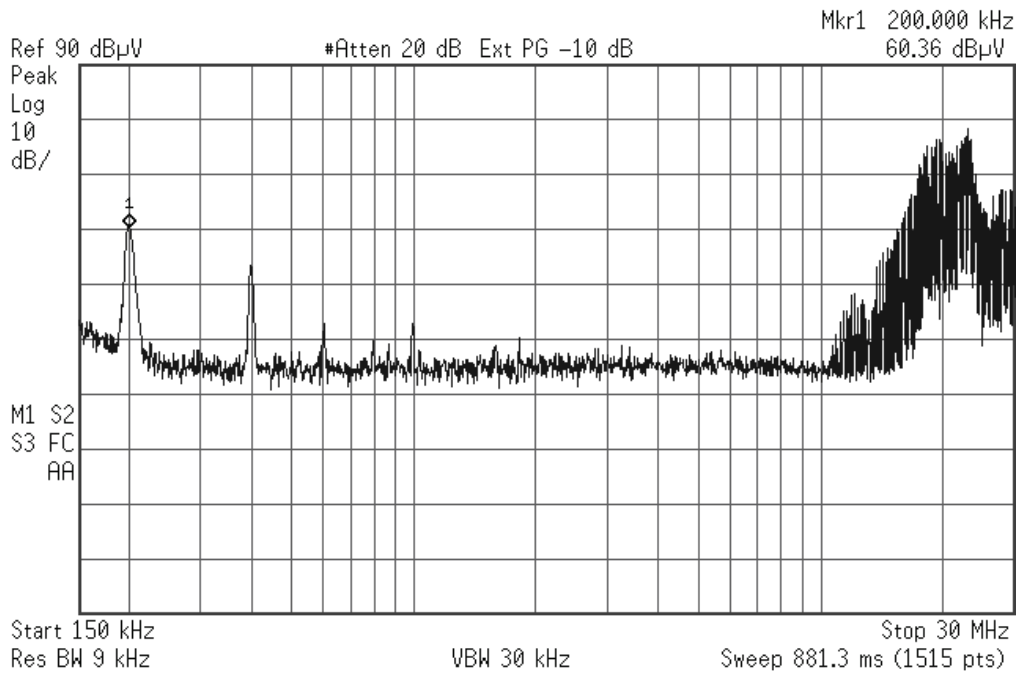


(a) Misura F-T

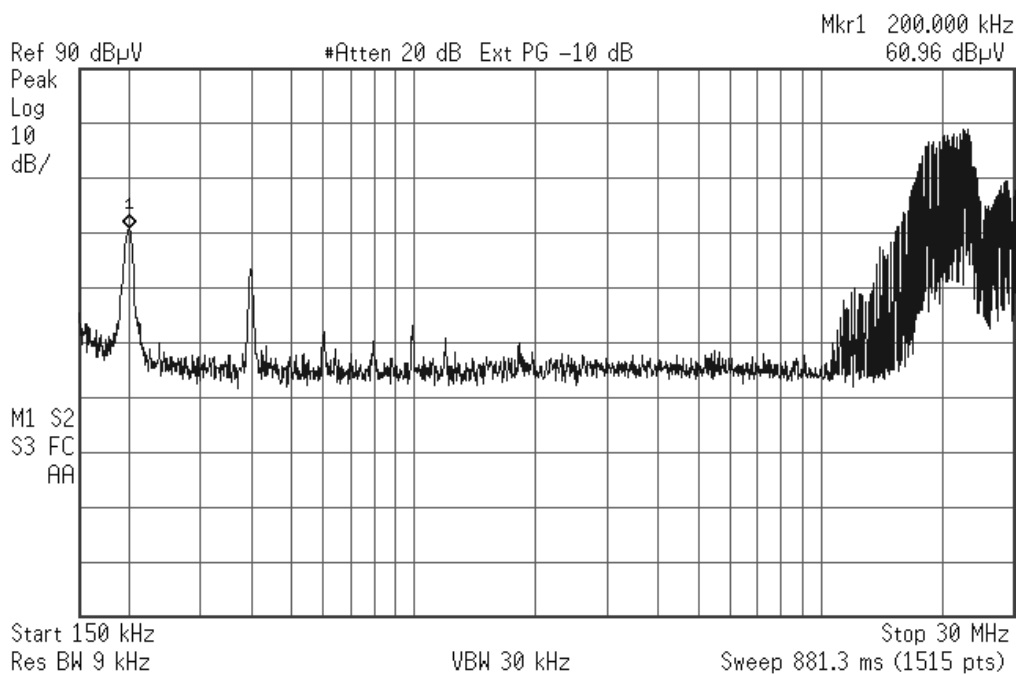


(b) Misura N-T

**Figura 5.7:** Misura delle emissioni condotte con i due  $C_y$  da 3.3 nF, il  $C_{X2}$  da 47 nF, le due induttanze di modo differenziale da 180  $\mu$ F e l'induttanza di modo comune da 1.3 mH

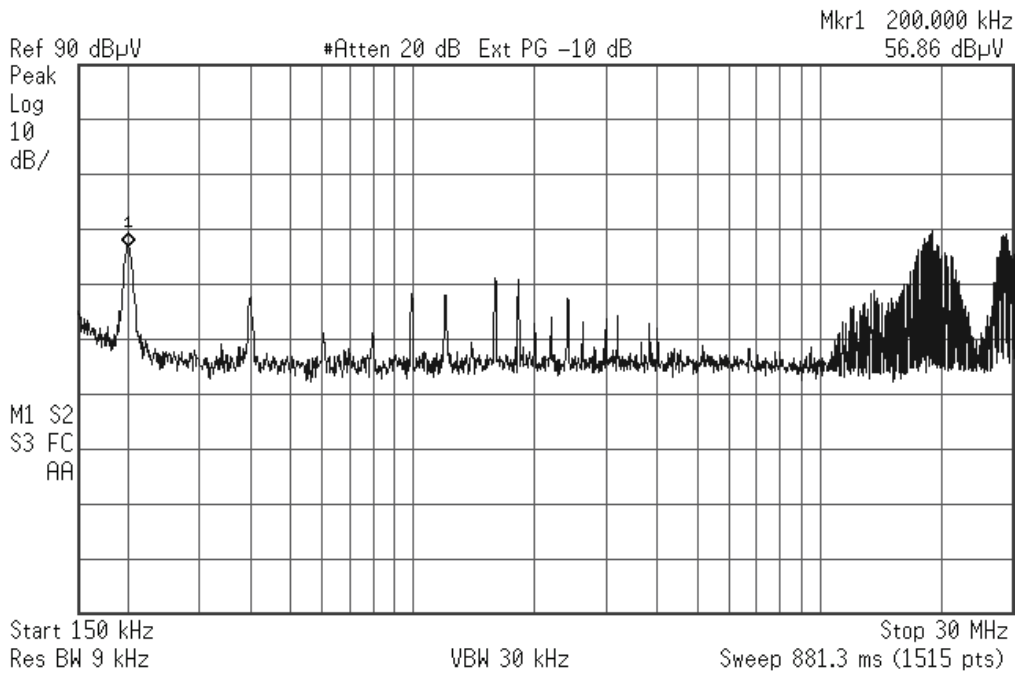


(a) Misura F-T

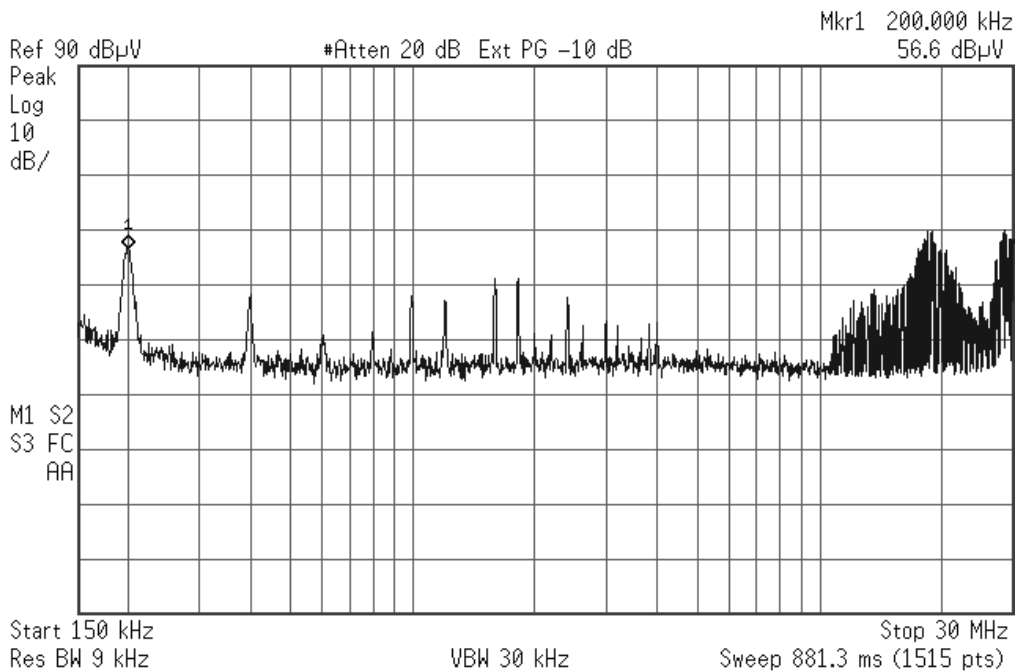


(b) Misura N-T

**Figura 5.8:** Misura delle emissioni condotte con i due  $C_y$  da 3.3 nF,  $C_{X2}$  da 47 nF, le due induttanze di modo differenziale da 180  $\mu$ F, l'induttanza di modo comune da 1.3 mH e il  $C_{X1}$  da 100 nF



(a) Misura F-T



(b) Misura N-T

**Figura 5.9:** Misura delle emissioni condotte con i due  $C_y$  da 3.3 nF,  $C_{X2}$  da 47 nF, le due induttanze di modo differenziale da 180  $\mu$ F, l'induttanza di modo comune da 1.3 mH, il  $C_{X1}$  da 100 nF e l'induttanza di terra da 560  $\mu$ H



Il filtro ha introdotto un'attenuazione minima di circa  $30\text{ dB}$  in tutta la banda delle emissioni condotte. Si può notare come l'induttanza  $Lt$ , quella inserita in serie lungo il conduttore di terra, abbia ridotto di circa  $20\text{ dB}$  il disturbo presente a  $20\text{ MHz}$ , ma ha aumentato i picchi a centro banda, a causa dell'introduzione di una risonanza con gli altri componenti.

Svolgendo l'analisi pre-compliance in questo modo, si apprende il comportamento dell'EUT e l'utilità dei singoli componenti del filtro. Ciò consente di agire rapidamente durante le prove full-compliance con buone possibilità di ottenere un esito positivo alla prima sessione di misure.



# Conclusioni

Questo lavoro di tesi presenta un sistema di test suddiviso in tre parti principali.

Partendo dall'analisi di un convertitore funzionante a  $200\text{ kHz}$  con più di  $33\text{ W}$  suddivisi in due uscite. E' stato analizzato il funzionamento del fly-back e spiegati i criteri utilizzati per il dimensionamento di ogni elemento che lo compone, analizzando le problematiche e le scelte progettuali svolte. Per il funzionamento del dispositivo e per valutarne le prestazioni è necessario un carico.

Il carico è stato realizzato in un'unica scheda per entrambe le uscite. Per ogni uscita è possibile scegliere due correnti di lavoro (due e quattro ampere). Inoltre, è stato integrato un generatore ad onda quadra in grado di far variare il carico in modo automatico a bassa frequenza, utile per capire come reagisce il convertitore.

Il sistema di test è in grado di emettere un disturbo condotto fino a circa  $65\text{ MHz}$ , frequenza sufficiente per testare con efficacia varie tipologie di filtri EMI.

Per attenuare il disturbo è stato realizzato un filtro EMI seguendo una configurazione standard ed introducendo un possibile sistema di dimensionamento.

Nell'ultimo capitolo è stata svolta una prova dell'intero sistema di test in funzione, riportando lo spettro all'inserimento di ogni nuovo componente nel filtro. Con il filtro assemblato è stata ottenuta un'attenuazione minima di circa  $30\text{ dB}$  in tutto lo spettro delle emissioni condotte. La scelta di  $200\text{ kHz}$  come frequenza di switching si è rivelato ottimale, in quanto tutte le prime armoniche sono all'interno della banda B.

## Possibili migliorie

Durante lo svolgimento delle misure sono stati identificati alcuni punti in cui si potrebbe agire per migliorare il funzionamento del sistema di test.

Nella realizzazione del trasformatore, negli avvolgimenti di potenza, si potevano utilizzare due fili in parallelo di diametro inferiore. Questo avrebbe reso l'avvolgimento più compatto e agevolato la realizzazione. Il rapporto spire scelto avrebbe richiesto una maggiore attenzione, infatti, l'approssimazione all'intero superiore provoca delle variazioni elevate, sfalsando i rapporti tra le varie uscite.

La scelta sarebbe dovuta ricadere su due spire per il secondario due e tre spire per il secondario uno, in modo da rendere le tensioni d'uscita di  $3.3V$  e  $5V$  più vicine al valore nominale a parità di tensione d'ingresso e a questi valori adeguare l'avvolgimento primario e ausiliario. Per le applicazioni che richiedono una tensione stabile, si dovrebbe filtrare meglio la tensione d'uscita, nella quale, con la configurazione attuale, è presente del rumore di commutazione.

Nel circuito stampato del convertitore alcuni componenti avrebbero dovuto avere una posizione scelta in modo più accurato, ad esempio i diodi e i condensatori dei secondari di potenza, cercando di accorciare il più possibile le piste e quindi l'area che si crea dal percorso della corrente.

Nel circuito stampato della scheda di carico si potrebbe valutare la possibilità di applicare dei piani di rame collegati ai reofori delle resistenze di potenza per aumentare la dissipazione del calore e mantenere inferiori le temperature di esercizio.

### Sviluppi futuri

In futuro, il sistema di test realizzato verrà usato per verificare come varia lo spettro delle emissioni condotte agendo sui componenti più critici del circuito. I componenti più interessanti da analizzare per ridurre le emissioni sono:

- Diodi schottky dei secondari più lenti
- Trasformatore con lo schermo tra il primario e i secondari
- Mosfet più lento
- Resistenza di gate di valore più elevato per addolcire i fronti delle commutazioni

Oltre allo studio sui componenti principali che compongono gli alimentatori a commutazione, verrà svolta un'attività di ricerca sul progetto dei filtri EMI, usando come base di partenza quanto introdotto nel capitolo 4.5.

Il sistema di test e le future attività di ricerca inerenti diventeranno parte integrante del nuovo laboratorio di compatibilità elettromagnetica in fase di allestimento nella sede di Vicenza dell'università.

# Appendice

## Introduzione

In questo capitolo è inserito il foglio di calcolo fatto con il software *Wolfram Mathematica*, un ambiente di calcolo numerico. Inserendo i parametri ed eseguendo il programma vengono restituiti i valori dimensionati di ogni componente. Questa tecnica di svolgere i calcoli richiede molto tempo nella prima stesura, ma nel caso di un errore oppure un cambio di valore, in pochi secondi si ottengono tutti i risultati voluti.

Il foglio di calcolo allegato è la stampa dell'intero file di lavoro con tutti i risultati ottenuti.

```

ln[1]:= Uo1 = 5;
        Uo2 = 3.3;
        Uo3 = 16;
        Uo1max = 5.5;
        Uo1min = 4.5;
        Uo2max = 3.63;
        Uo2min = 2.97;
        Io1 = 4;
        Io1min = 1;
        Io2 = 4;
        Io2min = 1;
        Io3 = 0.02;
        RL1 = Uo1 / Io1;
        RL2 = Uo2 / Io2;
        RL3 = Uo3 / Io3;
        RL1min = Uo1 / Io1min;
        RL2min = Uo2 / Io2min;
        fs = 200 000;
        Ts = 1 / fs;
        Ui = 325;
        Uimax = 374;
        Uimin = 276;
        d = 0.3;

        dmax =  $\frac{1}{1 + \frac{Uimin}{Ui} * \frac{1-d}{d}}$ 
        dmin =  $\frac{1}{1 + \frac{Uimax}{Ui} * \frac{1-d}{d}}$ 

        N1 = 1
        N2 =  $\frac{Uo1}{Ui} \frac{(1-d)}{d} * N1$ 
        N3 =  $\frac{Uo2}{Ui} \frac{(1-d)}{d} * N1$ 
        N4 =  $\frac{Uo3}{Ui} \frac{(1-d)}{d} * N1$ 
        n1 = N2 / N1
        n2 = N3 / N1
        n3 = N4 / N1

        Uop =  $\frac{Uo1}{n1}$ 
        Rop =  $1 / \left( \frac{n1^2}{RL1} + \frac{n2^2}{RL2} + \frac{n3^2}{RL3} \right) ;$ 
        Ropmin =  $1 / \left( \frac{n1^2}{RL1min} + \frac{n2^2}{RL2min} + \frac{n3^2}{RL3} \right) ;$ 
        Iop = n1 Io1 + n2 Io2 + n3 Io3
        Iopmin = n1 Io1min + n2 Io2min + n3 Io3;
        Mmin =  $\frac{Uop}{Uimax}$ 

```

$$M_{\max} = \frac{U_{op}}{U_{imin}}$$

$$M = \frac{U_{op}}{U_i}$$

$$L = \frac{R_{opmin}}{2 f_s (1 + M_{min})^2}$$

Out[24]= 0.335397

Out[25]= 0.271361

Out[26]= 1

Out[27]= 0.0358974

Out[28]= 0.0236923

Out[29]= 0.114872

Out[30]= 0.0358974

Out[31]= 0.0236923

Out[32]= 0.114872

Out[33]= 139.286

Out[36]= 0.240656

Out[38]= 0.372422

Out[39]= 0.504658

Out[40]= 0.428571

Out[41]= 0.00298724

In[46]=

**Lscelta = 0.003;**

**L2 = L \* n1<sup>2</sup>**

**L3 = L \* n2<sup>2</sup>**

**L4 = L \* n3<sup>2</sup>**

Out[47]= 3.84944 × 10<sup>-6</sup>

Out[48]= 1.67682 × 10<sup>-6</sup>

Out[49]= 0.0000394183

In[50]= (\*Calcolo della capacità con ΔUo= 1% di Uo RIPPLE STATICO\*)

$$C_{out1} = \frac{I_{o1} d_{max}}{f_s U_{o1} 0.01}$$

$$C_{out2} = \frac{I_{o2} d_{max}}{f_s U_{o2} 0.01}$$

$$C_{out3} = \frac{I_{o3} d_{max}}{f_s U_{o3} 0.01}$$

**Cbootstrap = 0.0000011;**

$$C_{op} = C_{out1} * n1^2 + C_{out2} * n2^2 + C_{out3} * n3^2 + C_{bootstrap} * n3^2$$

Out[50]= 0.000134159

Out[51]= 0.000203271

Out[52]= 2.09623 × 10<sup>-7</sup>

Out[54]= 3.04263 × 10<sup>-7</sup>

In[55]:= (\*Calcolo dello stress, con io1=io2, io3 non considerata \*)

$$ILLpicco = Iop (M + 1) + \frac{1}{2 Lscelta} U_i d Ts$$

$$ILLpiccoMAX = Iop (Mmax + 1) + \frac{1}{2 Lscelta} U_{imin} dmax Ts$$

$$ILLpiccoMIN = Iop (Mmin + 1) + \frac{1}{2 Lscelta} U_{imax} dmin Ts$$

$$ILLmin = ILLpicco - \frac{U_i}{Lscelta} d Ts$$

$$ILS1picco = \frac{ILLpicco}{n1 + n2}$$

$$ILS1picco = \frac{ILLpiccoMAX}{n1 + n2}$$

$$ILS1min = \frac{ILLmin}{n1 + n2}$$

$$ILS2picco = ILS1picco$$

$$ILS2min = ILS1min$$

Out[55]= 0.425045

Out[56]= 0.439247

Out[57]= 0.414856

Out[58]= 0.262545

Out[59]= 7.13285

Out[60]= 7.37119

Out[61]= 4.40587

Out[62]= 7.37119

Out[63]= 4.40587

In[100]:= (\*Dimensionamento clamp RCD \*)

$$Usmax = 650;$$

$$Ld = 0.02 * Lscelta$$

(\*Ld=0.0000276 ;\*) (\*misurata\*)

$$Uc1 = \frac{Usmax - U_i}{1 + 0.1 / 2}$$

$$\Delta Uc1 = Uc1 * 0.05;$$

$$Td = \frac{ILLpicco Ld}{Uc1 - Uop};$$

$$\Delta Qc1 = \frac{ILLpicco Td}{2};$$

$$Rc1 = \frac{Uc1}{\Delta Qc1 fs}$$

$$Cc1 = \frac{\Delta Qc1}{\Delta Uc1}$$

$$Prc = \frac{Uc1^2}{Rc1}$$

Out[101]= 0.00006

Out[102]= 309.524

Out[106]= 48610.5

Out[107]=  $2.05717 \times 10^{-9}$

Out[108]= 1.97087

In[281]:= (\*Dimensionamento controllo\*)



```

Rsense =  $\frac{1}{ILpiccoMAX}$ 
Rsense = 1.8;
Print[Style[{"Rsense" -> %}, 18, Red]]

Gid[s_] =  $\frac{U_i (1+d)}{(1-d)^3 Rop} * \frac{1+s \frac{Rop * Cop}{1+d}}{1+s \frac{L}{(1-d)^2 * Rop} + s^2 \frac{L * Cop}{(1-d)^2}}$ 

k =  $\frac{2 L fs}{Rop}$ ;

Kdl =  $\frac{k Rop d}{(1-d) Uop}$ ;
Ti[s_] = Kdl * Gid[s]
BodePlot[Ti[s], {100, 10^7}, GridLines -> Automatic, ImageSize -> Medium]
PhaseMargins[Ti[s]];
Map[{#[[1]],  $\frac{#[[2]]}{Degree}$ }] &, %]

Gud[s_] =  $\frac{U_i}{(1-d)^2} * \frac{1-s \frac{dL}{(1-d)^2 * Rop}}{1+s \frac{L}{(1-d)^2 Rop} + s^2 \frac{L * Cop}{(1-d)^2}}$ 

Kdr =  $\frac{k Rop d}{(1-d) Uop}$ ;

Gi[s_] =  $\frac{1}{3} * \frac{1}{Rsense} * Kdr * \frac{1}{1+Ti[s]} * Gud[s]$  // Simplify
BodePlot[Gi[s], {100, 10^7}, GridLines -> Automatic, ImageSize -> Medium]

(*Giridotta=TransferFunctionModel[  $\frac{1}{3} * \frac{1}{Rsense} * Rop \frac{(1-d)}{(1+d)} \frac{1-s \frac{dL}{(1-d)^2 Rop}}{1+s \frac{Rop Cop}{(1+d)}}$ , s];
BodePlot[Giridotta]*)

(*Dimensionamento regolatore*)
fcu = fs / 15;
mphi = 0.873;
fpu = fs / 2; (*agendo sul divisore regolo eventuale pancia sulla fdt*)
wpu = 2 Pi fpu;
Print[Style[{"Pulsazione wpu " -> %}, 18, Red]]
wcu = 2 Pi fcu;
ateorico = 1 / 6.4

fzu = fcu /  $\left[ \tan[mphi - \text{Arg}[Gi[I wcu]]] - \frac{\text{Pi}}{2} + \text{ArcTan}\left[\frac{fcu}{fpu}\right] \right]$ 

(*fzuridotta= fcu /  $\left[ \tan[mphi - \text{Arg}[Giridotta[I wcu]]] - \frac{\text{Pi}}{2} + \text{ArcTan}\left[\frac{fcu}{fpu}\right] \right]$  *)
wzu = 2 Pi fzu;
Print[Style[{"Pulsazione wzu " -> %}, 18, Red]]

Kbode =  $\frac{1}{\text{Abs}[Gi[I wcu]] * \text{Abs}\left[\frac{1}{I wcu} * \frac{1 + \frac{I wcu}{wzu}}{1 + \frac{I wcu}{wpu}}\right]} * \text{ateorico}$ 

Print[Style[{"Kbode " -> %}, 18, Red]]

```

```


$$\frac{1}{20} * \left( 1 - 20 \log_{10}[\text{Abs}[\text{Giridotta}[I \ \omega_{cu}]]] - 20 \log_{10} \left[ \text{Abs} \left[ \frac{1}{I \ \omega_{cu}} * \frac{1 + \frac{I \ \omega_{cu}}{\omega_{zu}}}{1 + \frac{I \ \omega_{cu}}{\omega_{pu}}} \right] \right]$$

(*Kpiridotta=10 *)

Gru[s_] =  $\frac{Kbode}{s} \frac{1 + \frac{s}{\omega_{zu}}}{1 + \frac{s}{\omega_{pu}}}$ 

Tv[s_] = Gru[s] * Gi[s] * ateorico (*α è il blocco che porta Uo a 2.5v *)

BodePlot[Gru[s], {100, 10^7}, GridLines -> Automatic, ImageSize -> Medium]
BodePlot[Tv[s], {100, 10^7}, StabilityMargins -> True, GridLines -> Automatic,
ImageSize -> Medium]
PhaseMargins[Tv[s]];
Map[{#[[1]],  $\frac{\#[[2]]}{\text{Degree}}$ } &, %]
BodePlot[{Tv[s], Gru[s], Gi[s]}, {100, 10^7}, GridLines -> Automatic,
ImageSize -> Medium]

(*Implementazione regolatore*)

Rp1 = 10 000;
Rp2 = 15 000;
Rin = 2200;

Rp =  $\frac{Rp1 * Rp2}{Rp1 + Rp2}$ ;
Ri = Rin + Rp;
α =  $\frac{Rp2}{Rp1 + Rp2}$ 
Radj =  $\frac{2.5}{\frac{Uo3}{Rp1} - \frac{2.5}{Rp}} * \left( 1 + \frac{Rin}{Rp} \right)$ 
Cp =  $\frac{\alpha * \omega_{zu}}{Ri * Kbode * \omega_{pu}}$ 
Cf =  $\frac{\alpha}{Ri * Kbode} - Cp$ 
Rf = 1 / (ωzu Cf)
(*Rf2=1/(ωzu 2.7*10^-9)*)

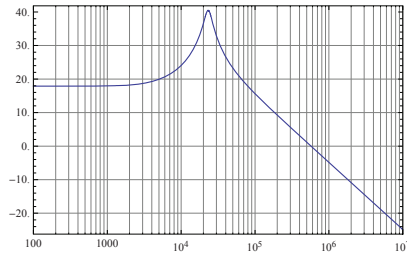
Out[281]= 2.27662

{Rsense -> 1.8}

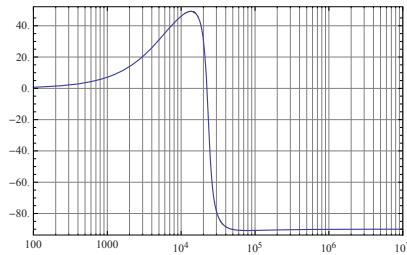
Out[284]=  $\frac{2.12825 (1 + 0.000135461 s)}{1 + 0.0000105333 s + 1.85491 \times 10^{-9} s^2}$ 

Out[287]=  $\frac{7.82476 (1 + 0.000135461 s)}{1 + 0.0000105333 s + 1.85491 \times 10^{-9} s^2}$ 

```



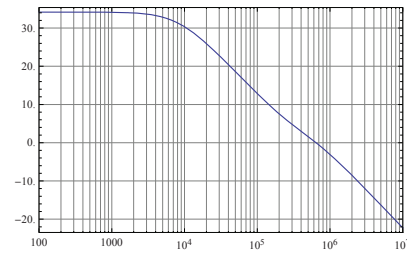
Out[288]=



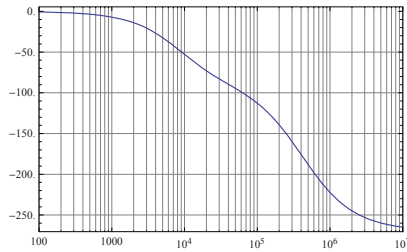
Out[290]= { {572 390., 89.8304} }

$$\text{Out[291]} = \frac{663.265 (1 - 3.16 \times 10^{-6} s)}{1 + 0.0000105333 s + 1.85491 \times 10^{-9} s^2}$$

$$\text{Out[293]} = \frac{451.586 - 0.00142701 s}{8.82476 + 0.00107048 s + 1.85491 \times 10^{-9} s^2}$$



Out[294]=



{Pulsazione  $\omega_{pu} \rightarrow 200\,000 \pi$ }

Out[300]= 0.15625

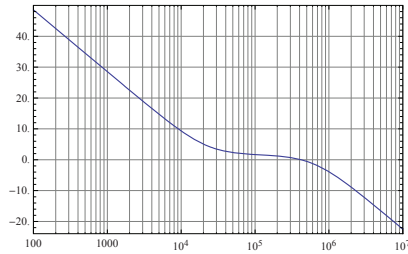
Out[301]= 3542.97

{Pulsazione  $\omega_{zu} \rightarrow 22\,261.1$ }

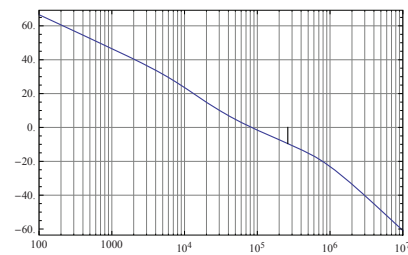
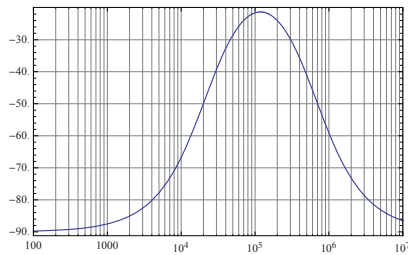
{Kbode  $\rightarrow 26\,697.$ }

$$\text{Out[306]} = \frac{26\,697. (1 + 0.0000449213 s)}{s \left( 1 + \frac{s}{200\,000 \pi} \right)}$$

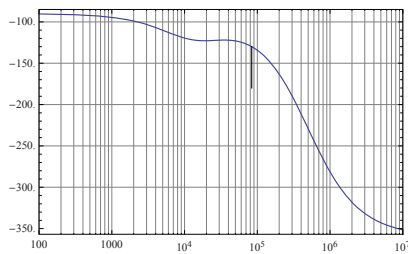
$$\text{Out}[307]= \frac{(4171.41 (451.586 - 0.00142701 s) (1 + 0.0000449213 s))}{\left( s \left( 1 + \frac{s}{200\,000\pi} \right) (8.82476 + 0.00107048 s + 1.85491 \times 10^{-9} s^2) \right)}$$



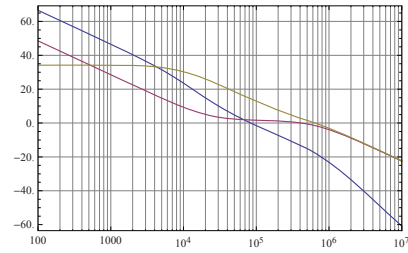
Out[308]=



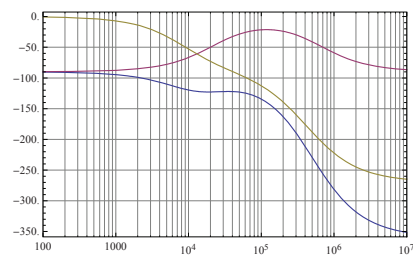
Out[309]=



Out[311]= {{83 775.8, 50.0192}}



Out[312]=



Out[318]=  
 $\frac{3}{5}$

Out[319]= 2887.32

Out[320]=  $9.71052 \times 10^{-11}$

Out[321]=  $2.64368 \times 10^{-9}$

Out[322]= 16992.

```

Idc = d  $\frac{(ILlpicco + ILlmin)}{2}$ 
IdcMAX = d  $\frac{(ILlpiccoMAX + ILlmin)}{2}$ 

Irms =  $\sqrt{d * \left(\frac{(ILlpicco + ILlmin)}{2}\right)^2}$  (*formula approssimata*)

(*Irms2=  $\sqrt{\left(\frac{1}{Ts} \left(\frac{1}{3} \frac{(IpK-Imin)}{d Ts} * \left(\frac{(IpK-Imin)}{d Ts} d Ts + Imin\right)^3 - \frac{Imin^3}{3} \frac{(IpK-Imin)}{d Ts}\right)\right)}$  *)

(*Calcolata con l'integrale, cambia poco da quella sopra*)
K1 = 0.0085; (*dalla tabella pag 5-6*)
Ilspk = 1 / Rsense; (*max corrente di corto circuito,
data dal limitatore di corrente del controllo, quello che taglia a 1v*)
Bmax = 0.275; (*valore con tolleranza per l'N67 Bsat=0.39*)

AP =  $\left(\frac{L Ilspk Irms}{Bmax K1}\right)^{4/3}$ 
(*AP2=  $\left(\frac{L Ilspk Irms}{Bmax K1}\right)$  *)
Print[Style[{"Area Product (cm4)" → AP}, 14, Red]]

Out[323]= 0.103138
Out[324]= 0.105269
Out[325]= 0.188304
Out[329]= 0.0683611
Out[330]= 0.133692

{Area Product (cm4) → 0.0683611}

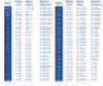
In[372]:=
(*Inserire i valori per il core scelto, tutti in cm, cm2 o cm3*)
le = 3.8; (*effective lenght*)
Ae = 0.64; (*effective area*)
Amin = 0.55; (*minimum area*)
Ve = 2.430; (*effective volume*)
Wa = 0.3; (*area finestra*)
Dcp = 0.995; (*diametro gamba centrale in cm*)
Hfinestra = 0.885;
MLT = 4.2; (*lunghezza media di una spira in cm, dipende dal core*)
Rt = 41; (*Resistenze termiche: ETD29:28 ETD34:20 ETD49:8 ETD54:6*)
ΔTmax = 50; (*N67=40 N87=50*)
Plim =  $\frac{\Delta Tmax}{Rt}$  // N; (*massima potenza dissipabile dal nucleo e dall'
avvolgimento*)
Print[Style[{"Max pot dissipabile dal nucleo e dall'avvolgimento" → Plim},
14, Red]]
(*definisco una perdita max da specifica di 2W e vedo quale è più
restrittiva tra questa e plim*)
ΔIpp = ILlpicco - ILlmin;
ΔBmax = Bmax *  $\frac{\Delta Ipp}{Ilspk}$ 
(*dal grafico dell'n67 vedo che 40mT a 200khz hanno circa 50Kw/m3*)

```

```

Coreloss = 50;
Pc = Coreloss * Ve *  $\frac{1}{1000}$  ;
(*potenza dissipata nel nucleo il /1000 serve per le unità di misura*)
Print[Style[{"Potenza dissipata dal nucleo" → Pc}, 14, Red]]
(*Dal valore di Pc posso vedere se le posso trascurare rispetto le
perdite trovate sopra*)
Np =  $\frac{L * \Delta I_{pp}}{\Delta B_{max} * A_e} * 10^4$ ;
Print[Style[{"Spire Primario" → Np}, 14, Red]]
Ns1 = n1 * Np;
Print[Style[{"Spire Secondario 1" → Ns1}, 14, Red]]
Ns2 = n2 * Np;
Print[Style[{"Spire Secondario 2" → Ns2}, 14, Red]]
Ns3 = n3 * Np;
Print[Style[{"Spire Secondario 3" → Ns3}, 14, Red]]

μo = 4 * 3.14 * 10-7;
Solve[lgr == μo * Np2 *  $\frac{A_e}{L} * \left(1 + \frac{lgr}{D_{cp}}\right)^2 * 10^{-2}$ , lgr]
(*lgr=0.024;
Solve[lgr == μo * Np2 *  $\frac{A_e}{L_r} * \left(1 + \frac{lgr}{D_{cp}}\right)^2 * 10^{-2}$ , Lr]*)

(*Diametro conduttori*)


Jmax = 4.5; (*in A/mm2*)
(*Diametro conduttori al primario*)
Sprim =  $\frac{I_{rms}}{J_{max}}$ ; (*dalla tabella vedo awg23*)
Print[Style[{"Sezione Primario" → Sprim}, 14, Red]]
(*Diametro conduttori secondario*)

Is1rms =  $\sqrt{\left((1 - d) * \left(\frac{(ILS1picco + ILS1min)}{2}\right)^2\right)}$ ;

Is2rms =  $\sqrt{\left((1 - d) * \left(\frac{(ILS2picco + ILS2min)}{2}\right)^2\right)}$ ;

Ssec1 =  $\frac{Is1rms}{J_{max}}$ ; (*dalla tabella vedo awg17*)
Print[Style[{"Sezione Secondario 1 e 2" → Ssec1}, 14, Red]]

Is3pk = 0.027;
Is3min = 0.0163;

Is3rms =  $\sqrt{\left((1 - d) * (1 / 2 * (Is3pk + Is3min))^2\right)}$ ;
Ssec3 =  $\frac{Is3rms}{J_{max}}$ ; (*dalla tabella vedo awg40*)

```

```
Print[Style[{"Sezione Secondario 3" → Ssec3}, 14, Red]]
```

```
{Max pot dissipabile dal nucleo e dall'avvolgimento → 1.21951}
```

```
Out[385]= 0.0804375
```

```
{Potenza dissipata dal nucleo → 0.1215}
```

```
{Spire Primario → 94.2943}
```

```
{Spire Secondario 1 → 3.38492}
```

```
{Spire Secondario 2 → 2.23405}
```

```
{Spire Secondario 3 → 10.8318}
```

```
Out[397]= {{lg → 0.0251508}, {lg → 39.3635}}
```

AWG	Diam mm	Sect. mm <sup>2</sup>	Resist. ohm/m	AWG	Diam mm	Sect. mm <sup>2</sup>	Resist. ohm/m	
0000	11.7	107,0	0.000161	19	0,91	0,6530	0.0264	
000	10.4	85.0	0.000203	20	0,81	0,5190	0.0333	
00	9.26	67.4	0.000256	21	0,72	0,4120	0.0420	
0	8.25	53.5	0.000323	22	0,64	0,3250	0.0530	
1	7,35	42,4	0.000407	23	0,57	0,2590	0.0668	
2	6,54	33,6	0.000513	24	0,51	0,2050	0.0842	
3	5,83	26,7	0.000647	25	0,45	0,1630	0.106	
4	5,19	21,2	0.000815	26	0,40	0,1280	0.134	
5	4,62	16,8	0.00103	27	0,36	0,1020	0.169	
6	4,11	13,3	0.00130	28	0,32	0,0804	0.213	
Out[398]=	7	3,67	10,6	0.00163	29	0,29	0,0646	0.268
8	3,26	8,35	0.00206	30	0,25	0,0503	0.339	
9	2,91	6,62	0.00260	31	0,23	0,0415	0.427	
10	2,59	5,27	0.00328	32	0,20	0,0314	0.538	
11	2,30	4,15	0.00413	33	0,18	0,0254	0.679	
12	2,05	3,31	0.00521	34	0,16	0,0201	0.856	
13	1,83	2,63	0.00657	35	0,14	0,0154	1.08	
14	1,63	2,08	0.00829	36	0,13	0,0133	1.36	
15	1,45	1,65	0.0104	37	0,11	0,0095	1.72	
16	1,29	1,31	0.0132	38	0,10	0,0078	2.16	
17	1,15	1,04	0.0166	39	0,09	0,0064	2.73	
18	1,02	0,82	0.0210	40	0,08	0,0050	3.44	

<http://tk5ep.free.fr>

Resistance Cu @ 20°C

```
{Sezione Primario → 0.0418454}
```

```
{Sezione Secondario 1 e 2 → 1.09482}
```

```
{Sezione Secondario 3 → 0.00402526}
```

```
In[407]=
```

```
(*per primario awg30*)
DawgPrim = 0.25;
RdcPrimSuMetro = 0.339; (* ohm/m*)
SawgP = 0.0503;
(*per secondario 1 awg16*)
DawgSec1 = 1.29;
RdcSec1SuMetro = 0.0132; (*ohm/m*)
SawgS1 = 1.31;
(*per Secondario 2 awg16*)
DawgSec2 = 1.29;
Rdcsec2SuMetro = 0.0132; (*ohm/m*)
SawgS2 = 1.31;
(*per Secondario 3 awg40*)
DawgSec3 = 0.08;
RdcSec3SuMetro = 3.44; (*ohm/m*)
```



```

SawgS3 = 0.0050;

Npr = 94;
Ns1r = 4;
Ns2r = 3;
Ns3r = 11;

lfiloPrim = MLT * Npr;
Print[Style[{"Lunghezza filo primario" → lfiloPrim}, 14, Red]]

RdcPrim = RdcPrimSuMetro *  $\frac{lfiloPrim}{100}$ ;
Print[Style[{"Rdc primario" → RdcPrim}, 14, Red]]

lfiloS1 = MLT * Ns1r;
Print[Style[{"Lunghezza filo secondario 1" → lfiloS1}, 14, Red]]

RdcSec1 = RdcSec1SuMetro *  $\frac{lfiloS1}{100}$ ;
Print[Style[{"Rdc secondario 1" → RdcSec1}, 14, Red]]

lfiloS2 = MLT * Ns2r;
Print[Style[{"Lunghezza filo secondario 2" → lfiloS2}, 14, Red]]

RdcSec2 = RdcSec2SuMetro *  $\frac{lfiloS2}{100}$ ;
Print[Style[{"Rdc secondario 2" → RdcSec2}, 14, Red]]

lfiloS3 = MLT * Ns3r;
Print[Style[{"Lunghezza filo secondario 3" → lfiloS3}, 14, Red]]

RdcSec3 = RdcSec3SuMetro *  $\frac{lfiloS3}{100}$ ;
Print[Style[{"Rdc secondario 3" → RdcSec3}, 14, Red]]

ρCu = 2.3 * 10-8; (*Per il rame*)
μr = 1; (*Per il rame*)

Dpen =  $\sqrt{\frac{\rho Cu}{3.14 \mu o \mu r fs}}$ ;

Print[Style[{"Diametro di penetrazione(m)" → Dpen}, 14, Red]]

StratiP =  $\frac{(Npr * DawgPrim * 1.2)}{Hfinestra * 10}$ 
StratiS1 =  $\frac{(Ns1r * DawgSec1 * 1.2)}{Hfinestra * 10}$ 
StratiS2 =  $\frac{(Ns2r * DawgSec2 * 1.2)}{Hfinestra * 10}$ 
StratiS3 =  $\frac{(Ns3r * DawgSec3 * 1.2)}{Hfinestra * 10}$ 

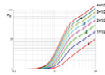
```

$$Q_{\text{prim}} = \frac{0.83 * \text{DawgPrim}}{\text{Dpen} * 1000} \quad (*\text{il } x1000 \text{ serve per sistemare le unità di misura}*)$$

$$Q_{\text{sec1}} = \frac{0.83 * \text{DawgSec1}}{\text{Dpen} * 1000} \quad (*\text{il } x1000 \text{ serve per sistemare le unità di misura}*)$$

$$Q_{\text{sec2}} = \frac{0.83 * \text{DawgSec2}}{\text{Dpen} * 1000} \quad (*\text{il } x1000 \text{ serve per sistemare le unità di misura}*)$$

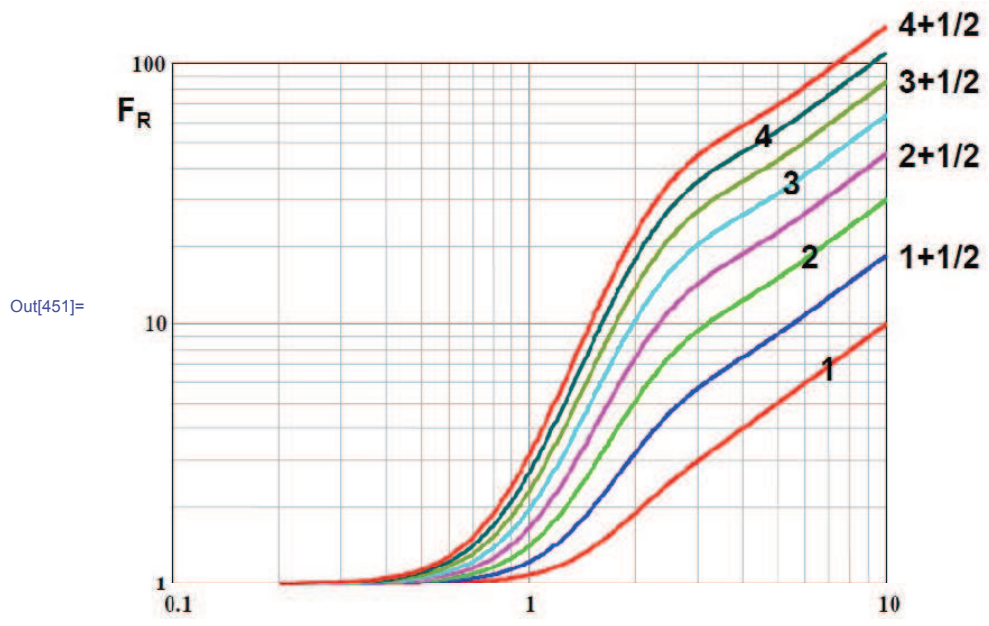
$$Q_{\text{sec3}} = \frac{0.83 * \text{DawgSec3}}{\text{Dpen} * 1000} \quad (*\text{il } x1000 \text{ serve per sistemare le unità di misura}*)$$



```

{Lunghezza filo primario → 394.8}
{Rdc primario → 1.33837}
{Lunghezza filo secondario 1 → 16.8}
{Rdc secondario 1 → 0.0022176}
{Lunghezza filo secondario 2 → 12.6}
{Rdc secondario 2 → 0.0016632}
{Lunghezza filo secondario 3 → 46.2}
{Rdc secondario 3 → 1.58928}
{Diametro di penetrazione(m) → 0.000170761}
Out[443]= 3.18644
Out[444]= 0.699661
Out[445]= 0.524746
Out[446]= 0.119322
Out[447]= 1.21515
Out[448]= 6.27016
Out[449]= 6.27016
Out[450]= 0.388847

```



```

In[509]:= (*Inserire i valori nella curva e ricavare il parametro Fr occhio
           al numero di layer in funzione della dimensione del nucleo*)
RacPrim = RdcPrim * 5 (*Il numero è il valore letto dalla curva di dowell*)
RacSec1 = RdcSec1 * 7 (*Il numero è il valore letto dalla curva di dowell*)
RacSec2 = RdcSec2 * 6 (*Il numero è il valore letto dalla curva di dowell*)
RacSec3 = RdcSec3 * 1 (*Il numero è il valore letto dalla curva di dowell*)
IacPrim =  $\sqrt{I_{rms}^2 - I_{dc}^2}$  ;

IacSec1 = (1 - d)  $\frac{(I_{LS1picco} + I_{LS1min})}{2}$  ;
IacSec1 =  $\sqrt{I_{s1rms}^2 - I_{dcSec1}^2}$  ;
IacSec2 = (1 - d)  $\frac{(I_{LS2picco} + I_{LS2min})}{2}$  ;
IacSec2 =  $\sqrt{I_{s2rms}^2 - I_{dcSec2}^2}$  ;

IacSec3 = (1 - d)  $\frac{(I_{s3pk} + I_{s3min})}{2}$  ;
IacSec3 =  $\sqrt{I_{s3rms}^2 - I_{dcSec3}^2}$  ;

Pac = IacPrim2 * RacPrim + IacSec12 * RacSec1 + IacSec22 * RacSec2 + IacSec32 * RacSec3;
Print[Style[{"Perdite ac" → Pac}, 14, Red]]
Pdc = Idc2 * RdcPrim + IdcSec12 * RdcSec1 + IdcSec22 * RdcSec2 + IdcSec32 * RdcSec3;
Print[Style[{"Perdite dc" → Pdc}, 14, Red]]
PerditeTot = Pac + Pdc + Pc;
Print[Style[{"Perdite totali" → PerditeTot}, 14, Red]]

Kf1 =  $\frac{N_p \text{SawgP} + N_{s1} \text{SawgS1} + N_{s2} \text{SawgS2} + N_{s3} \text{SawgS3}}{W_a} * \frac{1}{100}$  ;
Print[Style[{"Coefficiente di riempimento (trascurando isolante)" → Kf1},
           14, Red]]

Out[509]= 6.69186
Out[510]= 0.0155232
Out[511]= 0.0099792
Out[512]= 1.58928

{Perdite ac → 0.351956}
{Perdite dc → 0.0805393}
{Perdite totali → 0.553995}
{Coefficiente di riempimento (trascurando isolante) → 0.405267}

```

---

```
In[532]:= (*Dimensionamento Rt e Ct per la fs*)
          Ct = 0.001; (*valore in micro preso dalla tabella*)
          Rt =  $\frac{1.72}{2 * fs * Ct} * 1000$ 
          Vrpp = 12; (*ripple che voglio*)
          (*Dimensionamento Clink*)
          Clink =  $\frac{IdcMAX}{2 * 50 * Vrpp}$  (*controllare il valore di IDC*)

Out[533]= 4.3
Out[535]= 0.000087724

In[536]:= (*Dimensionamento Diodi la I media è quella d'uscita*)
          Uds1max =  $\frac{Ns1}{Np} Uimax + Uo1$ 
          Uds2max =  $\frac{Ns2}{Np} Uimax + Uo2$ 
          Uds3max =  $\frac{Ns3}{Np} Uimax + Uo3$ 

Out[536]= 18.4256
Out[537]= 12.1609
Out[538]= 58.9621
```



# Bibliografia

- [1] F.-Y. Shih, D. Chen, Y.-P. Wu, and Y.-T. Chen, "A procedure for designing emi filters for ac line applications," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 11, pp. 170 –181, jan 1996.
- [2] M. Bertocco and A. Sona, *Manuale di compatibilità elettromagnetica*. 1nd ed., Settembre 2009.
- [3] C. R. Paul, *Compatibilità elettromagnetica*. Hoepli, 1995. ISBN 88-203-2210-2.
- [4] G. Spiazzi, "Appunti delle lezioni di elettronica di potenza," 2010/2011.
- [5] C. Paul and K. Hardin, "Diagnosis and reduction of conducted noise emissions," *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, vol. 30, pp. 553 –560, nov 1988.
- [6] S. K. Yak and N. C. Sum, "Diagnosis of conducted interference with discrimination network," in *Power Electronics and Drive Systems, 1995., Proceedings of 1995 International Conference on*, pp. 433 –437 vol.1, feb 1995.
- [7] H. Patel, "Flyback power supply emi signature and suppression techniques," in *Power System Technology and IEEE Power India Conference, 2008. POWERCON 2008. Joint International Conference on*, pp. 1 –6, oct. 2008.
- [8] C. Eugen and A. Dimitrie, "Power line filters for switching power supplies," pp. 1 –6.
- [9] A. Baudoin, "Section 5 inductor and flyback transformer design,"
- [10] UNITRODE, "Uc3842/3/4/5 provides low-cost current-mode control," 1998. U-100A.
- [11] Texas Instruments Incorporated, "Windings," 2001. Slup125.
- [12] Texas Instruments Incorporated, "Power transformer design," 2001. Slup126.

- [13] Texas Instruments Incorporated, "Inductor and flyback, transformer design," 2001. Slup127.
- [14] D. Silvello, "Alimentatore ad alto fattore di potenza per lampade a stato solido," Master's thesis, Università degli studi di Padova, 2010-2011.
- [15] V. Carboni, "Guida al progetto dei trasformatori per alimentatori flyback e forward," 1999/2000. Università di Ancona, Dipartimento di elettronica e automatica.
- [16] Giorgio Spiazzi, "Leakage impedance of transformer windings," Slide del corso di Elettronica di Potenza.



# Elenco delle tabelle

2.1	Caratteristiche dei fili scelti . . . . .	22
2.2	Lunghezza e resistenza in continua dei fili degli avvolgimenti . . .	23
2.3	Numero di strati e risultati della curva di Dowell . . . . .	24
2.4	Induttanza e resistenza misurata negli avvolgimenti . . . . .	34
2.5	Lista componenti del convertitore . . . . .	42
2.6	Misura delle tensioni di uscita . . . . .	43
3.1	Lista componenti scheda di carico . . . . .	51
4.1	Lista componenti della scheda del filtro . . . . .	63



# Elenco delle figure

1.1	Sistema di test . . . . .	2
2.1	Struttura base del convertitore flyback . . . . .	6
2.2	Fasi di funzionamento del flyback . . . . .	7
2.3	Fasi del flyback . . . . .	7
2.4	Struttura base del flyback multi-uscite . . . . .	7
2.5	Flyback con tutti i parametri riportati al primario . . . . .	10
2.6	Modulatore PWM . . . . .	11
2.7	Schema semplificato del controllo corrente di picco . . . . .	12
2.8	Bode, modulo e fase del guadagno di anello di corrente . . . . .	14
2.9	Gp blocchi . . . . .	15
2.10	Guadagno di anello di tensione . . . . .	15
2.11	Guadagno di anello di tensione semplificato . . . . .	16
2.12	Bode, modulo e fase del guadagno di anello di tensione . . . . .	17
2.13	Regolatore PI analogico . . . . .	18
2.14	Dimensioni e caratteristiche estratte dal datasheet della EPCOS . . . . .	19
2.15	Core loss N87 . . . . .	20
2.16	Caratteristiche cavi AWG . . . . .	22
2.17	Curve di Dowell . . . . .	24
2.18	Flyback multiuscite con l'induttanza di dispersione . . . . .	26
2.19	Flyback multiuscite con l'induttanza di dispersione e clamp . . . . .	26
2.20	Convertitore simulato attraverso <i>Plecs</i> . . . . .	28
2.21	$V_{sw}$ e $V_{cl}$ simulati con <i>plecs</i> . . . . .	29
2.22	Circuito di bootstrap . . . . .	30
2.23	Struttura interna UC384X . . . . .	30
2.24	Componenti per l'oscillatore . . . . .	31
2.25	Resistenza SMD con case 0612 . . . . .	32
2.26	Strati trasformatore . . . . .	33
2.27	Immagine del trasformatore avvolto . . . . .	33
2.28	Tensione vista dal drain del mosfet . . . . .	36
2.29	Schema elettrico completo del convertitore . . . . .	39
2.30	PCB del flyback visto dal lato componenti e dal lato saldature . . . . .	40
2.31	Scheda del convertitore assemblata. . . . .	41

2.32	PWM al variare della tensione d'ingresso . . . . .	44
2.33	Analisi termica del convertitore flyback . . . . .	45
3.1	Versione semplificata della scheda di carico . . . . .	48
3.2	NE555 in configurazione astabile . . . . .	49
3.3	Schema completo del circuito di carico . . . . .	51
3.4	PCB del carico visto dal lato componenti e dal lato saldature . . . . .	52
3.5	Scheda del carico assemblata . . . . .	53
3.6	Tensione di uscita dell'oscillatore e V <sub>drain</sub> del mosfet . . . . .	54
3.7	Analisi termica della scheda del carico . . . . .	55
3.8	Curva . . . . .	55
4.1	Frequenze considerate nelle prove di emissione EMC . . . . .	58
4.2	Schema del banco di prova . . . . .	60
4.3	Banco di prova per le emissioni condotte . . . . .	61
4.4	Banco di test per le emissioni condotte . . . . .	62
4.5	Corrente di modo comune e corrente di modo differenziale . . . . .	63
4.6	Dispositivo per separare modo comune e modo differenziale . . . . .	64
4.7	Schema base di filtro EMI . . . . .	64
4.8	Schema della scheda del filtro EMI . . . . .	64
4.9	PCB del del filtro visto dal lato componenti e dal lato saldature . . . . .	65
4.10	Scheda del filtro assemblata . . . . .	66
4.11	Dimensionamento filtri EMI, modo comune . . . . .	68
4.12	Dimensionamento filtri EMI, modo differenziale . . . . .	69
4.13	Spettro del disturbo . . . . .	70
5.1	Banda del disturbo . . . . .	72
5.2	Peso della corrente in funzione della frequenza . . . . .	73
5.3	Misura delle emissioni condotte senza il filtro EMI . . . . .	74
5.4	$C_y$ da $3.3\text{ nF}$ . . . . .	75
5.5	$C_y$ da $3.3\text{ nF}$ e $C_{X2}$ da $47\text{ nF}$ . . . . .	76
5.6	$C_y$ da $3.3\text{ nF}$ , $C_{X2}$ da $47\text{ nF}$ e $l_d$ da $180\text{ }\mu\text{F}$ . . . . .	77
5.7	$C_y$ $3.3\text{ nF}$ , $C_{X2}$ $47\text{ nF}$ , $l_d$ $180\text{ }\mu\text{F}$ e $l_c$ $1.3\text{ mH}$ . . . . .	78
5.8	$C_y$ $3.3\text{ nF}$ , $C_{X2}$ $47\text{ nF}$ , $l_d$ $180\text{ }\mu\text{F}$ , $l_c$ $1.3\text{ mH}$ e il $C_{X1}$ da $100\text{ nF}$ . . . . .	79
5.9	Filtro completo . . . . .	80