

ALMA MATER STUDIORUM · UNIVERSITÀ DI  
BOLOGNA CAMPUS DI CESENA

---

SCUOLA DI INGEGNERIA E ARCHITETTURA

CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN INGEGNERIA ELETTRONICA  
E TELECOMUNICAZIONI PER LO SVILUPPO SOSTENIBILE

**Tecniche di riduzione delle  
interferenze elettromagnetiche nei  
caricabatterie per autotrazione**

TESI DI LAUREA IN  
SISTEMI DI CONVERSIONE DELL'ENERGIA ELETTRICA LM

RELATORE:  
**ING. Michele Mengoni**

PRESENTATA DA:  
**Eric Paoloni**

CORRELATORE:  
**ING. Davide Gennaretti**

II SESSIONE  
ANNO ACCADEMICO 2013/2014



## Parole chiave

EMI

EMC

LISN

Emissioni condotte

Emissioni irradiate



*“Alla mia famiglia,  
a tutti coloro che hanno creduto in me  
e sono stati al mio fianco”*

*Ringraziamenti:*

*Questa tesi è dedicata alla mia famiglia, che mi ha sempre supportato e accompagnato, per essermi stati vicini in questi anni. Un ringraziamento speciale va a Orsola, riuscendo a supportarmi e aiutandomi nei momenti difficili. Desidero ringraziare il Professor Michele Mengoni per la disponibilità ed il supporto fornito nell'attività della tesi. Inoltre, ringrazio sentitamente Davide Gennaretti che è stato sempre disponibile per dubbi, spiegazioni e correzioni nella stesura di questo lavoro. Ringrazio anche la Deca per la possibilità offertami di preparare la tesi e farmi crescere professionalmente e tutti coloro che al suo interno mi hanno aiutato. Intendo poi ringraziare i miei compagni di corso per i bellissimi momenti trascorsi nel percorso di studi. Infine, ho desiderio di ringraziare con affetto tutti gli amici che sono stati al mio fianco fino ad oggi.*

*Grazie a tutti!  
Eric Paoloni*

# Indice

<b>Introduzione</b>	<b>9</b>
<b>1 Interferenze elettromagnetiche</b>	<b>11</b>
1.1 Compatibilità elettromagnetica e normative . . . . .	12
1.2 Interferenze condotte . . . . .	14
1.2.1 Disturbi di modo comune . . . . .	14
1.2.2 Disturbi di modo differenziale . . . . .	15
1.3 Calcolo delle correnti di disturbo . . . . .	15
1.4 Grandezze elettriche di interesse . . . . .	17
<b>2 Cenni sulla normativa EN55014</b>	<b>19</b>
2.1 Limiti per la banda 150kHz 30MHz . . . . .	19
2.2 Metodi di misura delle tensioni di disturbo ai morsetti (da 150kHz a 30MHz) . . . . .	20
2.3 Limiti per la banda 30MHz 300MHz . . . . .	21
2.4 Metodi di misura della potenza di disturbo (da 30MHz a 300MHz)	22
2.5 Condizioni di funzionamento ed interpretazione dei risultati . .	22
<b>3 Tecniche di riduzione EMI</b>	<b>23</b>
3.1 Filtro di ingresso . . . . .	23
3.2 Jitter in frequenza . . . . .	29
3.3 Spike killers . . . . .	31
3.4 Schermatura . . . . .	33
3.4.1 Schermatura sui dispositivi che commutano . . . . .	33
3.4.2 Schermatura del trasformatore . . . . .	34
3.5 Condensatori tra primario e secondario . . . . .	39
3.6 Regole di layout . . . . .	40
3.7 Normative componenti dei filtri . . . . .	43
3.7.1 Condensatori in classe X . . . . .	43
3.7.2 Condensatori in classe Y . . . . .	43
3.7.3 Corrente massima verso terra . . . . .	44

3.8	Conclusioni . . . . .	44
<b>4</b>	<b>Setup di misura</b>	<b>45</b>
4.1	Line Impedance Stabilization Network . . . . .	45
4.2	Trasformatore di isolamento . . . . .	47
4.3	Clamp . . . . .	49
4.4	Ricevitore e software di controllo . . . . .	52
4.4.1	Rilevatore . . . . .	55
4.5	Setup emissioni condotte . . . . .	59
4.6	Setup emissioni irradiate . . . . .	60
<b>5</b>	<b>Prove e Misure</b>	<b>63</b>
5.1	Prove su SM1270 . . . . .	64
5.1.1	Richiami teorici sul funzionamento del convertitore Fly-back . . . . .	64
5.1.2	Simulazioni e misure a confronto . . . . .	67
5.1.3	Emissioni condotte . . . . .	72
5.1.4	Emissioni irradiate . . . . .	81
5.1.5	Conclusioni . . . . .	83
5.2	Prove su SC60/700 . . . . .	84
5.2.1	Principio di funzionamento . . . . .	84
5.2.2	Emissioni condotte . . . . .	87
5.2.3	Emissioni Irradiate . . . . .	92
5.2.4	Conclusioni . . . . .	92
	<b>Conclusioni</b>	<b>93</b>
	<b>Glossario</b>	<b>95</b>
<b>A</b>	<b>Schemi elettrici</b>	<b>105</b>
A.1	Schema elettrico LISN . . . . .	106
A.2	Schema elettrico SM1270 . . . . .	108
A.3	Schema elettrico SC60/700 . . . . .	109

# Introduzione

Le tematiche relative alla compatibilità elettromagnetica (EMC) dei dispositivi elettronici (sia per il trasferimento dell'informazione che per trasmissione e conversione di potenza) sono di grande attualità a causa di molteplici fattori. Il primo è la larga diffusione di apparecchiature elettroniche e delle telecomunicazioni in svariati ambienti. Secondariamente tali dispositivi sono sempre più suscettibili al rumore per ragioni tecniche:

- tensioni di alimentazione sempre più basse (alimentazione a batterie);
- aumento della “velocità” dei dispositivi;
- miniaturizzazione;
- connettività wireless (spesso con diversi protocolli sullo stesso device).

All'interno di questa tesi vengono trattate le interferenze elettromagnetiche (**EMI**) con riferimento ad una categoria specifica di prodotti (i caricabatterie) ed approfondendo in particolare le cause e le principali tecniche per limitarne l'effetto, al fine di ottenere la compatibilità dei dispositivi. Le tecniche per abbattere le EMI presentate sono poi applicate a dispositivi commerciali per valutarne gli effetti. Il lavoro è stato svolto presso la Deca di San Marino che ha messo a disposizione un laboratorio EMC (dotato di LISN PMM L3-64, Ricevitore PMM 9010/30P full-compliance e Absorbing Clamp TESEQ) ed alcuni propri prodotti.

La trattazione si articola in 5 capitoli:

- **Capitolo 1:** si introducono le interferenze elettromagnetiche, si affrontano le tematiche di compatibilità e immunità (non approfondita all'interno della tesi) e la suddivisione dei disturbi in modo comune e modo differenziale;
- **Capitolo 2:** sono trattati i cenni alle norme che riguardano i caricabatterie;

- **Capitolo 3:** sono approfonditi i principali metodi utilizzati per ridurre i disturbi elettromagnetici condotti e irradiati;
- **Capitolo 4:** si descrive il setup di misura utilizzato per effettuare le prove sui prodotti commerciali;
- **Capitolo 5:** sono condotte misure di laboratorio su prototipi atte a testare le tecniche precedentemente mostrate e ottimizzare gli stessi.

# Capitolo 1

## Interferenze elettromagnetiche

Le interferenze elettromagnetiche (Electromagnetic Interference **EMI**) sono fenomeni dovuti all'interazione fra circuiti elettrici e possono compromettere il corretto funzionamento degli stessi portando in alcuni casi a malfunzionamenti, guasti e condizioni pericolose per le apparecchiature stesse o per chi le utilizza.

Per far sì che più apparecchiature possano coesistere senza problemi sono in vigore alcune norme (saranno discusse in seguito); per cui ciascun dispositivo elettrico (o elettronico) che debba essere immesso sul mercato deve soddisfare criteri di **compatibilità** e **immunità**.

Con compatibilità si intende la proprietà del dispositivo di non emettere quantità di disturbo tali da compromettere le apparecchiature circostanti, mentre con immunità si intende la proprietà di garantire il proprio funzionamento anche con apparecchi nelle vicinanze che disturbano. All'interno di questo lavoro non viene ulteriormente approfondita la tematica dell'immunità.

I convertitori di potenza in generale, emettono per loro natura radiodisturbi. Rapide variazioni di corrente e tensione, flussi dispersi, effetti parassiti ed altre non idealità sono all'origine di questi fenomeni. I campi elettromagnetici che si originano, si accoppiano ai dispositivi circostanti dando luogo a disturbi. Per questi fenomeni, cavi di alimentazione e piste di circuiti stampati diventano linee di trasmissione e/o antenne in grado di condurre e/o irradiare il disturbo.

Le norme sulla compatibilità elettromagnetica impongono di rispettare determinati **limiti di emissione** sia per via **condotta** che **irradiata**. Con emissioni condotte si intendono i disturbi che si propagano sui cavi di alimentazione e di interconnessione del dispositivo sotto forma di tensioni e correnti, mentre con emissioni irradiate si intendono i disturbi che si propagano nell'aria sotto forma di campi elettromagnetici. Queste ultime sono generalmente

minimizzate agendo tramite il layout e schermature dei dispositivi rumorosi, mentre per le condotte si usano appositi filtri.

Se il convertitore in esame soddisfa i limiti delle norme si parla di **EMC** (Electromagnetic Compliance).

## 1.1 Compatibilità elettromagnetica e normative

Gli apparecchi elettrici che devono essere immessi sul mercato europeo devono soddisfare la Direttiva 89/336/CEE. Le norme si suddividono in norme di Base, di Prodotto e Generiche:

- **Norme di base:** definiscono configurazioni, metodi di prova e strumentazione di misura;
- **Norme di prodotto:** definiscono i requisiti di prodotti specifici e assumono precedenza sulle norme di base;
- **Norme generiche:** utilizzate per prodotti non coperti da uno standard armonizzato.

I prodotti che vengono considerati in questa tesi devono rispettare le *norme prodotto* EN 60335-1 (*elettrodomestici*) in particolare nella relativa versione 60335-1-29 (caricabatterie) e le norme per la compatibilità elettromagnetica, la cui panoramica è data dalla tabella 1.1.

<b>Emissioni</b>	<b>Immunità</b>
<b>EN55022</b> Apparecchi per la tecnologia dell'informazione. Caratteristiche di radiodisturbo. Limiti e metodi di misura.	<b>EN61000-4-2</b> Immunità a scarica elettrostatica.
<b>EN55011</b> Apparecchi a radiofrequenza industriali, scientifici e medicali (ISM). Caratteristiche di radiodisturbo. Limiti e metodi di misura.	<b>EN61000-4-3</b> Immunità a campi elettromagnetici irradiati a radiofrequenza.
<b>EN55014</b> Prescrizione per gli elettrodomestici, utensili elettrici e similari.	<b>EN61000-4-4</b> Immunità ai transitori elettrici veloci (Burst)
<b>EN61000-3-2</b> Limiti per le emissioni di armoniche di corrente per apparecchi con corrente $\leq 16A$	<b>EN61000-4-5</b> Prove di immunità a impulso.
<b>EN61000-3-3</b> Limitazione delle fluttuazioni di tensione e di flicker per equipaggiamenti a bassa tensione con corrente $\leq 16A$	<b>EN61000-4-6</b> Immunità ai disturbi condotti, indotti da campi a radiofrequenza
	<b>EN61000-4-8</b> Immunità a campi elettromagnetici a frequenze di rete
	<b>EN61000-4-11</b> Immunità a buchi di tensione, brevi interruzioni e variazioni di tensione

Tabella 1.1: Norme di Base per la compatibilità elettromagnetica

## 1.2 Interferenze condotte

I disturbi condotti sui cavi sono correnti che si instaurano sulle linee di alimentazione (ma anche in quelle di uscita e di controllo) dei dispositivi. Queste correnti non sono legate direttamente al trasferimento di potenza da e verso l'apparato, ma sono prodotte come “effetto collaterale” del funzionamento di quest'ultimo. Secondo la norma EN55014 si considerano di interesse le componenti armoniche da 150kHz a 30MHz, entro cui possono essere classificati i disturbi di **modo comune** e disturbi di **modo differenziale**, che richiedono tecniche di filtraggio diverse.

### 1.2.1 Disturbi di modo comune

I disturbi di **modo comune** (MC, detti anche: **modo asimmetrico**) si propagano con la stessa fase lungo i due o più conduttori verso terra. Il disturbo lato linea può essere immaginato come un impulso che investe in ugual modo i due conduttori generando una corrente verso terra (come può essere causato ad esempio da un fulmine). Dal lato dispositivo invece, possibili fonti di modo comune sono le oscillazioni della tensione a capo delle capacità di ingresso, quelle date dai nodi che commutano, le capacità parassite tra primario e secondario e quelle tra i dispositivi che commutano e i relativi radiatori (specialmente se connessi a terra). Sono presenti anche dispositivi che non hanno il collegamento di terra (per esempio con doppio isolamento classe II secondo EN60335-1) che possiedono comunque una capacità parassita verso terra, attraverso la quale questi disturbi si richiudono.

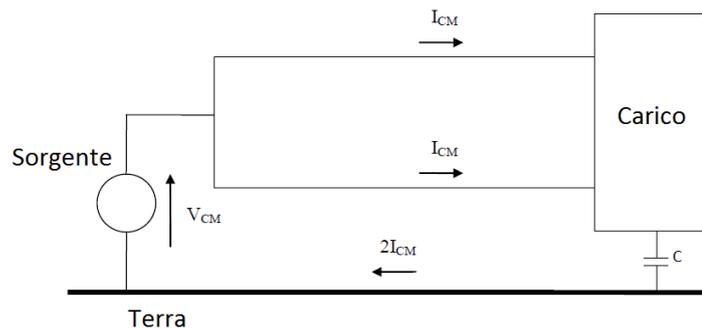


Figura 1.1: Percorso disturbi di modo comune

Se prendiamo come esempio il convertitore flyback, una delle principali cause di disturbo è l'elevata  $dv/dt$  del nodo di drain del Mosfet che forza delle correnti sulle capacità parassite presenti nel circuito (come ad esempio tra

i terminali del trasformatore, la capacità di uscita  $C_{oss}$  del Mosfet data da  $C_{DS}$  più  $C_{GD}$  ecc.) che invece di richiudersi verso il nodo che le ha generate si richiudono verso terra. Generalmente i disturbi di modo comune coinvolgono la parte alta dello spettro e sono molto difficili da stimare e simulare perché influenzati da numerosi parametri tra i cui il layout circuitale.

### 1.2.2 Disturbi di modo differenziale

I disturbi di **modo differenziale** (MD, detti anche: **modo simmetrico** o **modo normale**) si propagano con fasi opposte lungo i conduttori di fase e neutro in modo tale da richiudersi senza interessare il conduttore di terra. Lato linea possono essere generati ad esempio da carichi induttivi che si collegano e scollegano, le sovratensioni che si generano sono infatti tra i due conduttori e danno luogo a disturbi di modo differenziale. Generalmente i disturbi di modo differenziale coinvolgono la parte inferiore dello spettro.

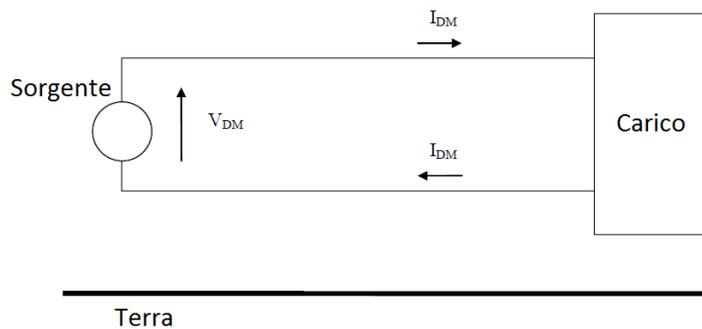


Figura 1.2: Percorso disturbi di modo differenziale

## 1.3 Calcolo delle correnti di disturbo

Con semplici calcoli è possibile suddividere le correnti misurate su fase e neutro in corrente di modo comune  $I_{CM}$  e corrente di modo differenziale  $I_{DM}$ . Considerando per convenzione le correnti che vanno dal dispositivo alla rete positive e quelle che vanno dalla rete al dispositivo negative si ottiene:

$$\text{Per la linea} \quad I_L = \frac{I_{CM}}{2} + I_{DM}$$

$$\text{Per il neutro} \quad I_N = \frac{I_{CM}}{2} - I_{DM}$$

Per misurare con precisione tali correnti di disturbo sui conduttori di rete si alimenta il dispositivo mediante un apposito filtro detto LISN (vedi paragrafo 4.1) che permette di convertire le correnti di disturbo in tensioni secondo il seguente sistema:

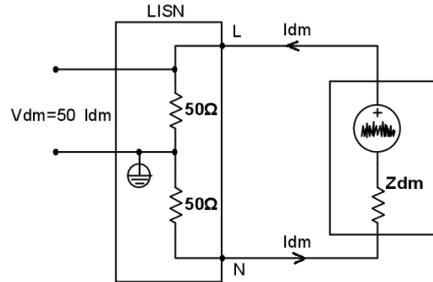


Figura 1.3: Impedenza di carico vista dal modo differenziale 100Ω

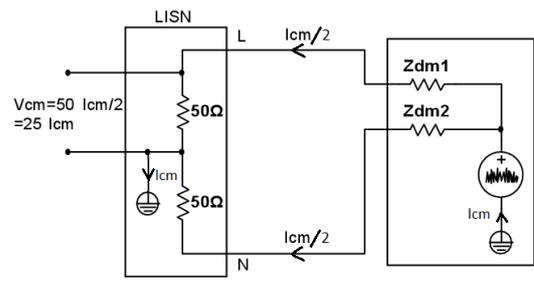


Figura 1.4: Impedenza di carico vista dal modo comune 25Ω

$$V_L = 25\Omega \cdot I_{CM} + 50\Omega \cdot I_{DM}$$

$$V_N = 25\Omega \cdot I_{CM} - 50\Omega \cdot I_{DM}$$

Le tensioni così ottenute vengono misurate da un apposito ricevitore a banda stretta, con cui si esegue una scansione delle frequenze di interesse per ogni conduttore di alimentazione. Si ottiene così il contributo complessivo dei due tipi di disturbo<sup>1</sup>: tutte le scansioni eseguite devono rispettare i limiti che impone la norma. Le tensioni misurate  $V$  vengono espresse in  $dB\mu V$ , definito come segue:

$$V_{[dB\mu V]} = 20 \cdot \log \left( \frac{V_{[mV]}}{10^{-3}} \right)$$

da cui si ricava il valore in lineare:

$$V_{[mV]} = 10 \left( \frac{V_{[dB\mu V]}}{20} \right) \cdot 10^{-3}$$

I valori misurati dal ricevitore fanno riferimento al valore efficace della tensione sinusoidale. Per le emissioni irradiate i limiti sono espressi in  $dBpW$  definiti come:

<sup>1</sup>È possibile separare i due tipi di disturbo mediante vari dispositivi come LISN MATE (inventato da Nave, vedi Bibliografia [4]) che richiedono però una LISN modificata.

$$P_{[dBpW]} = 10 \log \left( \frac{P_{[pW]}}{10^{-12}} \right)$$

Da cui si ricava il valore in lineare:

$$P_{[pW]} = 10 \left( \frac{P_{[dBpW]}}{10} \right) \cdot 10^{-12}$$

È possibile convertire i  $dB\mu V$  in  $dBpW$  secondo la relazione presentata nel paragrafo 4.3

## 1.4 Grandezze elettriche di interesse

Per comprendere quali sono le grandezze elettriche in gioco nelle emissioni condotte si consideri ad esempio un disturbo operante a 30MHz la cui lunghezza d'onda è di 10m, se consideriamo un cavo di alimentazione di 2,5m circa rappresenta 1/4 della lunghezza d'onda  $\lambda$  diventando quindi una potenziale antenna in grado di irradiare. La norma fissa il campo di misura delle emissioni condotte tra 150kHz e 30MHz:

- $f_{min} = 150kHz$       $\lambda = 2000m$       $\lambda/4 = 500m$
- $f_{max} = 30MHz$       $\lambda = 10m$       $\lambda/4 = 2,5m$

I cavi di alimentazione ed i cablaggi costituiscono a tutti gli effetti delle linee di trasmissione e possono essere modellati con capacità (C) ed induttanza (L) distribuite. Valori tipici di impedenza sono dell'ordine di grandezza di  $100\Omega$  con frequenza di risonanza nell'ordine dei  $15 \div 20MHz$ . Il fenomeno della risonanza può portare ad avere valori di disturbo che eccedono le maschere limite. Per ovviare al problema si utilizzano ferriti toroidali sui cavi di alimentazione che aiutano a smorzare questi effetti comportando però un costo maggiore.



# Capitolo 2

## Cenni sulla normativa EN55014

La norma EN55014 viene applicata ai radiodisturbi condotti ed irradiati prodotti da dispositivi aventi le seguenti funzioni: motori, dispositivi di commutazione e dispositivi di regolazione (a meno che l'energia a radiofrequenza sia generata intenzionalmente o prevista per l'illuminazione). Gli apparecchi che rientrano in questi campi sono: elettrodomestici, utensili elettrici, dispositivi di comando o regolazione con dispositivi a semiconduttore, apparecchiature elettromedicali a motore, giocattoli elettrici, proiettori, distributori automatici. D'ora in avanti saranno presentati aspetti della norma che interessano in particolar modo i dispositivi per la carica delle batterie, tralasciando gli aspetti che riguardano le altre applicazioni.

### 2.1 Limiti per la banda 150kHz 30MHz

I limiti delle tensioni di disturbo misurate tra ciascun conduttore e terra sono riportate in tabella 2.1.

Gamma di frequenze MHz	Ai morsetti di alimentazione		Ai morsetti di carico e ausiliari	
	$dB(\mu V)$ quasi-picco	$dB(\mu V)$ valore medio	$dB(\mu V)$ quasi-picco	$dB(\mu V)$ valore medio
da 0,15 a 0,50	Diminuzione lineare con il logaritmo della frequenza		80	70
	da 66 a 56	da 59 a 46		
da 0,50 a 5	56	46	74	64
da 5 a 30	60	50	74	64

Tabella 2.1: Limiti condotte EN55014

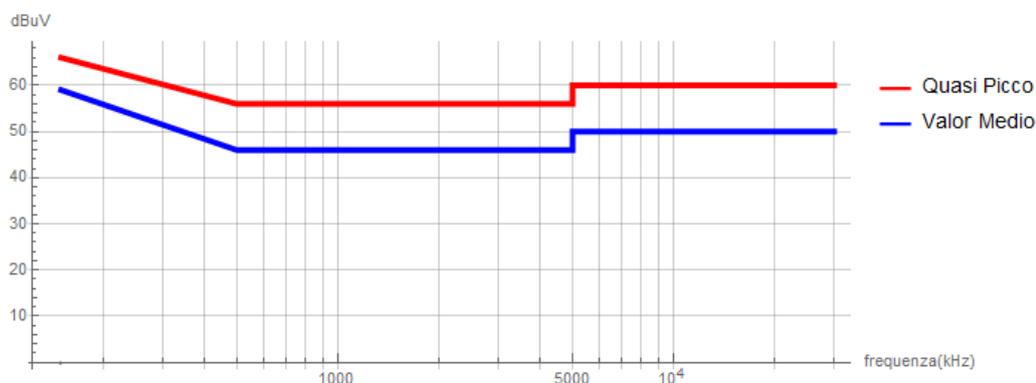


Figura 2.1: Limiti condotte EN55014

In particolare (in accordo al paragrafo 4.1.1.2) i limiti ai morsetti di uscita non si applicano se i cavi sono lunghi meno di 2m.

## 2.2 Metodi di misura delle tensioni di disturbo ai morsetti (da 150kHz a 30MHz)

I ricevitori con rivelatore di quasi picco devono essere conformi all'art. 2 della CISPR 16-1, mentre per il rivelatore di valor medio devono essere conformi all'art. 4 della CISPR 16-1. La misura sull'apparecchio deve essere fatta interponendo tra la rete e l'EUT (Equipment Under Test) un dispositivo conforme all'art. 11 della CISPR 16-1 (LISN) per filtrare i disturbi provenienti dalla rete che deve essere collegato al ricevitore per mezzo di un cavo coassiale con impedenza caratteristica  $50\Omega$ . Le norme CISPR16 sono state recepite dalle norme EN55016 che trattano le specifiche per gli apparati e i metodi di misura del radiodisturbo e dell'immunità (vedi tabella 2.2).

L'EUT deve essere posto ad una distanza di 0,8m dalla LISN e la misura del disturbo deve essere fatta all'estremità del cavo dalla parte della spina. Nel caso il cavo sia più lungo di 0,8m deve essere ripiegato a zig-zag su se stesso formando una matassa orizzontale lunga  $0,3\div 0,4$ m, se il cavo risulta invece più corto deve essere allungato fino a 0,8m.

L'apparecchio deve essere posto a 0,4m da una superficie conduttrice messa a terra di almeno  $2\times 2$ m (deve estendersi per almeno 0,5m oltre i bordi dell'apparecchio) a 0,8m dalla LISN e ad almeno 0,8m da qualsiasi altra superficie conduttrice messa a terra.

<b>EN 55016-1-1</b>	Parte 1-1: Apparecchi di misura
<b>EN 55016-1-4</b>	Parte 1-4: Antenne e siti di prova per misure di disturbo irradiato
<b>EN 55016-2-3</b>	Parte 2-3: Misura dei disturbi irradiati
<b>EN 55016-1-2</b>	Parte 1-2: Apparecchi associati - Disturbi condotti
<b>EN 55016-1-3</b>	Parte 1-3: Apparecchi associati - Potenza di disturbo
<b>EN 55016-1-5</b>	Parte 1-5: Siti per la taratura delle antenne per 30 MHz - 1000 MHz
<b>EN 55016-2-1</b>	Parte 2-1: Misure dei disturbi condotti
<b>EN 55016-2-4</b>	Parte 2-4: Misura dell'immunità
<b>EN 55016-2-2</b>	Parte 2-2: Misura della potenza di disturbo
<b>EN 55016-4-2</b>	Parte 4-2: Incertezza, statistica, modellazione dei limiti - incertezza nelle misure EMC

Tabella 2.2: Famiglia norme EN55016

## 2.3 Limiti per la banda 30MHz 300MHz

La potenza di disturbo nella banda 30MHz 300MHz si applica a tutti i morsetti.

	<b>Apparecchi elettrodomestici e similari</b>	
Gamma di frequenza (MHz)	dB(pW) quasi picco	dB(pW) valor medio
da 30 a 300	da 45 a 55	da 35 a 45

Tabella 2.3: Limite irradiate EN55014

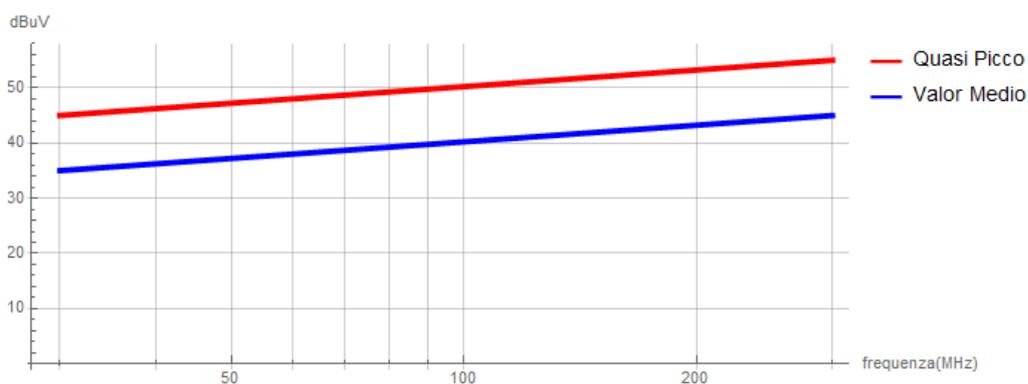


Figura 2.2: Limiti irradiate EN55014

## 2.4 Metodi di misura della potenza di disturbo (da 30MHz a 300MHz)

La condizione e la disposizione degli strumenti di misura è analoga a quella descritta nella sezione 2.2, in più è necessaria la pinza assorbente (Absorbing Clamp) che deve essere conforme all'art. 13 della CISPR 16-1. La pinza assorbente deve essere posizionata in modo tale da ottenere l'indicazione massima per ciascuna frequenza di prova (solitamente in prossimità dell'EUT). Il cavo dovrebbe essere lungo 6m per poter posizionare correttamente la pinza (ed individuare così il punto in cui si misura il massimo disturbo) o eventualmente una seconda pinza per garantire un isolamento maggiore.

## 2.5 Condizioni di funzionamento ed interpretazione dei risultati

Le condizioni di carico devono essere conformi a quelle definite dalla norma a meno che non siano in conflitto con quanto dichiarato dal costruttore, in tal caso diventano prioritarie quelle definite da quest'ultimo. La durata del funzionamento non è limitata se non indicato diversamente sull'apparecchio. Gli apparecchi devono essere alimentati alla frequenza e alla tensione nominali. A 160kHz e 50MHz deve essere effettuata una prova al variare delle tensione di alimentazione dal 90% al 110% del valore nominale, per valutare se il disturbo varia in modo considerevole. In questo caso la misura va ripetuta nel caso peggiore. Anche il carico deve essere variato fino al raggiungimento dei valori massimo e minimo della tensione o della corrente da controllare; si deve registrare il livello massimo di disturbo ai morsetti di ingresso e di carico<sup>1</sup>. La temperatura ambiente deve essere compresa tra 15°C e 35°C.

---

<sup>1</sup>In accordo con CEI EN55014 paragrafo 7.3.7.7

# Capitolo 3

## Tecniche di riduzione EMI

Le EMI sono influenzate da molteplici fattori: è opportuno cercare di eseguire un progetto in modo tale da minimizzare la generazione dei disturbi alla radice, per non doversi trovare a dimensionare filtri più costosi ed ingombranti. Alcune topologie risultano intrinsecamente più rumorose di altre, tutte necessitano comunque di filtri; alcune regole di layout ed altre tecniche (come per esempio il jittering in frequenza) possono aiutare a mitigare le EMI. In seguito si analizzano le principali soluzioni.

### 3.1 Filtro di ingresso

Per soddisfare le specifiche sul rumore è normalmente necessario introdurre un filtro di ingresso che si frappone tra le linee di ingresso ed il circuito elettronico. Tale filtro è composto da induttanze e condensatori, la configurazione tipica è una variazione del filtro Pigreco come in fig. 3.1. La funzione svolta dai condensatori ( $C_Y$ ) è quella di bilanciare le correnti di modo comune su fase e neutro per garantire il corretto funzionamento dell'induttanza di modo comune ( $L_{MC}$ ). La carcassa dei dispositivi elettrici è solitamente messa a terra pertanto, per evitare situazioni di pericolo in caso di guasto sul conduttore di collegamento a terra, i condensatori ( $C_Y$ ) devono sottostare a particolari prescrizioni (vedi paragrafo 3.7.2). A seconda della classe dell'apparecchio, la corrente dispersa verso terra ammissibile varia tra 0,25mA e 5mA (vedi paragrafo 3.7.3). Imponendo quindi per esempio un limite per la corrente dispersa di 0,75mA, il valore massimo di capacità ( $C_{Y_{max}}$ ) ammissibile risulta:

$$X_C = \frac{V}{I} \quad C_{Y_{max}} = \frac{1}{2\pi f X_C} = \frac{I}{2\pi f V} = \frac{0,75 \cdot 10^{-3}}{6,28 \cdot 50 \cdot 230} = 10nF$$

Il filtro presentato utilizza due condensatori verso terra e quindi il valore massimo di capacità ammissibile nel caso peggiore, secondo il limite di corrente imposto dall'esempio, è di 4,7nF.

Il condensatore  $C_X$  posto tra fase e neutro filtra il modo differenziale e deve soddisfare la norma EN132400. Solitamente vengono impiegati condensatori di classe X2 in grado di reggere picchi di 2,5kV sulla tensione di linea. Valori tipici per questo componente variano da 47 a 220nF.

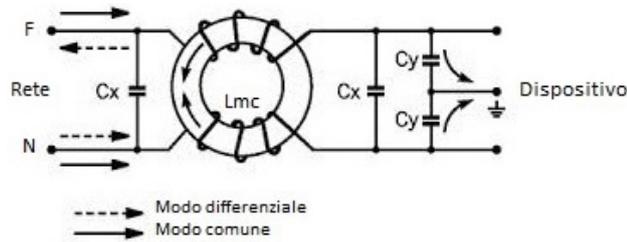


Figura 3.1: Filtro di ingresso

Il componente fondamentale di questo filtro è dato dall'**induttanza di modo comune**, la quale provvede al filtraggio sia del modo comune che di quello differenziale. L'induttanza  $L_{MC}$  deve rispondere a diverse esigenze, tra cui:

### 1) Filtraggio del modo comune

Per filtrare correttamente i disturbi di modo comune le spire devono essere avvolte in controfase, per consentire alle correnti di alimentazione del dispositivo (che sono di modo differenziale ma a frequenze molto inferiori a quelle di interesse per le EMI) di generare flussi che si annullano, pertanto tali correnti attraversano  $L_{MC}$  come un cortocircuito ed (indipendentemente dalla loro ampiezza) non ne causano mai la saturazione. Le correnti di modo comune invece sono soggette all'azione filtrante dell'induttanza costituita dai due avvolgimenti.

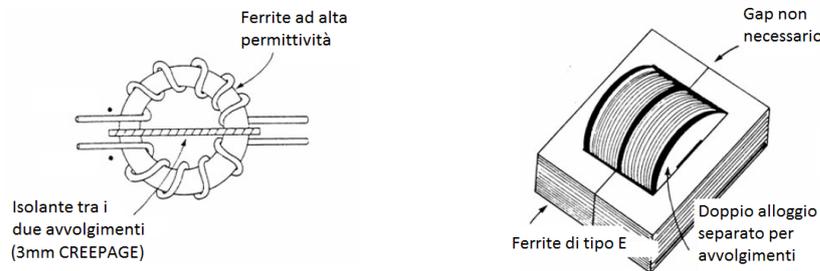


Figura 3.2: Induttanza di modo comune  $L_{MC}$

### 2) Filtraggio del modo differenziale

Per filtrare i disturbi che si propagano in modo differenziale si sfrutta l'induttanza dispersa della  $L_{MC}$ , per questa ragione i due avvolgimenti possono essere diversamente posizionati (più sono distanziati, minore è l'accoppiamento magnetico e maggiore è l'induttanza dispersa). Valori tipici di  $L$  per il modo comune vanno da 1 a 47mH, mentre per il modo differenziale vanno da 10 a 300 $\mu$ H. Nella realizzazione pratica occorrerà poi tenere conto degli isolamenti e della distanza di creepage.

### 3) Risposta in frequenza

L'induttanza del filtro deve avere una corretta risposta in frequenza, pertanto le caratteristiche del nucleo della ferrite sono fondamentali, i materiali più usati sono:

- **MnZn<sup>1</sup>**: la cui permeabilità iniziale può essere di circa 2000 a 100kHz fino a ridursi a 30 a 100MHz;

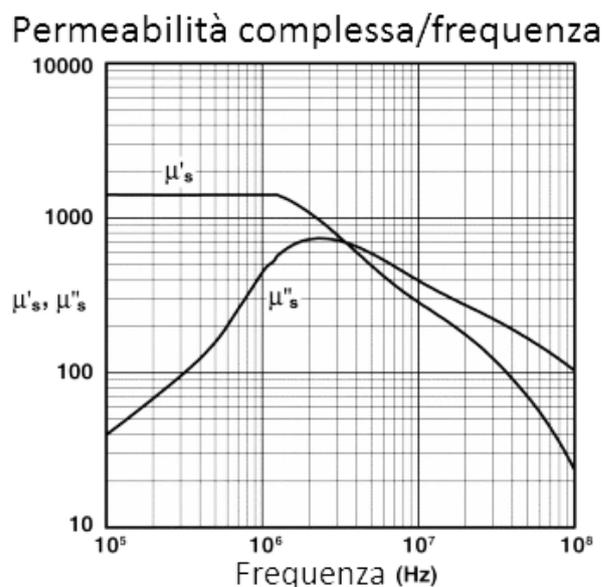


Figura 3.3: Nucleo di MnZn misurato toroide 17/10/6mm a 25°C con HP 4284A e HP 4291A

- **NiZn<sup>2</sup>**: presenta una permeabilità iniziale inferiore di circa 100 che si mantiene però pressoché costante fino a 50MHz;

<sup>1</sup><http://www.fair-rite.com/newfair/materials31.htm>

<sup>2</sup><http://www.fair-rite.com/newfair/materials61.htm>

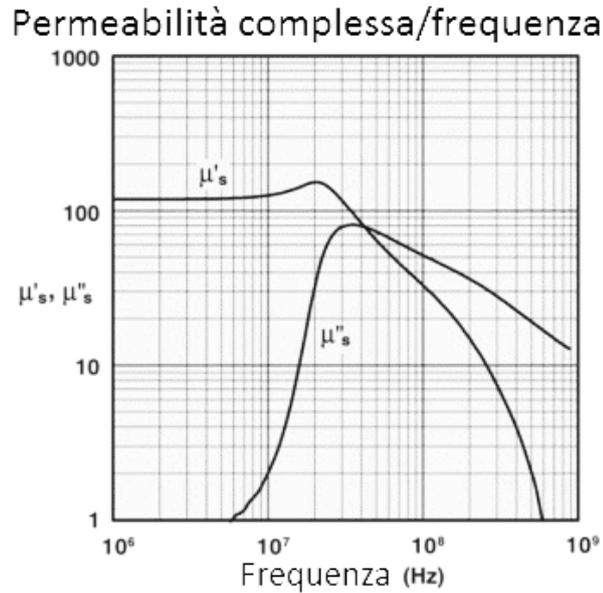


Figura 3.4: Nucleo di NiZn misurato toroide 19/10/6mm con HP 4284A e HP 4291A

In fig. 3.5 è possibile notare come il valore dell'induttanza cresce linearmente con la permeabilità e cresce con il quadrato del numero di spire.

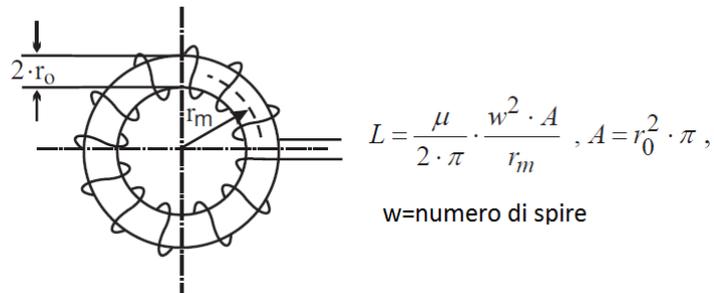


Figura 3.5: Induttanza di un toroide

Quando è necessario massimizzare l'azione filtrante anche ad alta frequenza, oltre alla corretta scelta del nucleo, occorre mantenere la frequenza di risonanza della  $L_{MC}$  elevata. A tale scopo le capacità parassite dell'avvolgimento (spira/spira e spira/nucleo) devono essere minimizzate, per questa ragione si utilizzano spesso avvolgimenti monostrato su ferriti isolate. Nel catalogo della SCHAFFNER troviamo alcuni grafici che mostrano come al-

l'aumentare del numero di spire aumenti l'induttanza e quindi l'attenuazione ma cali la frequenza di risonanza.

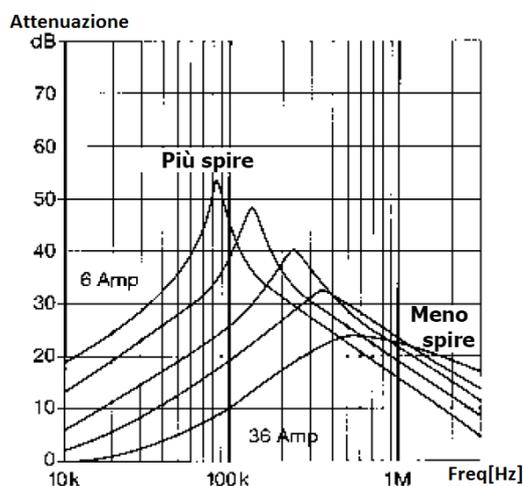


Figura 3.6: RD 7137 della SCHAFFNER

Per dimensionare il filtro occorre in primo luogo calcolare l'attenuazione, un metodo semi-empirico è il seguente:

$$A_{[dB\mu V]} = A_n - L_{QP} + m$$

- $A_n$  ampiezza della prima armonica sopra i 150kHz;
- $L_{QP}$  limite del quasi picco in corrispondenza dell'armonica individuata;
- $m$  margine di sicurezza.

Per individuare quale deve essere la frequenza di taglio tale da garantire l'attenuazione richiesta alla frequenza desiderata:

$$A_{[dB\mu V]} = 40 \log \left( \frac{f}{f_c} \right) \Rightarrow f_c = 10^{\left( \frac{-A}{40} \right)} f$$

il fattore 40 è dato dal fatto che il filtro è del secondo ordine e dopo la frequenza di taglio introduce un'attenuazione di 40dB/dec. La frequenza di taglio per il questo tipo di filtro vale:

$$f_{CDM} = \frac{1}{2\pi\sqrt{2L_{MD}C_x}}$$



## 3.2 Jitter in frequenza

Le elevate derivate di tensione  $dv/dt$  e di corrente  $di/dt$  nei dispositivi switching rendono difficile l'eliminazione delle EMI. I dispositivi con frequenza di commutazione  $f_s$  fissa, concentrano l'energia associata al disturbo in punti limitati dello spettro che sono multipli di  $f_s$ , rischiando così di eccedere i limiti di emissione. L'impiego di tecniche di **jittering** consente di distribuire l'energia su una banda maggiore, riducendo così il picco associato alle varie armoniche. L'energia in gioco, a differenza delle altre tecniche, rimane invariata e viene distribuita riempiendo altre porzioni di spettro, quello che in inglese viene chiamato "*cut peak to fill up valley*". Il jitter varia periodicamente la frequenza di switching intorno a quella centrale di lavoro, per esempio nel power drive TOP249 con  $f_s=66\text{kHz}$  la frequenza viene fatta variare tra  $64\text{kHz}$  e  $68\text{kHz}$ .

Questa tecnica può essere vista come una modulazione di frequenza, la frequenza di commutazione viene cambiata periodicamente all'interno del range  $f_s - \Delta f \leq f_s \leq f_s + \Delta f$  con  $\Delta f$  deviazione di frequenza (fig. 3.9).

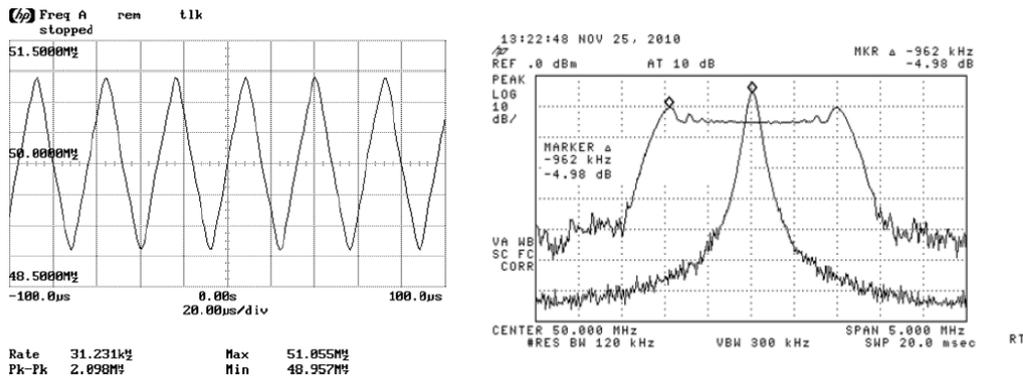


Figura 3.9: Jitter

Se l'energia associata al disturbo rimane costante è possibile notare come all'aumentare dello spread(%) il picco nello spettro si riduce:

$$spread(\%) = \frac{\Delta f}{f_s} \cdot 100$$

La riduzione del picco rispetto al segnale non modulato è funzione di  $\Delta f$ , se aumenta si riduce il picco. Poiché il ricevitore EMI ha una certa  $\mathbf{RBW}^3$  il margine ottenuto dal jittering viene ridotto.

<sup>3</sup>RBW (Resolution Bandwidth), per esempio nelle condotte (0,15÷30MHz) la norma prescrive un RBW=9kHz)

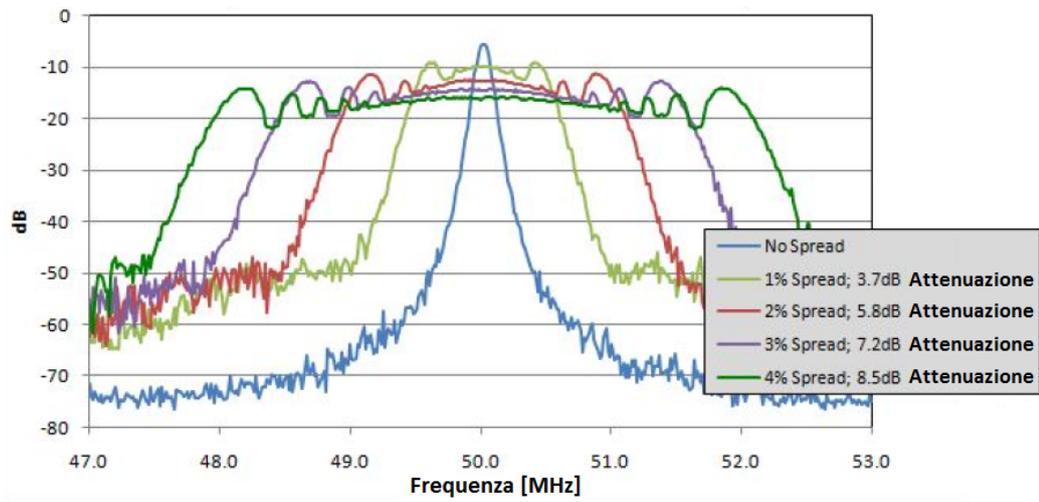


Figura 3.10: Riduzione dell'ampiezza dello spettro dovuta al jittering

### 3.3 Spike killers

Gli **spike killers** (o **beads**) sono delle ferriti costituite da materiale amorfo che lavorano in modo diverso rispetto ai filtri convenzionali, cercando di eliminare o ridurre il disturbo all'origine. Come più volte accennato in precedenza, la sorgente dei disturbi è data da rapide variazioni di tensione e corrente, i nuclei amorfi si occupano di eliminare questi disturbi indipendentemente dalla frequenza. Gli spike killers vengono inseriti direttamente nei pin dei dispositivi (fig. 3.11).

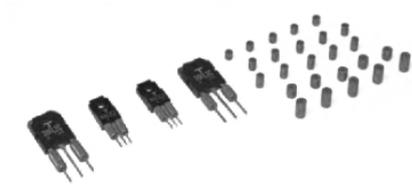


Figura 3.11: Spike killers su pin

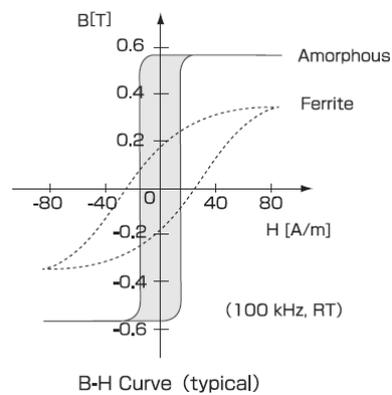


Figura 3.12: Curve BH tipiche per gli Spike Killers

In seguito è possibile vedere come dopo l'inserimento di uno spike killer sull'anodo di un diodo sia stato quasi completamente eliminato il fenomeno del ringing nel reverse recovery.

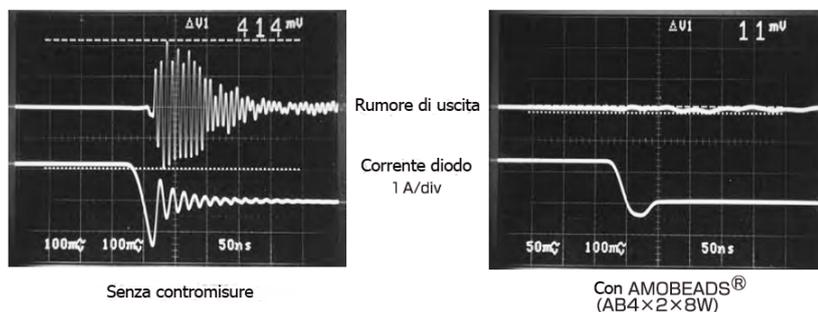
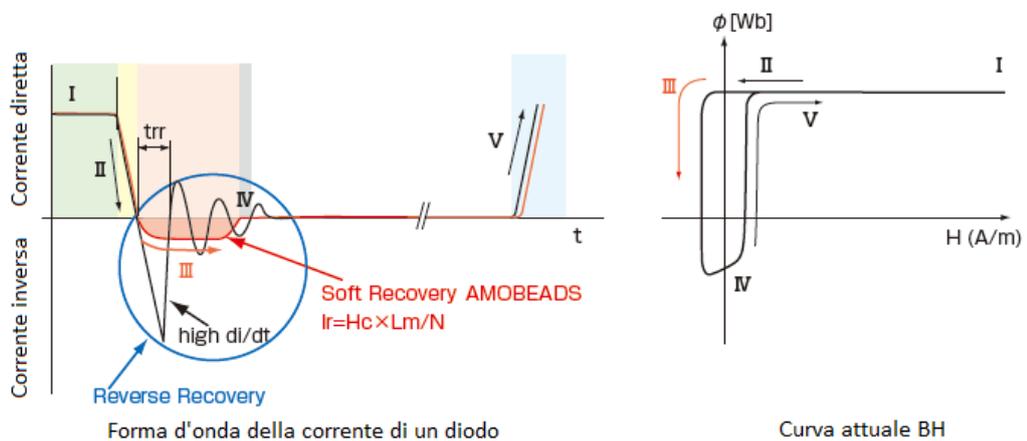


Figura 3.13: Soppressione reverse recovery

Il principio di funzionamento è il seguente:

- i. *diodo acceso*: in questa fase di funzionamento il reoforo è percorso da corrente pertanto la ferrite è saturata e quindi l'induttanza è nulla. Nella curva B-H la ferrite si trova nel tratto a pendenza nulla (l'induttanza è proporzionale alla pendenza della curva);
- ii. *spegnimento del diodo*: in questa fase la corrente inizia a diminuire fino a raggiungere lo zero. Finché l'induttanza presentata dallo spike killer risulta nulla, la pendenza presentata dalla corrente risulta costante;
- iii. *reverse recovery*: appena la corrente attraversa lo zero, la ferrite amorfa esce dalla saturazione facendo crescere rapidamente il valore di induttanza e la corrente che cerca di scorrere inversamente si trova a calare la propria derivata portando ad un soft recovery;
- iv. *dopo il reverse recovery*: in questa fase la curva di magnetizzazione si sposta parallelamente all'asse verticale come in figura;
- v. *accensione diodo*: in questa fase la curva torna in saturazione, l'accensione subisce un piccolo ritardo dovuto alla ferrite che deve saturare. Dopodiché il processo torna a ripetersi.



## 3.4 Schermatura

Una delle difficoltà maggiori per il progettista consiste nel ridurre i disturbi condotti di modo comune fino a riportarli all'interno dei range consentiti. La causa maggiore di questi disturbi è data dall'accoppiamento elettromagnetico tra i vari elementi che commutano ed il piano di massa.

### 3.4.1 Schermatura sui dispositivi che commutano

I componenti che commutano sono spesso montati sui dissipatori, tra le due parti si viene infatti ad instaurare una capacità parassita eliminabile con l'inserimento di uno schermo, tipicamente uno strato di materiale conduttore che deve poter essere collegato ad un punto opportuno, isolato sia rispetto al componente, sia rispetto al dissipatore. Lo schermo ha il compito di raccogliere la carica accoppiata e di riportarla in un nodo opportuno. Nel caso degli alimentatori flyback questo nodo, a primario, è generalmente che il nodo negativo comune, mentre a secondario è solitamente il ritorno comune del trasformatore.

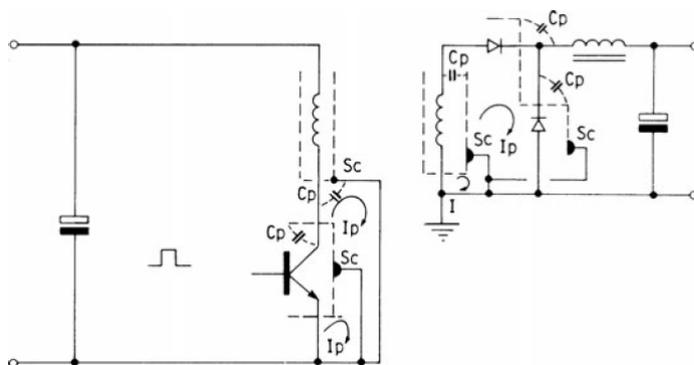


Figura 3.14: Capacità parassite e schermatura

In questo modo si crea un anello che permette alle correnti parassite di richiudersi su loro stesse evitando che circolino nel conduttore di massa.

### 3.4.2 Schermatura del trasformatore

Nei convertitori isolati il trasformatore è il principale cammino per la corrente di modo comune a causa delle capacità parassite tra le spire. Per gli alimentatori switching la frequenza di commutazione è dell'ordine della frequenza di disturbo pertanto per cercare di ridurre le EMI esistono varie tecniche di schermatura, quelle che sono presentate in seguito sono:

- schermatura singola
- doppia schermatura;
- schermatura nei trasformatori con gap.

La schermatura del trasformatore è però da applicare solo se necessaria in quanto porta notevoli miglioramenti per quanto riguarda la riduzione dei disturbi ma comporta alcuni svantaggi quali, l'incremento dell'induttanza dispersa, ed in generale un certo aumento dei costi.

#### Modello di percorso del disturbo di modo comune

Si considera come esempio il flyback (in seguito le prove verranno effettuate su un dispositivo basato su questa topologia), il disturbo segue il percorso di fig. 3.15.

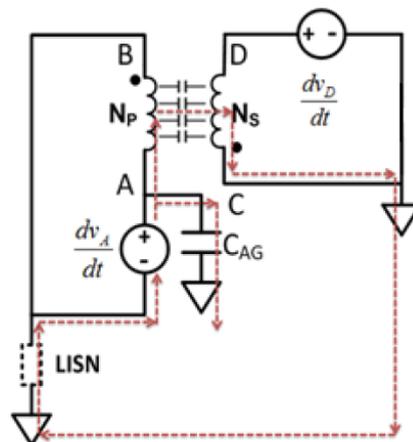
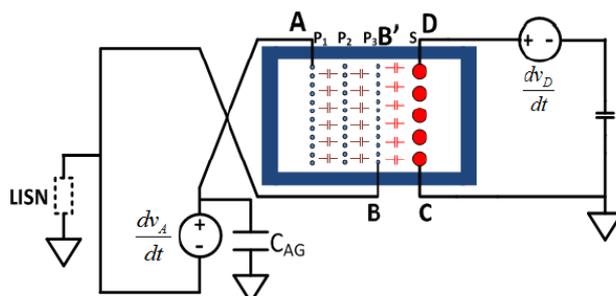


Figura 3.15: Percorso disturbo CM nel flyback

I punti che commutano sono il nodo A (che viene collegato allo strato più interno di primario per sfruttare gli strati sovrastanti come schermo), il Drain MOSFET, ed il nodo D (anodo del diodo). Questi due componenti (Mosfet

e diodo) sono modellabili come due generatori di tensione, il trasformatore presenta delle capacità di interspira che si prestano al passaggio della corrente di disturbo ed anche la capacità  $C_{AG}$  gioca questo ruolo. La corrente si richiude poi sulla LISN dove viene misurata. I condensatori di ingresso e uscita vengono visti come un cortocircuito dalle correnti di modo comune, così come la capacità verso terra presentata dal secondario.



In figura è mostrato il caso in cui il trasformatore è costituito da tre strati di primario e uno di secondario. Solo la capacità tra lo strato di primario e quello di secondario serve come percorso per le correnti CM perché la corrente che circola nelle capacità tra gli strati di primario si richiude nel primario stesso. Assumendo che la distribuzione di tensione tra lo strato di primario e secondario sia lineare:

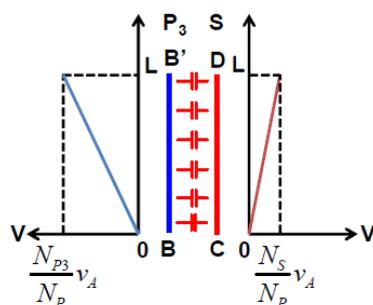


Figura 3.16: Distribuzione della tensione

Si indica con  $N_{P3}$  il numero di spire del terzo strato di primario, con  $N_P$  il numero totale di spire del primario e  $N_S$  il numero totale di spire del secondario del trasformatore.

La corrente di modo comune che passa dal trasformatore risulta<sup>4</sup>:

$$i_{cm} = C \frac{dv}{dt} = \frac{C_{PS}}{2} \left( \frac{N_{P3}}{N_P} \cdot \frac{dv_A}{dt} - \frac{N_S}{N_P} \cdot \frac{dv_A}{dt} \right)$$

Con  $C_{PS}$  si indica la capacità totale tra il terzo strato di primario e il secondario. La capacità  $C_{AC}$  rappresenta la capacità concentrata equivalente tra i nodi A e C, si ricava:

$$C_{AC} = i_{CM} / \frac{dv_A}{dt} = \left( \frac{N_{P3} - N_S}{2N_P} \right) C_{PS}$$

Il modello diventa quindi:

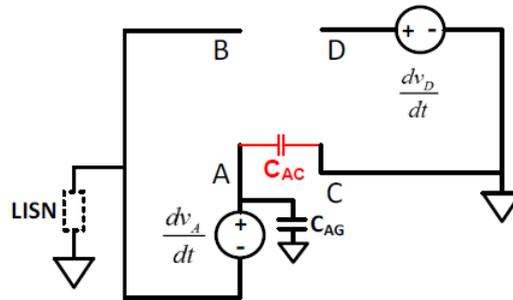


Figura 3.17: Modello a costanti concentrate

### Schermatura singola

Questa tecnica consiste nell'inserire uno schermo tra primario e secondario che solitamente viene collegato (vedi fig. 3.18) al nodo B (viene connesso al primario perché è l'avvolgimento generalmente soggetto al maggior  $dv/dt$ , in alcuni casi può risultare più conveniente collegarlo al secondario). La capacità parassita che si instaura tra l'ultimo strato di avvolgimento di primario e lo schermo non consente il passaggio del disturbo MC, perché quest'ultimo lo richiude sul primario stesso. La capacità che si trova tra lo schermo ed il secondario continua a portare il suo contributo, consentendo al disturbo che si origina a secondario di richiudersi in parte a secondario e in parte di tornare a primario richiudendosi tramite la LISN.

Per eliminare il percorso che offre la capacità parassita tra secondario e schermo si ricorre alla doppia schermatura.

<sup>4</sup>Il verso della corrente dipende dalla differenza tra il del numero di spire  $N_{p3}$  ed  $N_S$ . Se  $N_{p3} = N_S$  il disturbo in teoria si azzera perché la differenza di potenziale tra spira e spira si annulla: in tal caso il modello va ulteriormente affinato.

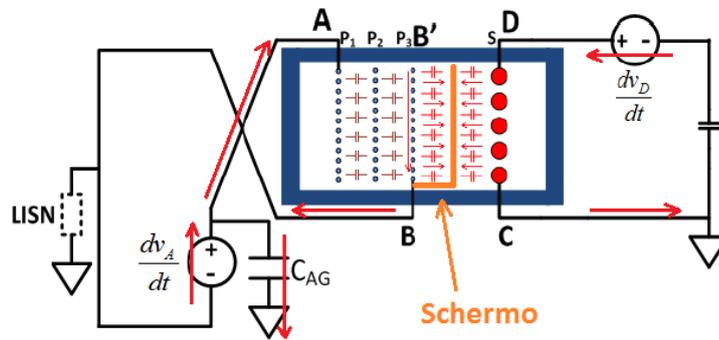


Figura 3.18: Schermatura singola

### Doppia schermatura

Questa tecnica consiste nel posizionare due schermi tra primario e secondario, quello più vicino al primario viene connesso al nodo B, mentre quello più vicino al secondario viene connesso al nodo C. La capacità che viene ad instaurarsi tra lo schermo 1 ed il primario non costituisce un percorso per la corrente MC perché viene richiusa sul primario, analoghe considerazioni possono essere fatte sulla capacità tra lo schermo 2 e secondario. Anche tra i due schermi non vi è circolazione di corrente perché allo stesso potenziale.

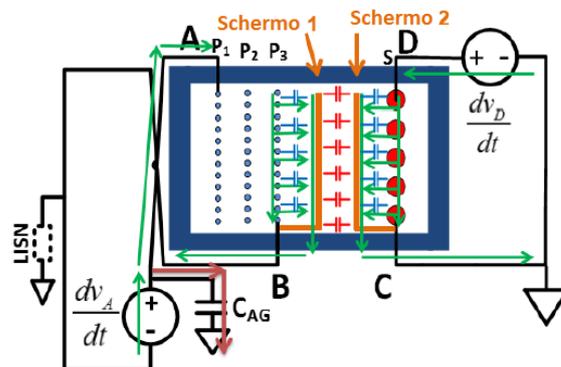


Figura 3.19: Schermatura doppia

Questa tecnica porta ad un notevole abbattimento del disturbo ma l'abbattimento maggiore si ottiene con il doppio schermo bilanciato. Questo accade perché la doppia schermatura semplice interviene solo sulla corrente che circola nel trasformatore ma non bilancia su quella che scorre nella  $C_{AG}$ .

In fig. 3.20 vengono messi a confronto il trasformatore senza schermatura, con doppio schermo e con doppio schermo bilanciato, che a prezzo di

una maggiore complessità (e costo) consente di ottenere una prestazione ottima perché compensa anche la corrente su  $C_{AG}$ . Tale tecnica è descritta in Bibliografia [16].

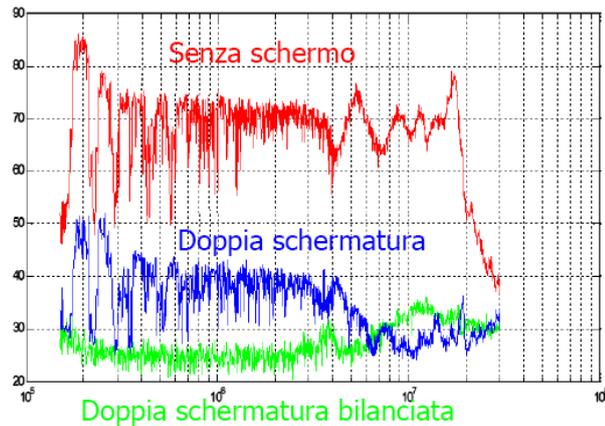


Figura 3.20: Tecniche a confronto

### Schermatura nei trasformatori con gap

Per regolare il valore di induttanza e per evitare la saturazione il trasformatore del flyback o le ferriti operanti ad elevate frequenze interrompono il circuito magnetico con un gap. All'interno del gap viene immagazzinata una quantità considerevole di energia e, se non schermata, parte di questa energia viene irradiata sotto forma di campo elettromagnetico (EMI). Il disturbo maggiore si ha nella condizione in cui il gap viene introdotto nelle due "gambe" laterali della ferrite e una notevole riduzione è già ottenibile spostando il gap nella "gamba" centrale per effetto della schermatura introdotta dagli avvolgimenti. Questo accorgimento ha però lo svantaggio di diminuire l'efficienza e di aumentare in modo localizzato la temperatura nell'intorno del gap, per via del flusso disperso che si concatena con le spire circostanti. Un altro metodo per ridurre il campo irradiato è quello di circondare il trasformatore con una bandella di rame centrata sul gap.

La schermatura deve richiudersi su se stessa ed avere uno spessore di circa il 30% della larghezza della bobina (schermi più larghi rischiano di far saturare il nucleo). Questa tecnica può portare ad una riduzione del campo irradiato di 12dB. L'introduzione dello schermo riduce l'efficienza perché si instaurano delle correnti che portano a perdite aggiuntive, per questa ragione lo schermo si introduce solo se necessario.

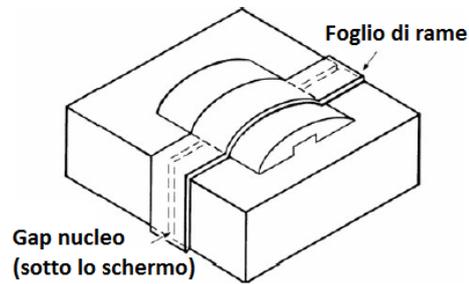
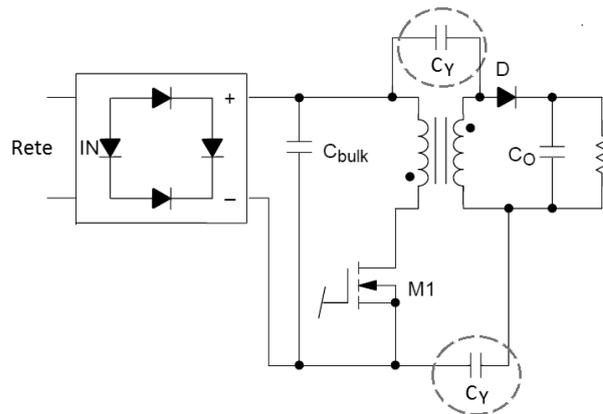


Figura 3.21: Schermatura del gap

### 3.5 Condensatori tra primario e secondario

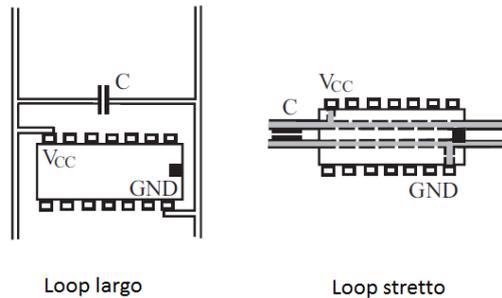
Nelle applicazioni prive di filo di terra (doppio isolamento), i condensatori in classe Y possono essere collegati tra primario e secondario per bypassare le capacità parassite del trasformatore. Tali condensatori devono essere in classe Y1, oppure è possibile utilizzare due condensatori di classe Y2 in serie per garantire l'isolamento.

Figura 3.22: C<sub>y</sub> tra primario e secondario

### 3.6 Regole di layout

In questa sezione vengono elencate alcune regole di layout che permettono l'ottimizzazione del dispositivo per quanto riguarda l'emissione di interferenze e l'immunità ai disturbi:

- i blocchi funzionali devono essere spazialmente concentrati;
- il filtro di ingresso deve essere posto sulle linee di alimentazione all'inizio del circuito;
- i diversi circuiti funzionali devono essere disposti separati ed anche le loro linee di massa devono essere trattate separatamente e nel caso la frequenza di clock superi le decine di MHz è consigliabile usare PCB multistrato con più piani di massa;
- minimizzare gli anelli di alimentazione per minimizzare le radiazioni e aumentare l'immunità;



- minimizzare i loop di corrente facendo passare i conduttori di andata e ritorno il più vicini possibile;
- creare percorsi di ritorno per la corrente ben definiti, la corrente tende a seguire il percorso ad impedenza minore, per questo è vantaggioso utilizzare piani di massa che garantiscono un'impedenza molto bassa. In assenza del piano di massa il percorso di ritorno deve essere il più vicino possibile a quello di andata;
- un condensatore ceramico di disaccoppiamento ( $1nF \div 1\mu F$ ) dovrebbe essere inserito vicino ad ogni integrato che svolge funzioni logiche;
- se il piano di massa è discontinuo il conduttore di andata deve essere posto in modo tale da seguire la discontinuità (fig. 3.23):

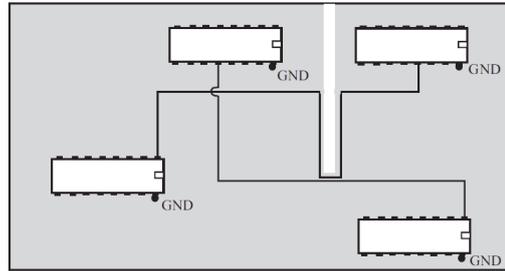


Figura 3.23: Piano di massa discontinuo

- se è necessario disaccoppiare capacitivamente due piste, si può introdurre un piano di massa sottostante che riduce di molto la  $C$  parassita;
- i conduttori che portano il clock, i bus di segnale e gli enable devono essere posti lontano dalle linee di I/O;
- le linee di clock devono essere le più brevi possibili ed ortogonali alle piste di segnale. In questo senso è utile piazzare il generatore di clock in una posizione centrale del PCB se interno o a ridosso dello stampato se esterno;
- se la  $f_{clock}$  supera i 100MHz le piste di interconnessione tra blocchi devono essere trattate come linee di trasmissione;
- linee non adattate più lunghe di  $\lambda/10$  sono generalmente proibite;
- le interconnessioni tra elementi discreti devono essere le più piccole possibili per minimizzare l'impedenza serie e spostare ad alta frequenza le risonanze. Per valori di capacità tipiche la risonanza si aggira intorno agli 80MHz che si sposta ad alta frequenza se si usano capacità a montaggio superficiale;
- per aumentare la suscettibilità e incrementare l'integrità del segnale si possono utilizzare driver simmetrici (rispetto a 0V);
- le impedenze di ingresso devono essere minimizzate in modo tale da ridurre le correnti di carica così da ridurre la radiazione di campi elettromagnetici;
- le seguenti regole di schermatura dovrebbero essere osservate:
  - i campi elettrici a bassa frequenza (fino a 1 MHz) sono facilmente schermabili utilizzando sottili involucri metallici o plastici metallizzati;

- i campi magnetici a bassa frequenza (fino a 1 MHz) richiedono un involucro spesso di metallo;
- i buchi nella schermatura, in particolare quello con estensione maggiore, detta l'efficienza della schermatura;
- a parità di area per garantire una determinata ventilazione è preferibile adottare più fori di area minore piuttosto che pochi di area maggiore (la direzione con maggiore estensione detta l'efficienza della schermatura).

## 3.7 Normative componenti dei filtri

### 3.7.1 Condensatori in classe X

La norma EN132400 divide i condensatori in classe X in tre sottoclassi che si differenziano per il sovrappicco di tensione che sono in grado di reggere senza danneggiarsi.

Classe	Picco di tensione in servizio	Categoria di installazione IEC 664	Applicazione	Picco di tensione $U_p$ applicato prima del test di durata
X1	$>2,5\text{kV}$ $\leq 4,0\text{kV}$	III	Applicazioni ad elevati picchi	Quando $C_R \leq 1\mu F$ $U_p[\text{kV}] = 4$ Quando $C_R \geq 1\mu F$ $U_p[\text{kV}] = 4\sqrt{C_R[\mu F]}$
X2	$\leq 2,5\text{kV}$	II	Applicazioni generali	5.0 KV
X3	$\leq 1,2\text{kV}$	-	Applicazioni generali	nessuno

Tabella 3.1: Classi dei  $C_X$

### 3.7.2 Condensatori in classe Y

La norma EN132400 specifica 4 classi di  $C_Y$ :

Classe	Isolamento	$V_{ac}$ nominale	Tensione di test	Impulso $V_{pk}$
Y1	Doppio/Rinforzato	$\leq 250V$	$4000V_{ac}$	8.0kV
Y2	Base/Supplementare	da 150 a 250V	$1500V_{ac}$	5.0kV
Y3	Base/Supplementare	da 150 a 250V	$1500V_{ac}$	nessuno
Y4	Base/Supplementare	da 150 a 250V	$900V_{ac}$	2.5kV

Tabella 3.2: Classi dei  $C_Y$

Questi componenti in caso di guasto non devono dare luogo a situazioni di pericolo, non devono cortocircuitarsi mai in caso di rottura. Per applicazioni con cavo di terra è sufficiente utilizzare la classe Y2, la rottura del componente non causa in questa situazione problemi di sicurezza. Per applicazione senza cavo di terra è necessario utilizzare la classe Y1.

### 3.7.3 Corrente massima verso terra

Per motivi di sicurezza la corrente di dispersione non deve superare determinati valori che sono specifici per apparecchiature e Paesi. La corrente di dispersione nei filtri di rete dipende da vari fattori:

- capacità parassite verso terra;
- tensione d'esercizio;
- frequenza;
- eventuali resistenze di scarica.

Corrente massima verso terra ammessa per le varie classi di apparati:

<b>Elettrodomestici</b>		
Apparecchi Mobili	di Classe di Protezione I	0,75mA
Apparecchi Motorizzati Fissi	di Classe di Protezione I	3,5mA
Apparecchi Termici Fissi	di Classe di Protezione I	5mA
Apparecchi	di Classe di Protezione II	0,25mA
Apparecchi Coperti		5mA
Altri Apparecchi		3,5mA
<b>Industria</b>		
Industria	VDE 0100	$I_{Abl} < 1/10 I_{Nenn}$

Tabella 3.3: Corrente di dispersione delle varie classi

## 3.8 Conclusioni

La riduzione delle emissioni si ottiene agendo su due fronti:

- filtraggio disturbi;
- riduzione della generazione delle interferenze.

Per entrambe le tematiche è fondamentale tenere sotto controllo il comportamento non ideale dei componenti per ottenere un buon filtraggio. Per non vanificare l'azione di filtraggio dei  $C_Y$  occorre che i collegamenti verso massa non siano troppo lunghi (con elevata induttanza parassita serie) o in punti diversi del circuito. Prestazioni migliori sono ottenibili se il filtro EMI viene schermato in modo tale da evitare che i disturbi oltrepassino il filtro per accoppiamenti parassiti e si riportino sui cavi di alimentazione.

# Capitolo 4

## Setup di misura

In questo capitolo viene descritto il Setup di misura con il quale si sono testate alcune delle tecniche mostrate in precedenza. La prima distinzione quando si parla di ricevitori e misure è la seguente:

- misure **pre-compliance**: le emissioni condotte e irradiate vengono valutate usando dispositivi che portano ad una misura molto prossima a quella reale, ma servono solo come stima prima di rivolgersi ad un laboratorio certificato per le misure compliance, che sia in grado di certificare le misure effettuate;
- misure **full-compliance**: le misure full compliance richiedono che il ricevitore utilizzato soddisfi i requisiti imposti da CISPR 16-1-1. Se tale ricevitore è calibrato ed anche il laboratorio è costruito secondo le specifiche, chi effettua la misura può autocertificare le rilevazioni effettuate.

La Clamp, la LISN e il Ricevitore presenti in Deca consentono di realizzare misure full compliance per prove condotte, mentre il ricevitore è solo precompliance per le irradiate.

### 4.1 Line Impedance Stabilization Network

L'Artificial Main Network (**AMS**) o Line Impedance Stabilization Network (**LISN**) viene utilizzata nelle misure delle emissioni condotte e viene collegata tra la rete elettrica e l'**EUT** (Equipment under test, o **DUT** Device Under Test) per svolgere i seguenti compiti:

- impedire ai disturbi presenti sulla linea di raggiungere il ricevitore e l'EUT;

- redirigere i disturbi prodotti dall'EUT sul ricevitore convertendoli in segnale di tensione con impedenza  $50\Omega$  (vedi paragrafo 1.3) impedendogli di ritornare sulla rete;
- rendere l'impedenza vista dal ricevitore costante in tutta la banda di interesse (150kHz-30MHz)
- rendere le misure ripetibili in tempo e spazio (le misure devono poter essere rieffettuate a distanza di tempo e portare allo stesso risultato, così come lo stesso risultato deve poter essere ritrovato in luoghi differenti).

Uno schema elettrico di principio è rappresentato in fig. 4.1, tale schema è ripetuto per tutte le fasi e per il neutro. Il ricevitore utilizzato (PMM 9010) è predisposto per commutare automaticamente le varie linee o il neutro, per eseguire le misure. Quando viene selezionata una delle prese della LISN (fasi R,S,T o neutro) la relativa resistenza di carico  $R_3$  viene disconnessa automaticamente, perché sostituita dalla resistenza di ingresso del ricevitore ( $50\Omega$ ). In tal modo tutte le uscite della LISN sono "caricate" dalla stessa impedenza qualsiasi sia il canale che sta leggendo il ricevitore (vedi schema elettrico in Appendice A.1).

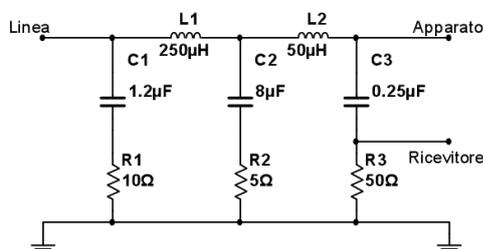


Figura 4.1: Schema elettrico di principio LISN

La LISN utilizzata in seguito è la PMM L3-64, visibile in fig. 4.2. Questo modello è trifase e presenta le seguenti caratteristiche:

Range frequenza	9kHz-30MHz
Corrente massima di uscita	63A
Tensione di lavoro	400V ac
Circuito equivalente	$50\Omega // (5\Omega + 50\mu H)$

Tabella 4.1: Caratteristiche di interesse L3-64



Figura 4.2: LISN

## 4.2 Trasformatore di isolamento

Nei primi test eseguiti con la strumentazione è emersa la necessità di inserire tra LISN e rete un trasformatore di isolamento, perché nel transitorio di accensione la LISN produce una corrente di perdita verso terra che fa saltare l'interruttore differenziale. Il trasformatore di isolamento azzerava la corrente netta verso terra, inoltre limita la corrente assorbita all'inserzione dalla LISN, aumentando infine la sicurezza per l'operatore che esegue i test sui dispositivi<sup>1</sup>.

Il trasformatore è stato dimensionato, realizzato e cablato in azienda. In seguito sono visibili alcune delle fasi di realizzazione (fig. 4.3). Il trasformatore è alloggiato all'interno di una carcassa ventilata per assicurare un corretto raffreddamento. Alcuni test da eseguire prevedono di alimentare i dispositivi al 90% o al 110% della tensione di rete. A questo scopo sono stati introdotti due switch che permettono di selezionare più o meno spire di primario o secondario, mettendo a disposizione vari step discreti di tensione che sono sufficienti ad eseguire le prove imposte.

---

<sup>1</sup>Il transitorio di accensione è comunque rimasto critico perché la corrente di spunto del "sistema" (trasformatore seguito dalla LISN, carichi induttivo/capacitivi) spesso causano lo scatto dell'interruttore magnetotermico: in attesa di un adeguato interruttore ritardato si è portata una linea separata per gli altri servizi del laboratorio EMC (PC, ricevitore, ecc.)



Figura 4.3: Traformatore di isolamento

## 4.3 Clamp

La clamp serve per misurare le emissioni irradiate dal cavo di alimentazione e dai cavi di uscita. I cavi sono inseriti all'interno dello strumento, il quale presenta una parte di filtro da rivolgere verso la LISN per le misure sul cavo di alimentazione e verso il carico per le misure sui cavi di uscita. La parte di ricevitore è da collegare vicino all'EUT ed ha la funzione di raccogliere i disturbi irradiati dal cavo dello stesso. La parte di filtro ha quindi la funzione di far raccogliere al ricevitore il solo disturbo prodotto dal dispositivo in esame.

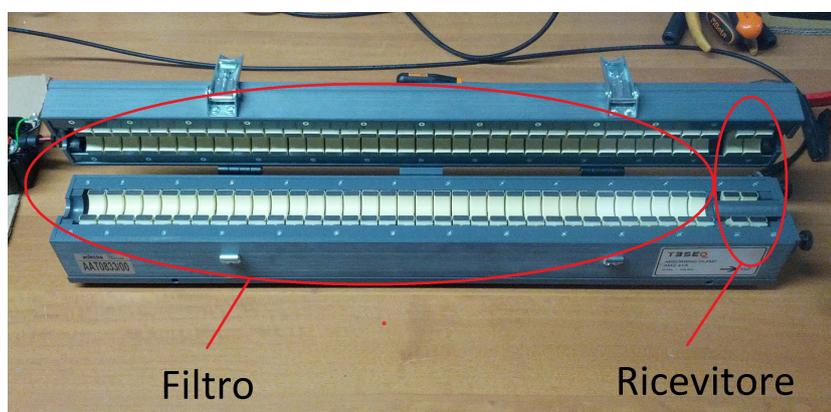


Figura 4.4: Clamp

Di fatto si tratta di un “trasformatore” che riporta la corrente di modo comune del cavo sotto prova in una corrente sul carico di  $50\Omega$  del ricevitore, dove viene direttamente misurata in  $dBpW$ . Alla misura effettuata viene poi applicata una correzione, rilevata sulla Clamp in fase di calibrazione (fig. 4.5). La relazione da applicare è la seguente:

$$P_{[dBpW]} = U_{[dB\mu V]} + Correction_{[dB]}$$

I vari fattori coinvolti sono:

- $P_{[dBpW]}$ : potenza del disturbo;
- $U_{[dB\mu V]}$ : misura effettuata;
- $Correction_{[dB]}$ : include la conversione da  $dB\mu V$  a  $dBpW$  e l’attenuazione della clamp (tabella in fig. 4.5) certificata dal costruttore in fase di calibrazione.

Frequenza MHz	Coorection dB						
30	5,3	82	2,2	235	2,3	590	2,6
31	5,3	84	2,2	240	2,4	600	2,5
32	5,1	86	2,3	245	2,4	610	2,7
33	4,9	88	2,4	250	2,5	620	2,9
34	4,6	90	2,3	255	2,5	630	3,1
35	4,4	92	2,4	260	2,6	640	3,2
36	4,2	94	2,5	265	2,4	650	3,2
37	4,1	96	2,6	270	2,5	660	3,4
38	3,8	98	2,6	275	2,5	670	3,4
39	3,7	100	2,6	280	2,5	680	3,6
40	3,5	102	2,5	285	2,4	690	3,7
41	3,4	104	2,5	290	2,4	700	3,8
42	3,3	106	2,5	295	2,4	710	3,6
43	3,1	108	2,5	300	2,2	720	3,4
44	3	110	2,6	310	2,1	730	3,3
45	2,9	112	2,6	320	2	740	3,1
46	2,9	114	2,6	330	2,2	750	3
47	2,8	116	2,5	340	2,2	760	2,9
48	2,8	118	2,5	350	2,5	770	3
49	2,8	120	2,4	360	2,8	780	3,1
50	2,7	125	2,4	370	3	790	3,3
51	2,6	130	2,3	380	3,2	800	3,4
52	2,5	135	2,3	390	3,1	810	3,7
53	2,5	140	2,4	400	3,1	820	3,9
54	2,4	145	2,3	410	3,1	830	3,8
55	2,4	150	2,3	420	3,3	840	4
56	2,2	155	2,4	430	2,9	850	3,8
57	2,2	160	2,2	440	2,9	860	3,8
58	2,1	165	2,1	450	2,8	870	3,6
59	2	170	2,2	460	2,6	880	3,4
60	2	175	2	470	2,7	890	3,2
62	1,8	180	1,8	480	2,6	900	2,9
64	1,7	185	1,9	490	2,8	910	2,9
66	2,3	190	1,9	500	3	920	3,1
68	2,3	195	1,8	510	3,2	930	3,5
70	2,2	200	1,7	520	3,3	940	3,8
72	2,2	205	1,6	530	3,2	950	3,9
74	2,2	210	1,7	540	3,4	960	4,2
76	2,2	215	1,8	550	3,3	970	4,3
78	2,2	220	2	560	3,3	980	4,6
80	2,2	225	2,1	570	3	990	4,4
		230	2,1	580	2,8	1000	4,4

Figura 4.5: Tabella con fattori di correzione

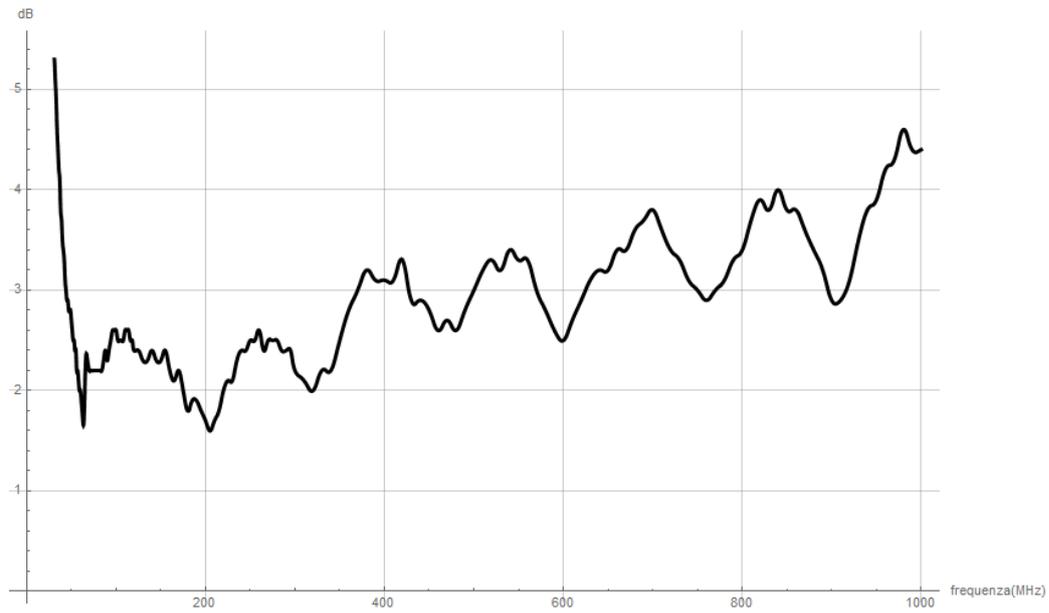


Figura 4.6: Grafico Frequenza/Correzione della Clamp

## 4.4 Ricevitore e software di controllo

Il ricevitore ha lo scopo di misurare i disturbi che l'EUT emette sotto forma condotta e irradiata, servendosi della LISN per le condotte e della Clamp per le irradiate. Lo schema a blocchi del ricevitore secondo lo standard di riferimento CISPR 16-1-1 è il seguente:

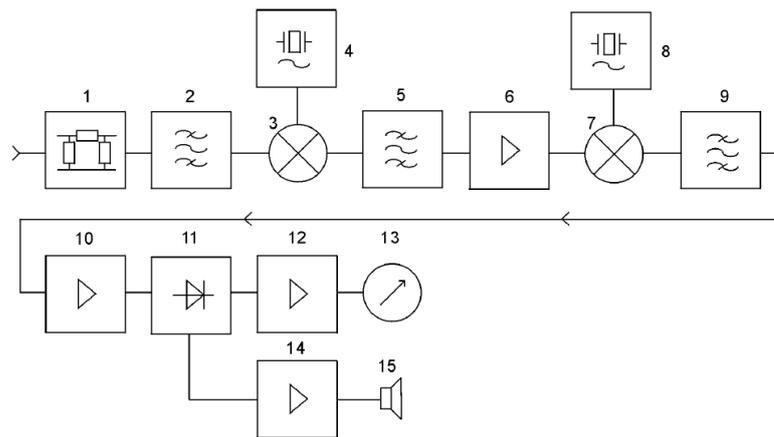


Figura 4.7: Schema a blocchi ricevitore

e si compone delle seguenti parti:

1. Attenuatore di ingresso;
2. Preselettore (filtro passa banda);
3. Primo mixer;
4. Primo oscillatore locale;
5. Primo filtro IF;
6. Amplificatore IF;
7. Secondo mixer;
8. Secondo oscillatore locale;
9. Secondo filtro IF;
10. Amplificatore IF;
11. Demodulatore;

12. Amplificatore;
13. Display;
14. Amplificatore;
15. Audio;

Anche la banda del filtraggio è imposta:

Range di misura	Banda CISPR	Largehezza di banda CISPR
9kHz-150kHz	A	200Hz
150kHz-30MHz	B	9kHz
30MHz-1GHz	C/D	120kHz
>1GHz	E	1MHz

Tabella 4.2: Banda filtro secondo CISPR 16-1-1

Il ricevitore utilizzato è il PMM 9010/30P visibile in fig. 4.8. Questo ricevitore presenta le seguenti caratteristiche:

	Banda 150KHz-30MHz	Banda 30MHz-300MHz
Range frequenza	10Hz-30MHz	30MHz-3GHz
Risoluzione	0.1Hz	100Hz
Ingresso RF	50Ω	50Ω
Livello massimo di ingresso	137dBμV – 1W	137dBμV – 1W
Detectors	Picco, Quasi Picco, C-Average, Smart-detector	Picco, Quasi Picco, C-Average, Smart-detector

Tabella 4.3: Caratteristiche di interesse PMM9010

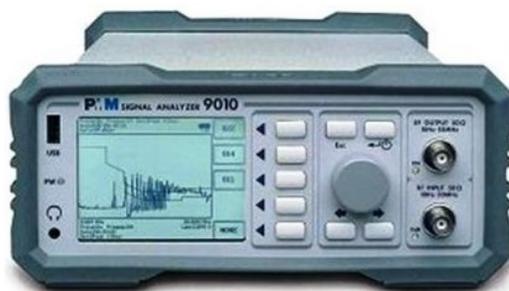


Figura 4.8: Ricevitore PMM9010

Il software fornito con lo strumento (PMM Emission Suite) permette di programmare le maschere imposte dalla norma sui limiti del quasi picco e del c-average e di eseguire scansioni. I report ottenuti contengono i dati di fig. 4.9 e fig. 4.10:



Figura 4.9: Report quasi picco

Una funzione interessante presente nello strumento è lo smart detector. La misura del quasi picco richiede un tempo maggiore per essere eseguita rispetto al picco in quanto vengono eseguite delle medie e risulta per costruzione sempre inferiore a quest'ultimo. La funzione smart detector permette di eseguire il calcolo del quasi picco solo quando il picco ha un margine inferiore ad un valore assegnato, solitamente qualche dB, e di ridurre così notevolmente i tempi impegnati dalla scansione. In fig. 4.9 è visibile infatti che il quasi picco è stato calcolato solo negli intervalli in cui il picco ha un margine inferiore a 6dB rispetto alla maschera limite.

Lo smart detector non può essere applicato al c-average che deve invece essere calcolato in tutta la banda. Si nota, come descritto precedentemente, che la maschera applicata al c-average è più restrittiva.

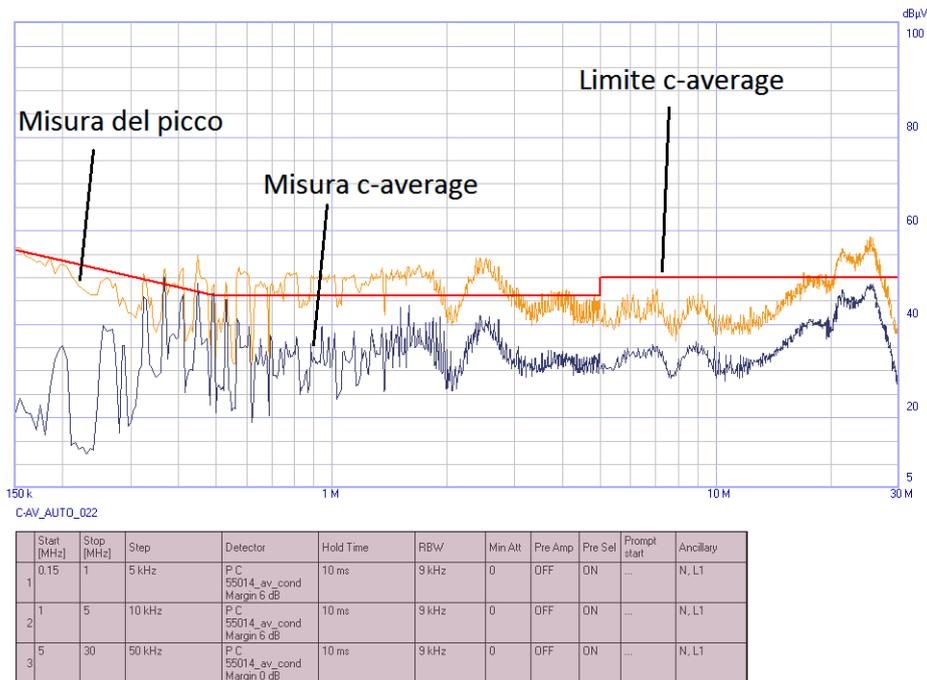


Figura 4.10: Report c-average

#### 4.4.1 Rilevatore

Il segnale dopo aver attraversato i vari blocchi di filtro ed amplificazione giunge al rivelatore, che può essere descritto come un “clammer” con due costanti di tempo diverse per la carica ( $T_C$ ) e la scarica ( $T_D$ ). Lo schema di principio del demodulatore è il seguente:

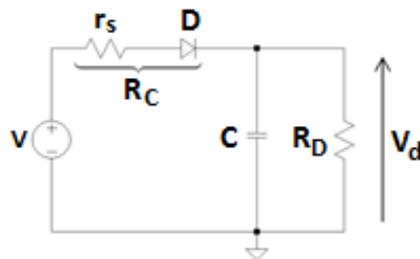


Figura 4.11: Rilevatore

$R_C$  rappresenta la resistenza di uscita dei blocchi precedenti sommata a quella serie del diodo,  $R_D$  è la resistenza di scarica,  $V$  è la tensione di ingresso e  $V_d$  quella di uscita.  $T_C$  è definito come il tempo necessario per ottenere una tensione in uscita  $V_d$  pari al 63% del suo valore finale  $V_{qp}$ , applicando

in ingresso un segnale sinusoidale di ampiezza  $V$ . La costante di tempo di scarica,  $T_D$ , è definita come il tempo necessario affinché la tensione di uscita cali al 37% del suo valore iniziale in seguito alla rimozione del segnale applicato. Da considerazione teoriche valgono:

$$T_D = R_D \cdot C$$

$$T_C = h \cdot R_C \cdot C \quad h > 1$$

$h > 1$  è dovuto al fatto che il segnale applicato non è un gradino ma è sinusoidale. Una rappresentazione è visibile in fig. 4.12.

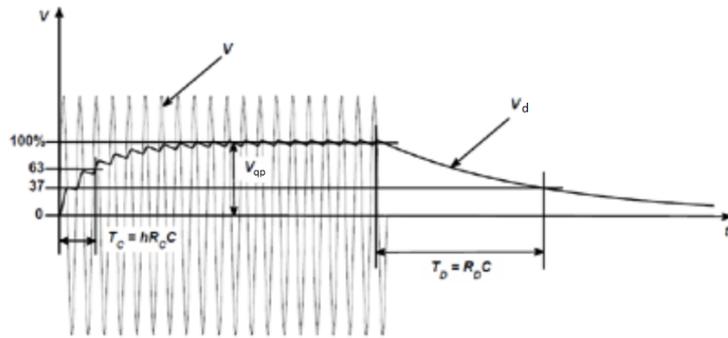


Figura 4.12: Costanti di tempo del rivelatore

Il valore di tensione raggiunto da  $V_d$ ,  $V_{qp}$ , è sempre inferiore a  $V$ , vale la relazione  $V_{qp} = k_S \cdot V$  con  $k_S < 1$  che dipende dalle costanti di tempo. Come  $k_S$ , anche  $h$  dipende dalle costanti di tempo di carica e scarica. Per i segnali di interesse vale la seguente relazione:

$$\mathbf{PK} \geq \mathbf{QP} \geq \mathbf{C-AV} \geq \mathbf{AV}$$

Con PK viene indicato il picco, con QP il quasi picco e con AV l'average.

### Rilevatore del Picco (PK)

La misura del picco è ottenibile in tempi molto rapidi, il rivelatore in questo caso ha una costante di carica molto veloce e una costante di scarica lenta. Questo permette al rivelatore di inseguire rapidamente il segnale e di mantenere i valori misurati per un periodo relativamente lungo.

### Rilevatore del Quasi Picco (QP)

Anche il rivelatore del quasi picco ha una costante di tempo piccola (comunque maggiore di quella del PK) ed una costante di scarica lunga, per far sì

che tanto maggiore è il *PRF* (pulse repetition frequency) tanto maggiore sia il valore misurato. Le costanti di tempo sono riportate nella seguente tabella.

Parametro	Banda A	Banda B	Banda C e D
	9-150kHz	0,15-30MHz	30-1000MHz
$T_C$ [ms]	45	1	1
$T_D$ [ms]	500	160	550
$h$	3	3,9	4
$k_S$	0,81	0,97	0,99

Tabella 4.4: Costanti di tempo

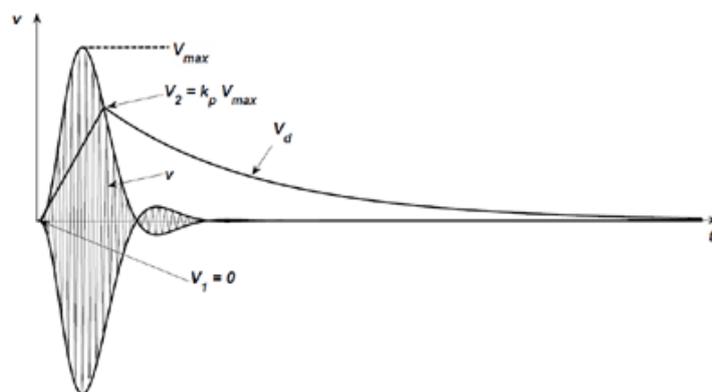


Figura 4.13: Risposta del rilevatore quasi picco ad un impulso singolo

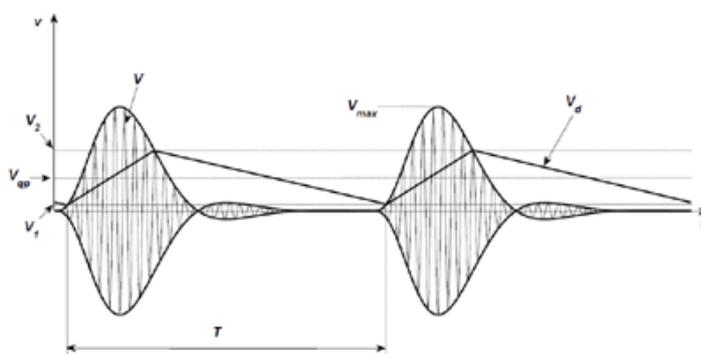


Figura 4.14: Risposta del rilevatore quasi picco ad un segnale impulsivo ricorrente

**Rilevatore del valor medio (AV)**

Il rilevatore del valor medio è sostanzialmente un filtro passa basso a banda stretta in cascata al rivelatore di involuppo che lascia passare la sola componente continua della forma d'onda.

## 4.5 Setup emissioni condotte

Il setup per la misura delle emissioni condotte è rappresentato nel seguente schema a blocchi:

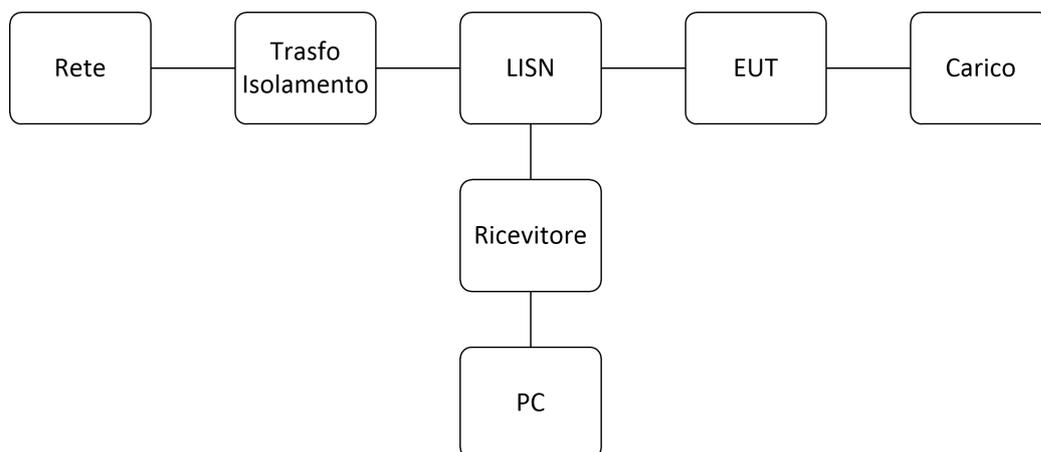


Figura 4.15: Setup condotte

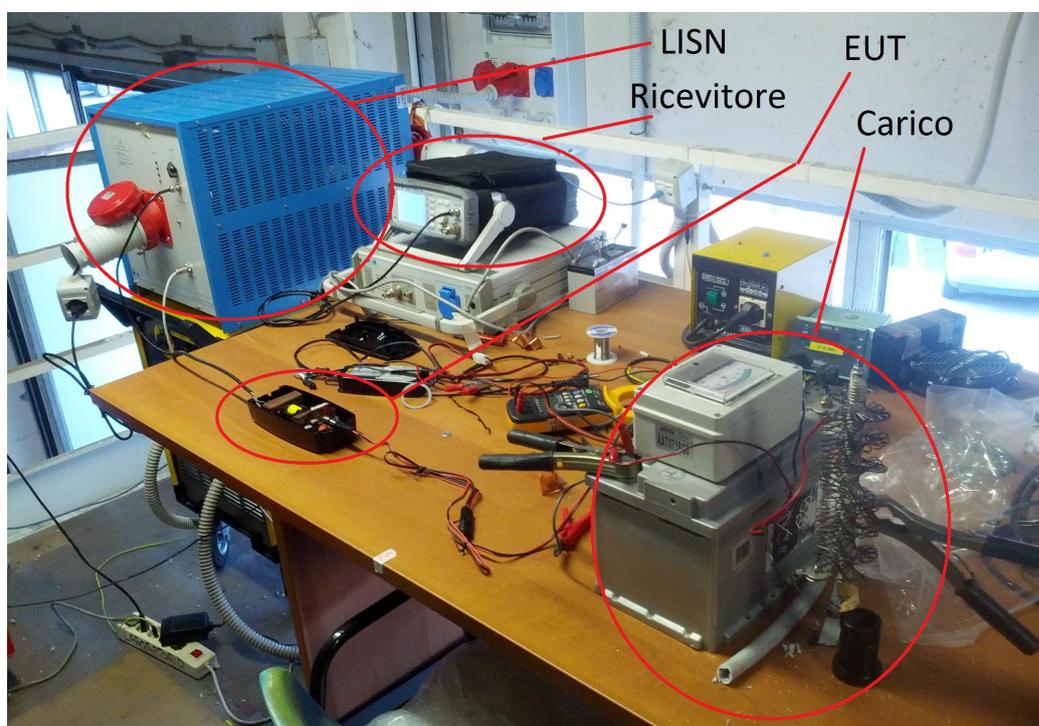


Figura 4.16: Setup condotte

## 4.6 Setup emissioni irradiate

Il setup per la misura delle emissioni irradiate è rappresentato nel seguente schema a blocchi:

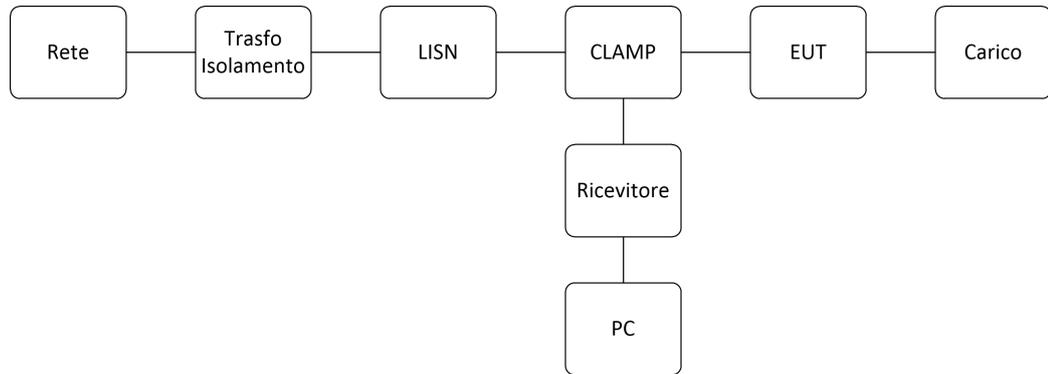


Figura 4.17: Setup irradiate per misure sui cavi di alimentazione

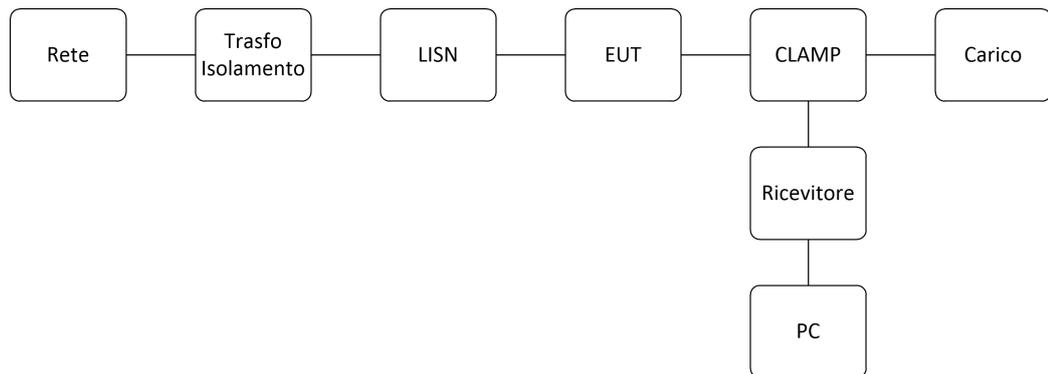


Figura 4.18: Setup irradiate per misure sui cavi di uscita

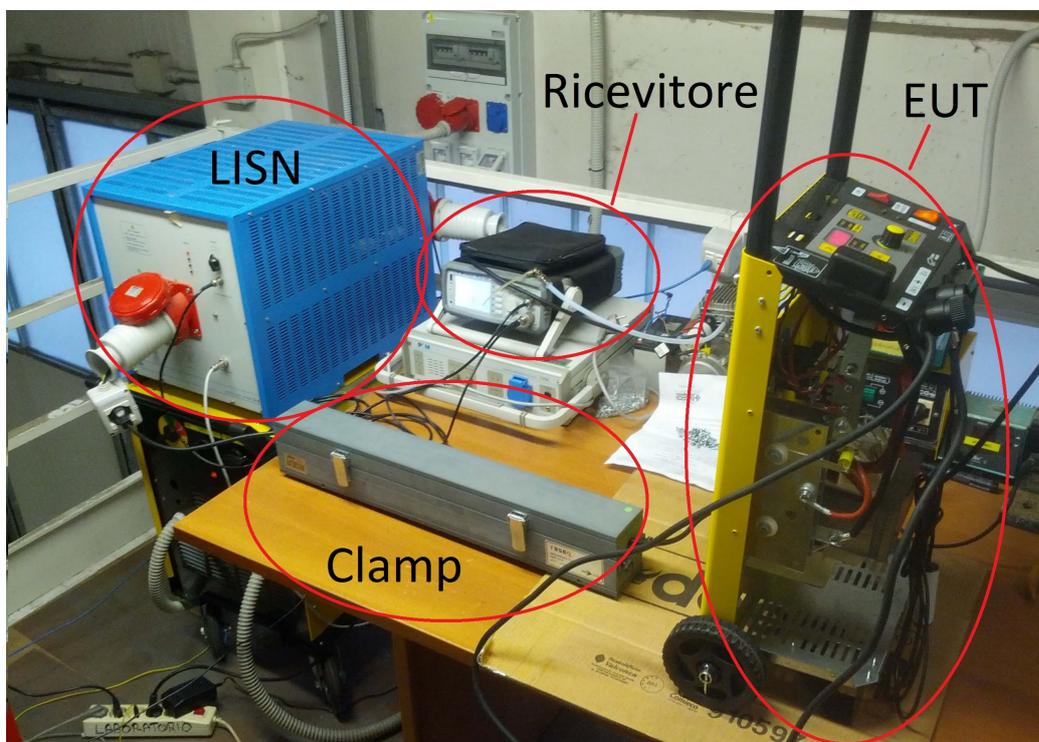


Figura 4.19: Setup irradiate



# Capitolo 5

## Prove e Misure

Per validare le tecniche di abbattimento delle EMI presentate ed ottimizzare le macchine presenti in azienda, si sono analizzati (e modificati) alcuni prodotti tra cui:

- SM1270: caricabatterie flyback operante a 67kHz;
- SC60/700: caricabatterie elettromeccanico operante a 50Hz

L'attività è stata svolta sempre su due (o più) campioni di produzione, di cui uno è sempre rimasto in configurazione originale (in modo tale da poter avere un rapido raffronto per verificare i risultati ottenuti) e sugli altri sono state implementate le varie tecniche fino a qui descritte.

## 5.1 Prove su SM1270

Il caricabatterie in esame è un dispositivo switching (flyback) da 100W 12V 7A che opera alla frequenza di 67kHz (con jitter); carcassa in plastica a doppio isolamento classe II (secondo EN 60335) quindi senza filo di terra, presenta già alcuni filtri utili al rispetto delle norme EMI quali: ferriti sui cavi di alimentazione, condensatori di filtro in classe Y, filtro di ingresso e di uscita (vedi schema elettrico in Appendice A.2 per i successivi riferimenti ai componenti). Un condensatore posto in parallelo al MOS rallenta lo spegnimento riducendo sia l'extratensione che le oscillazioni parassite, rendendo il filtraggio verso la rete più semplice. Tutte le soluzioni adottate sono visibili in fig. 5.1.

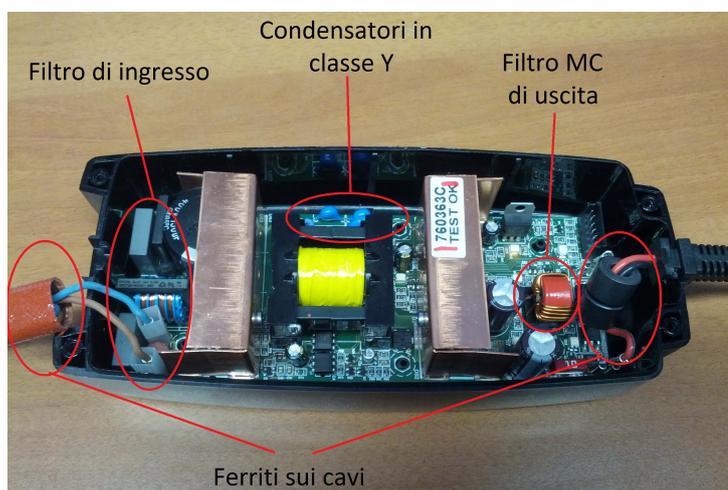


Figura 5.1: Caricabatterie SM1270 di produzione

### 5.1.1 Richiami teorici sul funzionamento del convertitore Flyback

L'alimentatore **Flyback** trova impiego per potenze da qualche watt fino a qualche centinaio. Lo schema è relativamente semplice e consente di realizzare l'isolamento galvanico, mediante l'utilizzo di un trasformatore (più propriamente induttore accoppiato), a costi contenuti rispetto ad altre topologie. La struttura di principio del Flyback è visibile in fig. 5.2.

La tensione di ingresso  $V_i$  è generalmente ottenuta rettificando e filtrando la tensione di rete. La tensione viene poi parzializzata da un MOSFET ed applicata al trasformatore. L'elevata frequenza di commutazione consente

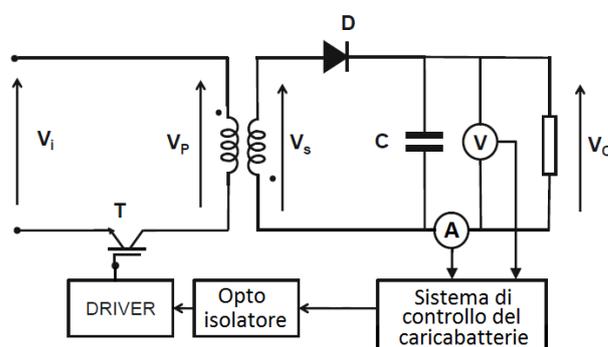


Figura 5.2: Schema del Flyback

di progettare trasformatori di dimensioni contenute. I parametri elettrici di uscita vengono rilevati da un controllo (combinato in corrente e tensione) che realizza la funzione di caricabatterie, questo produce un segnale di retroazione che attraverso un optoisolatore va a controllare l'apertura del MOSFET di primario. Il funzionamento si divide in due fasi:

### Stato ON

In questa fase il MOSFET è acceso ed il diodo a secondario è polarizzato inversamente. La tensione di ingresso è applicata all'induttore ( $V_L = V_i$ ) che immagazzina energia ( $E = \frac{1}{2}L(I_1^2 - I_0^2)$  con  $I_0$  la corrente all'inizio di  $T_{ON}$  e  $I_1$  la corrente al termine di  $T_{ON}$ ).

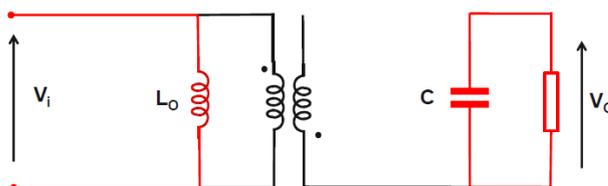


Figura 5.3: Stato ON

### Stato OFF

In questa fase il MOSFET è spento ed il diodo a secondario è in conduzione. L'induttanza di magnetizzazione trasferisce l'energia accumulata a secondario<sup>1</sup>.

<sup>1</sup>Il flyback presenta due modalità di funzionamento: funzionamento continuo e funzionamento discontinuo. Nel funzionamento continuo l'energia immagazzinata nell'in-

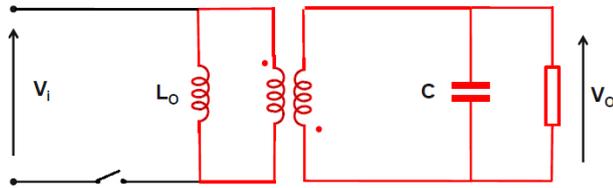


Figura 5.4: Stato OFF

Ipotizzando di studiare il circuito all'equilibrio (corrente nell'induttore a inizio e fine periodo uguale) la tensione ai capi dell'induttanza valutata in un periodo ha valor medio nullo.

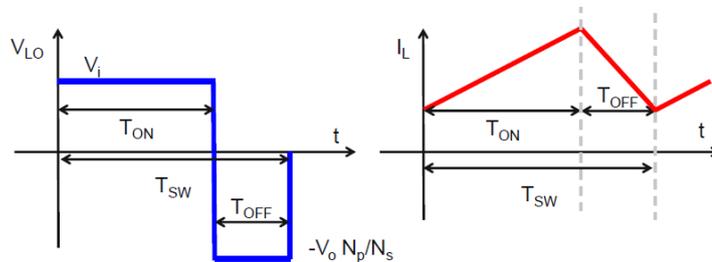


Figura 5.5: Tensione e corrente dell'induttanza di magnetizzazione (funzionamento continuo)

$$V_{L_{Omedia}} = \frac{1}{T_{SW}} \int_0^{T_{SW}} v_L dt = 0$$

Risolvendo l'integrale si ricava la tensione di uscita in funzione del duty-cycle  $\delta$ ,  $V_O(\delta)$ :

$$V_O = V_i \frac{N_P}{N_S} \frac{\delta}{1 - \delta}$$

Con  $V_O$  la tensione di uscita,  $V_i$  la tensione di ingresso,  $N_P$  il numero di spire di primario,  $N_S$  il numero di spire di secondario e  $\delta$  il duty-cycle definito come il rapporto tra  $T_{ON}$  ed il periodo di commutazione  $T_{SW}$ .

---

induttanza di magnetizzazione non viene trasferita totalmente a secondario, mentre nel funzionamento discontinuo viene trasferita totalmente

### 5.1.2 Simulazioni e misure a confronto

Per capire meglio il funzionamento del prodotto è utile visualizzare le forme d'onda d'interesse (corrente e tensione sui dispositivi che commutano). Si sono in primo luogo eseguite delle simulazioni a cui hanno fatto seguito alcune misure su un campione per verificare il modello adottato.

Le misure sul campione sono state effettuate con l'oscilloscopio LeCroy Wavesurfer 454. Per poter collegare in sicurezza lo strumento e per avere un riferimento di tensione comune, il caricabatterie SM1270 è stato collegato alla rete tramite un trasformatore di isolamento e il nodo a potenziale inferiore del primario del trasformatore è stato connesso al nodo a potenziale inferiore di secondario. In tal modo le sonde  $V_{DS}$ ,  $I_D$ ,  $I_{OUT}$ , hanno il riferimento comune, mentre la tensione sul diodo è rilevata mediante una sonda differenziale isolata.

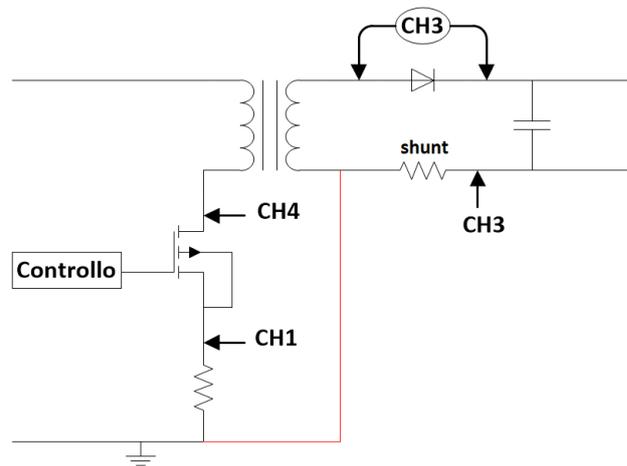


Figura 5.6: Collegamento sonde oscilloscopio

Le sonde sono state collegate come in fig. 5.6. Per leggere la corrente sul diodo è stata interrotta la pista e collegato uno shunt.

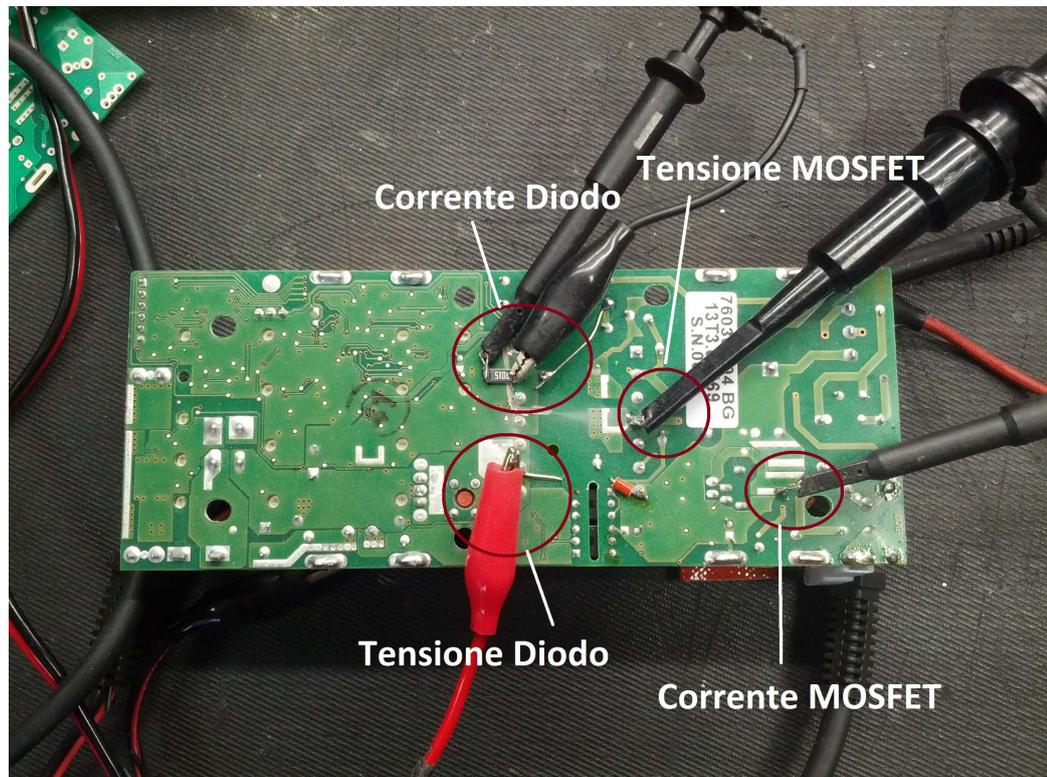


Figura 5.7: Sonde oscilloscopio

Il setup di misura è visibile in fig. 5.8.

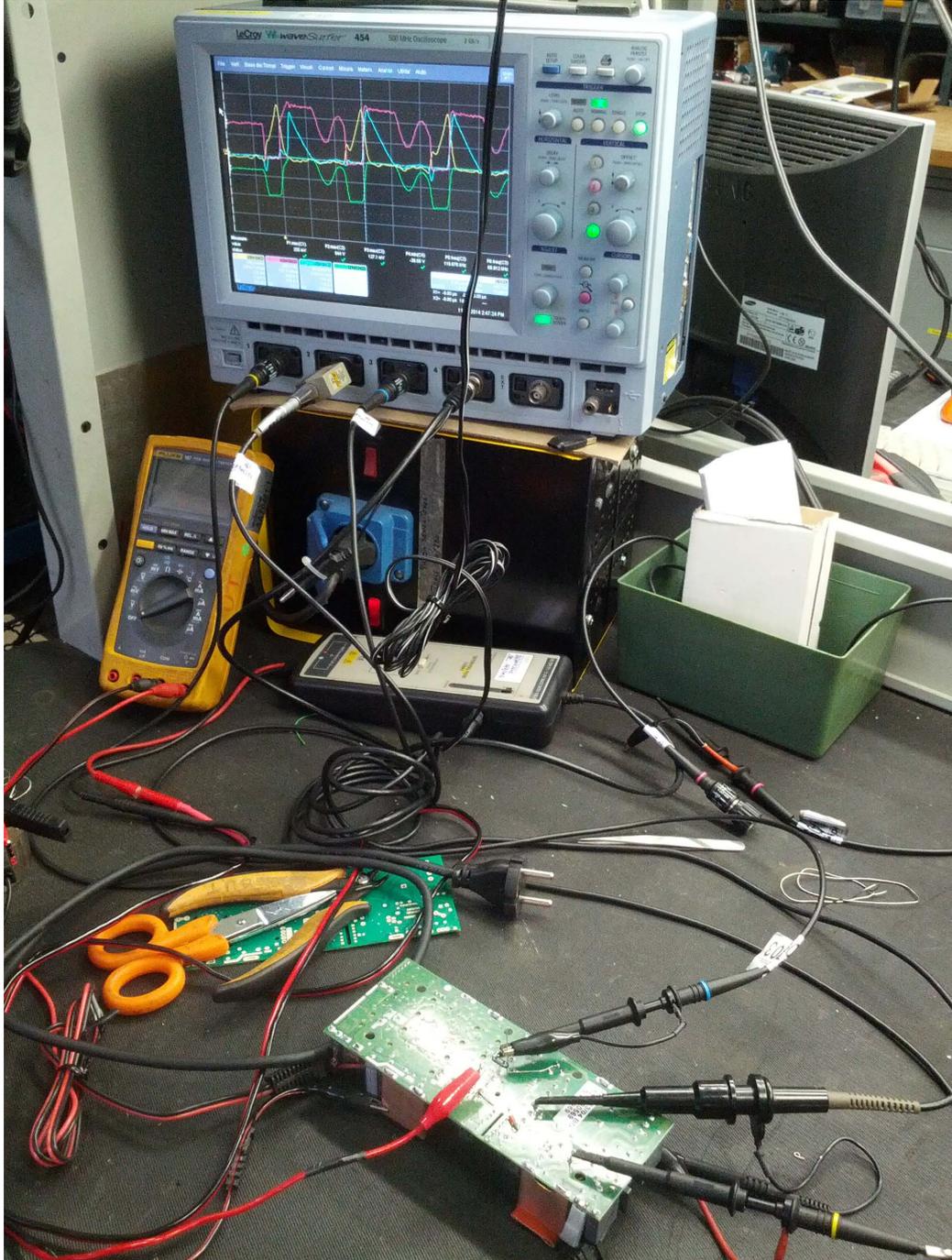


Figura 5.8: Setup misura

In seguito sono riportate le misure e le simulazioni effettuate.



Figura 5.9: Tensione MOSFET (200 V/div) e tensione Diodo (20 V/div) (Misurate)

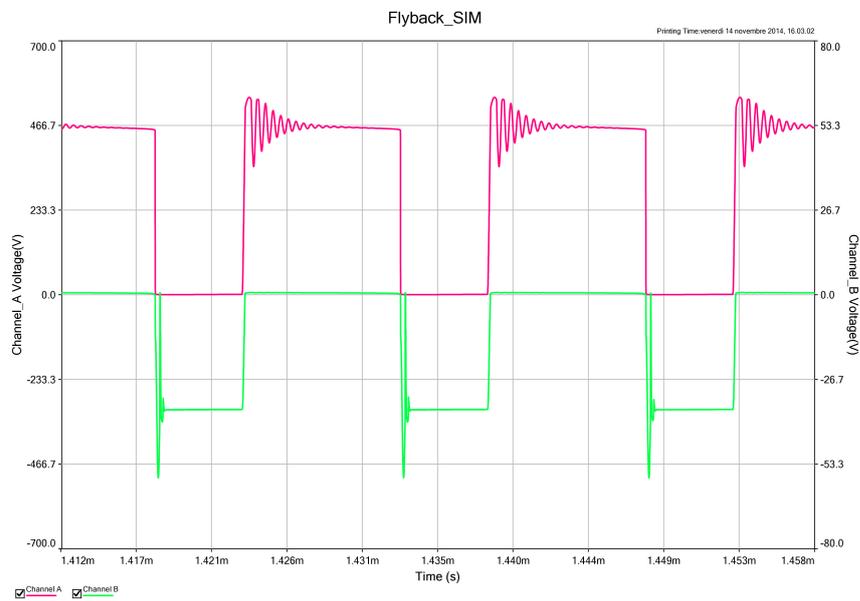


Figura 5.10: Tensione MOSFET e tensione Diodo (Simulate)

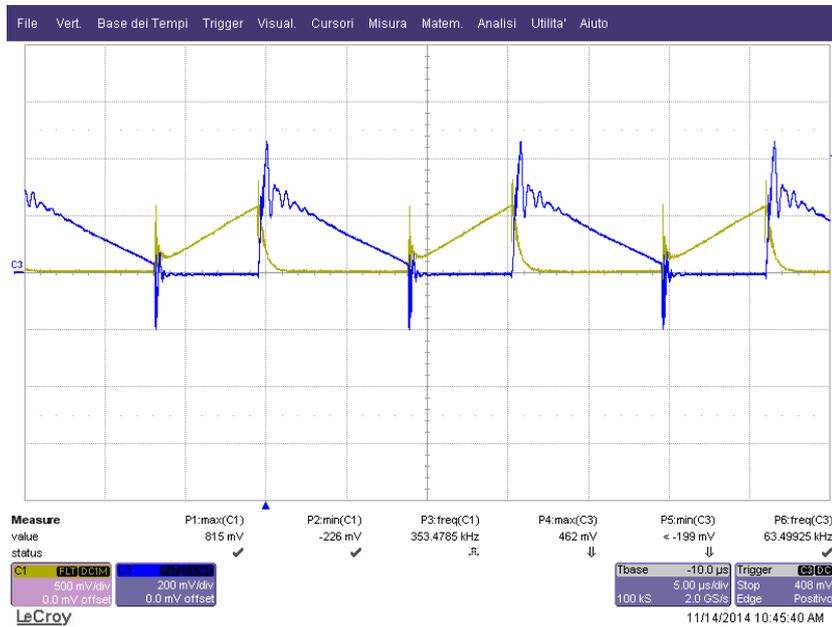


Figura 5.11: Corrente MOSFET (500 mV/div, su shunt 0,41Ω) e corrente Diodo (200 mV/div, su shunt 15mΩ) (Misurate)

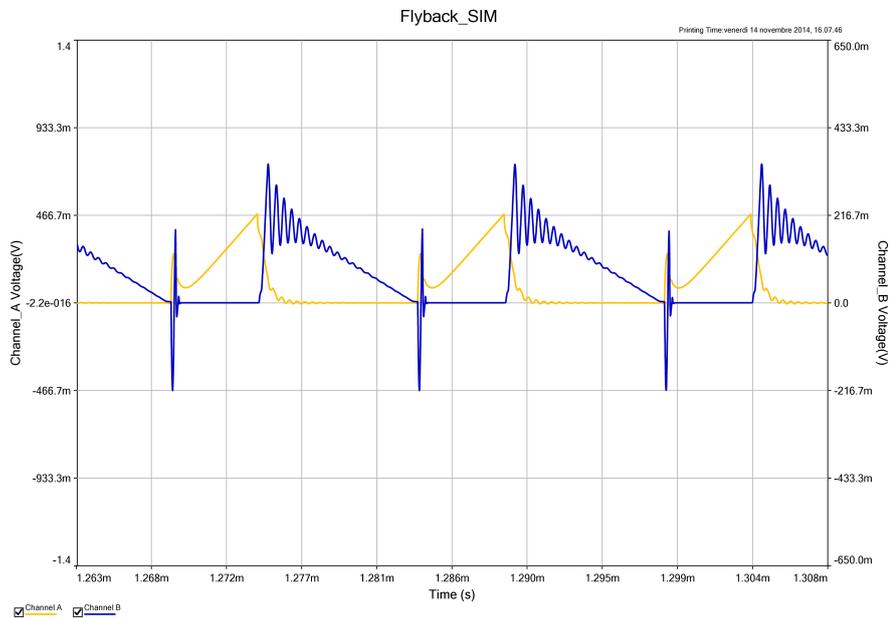


Figura 5.12: Corrente MOSFET (su shunt 0,41Ω) e corrente Diodo (su shunt 15mΩ) (Simulate)

I risultati ottenuti sono molto simili alle misure e questo conferma che il modello adottato in simulazione è sufficientemente accurato e approssima molto bene anche gli effetti parassiti presenti nei dispositivi (vedi oscillazioni transitorie in fase di commutazione). Elevati  $dv/dt$  e  $di/dt$  e le relative oscillazioni che si innescano tra gli elementi parassiti in fase di commutazione, sono all'origine dei fenomeni di disturbo.

### 5.1.3 Emissioni condotte

#### SM1270 originale e rumore di fondo

La prima scansione effettuata consiste nella misura del rumore di fondo (fig. 5.13) utile per conoscere il rumore rilevato dalla strumentazione in assenza dell'EUT, le prove sono svolte a 12,6V, 7A con tensione di alimentazione nominale 230V.



Figura 5.13: Rumore di fondo

Le misure successive riguardano il caricabatterie in configurazione originale (fig. 5.14 e fig. 5.15), e confermano che rispetta entrambe le maschere imposte dalla norma ovvero quella sul quasi picco e quella sul c-average.

Degno di nota è il picco presente a circa 20MHz dovuto principalmente ai diodi di uscita e alla pompa di carica e alla banda che va da 1MHz a 5MHz sulla quale non è presente molto margine.

L'obiettivo delle misure effettuate riguarda la prova delle varie tecniche presentate e se possibile la riduzione/ottimizzazione dei filtri presenti nel



Figura 5.14: Misura di picco originale

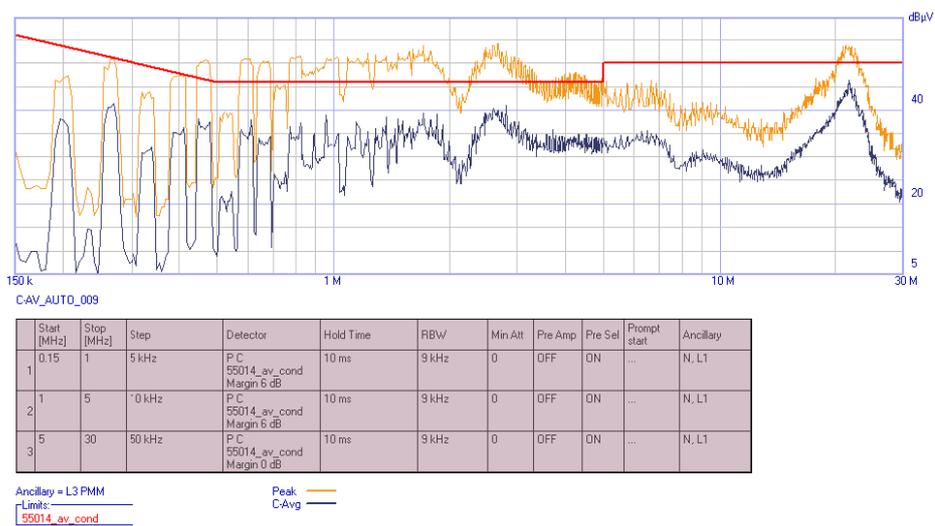


Figura 5.15: Misura dell'average originale

prodotto, con particolare attenzione all'eliminazione delle ferriti sui cavi di alimentazione costose in termini di cablaggio.

### SM1270 senza ferriti sul cavo di alimentazione

Il passo successivo consiste quindi nelle misure effettuate in assenza delle ferriti sul cavo di alimentazione fig. 5.16

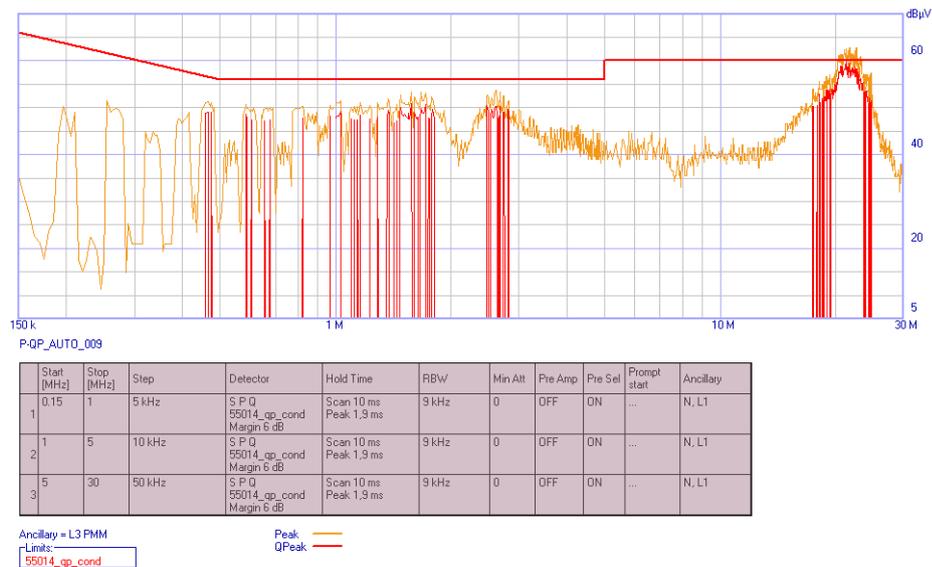


Figura 5.16: Picco e quasi picco senza ferriti sul cavo di alimentazione

Dalla scansione si nota che tali ferriti sono necessarie per garantire margine nel picco presente a 20MHz.

### Spike killers sul diodo di uscita

La misura successiva è effettuata con in uscita il diodo MBR15100CT, sostituendo quello presente, con i beads inseriti nei pin di anodo (fig. 5.17).

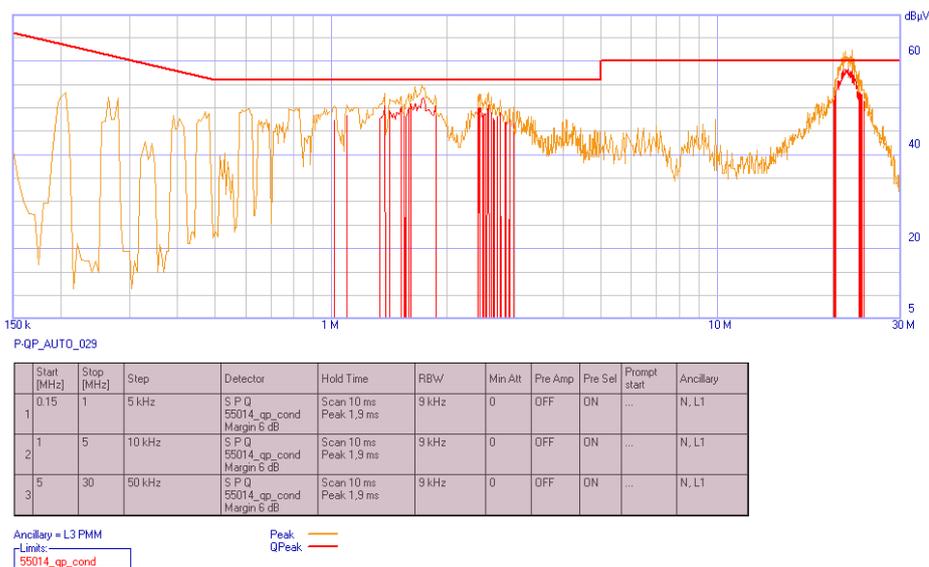


Figura 5.17: Misura del quasi picco con diodo di uscita MBR15100CT con beads, senza ferriti sul cavo di alimentazione

Si nota un leggero miglioramento generale, in particolare nella banda intorno al MHz e nel picco a 20MHz.

### Effetto termico

Nel corso delle prove è emerso che gioca un ruolo fondamentale la temperatura, infatti, prossimo al regime termico, l'EUT risponde come in fig 5.18 e fig. 5.19, ovvero con un "appiattimento" nella banda compresa tra 10MHz e 30MHz.

Questo comportamento è probabilmente dovuto all'aumentare degli effetti dissipativi che crescono con l'aumentare della temperatura, smorzando eventuali oscillazioni che si innescano all'interno del dispositivo in fase di commutazione.

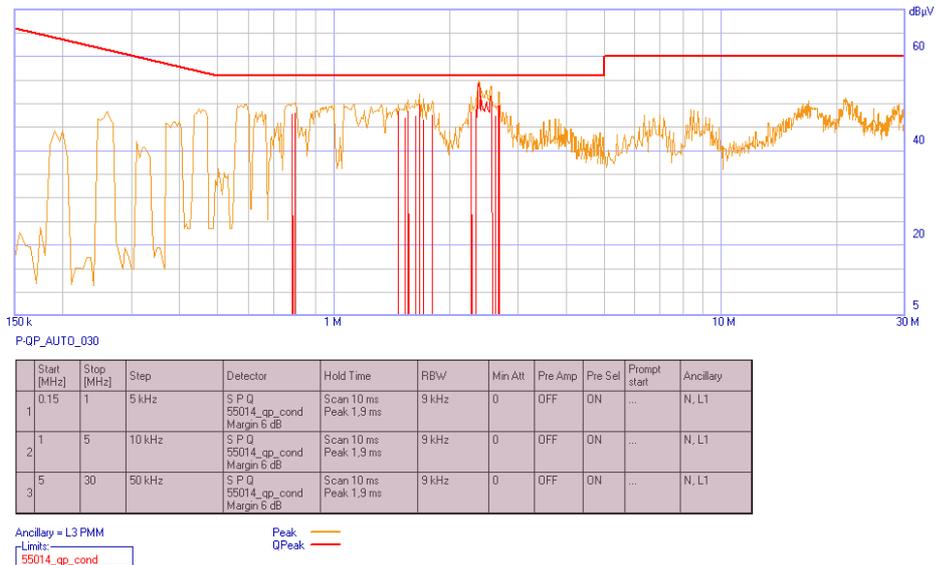


Figura 5.18: Misura di picco e quasi picco a caldo

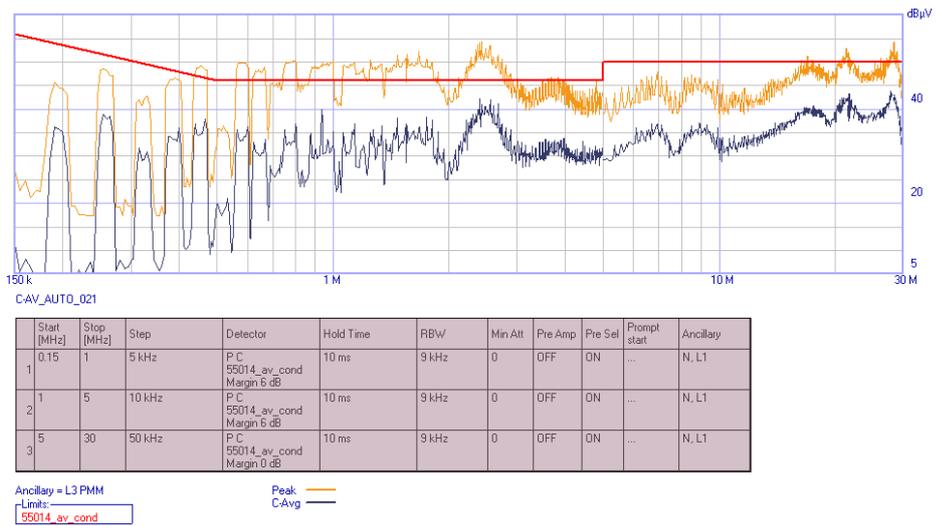


Figura 5.19: Misura dell'average a caldo

### Condensatore $C_x$

Per verificare il contributo portato dal condensatore a monte del filtro di modo comune d'ingresso (C49 in appendice A.2), sono state effettuate le misure di fig. 5.20 e fig. 5.21, nelle quali è stato smontato. Si nota un peggioramento nella parte inferiore dello spettro.

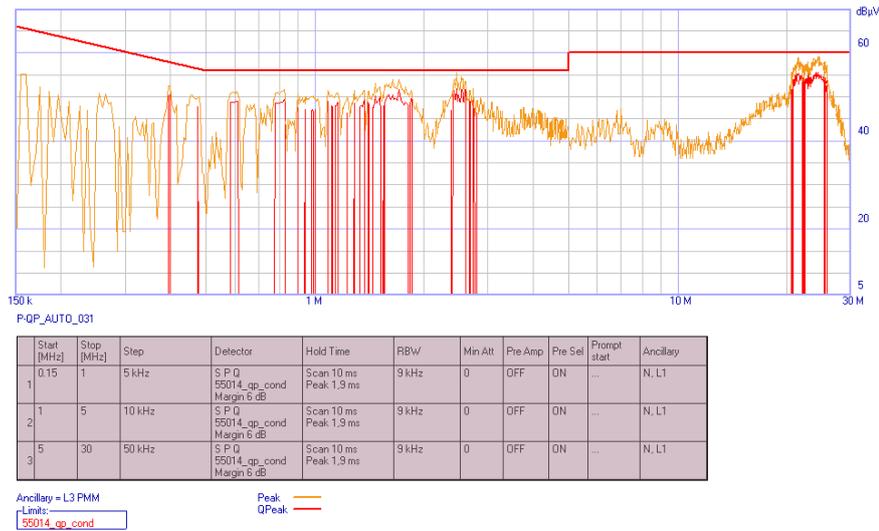


Figura 5.20: Misura di picco e quasi picco con diodo MBR15100CT e beads senza C49

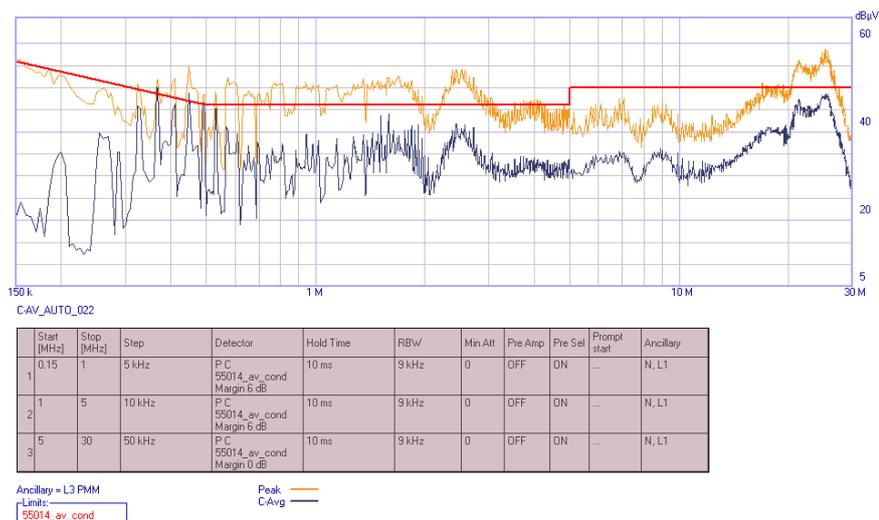


Figura 5.21: Misura dell'average con diodo MBR15100CT e beads senza C49

### Induttanza $L_{MD}$

L'inserimento di una L in serie alla parte alta del DC Bus a valle della C46 di filtro porta alla seguente scansione (fig. 5.22).

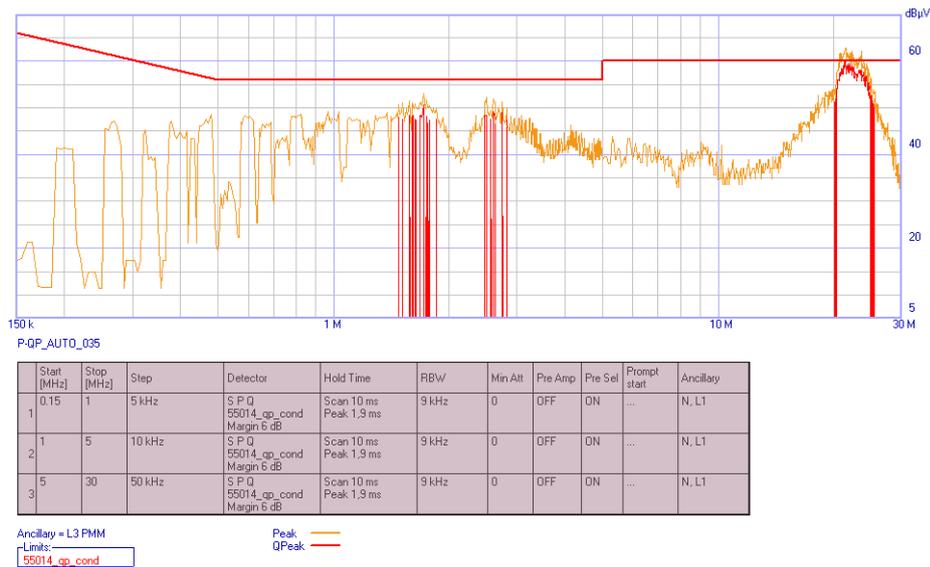


Figura 5.22: Misura del picco e quasi picco con inserita una  $L_{MD}$  in serie alla parte superiore del DC Bus a valle della C46 e modifiche precedenti

Il miglioramento anche in questo caso si apprezza nella parte inferiore dello spettro.

### Spegnimento pompa di carica

Lo spegnimento della pompa di carica porta ad una riduzione del picco presente a 20MHz (fig. 5.23).

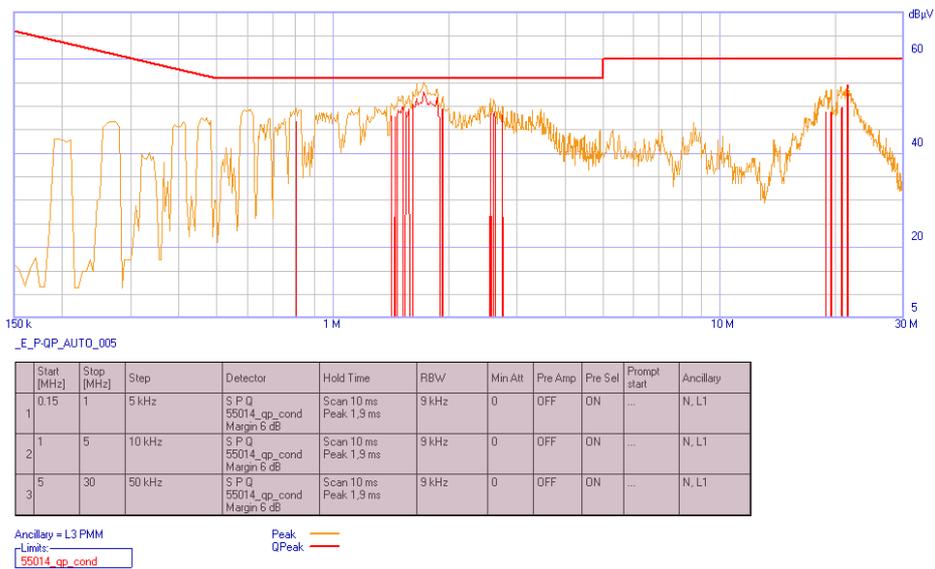


Figura 5.23: Misura del picco e quasi picco in assenza della pompa di carica e modifiche precedenti

**$L_{MD}$  nella parte inferiore del DC Bus**

L'inserimento di un'ulteriore L nella parte bassa del DC Bus sempre a valle della C46 di filtro porta a fig. 5.24.

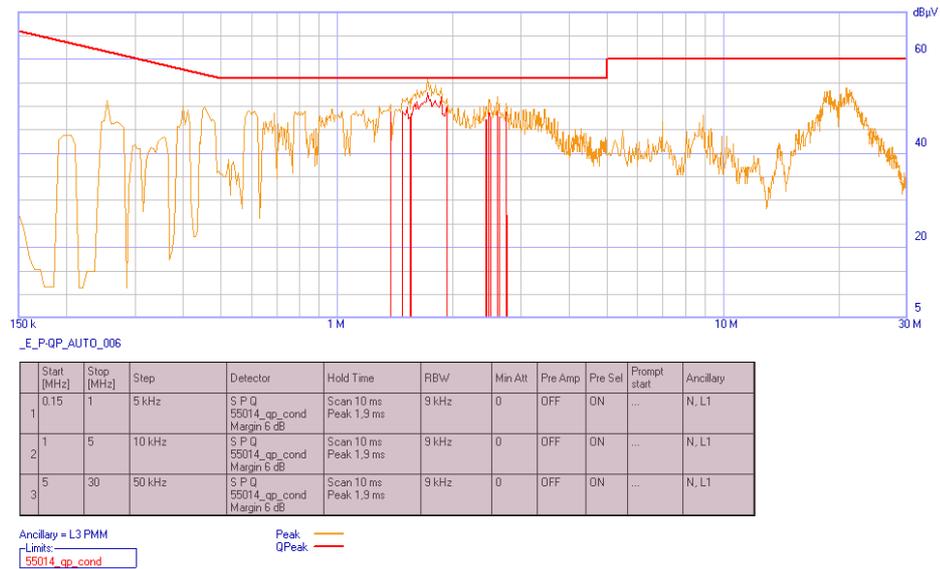


Figura 5.24: Misura del picco e quasi picco con inserita una L in serie alla parte superiore del DC Bus ed una nella parte inferiore a valle della C46 di filtro, senza pompa di carica

### 5.1.4 Emissioni irradiate

Le misure effettuate sull'EUT hanno da subito evidenziato che sulle emissioni irradiate è presente sufficiente margine rispetto ai limiti imposti. In seguito sono mostrate le misure effettuate sul cavo di alimentazione e sui cavi di uscita. Tutte le misure effettuate presentano un disturbo comune nella banda 87,5 - 108 MHz, questo è dovuto alla banda FM ed è eliminabile solamente effettuando le misure all'interno di una camera schermata o anecoica.



Figura 5.25: Misura di picco e quasi picco sul cavo di alimentazione

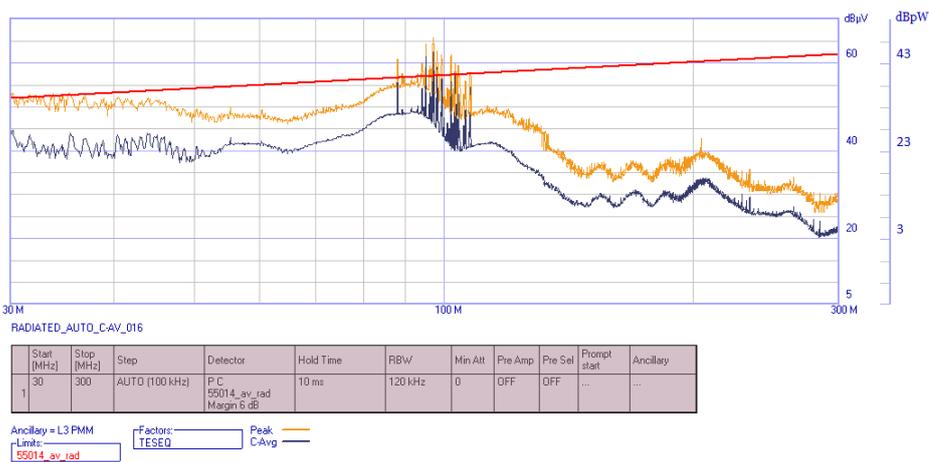


Figura 5.26: Misura dell'average sul cavo di alimentazione



Figura 5.27: Misura di picco e quasi picco sul cavo di uscita

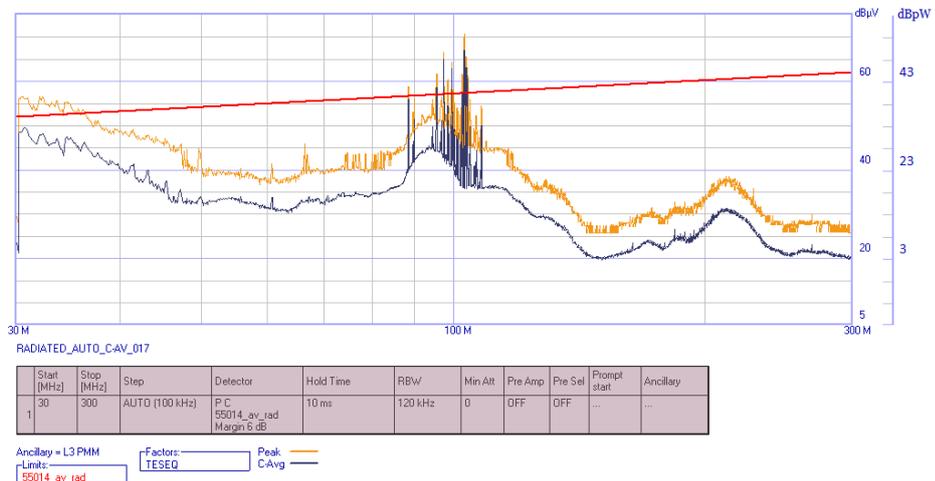


Figura 5.28: Misura dell'average sul cavo di uscita

### 5.1.5 Conclusioni

A fronte della sua semplicità ed economia, la topologia flyback si è confermata “rumorosa”, ed in particolare il prodotto analizzato ha presentato maggiori problemi sulle emissioni condotte mostrando invece maggiore margine su quelle irradiate<sup>2</sup>. Tale configurazione necessita di un robusto filtraggio, in questo senso si sono dimostrati utili:

- le due L inserite nel DC bus a valle della C46 di filtro;
- lo spegnimento della pompa di carica, la quale necessita quindi di uno smorzamento per ridurre il rumore elettrico;
- i beads sul diodo di uscita;
- l'effetto termico che porta ad un miglioramento a caldo.

---

<sup>2</sup>Misure effettuate su altre topologie come il flyback quasi risonante hanno evidenziato una minor necessità di filtraggio. Il flyback QR può raggiungere rendimenti intorno al 90%, mentre il flyback classico in *hard switching* si aggira intorno all'80%. L'incremento di efficienza è accompagnato anche da una notevole riduzione delle EMI dovute al  $dv/dt$  inferiore del MOSFET che in condizioni di carico nominale può essere acceso con tensioni prossime allo zero (ZVS Zero Voltage Switching).

## 5.2 Prove su SC60/700

L'SC60/700 è un caricabatterie elettromeccanico con controllo a Triac su primario, carcassa metallica, doppio isolamento classe I (con filo di terra) operante a 50Hz (vedi schema elettrico in Appendice A.3 per i successivi riferimenti ai componenti).

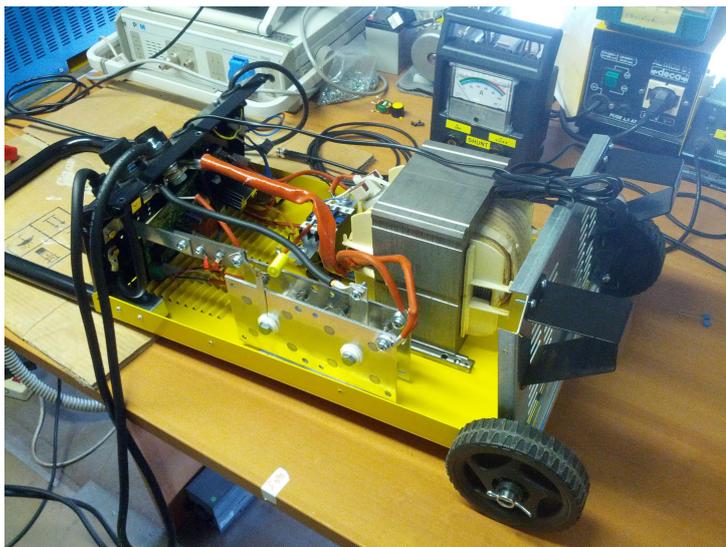


Figura 5.29: SC60/700

Le misure effettuate sul prototipo hanno da subito evidenziato che non rispetta le maschere imposte dalla normativa sulle emissioni.

### 5.2.1 Principio di funzionamento

Il funzionamento dell'SC60/700 è basato sulla parzializzazione che il Triac applica alla tensione di rete per controllare la potenza trasferita al carico. La tensione parzializzata è applicata ad un trasformatore con rapporto spire di circa 8,5 che abbassa la tensione prima di essere raddrizzata da un ponte a diodi e trasferita al carico. Per visualizzare le forme d'onda del dispositivo sono state eseguite alcune simulazioni e misure. Le tensioni e correnti sono rilevate per mezzo di un oscilloscopio a canali isolati, necessario per la mancanza di un riferimento comune. Le grandezze di interesse sono:

- tensione di primario (CH1);
- tensione di secondario (CH3);

- corrente di primario (CH2);
- corrente sul carico (CH4).

Anche in questo caso le simulazioni approssimano in modo soddisfacente la realtà. I grafici sono sovrapponibili fatto salvo i fattori di scala ed il rumore presente nella misura. Per ottenere un modello sufficientemente accurato sono state prese alcune misure sul trasformatore che sono riportate in tabella 5.1.

Spire di primario	208
Spire di secondario	0-12-24
Rapporto spire	8.67
L primario (50Hz)	326mH
R parallelo (50Hz)	485 $\Omega$
R serie	394m $\Omega$

Tabella 5.1: Parametri trasformatore

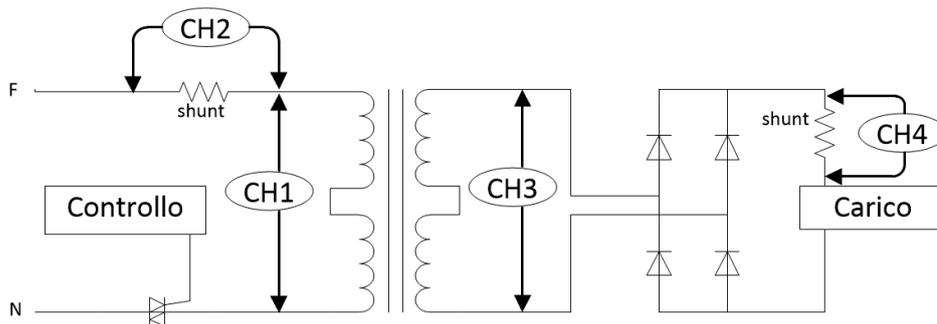


Figura 5.30: Collegamento sonde oscilloscopio

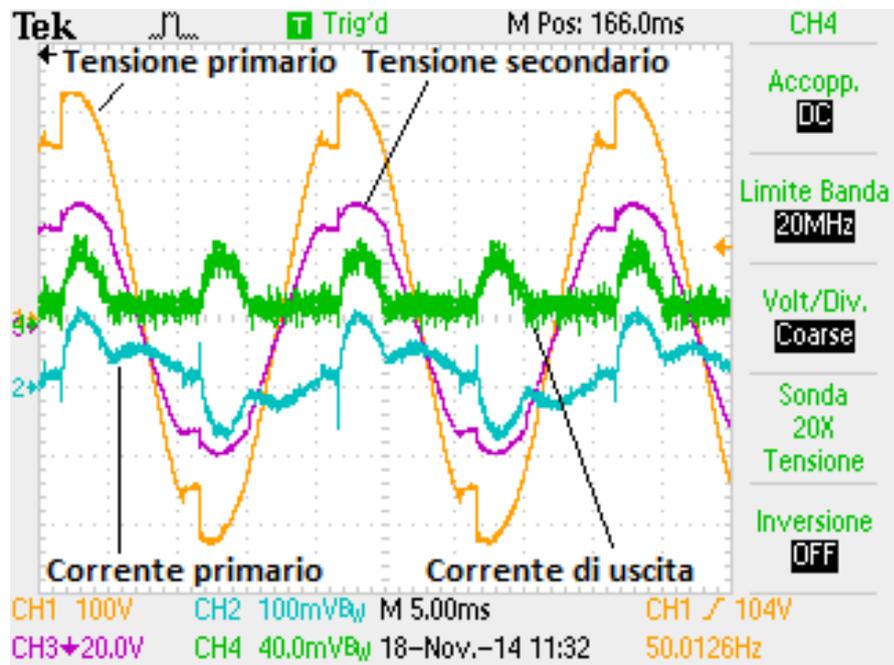


Figura 5.31: Misure di tensione di primario (100 V/div) e secondario (20 V/div), corrente di primario (100 mV/div, su shunt 0,01 $\Omega$ ) e di uscita (40 mV/div, su shunt 0,2m $\Omega$ )

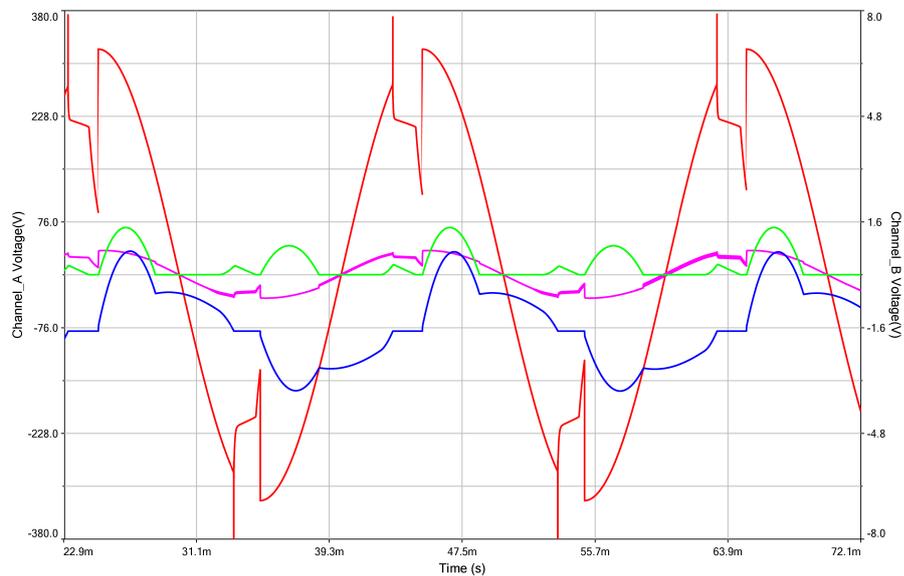


Figura 5.32: Simulazioni di tensione di primario e secondario, corrente di primario (su shunt 394 m $\Omega$ ) e di uscita (su shunt 20m $\Omega$ )

## 5.2.2 Emissioni condotte

### Prototipo SC60/700

La macchina presenta un filtro in ingresso costituito da una  $L$  ( $L_{MC}$  di circa  $360\mu H$ ) di modo comune con a monte e a valle una  $C_X$  ( $C_0$  e  $C_1$ ) e presenta le seguenti emissioni fig. 5.33 e fig. 5.34.

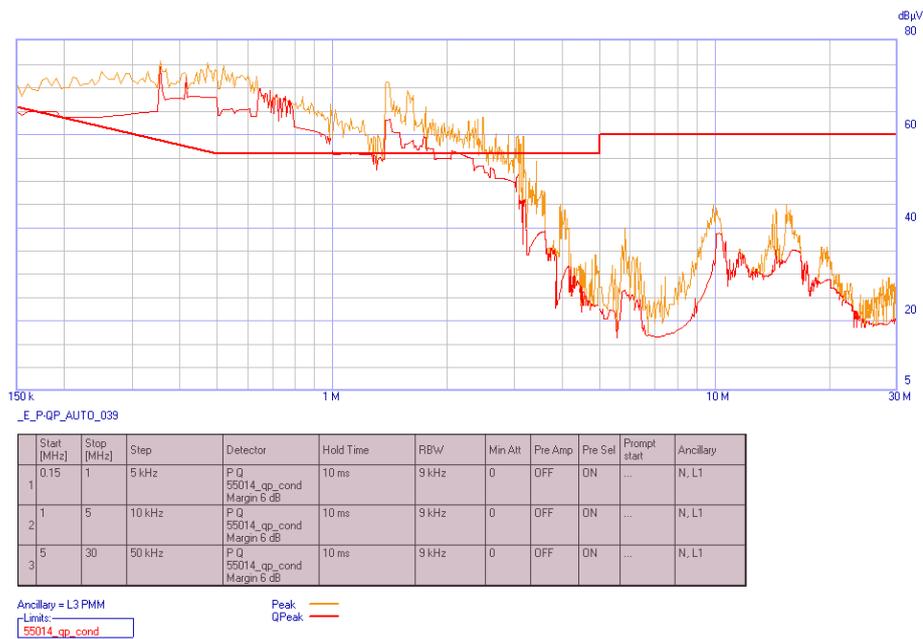


Figura 5.33: Misura di picco e quasi picco sulla macchina originale

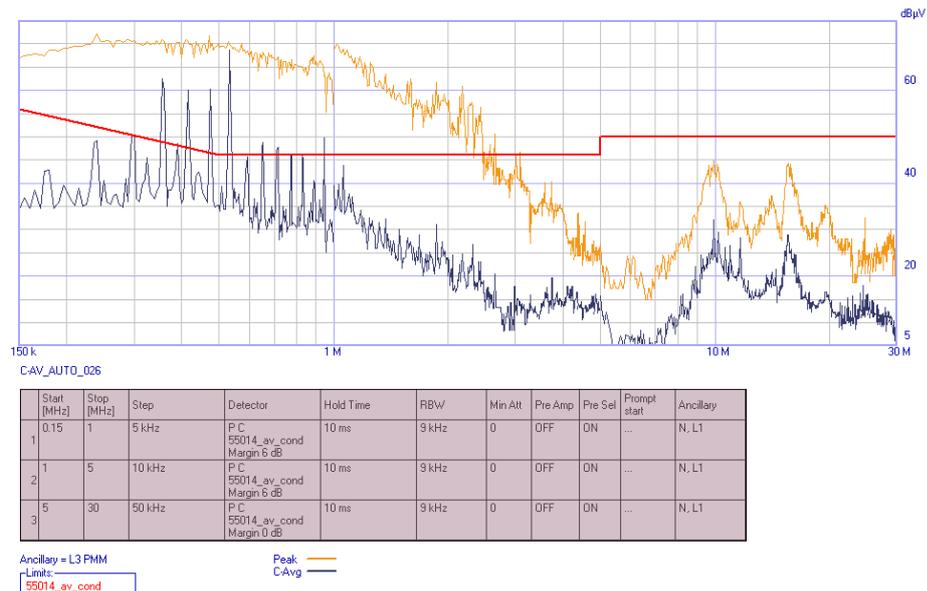


Figura 5.34: Misura dell'average sulla macchina originale

### Condensatori $C_Y$

Sulla carcassa è collegato il cavo di terra che permette quindi l'inserimento di due condensatori in classe Y verso terra a valle della L di modo comune.

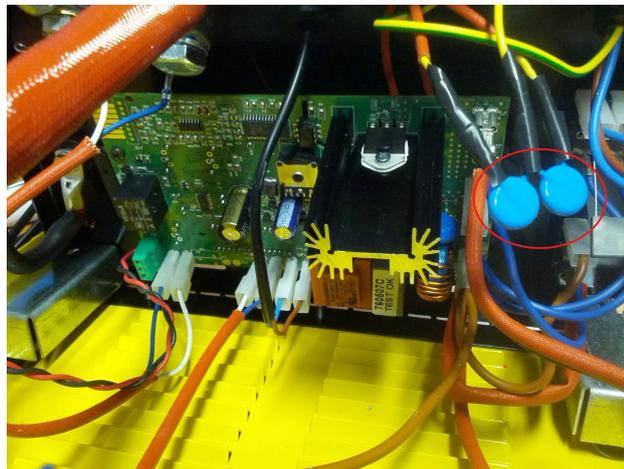


Figura 5.35: SC60-700 con  $C_Y$  di filtro

Le scansioni effettuate con l'inserimento delle due capacità hanno evidenziato un notevole miglioramento soprattutto nella parte inferiore dello spettro fig. 5.36 e fig. 5.37.

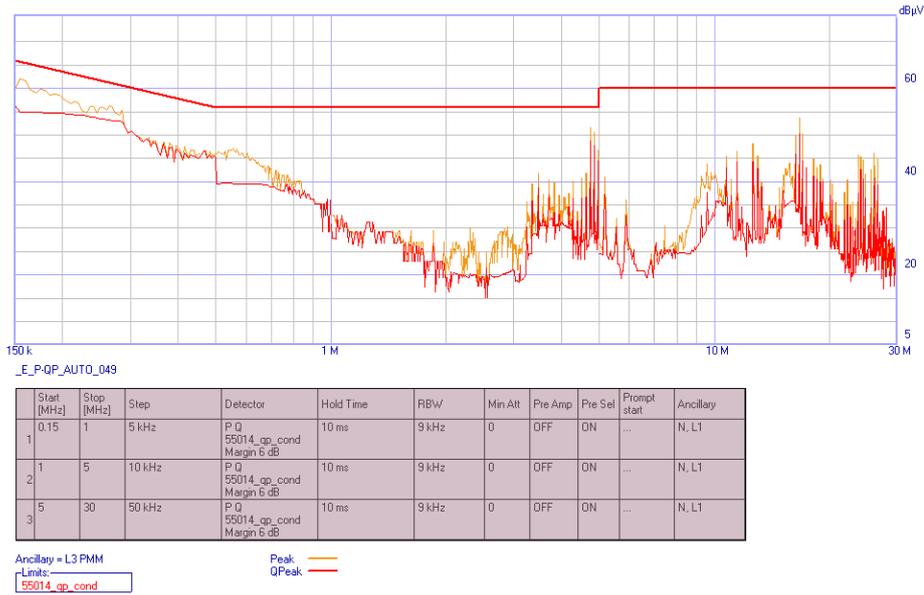


Figura 5.36: Misura di picco e quasi picco sulla macchina con i due  $C_Y$  di filtro

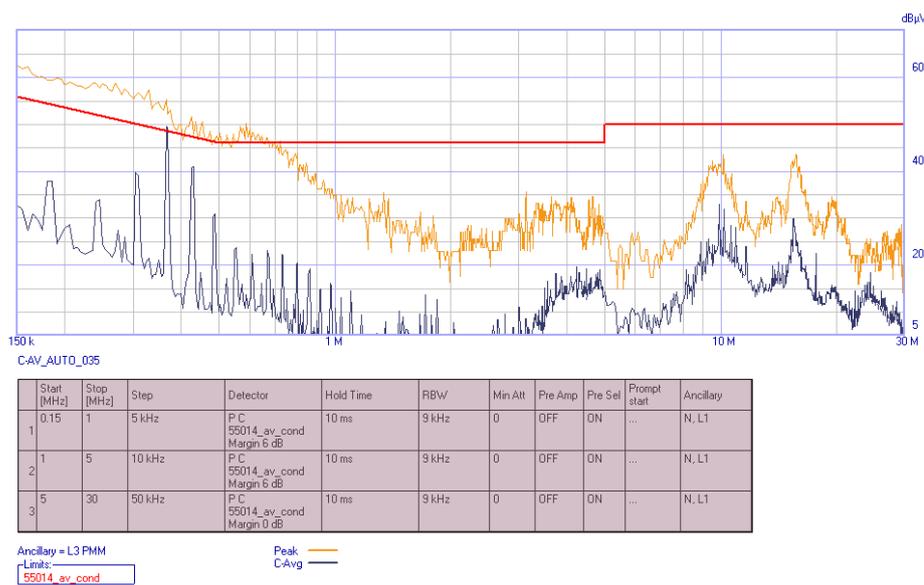


Figura 5.37: Misura dell'average sulla macchina con i due  $C_Y$  di filtro

### Ferrite sui cavi di alimentazione

Data la criticità soprattutto sul c-average si è ottenuto ulteriore margine inserendo una seconda induttanza di modo comune costituita da un toroide con sette spire sui cavi di alimentazione della macchina. Le prove hanno dimostrato l'efficacia della soluzione.



Figura 5.38: Filtro con 7 spire su rete

### Riprogettazione filtro

Per motivi di costo e cablaggio si è scelto di riprogettare il filtro della scheda, aumentando l'induttore già presente da  $360\mu H$  a  $165mH$  ed inserendo i condensatori in classe Y testati. Anche il circuito stampato è stato modificato, il risultato è visibile nelle fig. 5.39 (configurazione originale) e fig. 5.40 (filtro riprogettato).

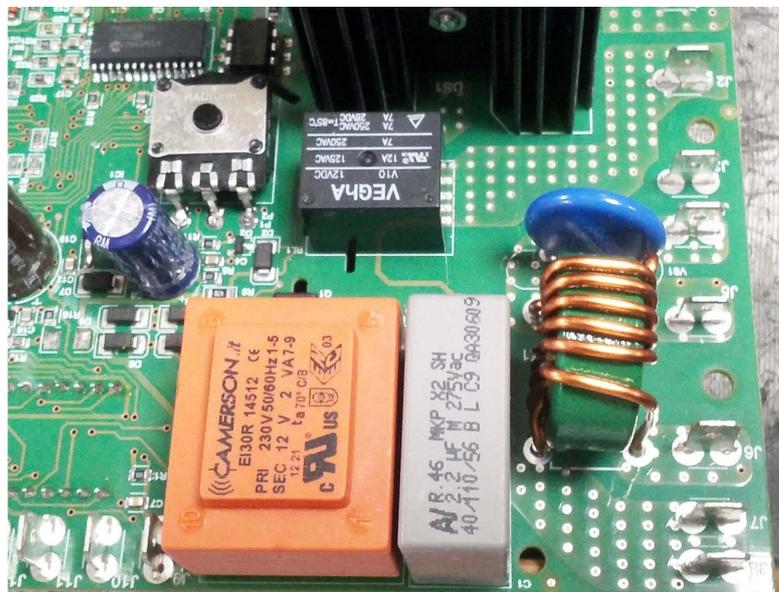


Figura 5.39: Filtro originale



Figura 5.40: Filtro riprogettato con induttanza di modo comune maggiore e condensatori in classe Y verso terra

I risultati ottenuti sono visibili in fig. 5.41 e fig. 5.42



Figura 5.41: Misura di picco e quasi picco sulla macchina con i due  $C_Y$  e filtro riprogettato

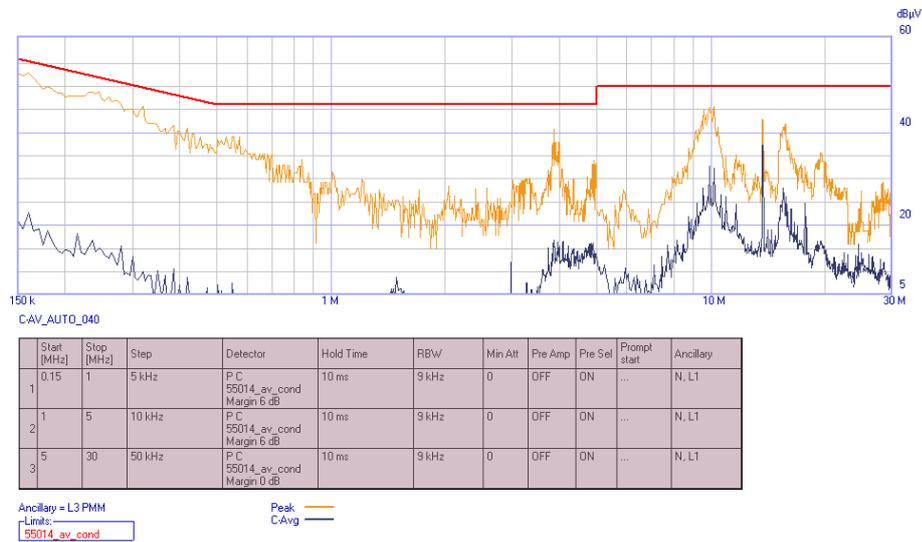


Figura 5.42: Misura dell'average sulla macchina con i due  $C_Y$  e filtro riprogettato

### 5.2.3 Emissioni Irradiate

Anche per questa macchina le emissioni irradiate rispettano con abbondante margine le maschere e non sono quindi significative ai fini di analizzare i contributi portati dalle varie tecniche utilizzate.

### 5.2.4 Conclusioni

Il prototipo dell'SC60/700 non è in grado di superare le prove imposte dalla norma. Si è quindi resa necessaria una modifica al filtro di ingresso (l'inserimento dei due condensatori in classe Y a valle del filtro MC) per ottenere una notevole diminuzione dei disturbi. Per garantire ulteriore margine è stata aumentata l'induttanza di modo comune, integrando il tutto nel circuito stampato definitivo.

# Conclusioni

Lo scopo della tesi è stato quello di capire cause e possibili soluzioni delle problematiche EMI, per far sì che il dispositivo in esame possa rispettare i requisiti di compatibilità elettromagnetica. L'attività è stata concentrata sui caricabatterie per poter applicare poi concretamente le tecniche presentate. Deca ha messo a disposizione vari modelli che sono stati oggetto di studio, di cui i risultati più interessanti sono stati riportati all'interno della tesi. Il lavoro ha portato per alcuni prodotti ad ottenere maggiore margine (utile per ottenere ripetibilità nella produzione, margini non sufficienti possono portare alcuni dispositivi ad eccedere i limiti per via delle dispersioni cui sono soggetti i componenti), in altre a rispettare i limiti. Le conoscenze maturate hanno permesso di confermare che è fondamentale uno studio approfondito delle tematiche fisiche e tecniche (alla base del funzionamento del dispositivo e dell'origine dei disturbi) ma non basta, è richiesta da parte del progettista una certa abilità pratica ed una certa esperienza in quanto non esiste un algoritmo risolutivo generale, ma caso per caso le conoscenze possedute e le esperienze maturate indirizzano verso la soluzione del problema. La mancanza di una soluzione generale valida per tutti i dispositivi è data dagli svariati elementi non predicibili a priori (come ad esempio il layout ed i vari effetti parassiti).



# Glossario

**AMS** Artificial Main Network. 45

**DUT** Device Under Test. 45

**EMC** Electromagnetic Compatibility. 12

**EMI** Electromagnetic Interference. 11

**EUT** Equipment Under Test. 45

**LISN** Line Impedance Stabilization Network. 45

**MC** Modo Comune (in inglese CM *Common Mode*). 14

**MD** Modo Differenziale (in inglese DM *Differential Mode*). 15



# Elenco delle figure

1.1	Percorso disturbi di modo comune . . . . .	14
1.2	Percorso disturbi di modo differenziale . . . . .	15
1.3	Impedenza di carico vista dal modo differenziale $100\Omega$ . . . . .	16
1.4	Impedenza di carico vista dal modo comune $25\Omega$ . . . . .	16
2.1	Limiti condotte EN55014 . . . . .	20
2.2	Limiti irradiate EN55014 . . . . .	21
3.1	Filtro di ingresso . . . . .	24
3.2	Induttanza di modo comune $L_{MC}$ . . . . .	24
3.3	Nucleo di MnZn misurato toroide 17/10/6mm a $25^{\circ}C$ con HP 4284A e HP 4291A . . . . .	25
3.4	Nucleo di NiZn misurato toroide 19/10/6mm con HP 4284A e HP 4291A . . . . .	26
3.5	Induttanza di un toroide . . . . .	26
3.6	RD 7137 della SCHAFFNER . . . . .	27
3.7	Induttanza per il modo differenziale . . . . .	28
3.8	Induttanza per il modo differenziale . . . . .	28
3.9	Jitter . . . . .	29
3.10	Riduzione dell'ampiezza dello spettro dovuta al jittering . . . . .	30
3.11	Spike killers su pin . . . . .	31
3.12	Curve BH tipiche per gli Spike Killers . . . . .	31
3.13	Soppressione reverse recovery . . . . .	31
3.14	Capacità parassite e schermatura . . . . .	33
3.15	Percorso disturbo CM nel flyback . . . . .	34
3.16	Distribuzione della tensione . . . . .	35
3.17	Modello a costanti concentrate . . . . .	36
3.18	Schermatura singola . . . . .	37
3.19	Schermatura doppia . . . . .	37
3.20	Tecniche a confronto . . . . .	38
3.21	Schermatura del gap . . . . .	39

3.22	Cy tra primario e secondario . . . . .	39
3.23	Piano di massa discontinuo . . . . .	41
4.1	Schema elettrico di principio LISN . . . . .	46
4.2	LISN . . . . .	47
4.3	Trafoformatore di isolamento . . . . .	48
4.4	Clamp . . . . .	49
4.5	Tabella con fattori di correzione . . . . .	50
4.6	Grafico Frequenza/Correzione della Clamp . . . . .	51
4.7	Schema a blocchi ricevitore . . . . .	52
4.8	Ricevitore PMM9010 . . . . .	53
4.9	Report quasi picco . . . . .	54
4.10	Report c-average . . . . .	55
4.11	Rivelatore . . . . .	55
4.12	Costanti di tempo del rivelatore . . . . .	56
4.13	Risposta del rivelatore quasi picco ad un impulso singolo . . . . .	57
4.14	Risposta del rivelatore quasi picco ad un segnale impulsivo ricorrente . . . . .	57
4.15	Setup condotte . . . . .	59
4.16	Setup condotte . . . . .	59
4.17	Setup irradiate per misure sui cavi di alimentazione . . . . .	60
4.18	Setup irradiate per misure sui cavi di uscita . . . . .	60
4.19	Setup irradiate . . . . .	61
5.1	Caricabatterie SM1270 di produzione . . . . .	64
5.2	Schema del Flyback . . . . .	65
5.3	Stato ON . . . . .	65
5.4	Stato OFF . . . . .	66
5.5	Tensione e corrente dell'induttanza di magnetizzazione (fun- zionamento continuo) . . . . .	66
5.6	Collegamento sonde oscilloscopio . . . . .	67
5.7	Sonde oscilloscopio . . . . .	68
5.8	Setup misura . . . . .	69
5.9	Tensione MOSFET (200 V/div) e tensione Diodo (20 V/div) (Misurate) . . . . .	70
5.10	Tensione MOSFET e tensione Diodo (Simulate) . . . . .	70
5.11	Corrente MOSFET (500 mV/div, su shunt 0,41 $\Omega$ ) e corrente Diodo (200 mV/div, su shunt 15m $\Omega$ ) (Misurate) . . . . .	71
5.12	Corrente MOSFET (su shunt 0,41 $\Omega$ ) e corrente Diodo (su shunt 15m $\Omega$ ) (Simulate) . . . . .	71
5.13	Rumore di fondo . . . . .	72

5.14	Misura di picco originale . . . . .	73
5.15	Misura dell'average originale . . . . .	73
5.16	Picco e quasi picco senza ferriti sul cavo di alimentazione . . . . .	74
5.17	Misura del quasi picco con diodo di uscita MBR15100CT con beads, senza ferriti sul cavo di alimentazione . . . . .	75
5.18	Misura di picco e quasi picco a caldo . . . . .	76
5.19	Misura dell'average a caldo . . . . .	76
5.20	Misura di picco e quasi picco con diodo MBR15100CT e beads senza C49 . . . . .	77
5.21	Misura dell'average con diodo MBR15100CT e beads senza C49 . . . . .	77
5.22	Misura del picco e quasi picco con inserita una $L_{MD}$ in serie alla parte superiore del DC Bus a valle della C46 e modifiche precedenti . . . . .	78
5.23	Misura del picco e quasi picco in assenza della pompa di carica e modifiche precedenti . . . . .	79
5.24	Misura del picco e quasi picco con inserita una L in serie alla parte superiore del DC Bus ed una nella parte inferiore a valle della C46 di filtro, senza pompa di carica . . . . .	80
5.25	Misura di picco e quasi picco sul cavo di alimentazione . . . . .	81
5.26	Misura dell'average sul cavo di alimentazione . . . . .	81
5.27	Misura di picco e quasi picco sul cavo di uscita . . . . .	82
5.28	Misura dell'average sul cavo di uscita . . . . .	82
5.29	SC60/700 . . . . .	84
5.30	Collegamento sonde oscilloscopio . . . . .	85
5.31	Misure di tensione di primario (100 V/div) e secondario (20 V/div), corrente di primario (100 mV/div, su shunt 0,01 $\Omega$ ) e di uscita (40 mV/div, su shunt 0,2m $\Omega$ ) . . . . .	86
5.32	Simulazioni di tensione di primario e secondario, corrente di primario (su shunt 394 m $\Omega$ ) e di uscita (su shunt 20m $\Omega$ ) . . . . .	86
5.33	Misura di picco e quasi picco sulla macchina originale . . . . .	87
5.34	Misura dell'average sulla macchina originale . . . . .	88
5.35	SC60-700 con $C_Y$ di filtro . . . . .	88
5.36	Misura di picco e quasi picco sulla macchina con i due $C_Y$ di filtro . . . . .	89
5.37	Misura dell'average sulla macchina con i due $C_Y$ di filtro . . . . .	89
5.38	Filtro con 7 spire su rete . . . . .	90
5.39	Filtro originale . . . . .	90
5.40	Filtro riprogettato con induttanza di modo comune maggiore e condensatori in classe Y verso terra . . . . .	91
5.41	Misura di picco e quasi picco sulla macchina con i due $C_Y$ e filtro riprogettato . . . . .	91

5.42	Misura dell'average sulla macchina con i due $C_Y$ e filtro riprogettato . . . . .	92
A.1	Schema LISN PMM L3-64 1/2 . . . . .	106
A.2	Schema LISN PMM L3-64 2/2 . . . . .	107
A.3	Parte dello schema elettrico dell'SM1270 . . . . .	108
A.4	Schema di principio SC60/700 . . . . .	109

# Elenco delle tabelle

1.1	Norme di Base per la compatibilità elettromagnetica . . . . .	13
2.1	Limiti condotte EN55014 . . . . .	19
2.2	Famiglia norme EN55016 . . . . .	21
2.3	Limite irradiate EN55014 . . . . .	21
3.1	Classi dei $C_X$ . . . . .	43
3.2	Classi dei $C_Y$ . . . . .	43
3.3	Corrente di dispersione delle varie classi . . . . .	44
4.1	Caratteristiche di interesse L3-64 . . . . .	46
4.2	Banda filtro secondo CISPR 16-1-1 . . . . .	53
4.3	Caratteristiche di interesse PMM9010 . . . . .	53
4.4	Costanti di tempo . . . . .	57
5.1	Parametri trasformatore . . . . .	85



# Bibliografia

- [1] On Semiconductor, *AND8032/D: Conducted EMI Filter Design for the NCP1200*. Christophe Basso, April, 2001 - Rev. 2.
- [2] MC Graw Hill, *Switchmode Power Supply Handbook*. Keith Billings Taylor Morey, Third Edition.
- [3] Fairchild Semiconductor, *EMI in power supplies*. Alfred Hesner.
- [4] National Semiconductor Corp., *Measurements and Limits of Conducted EMI*. Sanjaya Maniktala.
- [5] Sandit, *L'alimentatore Flyback*. Marco Fratter.
- [6] Würth Elektronik, *Line filter - The last barrier in the switch mode power supply*. Stefan Klein.
- [7] Schaffner, *EMC/EMI Filter Design with RB Common-Mode Chokes*.
- [8] Toshiba, *Amorphous Magnetic Parts*.
- [9] *EMI Filter Design*. Richard Lee Ozenbaugh, Second Edition.
- [10] Springer, *Electromagnetic Compatibility for Device Design and System Integration*. Karl-Heinz Gonschorek, Ralf Vick.
- [11] IEEE, *EMI Reduction of Switching Power Supply by Frequency Jitter*. Li Cai, Zhihui Yang and Wei Chen.
- [12] *Jitter Frequency Modulation - A Technique that Can Reduce EMI Noise Level of Switch Mode Power Supply Effectively*. Li Jianting, Xiong Rui, Li Fuzhong, Liu Jing.
- [13] *The EMI-Receiver according to CISPR 16-1-1*. Dieter Schwarzbeck.

- [14] CEI EN 55014-1, *Compatibilità elettromagnetica - Prescrizione per gli elettrodomestici. gli utensili elettrici e gli apparecchi similari. Parte 1: Emissione*
- [15] SCHAFFNER, *RFI Suppression Chokes*.
- [16] IEEE, *Transformer Shielding Technique for Common Mode Noise Reduction in Isolated Converters*. Yuchen Yang, Daocheng Huang, Fred C. Lee and Qiang Li.
- [17] *Strumentazione di base nelle misure di Compatibilità Elettromagnetica: il Ricevitore EMI di Radiodisturbi*. di Carlo Carobbi, Marco Cati.

# Appendice A

## Schemi elettrici

Nelle pagine seguenti sono presenti alcuni schemi elettrici utili a capire ed approfondire alcune configurazioni e concetti presentati.

A.1 Schema elettrico LISN

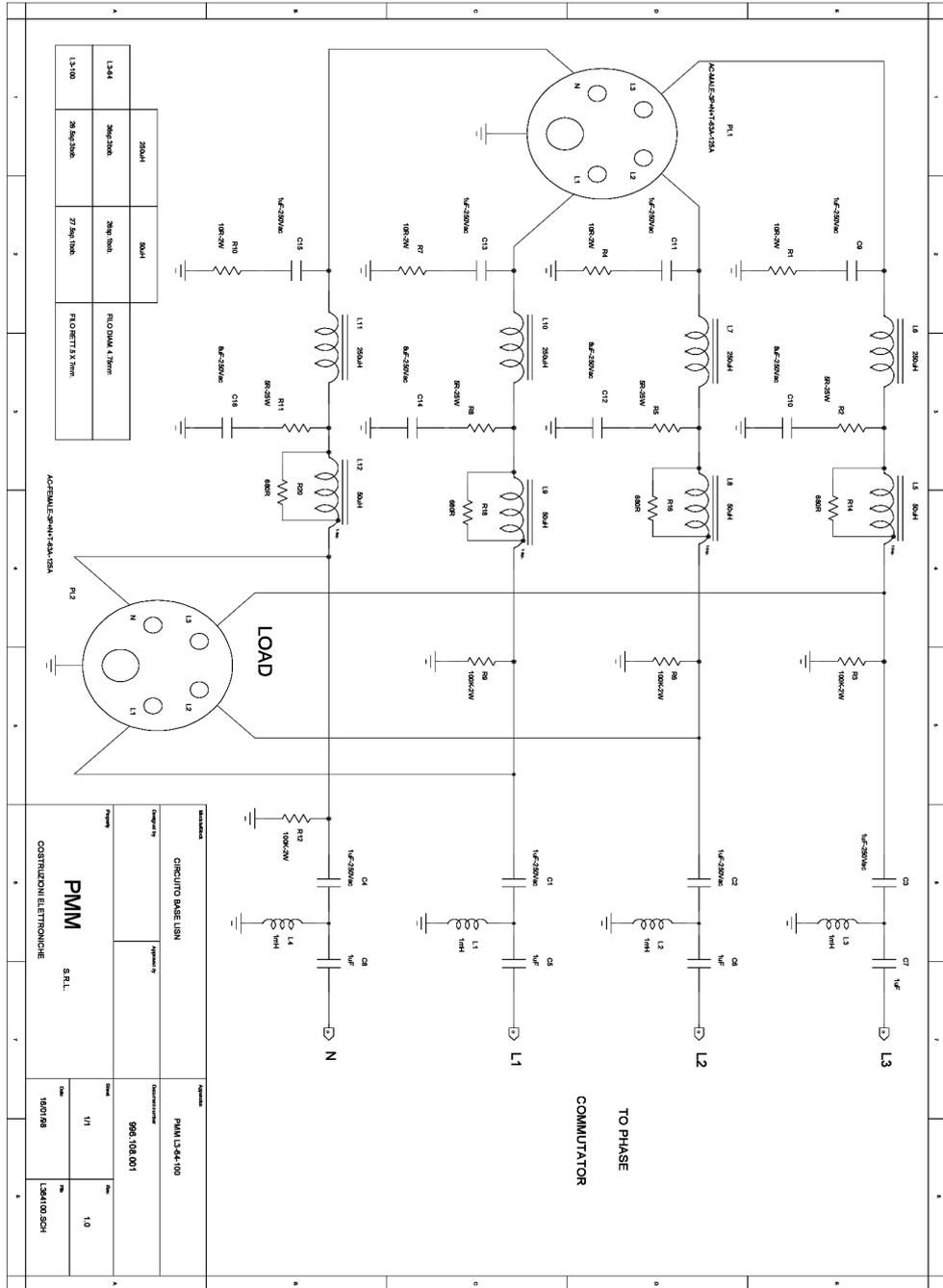


Figura A.1: Schema LISN PMM L3-64 1/2

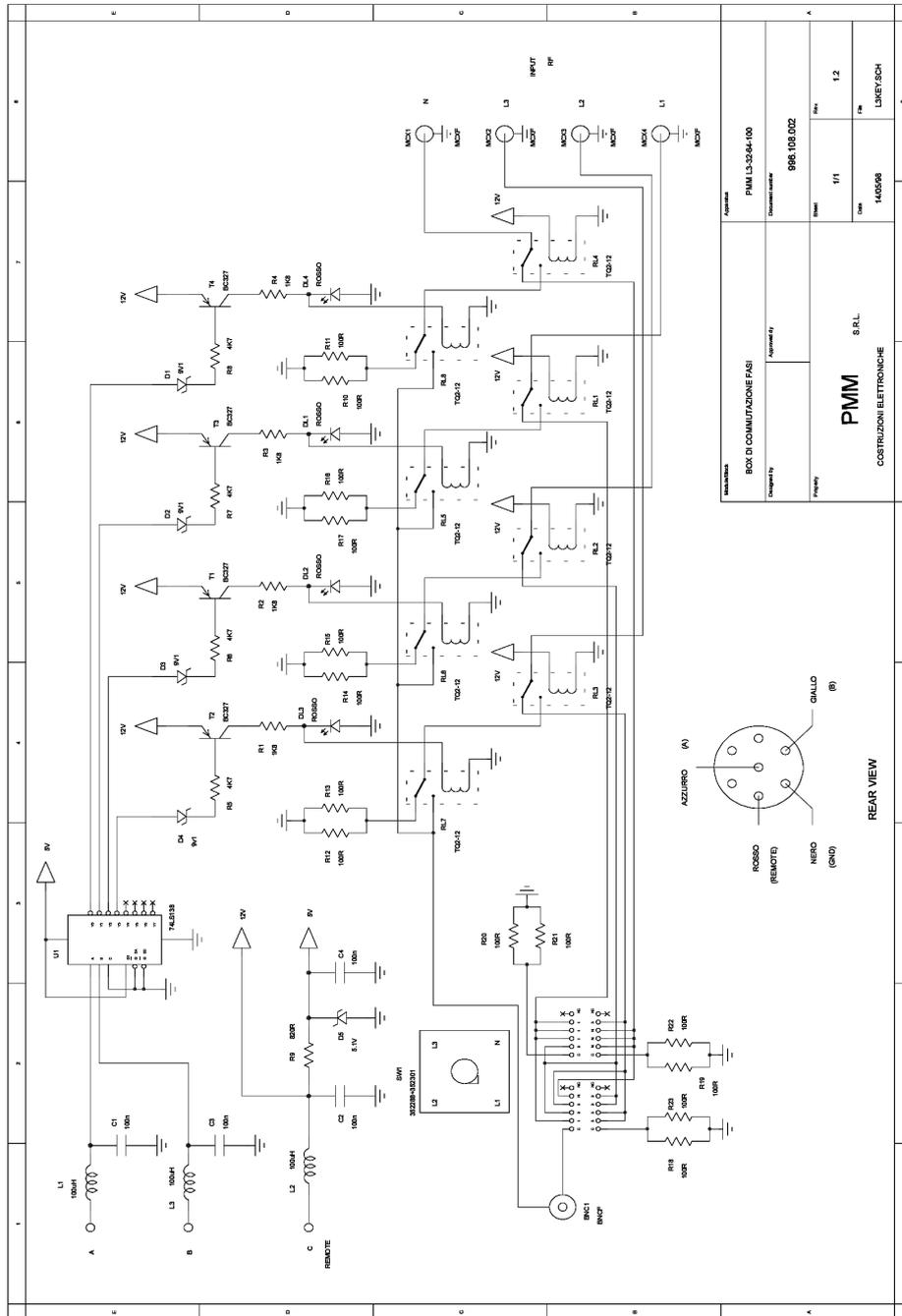


Figura A.2: Schema LISN PMM L3-64 2/2

## A.2 Schema elettrico SM1270

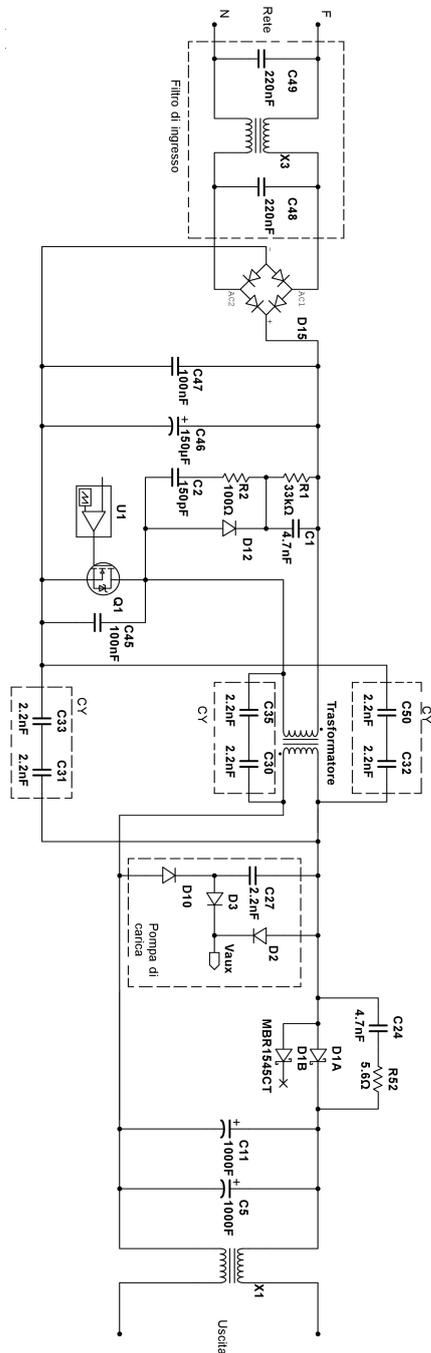


Figura A.3: Parte dello schema elettrico dell'SM1270

### A.3 Schema elettrico SC60/700

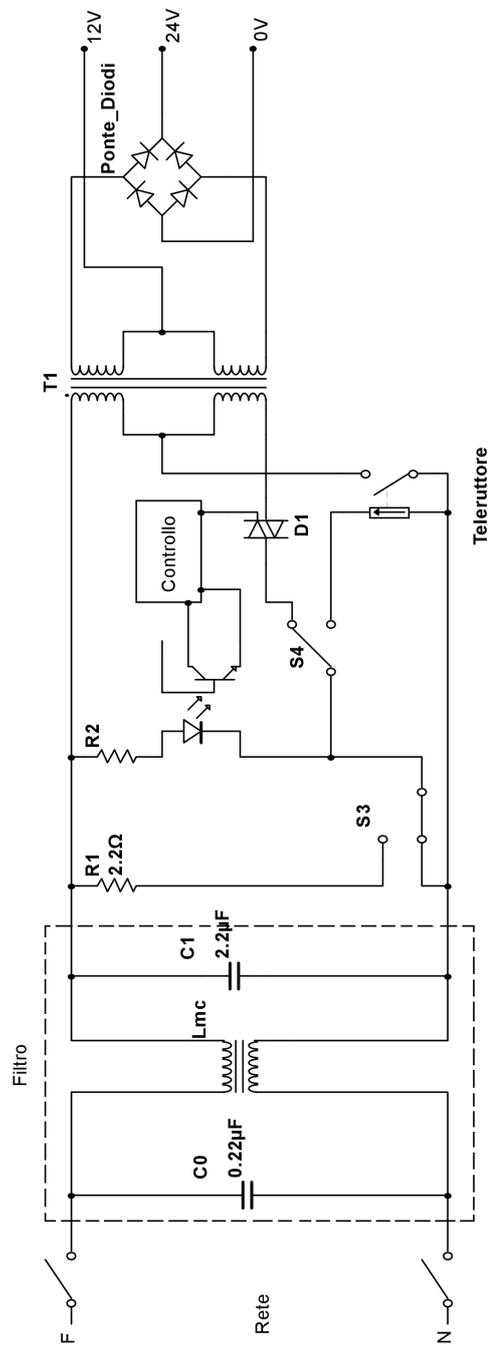


Figura A.4: Schema di principio SC60/700