



UNIVERSITÀ
POLITECNICA
DELLE MARCHE

FACOLTÀ DI INGEGNERIA
LAUREA MAGISTRALE IN INGEGNERIA ELETTRONICA

Analisi e progettazione di una soluzione di filtro EMI per induction heating

**Analisis and design of a EMI filter for induction
heating**

Candidato:
Elisa Micheli

Relatore:
Chiar.ma Paola Russo

Correlatore:
Ing. Ciro Tremola

Anno Accademico 2023-2024

Indice

Introduzione	iii
Conclusioni	iii
1. Compatibilità Elettromagnetica	2
1.1. EMC	2
1.2. Normativa CISPR	3
2. Il piano a induzione	5
2.1. Importanza del piano a induzione	5
2.2. Struttura di potenza	6
2.3. Rettificatore	7
2.4. Inverter	7
2.5. Inverter risonanti	9
2.5.1. Series Load Resonance	9
2.5.2. Zero Current Switching e Zero Voltage Switching	10
2.6. Piano a induzione Elica	11
3. Analisi del prototipo del piano a induzione	12
3.1. Modello LT-SPICE	12
3.2. Misura	14
3.2.1. Set-up	14
3.2.2. Misure di fondo	15
3.2.3. Misura del prototipo	16
3.3. Considerazioni	17
4. Procedura di design filtro EMI	18
4.1. Procedura e analisi dei parametri	18
4.1.1. Attenuazione e stabilità	18
4.1.2. Filtro RLC	20
4.1.3. Filtro di modo comune	21
4.1.4. Filtro di modo differenziale	21
4.2. Design del filtro per il piano a induzione	21
4.2.1. Progettazione struttura del filtro	21
4.2.2. Calcolo dei parametri L e C per il modo comune e differenziale	22
4.3. Limiti delle specifiche tecniche al design	23

5. Validazione del filtro proposto	25
5.1. Simulazione tramite LT-SPIICE	25
5.1.1. Schematici	25
5.1.2. Comportamento in frequenza	26
5.2. Realizzazione prototipo e relative misure	28
5.2.1. Misura di fondo	29
5.2.2. Misura senza filtro	30
5.2.3. Misura con il filtro	31
5.3. Sviluppi futuri	32
References	34

Introduzione

La seguente tesi si occupa della progettazione di un filtro EMI di un piano a induzione per l'azienda Elica S.p.a. La struttura della trattazione riprende il flusso che è stato seguito nella realizzazione del filtro stesso.

Innanzitutto, si è partiti da una ricerca sulle varie tipologie di piani a induzione, con particolare attenzione a eventuali cause di disturbo elettromagnetico. Una volta chiara la teoria, si è passato allo studio dello specifico piano Elica al quale verrà poi aggiunto il filtro, simulandone il comportamento e misurando le emissioni condotte del prototipo. A questo punto, si è tornati nell'ambito teorico definendo una metodologia progettuale per ottenere i parametri dei componenti del filtro. Una volta chiari, quindi, sia i disturbi da elaborare, sia la metodologia da usare è stato progettato lo schematico definitivo. L'ultimo step del processo, infine, è stata la validazione delle performance del filtro tramite simulazione dello schematico e una seconda misura del piano a induzione con l'aggiunta del prototipo del filtro.

Capitolo 1.

Compatibilità Elettromagnetica

Questa tesi si colloca nell'ambito della Compatibilità Elettromagnetica, una branca dell'Ingegneria Elettronica che tratta l'interazione tra diversi sistemi elettrici ed elettronici. Sebbene possa sembrare un argomento marginale per soli 'addetti ai lavori', è una problematica che in realtà viviamo tutti i giorni. Basti infatti pensare a quando, accendendo la macchina del caffè, le immagini della televisione si distorcono o quando accendendo la lavatrice, la luce dei lampadari fluttua. Queste interferenze, però, possono dimostrarsi anche causa di rischi ben più gravi come la folgorazione o il blocco totale di un apparato, ad esempio medico. Risulta, quindi, chiaro come sia fondamentale conoscere questi fenomeni e cercare di gestirli nella maniera più adatta. Per questo motivo, esistono specifiche normative che forniscono limiti da rispettare nella realizzazione di dispositivi e relativi test per la rilevazione di queste problematiche. Perché, in fondo, la gestione dei disturbi elettromagnetici è anche un guadagno commerciale. Un prodotto che smettesse di funzionare quando viene acceso il microonde o al contrario si accenda da solo per dei vuoti di corrente è un prodotto che il cliente non comprerebbe e l'azienda non venderebbe.

1.1. EMC

I disturbi di cui si è parlato finora possono avere il dispositivo in esame come causa (e si parlerà quindi di emissioni) o come vittima (e si parlerà di immunità). Il controllo delle emissioni è molto importante per far sì che l'apparato non influisca sulle altre apparecchiature durante il normale funzionamento, mentre l'immunità del dispositivo fa sì che l'apparecchio non sia esposto a interferenze. Riprendendo l'esempio dell'introduzione, evito che la macchina del caffè produca il disturbo, ma allo stesso tempo schermo il televisore, rendendolo meno suscettibile. E' possibile, poi, fare un'altra distinzione tra disturbi condotti e disturbi radiati. I primi sono causati da correnti e tensioni parassite o causate da anomalie che vanno a sovrapporsi al normale funzionamento dell'apparato. I secondi, invece, sono causati da campi elettromagnetici. Lo schema seguente riassume ciò che è stato detto finora.

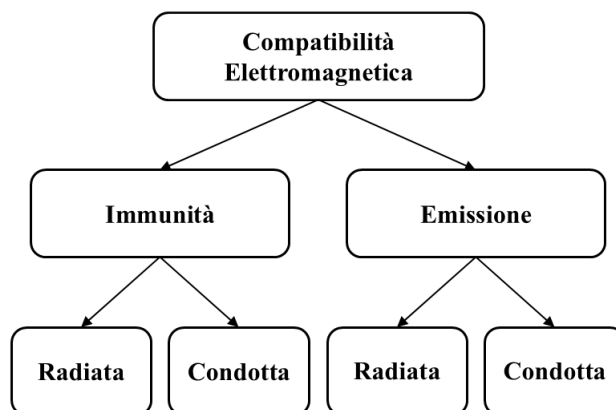


Figura 1.1.: Tipologie di disturbi elettromagnetici

In questa tesi, nello specifico si lavorerà con le emissioni condotte realizzando un filtro che funge da ponte tra la rete elettrica e il piano a induzione. Il suo scopo è, infatti, impedire che le correnti parassite generate dal funzionamento del piano raggiungano la rete e, di conseguenza, altri dispositivi. Allo stesso tempo, eventuali disturbi provenienti dalla rete devono essere bloccati per evitare che interferiscano con il corretto funzionamento del piano.

1.2. Normativa CISPR

Per la produzione di componenti industriali bisogna seguire delle norme a livello di compatibilità elettromagnetica. Queste norme sono opera del Comitato Internazionale Speciale per le Interferenze Radio (CISPR), che definisce una serie di normative che regolamentano le interferenze elettromagnetiche negli apparati. In particolare, la normativa CISPR 14-1 va a definire le misure e i limiti delle stesse per i disturbi condotti. All'interno della norma sono indicati i set-up di misura delle prove, le tipologie di strumenti da usare e i limiti entro i quali il componente viene dichiarato a norma. Essendo questo lavoro di tesi stato eseguito all'interno del contesto aziendale, quindi con l'obiettivo di produrre il filtro in serie, è stato necessario attenersi alla norma. Di conseguenza i limiti di riferimento per la progettazione del filtro in esame sono quelli della normativa.

Table 2 – Disturbance voltage limits for the AC mains port of equipment with active IPT functions

Frequency range	Appliances which are 100 V rated and without an earth connection		All other appliances	
	dB μ V Quasi-peak	dB μ V Average	dB μ V Quasi-peak	dB μ V Average
0,009 to 0,050	122	–	110	–
0,050 to 0,150	Decreasing linearly with logarithm of frequency from 102 to 92	–	Decreasing linearly with logarithm of frequency from 90 to 80	–
0,150 to 0,5	Decreasing linearly with logarithm of frequency from 72 to 62			
	72 to 62	62 to 52	66 to 56	56 to 46
0,5 to 5	56	46	56	46
5 to 30	60	50	60	50
The lower limit applies at the transition frequencies.				

Figura 1.2.: Valori di riferimento secondo la normativa CISPR 14-1-4.3.2 per dispositivi dotati IPT (Inductive Power Transfer)

Nella tabella precedente, i valori sono divisi in base al tipo di rivelazione usata: "average" o "quasi-peak". Il primo, il rivelatore "average" o di "valor medio" calcola semplicemente il valore medio del segnale nel tempo. Questo fa sì che variazioni rapide o eventuali picchi siano meno visibili con questo tipo di misura. Nel secondo caso, invece, il ricevitore "quasi-peak" o "di quasi-picco" enfatizza i segnali che si ripetono più frequentemente, assegnando loro un peso maggiore. Questo metodo è, quindi più efficace per valutare l'impatto reale delle interferenze sulle apparecchiature elettroniche.

Capitolo 2.

Il piano a induzione

Per poter lavorare con i disturbi di un piano a induzione è fondamentale conoscerne il funzionamento, essendo, questi, dati dal comportamento del circuito di potenza. In questo capitolo, quindi, verrà mostrata una panoramica sul funzionamento dei piani, concentrandosi sulle cause dei possibili disturbi. Infine verrà descritto lo schema del piano sotto esame. La trattazione si propone come uno strumento di ripasso di conoscenze già note al lettore, quindi diverse informazioni più basilari verranno date per scontate. La maggior parte delle figure appartiene al Mohan, Undeland Robbins [1] così come le informazioni presenti nella trattazione.

2.1. Importanza del piano a induzione

Negli ultimi anni, i piani a induzione stanno guadagnando sempre più popolarità, sostituendo progressivamente i tradizionali piani a gas. Questo successo è dovuto a due vantaggi importanti:

- **Maggiore efficienza**

A differenza dei piani tradizionali, quelli a induzione concentrano il calore esclusivamente sulla pentola, evitando dispersioni.

- **Sicurezza**

Non rimangono caldi a lungo, non utilizzano fiamme né processi di combustione, e offrono una cottura più rapida con un controllo preciso della temperatura.

Le migliori performance sono possibili attraverso l'innovativo funzionamento, che si basa sull'induzione elettromagnetica. Sotto ogni 'fornello' è infatti presente una bobina realizzata con filo litz di rame in cui scorre una corrente elettrica alternata che produce un campo magnetico altrettanto variabile nel tempo. Secondo la legge di Faraday una variazione del flusso di campo magnetico su una superficie produce una forza elettromotrice indotta. Questa, quindi, causa correnti elettriche sul fondo del recipiente conduttore posto sul fornello e, per effetto Joule, l'energia elettrica si trasforma in calore provocando il riscaldamento della pentola e del contenuto della stessa.



Figura 2.1.: Funzionamento del piano a induzione

2.2. Struttura di potenza

La figura di seguito mostra gli stage fondamentali del piano a induzione: filtro EMC, AC-DC (rettificatore), DC-AC (inverter) e coil [2].

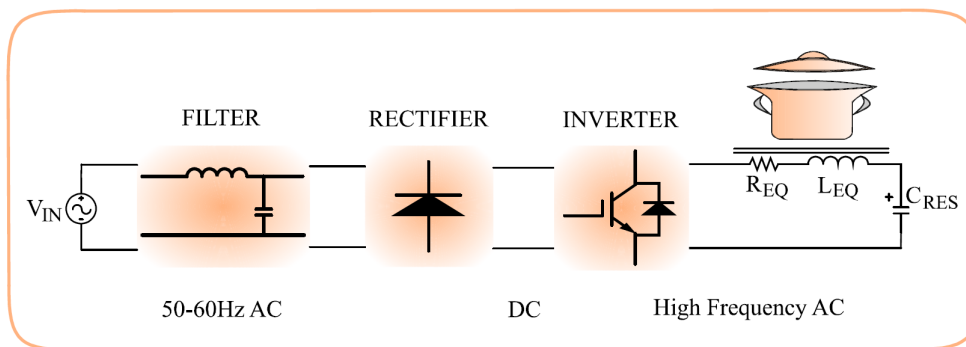


Figura 2.2.: Schema della struttura del piano a induzione

La sorgente di questa struttura è la tensione di rete, mentre il carico finale è il sistema piano-pentola. Quest'ultimo può essere modellizzato in vari modi, ma tutti comprendono un sistema R-L, a cui può essere aggiunto un condensatore per gli effetti capacitivi. Definire correttamente questo circuito RLC permette una buona progettazione degli stage precedenti.

2.3. Rettificatore

La tipologia di rettificatore più usata è il ponte di diodi.

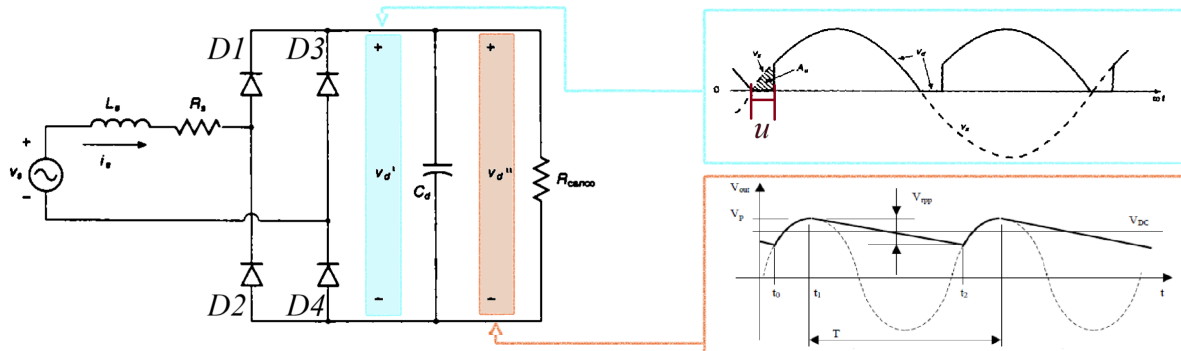


Figura 2.3.: Schema di un rettificatore a ponte di diodi

Questa configurazione permette in uscita una tensione continua con corrente non controllata. Nello specifico, nel periodo della semionda positiva la corrente passa attraverso i diodi $D1$ e $D4$ lasciando l'uscita invariata. Nel periodo della semionda negativa, invece, la corrente passa attraverso $D3$ e $D2$, invertendo la tensione. Il risultato finale è un segnale composto da sole semionde positive, che, però, non è ancora una tensione costante. Viene quindi aggiunto un condensatore in parallelo, che permette di ottenere solo l'involuppo delle semionde e quindi una tensione continua a meno di un ripple. A quest'ultimo va posta particolare attenzione, poichè possibile causa di disturbi elettromagnetici. Inoltre, un'altra problematica è la non istantaneità dell' 'accensione' delle coppie di diodi. Questa, infatti, avviene con un tempo di commutazione 'u', che influisce sull'induttanza parassita della sorgente causando disturbi.

2.4. Inverter

Le configurazioni base dell'inverter sono 'a mezzo ponte' e 'a ponte intero'. Il funzionamento è uguale per entrambi: gli interruttori in ogni ramo si aprono in maniera alternata creando due percorsi opposti per la corrente che in uscita sarà positiva o negativa.

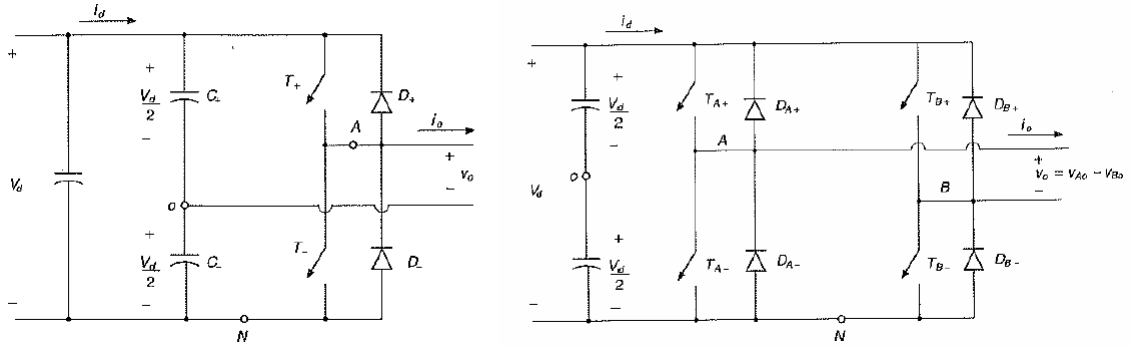


Figura 2.4.: Configurazione a mezzo ponte e a ponte

Il controllo dell'apertura e chiusura degli interruttori può essere implementato in diversi modi. La tecnica più usata è tramite PWM, dove il controllo è dato dal duty cycle variabile della PWM, appunto.

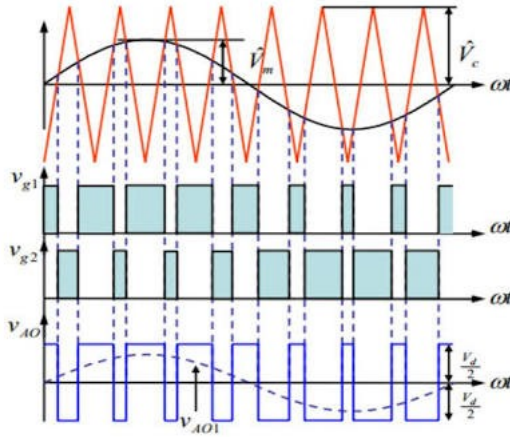


Figura 2.5.: Modulazione della PWM di comando

Il treno di impulsi viene generato a partire da due segnali:

- Sinusoide di ampiezza $V_{control}$ e frequenza desiderata f_1
- Onda triangolare di ampiezza $V_{trigger}$ e frequenza di switching f_s

La PWM raggiunge l'ampiezza massima quando il segnale di trigger supera la sinusoide di controllo, mentre quando è al di sotto, l'impulso sarà al minimo. Così facendo si avrà in uscita dell'inverter una sinusoide alla frequenza di controllo con ampiezza legata al rapporto tra le ampiezze di $V_{control}$ e $V_{trigger}$. Dal rapporto dei due segnali, infatti, otteniamo due importanti parametri: m_a (indice di modulazione di ampiezza) e m_f (indice modulazione di frequenza). Il primo equivale a

$$m_a = \frac{V_{control}}{V_{trigger}}$$

ed è il fattore che definisce l'ampiezza di uscita della sinusoide come

$$V_{out} = m_a V_{in}$$

Il secondo, invece, è

$$m_f = \frac{f_s}{f_1}$$

e indica la posizione delle armoniche successive alla prima. Questo parametro è fondamentale: queste armoniche, infatti, sono la principale fonte di disturbo condotto all'interno del piano a induzione.

Infine, altre tecniche di modulazione sono a onda quadra (caso limite della PWM) e a cancellazione della tensione (solo per monofase a ponte).

2.5. Inverter risonanti

La struttura precedentemente descritta è sicuramente la struttura più semplice, ma non la più ottimizzata. Bisogna infatti tener presente che l'apertura e la chiusura degli interruttori non è istantanea, ma, inevitabilmente, è presente un tempo di commutazione. Durante questo intervallo, si possono trovare alte tensioni e alte correnti ai capi degli interruttori, cosa che porta a perdite di potenza e stress dei conduttori.

Per evitare questo genere di problematiche, vengono utilizzati gli inverter risonanti, che, tramite uno stadio risonante, permettono di avere condizioni di tensione e/o corrente nulla durante la commutazione.

Nello specifico, andremo ad approfondire gli inverter con stadio risonante in serie lato carico (SLR) e quelli con stadio risonante direttamente all'interruttore (ZCS, ZVS, ZVS-CV). Queste due tipologie sono, infatti, quelle più utilizzate per i piani a induzione.

2.5.1. Series Load Resonance

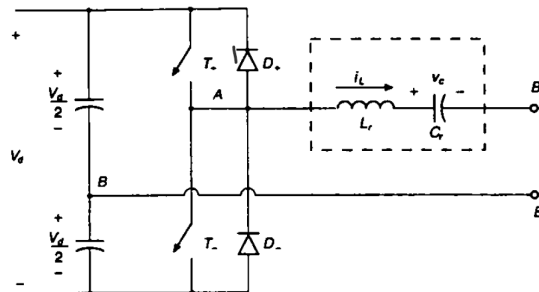


Figura 2.6.: Inverter SLR

Per far commutare l'interruttore a corrente o tensione zero si sfrutta la corrente dello stadio risonante. La corrente scorre lungo il diodo di ricircolo o lungo l'interruttore stesso opponendosi alla corrente di sorgente. In base al rapporto tra frequenza di risonanza e di switching si definiscono tre condizioni di lavoro:

$\omega_s < \frac{\omega_0}{2}$	• ON: $i_c = 0, V_c = 0$
	• OFF: $i_c = 0, V_c \neq 0$
$\frac{\omega_0}{2} < \omega_s < \omega_0$	• ON: $i_c = 0, V_c = 0$
	• OFF: $i_c \neq 0, V_c \neq 0$
$\omega_s > \omega_0$	• ON: $i_c \neq 0, V_c \neq 0$
	• OFF: $i_c = 0, V_c = 0$

Le prime due vengono impiegate alle basse frequenze, mentre la terza per le alte frequenze. Il piano a induzione lavora alle alte frequenze e utilizza infatti la terza tipologia.

2.5.2. Zero Current Switching e Zero Voltage Switching

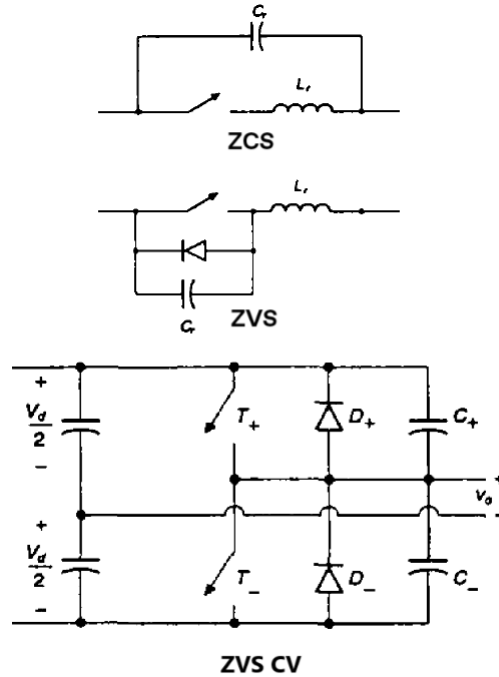


Figura 2.7.: Configurazioni degli inverter quasi-risonanti

In questa categoria il circuito risonante è posizionato parallelamente allo switch permettendo un soft turn on o un soft turn off a seconda della configurazione. Nello specifico nei convertitori ZCS la corrente prodotta dal circuito risonante circola nell'interruttore e ne causa chiusura e apertura con corrente nulla. Nei convertitori ZVS, invece, il condensatore del circuito risonante determina una tensione nulla sull'interruttore nell'istante in cui questo viene aperto o chiuso. Infine, la configurazione ZVS CV, che consiste in due interruttori ZVS, è la migliore per alte frequenze perchè permette di evitare le perdite date alla capacità interne che si dissipano sull'interruttore.

2.6. Piano a induzione Elica

In questa sezione è brevemente descritta la struttura del piano a induzione in esame, realizzato dall'azienda Elica, per fornire una miglior comprensione alle simulazioni e alle misure del suo prototipo presenti nei capitoli successivi.

Richiamando le possibili configurazioni viste finora questo piano si presenta, nello specifico, come segue:

- **Rettificatore a ponte di diodi**

Fornisce tensione sia all'inverter, sia alla circuiteria Low Voltage del piano. Il suo funzionamento è già stato ampiamente discusso all'interno di questo capitolo.

- **Inverter**

E' del tipo 'Half Bridge Series Load Resonance', con una cella di risonanza per ogni coil mentre la gestione dei mosfet dell'inverter avviene tramite una PWM a 70 kHz.

- **Coil**

E' formata da una serie di avvolgimenti in filo di litz a formare un rettangolo.

Capitolo 3.

Analisi del prototipo del piano a induzione

Durante lo sviluppo di questo lavoro, si avevano a disposizione una serie di prototipi del piano Elica con i relativi schematici. Quindi, si è proceduto a sfruttare questi per una caratterizzazione del comportamento del piano e, quindi, dei possibili disturbi condotti. Come prima cosa è stata realizzata una simulazione dello schematico tramite programma SPICE, poi è stata effettuata una misura vera e propria sul prototipo, per avere un riscontro reale da confrontare con la simulazione. Questi risultati sono stati la guida per l'ottenimento dei parametri del filtro, come verrà trattato nel capitolo 4.

3.1. Modello LT-SPICE

Per la simulazione è stato utilizzato il programma LT-SPICE della Analog Devices ed è stato realizzato un modello semplificato della struttura. Questo perchè, sebbene l'aggiunta di variabili, come i parametri parassiti, aumenti la precisione della simulazione, anche il tempo di elaborazione aumenta di pari passo. Perciò, si è cercato il giusto compromesso inserendo solo i parametri che influivano maggiormente sul comportamento in uscita. Lo schematico della simulazione è il seguente:

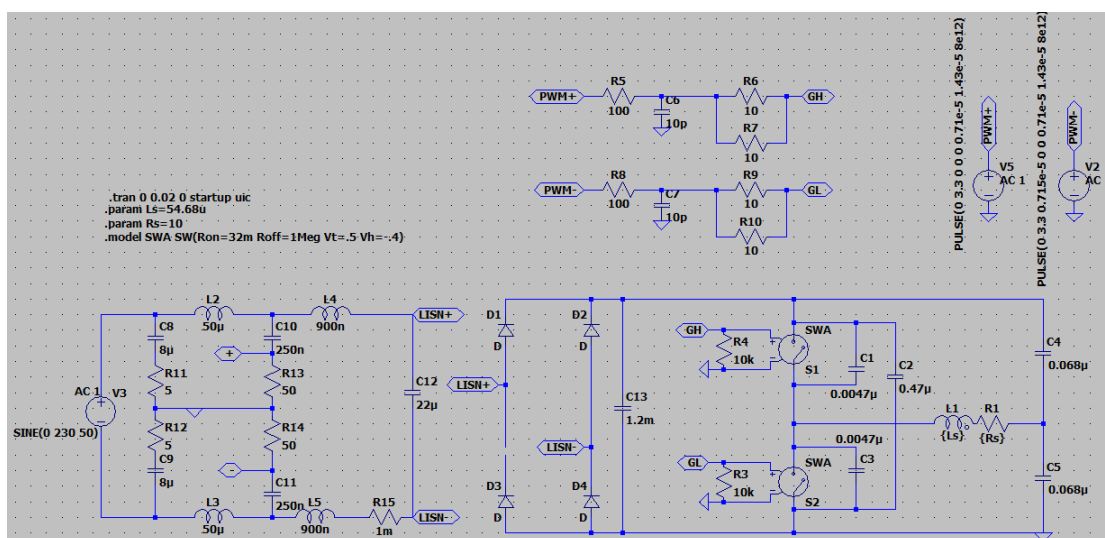


Figura 3.1.: Simulazione LT-SPICE del prototipo del piano a induzione

La struttura in esame è divisa in tre sezioni: LISN, struttura di potenza del piano e parte di controllo PWM.

La LISN serve per fornire un grado di precisione in più: il segnale analizzato nella simulazione, infatti, viene preso da questo step, come avviene nelle misurazioni reali. La struttura di potenza del piano è, invece, rappresentata in modo semplificato. Si può notare, infatti, come i componenti che la costituiscono siano tutti reali e come la coil del 'fornello' sia rappresentata tramite il circuito equivalente RL. Quest'ultimi valori sono stati presi dall'analisi del comportamento della coil reale. Infine, due generatori di tensione e i relativi circuiti forniscono il segnale che controlla apertura e chiusura dei mosfet.

Per ottenere i segnali finali è stata seguita la seguente procedura. Come prima cosa viene effettuata un'analisi del transitorio (funzione .tran) con una durata di 0.02 secondi, pari al periodo della sinusoide in ingresso alla LISN, ovvero la tensione di rete. Poi, viene presa la differenza di potenziale tra i punti etichettati come '+' e '-', essendo questa l'uscita dello strumento reale. A questo punto, al segnale viene applicata la FFT con 4194304 campioni nel tempo e 15 punti per la finestrazione. In questo modo si sono ottenuti i grafici seguenti.

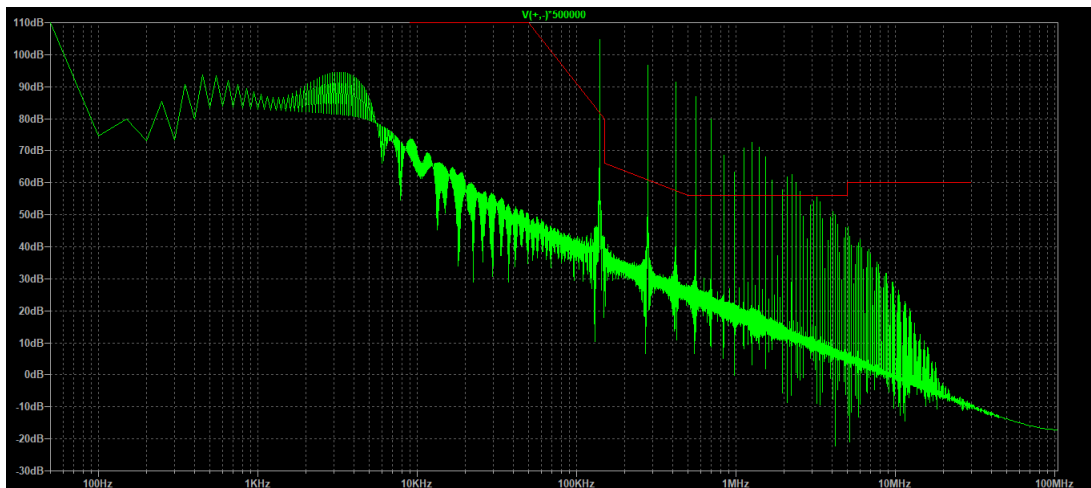


Figura 3.2.: Simulazione LT-SPICE: modo differenziale con maschera limiti CISPR



Figura 3.3.: Simulazione LT-SPICE: modo comune con maschera limiti CISPR

Essendo una simulazione, si nota come il comportamento rimanga abbastanza ideale. Alle alte frequenze, infatti, non sono presenti disturbi, cosa poco probabile nella realtà. Questo avviene perchè questo genere di disturbi dipende molto dalle interazioni tra componenti e dagli elementi parassiti. Parametri di questo tipo, però, sono visibili solo con una misura del sistema, data la loro natura imprevedibile, e effettivamente, compaiono nelle successive misure del prototipo. Quello che invece rimane chiaro è che un grande contributo di disturbo è dato dalle armoniche legate alla frequenza di switching dei mosfet.

3.2. Misura

3.2.1. Set-up

Per validare i risultati ottenuti tramite simulazione sono state effettuate delle misure con il prototipo del piano in questione. In particolare, è stata utilizzata una scheda generatore, con lo stadio rettificatore precedente all'inverter e i convertitori per la bassa tensione. Collegata ad essa, in cascata, la scheda con le celle risonanti e l'inverter vero e proprio e, a seguire, una coil con la pentola di tipo standard per i test. Seguendo la normativa CISPR 14-1, le prove sono state effettuate all'interno di una camera schermata con il prototipo collegato alla LISN da cui, tramite ricevitore EMI, sono stati misurati i disturbi.

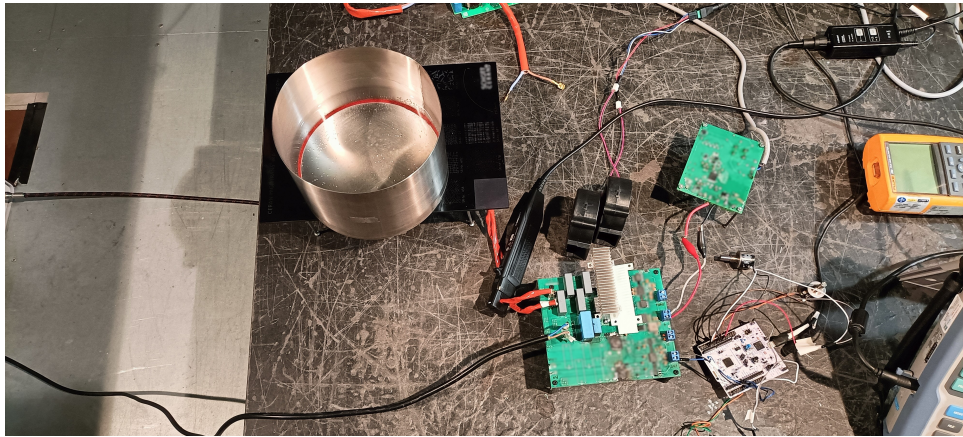


Figura 3.4.: Prototipo utilizzato per le misure

3.2.2. Misure di fondo

Come prima cosa è stata effettuata una misura con nessun carico collegato alla LISN. In questa misura come nelle successive, sono indicati i limiti di quasi picco e di valor medio della normativa attraverso le due linee rosse. Anche le misure sono divise in quasi picco (traccia gialla) e valor medio (traccia verde).

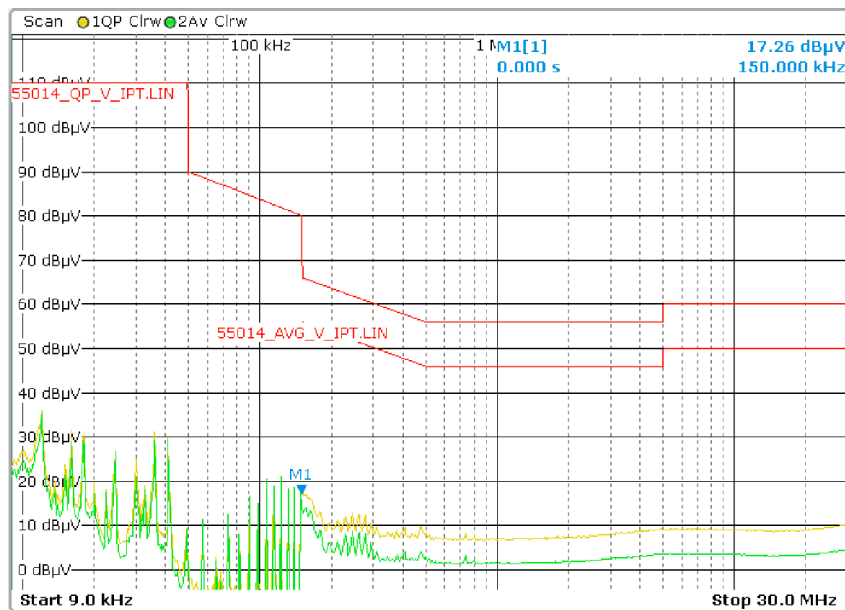


Figura 3.5.: Misura senza carico

La seconda misura è stata eseguita alimentando solo le parti di bassa tensione del generatore e non, quindi, la parte di potenza.

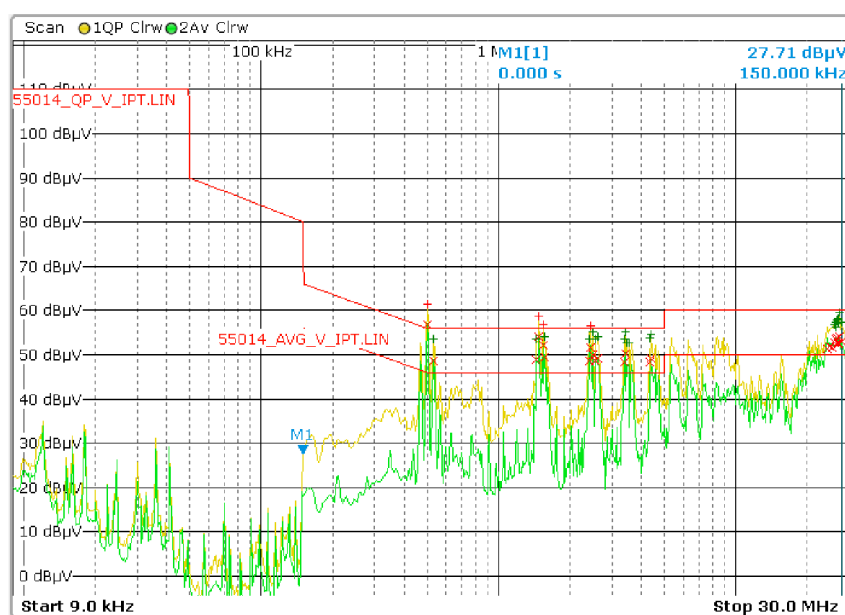


Figura 3.6.: Misura alimentando solo la parte LV

3.2.3. Misura del prototipo

In queste misure è stato valutato tutto il sistema (scheda generatore e half-bridge).

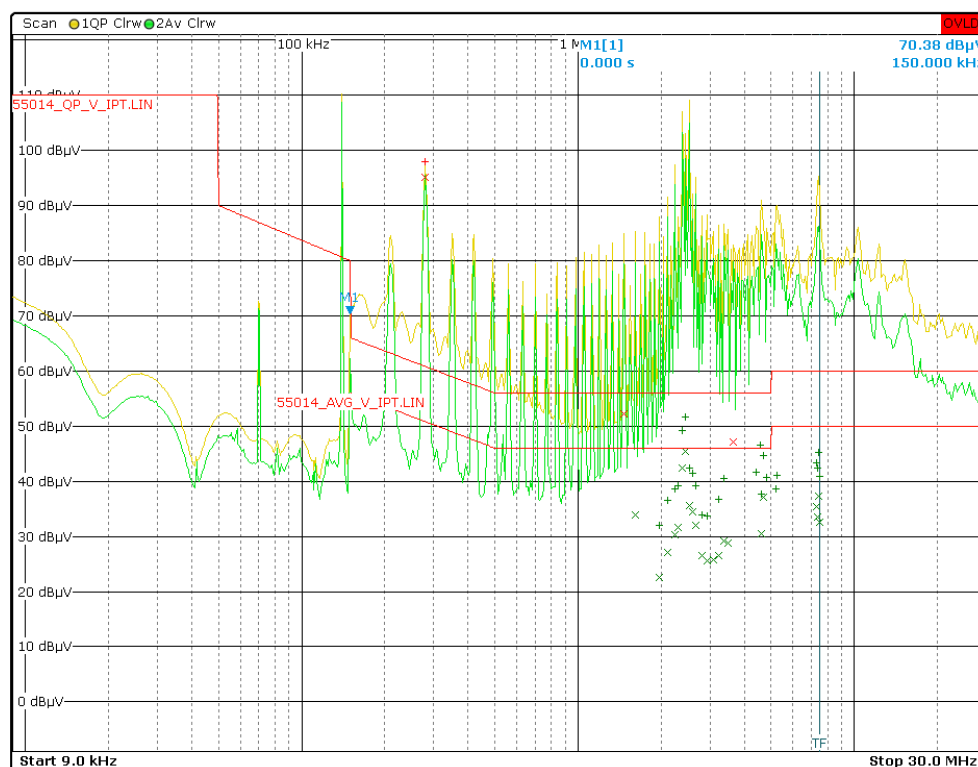


Figura 3.7.: Misura di fase

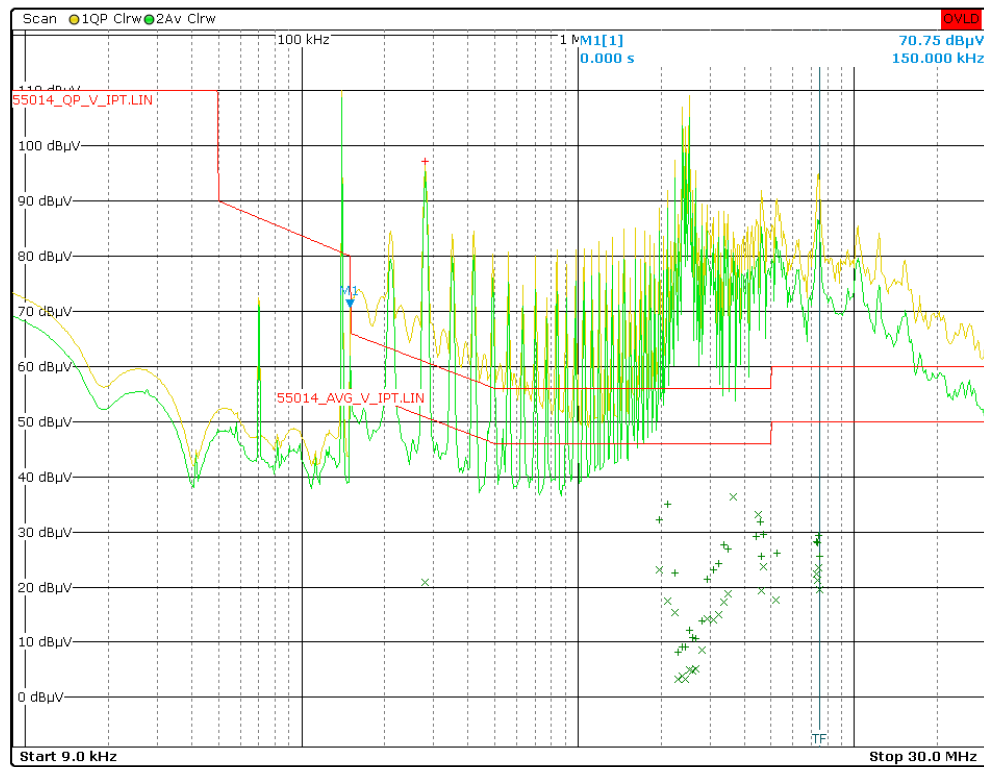


Figura 3.8.: Misura di neutro

3.3. Considerazioni

Si può osservare come la misura presenti del disturbo anche nella banda tra 1MHz e 10MHz, mentre la simulazione mostra solo il contributo delle armoniche della frequenza di switching (multipli di 70KHz). Durante le prove con il prototipo reale si è investigato sulle cause di questo rumore. Facendo ulteriori prove e modifiche, infatti, si è notato come il rumore non fosse legato alla parte di potenza del sistema, ma alla parte a bassa tensione della scheda generatore. Si è quindi ipotizzato che il disturbo provenisse da un convertitore a 5V presente sulla scheda. Va comunque considerato che il prototipo consisteva in una serie di schede collegate tra loro con cavi e che questo sicuramente rendeva più suscettibile il circuito. Nella progettazione del filtro, quindi, ci si è concentrati sull'eliminazione del disturbo a 140KHz, che, come validato anche dalla simulazione, è intrinseco dell'inverter. Il rumore alle alte frequenze, invece, ha posto l'attenzione sul bisogno di ottenere una buona attenuazione anche a queste frequenze. Il disturbo rilevato in misura, infatti, molto probabilmente scomparirà con una buona progettazione di layout, ma allo stesso tempo potranno comparire altri accoppiamenti.

Capitolo 4.

Procedura di design filtro EMI

L'obiettivo di questo capitolo è fornire una procedura completa e sostenuta da articoli e manuali per realizzare un filtro per i disturbi EMI e descriverne l'applicazione per la realizzazione del filtro argomento di tesi. Nella prima parte verrà approfondito lo studio dei vari parametri necessari alla realizzazione, mentre nella seconda verrà mostrato l'approccio di lavoro.

4.1. Procedura e analisi dei parametri

4.1.1. Attenuazione e stabilità

Come prima cosa vanno identificati l'impedenza del carico a cui verrà applicato il filtro e l'attenuazione necessaria. Entrambi possono essere sia misurati, se si dispone dell'apparecchio usato come carico, o calcolati tramite modelli e simulazioni. Questi due parametri permettono di identificare lo 'scheletro' del filtro su cui poi andare a calcolare i valori dei componenti.

In generale i filtri possono essere:

- Del primo ordine: pendenza di 20 dB/decade e struttura con un componente reattivo
- Del secondo ordine: pendenza di 40 dB/decade e struttura con due componenti reattivi
- Del terzo ordine: pendenza di 60 dB/decade e struttura con tre componenti reattivi

Le impedenze di ingresso al carico (Z_{load}) e di uscita dalla linea (Z_{power}) sono necessarie alla stabilità del filtro e determinano la posizione di alcuni componenti all'interno dello stesso. Innanzitutto, per il criterio di Middlebrook, si deve avere Z_{load} molto maggiore dell'impedenza di uscita al filtro. Questo garantisce che il carico sia stabile anche dopo l'inserimento del filtro. Poi si analizzano Z_{load} e Z_{power} : se l'impedenza è alta la porta dovrà avere il componente reattivo in parallelo per essere efficace, al contrario con impedenza bassa si avrà componente in serie [3]. Queste condizioni permettono di scegliere la configurazione del filtro da usare (ad esempio per un filtro RLC se usare una configurazione LC o CL).

Capitolo 4. Procedura di design filtro EMI

Una volta scelto l'ordine del filtro e valutate le impedenze, si può calcolare l'attenuazione a determinate frequenze (ad esempio la prima armonica del disturbo) tramite lo studio della funzione di rete. Avendo quindi l'attenuazione dalla specifica e le impedenze di ingresso e uscita, tramite la formula è possibile ottenere il prodotto tra L e C. Di seguito alcune formule per diversi tipi di filtri [4].

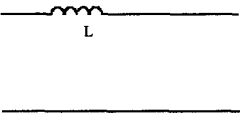
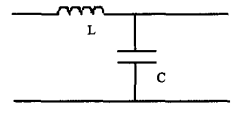
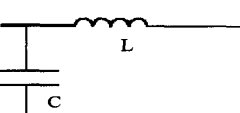
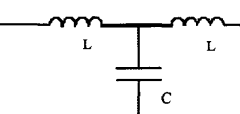
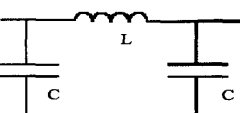
Filter	Schematic	Chain Matrix	Transfer function
L 1 st order		$ A_{HF,L} = \begin{pmatrix} O(\omega^0) & \omega L \\ 0 & O(\omega^0) \end{pmatrix}$	$ H(\omega) _L = \left \frac{V_2}{V_1} \right _{HF,L} = \frac{1}{\frac{A_{12}}{Z_{\sin k}}} = \frac{1}{\frac{\omega L}{Z_{\sin k}}}$
C 1 st order		$ A_{HF,C} = \begin{pmatrix} O(\omega^0) & 0 \\ \omega C & O(\omega^0) \end{pmatrix}$	$ H(\omega) _C = \left \frac{V_2}{V_1} \right _{HF,C} = \frac{1}{A_{21} Z_{source}} = \frac{1}{\omega C Z_{source}}$
LC 2 nd order		$ A_{HF,LC} = \begin{pmatrix} \omega^2 LC & O(\omega) \\ O(\omega) & O(\omega^0) \end{pmatrix}$	$ H(\omega) _{LC} = \left \frac{V_2}{V_1} \right _{HF,LC} = \frac{1}{A_{11}} = \frac{1}{\omega^2 LC}$
CL 2 nd order		$ A_{HF,CL} = \begin{pmatrix} O(\omega^0) & O(\omega) \\ O(\omega) & \omega^2 LC \end{pmatrix}$	$ H(\omega) _{CL} = \left \frac{V_2}{V_1} \right _{HF,CL} = \frac{1}{A_{22} \frac{Z_{source}}{Z_{\sin k}}} = \frac{1}{\omega^2 LC \frac{Z_{source}}{Z_{\sin k}}}$
LCL 3 rd order		$ A_{HF,LCL} = \begin{pmatrix} O(\omega^2) & \omega^3 LCL \\ O(\omega) & O(\omega^2) \end{pmatrix}$	$ H(\omega) _{LCL} = \left \frac{V_2}{V_1} \right _{HF,LCL} = \frac{1}{\frac{A_{12}}{Z_{\sin k}}} = \frac{1}{\frac{\omega^3 LCL}{Z_{\sin k}}}$
CLC 3 rd order		$ A_{HF,CLC} = \begin{pmatrix} O(\omega^2) & O(\omega) \\ \omega^3 CLC & O(\omega^2) \end{pmatrix}$	$ H(\omega) _{CLC} = \left \frac{V_2}{V_1} \right _{HF,CLC} = \frac{1}{A_{21} Z_{source}} = \frac{1}{\omega^3 CLC Z_{source}}$

Figura 4.1.: Funzioni di trasferimento per diverse tipologie di filtri

Per ultima, la frequenza di taglio del filtro sarà data dalla frequenza di risonanza del circuito RLC:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

In generale, il circuito RLC è la tipologia di filtro più utilizzata, poichè gli altri si applicano a situazioni specifiche. Per questo il resto della trattazione si concentrerà su filtri RLC.

4.1.2. Filtro RLC

Innanzitutto, il compito del filtro è di attenuare i disturbi indotti dal carico alla linea, che possono essere di modo comune o di modo differenziale. Dovendo attenuare due disturbi diversi si possono evidenziare due strutture base di filtro. La configurazione di partenza per entrambe è sempre il circuito RLC passa basso, ma, avendo i due modi passaggi di corrente differenti, si hanno strutture differenti. In particolare, nel modo differenziale la corrente indotta scorre da fase a neutro, quindi l'induttore sarà in serie lungo la fase e il condensatore in parallelo tra fase e neutro. Per ottenere lo stesso filtro in modo comune avrò, invece, un induttore in serie lungo la fase e uno lungo il neutro; mentre le capacità saranno in parallelo alla terra. Di seguito una figura che esplicita il concetto:

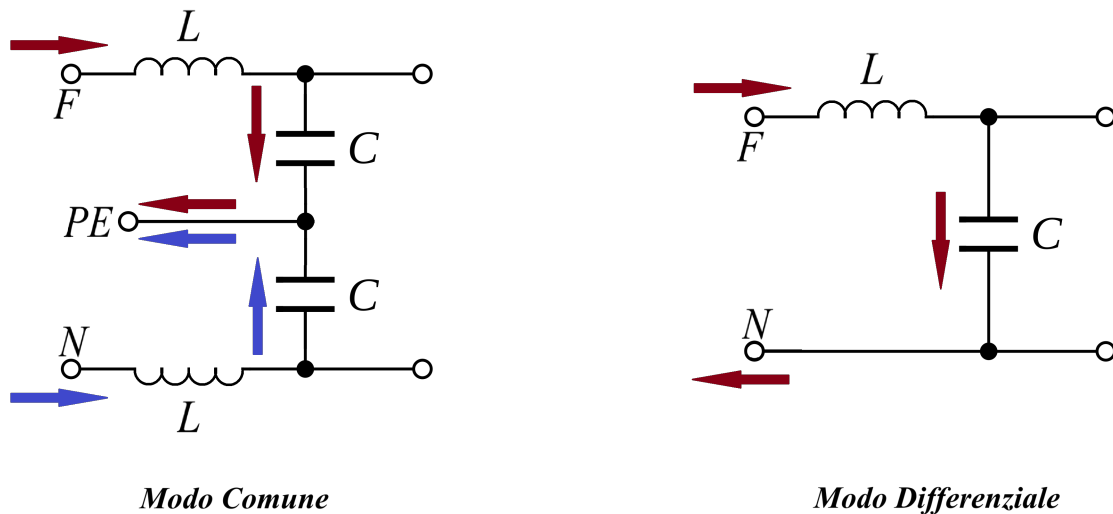


Figura 4.2.: Modo comune e modo differenziale

Una volta progettati i filtri per lo specifico disturbo, è possibile combinarli per ottenere un filtro che lavori con entrambi o utilizzarne un solo tipo se sono prevalenti disturbi specifici.

4.1.3. Filtro di modo comune

Il filtro che si occupa di attenuare i disturbi di modo comune è un choke in risonanza con due condensatori (C_{y1} e C_{y2}). Il valore dei condensatori C_y è regolato da diversi standard di sicurezza, in base all'applicazione dell'apparato (ad esempio EN 60335-1 per l'uso domestico ed EN 61010-1, per l'uso industriale). Questi condensatori sono regolati a livello di caratteristiche costruttive, rendendoli quindi identificabili come specifica tipologia (da qui condensatori di 'classe Y'). Inoltre il loro valore è limitato dalla massima corrente di leakage verso terra che si può avere. La formula di seguito, serve a calcolare la capacità in base a questo limite [3].

$$C_{ymin} = \frac{I_{max}}{2\pi f * V * 1.2}$$

Dove V tensione di alimentazione massima, f frequenza di alimentazione e il fattore 1,2 consente una tolleranza massima del 20% del condensatore. Il parametro di corrente massimo va preso dalla norma di riferimento.

4.1.4. Filtro di modo differenziale

Il filtro che si occupa di attenuare i disturbi di modo differenziale è un induttore L con un condensatore C_x .

L'induttore può essere realizzato sia con un componente reale sia sfruttando le perdite di un choke. Nel secondo caso si andrebbe, quindi, a realizzare un filtro per entrambi i modi, riducendo i componenti.

Il condensatore C_x , come il C_y , deve seguire uno standard di sicurezza che ne definisce le caratteristiche, con la differenza che in questo caso non impone il valore della capacità.

4.2. Design del filtro per il piano a induzione

4.2.1. Progettazione struttura del filtro

Come prima cosa, sono state osservate la simulazione e la misura del piano, già analizzate nel Capitolo 3, e, in base alle valutazioni fatte su entrambe, si è proceduto alla progettazione. Nello specifico, per la struttura del filtro si è scelto un filtro LC. Questo filtro ha una pendenza di circa 40 dB/decade, che in questo caso è sufficiente, e lavora bene con carichi a impedenza più alta della sorgente. A questo punto vengono definiti due parametri 'limite' per il design: la frequenza di risonanza del filtro e l'attenuazione a 140 kHz. La frequenza di risonanza definisce la frequenza a partire dalla quale il filtro inizierà ad attenuare. In questo caso il disturbo parte da 140 kHz, quindi la frequenza di risonanza dovrà essere inferiore a questo valore per evitare possibili interazioni. E' stato quindi scelto un margine di 40 kHz, per ottenere una risonanza piuttosto distante dalle armoniche di disturbo, evitando

quindi un'amplificazione involontaria del disturbo a opera dello stesso filtro. Ne consegue che il limite sulla frequenza di risonanza sia:

$$f_{ris} \leq 100kHz$$

Questo si tramuta, quindi, in un limite per il rapporto induttanza capacità pari a

$$LC \geq 2,533 * 10^{-12}$$

L' attenuazione è data dalla funzione di trasferimento del filtro, che è nota per i filtri LC.

$$A(f_{att}) = \frac{1}{(2\pi f_{att})^2 * LC}$$

Variando questa con la frequenza, l'attenuazione viene calcolata nel punto con il disturbo più rilevante. In questo caso, quindi, viene valutata la prima armonica dell'inverter (140kHz), che necessita di un' attenuazione di almeno 40dB per rientrare sotto maschera.

E' stato valutato un primo progetto con questa attenuazione, ma era di difficile implementazione: il limite che si otteneva sul rapporto LC e sul parametro Cy (che verrà approfondito successivamente) rendeva necessario un valore di induttanza minima del choke pari a 27mH. Un choke di questo tipo che rispettasse anche i limiti fisici del piano non è stato trovato. Di conseguenza si è deciso di provare con parametro di 30 dB, valore con un margine molto più basso. Questo permette di valutare le performance di un filtro RLC che non sarà necessariamente il migliore per attenuare il disturbo, ma fornirà una prima panoramica e, a partire da questo si potranno fare miglioramenti più mirati a una soluzione adeguata di filtro.

Imponendo, quindi, un'attenuazione di 30 dB otteniamo come secondo limite di progetto:

$$LC \geq 41 * 10^{-12}$$

4.2.2. Calcolo dei parametri L e C per il modo comune e differenziale

A questo punto si passa al calcolo per i parametri C e L che si dividono per il modo comune (choke e condensatori Cy) e per il modo differenziale (induttanza di leakage e condensatore Cx).

Come prima cosa, viene progettato il filtro di modo comune. I condensatori Cy, come già detto, sono limitati da normativa. In particolare, per la tensione di rete la capacità massima è 4.7 nF, che viene quindi scelta con il componente reale VY2472M49Y5US63V7. Avendo quindi un limite su C_c e L_c C_c si avrà che

$$L_c = \frac{1}{2} * \frac{2L_c * 2C_c}{2C} \geq \frac{41 * 10^{-12}}{4,7 * 10^{-9}} = 8,72 * 10^{-3}$$

Si è quindi cercato un componente reale con un' induttanza superiore a questo valore,

che potesse rispettare anche le specifiche di performance del circuito. Si è optato, quindi, per due WE-CBL7448062105 da 5 mH. In questa fase della progettazione, il collo di bottiglia è stata la corrente di lavoro (17 A) che ha ristretto la lista dei componenti accettabili. Ovviamente, la possibilità di realizzare da zero un choke ad hoc permetterebbe un'ottimizzazione del filtro e un miglioramento nelle prestazioni, utilizzando anche induttanze più alte.

Infine, vengono calcolati i parametri per il modo differenziale. Qui si è partiti dall'induttanza di leakage dei choke, pari a $21,5\mu\text{H}$, e si è calcolato il parametro di capacità come:

$$C_c = \frac{L_c * C_c}{L_c} \geq \frac{41 * 10^{-12}}{21,5 * 10^{-6}} = 1,91 * 10^{-6}$$

Essendo anche i condensatori Cx soggetti a normativa di sicurezza, il valore appena ricavato è stato preso come indicativo per trovare un parametro che fosse maggiore o uguale tra quelli disponibili. Si è quindi optato per $10\mu\text{F}$ e, quindi, il componente R463W510050M1K. Sfruttando le formule, sono state misurate frequenza di risonanza e attenuazione per questa capacità, controllando fossero effettivamente accettabili:

$$A_l(140\text{kHz}) = \frac{1}{(2\pi * 140000)^2 * 21,5 * 10 * 10^{-12}} = 0,006$$

$$A_{dB}(140\text{kHz}) = 20 * \log_{10}(6 * 10^{-3}) = -44,42$$

$$f_{ris} = \frac{1}{2\pi\sqrt{21,5 * 10^{-6} * 10 * 10^{-6}}} = 10854\text{Hz}$$

4.3. Limiti delle specifiche tecniche al design

Come già accennato, una grande restrizione nell'identificazione dei componenti è stata la reale applicazione del filtro. Nello specifico, durante la progettazione di un filtro EMI, ma più in generale per qualsiasi dispositivo, è importante tenere a mente questi limiti:

- **Limiti normativi**

L'apparato deve seguire degli standard per la successiva produzione, che varieranno se il prodotto sarà usato in ambito industriale o domestico. Sarà, quindi, importante comprendere in che ambito ricade il dispositivo e rispettare le norme corrispondenti. Queste norme, oltre a essere obbligatorie per la commercializzazione, sono fondamentali per evitare rischi, perchè definiscono dei limiti che, se non rispettati, posso causare gravi danni al dispositivo, all'ambiente circostante o alle persone. Nel caso di questo progetto di tesi, le norme hanno limitato i condensatori Cx e Cy: il guasto di Cx comporta un rischio di incendio, mentre il guasto di Cy comporta sia un rischio di incendio che un potenziale rischio di scossa.

- **Limiti imposti dal funzionamento**

Anche l'ambiente di lavoro dello specifico componente è fondamentale. Componenti diversi avranno correnti e tensioni di lavoro e temperatura d'esercizio diversi, facendo sì che alcuni siano più adatti a delle applicazioni piuttosto che altri. Un esempio è già stato accennato nella trattazione di cui sopra: lavorando in un piano a induzione, è necessario considerare che correnti e potenze in gioco sono piuttosto grandi per un elettrodomestico. Questo comporta choke più specifici per l'ambiente di potenza, che però spesso sono disponibili con induttanze più basse rispetto al valore di progetto o fisicamente troppo ingombranti per essere posizionate nel circuito.

- **Limiti economici**

Mentre nel caso di un prototipo sperimentale o della produzione di un numero limitato di pezzi, il prezzo dei componenti può essere secondario, nell'ambito industriale è molto più limitante. Per la produzione in serie, è importante infatti scegliere componenti di facile approvvigionamento e di costo moderato .

Capitolo 5.

Validazione del filtro proposto

Nel capitolo precedente è stato realizzato uno schematico per il filtro EMI oggetto di tesi e ne sono stati scelti i componenti. In questo capitolo, invece, verrà simulato il filtro tramite LT-SPICE e verranno analizzati i risultati delle misure del piano a induzione con il filtro applicato sotto forma di prototipo. Questo permetterà di avere un riscontro sul comportamento effettivo del filtro e delle sue performance.

5.1. Simulazione tramite LT-SPICE

5.1.1. Schematici

Innanzitutto sono state impostate due simulazioni: in una lo schematico era realizzato con i componenti ideali, mentre nell'altro con i componenti reali scelti nel capitolo 4. Il primo dà un'idea sulla scelta dei valori veri e propri, ed è una base per provare modifiche al filtro. La seconda, invece include anche l'influenza dei parametri parassiti.

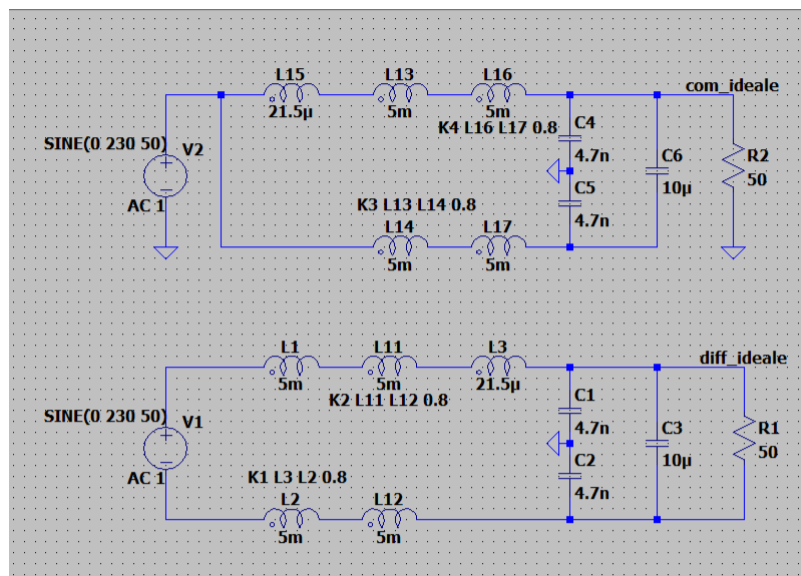


Figura 5.1.: Circuiti con i componenti ideali del filtro proposto

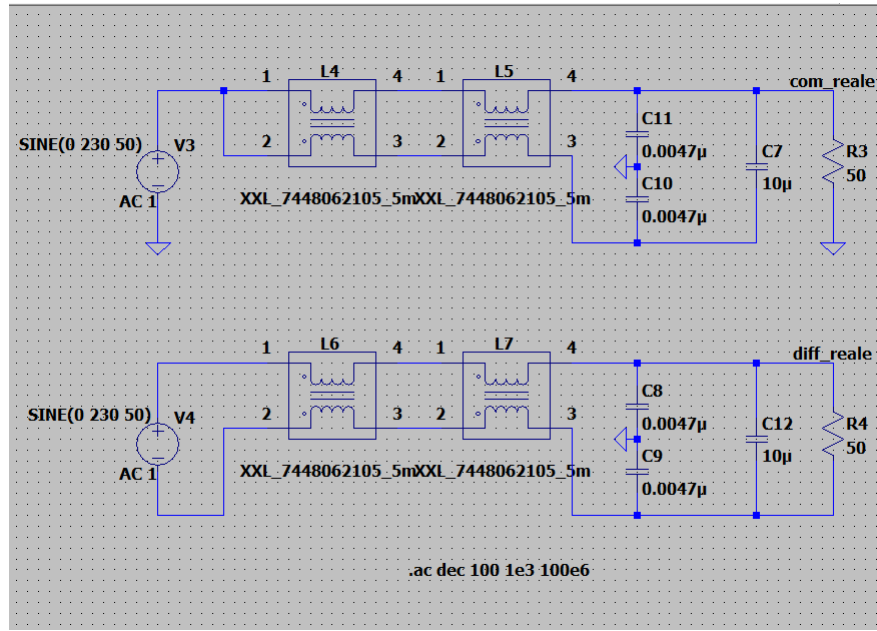


Figura 5.2.: Circuiti con i componenti reali del filtro proposto

I due schematici sono stati realizzati in due configurazioni per separare il contributo di modo comune da quello di modo differenziale, entrambe con in ingresso la tensione di rete (sinusoide di 230 V a 50 Hz) e in uscita un carico di 50 Ohm.

5.1.2. Comportamento in frequenza

In questa sezione sono mostrati i comportamenti in frequenza. I grafici sono stati ottenuti tramite la funzione .ac (funzione analisi ai piccoli segnali) con 100 punti per decade e intervallo da 1 kHz a 100 MHz. In entrambe le simulazioni è stata analizzata la differenza di potenziale ai capi della resistenza di 50 Ohm, che funge da carico. Di seguito il confronto per il modo comune tra comportamento reale (traccia gialla) e comportamento ideale (traccia verde).



Figura 5.3.: Comportamento in frequenza del filtro in modo comune

Qui sono invece rappresentate le tracce di modo differenziale, sempre con combinazione componenti ideali- traccia verde e componenti reali-traccia gialla.



Figura 5.4.: Comportamento in frequenza del filtro in modo differenziale

Innanzitutto si può notare come sia stato seguito il progetto, avendo 40 dB di attenuazione a 140 kHz e una pendenza di 40dB decade fino a 1 MHz, dove l'attenuazione diventa stabile per gli effetti parassiti. La problematica è però alle alte frequenze, oltre i 10 MHz, dove troviamo dei picchi che garantiscono un'attenuazione minima di 30dB. Si può osservare, inoltre, come nell'intervallo tra i 100kHz e 1MHz sia più importante il contributo differenziale. Il grafico di seguito permette di confrontare visivamente i due modi per il filtro con componenti reali.

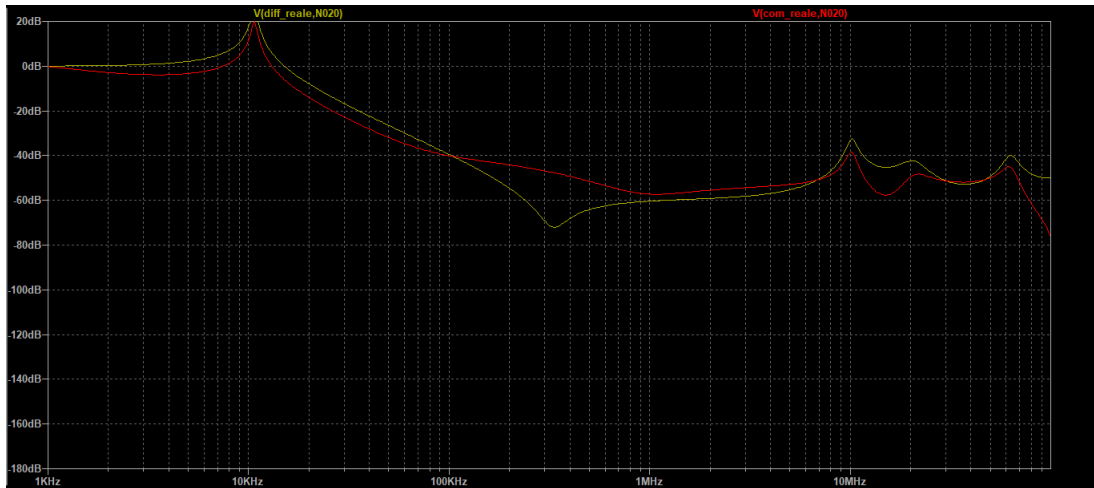


Figura 5.5.: Confronto del comportamento di modo differenziale (traccia gialla) e di modo comune (traccia rossa) del filtro reale

5.2. Realizzazione prototipo e relative misure

Del filtro finora analizzato si è riusciti a produrre un prototipo, con i componenti ottenuti nel capitolo 4 e simulati nella sezione precedente. Di seguito una sua immagine:

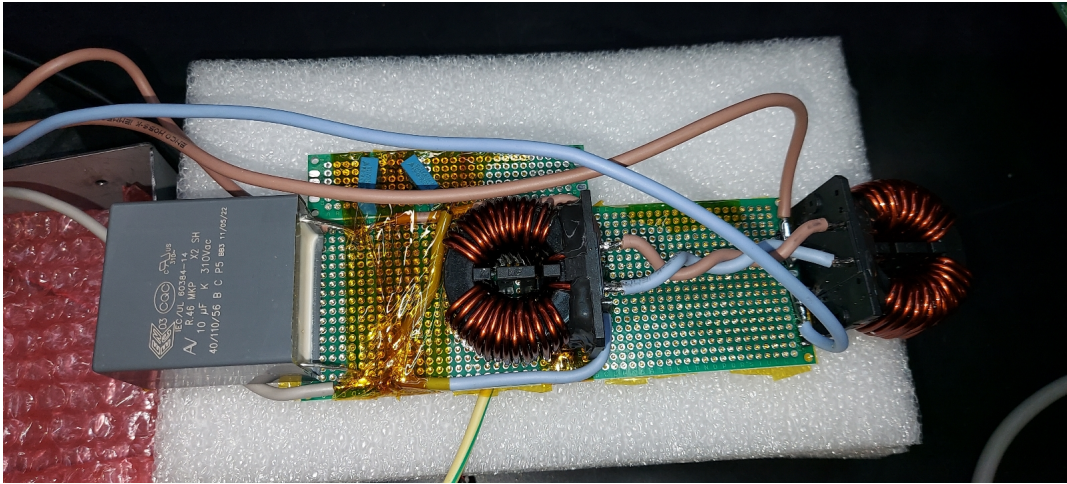


Figura 5.6.: Prototipo del filtro oggetto di tesi

Il suddetto prototipo è stato applicato a una versione successiva del prototipo del piano a cui sono riferite le misure del capitolo 3. Le misure sono state effettuate con lo stesso set-up con cui sono state eseguite quelle precedenti ovvero con LISN e ricevitore EMI.

5.2.1. Misura di fondo

La prima misura è la misura del fondo durante la prova. Si può notare come sia sostanzialmente molto simile alla misura del capitolo 3, essendo entrambe state realizzate nello stesso ambiente e con lo stesso set-up. Anche qui le misure sono divise in quasi picco (traccia gialla) e valor medio (traccia verde).

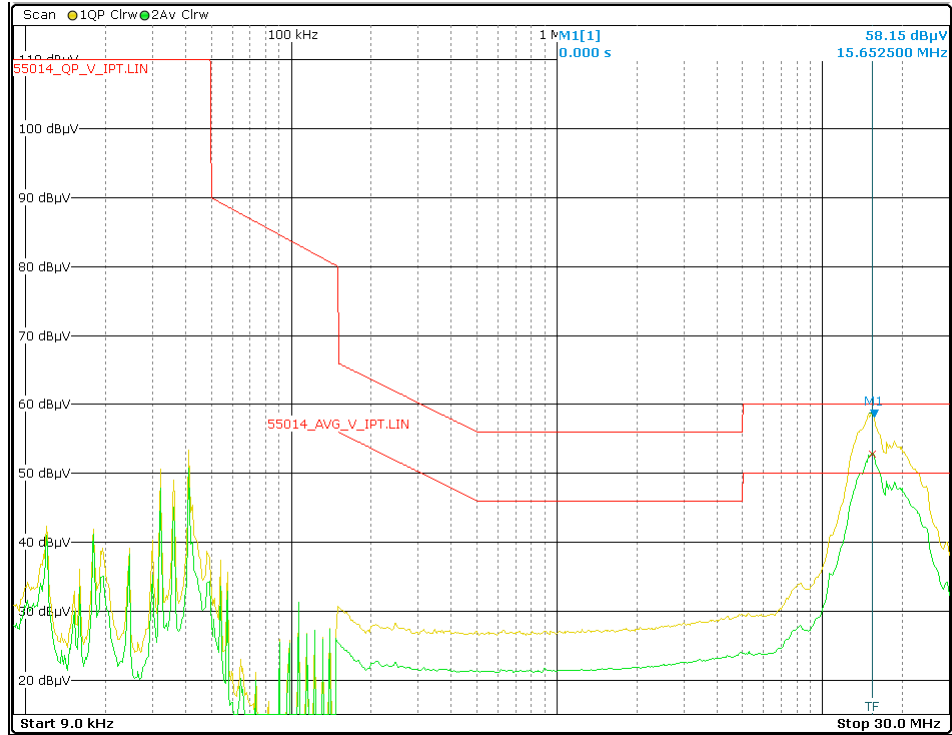


Figura 5.7.: Misura di fondo

5.2.2. Misura senza filtro

Qui vengono proposti i risultati della misura senza nessun tipo di filtro EMI.

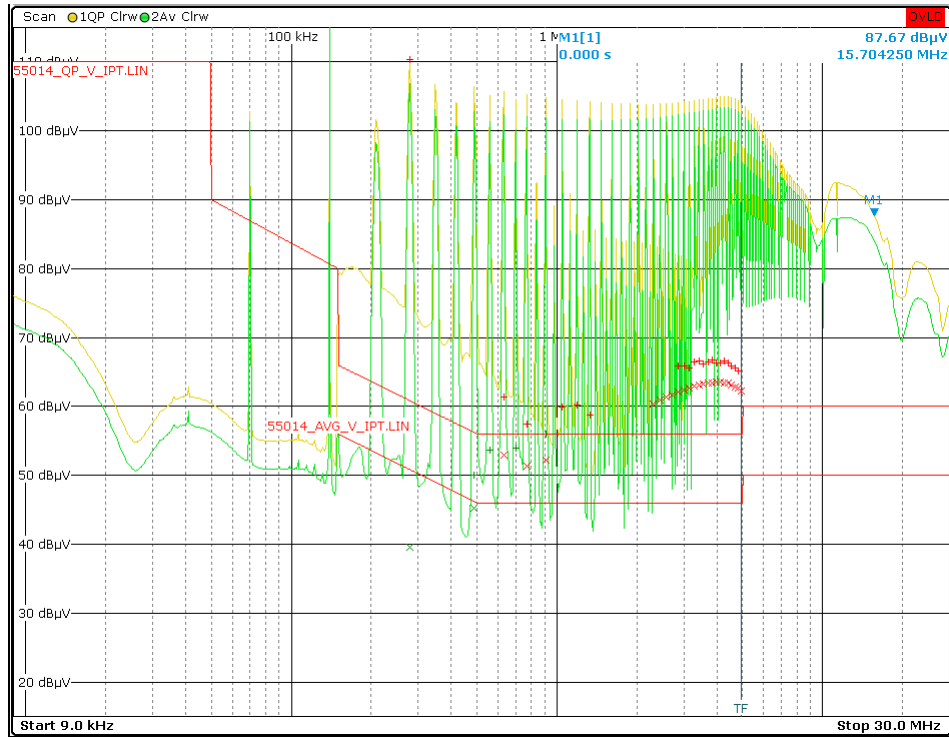


Figura 5.8.: Misura di fase senza filtro

5.2.3. Misura con il filtro

Qui vengono proposti i risultati della misura con il filtro EMI applicato.

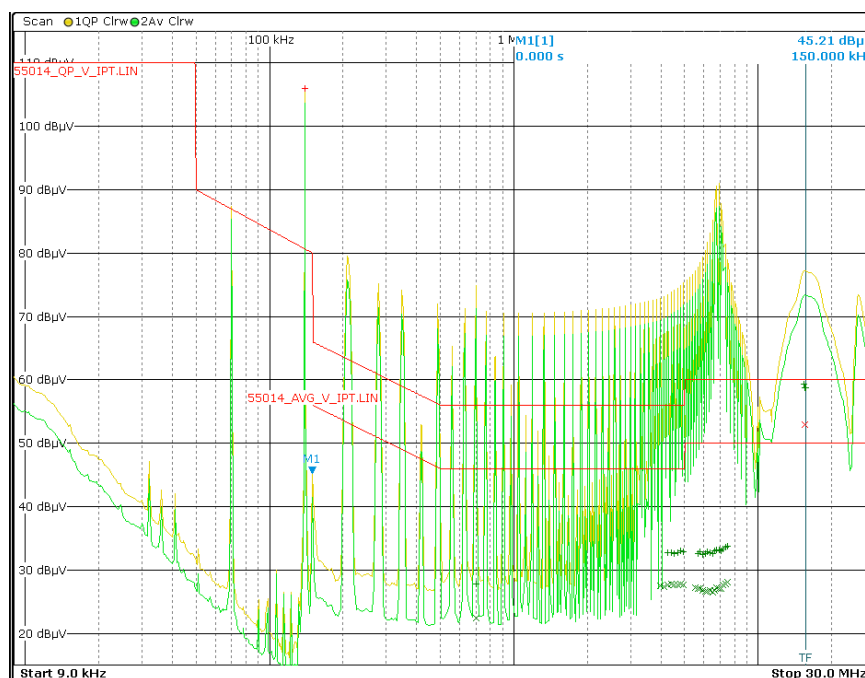


Figura 5.9.: Misura di fase con il filtro applicato

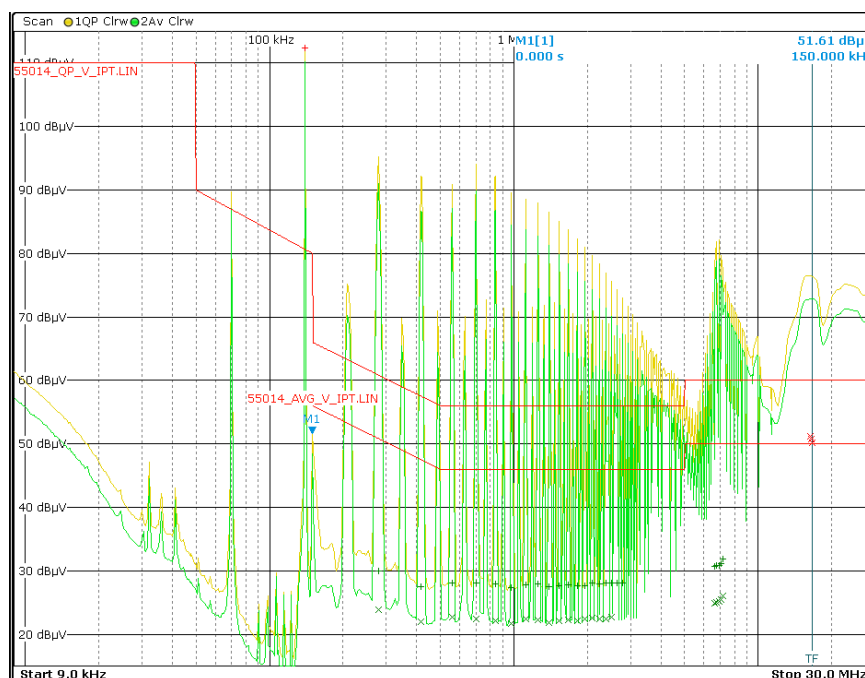


Figura 5.10.: Misura di neutro con il filtro applicato

Nonostante il filtro non riesca a portare il segnale sotto maschera, riesce comunque

a fornire una buona attenuazione e un comportamento in linea con le simulazioni. Nell'intervallo precedente ai 140 kHz si nota l'effetto della pendenza di 40 dB/decade del filtro. Oltre i 140 kHz il filtro fornisce un'attenuazione più o meno uniforme, come ci si aspettava. Nell'ultima parte del grafico, a partire da poco prima dei 10 MHz, si nota l'effetto dei picchi presenti anche nella simulazione che forniscono un'attenuazione discontinua.

Ricordiamo che il filtro che è stato realizzato è comunque un primo filtro sperimentale con un margine di attenuazione molto piccolo, ma nonostante ciò è un ottimo punto di partenza per successivi studi. Inoltre con queste misure si è confermato il comportamento del filtro come visto nella simulazione, validando quindi la procedura di progettazione fin'ora usata.

5.3. Sviluppi futuri

Possibili miglioramenti per una continuazione del progetto possono essere:

- **Miglioramento del layout del circuito del piano a induzione**

Il rumore del prototipo del piano a induzione senza filtro è già in partenza molto alto. Degli accorgimenti nel design della PCB e nel posizionamento dei componenti, possono trasformarsi in un miglioramento del rumore, che comporterebbe poi un'attenuazione più bassa e più facilmente raggiungibile da parte del filtro.

- **Passaggio da due choke in serie a uno singolo**

Una prova che si suggerisce di compiere, è di utilizzare un singolo choke invece di due in serie. Questo potrebbe comportare un miglioramento nelle performance del filtro, rimuovendo eventuali parametri parassiti tra i collegamenti dei due choke.

- **Studio delle componenti di modo comune e di modo differenziale del rumore**

Questo tipo di analisi non è stata effettuata all'interno della tesi, ma potrebbe esserne un interessante sviluppo. Comprendere, infatti, le diverse componenti del disturbo permetterebbe di realizzare un filtro con parametri più adatti di modo comune e di modo differenziale. Ad esempio, se durante questo tipo di studio si ottenesse un grande contributo differenziale, si potrebbe optare per aggiungere un'effettiva induttanza di modo differenziale, piuttosto che utilizzare le perdite del choke.

Conclusioni

La presente tesi ha fornito una solida metodologia di approccio alla realizzazione di un filtro EMI, validata dalle misure finali del filtro applicato al prototipo del piano a induzione. Ha inoltre fornito gli strumenti necessari alla realizzazione di un secondo prototipo illustrando i disturbi condotti da attenuare tramite il filtro e le problematiche progettuali da tenere in considerazione, come i limiti dati dalle specifiche tecniche. Infine, è presente una sezione di possibili correzioni e prove per un successivo miglioramento del filtro e per la realizzazione di un secondo prototipo.

References

- [1] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics*. John Wiley and Sons, 1989.
- [2] M. Ozturk, “A simplified design method for quasi-resonant inverter used in induction hob,” *MDPI Electronics*, 2023.
- [3] T. William, *EMC for product design*. Newnes, 1992.
- [4] M. C. Caponet, F. Profumo, and A. Tenconi, “Emi filters design for power electronics,” *IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No.02CH37289)*, 2002.

Appendice A.

Elenco delle figure

1.1. Tipologie di disturbi elettromagnetici	3
1.2. Valori di riferimento secondo la normativa CISPR 14-1-4.3.2 per dispositivi dotati IPT (Inductive Power Transfer)	4
2.1. Funzionamento del piano a induzione	6
2.2. Schema della struttura del piano a induzione	6
2.3. Schema di un rettificatore a ponte di diodi	7
2.4. Configurazione a mezzo ponte e a ponte	8
2.5. Modulazione della PWM di comando	8
2.6. Inverter SLR	9
2.7. Configurazioni degli inverter quasi-risonanti	10
3.1. Simulazione LT-SPICE del prototipo del piano a induzione	12
3.2. Simulazione LT-SPICE: modo differenziale con maschera limiti CISPR	13
3.3. Simulazione LT-SPICE: modo comune con maschera limiti CISPR .	14
3.4. Prototipo utilizzato per le misure	15
3.5. Misura senza carico	15
3.6. Misura alimentando solo la parte LV	16
3.7. Misura di fase	16
3.8. Misura di neutro	17
4.1. Funzioni di trasferimento per diverse tipologie di filtri	19
4.2. Modo comune e modo differenziale	20
5.1. Circuiti con i componenti ideali del filtro proposto	25
5.2. Circuiti con i componenti reali del filtro proposto	26
5.3. Comportamento in frequenza del filtro in modo comune	27
5.4. Comportamento in frequenza del filtro in modo differenziale	27
5.5. Confronto del comportamento di modo differenziale (traccia gialla) e di modo comune (traccia rossa) del filtro reale	28
5.6. Prototipo del filtro oggetto di tesi	28
5.7. Misura di fondo	29
5.8. Misura di fase senza filtro	30
5.9. Misura di fase con il filtro applicato	31
5.10. Misura di neutro con il filtro applicato	31