Università degli Studi di Padova

Dipartimento di Ingegneria dell'Informazione

Corso di Laurea Magistrale in
Ingegneria Elettronica

Studio di Filtri Attivi per la Riduzione delle Interferenze Elettromagnetiche Condotte Prodotte da Convertitori Elettronici

Relatore:
Prof. Tommaso Caldognetto
Co-Relatore:
Prof. Marco Stellini

Laureando:
Filippo Polo
2027624

Anno Accademico 2022/2023
Data di laurea: 20 Aprile 2023

Abstract

L'ampio uso di dispositivi elettronici di potenza ad alta frequenza di commutazione nei convertitori di potenza ha determinato un drammatico aumento dei disturbi elettromagnetici (EMI). Il processo di commutazione ad alta frequenza è responsabile di tensioni e transizioni di corrente molto rapide e porta a diversi problemi, come le correnti di modo comune (CM) e differenziale(DM). I dispositivi elettronici devono essere in accordo a specifici requisiti normativi sia per emissioni condotte che irradiate. L'obiettivo di questo elaborato è discutere e approfondire in particolare i filtri EMI attivi (AEF). Dopo un'analisi dello stato dell'arte dei dispositivi presenti in letteratura, verrà illustrato il percorso di progettazione e caratterizzazione di un modello fisico di filtro AEF. In seguito verrà confrontata la soluzione presentata con un modello di filtro EMI passivo attraverso il software di simulazione LTspice. Verrà infatti applicata una sorgente di rumore generica e verranno definiti i livelli di attenuazione delle due soluzioni proposte, evidenziando i vantaggi della soluzione attiva in bassa frequenza.

Indice

Introduzione **3**

1 Stato dell'arte **5**

1.1 Cenni di Compatibilità Elettromagnetica: EMC 6

1.1.1 Rete di stabilizzazione dell'impedenza di linea:LISN 8

1.2 Filtri EMI Passivi 9

1.2.1 Nucleo di ferrite: utilizzo come induttore di modo comune CM 9

1.2.2 Condensatori di classe X 11

1.2.3 Condensatori di classe Y 11

1.3 Design di un filtro EMI Passivo 13

1.3.1 Filtro passivo del primo ordine 13

1.3.2 Filtro passivo del secondo ordine 14

1.3.3 Design di un D3DAB PFC 15

1.4 Filtri EMI Attivi: AEF 18

1.4.1 Tipologie AEF 19

1.4.2 Filtro EMI attivo di modo comune isolato da trasformatore senza componenti aggiuntivi sulle linee elettriche 20

1.4.3 Design del filtro EMI attivo proposto 22

1.5 Confronto tra filtri EMI passivi e attivi 26

2 Disturbi condotti nei convertitori DC/DC **29**

2.1 Convertitore DC/DC Buck nel dominio ad alta frequenza 30

2.2 Disturbi di modo comune in un Buck 32

2.3 Simulazione Buck in LTspice 34

2.4 Specifiche EMI per convertitori di potenza: normative CISPR . . 36

3 Filtro ibrido HEF **37**

3.1 Idea iniziale 38

3.1.1 Principio del metodo di moltiplicazione dell'impedenza attiva 38

3.2 Descrizione del sistema circuitale del filtro HEF 39
3.2.1 Circuito di rilevamento 40
3.2.2 Stadio 1: Amplificatore buffer 40
3.2.3 Stadio 2: Amplificatore compensato 41
3.2.4 Stadio 3: Amplificatore di potenza 42
3.2.5 Circuito di iniezione 43

4 Realizzazione e analisi PCB di un filtro AEF 47
4.1 Design del PCB 47
4.2 Caraterizzazione circuito di rilevamento: CM Choke 51
4.3 Caratterizzazione dei 3 stadi Opamp 55
4.3.1 OPAMP 1 55
4.3.2 OPAMP 2 56
4.3.3 OPAMP 3 57
4.4 Caratterizzazione del circuito di iniezione 58
4.5 HEF: Guadagno ad anello aperto 59
4.6 HEF: Guadagno ad anello chiuso 60

5 Conclusioni 63

A Analisi e scelta dei componenti nel PCB 65
I Resistenze SMD 1206 66
II Condensatori SMD C0603K 66
III Ferrite SMD 1206 67
IV Opamp 67

Bibliografia 73

Introduzione

È noto che i convertitori di potenza switching generino interferenze elettromagnetiche (EMI). Grazie agli ultimi progressi nella tecnologia dei semiconduttori, la frequenza operativa dei dispositivi di commutazione continua ad aumentare. Di contro, la frequenza di commutazione causa un elevato rumore EMI. Per attenuarlo, i filtri EMI diventano indispensabili. Questi dispositivi sono passivi se costituiti da induttori e condensatori. Limitato dai materiali magnetici, il volume dell'induttore non può essere ridotto in modo significativo. L'aumento della densità di potenza dell'intero sistema può essere il limite per i comuni filtri passivi.

In base ai percorsi di propagazione, il rumore EMI può essere classificato in rumore di modo differenziale (DM) e di modo comune (CM). Per motivi di sicurezza, la corrente di dispersione che scorre nei condensatori di classe Y del filtro CM deve rientrare nei limiti standard, come IEC 60950. Quindi, una grande induttanza CM diventa necessaria per operare con la piccola capacità di classe Y per ottenere l'attenuazione richiesta. Nonostante siano stati compiuti progressi nell'avanzamento dei materiali magnetici e delle tecniche di avvolgimento, le bobine di arresto CM occupano ancora un volume e un peso considerevoli nei convertitori di potenza.

I filtri EMI attivi forniscono un'alternativa per sostituire parte dei componenti passivi per ridurre il volume complessivo del filtro. Sulla base dei metodi di rilevamento e compensazione del rumore, i filtri di modo comune attivi (ACF) possono essere classificati in quattro tipologie principali: CSCC (current sensing-current compensation),CSVC (current sensing-voltage compensation),VSCC (voltage sensing-current compensation),VSVC (voltage sensing-voltage compensation).

Capitolo 1

Stato dell'arte

I filtri EMI sono dispositivi elettronici utilizzati con il fine di sopprimere i disturbi elettromagnetici indesiderati, che sono generati dai circuiti utilizzati nei dispositivi di tutti i giorni. Quest'ultimi infatti funzionano ad alta frequenza, creando di conseguenza disturbi che si possono propagare via cavi e via aerea. In accordo a specifici requisiti normativi sia per emissioni condotte(propagazione via cavo, presentano uno spettro compreso tra i 150kHz e 30 MHz) che irradiate(propagazione sotto forma di campi elettromagnetici, con frequenze superiori a 30Mhz), i filtri EMI sono necessari, e vengono posizionati al lato alimentazione in ingresso al dispositivo. Di conseguenza questi filtri evitano che tali disturbi possano entrare e creare malfunzionamenti. Inoltre, i filtri EMI evitano che il rumore generato dal funzionamento del dispositivo disturbi la rete di alimentazione, interferendo poi con altri device.
Il seguente capitolo valuta lo stato dell'arte relativo ai filtri EMI presenti in letteratura, considerando un'analisi delle differenze tra i filtri in questione, oltre che alle valutazioni presenti nelle pubblicazioni scientifiche che possono tornare utili per la progettazione e realizzazione di scheda di un filtro attivo. Innanzitutto verrà introdotto nella sottosezione 1.1 l'argomento relativo ai filtri EMI passivi, considerando poi l'esempio di un filtro EMI passivo introdotto in un D3DAB e il relativo processo di design dello stesso. Di conseguenza verranno illustrati i filtri EMI attivi, l'evoluzione di quelli passivi, che però mantengono la stessa idea che sta alla base del loro funzionamento.

1.1 Cenni di Compatibilità Elettromagnetica: EMC

La compatibilità elettromagnetica è una sotto-disciplina dell'ingegneria elettrica ed elettronica, che si occupa dell'analisi e dell'ottimizzazione degli effetti indesiderati prodotti dalla generazione, trasmissione e ricezione non intenzionali di energia elettromagnetica. L'obiettivo è quello di garantire il corretto funzionamento nel medesimo ambiente di diversi apparati elettrici/elettronici che coinvolgono a loro volta fenomeni elettromagnetici durante il loro funzionamento.
In particolare, la compatibilità elettromagnetica pone come obiettivo quello di rispettare due condizioni essenziali:

- Condizione di compatibilità: limitare l'intensità dei disturbi elettromagnetici prodotti dai sistemi elettrici/elettronici che possono compromettere il corretto funzionamenti dei sistemi esterni.

- Condizione di suscettibilità(immunità): assicurare un livello di immunità del sistema elettrico/elettronico rispetto i disturbi elettromagnetici provenienti dall'esterno.

I disturbi sopra citati si possono distinguere in due tipi:

- Disturbi condotti: sono segnali indesiderati che si presentano sotto forma di tensioni e correnti, che si possono misurare nei conduttori elettrici, di segnale e/o alimentazione collegati al dispositivo. Sono disturbi appartenenti al range di frequenza [150kHz-30MHz].

- Disturbi irradiati: sono segnali indesiderati presenti sotto forma di campo elettromagnetico nello spazio. Sono disturbi che presentano frequenze superiori ai 30MHz.

E' necessaria un'ulteriore distinzione delle tipologie di segnali che saranno di nostro interesse nello studio della compatibilità elettromagnetica, ovvero la classificazione dei segnali di modo comune e di modo differenziale all'interno di un sistema.
Consideriamo il sistema riportato in Fig.1.1 formato da circuito di alimentazione, due conduttori(fase e neutro) e un carico generico.
In un sistema ideale la corrente che scorre nella fase si richiude nel neutro in opposizione di fase, ma con lo stesso modulo. Nella realtà questo non accade in

quanto esiste una componente chiamata di 'modo comune' che si aggiunge e presenta un percorso che va dai due conduttori del sistema verso la terra. Questo è dovuto alla presenza di effetti parassiti capacitivi tra conduttori e piano di massa.

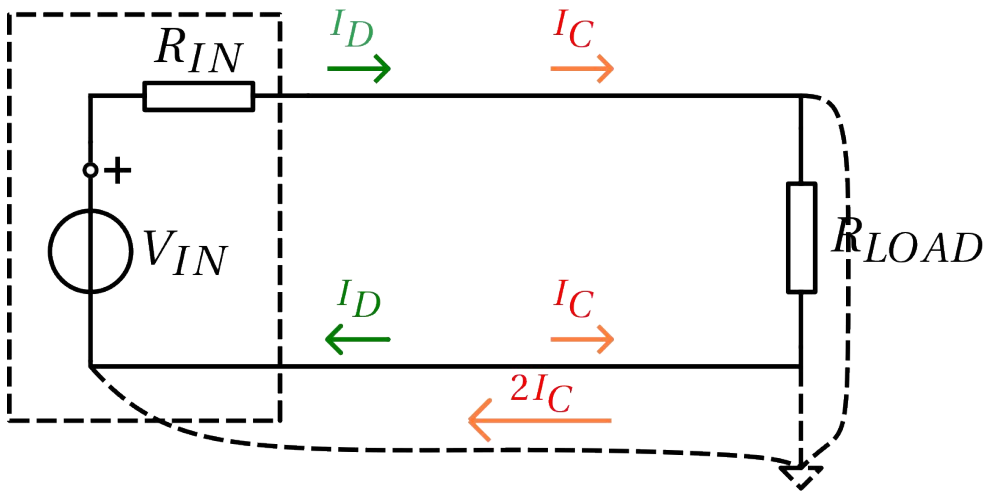


Figura 1.1: Correnti di modo comune e differenziale in un sistema generico.

Il valore della corrente nei due conduttori è di conseguenza:

$$\begin{aligned} I_1 &= I_D + I_C \\ I_2 &= -I_D + I_C \end{aligned} \tag{1.1}$$

La tesi mette in evidenza in particolare i disturbi condotti. Affinché questi disturbi possano essere misurati e in seguito attenuati, è necessario utilizzare un setup di strumentazione adeguato:

- Ricevitori di test EMI.
- Analizzatore di spettro.
- Generatore di segnali.
- Oscilloscopio.

Per collegarsi ai punti di interesse del nostro circuito di misura, e quindi effettuare misure dei disturbi attraverso gli strumenti elencati sopra, è necessario fare affidamento ad un altro strumento non ancora citato. Quest'ultimo consiste nella cosiddetta 'rete di stabilizzazione dell'impedenza di linea'. Nel paragrafo che segue verranno analizzati gli aspetti fondamentali di questo strumento e i motivi per cui ne è fondamentale l'utilizzo.

1.1.1 Rete di stabilizzazione dell'impedenza di linea:LISN

La 'Rete di stabilizzazione dell'impedenza di linea'(LISN) è un dispositivo utilizzato come rete di accoppiamento per eseguire misure di interferenza condotta su apparecchiature elettroniche ed elettriche. In Fig. 1.10 è stato riportato un circuito generale di una struttura LISN:

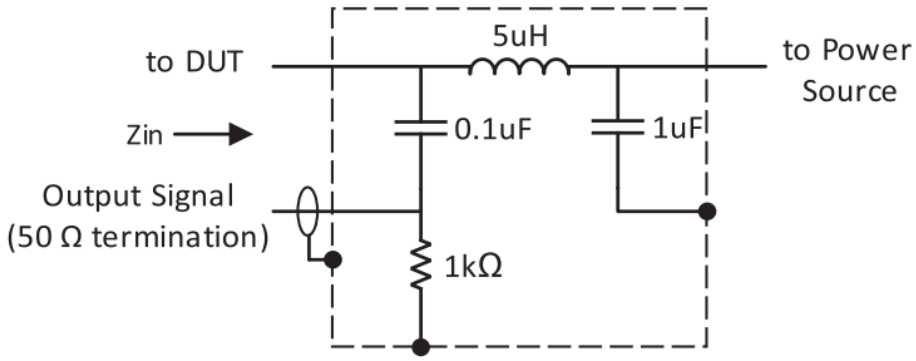


Figura 1.2: Tipico circuito $5\mu H$ LISN

Il LISN ha tre funzioni principali:

- Bloccare i disturbi in radiofrequenza (RF) in ingresso dall'alimentazione di rete verso il DUT(Device Under Test). Viene inserito tra la linea di alimentazione e il DUT per questo motivo.
- Mantenere l'impedenza specificata al terminale dell'apparecchiatura in prova (DUT) nell'intervallo di frequenza di lavoro. Secondo i requisiti di CISPR, l'impedenza di carico R di LISN è 50 Ω.
- Accoppiare il segnale di tensione RF dal DUT al ricevitore di misurazione tramite capacità di accoppiamento per la misura.

Sono presenti fondamentalmente due tipi di rumore nell'emissione condotta: modo comune e differenziale (rispettivamente CM e DM). Allo scopo di misurare questi due tipi di disturbo, esistono due tipi di LISN di base:

- Rete 'V': può misurare solo le tensioni asimmetriche (CM).
- Rete 'Delta': può misurare separatamente le tensioni simmetriche (DM) e asimmetriche (CM).

In conclusione a questo primo paragrafo del capitolo 1, possiamo riassumere con la Fig.A.5 il setup di misura dei disturbi condotti in un sistema elettronico collegato alla rete di alimentazione.

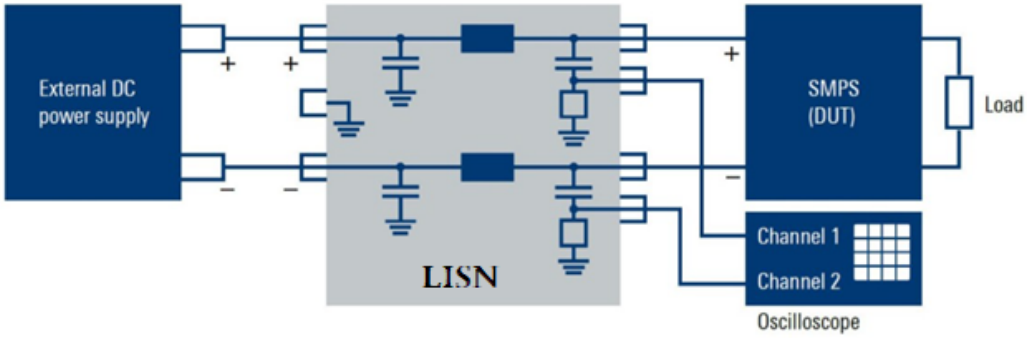


Figura 1.3: Setup di misura di disturbi condotti.

1.2 Filtri EMI Passivi

I filtri EMI passivi sono implementati mediante elementi reattivi passivi in configurazioni tali da realizzare, nei riguardi del disturbo RF, effetti di attenuazione o disadattamento di impedenza all'interno di assegnate bande di frequenza. I filtri EMI utilizzati nella maggior parte delle applicazioni partono da una struttura topologica standard, riportata in Fig. 1.4, alla quale possono essere apportate modifiche e ottenere di conseguenza strutture non molto diverse da quelle in figura.

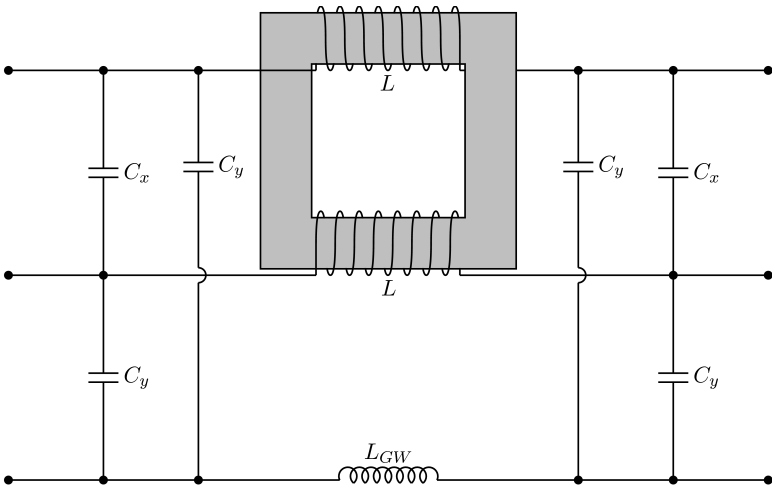


Figura 1.4: Topologia di filtro EMI passivo

1.2.1 Nucleo di ferrite: utilizzo come induttore di modo comune CM

Il primo elemento che viene descritto in questo paragrafo è il nucleo di ferrite. Questo oggetto può essere utilizzato per bloccare le correnti di modo comune e di

modo differenziale. Nel nostro caso, il nucleo di ferrite viene impiegato al fine di bloccare solamente le correnti di modo comune, dal momento che tutto dipende dagli avvolgimenti che vengono creati attorno a questo elemento.

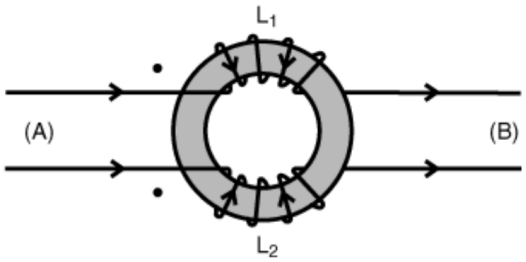


Figura 1.5: CM choke

Infatti, facendo riferimento alla figura 1.5, possiamo notare che creando degli avvolgimenti sulla fase in senso orario, e nel neutro degli avvolgimenti in senso antiorario, si verrà a creare una situazione di questo tipo:

- Quando una corrente differenziale scorre lungo la bobina L1, questa produce un flusso magnetico che si elide con quello prodotto lungo la bobina L2. Di fatto quindi l'induttanza di modo differenziale è molto piccola.

$$\Phi_{L1} + \Phi_{L2} = 0 \tag{1.2}$$

- Quando gli induttori L1 e L2 incontrano un segnale di modo comune, ciascuno di essi contribuisce con un flusso netto diverso da zero nel nucleo condiviso.

$$\Phi_{L1} + \Phi_{L2} \neq 0 \tag{1.3}$$

  Gli induttori si comportano quindi come componenti indipendenti con la loro mutua induttanza che risponde al segnale comune. L'induttanza sarà elevata, perché a fronte di una corrente inducente avremo la creazione di un flusso magnetico proporzionale all'induttanza secondo la teoria del solenoide riportate sotto:

$$\Phi = \mu_0 \frac{n^2 I}{l} S \tag{1.4}$$

$$L = \frac{\Phi}{I} \tag{1.5}$$

Un aspetto importante da sottolineare è che questo induttore di modo comune CM può sostenere delle correnti alternate molto elevate senza il rischio di saturare, perché i contributi ϕ_1 e ϕ_2 prodotti dalla corrente differenziale si cancellano. Questo aspetto è di particolare importanza perché la nostra ferrite non potrà

raggiungere la saturazione, mantenendo un coefficiente di permeabilità μ ben preciso. La componente di modo differenziale infatti non viene in alcun modo alterata, se non per via di un'imperfezione dell'accoppiamento delle due bobine. La scelta di questo elemento viene fatta considerando la banda di frequenza di interesse.
C'è da sottolineare che questa appena descritta è un'illustrazione del caso ideale. Infatti, vi è da considerare che sia le capacità parassite tra le spire che il nucleo di ferrite influenzano la fisica del componente reale.

1.2.2 Condensatori di classe X

I condensatori di classe X servono ad attenuare le correnti di modo differenziale. Di fatto costituisce una bassa impedenza per delle correnti fortemente impulsive, così da creare una circolazione di queste correnti ad alta frequenza tra fase e neutro, evitando che ci sia lo scorrimento di una corrente differenziale tra rete/DUT e viceversa.
Il valore del condensatore di classe X deve rispettare la normativa EN132400 e solitamente rispecchia un valore tipico compreso tra 22 nF e i 220 nF. Solitamente si utilizzano condensatori a film metallizzato. Un altro fattore da considerare nella scelta del condensatore di classe X è la tensione massima che il condensatore può sopportare, dovuti ai picchi di tensione possibili. A tal proposito infatti i condensatori di classi X vengono classificati in base alla tensione di tenuta, ovvero la tensione di impulso di picco consentita e i livelli di sovratensione nella classe di sicurezza. In seguito è riportata la tabella che descrive i vari tipi di condensatori di classe X:

Tabella 1.1: Classificazione dei condensatori di classe X.

X1	X2	X3
$2kV < V_{PEAK,MAX} < 4kV$	$1.2kV < V_{PEAK,MAX} < 2.5kV$	$1.2kV < V_{PEAK,MAX}$

1.2.3 Condensatori di classe Y

I condensatori di classe Y sono elementi che vanno a collegare ciascun conduttore verso terra, sia per la fase che per il neutro, comportandosi da bassa impedenza quando è presente la componente di modo comune della corrente di disturbo. Il valore dei due condensatori sono uguali e hanno il compito di bilanciare le correnti di modo comune che provengono da rete o dal DUT verso terra. Devono rendere simmetriche queste due correnti per garantire il corretto funzionamento del filtro.

I due condensatori sono necessari per evitare la saturazione del nucleo.
Sono generalmente condensatori ceramici, che di solito compaiono in gruppi. I condensatori di classe Y rivestono un ruolo essenziale nei confronti della "sicurezza elettrica". Una dispersione (o una corto circuito) al dielettrico del condensatore di classe Y che risulta collegato al conduttore di fase porterebbe la tensione di linea (o parte di essa) sul conduttore di terra. Gli enti normativi fissano la massima corrente di perdita a 50 Hz che può scorrere attraverso questi condensatori.

Tabella 1.2: Classificazione dei condensatori di classe Y.

	Y1	Y2	Y3
Range di tensione $V_{PEAK,MAX}$	$x > 250V$ $V_{PEAK,MAX} < 8kV$	$150V < x < 300V$ $V_{PEAK,MAX} < 5kV$	$150V < x$ $V_{PEAK,MAX} < 2.5kV$

Dopo aver descritto gli aspetti generali relativi ai filtri EMI passivi, nella sottosezione che segue verranno trattate dapprima le tipologie di filtri EMI passivi, in particolare per il filtraggio della componente di modo comune. In seguito verrà proposto l'esempio di un filtro EMI passivo applicato ad un D3DAB. La scelta di quest'ultimo esempio è dovuta al fatto di voler sottolineare quelli che sono il ragionamento e il processo che porta a definire i componenti del nostro filtro EMI passivo.
Questo passaggio potrà tornare utile nel momento in cui verrà proposto il design di un filtro attivo nei prossimi capitoli, considerando la stessa idea di fondo.

1.3 Design di un filtro EMI Passivo

Nel seguente paragrafo verranno descritte le tipologie di filtri EMI passivi e il design di un filtro EMI Passivo in uno studio specifico riguardante un D3DAB PFC.

1.3.1 Filtro passivo del primo ordine

Il filtro più semplice e meno costoso da progettare è un filtro di primo ordine. Questo tipo di filtro utilizza un singolo componente reattivo per immagazzinare determinate bande di energia spettrale senza trasferire questa energia al carico.
Nel caso di un filtro passa-basso di modo comune, un'induttanza di modo comune è l'elemento reattivo impiegato.
Il valore di induttanza richiesto per l'induttanza è riportata nella formula seguente:

$$L[H] = \frac{Z_{LOAD}[Ohm]}{f_{-3dB}[Hz]} \tag{1.6}$$

Prendendo in considerazione un esempio pratico, l'attenuazione a 150 kHz e oltre in un carico di 50Ω richiederebbe un induttore da 53 μH. La configurazione del filtro di modo comune risultante è illustrata nella Fig.1.6:

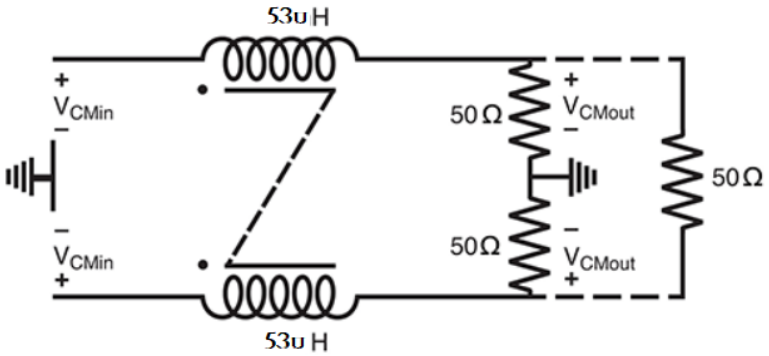


Figura 1.6: Esempio filtro del primo ordine CM choke.

L'attenuazione a 150 kHz sarebbe di 3 dB, aumentando di 6 dB per ottava (L'ottava è un'unità di misura che indica un fattore '2' tra una frequenza e la sua ottava successiva). A causa della dipendenza predominante dall'induttore di un filtro del primo ordine, è necessario considerare le variazioni dell'effettiva induttanza dell'induttore. Ad esempio, una variazione di ± 20% dell'induttanza nominale significa che la frequenza nominale di 3 dB di 150 kHz potrebbe essere compresa tra 120 kHz e 180 kHz.

È necessario prestare attenzione nella scelta di un'induttanza per un filtro passa-basso del primo ordine perché un'induttanza con un valore molto più alto del valore tipico o minimo può limitare l'utile banda di attenuazione dell'induttanza.

1.3.2 Filtro passivo del secondo ordine

Il filtro del secondo ordine è composto da due elementi reattivi e ha notevoli vantaggi in più rispetto al filtro del primo ordine:

- Attenuazione di 12 dB per ottava dopo la frequenza di taglio.
- Maggiore attenuazione a frequenze superiori all'autorisonanza dell'induttore.

Il filtro del secondo ordine è rappresentato in Fig.1.7:

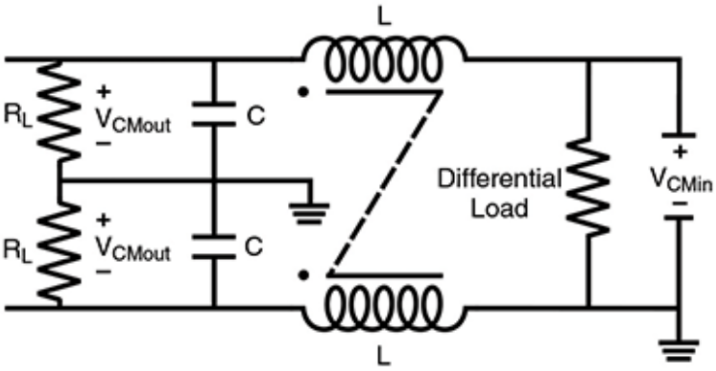


Figura 1.7: Esempio filtro del primo ordine CM choke.

In cui:

$$
\begin{aligned}
\frac{V_{CM,OUT}(s)}{V_{CM,IN}(s)} &= \frac{1}{1+\frac{L}{R_L}s+LCs^2} \\
&= \frac{1}{1-LCw^2+jw\frac{L}{R_L}} \\
&= \frac{1}{1+j2\frac{w}{w_n}-(\frac{w}{w_n})^2} \\
&\omega \text{ è la pulsazione.} \\
&R_L \text{ sorgente di rumore.} \\
&\omega_n = \frac{1}{sqrt(LC)} \\
&\zeta = \frac{L}{2R_L sqrt(LC)}
\end{aligned}
\tag{1.7}
$$

1.3.3 Design di un D3DAB PFC

Nella seguente sottosezione verranno definiti i criteri per ottenere il design di un filtro passivo, considerando lo studio applicato ad un D3DAB PFC Rectifier, un sistema di raddrizzatori trifase per la correzione del fattore di potenza (PFC), dotato di due porte DC indipendenti:

- una è usata come alimentazione diretta di un sistema di azionamento ad alta potenza (5 kW, 800 V).
- una è usata come sistema di distribuzione DC isolato galvanicamente che alimenta gli ausiliari (2,5 kW, 400 V).

L'obiettivo è quello di derivare un modello EMI, approfondendo le origini del rumore EMI alla porta CA sul lato primario (ac1), tenendo conto delle dipendenze dai valori dei componenti del convertitore nonché dei carichi collegati alle due porte dc. In fig. 1.8 viene riportato l'esempio di cui trattiamo.

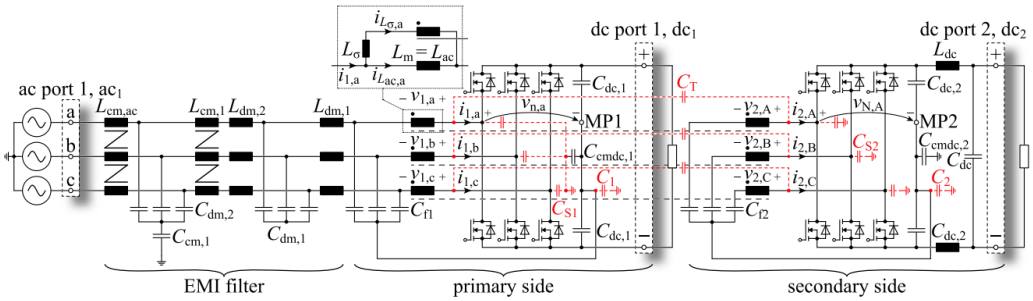


Figura 1.8: Topologia di un 3-Phase Active Bridge Duale (D3AB) PFC raddrizzatore unito ad un filtro EMI alla porta ac1. Sono riportate in rosso le capacità parassite tra i nodi degli interruttori e ground, la connessione tra i punti medi del dc-link e ground, e le capacità parassite dei trasformatori.

I passaggi per caratterizzare il filtro EMI , che vengono descritti nel dettaglio nell'esempio in questione, possono essere riassunti nel seguente modo:

- derivare un circuito equivalente semplificato, che consenta una spiegazione comprensibile del principio di funzionamento del convertitore e creare una modellazione delle sorgenti di rumore EMI e la derivazione delle reti elettriche che descrivono i principali percorsi di propagazione del rumore EMI condotto:
  Nel D3DAB questo aspetto non è così semplice da trattare, considerata la complessità della topologia. In questo esempio il circuito può essere studiato considerando due semplificazioni:

– Il disaccoppiamento del sistema trifase in tre circuiti monofase indipendenti.
– La separazione nel funzionamento ac-dc senza isolamento galvanico, cioè sul lato primario e secondario, e dc-dc funzionamento con isolamento galvanico tra primario e secondario tra le due porte dc.

In conclusione dunque, senza andare nel dettaglio dell'analisi circuitale, il circuito equivalente di interesse viene riportato in Fig.1.9:

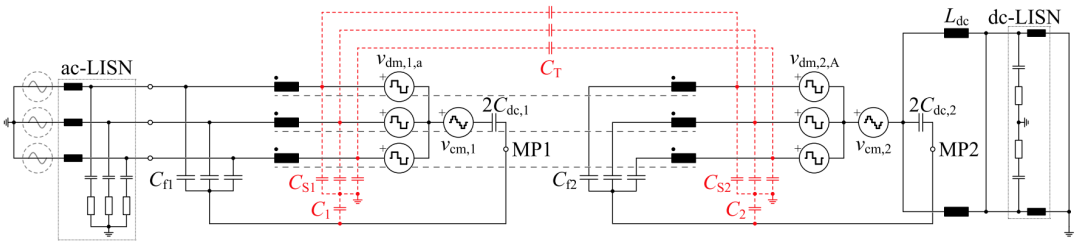


Figura 1.9: Topologia D3ABC (senza filtro EMI) con gli half-bridges rimpiazzati da sorgenti di tensione utili al fine di definire i modelli DM e CM rispetto la porta ac1. Reti di stabilizzazione (LISN) sono collegate alle porte ac1 e dc2.

Al di là dell'esempio di cui stiamo trattando, l'aspetto da tenere in considerazione è che di qualsiasi circuito si tratti, complesso o meno che sia, deve essere definito un modello equivalente in alta frequenza, e devono essere definiti i percorsi dei disturbi DM e CM, come descritto sopra. Questo aspetto ci permette di definire i valori dei componenti che andranno a comporre il design del filtro EMI nello step successivo, ed è quindi di rilevante importanza anche per i capitoli successivi.

- descrivere la progettazione di un filtro EMI, che deve essere ottimizzato in termini di volume per le specifiche considerate, vale a dire, per limiti definiti di EMI condotti e margini di sicurezza definiti per il rumore EMI di modo differenziale (DM) e modo comune (CM):

A questo punto, una volta definito il circuito equivalente del sistema e i relativi percorsi dei disturbi, è necessario suddividere la progettazione del filtro EMI, considerando dapprima la soppressione dei disturbi DM, e successivamente di quelli CM. Il processo di design per uno e per l'altro tipo di disturbo è pressoché identico, e viene sotto riportato in uno schema in Fig.1.10 se non per un aspetto, ovvero quello relativo al limite del valore della capacità CM che può essere utilizzata nel filtro definito dalle normative relative alla massima corrente di dispersione che può scorrere verso terra.

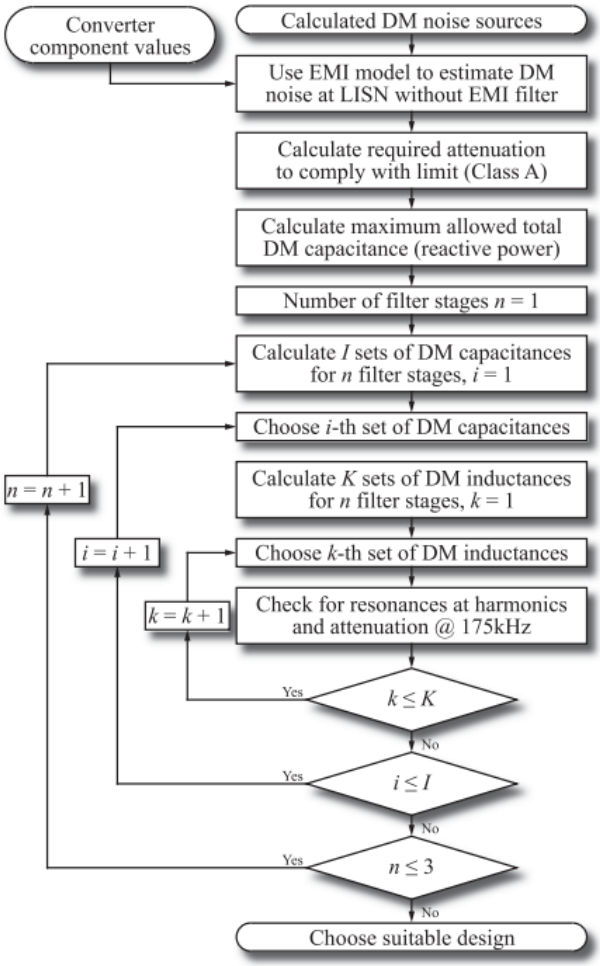


Figura 1.10: Processo di design del DM EMI filtro. Per il design della parte CM, il processo è simile, con la differenza che il valore della capacità CM è limitata dalle normative relative alle correnti con frequenza di linea di dispersione verso terra

- discutere i risultati della verifica sperimentale per i due scenari di carico di lavoro selezionati.

Affinché i risultati siano visibili, è necessario aggiungere un circuito al nostro sistema che ci permetta di osservare i segnali di interesse; il circuito in questione viene definito "rete di stabilizzazione dell'impedenza di linea" (LISN), necessaria per le nostre misurazioni.
Sebbene un filtro EMI passivo abbia una buona proprietà di attenuazione del rumore CM alle alte frequenze, le sue prestazioni sono limitate alle basse frequenze. Per ottenere un'attenuazione del rumore sufficiente alle basse frequenze, il valore del condensatore Y dovrebbe essere abbastanza grande, ma è limitato dallo standard di sicurezza sulla massima corrente di dispersione verso terra. Invece, si potrebbe usare una grande induttanza CM o induttanze CM multistadio, ma il risultato è un filtro EMI enorme e pesante. Pertanto, sono stati studiati i filtri

EMI attivi (AEF) per ridurre le dimensioni dei filtri EMI passivi. L'argomento verrà trattato nella prossima sezione dedicata.

1.4 Filtri EMI Attivi: AEF

Gli AEF(Filtri EMI Attivi) rilevano il rumore CM e iniettano un segnale di compensazione corrispondente al rumore catturato. Il metodo AEF funziona solo in base al segnale rilevato, in modo che le cause del rumore CM non debbano essere identificate. Anche se gli AEF necessitano di diversi componenti e consumano energia extra, sarebbe la soluzione più pratica per sopprimere il rumore CM a frequenze molto basse, poiché può essere implementato in dimensioni compatte rispetto ai filtri passivi.
Inoltre, rispetto al metodo di cancellazione passiva, gli AEF possono essere applicati a qualsiasi scheda di convertitore elettronico indipendentemente dalla complessità.

L'AEF è classificato in base ai tipi di segnale di rumore nella sezione di rilevamento e il segnale di compensazione nella sezione di iniezione. I due diversi tipi di compensazione sono:

- **Compensazione di tensione:** Il filtro attivo di compensazione della tensione forma un percorso ad alta impedenza in serie con sorgenti di rumore per attenuare il rumore, fungendo da induttore.
- **Compensazione di corrente:** Il filtro attivo di compensazione della corrente forma un percorso a bassa impedenza in parallelo con sorgenti di rumore per far circolare il rumore ad alta frequenza, fungendo da condensatore. Il valore del condensatore di iniezione è limitato dal valore della corrente di dispersione che deve rientrare nei limiti standard(come IEC 60950). Inoltre, gli amplificatori attivi in tali AEF dovrebbero avere un guadagno elevato per un'elevata attenuazione del rumore, che potrebbe comportare una larghezza di banda ridotta dell'amplificatore. Un amplificatore ad alto guadagno può anche causare l'eccesso di corrente di dispersione verso terra attraverso il condensatore di iniezione. Pertanto, il valore del condensatore di iniezione e il guadagno dell'amplificatore sono limitati dalle norme di sicurezza, con conseguenti prestazioni limitate dell'AEF.

Mentre i due diversi tipi di rilevamento di segnale possono essere ottenuti in due modi:

- **Rilevamento di tensione:** Viene ottenuto tramite un condensatore, che ha lo svantaggio di non essere isolato dal circuito di rumore, ma al contrario del trasformatore, non ha elementi parassiti che possono comportare criticità.

- **Rilevamento di corrente:** Avviene tramite l'utilizzo di un trasformatore; uno dei vantaggi è che la parte di filtro è in questo modo isolato dal circuito di rumore. Tuttavia gli elementi parassiti nei trasformatori degradano il fattore di attenuazione del rumore e la larghezza di banda dell'AEF.

Oltre alle diverse tipologie di iniezione/rilevamento, dobbiamo considerare che queste due funzioni possono essere implementate in diversi punti del nostro circuito. In particolare, ci sono due diverse strutture di implementazione del nostro filtro AEF, in base al tipo di controllo:

- **Feed forward(a catena aperta):** controllo basato sull'assenza di una misura diretta della grandezza da controllare, poiché l'ingresso del sistema da controllare è calcolato sulla base delle caratteristiche note di tale sistema e sull'eventuale misura dei disturbi agenti su esso.

- **Feedback(a catena chiusa)**: controllo basato sulla misura diretta di una grandezza da controllare. Il valore dell'uscita viene confrontato con un valore di riferimento.

Per selezionare la topologia corretta da utilizzare in una scheda di convertitore elettronico, è necessario considerare la dimensione dell'AEF e la corrente di dispersione verso terra.
Se consideriamo le varie possibilità dal punto di vista più generale, da una parte abbiamo la possibilità di avere trasformatori sia nella fase di rilevamento che di iniezione, oppure dall'altro solamente un accoppiamento capacitivo. Il punto essenziale è capire quale sia più conveniente rispetto l'esigenza.

1.4.1 Tipologie AEF

Le diverse tipologie sono le seguenti:

- **CSVC:** AEF con compensazione della tensione e con rilevamento della corrente utilizzando solo trasformatori. Poiché i trasformatori per il rilevamento e la compensazione del rumore sono generalmente installati sulle linee elettriche, i fili avvolti nel trasformatore devono essere sufficientemente spessi per evitare un flusso di corrente elevato e problemi di calore, il

che aumenta le dimensioni e il costo del trasformatore. Inoltre, il trasformatore può essere influenzato dalla saturazione magnetica che degrada le prestazioni dell'AEF.

- **VSCC:** AEF con compensazione della corrente e con rilevamento della tensione utilizzano solo condensatori. L'AEF della topologia VSCC che utilizza solo l'accoppiamento capacitivo è il più desiderabile per un'applicazione ad alta potenza in termini di dimensioni e costo. Tuttavia, il metodo di accoppiamento del condensatore ha un notevole inconveniente in termini di affidabilità e sicurezza. A seconda di come viene fornita la tensione di alimentazione dell'AEF, la tensione di riferimento dell'alimentazione dell'AEF può essere diversa dalla messa a terra, il che può causare problemi di sovraccarico elettrico (EOS) ai condensatori di accoppiamento o ad altri componenti attivi dell'AEF.

- **VSVC:** è costituito dal condensatore per la parte di rilevamento e dal trasformatore per la parte di compensazione. Questo AEF è esente dall'overflow della corrente di dispersione verso terra, poiché la parte di compensazione è isolata dalle linee elettriche e il piccolo condensatore di rilevamento è collegato a un grande resistore in serie.

- **CSCC:** è costituito da un trasformatore per la parte di rilevamento e dal condensatore per la parte di compensazione. In questa struttura, come nel caso del VSCC ha un limite sul valore del condensatore di iniezione dovuto alle normative da rispettare sulla corrente di dispersione verso terra.

A tal proposito nel proseguo della tesi verrà descritto un esempio di filtro AEF, al fine di analizzarne vantaggi e svantaggi.
Il filtro in questione è della tipologia CSCC, ovvero un AEF con rilevamento di corrente e compensazione di corrente. Questo studio preliminare risulterà utile nel proseguo della tesi per la progettazione e la realizzazione di una scheda reale.

1.4.2 Filtro EMI attivo di modo comune isolato da trasformatore senza componenti aggiuntivi sulle linee elettriche

L'esempio che viene presentato riguarda la tipologia di filtro AEF con compensazione di corrente e iniezione di corrente. Il filtro è completamente isolato grazie al trasformatore. L'AEF è installato come aggiunta al filtro EMI CM 'LC' convenzionale esistente costituito da un'induttanza CM e condensatori di classe Y.

La struttura proposta è simile alla topologia CSCC AEF convenzionale, ma viene aggiunto un trasformatore di iniezione tra l'uscita dell'amplificatore e i condensatori Y di compensazione, come mostrato in Fig.1.11:

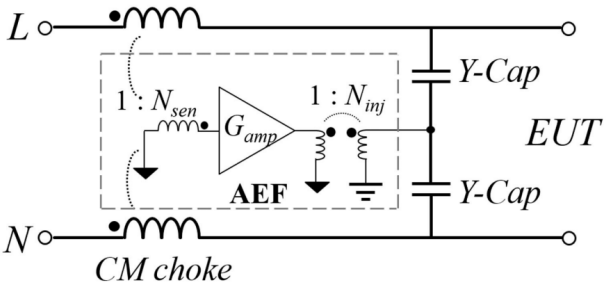


Figura 1.11: Configurazione dell'AEF proposto con isolamentom tramite trasformatore aggiunto al filtro LC convenzionale.

Poiché il trasformatore di iniezione non è installato sulle linee elettriche principali, al trasformatore scorre solo la piccola corrente del segnale di compensazione. Il trasformatore di iniezione può essere realizzato in dimensioni compatte grazie alla sua piccola corrente indipendentemente dalla corrente operativa dell'applicazione, con conseguente basso rischio di saturazione magnetica e problemi di calore. Inoltre, la parte sensibile dell'AEF non richiede alcun trasformatore aggiuntivo, ma un sottile filo sensibile al rumore è inoltre avvolto sull'induttanza CM commerciale già esistente.
Il sistema in questione è rappresentato nella figura 1.12:

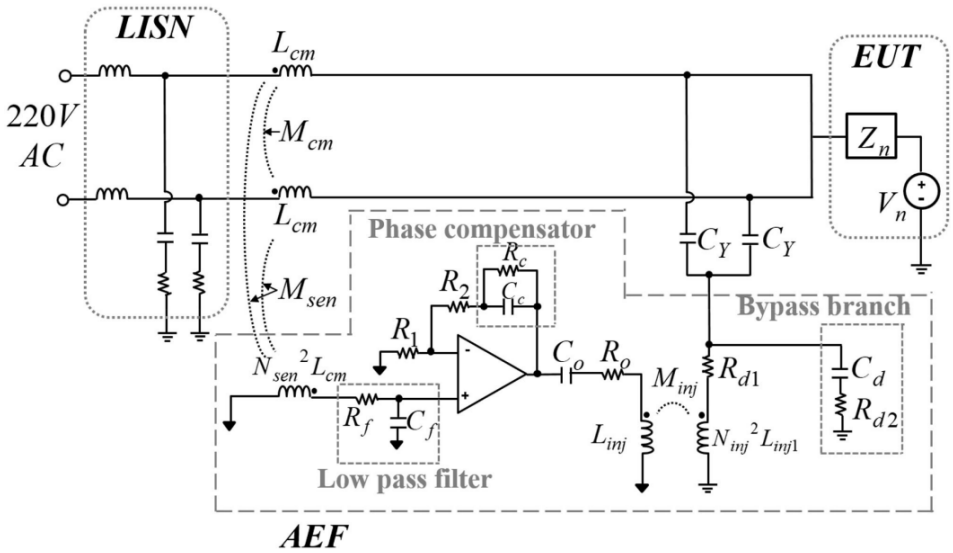


Figura 1.12: Modello circuitale dell' AEF proposto

In sintesi, il filtro proposto ha il vantaggio di essere isolato dal resto del circuito e di avere un design compatto. La scelta di optare per una soluzione ibrida è un punto di forza, perché in questo modo si possono ottenere i vantaggi di un filtro passivo uniti a quelli di un circuito attivo, trovando un compromesso in modo da limitare quelli che sono i punti deboli delle singole soluzioni.

1.4.3 Design del filtro EMI attivo proposto

Il principio di questa tipologia di filtro è quello di aumentare l'impedenza d'ingresso del filtro di un fattore proporzionale al guadagno, mantenendo i componenti LC passivi entro un centro limite.
Nel dettaglio, il circuito di rilevamento è composto da un filo sensibile al rumore avvolto attorno al nucleo di ferrite. Il filo avvolto sul nucleo in questione costituisce di fatto un trasformatore non installato sulle linee elettriche principali. Questo produce un vantaggio notevole, ovvero non è necessario l'utilizzo di un nucleo di ferrite ingombrante, considerando il circuito di rilevamento in cui scorre una piccola corrente. Il numero di avvolgimenti è uno degli aspetti da considerare nel design, in quanto quest'ultimo può comportare l'aumento dell'induttanza del filtro CM, dovuta alla quantità di corrente che scorre nell'avvolgimento di rilevamento, come è possibile osservare nella seguente considerazione matematica:

$$Z_{line} = (sL_{cm,eff})||R_{cm}||\frac{1}{sC_{cm}} + Z_{LISN} \tag{1.8}$$

$$L_{cm,eff}(s) = (1 + k_{cm} - X(s))L_{cm} \tag{1.9}$$

Dove,

$$X(s) = \frac{2sk_{sen}^2 N_{sen}^2 L_{cm}}{sN_{sen}^2 L_{cm} + Z_{in,AEF}||Z_{sen,para}} \tag{1.10}$$

Di conseguenza, il numero di avvolgimenti nel circuito di rilevamento deve rispettare la seguente condizione:

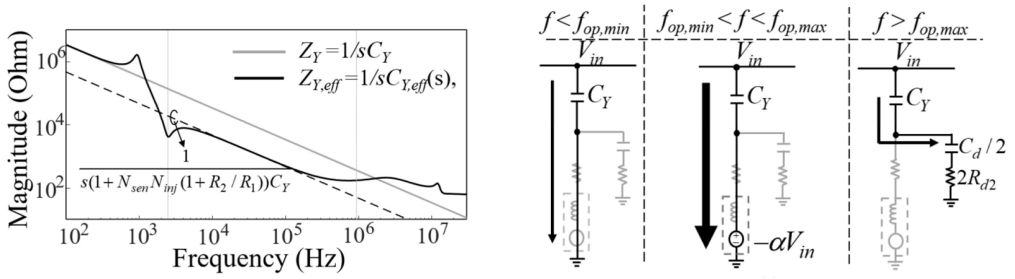
$$N_{sen} < \sqrt{\frac{L_{cm,eff}C_{cm}}{L_{cm}C_{sen}}} \approx \sqrt{\frac{2C_{cm}}{C_{sen}}} \tag{1.11}$$

Il circuito di iniezione di corrente è costituito da un accoppiamento capacitivo con l'aggiunta di un trasformatore che inietta la corrente risultante dal processo del circuito attivo. L'ideale di un filtro EMI di questa tipologia è quello di avere una grande capacità in parallelo, ma ciò non è possibile solamente attraverso il condensatore passivo. Il condensatore C_Y viene infatti selezionato considerando la massima corrente di perdita consentita dalle normative. Di fatto, grazie al con-

tributo del circuito attivo, il valore della capacità effettiva del ramo in questione aumenta o diminuisce in funzione della frequenza. Come viene rappresentato in Fig.1.13, il valore dell'impedenza del ramo non è costante, e varia a seconda dei componenti che vanno a comporre questa struttura ibrida:

$$Z_{Y,eff} = \frac{1}{sC_Y}\frac{1+\beta(s)}{1+\alpha(s)} \tag{1.12}$$

I parametri α e β possono essere fisicamente intesi rispettivamente come fattore di spinta e fattore di bypass. Senza entrare troppo nel dettaglio, α e β sono i due fattori che vengono definiti attraverso il design del circuito attivo, considerando i parametri iniziali di progettazione; $f_{op,MIN}$ e $f_{op,MAX}$ sono rispettivamente la frequenza operativa minima e massima target dell'AEF.



(a) Impedenza $Z_{Y,eff}$.

(b) Operatività AEF in funzione della frequenza.

Figura 1.13: Curve di interesse della descrizione del funzionamento del AEF

A seguire un aspetto importante riguarda l'analisi della stabilità del feedback dell'AEF; nel caso proposto sono stati aggiunti diversi componenti, come il filtro passa-basso, il ramo di bypass e il compensatore di fase:

- Filtro passa-basso: R_F e C_F costituiscono il filtro passa-basso all'ingresso dell'amplificatore operazionale per prevenire il problema di stabilità causato dalla risonanza dell'avvolgimento di rilevamento nella gamma ad alta frequenza.

- Ramo di bypass: R_{D1},C_D e R_{D2} funzionano anche per la stabilità come bypass e circuiti di smorzamento per evitare la risonanza al trasformatore di iniezione, che mitigano ulteriormente il degrado delle prestazioni dovuto alla risonanza tra l'impedenza della sorgente di rumore e i condensatori a Y.

- Comparatore di fase: R_C e C_C sono il compensatore di fase per la stabilità nella gamma delle basse frequenze.

L'ultimo passaggio è quello di identificare un OPamp da utilizzare per il filtro AEF, considerando le caratteristiche seguenti:

- B: è la banda di frequenza di lavoro dell'operazionale; in particolare interessa il valore della frequenza massima dell'operazionale, che deve essere maggiore del limite massimo di frequenza a cui il filtro opera.

$$f_{OPamp} > f_{CE,max} \tag{1.13}$$

- $V_{MAX,Opamp}$ e $I_{MAX,Opamp}$: tensione e corrente massime di uscita sufficienti per la compensazione del rumore.

In Fig. 1.14 viene riportato il 'flow chart' nel dettaglio, per evidenziare la linearità e la precisione da tenere in considerazione nel momento in cui viene realizzato un filtro di questo tipo:

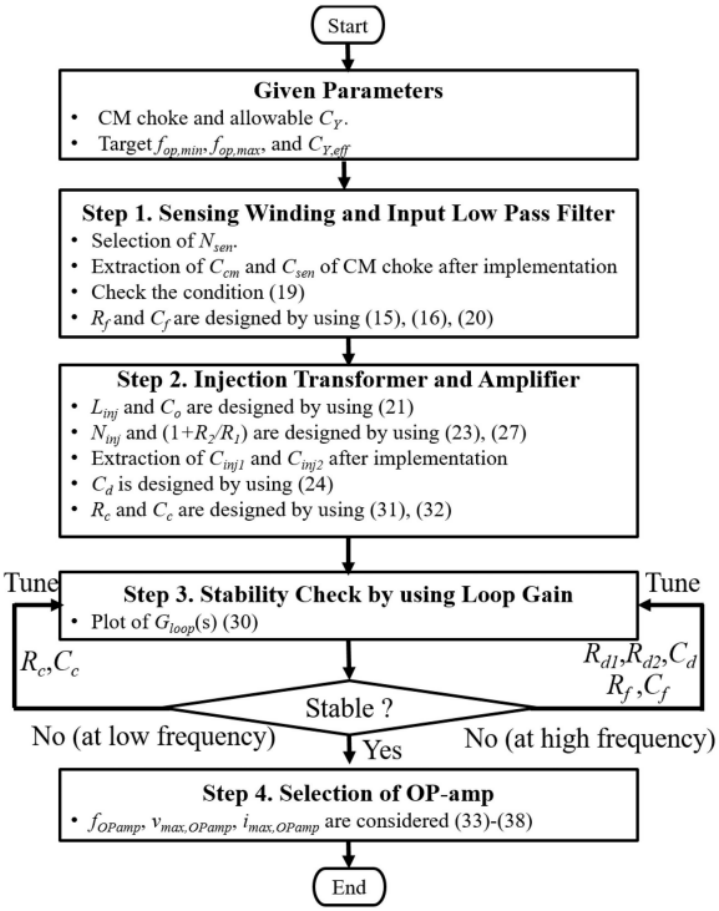


Figura 1.14: Schema di design del AEF proposto

Il filtro CM EMI, incluso l'AEF, raggiunge la riduzione dei disturbi condotti da 10 a 20 dB a una gamma di frequenza inferiore a 1 MHz. Inoltre, i picchi di rumore dovuti alle risonanze a diversi MHz sono ridotti di 7 dB.

1.5 Confronto tra filtri EMI passivi e attivi

Nel finale di questo primo capitolo riassumiamo le due tipologie di filtri EMI, i loro vantaggi/svantaggi, cercando di creare un confronto finale tra i due.
Partendo dal presupposto che non esiste una soluzione migliore a livello assoluto, è possibile definire un'analisi comparativa considerando le seguenti variabili:

- **Campo di utilizzo**: il campo di utilizzo del dispositivo è uno degli aspetti da considerare. Come verrà sottolineato nel seguito della sezione, le due soluzioni vengono impiegate in diversi settori, dove si può preferire uno o l'altro filtro in base ai singoli vantaggi.

- **Tensioni/Correnti di lavoro**: in base al tipo di sistema. Come sarà possibile osservare, viene preferito utilizzare un filtro EMI passivo nel caso siano presenti segnali di un certo valore. Esistono quindi dei limiti per quanto riguarda la soluzione attiva.

- **Attenuazione richiesta**: la richiesta stringente delle normative sui disturbi condotti in base al campo di utilizzo è un'altra variabile da considerare. Di particolare rilevanza è l'aspetto dei segnali in bassa frequenza. Infatti, tra le due soluzioni, la scelta migliore in questo caso non è immediata. É da valutare il volume del filtro utilizzato, che può essere più o meno ingombrante in relazione al campo di utilizzo.

Una volta definite le variabili necessarie per la scelta del filtro EMI più adatto, è utile riassumere in due tabelle riassuntive i vantaggi e gli svantaggi delle due soluzioni.

Tabella 1.3: Vantaggi e svantaggi filtro EMI passivo.

Vantaggi	Svantaggi
Costituito solamente da componenti passivi, non necessita di alimentazione esterna e dipende principalmente dalle impedenze del sistema elettrico circostante.	Può raggiungere dimensioni ingombranti nel momento in cui si richiede il filtraggio delle componenti in bassa frequenza.
Possono gestire un segnale di grandi dimensioni.	
Sono meno costosi rispetto i filtri attivi.	
Forniscono stabilità garantita.	

Nella tabella 1.4 vengono riportati invece gli aspetti caratterizzanti i filtri EMI attivi:

Tabella 1.4: Vantaggi e svantaggi filtro EMI attivo.

Vantaggi	**Svantaggi**
Le dimensioni possono essere notevolmente piccole, in base anche al tipo di sistema da filtrare.	Necessita di alimentazione esterna per i propri circuiti interni.
Può essere aggiunto a delle componenti passive e creare un filtro ibrido, unendo i vantaggi delle due soluzioni.	Il filtro attivo richiede uno studio di progetto dettagliato; c'è una difficoltà di progetto.
Sono dispositivi maggiormente utilizzati nei sistemi di elaborazione del segnale.	Non sono dispositivi economici.

Al giorno d'oggi, i filtri EMI passivi sono impiegati principalmente nei convertitori di potenza, nelle reti di distribuzione dell'alimentazione e altri sistemi che presentano segnali di un certo valore. Al contrario, i filtri EMI attivi sono preferiti nel campo dell'elaborazione del segnale, in quanto il vantaggio di attenuare in modo consistente in bassa frequenza senza avere uno svantaggio sui volumi del filtro può essere una soluzione adatta.

Capitolo 2

Disturbi condotti nei convertitori DC/DC

I convertitori elettronici di potenza utilizzano oramai dispositivi a commutazione con una frequenza applicata sempre più alta, comportando l'emissione di disturbi condotti che sono da limitare al fine di rispettare le normative vigenti. In particolare, le emissioni derivano dalle variazioni di dv/dt e di/dt a causa della commutazione ad alta velocità dei semiconduttori di potenza. Il seguente capitolo si pone l'obiettivo di definire il modello di rumore di un convertitore DC/DC Buck e, successivamente, illustrare i risultati dei disturbi condotti di un Buck attraverso il software di simulazione LTspice. Quest'analisi ci sarà utile in seguito per confrontare lo spettro dei disturbi EMI della scheda senza filtro e con il filtro applicato. Il filtro in questione verrà trattato nel capitolo 3.

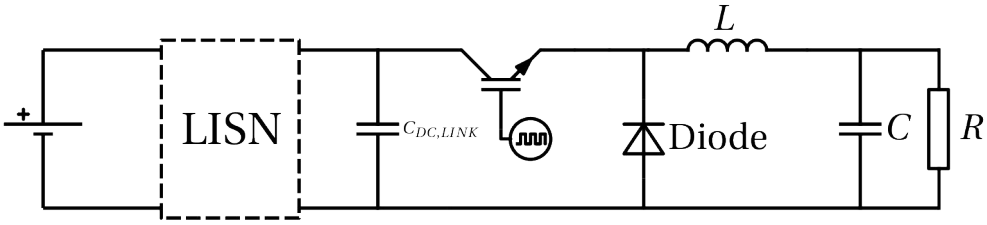


Figura 2.1: Circuito di un convertitore Buck DC/DC

In Fig.2.1 è stato riportato lo schema circuitale di un Buck alimentato da una tensione DC e con l'aggiunta della rete LISN.

2.1 Convertitore DC/DC Buck nel dominio ad alta frequenza

La seguente sezione descrive il comportamento di un convertitore Buck in alta frequenza. Affinché quest'analisi sia possibile, il primo passo è quello di definire il comportamento reale dei singoli dispositivi che compongono il Buck, attraverso la considerazione degli elementi parassiti di tutti i componenti nel circuito.
La modellazione dettagliata del circuito è una metodologia conveniente per analizzare e prevedere il rumore spettrale EMI ad alta frequenza con un valore accurato.

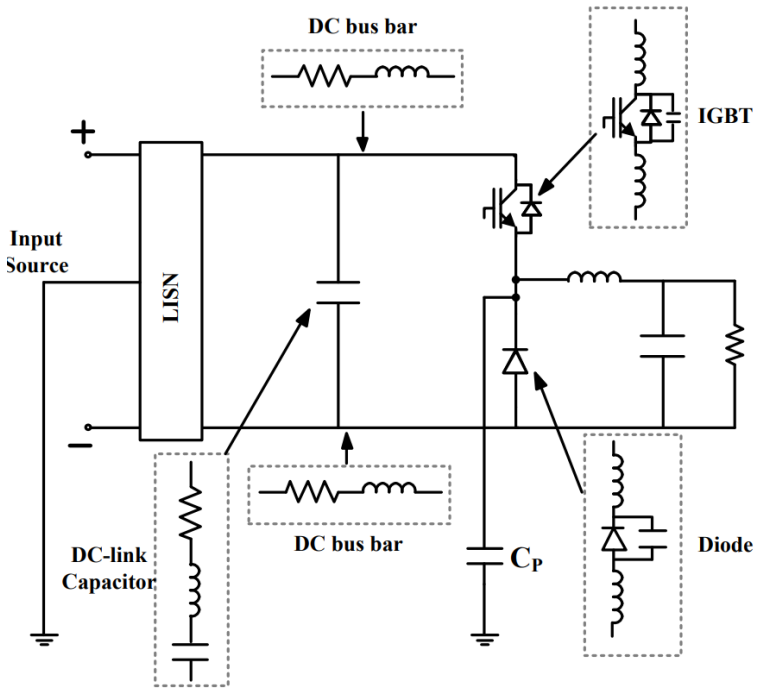


Figura 2.2: Impedenze parassite nel modello circuitale di un Buck

Tuttavia, con l'aumentare del numero di elementi, il modello di circuito diventa più complicato. Per risolvere questo problema e minimizzare la complessità del circuito per ridurre il tempo di simulazione, è conveniente considerare l'IGBT in una forma d'onda trapezoidale che rappresenta la sorgente di tensione e corrente. In seguito verrà analizzato nel dettaglio questa semplificazione dal punto di vista matematico.

A questo punto è utile definire il circuito in alta frequenza che servirà per lo studio del rumore di modo comune nel Buck. La rappresentazione viene riportata in Fig.2.3:

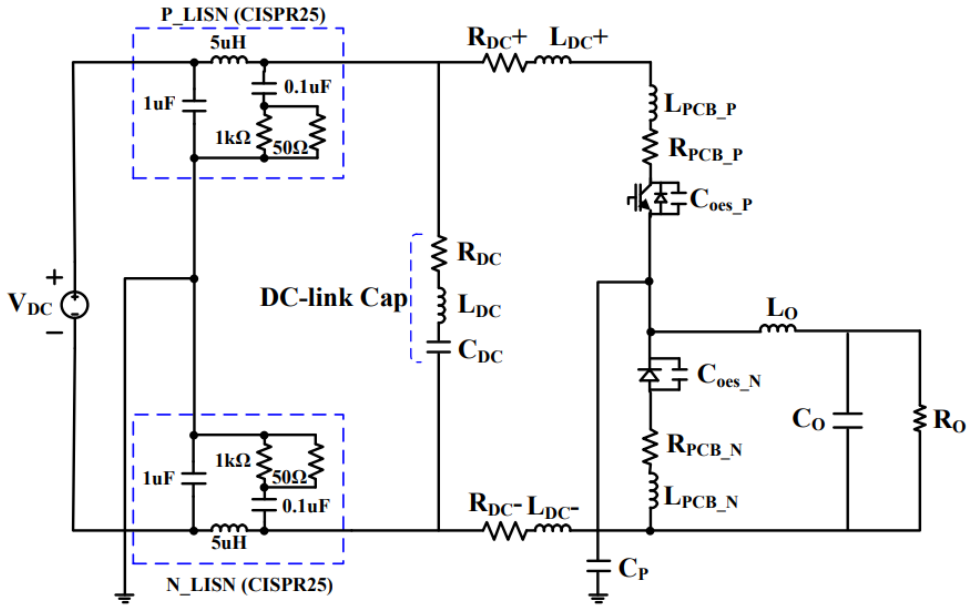


Figura 2.3: Circuito equivalente del rumore CM di un Buck DC/DC

Il circuito è composto dai seguenti elementi:

- Tensione di alimentazione in ingresso V_{DC}.
- Filtro $L_O C_O$.
- Resistenza di carico R_O.
- Impedenze parassite ad alta frequenza dei dispositivi e semiconduttori di potenza come il condensatore $C_{DC,LINK}$, piastra del bus DC, scheda PCB, $IGBT$ e piano di massa.
- Il $LISN$ che è stato collegato tra la sorgente di alimentazione e il circuito del Buck per misurare gli spettri di tensione del rumore di modo comune nell'intervallo di frequenza $150kHz - 30MHz$.

Nello studio che si sta analizzando in questo capitolo, è di particolare interesse il filtraggio della componente di modo comune.
I disturbi condotti come già descritto in precedenza sono di due tipi:

- Disturbi di modo differenziale DM.
- Disturbi di modo comune CM.

Nel proseguo del capitolo quindi verrà analizzata solamente l'origine dei disturbi CM in un convertitore Buck, in quanto il filtro AEF che verrà progettato dovrà attenuare quest'ultimi.
I disturbi DM in un Buck, analizzandoli in breve, sono quei disturbi che sono generati dalla variazione $\frac{dv}{dt}$ ai capi dell'induttore dovuta alla commutazione del mosfet. Il percorso dei disturbi DM viene rappresentata in Fig.2.4:

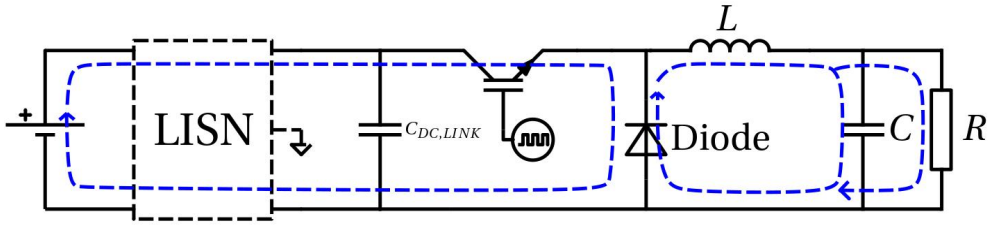


Figura 2.4: Circuito di un convertitore DC/DC Buck e definizione del percorso della corrente I_{DM}

In generale, al di là dello studio dei convertitori DC/DC,la componente DM è necessaria quando vogliamo avere un segnale differenziale, per esempio nei segnali che portano dell'informazione. In questo caso quindi eliminare la componente di modo comune CM è necessario per non alterare il valore dell'informazione trasportata. Al contrario, nel caso in cui trattiamo di sistemi power supply, sia la componente di modo comune CM che quella differenziale DM sono entrambe da filtrare.

2.2 Disturbi di modo comune in un Buck

Nel modello di modo comune ad alta frequenza di un Buck, la corrente di dispersione scorre attraverso una capacità parassita tra un componente e il piano di massa. In questo caso il componente in questione è l'IGBT, e in particolare il nodo di interesse dove si verifica l'effetto parassita è il nodo di Source del mosfet, rappresentato in Fig.2.5 dalla lettera 'A'.

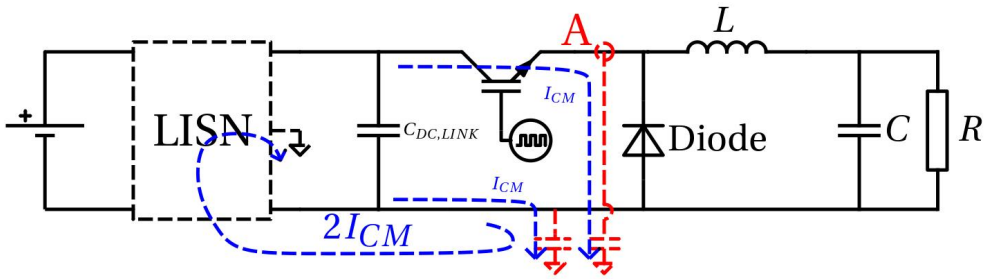


Figura 2.5: Circuito di un convertitore DC/DC Buck e definizione del percorso della corrente I_{2CM}

A questo punto è fondamentale valutare i disturbi di modo comune di un Buck analizzando il circuito equivalente in alta frequenza, considerando sia gli elementi parassiti dei dispositivi singoli, sia effettuare una semplificazione del circuito riguardante l'IGBT e il diodo, come riportato in Fig.2.9

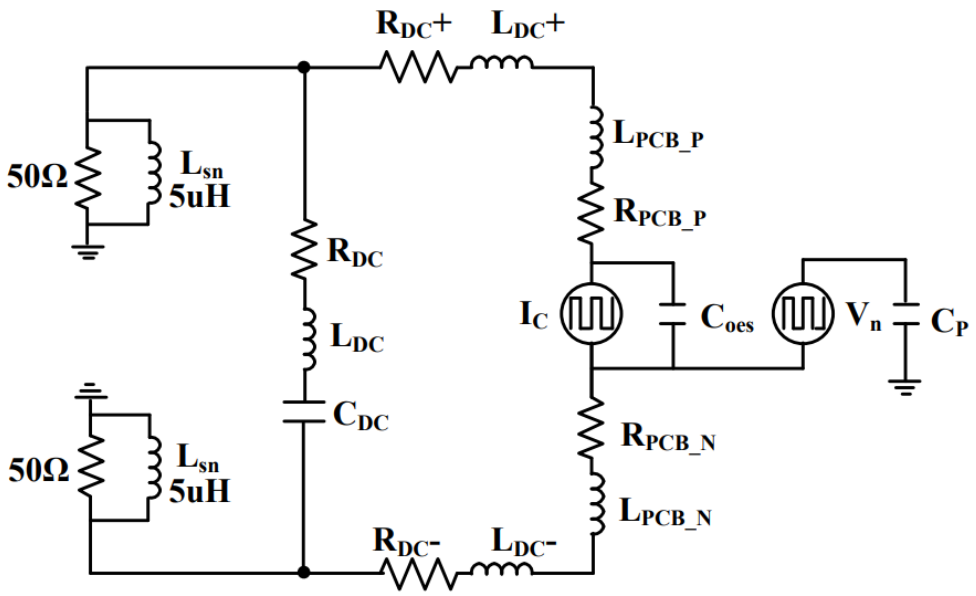


Figura 2.6: Circuito equivalente del rumore CM di un Buck DC/DC

Infatti, questi due dispositivi sono stati sostituiti da una sorgente di rumore di corrente trapezoidale I_C e da una sorgente di rumore di tensione V_N:

$$\begin{aligned} V_n =& V_{DC}(1-d)\frac{sin(n\pi(1-d))}{n\pi(1-d)}\times \\ & [\frac{sin(\frac{n\pi t_r}{T})}{\frac{n\pi t_r}{T}}e^-j\frac{n\pi(\tau+t_r)}{T}+\frac{sin(\frac{n\pi t_f}{T})}{\frac{n\pi t_f}{T}}e^-j\frac{n\pi(\tau+t_f)}{T}] \end{aligned} \tag{2.1}$$

$$\begin{aligned} I_c =& I_o d\frac{sin(n\pi d)}{n\pi d}\times \\ & [\frac{sin(\frac{n\pi t_r}{T})}{\frac{n\pi t_r}{T}}e^-j\frac{n\pi(\tau+t_r)}{T}+\frac{sin(\frac{n\pi t_f}{T})}{\frac{n\pi t_f}{T}}e^-j\frac{n\pi(\tau+t_f)}{T}] \end{aligned} \tag{2.2}$$

I parametri nelle equazioni sopra sono:

- Sorgente di tensione di ingresso DC/DC.
- Duty cycle d.
- Tempo di salita e discesa t_r e t_f.

- Tempo di spegnimento dell'interruttore IGBT τ.
- Periodo di commutazione T.
- Ordine delle armoniche n.

Inoltre la LISN è stata modificata come il parallelo di resistenza 50 Ω e induttanza $5\mu H$ ed è stata collegata al circuito su entrambi i lati del collegamento DC. C_P è il modello di capacità parassita tra V_N e il piano di massa che consente il passaggio della corrente di rumore CM.

2.3 Simulazione Buck in LTspice

Attraverso il software di simulazione LTspice è stato possibile verificare il valore dei disturbi condotti CM. In particolare, una volta definito il circuito Buck, alimentato da un generatore di tensione DC e unito a una rete di stabilizzazione dell'impedenza (LISN), sono stati misurati i valori di tensione nei punti riportati in Fig.2.7 come 'N_{LISN}' e 'P_{LISN}'.

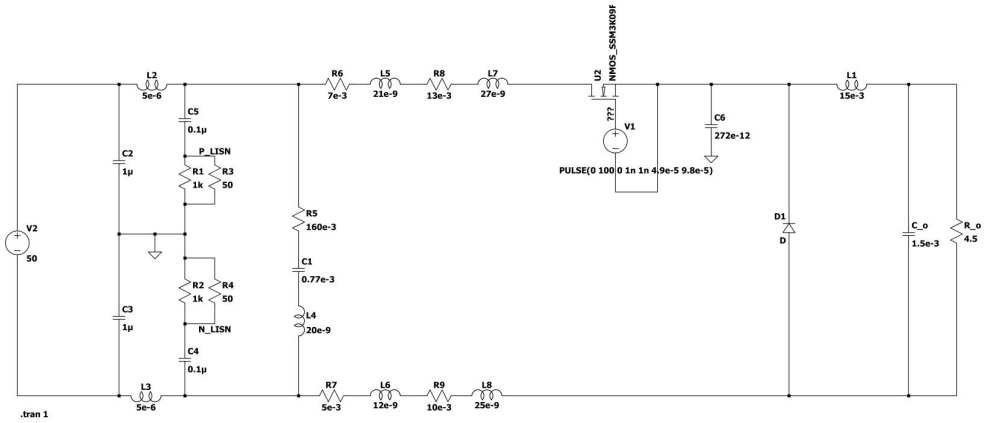


Figura 2.7: Simulazione LTspice circuito Buck

Di conseguenza il valore del disturbo di modo comune risulta:

$$V_{CM} = \frac{V_{N,LISN} + V_{P,LISN}}{2} \tag{2.3}$$

Sarebbe stato possibile verificare inoltre attraverso il software PSPICE anche la simulazione del rumore di modo comune con il circuito equivalente descritto nella sezione precedente, sostituendo le sorgenti di rumore derivate come funzione di trasferimento dalla forma di Laplace 2.1 e 2.2.

In Fig.2.8 viene riportato il segnale misurato in simulazione della corrente $2I_{CM}$ del convertitore Buck.

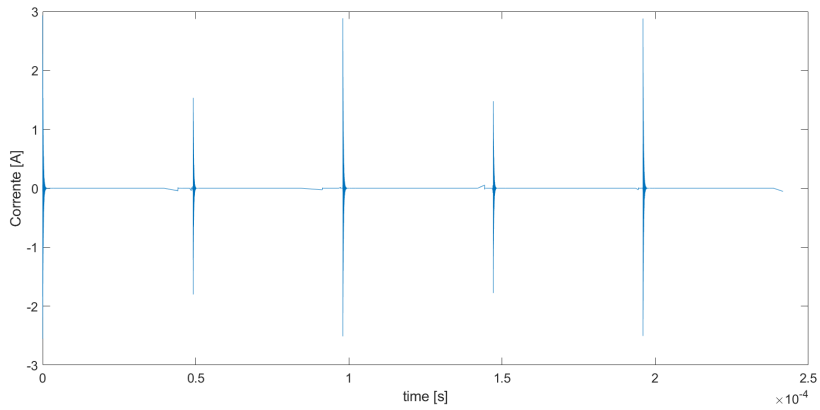


Figura 2.8: Forma d'onda di $2 * I_{CM}$

Una volta quindi simulato il segnale appena illustrato, attraverso il software Matlab sono stati riportati i punti del segnale in questione in funzione del tempo e, successivamente, applicata la teoria dei segnali per trovare lo spettro in frequenza del segnale.

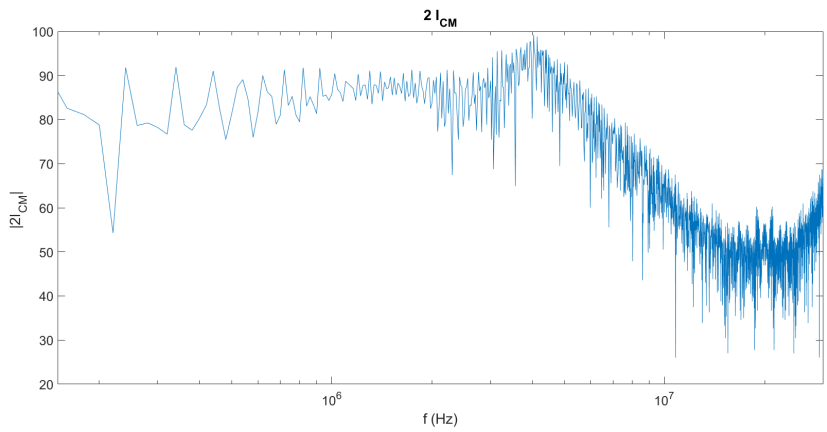


Figura 2.9: Disturbi CM in un Buck DC/DC in simulazione LTspice

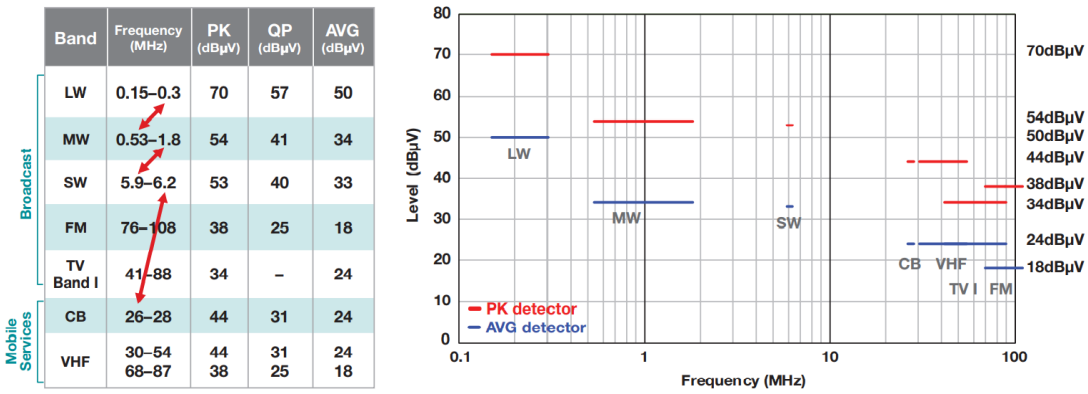
2.4 Specifiche EMI per convertitori di potenza: normative CISPR

Una volta definite le origini dei disturbi di modo comune nei convertitori Buck e simulato il caso di un circuito attraverso il software di simulazione LTspice, definiamo ora quelli che sono i limiti che sono consentiti dalle normative.
Senza entrare troppo nel dettaglio, verrà descritta in questa sezione del capitolo l'aspetto della limitazione dei disturbi EMI nei convertitori di potenza riguardanti i campi dell'automotive, del multimedia e degli impianti industriali(ISM). Le normative europee a cui facciamo riferimento e che racchiudono le specifiche riguardanti la compatibilità elettromagnetica nei vari campi è stata stipulata dal CISPR (Comitato Internazionale Speciale per le Interferenze Radio). Ognuno dei campi di interesse deve attenersi alle relative normative, come riportato nella tabella 4.2:

Tabella 2.1: Dimensioni e caratteristiche del toroide utilizzato.

Campo di applicazione	Standard CISPR	Standard EN
Automotive	CISPR 25	EN 55025
Multimedia	CISPR 32	EN 55032
ISM	CISPR 11	EN 55011

Come esempio viene riportata la tabella riguardante il campo automotive:



	Band	Frequency (MHz)	PK (dBµV)	QP (dBµV)	AVG (dBµV)
Broadcast	LW	0.15–0.3	70	57	50
	MW	0.53–1.8	54	41	34
	SW	5.9–6.2	53	40	33
	FM	76–108	38	25	18
	TV Band I	41–88	34	–	24
Mobile Services	CB	26–28	44	31	24
	VHF	30–54 68–87	44 38	31 25	24 18

Figura 2.10: CISPR 25.

Capitolo 3

Filtro ibrido HEF

In questo capitolo viene proposta l'idea del filtro attivo EMI.
In particolare, si tratta di un filtro EMI ibrido (HEF); viene implementato uno stadio attivo incorporato ad uno stadio passivo. Questa soluzione permette due notevoli vantaggi:

- migliorare l'attenuazione insufficiente del solo filtro passivo nella gamma delle basse frequenze.
- generare o assorbire l'eventuale flusso di energia in eccesso tra la sorgente in DC e il carico in caso di dinamiche di corrente a bassa frequenza.

L'obiettivo del filtro è quello di attenuare la sola componente di modo comune all'interno di un sistema DUT(Device under test). La struttura generale del filtro può essere osservata in Fig. 3.1:

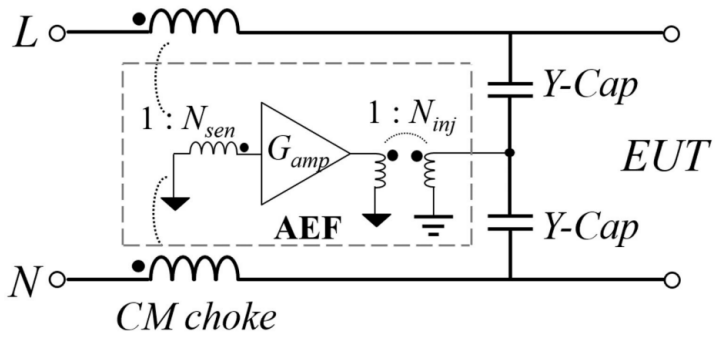


Figura 3.1: Schemativo filtro HEF proposto

Lo schema sopra riportato è lo stesso del filtro che è stato studiato durante il capitolo 1, considerando la peculiarità dell'isolamento dal resto del circuito. Viene utilizzato un nucleo di ferrite come filtro di modo comune (CM choke)

e allo stesso momento come stadio di rilevamento del segnale. Inoltre, viene impiegato un trasformatore aggiuntivo che isola il filtro dai condensatori di classe Y di iniezione.

3.1 Idea iniziale

La topologia del filtro proposto è il CSCC(Current Sensing Current Compensation). Viene effettuato il rilevamento del segnale da attenuare attraverso un nucleo di ferrite. Il rilevamento avviene attraverso l'aggiunta di un numero di avvolgimenti attorno al nucleo in questione.
Nonostante questi avvolgimenti, il CM choke serve innanzitutto come filtro dei disturbi di modo comune in alta frequenza.
La parte di iniezione avviene attraverso condensatori di classe Y, descritti in precedenza. Come già sottolineato, il valore di questi condensatori non può essere troppo grande , in quanto devono rispettare le normative riguardanti la massima corrente di dispersione verso terra.
Alla base di questo filtro vi è un altro aspetto da sottolineare, ovvero il principio di funzionamento, il cosiddetto 'Metodo di moltiplicazione dell'impedenza attiva'.

3.1.1 Principio del metodo di moltiplicazione dell'impedenza attiva

È riconosciuto che ridurre al minimo l'impedenza del percorso shunt e massimizzare l'impedenza del percorso in serie alle alte frequenze sono un modo efficace per ottenere una buona attenuazione del rumore. Questo effetto si può ottenere in un filtro EMI passivo solamente aumentando le dimensioni dell'induttore di modo comune CM (considerato il valore dei condensatori di classe Y limitato). Questo aspetto non è trascurabile, in quanto le dimensioni del filtro non possono eccedere.
L'approccio proposto utilizza un circuito attivo per aumentare le impedenze sia dell'induttore che della sorgente di rumore. Un notevole vantaggio di questo approccio è che l'impedenza CM equivalente del componente passivo, così come quella della sorgente di rumore, è interamente potenziata dal circuito attivo. Pertanto, nel nuovo sistema di filtri ibridi viene utilizzato solo un induttore CM di piccole dimensioni.
Il principio del metodo di moltiplicazione dell'impedenza attiva è mostrato in Fig.4.12.

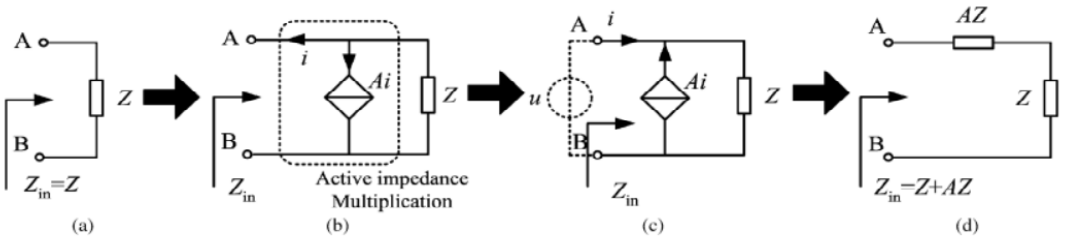


Figura 3.2: Metodo moltiplicazione dell'impedenza attiva(a) Impedenza di riferimento senza moltiplicazione attiva. (b) Configurazione del metodo di moltiplicazione attivo. (c) Traduzione equivalente di Thevenin. (d) Impedenza equivalente della porta AB con moltiplicazione attiva.

È una sorgente di corrente controllata in corrente (CSCC) A_i in parallelo con un'impedenza di riferimento Z. Una caratteristica importante di questa struttura risiede nella corrente di controllo che non è sul ramo di impedenza, ma sulla porta di ingresso AB. Secondo il teorema di Thevenin, l'impedenza di ingresso Z_{in} della porta AB può essere calcolata come segue:

$$Z_{in} = \frac{V_{AB}}{I_{AB}} = Z + AZ \tag{3.1}$$

3.2 Descrizione del sistema circuitale del filtro HEF

Nella seguente sezione viene analizzato lo schematico della scheda AEF, le relative sezioni del filtro e l'aspetto di design della board fisica. La realizzazione di questo prototipo è stato effettuata attraverso il software di PCB design EAGLE. Gli elementi che costituiscono il prototipo di scheda sono stati riportati nel dettaglio nell'appendice A della tesi.
Il filtro AEF è composto da diverse sezioni:

- Circuito di rilevamento.
- Primo stadio amplificatore: circuito di buffer.
- Secondo stadio amplificatore: circuito di compensazione.
- Terzo stadio amplificatore: circuito di amplificazione della corrente.
- Circuito di iniezione.

Nel proseguo di questa sezione verranno illustrati e descritti nel dettaglio i singoli stadi.

3.2.1 Circuito di rilevamento

Il rilevamento viene effettuato attraverso degli avvolgimenti attorno al nucleo di ferrite in cui sono avvolti a loro volta i conduttori di fase e neutro. Il nucleo in questione è un toroide della serie 'B64290L0719' della TDK.
Vengono riportati in seguito immagine e tabella delle dimensioni e delle caratteristiche del toroide:

Figura 3.3: Toroide utilizzato nel filtro HEF.

Tabella 3.1: Dimensioni e caratteristiche del toroide utilizzato.

diametro(ext)	diametro(in)	altezza	materiale	A_L	μ_i
$22.1mm$	$13.7mm$	$7.9mm$	N49	$1130nH$	1500

Nel capitolo 4 verrà dedicata una fase di caratterizzazione del toroide e delle impedenze parassite relative agli avvolgimenti attorno al nucleo attraverso dei calcoli su carta. Successivamente attraverso l'analizzatore di rete (VNA) verrà effettuata un ulteriore analisi più dettagliata del valore di resistività e reattanza in funzione della frequenza.

3.2.2 Stadio 1: Amplificatore buffer

Il primo stadio amplificatore è composto da due Opamp con caratteristiche diverse. Durante la fase di verifica del circuito totale, viene utilizzato solo uno tra questi due operazionali, con il fine di verificarne i diversi risultati. La scelta del primo stadio viene fatta considerando un aspetto in particolare: la banda di frequenza dell'Opamp. Il primo stadio infatti si deve comportare da buffer, ovvero un circuito elettronico che ha lo scopo di isolare e amplificare un segnale di ingresso senza modificarne il livello o la forma d'onda. L'amplificatore buffer viene utilizzato per collegare due circuiti che hanno differenti impedenze di ingresso e di uscita, in modo da garantire un adattamento corretto tra i due.

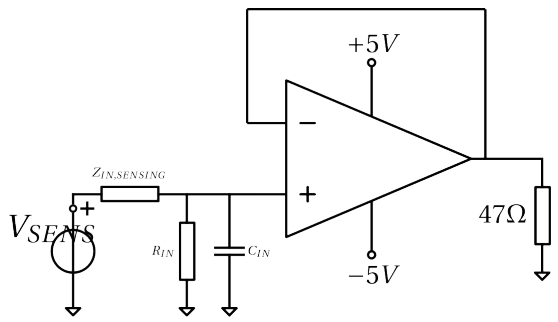


Figura 3.4: Stadio amplificatore 1.

L'amplificatore buffer è costituito da un amplificatore operazionale con una retroazione negativa. La retroazione negativa serve a mantenere costante la tensione di uscita del buffer, indipendentemente dalle variazioni della tensione di ingresso. In questo modo, l'amplificatore buffer può amplificare il segnale di ingresso senza modificarne il livello o la forma d'onda.

Il primo OPamp riportato nella parte superiore è un AD8055, un operazionale la cui banda di lavoro a guadagno unitario è di 300 Mhz.
Il secondo Opamp che è stato riportato nella scheda fisica è l'AD8099, un operazionale la cui banda di lavoro a guadagno unitario è di 3.8 Ghz. Purtroppo nel momento in cui sono stati definiti schematico e board attraverso il software EAGLE, c'è stato un errore di valutazione relativo al footprint del secondo amplificatore inserito nello schematico rispetto la piedinatura del componente fisico effettivamente installato.
Per questo motivo l'AD8099 è stato rimosso e nel corso della tesi è stato considerato solamente il caso del AD8055.

3.2.3 Stadio 2: Amplificatore compensato

Il secondo stadio amplificatore viene inserito nella struttura del filtro AEF con l'obiettivo di curare gli aspetti relativi la stabilità una volta che il filtro verrà applicato al sistema da filtrare e verrà definito l'anello chiuso del sistema finale. Di conseguenza i parametri dei componenti passivi inseriti nella rete di retroazione dell'amplificatore saranno le variabili dell'AEF che potranno essere modificate nella fase di 'controllo della stabilità'.

In genere, gli amplificatori compensati utilizzano un circuito di retroazione negativa per controllare la risposta in frequenza e il guadagno del circuito. La retroazione negativa può ridurre la distorsione e aumentare la stabilità del circuito.

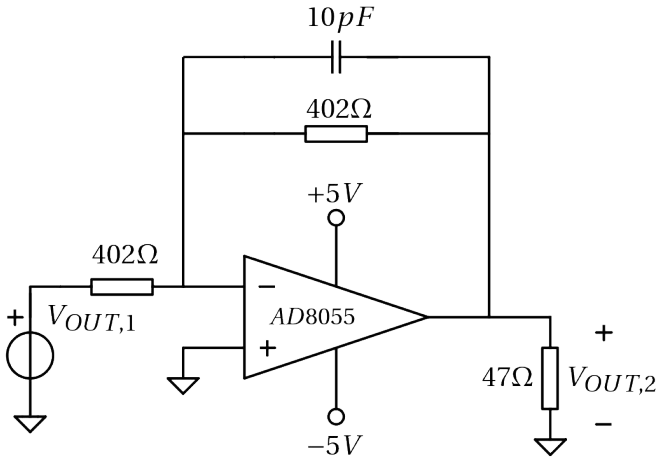


Figura 3.5: Stadio amplificatore N.2

L'amplificatore scelto per il secondo stadio è lo stesso utilizzato per lo stadio 1, L'AD8055, considerando che la scelta delle caratteristiche dell'operazionale per questo stadio non sono così stringenti.

3.2.4 Stadio 3: Amplificatore di potenza

Il terzo stadio amplificatore di corrente d'uscita, anche chiamato amplificatore di potenza, è un circuito elettronico che viene utilizzato per amplificare il segnale di corrente in uscita partendo da un segnale di tensione in ingresso.
L'amplificatore di potenza ha una bassa impedenza di uscita e una elevata capacità di pilotaggio di carichi di potenza, in grado di fornire una corrente elevata a bassa resistenza.

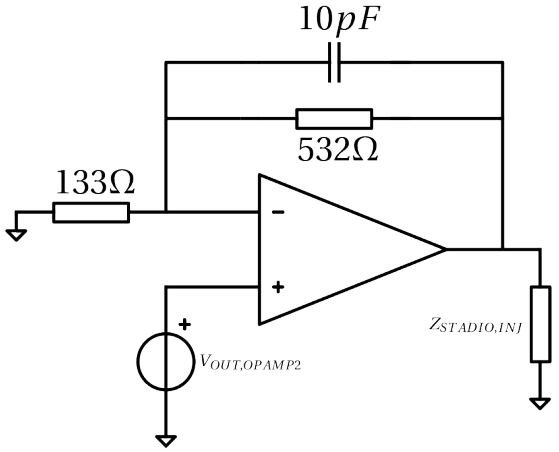


Figura 3.6: Stadio amplificatore N.3

Gli amplificatori scelti per il terzo stadio sono l'OPA2677, scelto dal momento in

cui era stato utilizzato nell'analisi del circuito AEF nel capitolo 1 (sezione 1.4.2), e il THS3491. Entrambi sono amplificatori di potenza con una banda di frequenza sufficiente per le frequenze di lavoro del filtro.
Ulteriori specifiche riguardanti questi operazionali, oltre a quelli descritti negli stadi precedenti, sono riportate nell'appendice A.

3.2.5 Circuito di iniezione

Il circuito di iniezione è l'ultima sezione che costituisce la struttura ibrida della scheda AEF e del condensatore di bypass, o condensatore di classe Y.
Il circuito è costituito da un trasformatore che serve per isolare la struttura del filtro AEF dal resto del circuito. In questo modo si evita di creare ground loop tra i sistemi di riferimento diversi.
Un ground loop (o "loop di massa" in italiano) si verifica quando ci sono più percorsi di messa a terra o di ritorno del circuito in un sistema elettrico o elettronico. Un ground loop può verificarsi, ad esempio, quando ci sono più dispositivi con diversi percorsi di messa a terra connessi tra loro. In tali situazioni, la differenza di potenziale tra le diverse masse può causare il flusso di una corrente indesiderata attraverso i percorsi di messa a terra, generando un campo magnetico che può essere captato da altri circuiti vicini.

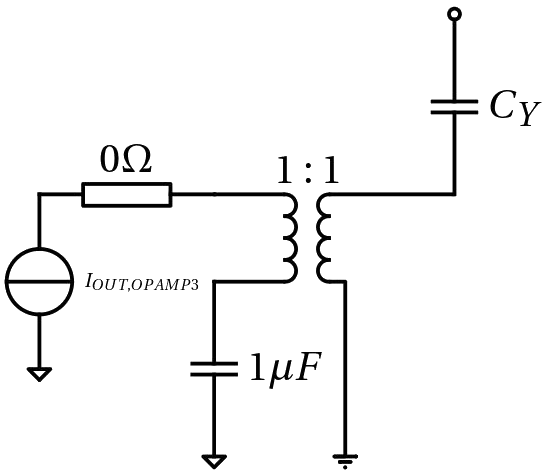


Figura 3.7: Circuito di iniezione.

Gli elementi scelti per il circuito di iniezione si possono descrivere come segue:

- Resistenza Ro=0Ω: questa resistenza di valore nullo è stata inserita per creare lo spazio per una resistenza SMD, in quanto successivamente dovrà essere valutato il valore di resistenza da inserire come smorzamento dei componenti LC presenti.

- Condensatore Co= $1\mu F$: questo condensatore viene impiegato per creare un filtro passa alto ed eliminare la componente DC del segnale di corrente che potrebbe causare la saturazione del trasformatore utilizzato.
- Trasformatore di iniezione: questo elemento è stato impiegato come isolamento tra filtro AEF e circuito esterno. In questo modo, come descritto in precedenza, vengono evitati possibili ground loop.
- Condensatore di iniezione C_Y: è l'ultimo elemento che compone la struttura HEF e serve per iniettare la corrente necessaria per attenuare la componente in frequenza del segnale nella banda di filtraggio.

Nella pagina che segue verranno riportati i componenti scelti per la realizzazione della scheda AEF, e nell'appendice A verrà analizzata la componentistica e le loro caratteristiche.

Tabella 3.2: Componenti alimentazione dispositivi

Quantità	Device	Nome	Package	Valore
10	Resistenza	R[6-11,18,19,24,25]	M1206	1Ω
8	Condensatore	C[1-3,11,15,26,28,110]	C0603K	10nF
2	Condensatore	C[23,25]	C0603K	0.1uF
7	Condensatore	C[4,5,9,14,16,27,29]	C0603K	1uF
2	Condensatore	C[22,24]	C0603K	6.8uF
6	Condensatore	C[6,7,12,13,20,21]	C0603K	10uF
10	Ferrite	L[1-10]	1206	120Ω

Tabella 3.3: Stadio 1,2,3

Quantità	Device	Nome	Package	Valore
2	Opamp	AD8055ARZ	SOIC8	-
1	Opamp	AD8099ARD	SOIC8	-
4	Jumper	JP[1,2,4,5,7,9]	JP1	-
4	Resistenza	R[1,2,5,15]	M1206	47Ω
2	Resistenza	R[13,14,27,99]	M1206	402Ω
2	Resistenza	R[13,14]	M1206	250Ω
3	Condensatore	C[17,19,30]	C0603K	1.5pF
1	Condensatore	C18	C0603K	4pF
1	Condensatore	C55	C0603K	10pF
1	Opamp	OPA2677IDDAR	SOIC8	-
1	Opamp	THS3491IDDAT	SOIC8	-
4	Jumper	JP3,JP11,JP13,JP14	JP1	-
1	Resistenza	R26	M1206	0Ω
1	Resistenza	R[17,20]	M1206	47Ω
1	Resistenza	R23	M1206	100Ω
1	Resistenza	R4	M1206	133Ω
1	Resistenza	R21	M1206	143Ω
1	Resistenza	R16	M1206	402Ω
1	Resistenza	R16	M1206	576Ω
1	Condensatore	C55	C0603K	1uF
1	Trasformatore	-	PE-68386NL	-
2	Condensatore	-	-	470pF

Capitolo 4

Realizzazione e analisi PCB di un filtro AEF

Il seguente capitolo verrà dedicato dapprima alla realizzazione di una PCB della struttura del AEF descritto nel capitolo precedente. Successivamente ci sarà la fase di caratterizzazione delle varie sezioni che costituiscono il filtro EMI. In seguito verrà effettuata un'analisi del sistema a catena aperta del filtro. Infine verrà definito il sistema a catena chiusa attraverso la simulazione di un segnale di rumore applicato al filtro. Verrà applicata anche la rete di stabilizzazione dell'impedenza di linea (LISN). Una volta ultimata quest'ultima fase, saranno visualizzati i risultati del sistema a catena chiusa e successivamente definite delle possibili migliorie al circuito.

4.1 Design del PCB

In questa sezione vengono riportati gli aspetti di design riguardanti la scheda fisica di un filtro AEF. La realizzazione della board è stata effettuata attraverso il software di progettazione di PCB 'EAGLE'.
La realizzazione della scheda è stata effettuata attraverso due layer:

- Top: sono stati posizionati i componenti e le relative linee di trasmissione, oltre alle linee di alimentazione.

- Bottom: il seguente layer è stato dedicato esclusivamente come 'piano di massa'. Attraverso i cosiddetti 'vias'(fori di via) è stato riportato il collegamento tra il layer in questione e il 'Top'. Questa soluzione permette di fornire un efficace mezzo per la dissipazione del calore.

Un altro aspetto da considerare riguarda la scelta delle caratteristiche delle piste nel pcb. In particolare, i due aspetti fondamentali da analizzare sono:

- Larghezza delle piste: nel nostro studio utilizziamo segnali ad alta frequenza, motivo per cui è necessario ricordare, come regola generale, che la larghezza di una traccia diventa rilevante nel momento in cui la sua lunghezza è maggiore di un decimo della lunghezza d'onda del segnale che la attraversa. Di conseguenza, il valore delle lunghezze d'onda dei segnali di interesse nel range [150kHz:30MHz]:

$$\begin{aligned} \lambda &= \frac{c}{f}\frac{1}{n} \\ n &= \sqrt{\mu_r \epsilon_r} \\ \lambda &\in [2000 : 10]m \end{aligned} \tag{4.1}$$

  Il valore 'n' è stato approssimato a 1.
  Quindi la lunghezza delle piste deve essere inferiore al valore indicato in 4.2 affinché il valore della larghezza delle piste non sia un aspetto critico:

$$l_{pista,PCB} < 1m \tag{4.2}$$

  Nel nostro caso la lunghezza delle piste è di appena qualche cm, motivo per cui la larghezza non necessita di ulteriori valutazioni. Considerando inoltre che la scheda lavora con tensioni e correnti molto piccole, a maggior ragione il valore della larghezza delle piste non presenta problemi di surriscaldamento. Di conseguenza la larghezza delle tracce è stato imposto a $0.508mm$.

- Distanza tra le piste: secondo gli standard IPC-2221, e considerando le basse tensioni di lavoro, la distanza minima fra piste PCB è di 0,1 mm per dispositivi universali. Di conseguenza, è stata scelta una distanza tra le piste di 0,1524mm.

A seguito della stesura dello schema elettrico e dei parametri della struttura del PCB definiti in precedenza, il passaggio successivo è stato quello di posizionare i componenti sul 'Top' layer, e in seguito effettuare lo sbroglio, ovvero il routing delle piste che collegano tra loro i pin dei dispositivi. Una volta conclusi questi passaggi, sono stati posizionati i 'vias', ovvero dei piccoli fori sulla scheda che permettono di connettere i due differenti layer.
Lo schematico, la board e la tabella dei componenti utilizzati nel filtro che è stato realizzato sono riportati nelle pagine a seguire.

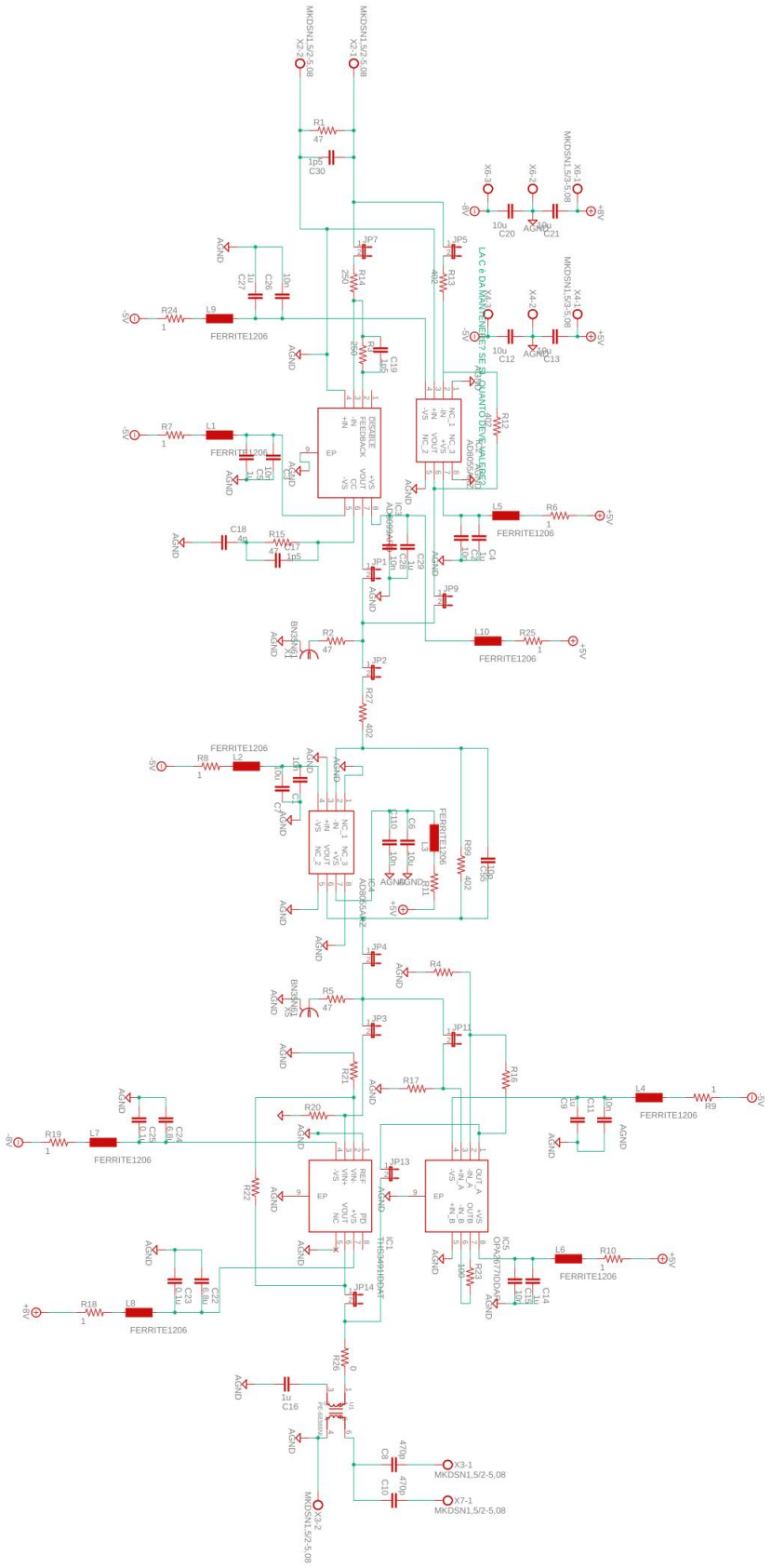


Figura 4.1: Schematico PCB

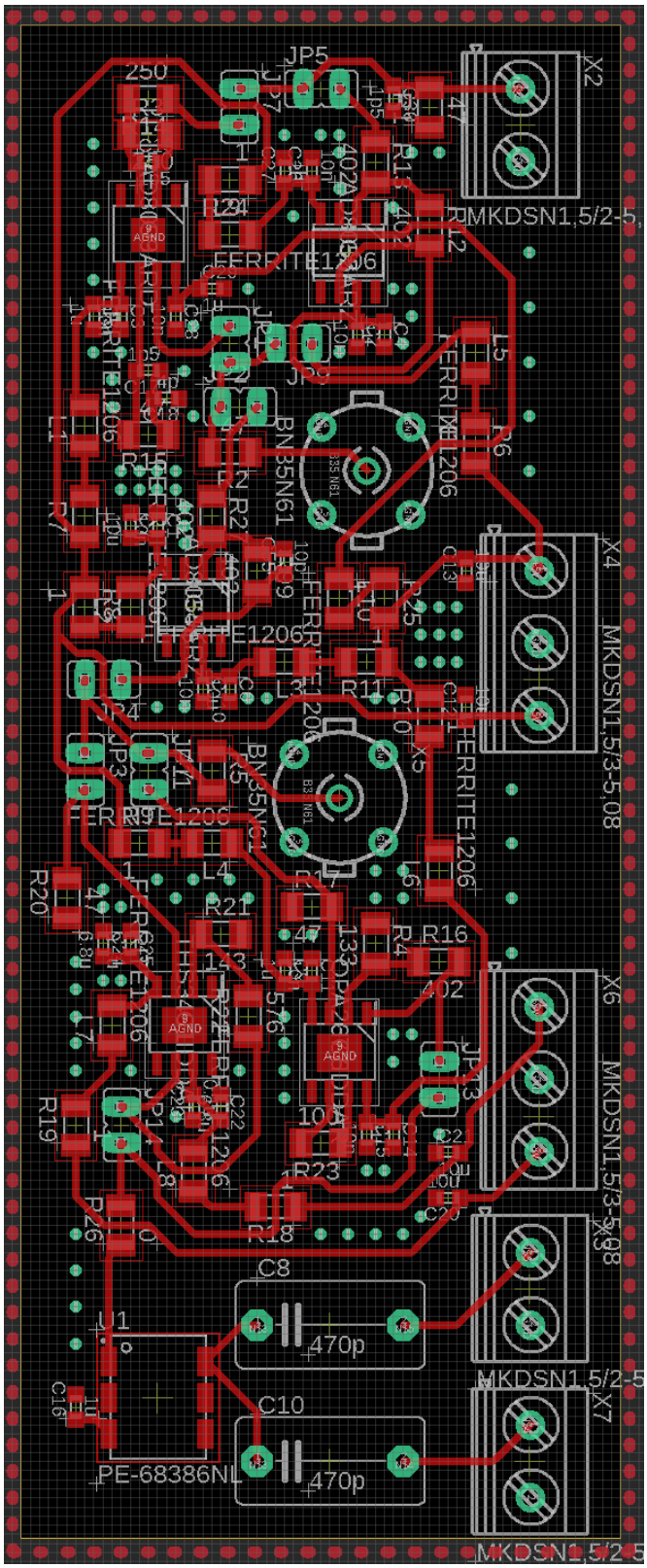


Figura 4.2: Board PCB

4.2 Caraterizzazione circuito di rilevamento: CM Choke

In questa prima fase di caratterizzazione del circuito è stato analizzato il toroide usato come filtro di modo comune. Riferendoci alla Fig.4.3, è necessario calcolare nell'ordine:

- L_{CM},$L_{SENSING}$: sono i due valori delle induttanze nei due avvolgimenti. Vengono trascurati per semplicità i valori di autoinduttanza generati dai due avvolgimenti.
- R_{CM}, C_{CM}-R_{SEN}, C_{SEN}: sono gli effetti parassiti dei cavi di rame avvolti attorno al nucleo di ferrite che sono stati rappresentati in Fig.4.3.

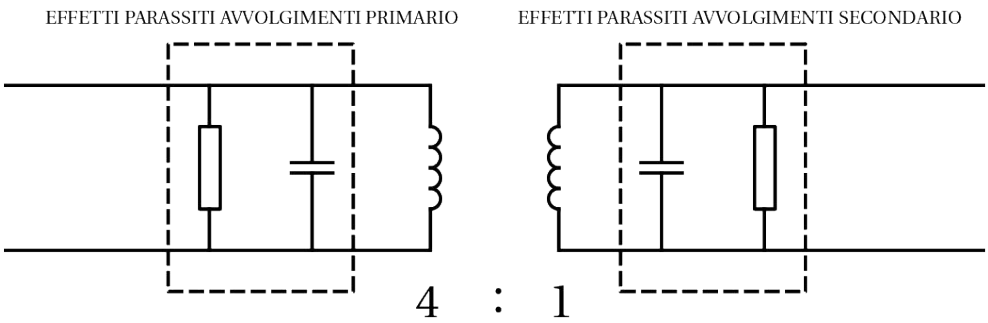


Figura 4.3: Circuito equivalente nucleo di ferrite con avvolgimenti.

Come descritto nel capitolo precedente, il nucleo di ferrite è il 'B64290L0719' della TDK, le cui caratteristiche dettagliate sono riportate nell'appendice A. E' di particolare interesse il valore di A_L=1130nH, il fattore di induttanza. Infatti, considerando il numero di avvolgimenti nel primario che rappresenta uno dei due conduttori del sistema finale e il secondario che rappresenta la sezione di rilevamento del segnale, è possibile calcolare il valore delle due induttanze, come riportato di seguito:

$$L = A_L N^2 \tag{4.3}$$

Dove il valore 'N' corrisponde al numero di avvolgimenti.

Il calcolo della resistenza di un cavo di rame dipende da diversi fattori, tra cui la lunghezza del cavo, la sezione trasversale del cavo e la temperatura ambiente.
La resistenza di un cavo di rame può essere calcolata utilizzando la seguente formula:

$$R = \rho \frac{L}{A} \tag{4.4}$$

Dove:

- R: resistenza del cavo in ohm [Ω].
- ρ: resistività del rame in ohm-metri [Ωm].
- L: lunghezza del cavo in metri [m].
- A: area della sezione trasversale del cavo in metri quadrati [m^2].

La resistività del rame dipende dalla temperatura:

$$\rho(t) = \rho 20(1 + \alpha(t - 20)) \tag{4.5}$$

dove $\rho(t)$ è la resistività del rame a una data temperatura t, $\rho(t)20$ è la resistività del rame a 20°C in ohm-metri, e α è il coefficiente di temperatura del rame, che è di circa $0,00393°$.

I valori delle capacità parassite del cavo invece si possono calcolare considerando la geometria del cavo e la costante dielettrica dell'isolante, come riportato nelle seguenti valutazioni:

$$C = \frac{2\pi\epsilon_0\epsilon_r}{ln(\frac{a}{b})} l_{avvolgimento} \tag{4.6}$$

Dove:

- $l_{avvolgimento}$: lunghezza del cavo di avvolgimento nel primario e nel secondario.
- ϵ_0: costante dielettrica nel vuoto $8.854 \times 10^{-12} \frac{C^2}{Nm^2}$.
- ϵ_r: costante dielettrica dell'isolante (gomma=2.2).
- a : raggio del conduttore.
- b : raggio esterno del cavo.

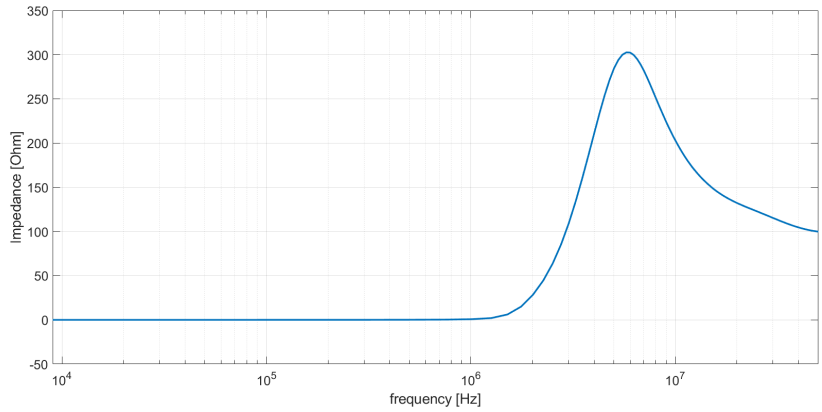
Una volta definiti i passaggi per la valutazione dei componenti del circuito equivalente, vengono riportati i valori nel caso specifico dell'applicazione, considerando la teoria della conversione serie-parallelo per quanto riguarda i valori di resistenza e capacità calcolati:

Tabella 4.1: Caratterizzazione del circuito equivalente del nucleo di ferrite con gli avvolgimenti.

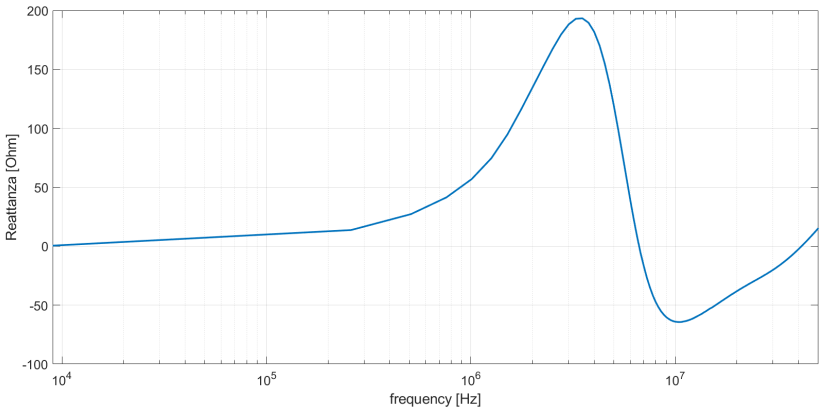
	Primario[CM]	Secondario[SENSING]
L	$14.08\mu H$	$2.52\mu H$
R	$200k\Omega$	$100k\Omega$
C	$6pF$	$2.2pF$

Definiti i valori calcolati su carta, è utile osservare i risultati in laboratorio riguardanti la caratterizzazione dell'impedenza del nucleo di ferrite con un cavo di rame avvolto due volte.

Nelle figura che segue sono riportati i risultati dell'analizzatore di rete [VNA] riguardanti i valori di resistenza e reattanza:



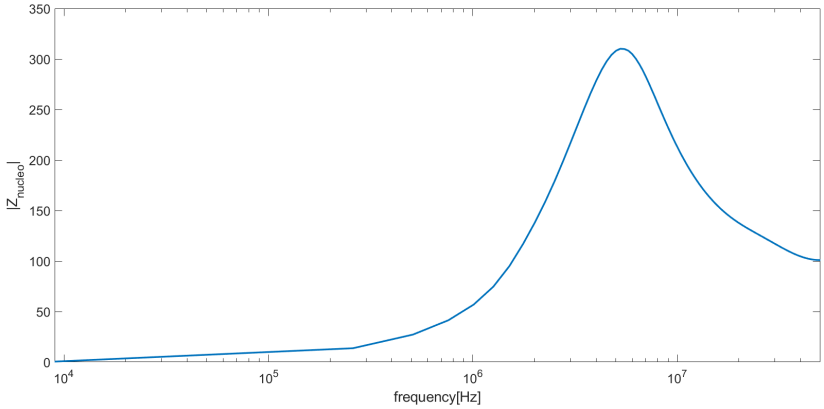
(a) Valore di resistenza del nucleo di ferrite.



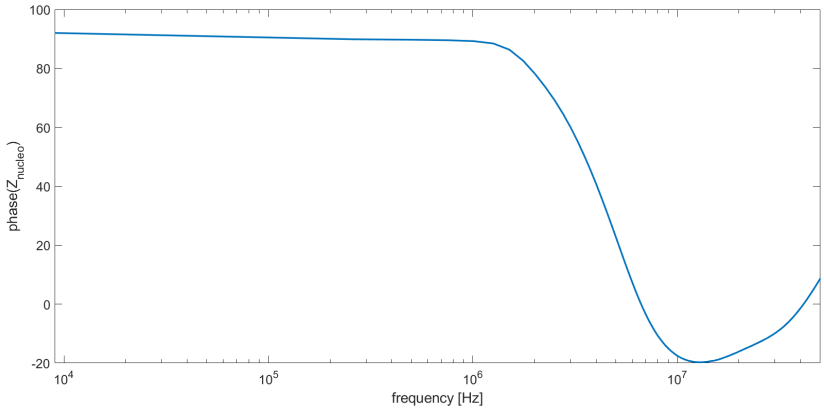
(b) Valore di reattanza del nucleo di ferrite.

Figura 4.4: Valori di resistenza e reattanza del nucleo di ferrite utilizzato nel circuito di rilevamento del segnale.

In Fig.4.5 vengono riportati i valori di modulo e fase:



(a) Modulo del nucleo di ferrite.



(b) Fase del nucleo di ferrite.

Figura 4.5: Valori di modulo e fase del nucleo di ferrite in funzione della frequenza.

Di particolare rilevanza è il rapporto di avvolgimento del filo di 'sensing' rispetto quelli di fase e neutro del sistema finale. Nel nostro caso, in particolare per quello che riguarda lo studio del sistema ad anello aperto e chiuso, viene inizialmente applicato un fattore 4:1.

Il motivo di questa scelta ricade nel valore '4' del guadagno totale dei tre stadi amplificatori impostato. Viene rilevato un valore di corrente al primario che viene amplificato al secondario e, successivamente, viene generato un valore di tensione nei primi due stadi amplificatori che servono come ingresso allo stadio amplificatore di potenza. A questo punto viene generata una corrente d'uscita elevata che è necessaria per generare una tensione ai capi del trasformatore. Questa tensione risulta efficace per diminuire il percorso di shunt della capacità C_Y in funzione della frequenza.

In generale, nel momento in cui verrà applicato un sistema EUT esterno, questo fattore sarà una delle variabili da tenere in considerazione per creare un filtro attivo che sia efficace in funzione del sistema da filtrare.

4.3 Caratterizzazione dei 3 stadi Opamp

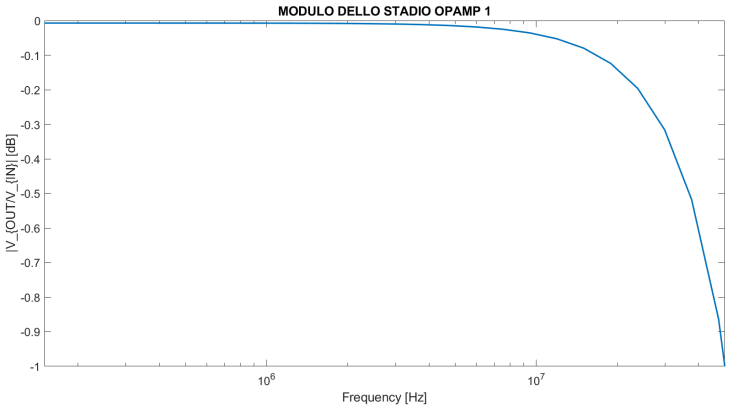
Nella seguente sezione verranno caratterizzati i tre stadi operazionali, analizzando in particolare la risposta in frequenza dei sistemi in questione.

4.3.1 OPAMP 1

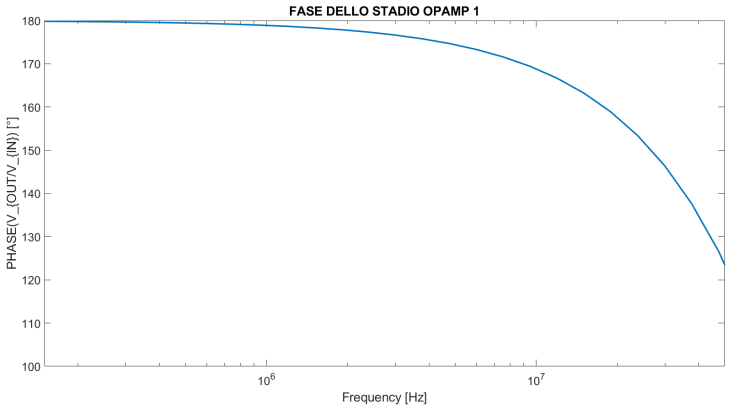
Il primo stadio operazionale è composto da un filtro passa basso in ingresso del morsetto invertente dell'operazionale e dal circuito buffer. La scelta di inserire un filtro passa basso è dovuta alla necessità di prevenire problemi di stabilità causati dalla risonanza degli avvolgimenti attorno al nucleo di ferrite. La frequenza di taglio di questo filtro d'ingresso è:

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi \times R \times C} = 15.9Mhz \tag{4.7}$$

In Fig.4.6 viene riportata la risposta in frequenza del primo stadio amplificatore.



(a) Modulo del primo stadio operazionale.



(b) Fase del primo stadio operazionale.

Figura 4.6: Valori di modulo e fase del primo stadio operazionale.

4.3.2 OPAMP 2

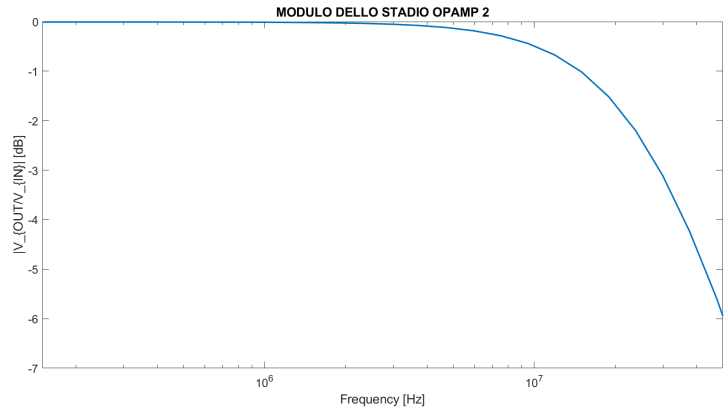
Il secondo stadio amplificatore è lo stadio compensato, i cui elementi potranno essere modificati in base alla necessità di stabilità del sistema ad anello chiuso. Si tratta di uno stadio amplificatore operazionale invertente.
Riferendosi al sistema rappresentato in Fig.3.5, la risposta in frequenza del sistema può essere descritta come:

$$G_{OPAMP2} = -\frac{R_2}{R_1} \times \frac{1}{1 + sR_2C_2} \tag{4.8}$$

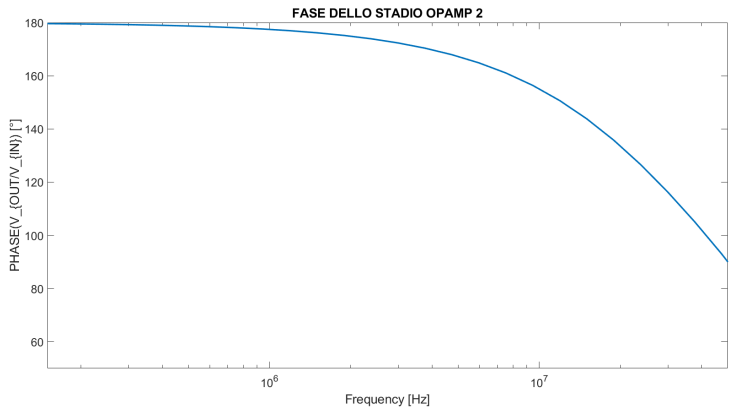
La cui frequenza di taglio del polo è:

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi \times R_2 \times C_2} = 39Mhz \tag{4.9}$$

In Fig.4.7 viene riportata la risposta in frequenza del secondo stadio amplificatore.



(a) Modulo del secondo stadio operazionale.



(b) Fase del secondo stadio operazionale.

Figura 4.7: Valori di modulo e fase del secondo stadio operazionale.

4.3.3 OPAMP 3

Il terzo stadio operazionale è uno stadio amplificatore non invertente di trans-conduttanza, ovvero all'ingresso del morsetto abbiamo una tensione e in uscita vogliamo una corrente molto alta. Il motivo di questa scelta è dovuta al fatto che al nodo negativo del condensatore C_Y vorremmo una tensione che vada a creare una differenza di potenziale ai nodi del condensatore quanto più piccola possibile, creando un percorso di shunt ideale per le componenti a bassa frequenza. In questo modo il filtro EMI HEF potrà attenuare non solo le componenti sopra il MHz, ma anche le componenti tra 150kHz e 1MHz, che altrimenti, considerate le dimensioni del filtro CM, non potrebbero essere attenuate in modo considerevole.

Trascurando i calcoli riguardanti lo studio di un amplificatore di trans-conduttanza nel caso ideale, il guadagno corrente d'uscita/tensione d'ingresso è dovuta esclusivamente dalla resistenza R_1:

$$\frac{I_o}{V_{in}} = \frac{1}{R_1} \tag{4.10}$$

Il guadagno del terzo stadio ha la dimensione di una conduttanza.
La funzione di trasferimento del terzo stadio amplificatore G_{OPAMP3} è:

$$G_{OPAMP3} = \frac{V_{out,3}}{V_{in,3}} = 1 + \frac{R_C || \frac{1}{sC_C}}{R_1} \tag{4.11}$$

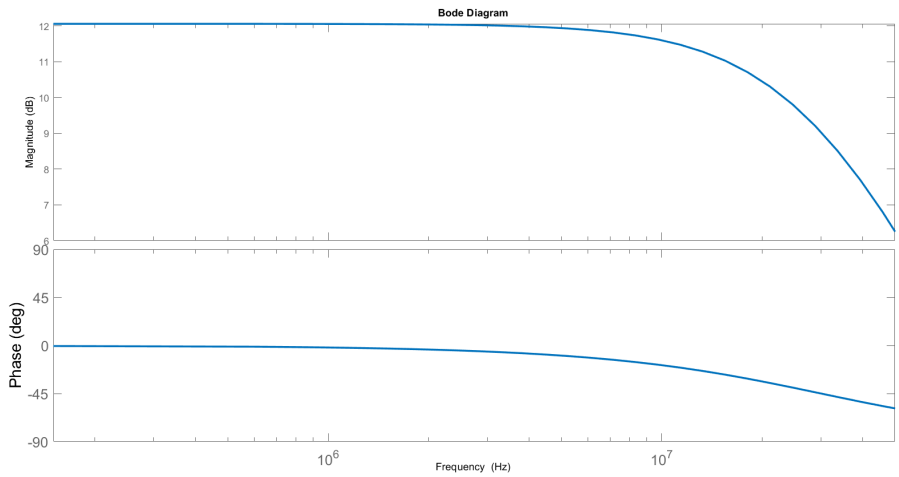


Figura 4.8: Valori di modulo e fase del terzo stadio operazionale.

4.4 Caratterizzazione del circuito di iniezione

Viene analizzato in seguito il circuito equivalente di iniezione, formato dal trasformatore PE-68386NL come già descritto precedentemente, in cui sono stati riportati anche i componenti parassiti, il condensatore C_o per eliminare l'offset della corrente al primario in modo da eliminare la possibilità di saturazione del trasformatore, e il condensatore di classe Y che costituisce la componente del filtro EMI passivo. Sono stati esclusi dei componenti passivi del trasformatore, in particolare le capacità parassite tra primario e secondario e le capacità parassite dovute agli avvolgimenti nel primario e nel secondario. In Fig.4.9 viene riportato il circuito:

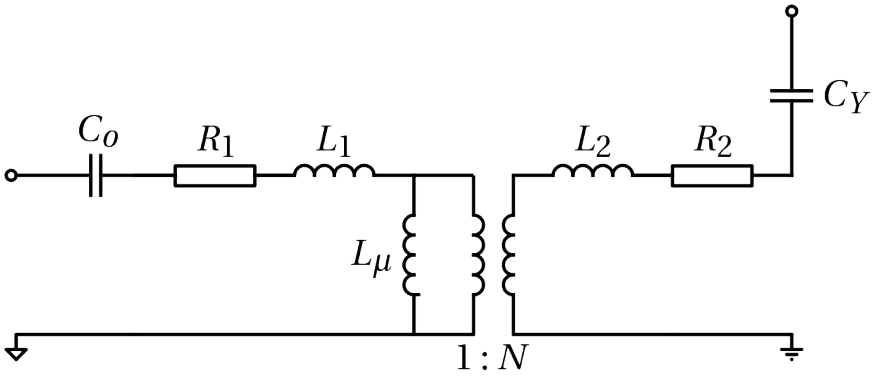


Figura 4.9: Circuito di iniezione completo.

Nella tabella che segue invece vengono riportati i valori dei componenti.

Tabella 4.2: Componenti del circuito equivalente di iniezione.

	Primario			Secondario
C_o	$1\mu F$		L_2	$0.46\mu H$
R_1	0.60Ω		R_2	0.60Ω
L_1	$0.46\mu H$		C_Y	$470pF$
L_μ	$785\mu H$			

Ci sono due importanti considerazioni sul circuito di iniezione:

- Il circuito deve isolare il sistema del filtro attivo dal resto del circuito, sempre con l'obiettivo di non creare ground loop.
- Il circuito è definito con un valore di impedenza in funzione della frequenza. Di conseguenza, considerando la corrente d'uscita dell'amplificatore di trans-conduttanza, la tensione che si viene a creare deve essere considerevole. Questo perché l'obiettivo già descritto è quello di creare una differenza di potenziale ai capi del condensatore C_Y quanto più piccola possibile, soprattutto nel range in più bassa frequenza.

Attraverso una semplificazione, potremo definire un valore del condensatore $C_{Y,eff}$ effettivo come:

$$C_{Y,eff} \approx (1 + N_{sen} N_{inj} G_{amp,tot}(s)) C_Y \tag{4.12}$$

4.5 HEF: Guadagno ad anello aperto

Questa sezione è dedicata alla descrizione del sistema del filtro HEF e il calcolo del sistema a catena aperta. Queste misurazioni sono state effettuate esclusivamente in laboratorio considerando la PCB progettata.
In particolare viene considerata la funzione di trasferimento della tensione d'uscita rispetto la corrente d'ingresso del sistema:

$$Z_{HEF,OL}(s) = \frac{V_{OUT}(s)}{I_{IN}(s)} \tag{4.13}$$

Figura 4.10: Circuito a catena aperta del filtro AEF

Di seguito verranno riportati i risultati presi in laboratorio e rappresentati attraverso il software Matlab. In Fig.4.11 viene riportato il modulo del circuito a catena aperta:

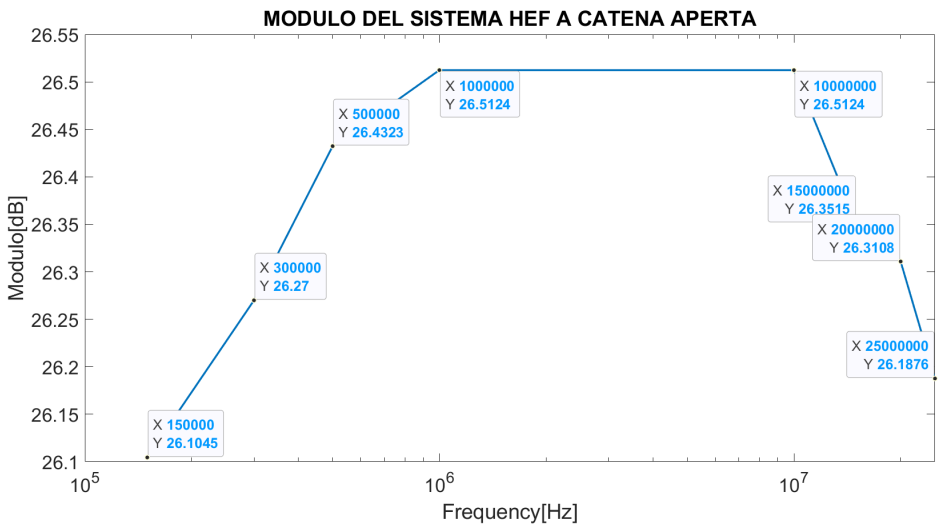


Figura 4.11: Modulo della Fdt del circuito a catena aperta del filtro AEF

Fase del circuito a catena aperta:

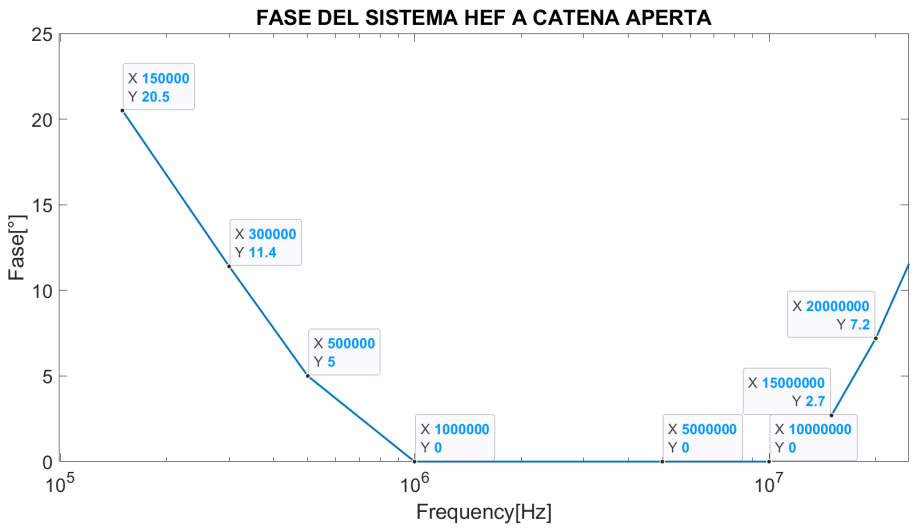


Figura 4.12: Fase della Fdt del circuito a catena aperta del filtro AEF

4.6 HEF: Guadagno ad anello chiuso

In questa sezione del capitolo 4 viene riportata la simulazione del circuito ad anello chiuso. Viene proposta un'analisi comparativa del sistema con il filtro esclusivamente passivo per la componente CM e il filtro HEF analizzato in modo dettagliato nei capitoli precedenti. Come analisi del circuito ad anello chiuso viene utilizzato una sorgente di tensione a gradino con una resistenza in serie, avendo modo così di calcolare la risposta in frequenza del segnale filtrato dai due relativi filtri.
La struttura del circuito finale è stato riportato in Fig.4.16:

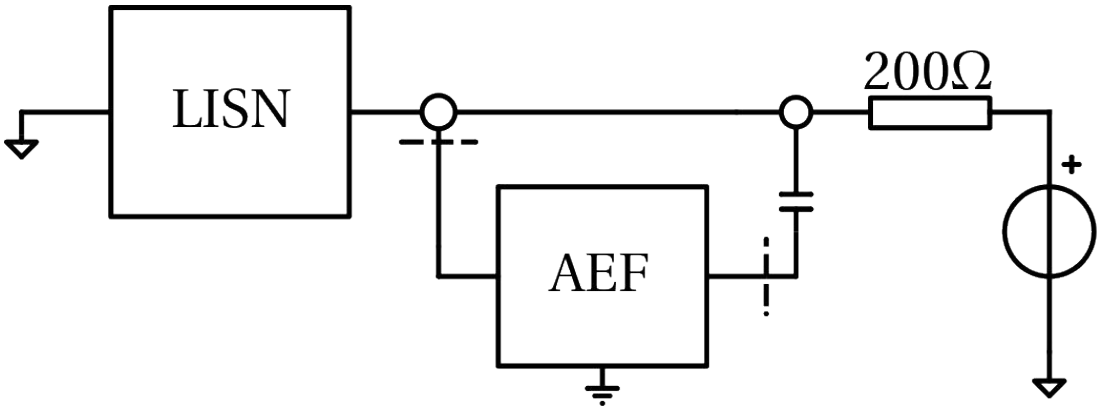


Figura 4.13: Circuito in simulazione LTspice.

Come più volte descritto, la tesi si propone di attenuare i disturbi di modo comu-

ne; di conseguenza nella simulazione verrà preso in considerazione solo uno dei due conduttori e verrà applicato un circuito a metà, con il conseguente dimensionamento dei componenti.

Di seguito viene riportato il risultato della simulazione effettuata. Come si può osservare, vi è una notevole attenuazione del rumore sia in alta frequenza che a più bassa frequenza. Questa figura verrà accompagnata da un'ulteriore simulazione in cui viene utilizzato un filtro EMI LC puramente passivo, con il fine di analizzarne le differenze.

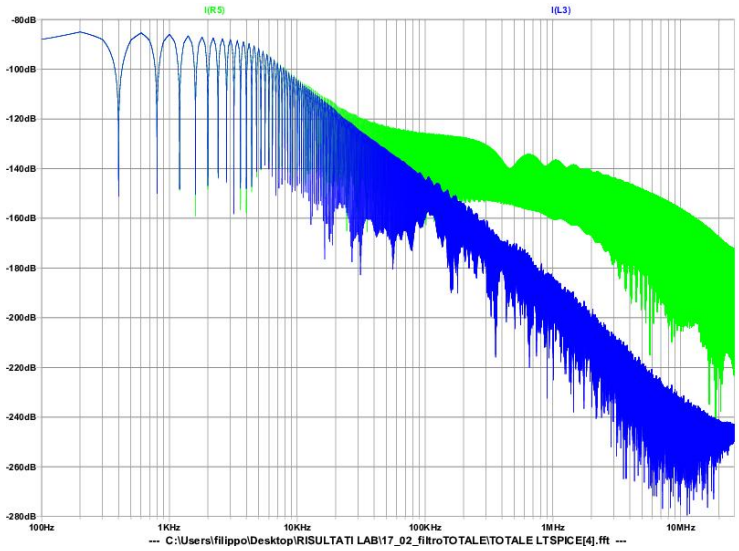


Figura 4.14: Simulazione closed-loop del sistema completo con HEF.

Di seguito l'azione del filtro EMI passivo che filtra la stessa sorgente di rumore:

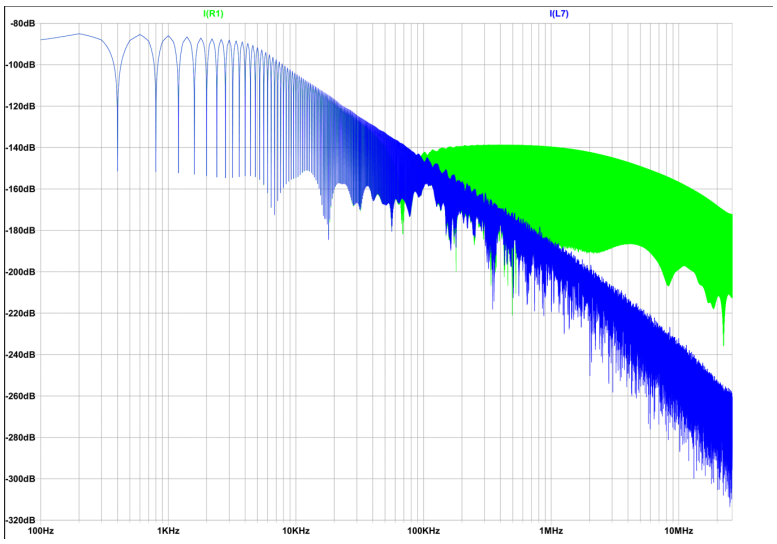


Figura 4.15: Simulazione closed-loop del sistema completo con filtro EMI passivo.

Come si può notare dalle due figure, il filtro HEF ha una maggiore capacità di attenuazione alle basse frequenze $f \in [150kHz : 700kHz]$ rispetto il solo utilizzo del filtro EMI passivo. Di seguito viene riportata un'analisi migliore per evidenziare questa differenza:

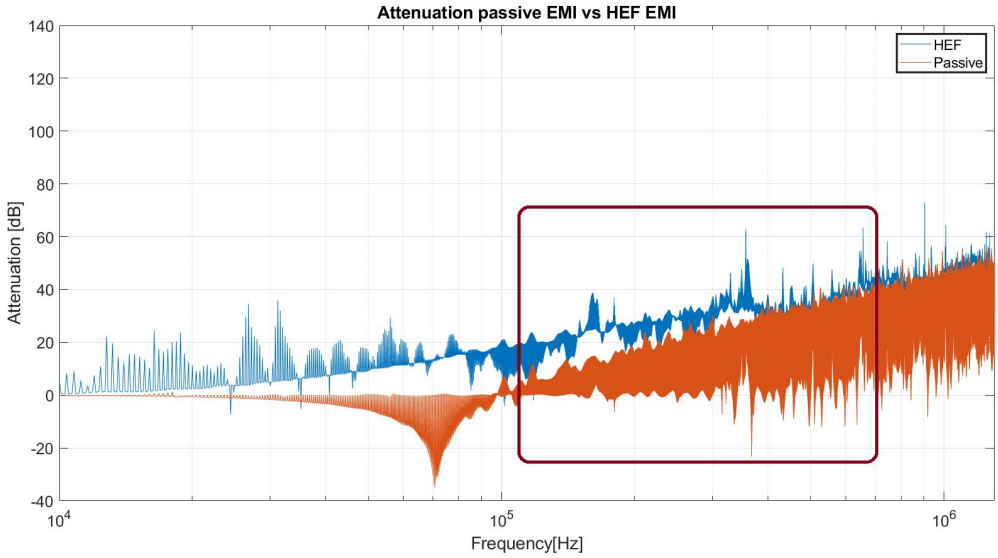


Figura 4.16: Attenuazione a confronto tra sistema con EMI passivo e filtro HEF.

Capitolo 5

Conclusioni

Nel corso della tesi sono stati affrontati numerosi temi riguardanti i filtri EMI. Dapprima è stata illustrata una panoramica dello stato dell'arte attuale, analizzando nel dettaglio le due tipologie principali: i filtri passivi e i filtri attivi.
Sono stati messi in evidenza le differenze sostanziali, e i vantaggi e svantaggi delle due soluzioni.
Un aspetto importante che è stato messo in evidenza è il design di un filtro EMI generico. La differenza di design delle due tipologie di filtro non è così marcata. Si possono riassumere i passaggi essenziali comuni che descrivono la progettazione di un filtro EMI:

- Analisi del circuito equivalente del sistema DUT (Device under test): è importante analizzare in alta frequenza il sistema in questione, tenendo in considerazione il punto di lavoro del sistema. Infatti, al variare delle potenze utilizzate, il filtro EMI deve essere progettato di conseguenza.

- Progettare la topologia del circuito: La topologia del circuito dipende dal tipo di filtro scelto e dal valore nominale del filtro. La topologia del circuito deve essere progettata in modo da ridurre o eliminare le interferenze elettromagnetiche.

- Scelta dei componenti: La scelta dei componenti dipende dalla topologia del circuito e dal valore nominale del filtro.

- Progettazione del layout della scheda: Il layout della scheda deve essere progettato in modo da minimizzare le interferenze elettromagnetiche. Ciò significa che i componenti devono essere disposti in modo adeguato e i percorsi dei segnali devono essere brevi e diritti.

- Verifica delle specifiche del filtro: È importante verificare le specifiche del filtro dopo la progettazione. Ciò significa testare il filtro per garantire che soddisfi le specifiche del progetto e che riduca o elimini le interferenze elettromagnetiche indesiderate.

Ovviamente l'analisi progettuale di un filtro EMI attivo è sicuramente più complicato di un generico filtro passivo. Di contro però, è stato evidenziato un vantaggio notevole riguardante la soluzione attiva: il filtraggio alle basse frequenze.
Infatti, nel corso dell'ultimo capitolo sono state messe a confronto le simulazioni tra le due soluzioni di filtri EMI applicate ad una generica sorgente di rumore. È stata evidenziata una notevole attenuazione in bassa frequenza del rumore. In particolare nel range di frequenza $f \in [150kHz : 700kHz]$ è stato calcolata una differenza di attenuazione del rumore tra i $5dB$ e i $10dB$ rispetto alla soluzione passiva. Al crescere della frequenza del disturbo infatti la differenza di attenuazione diventa sempre più piccola.

Appendice A

Analisi e scelta dei componenti nel PCB

In questo appendice vengono riportate le caratteristiche dei componenti utilizzati, dalla scelta degli amplificatori ai componenti passivi che costituiscono la PCB.
Analizzando dapprima i componenti passivi, nel PCB sono stati utilizzati componenti SMD sia per le resistenze che per i condensatori.
I componenti SMD (Surface Mount Device) sono componenti elettronici progettati per essere montati sulla superficie di una scheda di circuito stampato (PCB) senza il bisogno di fori di montaggio. Questi componenti sono molto più piccoli dei componenti tradizionali a montaggio radiale o a montaggio a foro, il che li rende ideali per la produzione di dispositivi elettronici compatti.
Alcuni dei componenti SMD più comuni includono:

- Resistenze SMD: come menzionato nella domanda precedente, le resistenze SMD sono componenti elettronici passivi utilizzati per limitare il flusso di corrente in un circuito elettrico.

- Condensatori SMD: i condensatori SMD sono componenti elettronici utilizzati per immagazzinare energia elettrica in un circuito. Sono disponibili in diverse capacità e tecnologie, come ad esempio i condensatori ceramici, a film, elettrolitici e tantalio.

- Ferrite SMD: è un tipo di componente elettronico SMD che viene utilizzato come induttore o come filtro a risonanza magnetica. La ferrite è un materiale ferromagnetico che può essere utilizzato per produrre componenti passivi che sono in grado di immagazzinare energia magnetica.

- Circuiti integrati SMD: i circuiti integrati SMD sono componenti elettronici che contengono un'ampia gamma di funzioni elettroniche in un singolo chip. Nel caso della PCB in questione i circuiti integrati utilizzati sono amplificatori operazionali.

I Resistenze SMD 1206

Nella PCB sono state scelte le resistenza 1206, con i valori considerati nello schematico della PCB analizzato nel capitolo 4. Questo tipo di resistenza ha una forma rettangolare con una lunghezza di 3,2 mm e una larghezza di 1,6 mm, e il suo nome deriva dalle dimensioni fisiche del componente.
La resistenza SMD 1206 ha un valore di resistenza nominale che varia da pochi Ohm a diverse centinaia di kOhm, ed è disponibile in diverse tolleranze e potenze nominali. La tolleranza indica la precisione con cui la resistenza corrisponde al valore nominale, mentre la potenza nominale indica la quantità di energia che il componente può dissipare senza surriscaldarsi o danneggiarsi.
Sono utilizzate in una vasta gamma di applicazioni elettroniche, tra cui dispositivi di comunicazione wireless, computer, dispositivi mobili, apparecchiature medicali, automotive e di automazione industriale.
Possono essere facilmente saldate sulla scheda di circuito stampato utilizzando tecniche di saldatura a riflusso. Tuttavia, a causa delle loro dimensioni ridotte, richiedono una particolare attenzione durante l'assemblaggio per evitare di danneggiarle o perdere i componenti durante il processo di manipolazione.
Le resistenze SMD sono caratterizzate da una serie di codici alfanumerici che indicano il valore della resistenza, la tolleranza e la potenza nominale. Ad esempio, una resistenza SMD con il codice "100R 5% 1/8W" ha un valore di resistenza di 100 ohm, una tolleranza del 5% e una potenza nominale di 1/8 di watt.

II Condensatori SMD C0603K

I condensatori SMD C0603K sono definiti con questo valore riferendosi sempre alle dimensioni fisiche del componente. Ha una lunghezza di 0,6 mm e una larghezza di 0,3 mm, ed è disponibile in diverse capacità e tensioni nominali.
Il codice "C0603" indica il formato fisico del condensatore SMD, che è standardizzato per i componenti SMD di tipo 0603. La lettera "K" indica il materiale dielettrico utilizzato per la costruzione del condensatore.
Il valore nominale della capacità del condensatore SMD C0603K può variare da

pochi picofarad a diverse decine di microfarad, e la tensione nominale può variare da poche decine di volt a diverse centinaia di volt.

III Ferrite SMD 1206

Le ferriti 1206 sono componenti utilizzati nella PCB nei collegamenti tra alimentazione e pin dei circuiti intregati Opamp. Il numero che identifica questi dispositivi riguarda, come nel caso delle resistenze, la misura dei componenti.
Questi componenti vengono utilizzati nel caso della PCB come ferriti di alimentazione.
Le ferriti di alimentazione per i pin dei circuiti integrati sono utilizzate per filtrare il rumore elettromagnetico generato dal circuito integrato stesso e da altri componenti circostanti, in modo da fornire un'energia pulita e stabile al circuito integrato. Questo rumore elettromagnetico può influire sulla prestazione del circuito integrato e può anche causare problemi di interferenza elettromagnetica (EMI) se non viene adeguatamente filtrato. In particolare vengono filtrati disturbi in alta frequenza considerando la misura notevolmente piccola di questi componenti.
Le ferriti 1206 sono inserite nelle piste di alimentazione dei pin degli Opamp assieme a dei condensatori ceramici.
Questi condensatori sono generalmente utilizzati per filtrare il rumore a bassa frequenza e per prevenire le fluttuazioni di tensione che possono influire sulla stabilità del circuito integrato.
I condensatori ceramici per i pin di alimentazione dei circuiti integrati possono essere posizionati fisicamente vicino ai pin di alimentazione del circuito integrato, in modo da ridurre l'impedenza del percorso di alimentazione. Questo può contribuire a migliorare la stabilità e l'efficienza del circuito integrato.
Infine, considerando il posizionamento di componenti LC nelle piste di alimentazione dei pin, sono state aggiunte delle resistenze SMD di valore 1 Ω per smorzare l'effetto di risonanza.

IV Opamp

Di seguito verranno riportati solamente gli aspetti principali del datasheet degli Opamp utilizzati: AD8055, OPA2677. Il motivo della scelta di questi componenti è già stata trattata nel capitolo 3.

AD8055/AD8056

SPECIFICATIONS

T_A = 25°C, V_S = ±5 V, R_F = 402 Ω, R_L = 100 Ω, Gain = +2, unless otherwise noted.

Table 1.

Parameter	Conditions	AD8055A/AD8056A Min	Typ	Max	Unit
DYNAMIC PERFORMANCE					
−3 dB Bandwidth	G = +1, V_O = 0.1 V p-p	220	300		MHz
	G=+1, V_O = 2 V p-p	125	150		MHz
	G=+2, V_O = 0.1 V p-p	120	160		MHz
	G=+2, V_O = 2 V p-p	125	150		MHz
Bandwidth for 0.1 dB Flatness	V_O = 100 mV p-p	25	40		MHz
Slew Rate	G = +1, V_O = 4 V step	1000	1400		V/µs
	G = +2, V_O = 4 V step	750	840		V/µs
Settling Time to 0.1%	G = +2, V_O = 2 V step		20		ns
Rise and Fall Time, 10% to 90%	G = +1, V_O = 0.5 V step		2		ns
	G = +1, V_O = 4 V step		2.7		ns
	G = +2, V_O = 0.5 V step		2.8		ns
	G = +2, V_O = 4 V step		4		ns
NOISE/HARMONIC PERFORMANCE					
Total Harmonic Distortion	f_C = 10 MHz, V_O = 2 V p-p, R_L = 1 kΩ		−72		dBc
	f_C = 20 MHz, V_O = 2 V p-p, R_L = 1 kΩ		−57		dBc
Crosstalk, Output-to-Output (AD8056)	f = 5 MHz, G = +2		−60		dB
Input Voltage Noise	f = 100 kHz		6		nV/√Hz
Input Current Noise	f = 100 kHz		1		pA/√Hz
Differential Gain Error	NTSC, G = +2, R_L = 150 Ω		0.01		%
	NTSC, G = +2, R_L = 37.5 Ω		0.02		%
Differential Phase Error	NTSC, G = +2, R_L = 150 Ω		0.02		Degree
	NTSC, G = +2, R_L = 37.5 Ω		0.1		Degree
DC PERFORMANCE					
Input Offset Voltage			3	5	mV
	T_{MIN} to T_{MAX}			10	mV
Offset Drift		6			µV/°C
Input Bias Current			0.4	1.2	µA
	T_{MIN} to T_{MAX}	1			µA
Open-Loop Gain	V_O = ±2.5 V	66	71		dB
	T_{MIN} to T_{MAX}	64			dB
INPUT CHARACTERISTICS					
Input Resistance			10		MΩ
Input Capacitance			2		pF
Input Common-Mode Voltage Range			3.2		±V
Common-Mode Rejection Ratio	V_{CM} = ±2.5 V		82		dB
OUTPUT CHARACTERISTICS					
Output Voltage Swing	R_L = 150 Ω	2.9	3.1		±V
Output Current[1]	V_O = ±2.0 V	55	60		mA
Short-Circuit Current[1]			110		mA

Figura A.1: Specifiche datasheet AD8055.

AD8055/AD8056

Parameter	Conditions	AD8055A/AD8056A Min	Typ	Max	Unit
POWER SUPPLY					
Operating Range		±4.0	±5.0	±6.0	V
Quiescent Current	AD8055		5.4	6.5	mA
	T_{MIN} to 125°C		7.6		mA
	T_{MIN} to 85°C			7.3	mA
	AD8056		10	12	mA
	T_{MIN} to 125°C		13.9		mA
	T_{MIN} to 85°C			13.3	mA
Power Supply Rejection Ratio	$+V_S$ = +5 V to +6 V, $-V_S$ = −5 V	66	72		dB
	$-V_S$ = −5 V to −6 V, $+V_S$ = +5 V	69	86		dB
OPERATING TEMPERATURE RANGE	AD8055ART	−40		+85	°C
	AD8055AR, AD8055AN, AD8056AR, AD8056AN, AD8056ARM	−40		+125	°C

[1] Output current is limited by the maximum power dissipation in the package. See Figure 5.

Figura A.2: Specifiche datasheet AD8055.

ELECTRICAL SPECIFICATIONS: V_S = +5V

Boldface limits are tested at **+25°C.**

At T_A = +25°C, G = +4, R_F = 453Ω, and R_L = 100Ω, unless otherwise noted. See Figure 3 for AC performance only.

		OPA2677U, DDA, RGV						
		TYP	MIN/MAX OVER TEMPERATURE					
PARAMETER	CONDITIONS	+25°C	+25°C(1)	0°C to 70°C(2)	–40°C to +85°C(2)	UNITS	MIN/ MAX	TEST LEVEL(3)
AC PERFORMANCE (see Figure 3)								
Small-Signal Bandwidth (V_O = 0.5V_{PP})	G = +1, R_F = 536Ω	160				MHz	min	B
	G = +2, R_F = 511Ω	150	120	118	115	MHz	min	B
	G = +4, R_F = 453Ω	150	130	128	125	MHz	min	B
	G = +8, R_F = 332Ω	160	130	128	125	MHz	min	B
Peaking at a Gain of +1	G = +1, R_F = 511Ω	0				dB	typ	C
Bandwidth for 0.1dB Gain Flatness	G = +4, V_O = 0.5V_{PP}	70	23	20	19	MHz	min	B
Large-Signal Bandwidth	G = +4, V_O = 2V_{PP}	100				MHz	typ	C
Slew Rate	G = +4, 2V Step	1100	830	827	825	V/µs	min	B
Rise-and-Fall Time	G = +4, V_O = 2V Step	2				ns	typ	C
Harmonic Distortion	G = +4, f = 5MHz, V_O = 2V_{PP}							
2nd-Harmonic	R_L = 100Ω	–67	–65	–64	–63	dBc	max	B
	R_L ≥ 500Ω	–71	–68	–67	–66	dBc	max	B
3rd-Harmonic	R_L = 100Ω	–72	–70	–69	–68	dBc	max	B
	R_L ≥ 500Ω	–74	–71	–70	–69	dBc	max	B
Input Voltage Noise	f > 1MHz	2	2.6	2.9	3.1	nV/√Hz	max	B
Noninverting Input Current Noise	f > 1MHz	16	20	21	22	pA/√Hz	max	B
Inverting Input Current Noise	f > 1MHz	24	29	30	31	pA/√Hz	max	B
Channel-to-Channel Crosstalk	f = 5MHz, Input Referred	–92				dB	typ	C
DC PERFORMANCE								
Open-Loop Transimpedance Gain	V_O = 0V, R_L = 100Ω	110	**72**	70	68	kΩ	min	A
Input Offset Voltage	V_{CM} = 0V	±0.8	**±3.5**	±4.0	±4.3	mV	max	A
Average Offset Voltage Drift	V_{CM} = 0V	±4	±10	±10	±12	µV/°C	max	B
Noninverting Input Bias Current	V_{CM} = 0V	±10	**±30**	±32	±35	µA	max	A
Average Noninverting Input Bias Current Drift	V_{CM} = 0V	±5	±50	±50	±75	nA/°C	max	B
Inverting Input Bias Current	V_{CM} = 0V	±10	**±30**	±40	±45	µA	max	A
Average Inverting Input Bias Current Drift	V_{CM} = 0V	±10	±100	±100	±150	nA°/C	max	B
INPUT								
Most Positive Input Voltage		3.7	**3.3**	3.2	3.1	V	min	A
Most Negative Input Voltage		1.3	**1.7**	1.8	1.9	V	min	A
Common-Mode Rejection Ratio (CMRR)	V_{CM} = 2.5V, Input Referred	52	**49**	48	47	dB	min	A
Noninverting Input Impedance		250 || 2				kΩ || pF	typ	C
Minimum Inverting Input Resistance	Open-Loop	25	15			kΩ	min	B
Maximum Inverting Input Resistance	Open-Loop	25	40			kΩ	max	B
OUTPUT								
Most Positive Output Voltage	No Load	4.1	**3.9**	3.8	3.6	V	min	A
	R_L = 100Ω	3.5	**3.8**	3.7	3.5	V	min	A
Least Positive Output Voltage	No Load	0.8	**1.0**	1.1	1.3	V	min	A
	R_L = 100Ω	1.0	**1.1**	1.2	1.5	V	min	A
Current Output	V_O = 0	±300	**±200**	±180	±100	mA	min	A
Closed-Loop Output Impedance	G = +4, f ≤ 100kHz	0.02				Ω	typ	C
POWER SUPPLY								
Specified Operating Voltage		+5				V	typ	C
Maximum Operating Voltage			**12.6**	12.6	12.6	V	max	A
Minimum Operating Voltage		+4				V	typ	C
Maximum Quiescent Current	V_S = ±5V, Both Channels	13.6	**14.8**	15.2	15.6	mA	max	A
Minimum Quiescent Current	V_S = ±5V, Both Channels	13.6	**12.0**	11.7	11.4	mA	min	A
Power-Supply Rejection Ratio (PSRR)	f = 100kHz, Input Referred	52				dB	typ	C
THERMAL CHARACTERISTICS								
Specification: U, DDA, RGV		–40 to +85				°C		
Thermal Resistance, θ_{JA}	Junction-to-Ambient							
U SO-8		125				°C/W	typ	C
DDA HSOP-8	Exposed Slug Soldered to Board	55				°C/W	typ	C
RGV QFN-16	Exposed Slug Soldered to Board	50(4)				°C/W	typ	C

NOTES: (1) Junction temperature = ambient for +25°C specifications.
(2) Junction temperature = ambient at low temperature limit; junction temperature = ambient +9°C at high temperature limit for over temperature specifications.
(3) Test levels: (A) 100% tested at +25°C. Over temperature limits by characterization and simulation. (B) Limits set by characterization and simulation. (C) Typical value only for information.
(4) Not connecting the exposed slug to the –V_J plane gives 75°C/W thermal impedance (θ_{JA}).

Figura A.3: Specifiche datasheet OPA2677.

7.6 Electrical Characteristics: V_S = ±7.5 V

at $+V_S$ = +7.5 V, $-V_S$ = –7.5 V, T_A ≈ 25°C, R_{LOAD} = 100 Ω to midsupply, noninverting gain (G) = 5 V/V, and RGT package: R_F = 576 Ω, R_G = 143 Ω, or DDA package: R_F = 798 Ω, R_G = 200 Ω (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT	Test Level(1)
AC PERFORMANCE							
SSBW	Small-signal bandwidth	V_O = 2 V_{PP}, < 0.5-dB peaking		800		MHz	C
LSBW	Large-signal bandwidth	V_O = 5 V_{PP}, < 1-dB peaking		550		MHz	C
SR	Slew rate (20%-80%)	V_O = 10 V_{PP}		6000		V/µs	C
HD2	Second-order harmonic distortion	f = 20 MHz, V_O = 5 V_{PP}		–83		dBc	C
HD3	Third-order harmonic distortion	f = 20 MHz, V_O = 5 V_{PP}		–78		dBc	C
e_n	Input-referred voltage noise	f ≥ 100 kHz		1.7		nV/√Hz	C
i_{np}	Noninverting, input-referred current noise	f ≥ 100 kHz		15		pA/√Hz	C
i_{nn}	Inverting, input-referred current noise	f ≥= 100 kHz		20		pA/√Hz	C
Z_{OUT}	Closed-loop output impedance	f = 50 MHz		1		Ω	C
DC PERFORMANCE							
Z_{OL}	Open-loop transimpedance gain	V_O = ±2.5 V, R_{LOAD} = 500 Ω	6	14		MΩ	A
V_{OS}	Input offset voltage	DDA package only	–2	1	2	mV	A
		RGT package only	–2.5	1	2.5	mV	A
	Input offset-voltage drift(2)	–40°C ≤ T_J ≤ +125°C		3		µV/°C	B
I_{B+}	Noninverting input bias current(3)		–7	-2	7	µA	A
	Noninverting input bias current drift(2)	–40°C ≤ T_J ≤ +125°C		–10		nA/°C	B
I_{B-}	Inverting input bias current(3)		–19	–6	19	µA	A
	Inverting input bias current drift(2)	–40°C ≤ T_J ≤ +125°C		–112		nA/°C	B
INPUT							
Z_{IN+}	Noninverting input impedance	Closed-loop measurement		35 || 1.2		kΩ || pF	C
Z_{IN-}	Inverting input impedance	Open-loop measurement		15		Ω	C
HR_{IN}	Headroom to either supply	CMRR > 60 dB		4.1	4.3	V	B
OUTPUT							
HR_{OUT}	Headroom to either supply		1.2	1.5	1.7	V	A
$Iout_{LINEAR}$	Linear output current	R_{LOAD} = 24 Ω, V_O = ±5 V, Z_{OL} > 1 MΩ, source and sink	200	230		mA	A
POWER SUPPLY							
I_Q	Quiescent current	No load	15.2	15.8	16.4	mA	A
POWER DOWN							
REF_{RANGE}	REF pin voltage range	Do NOT float the REF pin.	–Vs	GND	+Vs – 5 V	V	B
I_{REF_BIAS}	REF pin bias current	REF = 0 V, $\overline{PD}$ = REF + 3 V, positive out of the pin	35	37	52	µA	A
V_{IL}	Disable voltage threshold	REF = 0 V, guaranteed off below			0.8	V	A
V_{IH}	Enable voltage threshold	REF = 0 V, guaranteed on above	1.5			V	A
$\overline{PD}_{LOW_BIAS}$	$\overline{PD}$ pin low input bias current	$\overline{PD}$ = REF = GND, positive out of the pin.	17	21	25	µA	A
$\overline{PD}_{HIGH_BIAS}$	$\overline{PD}$ pin high input bias current	$\overline{PD}$ = REF + 3 V, REF = GND, positive out of the pin.	–1	0	1	µA	A
$I_{Q_OFF_+VS}$	+Vs disabled supply current		600	700	850	µA	A

(1) Test levels (all values set by characterization and simulation): (A) 100% tested at ≈ 25°C, overtemperature limits by characterization and simulation; (B) Not tested in production, limits set by characterization and simulation; (C) Typical value only for information.
(2) Input offset voltage drift and input bias current drift are average values calculated by taking data at the end points, computing the difference, and dividing by the temperature range.
(3) Current is considered positive out of the pin.

Copyright © 2017–2018, Texas Instruments Incorporated

Figura A.4: Specifiche datasheet THS3491.

Electrical Characteristics: V_S = ±7.5 V (continued)

at $+V_S$ = +7.5 V, $-V_S$ = –7.5 V, T_A ≈ 25°C, R_{LOAD} = 100 Ω to midsupply, noninverting gain (G) = 5 V/V, and RGT package: R_F = 576 Ω, R_G = 143 Ω, or DDA package: R_F = 798 Ω, R_G = 200 Ω (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT	Test Level(1)
$I_{Q_OFF_-VS}$ –Vs disabled supply current		550	642	770	µA	A
JUNCTION-TEMPERATURE SENSE, T_J_SENSE (QFN-16 ONLY, PIN 6)						
T_{J_SENSE} 25°C value	Device disabled (22°C to 32°C ATE ambient temperature)	0.915	1.06	1.15	V	A
T_{J_SENSE} temperature coefficient	T_J = 0°C to 125°C		3.2		mV/°C	B
T_{J_SENSE} input impedance	Internally connected to REF pin	32.4	35	38	kΩ	B

 Copyright © 2017–2018, Texas Instruments Incorporated

Figura A.5: Specifiche datasheet THS3491.

Bibliografia

[1] Wikipedia, *https : //it.wikipedia.org/wiki/Compatibilità_elettromagnetica*

[2] Timothy Hegarty,Applications Engineer, Texas Instruments *An overview of conducted EMI specifications for power supplies*

[3] Sito Web "IN COMPLIANCE (Electronic design, Testing and Standards)" *https://incompliancemag.com/article/common-mode-filter-design-guide/*

[4] Morris J. Heller, Student Member, IEEE, Florian Krismer, Member, IEEE, and Johann W. Kolar, Fellow, IEEE, *EMI Filter for the Integrated Dual Three-Phase Active Bridge(D3AB) PFC Rectifier* , 2022;

[5] Sangyeong Jeong, Dongil Shin, and Jingook Kim, Senior Member, IEEE, *A Transformer-Isolated Common-Mode Active EMI Filter Without Additional Components on Power Lines* , 2019;

[6] Kun Zhang, Student Member, IEEE,Ke-Wei Wang, and Henry Shu-Hung Chung, Fellow, IEEE, *High-Attenuation Wideband Active Common-Mode EMI Filter Section* , 2022;

[7] Dongil Shin,Ki Jin Han, and Jingook Kim, Sungnam Kim, Geunseok Jeong, Jaesu Park, and Joungwook Park, IEEE, *A Common-Mode Active Filter in a Compact Package for a Switching Mode Power Supply* , 2014;

[8] Dongil Shin, Sungnam Kim, Geunseok Jeong, Jaesu Park, Joungwook Park, Ki Jin Han, Member, IEEE, and Jingook Kim, Member, IEEE, *Analysis and Design Guide of Active EMI Filter in a Compact Package for reduction of Common-Mode Conducted Emissions* , 2015;

[9] Etechnog.com, *https://www.etechnog.com/2022/11/emi-filter-applications-and-uses.html*;

[10] Chhaya Seng, Joungjin Seo, Woojung Kim, and Hanju Cha dept. of Electrical Engineering Chungnam National University Daejeon, Korea, *High-Frequency Equivalent Circuit Model for Common-Mode Noise of Buck Converter*, 2021;

[11] Wenjie Chen, Member, IEEE, Xu Yang, Member, IEEE, and Zhaoan Wang, Senior Member, IEEE, *A Novel Hybrid Common-Mode EMI Filter With Active Impedance Multiplication*, 2011;