

UNIVERSITA' DEGLI STUDI DI PADOVA  
DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE  
CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN INGEGNERIA ELETTRONICA

*Progettazione di un filtro attivo per  
l'attenuazione del ripple in uscita da un  
carica batterie in alta frequenza*

*Studente:* Stefano Squarcini

*Relatore:* Giorgio Spiazzi

*Tutor Aziendale:* Ing. Stefano Fontana

A.A. 2013/2014



# Indice

<b>1</b>	<b>Introduzione</b>	<b>5</b>
1.1	Filtri attivi . . . . .	5
1.2	Obiettivi e scopo del progetto svolto . . . . .	6
1.3	Batterie al litio . . . . .	9
<b>2</b>	<b>Topologie valutate</b>	<b>13</b>
2.1	Soluzioni esaminate . . . . .	14
2.1.1	Compensazione in corrente con regolatore PID . . . . .	14
2.1.2	Compensazione in corrente con amplificatore lineare . . . . .	17
2.1.3	Compensazione in tensione con trasformatore . . . . .	19
2.1.4	Dimensionamento del trasformatore . . . . .	21
<b>3</b>	<b>Misure</b>	<b>26</b>
3.1	Induttanza magnetizzante e di dispersione dei trasformatori . . . . .	26
3.2	Misure con PSM1735 . . . . .	28
3.3	Simulazioni con Matlab . . . . .	31
<b>4</b>	<b>Verifica e realizzazione del circuito di prova</b>	<b>34</b>
4.1	Realizzazione del circuito . . . . .	38
4.2	Test del circuito . . . . .	39
4.3	Prova con cassetto di linea . . . . .	43
<b>5</b>	<b>Conclusioni</b>	<b>48</b>
5.1	Conclusioni e sviluppi futuri . . . . .	48



# Capitolo 1

## Introduzione

Il progetto svolto in questa tesi di laurea nasce dall'esigenza di ridurre il ripple in alta frequenza in uscita da un convertitore switching utilizzato per la carica di una cella al litio. La strategia sviluppata in questa tesi è quella di compensare il rumore tramite l'utilizzo di un apposito circuito ausiliario che realizza un filtro attivo. Nei successivi capitoli verranno passate in rassegna le diverse topologie e tecniche per la compensazione del ripple che sono state analizzate, le loro problematiche, i relativi vantaggi, e successivamente si passerà alla progettazione e al dimensionamento del circuito scelto. In questo capitolo introduttivo verrà presentata una panoramica generale del problema e verranno fornite le specifiche relative alle celle al litio prese in considerazione. La tesi è stata svolta in collaborazione con l'azienda SOVEMA S.p.a. di Villafranca di Verona.

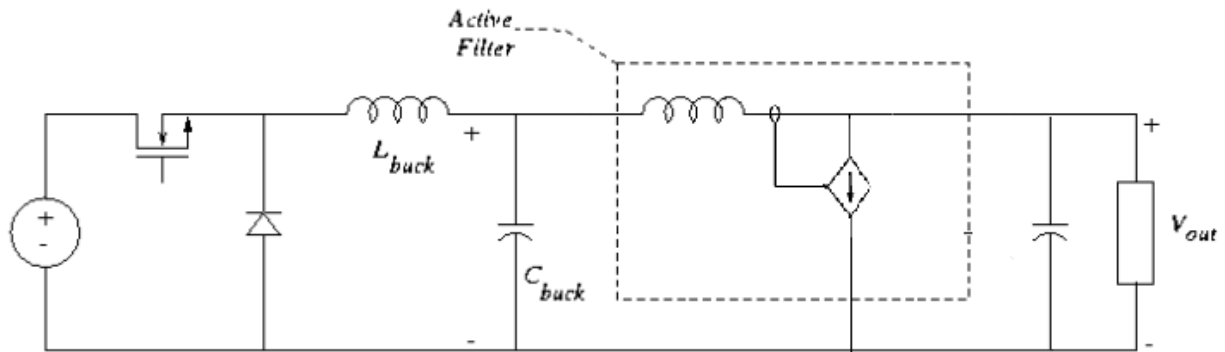
### 1.1 Filtri attivi

Un filtro attivo è un particolare tipo di filtro analogico che invece di utilizzare solo componenti passivi utilizza anche componenti attivi, come ad esempio gli amplificatori operazionali. Solitamente l'utilizzo di uno o più dispositivi attivi all'interno di un filtro permette di ridurre eventuali componenti di rumore presenti nel circuito a cui viene applicato senza ricorrere all'utilizzo di componenti passivi come gli induttori, che sono componenti abbastanza costosi e che possono anche generare alcuni problemi di compatibilità elettromagnetica. I filtri attivi sono spesso utilizzati al posto dei filtri passivi per alcune ragioni fondamentali:

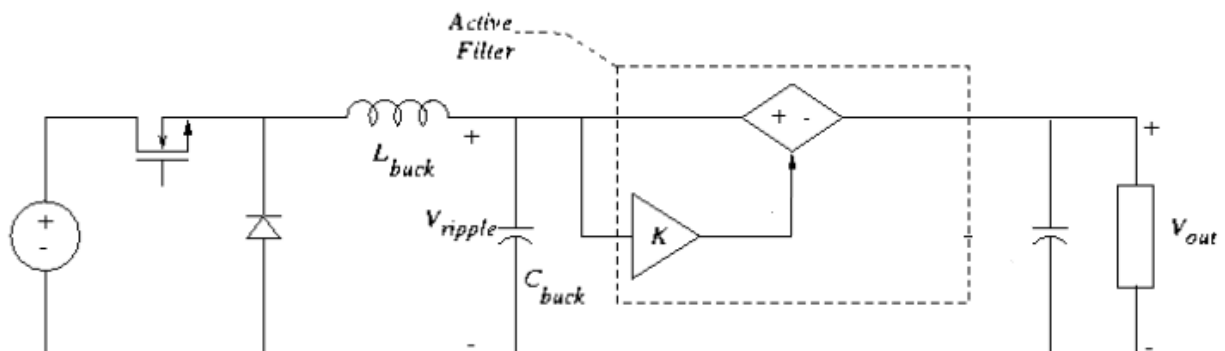
- A basse frequenze il valore di capacità e induttanze usati nei filtri passivi può diventare anche molto grande, comportando notevoli svantaggi in fatto di costi dei componenti e dimensioni degli stessi.
- Permettono di evitare l'utilizzo di induttori, che comportano problemi di compatibilità elettromagnetica, tolleranza sui valori, dimensioni e costi.
- In alcune applicazioni, come ad esempio i convertitori switching, permettono di rilassare i vincoli di filtraggio sul filtro passivo LC del convertitore.

Un filtro attivo è quindi un circuito elettronico che può ridurre il ripple di corrente o tensione generato dallo stadio di potenza di un convertitore, rilassando anche i vincoli sul filtro passivo del convertitore. Nonostante le prestazioni di questi filtri siano limitate dal prodotto banda-guadagno dell'elemento amplificatore, all'interno della loro banda operativa questi filtri permettono di ottenere un'ottima precisione, grazie all'utilizzo di componenti come condensatori e resistenze che hanno una tolleranza bassa sui valori. Può capitare molto spesso nella progettazione di convertitori di potenza di avere la necessità di ottenere ripple di uscita bassi, sia per questioni di precisione sulle tensioni o correnti in uscita o anche per questioni di compatibilità elettromagnetica. Per questo tipo di applicazioni i filtri passivi oltre a risultare svantaggiosi in termini

di spazio e costi, possono anche ridurre le prestazioni complessive del sistema, ad esempio riducendone il rendimento. Un approccio alternativo al problema della riduzione del ripple può consistere quindi nell'utilizzo di filtri attivi in cui un circuito elettronico attivo è usato per cancellare o sopprimere le componenti di ripple all'uscita del filtro. Questi filtri possono essere usati sia in configurazione feedforward, come nel caso che verrà analizzato in questo elaborato, in cui riducono il ripple misurando la componente di rumore e iniettando il suo opposto, sia in feedback in cui riducono il rumore con un controllo in retroazione ad alto guadagno.



**Figura 1.1:** Filtro attivo in feedforward per ridurre il ripple di corrente. Il filtro è usato in aggiunta al filtro passivo del convertitore, misura la corrente di ripple e ne deriva una uguale e opposta per ridurre il rumore. [8]



**Figura 1.2:** Filtro attivo in feedforward per ridurre il ripple di tensione. La riduzione del rumore è ottenuta iniettando una tensione opposta al ripple.

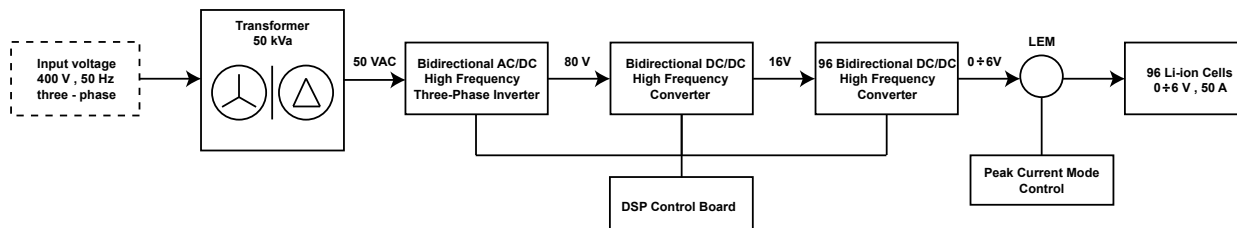
Per avere una buona implementazione del filtro è necessario che le componenti di rumore da filtrare vengano riprodotte con grande fedeltà, per cui il modo in cui viene effettuata l'iniezione della corrente o della tensione è uno dei parametri più delicati della progettazione dell'intero filtro, che deve avere una banda ampia, un guadagno preciso, basso ritardo di fase, poca sensibilità alla variazione dei parametri, e in alcuni casi deve essere in grado di sopportare la componente continua della grandezza misurata e separarne la componente alternata. Anche i trasformatori possono essere impiegati come elementi di iniezione di corrente o tensione. Per queste applicazioni il trasformatore deve essere progettato in modo da evitare la saturazione del nucleo a causa della componente continua della tensione, ma l'approccio a trasformatore permette di avere isolamento galvanico e un'ampia banda, oltre ad avere il vantaggio di poter ridurre eventuali stress di tensione e corrente sui componenti ottimizzando il rapporto spire [6][7][8][11].

## 1.2 Obiettivi e scopo del progetto svolto

Il filtro attivo progettato in collaborazione con SOVEMA S.p.a. andrebbe inserito in serie allo stadio di uscita di un convertitore per la formazione di batterie al litio (SMF 96 linee). La macchina in questione è

composta principalmente da quattro stadi fondamentali, schematizzati in figura 1.3:

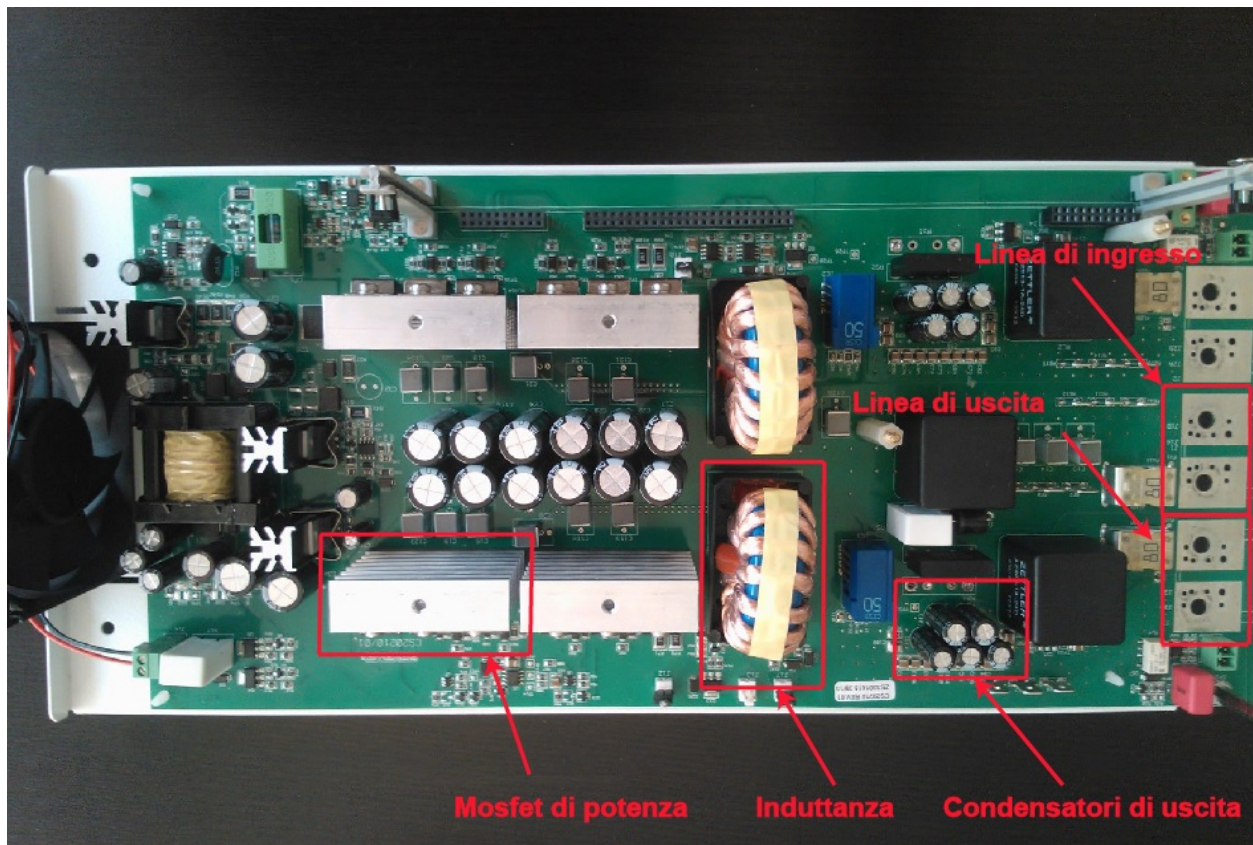
- Trasformatore trifase di isolamento
- un modulo inverter/raddrizzatore ad alta frequenza, bidirezionale
- un modulo DC/DC ad alta frequenza, bidirezionale
- schede di linea DC/DC ad alta frequenza, bidirezionali



**Figura 1.3:** Schema illustrativo dei moduli principali della macchina SMF

Il trasformatore di ingresso della macchina SMF è l'unità che permette di generare una tensione trifase di 50 Vac  $\pm 10\%$  partendo dalla tensione trifase di rete (400 V, 50 Hz). Ha una potenza massima nominale di 50 kVA e oltre a funzionare da abbassatore di tensione consente di ottenere l'isolamento galvanico tra i circuiti della macchina e la rete elettrica. Il modulo inverter/raddrizzatore permette di generare il DC link intermedio di 80 V a partire dalla tensione di ingresso trifase in uscita dal trasformatore. Il DC link generato dal raddrizzatore entra quindi in un primo convertitore buck che genera un altro DC link da 16 V per alimentare le 48 schede di linea. Infine, le 48 schede di linea (ognuna in grado di caricare o scaricare 2 batterie tramite le due linee di uscita) sono costituite da un ulteriore convertitore abbassatore di tensione che permette di alimentare le singole celle al litio collegate per la formazione con una tensione da 0 a 6 V. La contattazione delle celle con l'ultimo stadio avviene attraverso una macchina apposita posta a valle del convertitore. Questa tesi si concentrerà soprattutto sull'ultimo stadio della macchina, ovvero il secondo convertitore buck che costituisce le schede di linea, in quanto il filtro attivo che verrà progettato verrà inserito fra questo stadio e le celle al litio.

**La scheda di linea DC/DC** Queste schede permettono di alimentare le singole celle al litio collegate alle linee in uscita a tensione e/o corrente costante, in carica o in scarica (per questo motivo il convertitore è bidirezionale). Lo stadio di uscita ha una frequenza di switching compresa tra i 90 e 110 KHz e genera una corrente che scorrendo sul condensatore di uscita e sulla sua ESR, dà luogo ad un ripple residuo in alta frequenza di circa 10 mV. Il convertitore può fornire in uscita da ogni linea fino a  $\pm 50$  A (a seconda della carica o scarica della batteria). Nella figura 1.4 è mostrata la scheda di potenza in esame.



**Figura 1.4:** Scheda di linea DC/DC. Le linee di ingresso e uscita sono da intendersi nel caso di utilizzo come convertitore buck.

Dalla figura 1.4 si può vedere che su ogni scheda di potenza sono implementate due linee di uscita, entrambe alimentate con un unico ingresso in comune. A sinistra vicino alla ventola è posizionata la parte di scheda che genera le alimentazioni necessarie per i componenti della scheda, ad esempio per il pilotaggio dei transistor. Questa parte è costituita da un convertitore flyback multiuscita in cui i 16 V dell'ingresso vengono convertiti in 24 V, +7 V, -7 V, 12 V. Al centro della scheda, su ognuno dei dissipatori sono montati 2 mosfet Infineon IPP029N06N e un diodo Schottky MBR30H50CT, con la loro circuiteria per il driving. Per ogni linea sono stati montati 4 mosfet e 2 diodi Schottky su 2 dissipatori, in modo da rendere il convertitore bidirezionale. Uno schema di principio di un convertitore buck bidirezionale è mostrato in figura 1.5. Muovendosi verso la destra dell'immagine si nota l'induttanza del convertitore buck che la scheda realizza, e il LEM che realizza il sensing della corrente in uscita, e successivamente il banco di condensatori di filtro. Il controllo di corrente di picco invece è implementato su una scheda differente (non mostrata in figura 1.4) che viene connessa alla scheda di linea tramite i connettori flat, posizionati sul lato superiore del PCB. In figura 1.4 sono indicate le linee di ingresso e uscita nel caso di carica della batteria, quindi con un flusso di potenza che va da rete alla batteria. In caso di scarica della batteria il flusso di potenza si inverte, la scheda funziona come un convertitore boost e quindi la linea di uscita a cui è collegata la batteria in scarica diventa la linea di ingresso, e la linea di ingresso diventa l'uscita del convertitore. Il filtro attivo discusso in questo elaborato serve a ridurre il ripple di tensione in uscita dalla scheda di potenza della macchina SMF. Infatti, se come carico si considera una cella al litio con resistenza interna nell'ordine di pochi  $m\Omega$ , un ripple di tensione di circa 10 mV può dare luogo ad un ripple in corrente nell'ordine degli Ampere. L'obiettivo dell'elaborato è quindi cercare di ridurre il più possibile il ripple di tensione in modo da avere correnti il più possibile costanti sulla batteria.



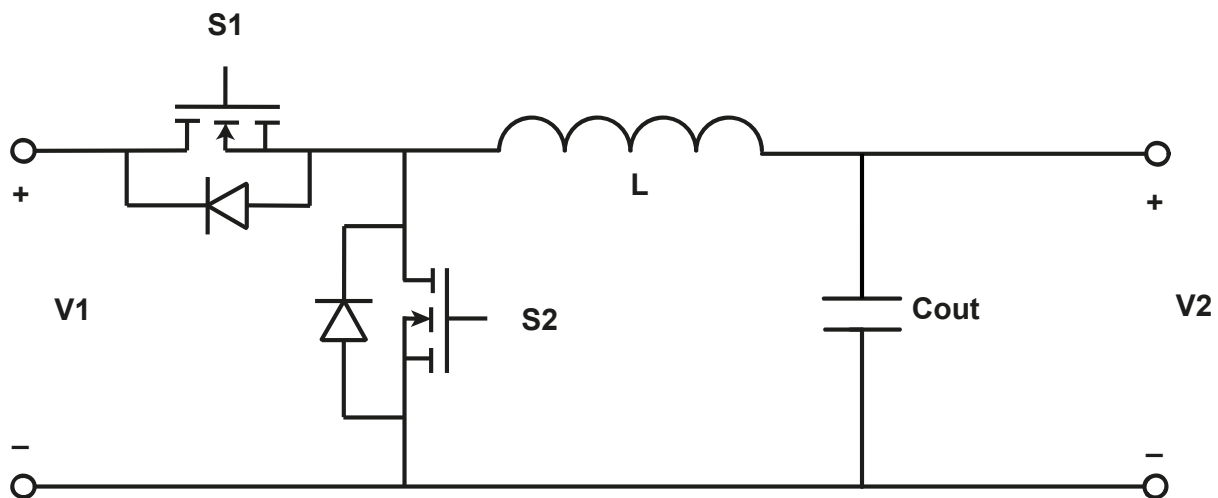


Figura 1.5: Schema di un convertitore buck bidirezionale.

### 1.3 Batterie al litio

Le batterie al litio sono una tipologia di accumulatore elettrochimico ampiamente utilizzato sia nell'elettronica di consumo che in processi industriali. Rispetto ad altre batterie, gli accumulatori al litio garantiscono una maggiore densità energetica, una minore perdita di carica nel tempo quando non utilizzate, non soffrono di effetto memoria e hanno generalmente dimensioni e peso più piccoli. Per questo motivo questo tipo di batterie si sta affermando in molte applicazioni, partendo dai dispositivi portatili di uso comune fino ai veicoli. In questo lavoro di tesi, la cella al litio verrà collegata all'uscita del convertitore switching con il filtro attivo realizzato, e costituisce quindi il carico del sistema. Per questo motivo si ritiene utile fare una breve panoramica dei parametri principali che caratterizzano una cella al litio e introdurre il suo modello circuitale. In generale, i parametri operativi che caratterizzano una batteria sono:

- **Capacità nominale** E' il parametro che definisce la quantità di carica che la batteria è in grado di erogare per un certo tempo e in certe condizioni. Si esprime in [Ah], ma se viene moltiplicata per la tensione nominale della batteria si ottiene la capacità in wattora [Wh]. Poichè la capacità di erogare energia non è una grandezza fissa ma dipende da alcuni fattori, è stato definito un criterio di riferimento per quantificare il parametro in modo univoco. La capacità della batteria viene quindi generalmente indicata da un parametro detto 'indice C' seguito da un pedice numerico che indica la durata in ore del processo di scarica a cui la capacità indicata si riferisce.
- **Indice C** Come si è detto prima, è l'intensità di corrente media che la batteria eroga se viene scaricata in un'ora. L'indice C indica la quantità di carica in Ah erogata dalla batteria nel caso di scarica in 1 ora,  $C_{10}$  nel caso di scarica in 10 ore,  $C_{20}$  in 20 ore e così via. Un indice 2C, invece, rappresenta l'intensità di corrente nel caso di scarica in 1/2 ora.
- **State of Charge (SoC)** E' la percentuale di carica residua presente nella batteria.
- **Depth of Discharge** La Depth of Discharge (DoD) rappresenta la frazione della capacità di carica prelevata dalla batteria durante il suo funzionamento. E' espressa in percentuale della capacità e risulta:  $SoC + DoD = 100\%$  dove SoC è lo stato di carica definito precedentemente.
- **State of Health (SoH)** E' una figura di merito che indica la condizione della batteria rispetto alle specifiche del costruttore. Viene espresso in percentuale, e il 100% indica che le condizioni della batteria

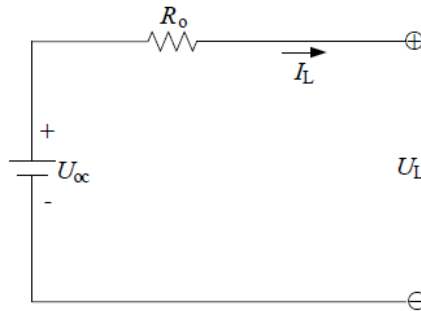
sono identiche a quelle delle specifiche. Generalmente una batteria avrà il 100% di SoH quando viene prodotta, e tale percentuale diminuirà nel tempo.

- **Durata della vita** Rappresenta il numero di cicli di carica-scarica massimi che la batteria può sostenere. Normalmente una batteria si definisce esaurita se non può sostenere una carica superiore all'80% della propria capacità.

Partendo dall'elettrochimica della batteria e dalle sue caratteristiche dinamiche in carica e scarica, possono essere sviluppati alcuni modelli circuitali a parametri concentrati che descrivono molto bene le proprietà elettriche della cella. Tipicamente, si utilizza un grosso condensatore o un generatore di tensione ideale per rappresentare la tensione di circuito aperto (Open Circuit Voltage - OCV), mentre il resto del circuito simula la resistenza interna della batteria e i suoi effetti dinamici. I modelli più utilizzati in letteratura sono:

**Modello  $R_{int}$**  Il modello  $R_{int}$ , come mostrato in figura 1.6 consta di un generatore ideale di tensione che definisce la tensione di circuito aperto della batteria e di una resistenza  $R_0$ . Sia la resistenza che la tensione di circuito aperto  $U_{oc}$  sono funzioni dello State of Charge, dello State of Health della batteria e della temperatura. La corrente  $I_L$  è la corrente di carico, e assume valori positivi in scarica e negativi in carica, mentre  $U_L$  è la tensione ai terminali e vale:

$$U_L = U_{oc} - I_L R_o \quad (1.1)$$

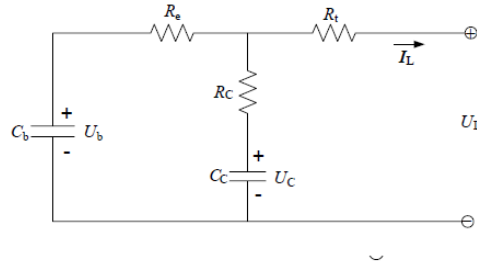


**Figura 1.6:** Circuito del modello  $R_{int}$

**Modello RC** Il modello RC invece è composto da due condensatori ( $C_c, C_b$ ) e tre resistenze ( $R_t, R_e, R_c$ ). La capacità  $C_c$  è detta capacità di superficie, ha un valore basso e rappresenta gli effetti di superficie della batteria. La capacità  $C_b$  è detta capacità di bulk, è molto grande e rappresenta la capacità della batteria di immagazzinare la carica chimicamente. Le resistenze  $R_t, R_e, R_c$  sono rispettivamente la resistenza di terminazione, la resistenza di end e la resistenza equivalente serie del condensatore.  $U_b$  e  $U_c$  sono rispettivamente le tensioni su  $C_b$  e  $C_c$ . Il comportamento elettrico viene espresso dalle equazioni:

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_b \\ \dot{U}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{C_b(R_e+R_c)} & \frac{1}{C_b(R_e+R_c)} \\ \frac{1}{C_c(R_e+R_c)} & \frac{-1}{C_c(R_e+R_c)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_b \\ U_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{-R_c}{C_b(R_e+R_c)} \\ \frac{-R_e}{C_c(R_e+R_c)} \end{bmatrix} \cdot I_L \quad (1.2)$$

$$U_L = \begin{bmatrix} \frac{R_c}{(R_e+R_c)} & \frac{R_e}{(R_e+R_c)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_b \\ U_c \end{bmatrix} + \left[ -R_t - \frac{-R_c R_e}{(R_e+R_c)} \right] \cdot I_L \quad (1.3)$$

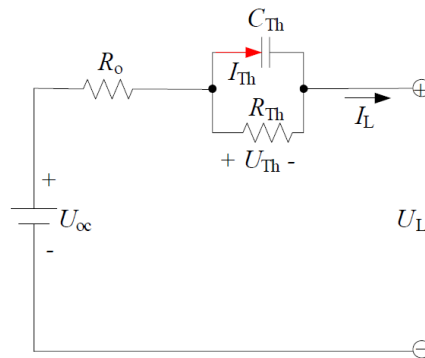


**Figura 1.7:** Circuito del modello RC

**Modello di Thevenin** Il modello di Thevenin connette una rete RC parallelo in serie al modello  $R_{int}$ , per descrivere le caratteristiche dinamiche della cella. Come mostrato in figura 1.8 è composto dalla tensione di corto circuito  $U_{oc}$ , la resistenza interna e una capacità equivalente. La resistenza interna include sia la resistenza ohmica  $R_o$  sia la resistenza di polarizzazione  $R_{th}$ . La capacità equivalente  $C_{th}$  è usata per descrivere la risposta ai transitori durante la carica e scarica della cella.  $U_{th}$  è la tensione ai capi della capacità e  $I_{th}$  è la corrente che la attraversa. Il comportamento elettrico del sistema è descritto dalle equazioni:

$$\dot{U}_{th} = -\frac{U_{th}}{R_{th}C_{th}} + \frac{I_L}{C_{th}} \quad (1.4)$$

$$U_L = U_{oc} - U_{th} - I_L R_o \quad (1.5)$$



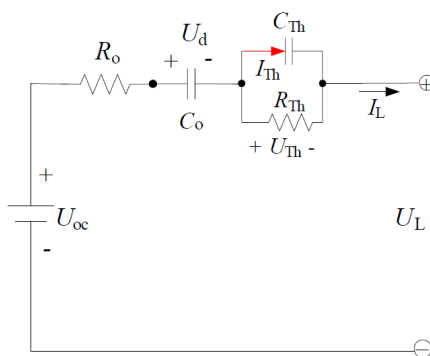
**Figura 1.8:** Circuito del modello di Thevenin

**Modello PNGV** E' un modello proposto nel 2001 durante un programma di ricerca che vedeva la collaborazione tra governo degli Stati Uniti e le principali case automobilistiche, chiamato 'Partnership for New Generation of Vehicles' (PNGV), ed è basato sul modello di Thevenin, a cui viene aggiunto un altro condensatore  $C_o$  in serie, per descrivere il cambio della tensione di circuito aperto dovuto all'accumulo nel tempo della corrente di carico.  $U_d$  e  $U_{th}$  sono le tensioni su  $C_o$  e su  $C_{th}$ ,  $I_{th}$  è la corrente che scorre su  $C_{th}$ . In questo modello il condensatore  $C_{th}$  e la resistenza  $R_{th}$  modellizzano la polarizzazione della batteria mentre la capacità in serie a  $R_o$  modellizza le variazioni della forza elettromotrice della batteria. Le equazioni che descrivono il circuito sono:

$$\dot{U}_d = U_{oc} I_L \quad (1.6)$$

$$\dot{U}_{pn} = \frac{-U_{pn}}{R_{pn}C_{pn}} + \frac{I_L}{C_{pn}} \quad (1.7)$$

$$U_L = U_{oc} - U_d - U_{pn} - I_L R_o \quad (1.8)$$



**Figura 1.9:** Circuito del modello PNGV

Tutti i modelli equivalenti fin qui trattati possono descrivere le caratteristiche dinamiche della batteria con diversi livelli di precisione. Il modello  $R_{int}$  introduce un errore maggiore rispetto agli altri se si considera la dinamica della cella, in quanto ignora completamente le caratteristiche di polarizzazione che invece vengono considerati nei modelli Thevenin e PNGV. Per valutare l'effettiva accuratezza dei modelli si può sottoporre la batteria ad uno stress test dinamico, in cui la batteria viene sottoposta ad alcuni cicli consecutivi di carica e scarica a correnti note. È emerso in [3] che confrontando le tensioni ai contatti della batteria che si ottengono con i vari modelli e i valori sperimentali misurati, gli errori massimi che si commettono variano dal 2.8% del modello  $R_{int}$  allo 0.51% del modello Thevenin, passando dall'1% del modello PNGV e dal 2% del modello RC. A seconda dei fenomeni elettrochimici che si vogliono considerare o a seconda degli effetti dei transistori in cui si studia la cella, si possono utilizzare anche altri modelli oltre a quelli riportati. In questo lavoro di tesi per le simulazioni è stato utilizzato il modello  $R_{int}$  sia per ragioni di semplicità sia perchè per la progettazione del filtro attivo si utilizza la cella 'a regime' e non interessa tenere conto dei fenomeni di transitorio; per questo motivo la resistenza interna della batteria è il principale parametro di interesse, e non è necessario considerare la dinamica della cella. Considerato inoltre che la resistenza interna della batteria non subisce significative variazioni alle normali temperature operative ( $25^\circ - 40^\circ$ ) [10] si è utilizzato  $1 \text{ m}\Omega$  come valore di resistenza interna della cella, come riportato sui datasheet del costruttore.

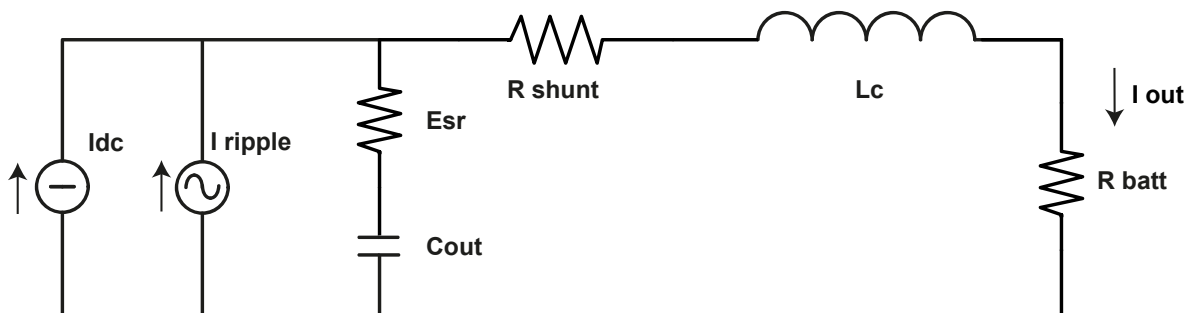
## Capitolo 2

# Topologie valutate

In questo capitolo verranno valutate le varie soluzioni considerate per raggiungere l'obiettivo del progetto, per poi scegliere la topologia più conveniente da adottare. Uno schema del circuito considerato è riportato in figura 2.1. Nella figura le correnti provenienti dall'uscita dello stadio switching sono modellizzate tramite due generatori ideali di corrente, uno che inietta una corrente DC a 50 A, e uno che inietta la componente AC (il disturbo da compensare). Sono stati inseriti nel modello anche il condensatore di filtro  $C_{out}$  l'induttanza  $L_c$  dei cavi che collegano l'uscita del convertitore switching alla cella al litio, la resistenza di batteria  $R_{batt}$  e la resistenza di sensing  $R_{shunt}$ . Questi parametri valgono:

**Tabella 2.1:** Parametri del circuito.

Parametro	Valore
$L_c$	1 $\mu$ H
$R_{batt}$	1 m $\Omega$
$R_{shunt}$	0.5 m $\Omega$
$C_{out}$	1700 $\mu$ F
Esr	10 m $\Omega$

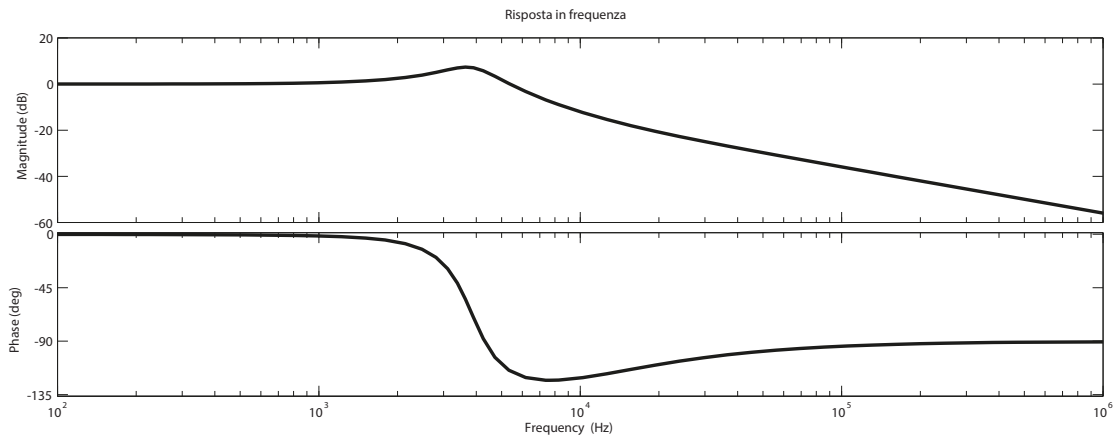


**Figura 2.1:** Circuito con ripple da compensare.

Con riferimento alla figura 2.1 la funzione di trasferimento tra  $I_{out}$  e  $I_{Ripple}$  del circuito in esame risulta essere:

$$Gi(s) = \frac{1 + sC_{out}R_{esr}}{s^2L_cC_{out} + sC_{out}(R_{batt} + R_{shunt}) + sC_{out}R_{esr} + 1} \quad (2.1)$$

Si vede che il circuito ha una risposta di tipo passa-basso ed è caratterizzato dalla risposta in frequenza illustrata in figura 2.2, che mostra due poli complessi coniugati (dovuti al condensatore di uscita e all'induttanza dei cavi) che agiscono alla frequenza di 3.86 kHz. Nei paragrafi successivi, per non basare la progettazione dei regolatori su un parametro parassita come l'ESR del condensatore, quest'ultima è stata considerata nulla in modo da dimensionare i regolatori con specifiche più stringenti ed avere un progetto robusto anche in caso la scheda di potenza dovesse subire successive modifiche. Con l'ESR nulla la risposta in frequenza del circuito rispetto a figura 2.2 presenta sempre due poli complessi coniugati alla stessa frequenza di prima, ma a frequenze più alte il modulo scende con pendenza -40 dB/dec e la fase scende a -180°.



**Figura 2.2:** Risposta in frequenza del circuito considerando l'ESR.

## 2.1 Soluzioni esaminate

Per ottenere la riduzione del ripple sono state valutate sia tecniche di compensazione in corrente che tecniche di compensazione in tensione.

### 2.1.1 Compensazione in corrente con regolatore PID

Con questa tecnica si cerca di iniettare nel circuito una corrente uguale e contraria a quella del disturbo da compensare, utilizzando un generatore di corrente pilotato da un regolatore PID. In figura 2.4 viene mostrato uno schema concettuale di come viene effettuata la compensazione. La corrente dei due generatori indipendenti (con la componente continua  $I_{dc}$  e la componente di rumore  $I_{ripple}$ ) passa su una resistenza di shunt ( $R_{shunt}$ ) dai cui viene misurata una tensione. Alla tensione misurata viene sottratta la componente DC, lasciando solo quella dovuta al rumore da eliminare. La tensione entra quindi nel blocco di regolazione, che nella figura è rappresentato dal blocco Gain con il blocco PID in cascata, che inietta nel circuito una corrente di compensazione. Dall'analisi in frequenza del circuito con l'ESR nulla, si nota la necessità di utilizzare un regolatore PID per aumentare la banda passante del circuito in modo da ridurre un ripple ad alta frequenza, e la necessità di aumentare il margine di fase per rendere il circuito stabile.

Nel progetto del regolatore si è utilizzata una funzione di trasferimento del tipo:

$$H(s) = K \cdot \frac{1(1 + sw_{z1})(1 + sw_{z2})}{s(1 + sw_{p1})(1 + sw_{p2})} \quad (2.2)$$

e presenta un polo nell'origine, due zeri a bassa frequenza e due poli ad alta frequenza. Il regolatore PID progettato consiste quindi in una doppia rete anticipatrice. Per quanto riguarda le specifiche del regolatore progettato si è deciso di fissare il margine di fase a circa 80°, e la frequenza di attraversamento a 50 kHz. Nella figura 2.5 è mostrata la risposta in frequenza del regolatore, e in tabella 2.2 sono riportate le specifiche di riferimento. In figura 4.1 il blocco di guadagno  $R_{tot}$  si riferisce alla somma tra la resistenza di shunt e la resistenza di batteria.

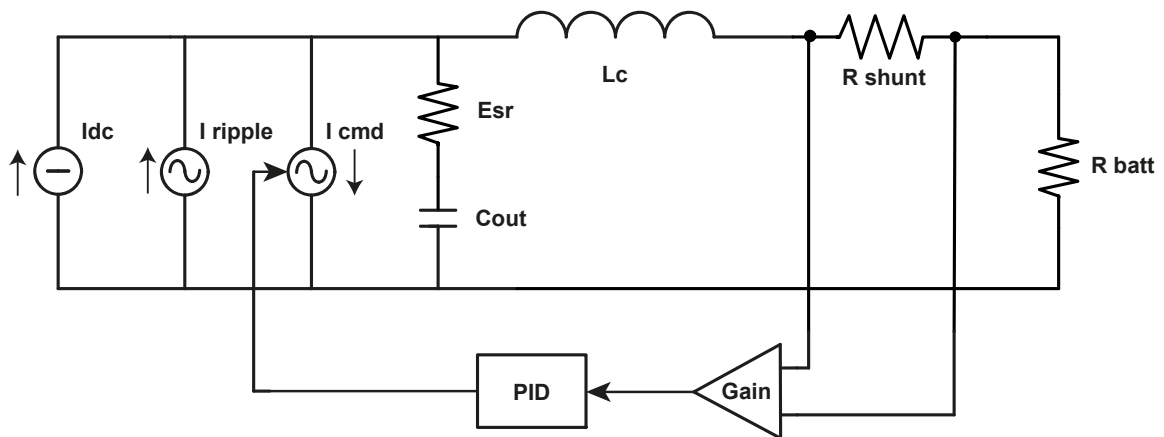


Figura 2.3: Schema circuitale della compensazione

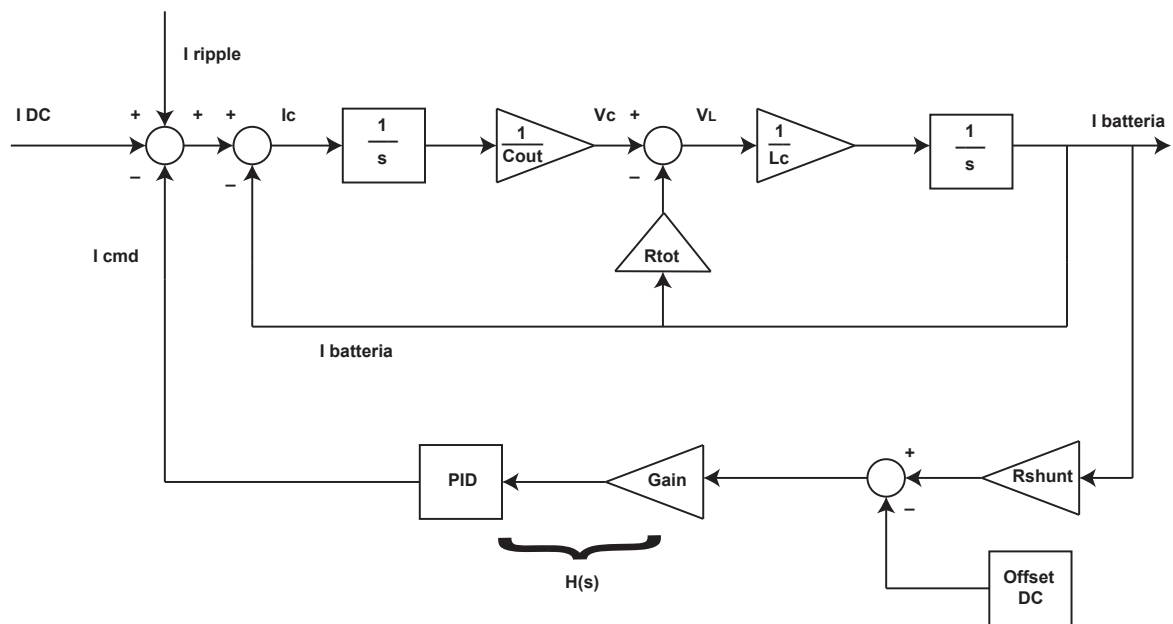


Figura 2.4: Schema a blocchi della compensazione

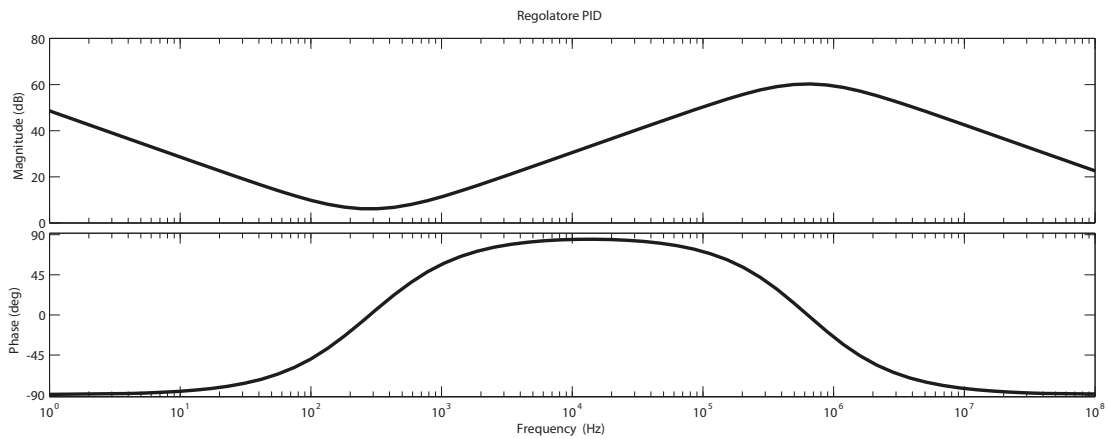


Figura 2.5: Risposta in frequenza del regolatore

Tabella 2.2: Tabella riassuntiva delle specifiche del regolatore

Specifica	Valore
Guadagno	$1,6 \cdot 10^3$ rad/s
Margine di Fase	$80^\circ$
Frequenza di crossing	50 kHz
Primo Zero	200 Hz
Secondo Zero	400 Hz
Primo Polo	Origine
Secondo Polo	500 kHz
Terzo Polo	800 KHz

Il guadagno d'anello del circuito è stato calcolato come:

$$T(s) = H(s) \cdot A_F(s) = \frac{(1 + sw_{z1})(1 + sw_{z2})}{s(s^2LC + sC(Rbatt + Rshunt) + 1)(1 + sw_{p1})(1 + sw_{p2})} \quad (2.3)$$

ed il suo andamento riportato in figura 2.6 presenta 2 zeri e 5 poli. Dall'analisi del guadagno d'anello e utilizzando il dimensionamento riportato in tabella 2.1 risulta che con questi valori per il PID le specifiche che erano state prefissate vengono rispettate.

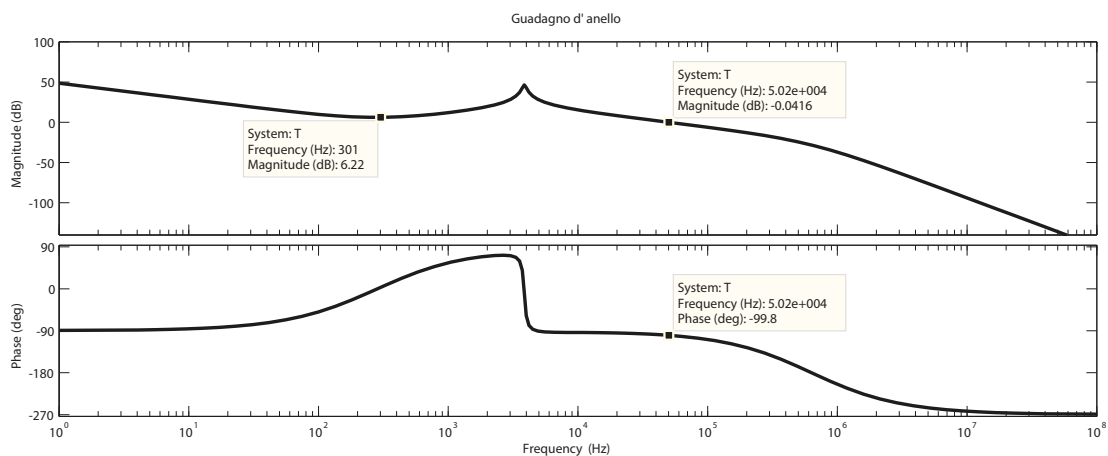


Figura 2.6: Andamento del guadagno d'anello

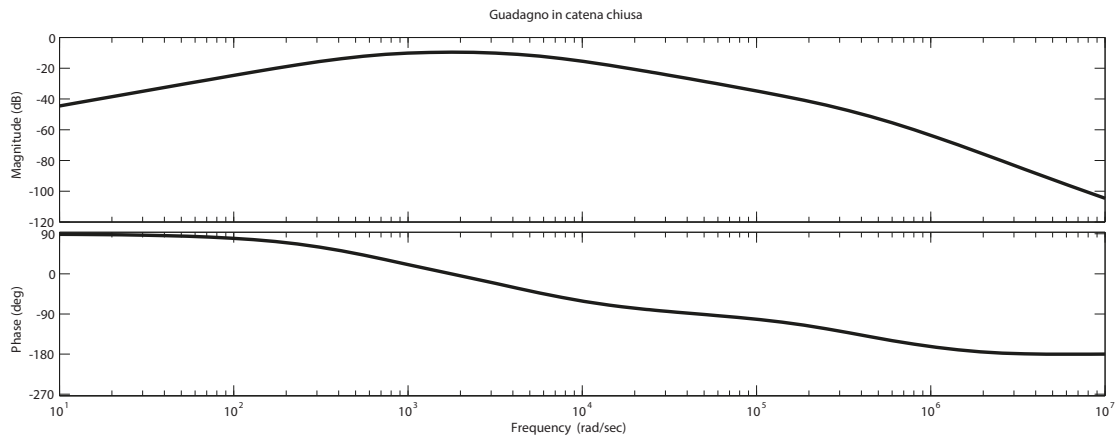


Il guadagno in catena chiusa del circuito compensato è stato calcolato come:

$$A(s) = \frac{A_F}{1 + H(s) \cdot A_F(s)} = \quad (2.4)$$

$$= \frac{s(1 + sw_{p1})(1 + sw_{p2})}{s(1 + sw_{p1})(1 + sw_{p2})(s^2LC + sC(R_{batt} + R_{shunt}) + 1) + K \cdot (1 + sw_{z1})(1 + sw_{z2})} \quad (2.5)$$

ed è un'equazione con 3 zeri e 5 poli.



**Figura 2.7:** Andamento del guadagno in catena chiusa.

Dopo la progettazione e il dimensionamento dei vari componenti del circuito sono state svolte delle simulazioni con Simulink per testare l'efficacia del circuito in esame. Dalle simulazioni svolte si evince che il circuito in questione rimuove una parte del rumore in ingresso.

### 2.1.2 Compensazione in corrente con amplificatore lineare

Un'altra soluzione valutata è quella di iniettare nel circuito una corrente di compensazione generata da un amplificatore lineare. La topologia utilizzata è simile a quella trattata nel paragrafo precedente, in quanto la compensazione proposta è sempre in corrente. Nelle figure 2.8 e 2.9 sono mostrati lo schema circuitale e uno schema a blocchi di come il circuito è stato progettato e simulato. Nelle figure  $R_{tot}$  identifica la somma di  $R_{batt}$  e  $R_{shunt}$ . L'amplificatore lineare per la compensazione è stato modellizzato con un blocco funzione di trasferimento a singolo polo (comportamento a polo dominante).

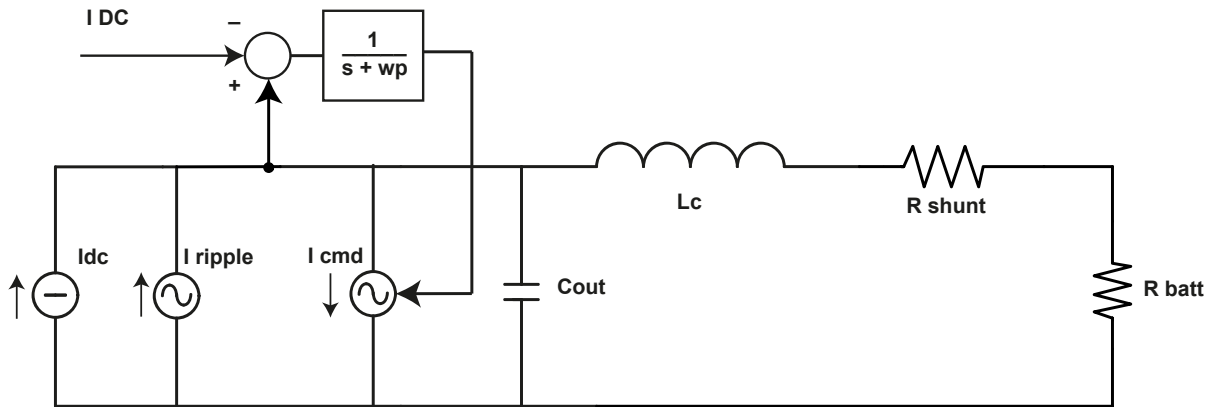


Figura 2.8: Schema circuitale, compensazione con amplificatore lineare.

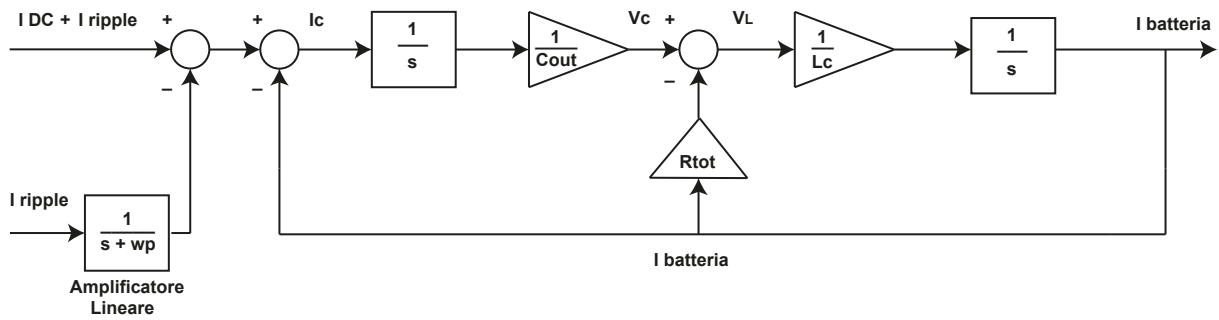
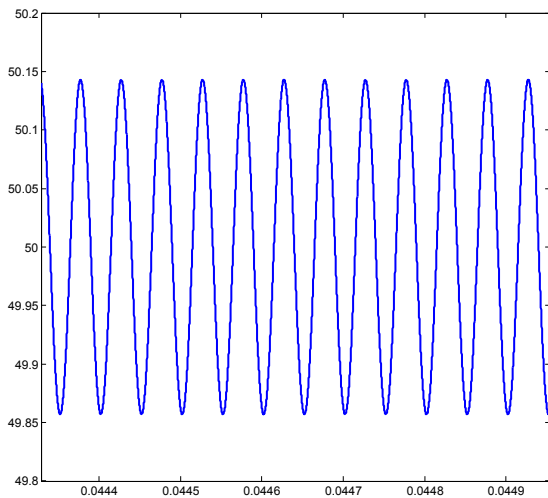
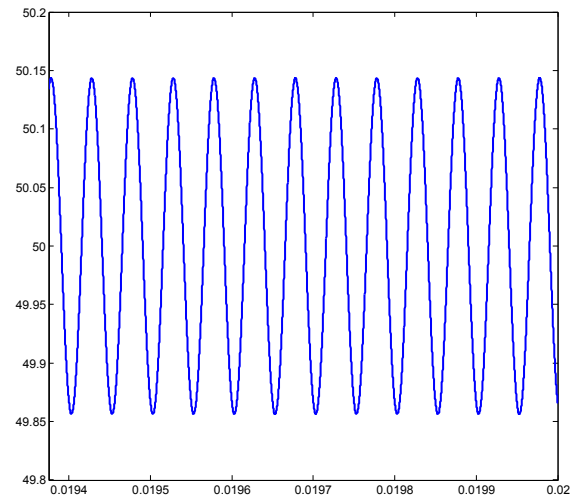


Figura 2.9: Schema misto blocchi-circuito, compensazione con amplificatore lineare.

Per le simulazioni la frequenza del polo dominante dell'amplificatore lineare è stata impostata a 50 kHz, uguale alla pulsazione di attraversamento che si era impostata nella compensazione tramite regolatore PID del paragrafo precedente, in modo da poter confrontare i risultati della simulazione e osservare quale dei due metodi dà i risultati migliori.



**Figura 2.10:** a) Corrente sulla batteria con compensazione in corrente effettuata tramite regolatore PID.

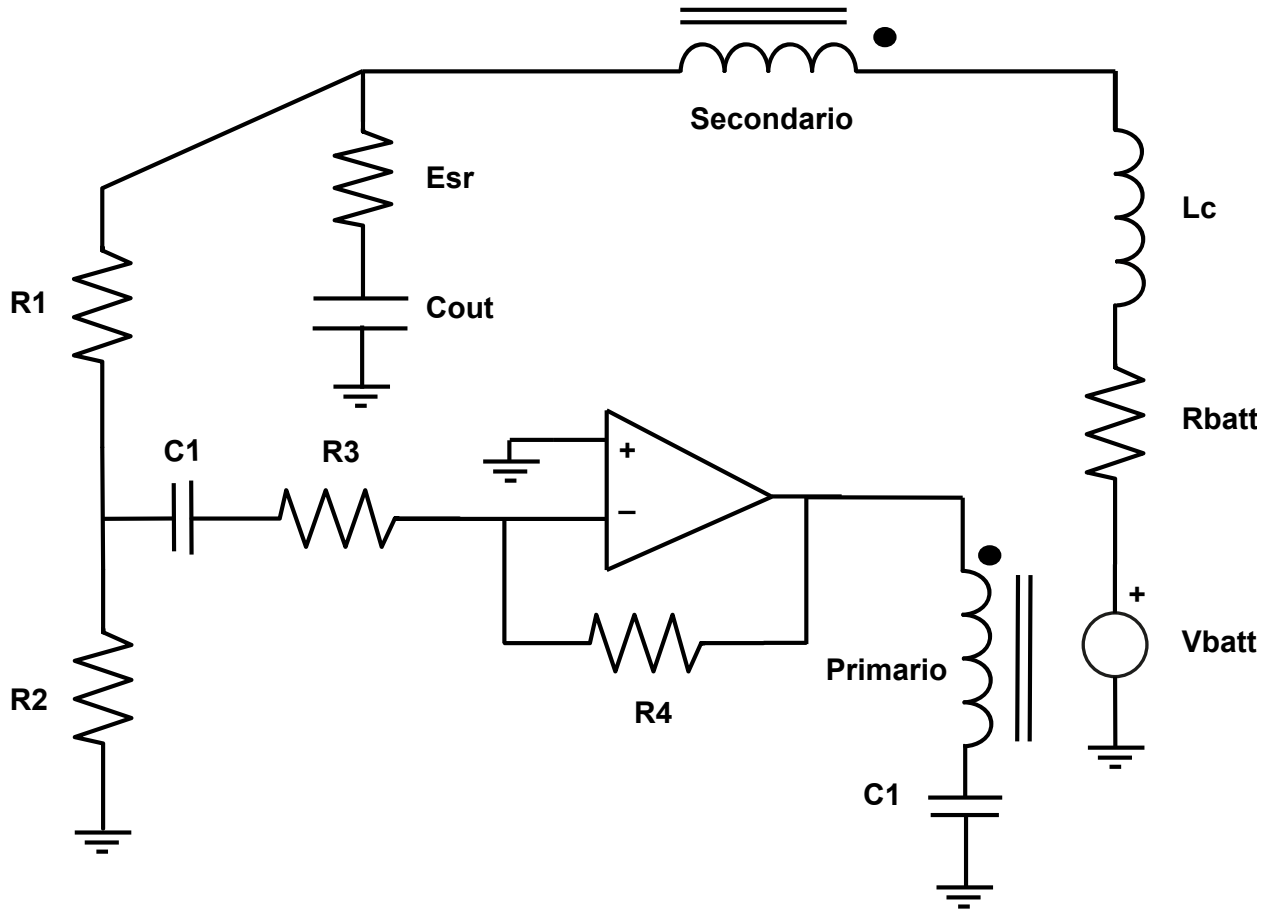


**Figura 2.11:** b) Corrente sulla batteria con compensazione in corrente effettuata tramite amplificatore lineare.

Le figure 2.10 e 2.11 si riferiscono ad un ripple di 10 A pk-pk a frequenza 20 kHz.

### 2.1.3 Compensazione in tensione con trasformatore

Come ulteriore soluzione inoltre è stata valutata una compensazione in tensione tramite l'utilizzo di un trasformatore. In questa topologia il trasformatore viene posto in serie all'uscita, realizzando un filtro attivo. Questa soluzione risulta essere particolarmente vantaggiosa visto che il trasformatore lavora alla frequenza di rumore che è pari a decine o centinaia di kHz, limitando così le dimensioni del nucleo ferromagnetico necessario. Come è stato specificato nel primo capitolo, essendo il trasformatore l'elemento di iniezione della tensione, è necessario che quest'ultimo abbia una banda passante molto larga e non introduca alcuna modifica alla forma d'onda da iniettare, sia a livello di modulo che a livello di sfasamento. Se così non fosse, e la grandezza iniettata risultasse alterata, si otterrebbe un filtraggio molto meno efficace. Anzi, nel caso in cui il trasformatore alterasse significativamente la forma d'onda oppure venisse utilizzato a frequenze al di fuori della sua banda passante, si potrebbe addirittura ottenere un effetto opposto a quello desiderato, cioè un'amplificazione del disturbo da filtrare. Nello schema circuitale mostrato in figura 2.12 è illustrata un'ipotesi di topologia che si potrebbe utilizzare.



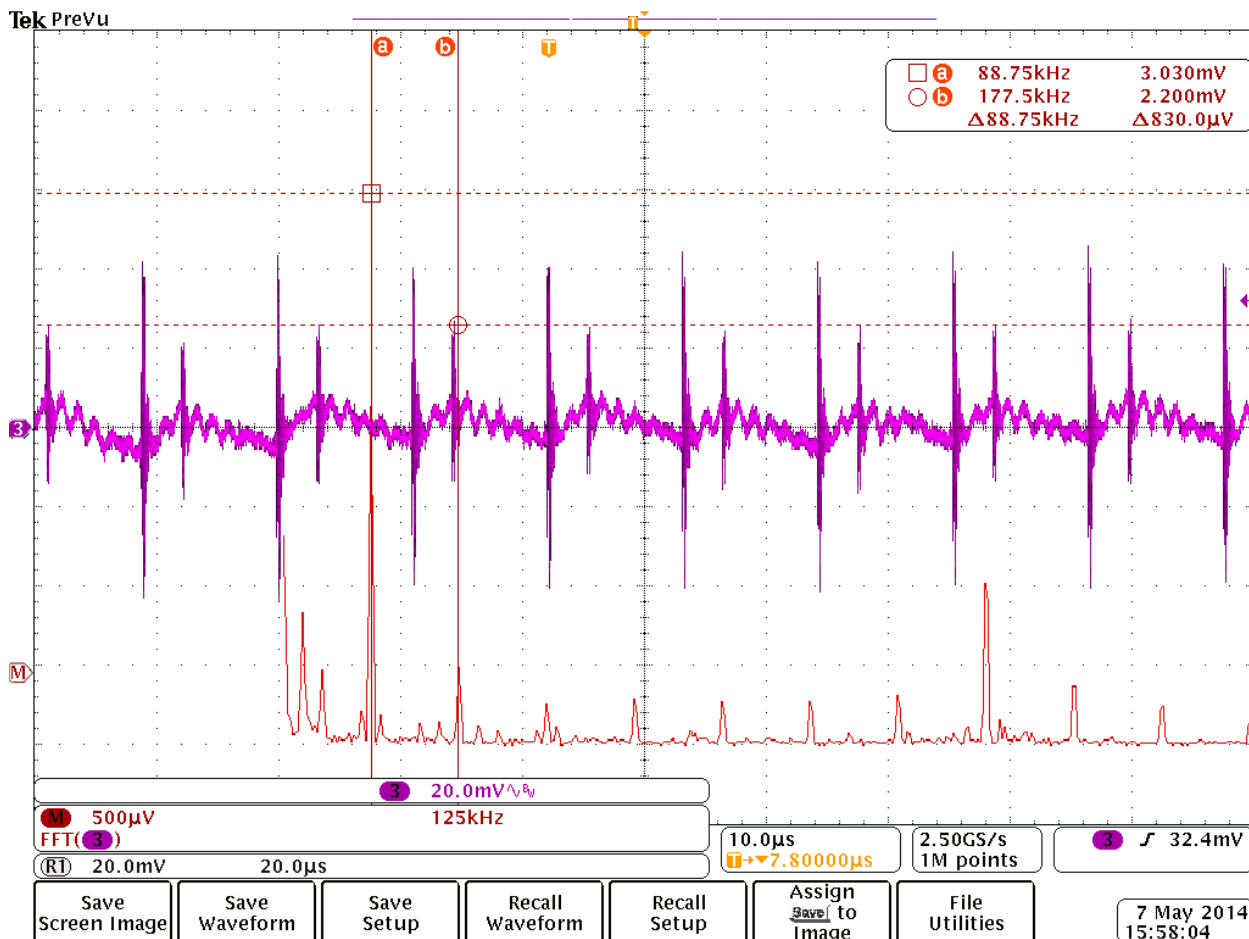
**Figura 2.12:** Circuito con compensazione in tensione

In questo circuito il ripple di tensione presente sulla resistenza equivalente serie (ESR) del condensatore di uscita  $C_{out}$ , viene misurato tramite il partitore resistivo, una tensione di compensazione uguale e contraria alla tensione di ripple viene generata dall'operazionale, e questa tensione viene ri-iniettata nel circuito tramite il trasformatore, eliminando la maggior parte del rumore. Affinchè il circuito abbia un guadagno pari ad 1, il prodotto tra il guadagno dell'amplificatore operazionale e il fattore di scala introdotto dal partitore resistivo deve essere impostato pari al rapporto spire del trasformatore. La compensazione in tensione risulta essere vantaggiosa rispetto a quella in corrente in quanto, dato che la batteria ha un'impedenza molto bassa, la tensione da compensare risulta essere nell'ordine di poche decine di mV, mentre la corrente da compensare sarebbe nell'ordine degli Ampere. Inoltre utilizzando una compensazione in corrente si incorrerebbe nella difficoltà di realizzare un generatore di corrente in grado di lavorare con una tensione ai suoi capi da 0 a 6 V. Anche la lettura delle grandezze risulta molto più agevole nel caso di compensazione in tensione; la tensione ad esempio può essere letta tramite un semplice partitore resistivo, mentre la lettura di corrente dovrebbe essere fatta tramite componenti dedicati come resistenze di shunt o LEM. Tra le topologie valutate questa è

risultata quindi la più adatta a questo tipo di applicazione.

### 2.1.4 Dimensionamento del trasformatore

Per realizzare la compensazione in tensione, il primo passo è stato il dimensionamento del trasformatore. Dalle misure effettuate riportate in figura 2.13, una stima del rumore di tensione presente in uscita dello stadio DC/DC è di circa 20 mV picco-picco.



**Figura 2.13:** Tensione di uscita e relativo spettro con una  $I_{out}$  di 30 A.

Da questa misura si è preso spunto per effettuare un dimensionamento di massima del nucleo del trasformatore, per fare in modo che la sua sezione sia sufficiente a non farlo saturare. Per avere un filtro attivo efficace, si è deciso di dimensionare il trasformatore del filtro in modo che possa funzionare in un range di frequenze abbastanza ampio per poter compensare il ripple in una banda più ampia possibile. In questo progetto si è pensato di considerare un range di frequenze compreso tra 5 kHz e 150 kHz. Considerato che a frequenze più basse la sezione del nucleo in ferrite necessaria ad evitare la saturazione del nucleo risulta molto maggiore rispetto a quella che sarebbe necessaria in alta frequenza, il trasformatore è stato dimensionato per poter funzionare a questa frequenza. Per questa applicazione, visto che sul secondario devono scorrere 50 Adc, si è scelto di realizzare il secondario con un'unica spira. Per semplificare la trattazione ed ottenere un primo dimensionamento del trasformatore si è quindi modellizzato il ripple da eliminare come un disturbo sinusoidale di ampiezza picco-picco 50 mV e frequenza 5 kHz. Si è calcolato il flusso massimo  $\Phi_{max}$  ricorrendo alla relazione:

$$\phi(t) = \frac{1}{N} \int u(t) dt \quad (2.6)$$

in cui  $N$  vale 1. Si è valutato quindi il valore massimo del flusso magnetico. Tramite il dato del flusso magnetico massimo processato dal trasformatore, è possibile stimare la sezione di ferrite  $S_{fe}$  necessaria a contenerlo. Considerato che il nucleo sarebbe utilizzato in un'applicazione di frequenza abbastanza alta, è stato valutato l'utilizzo di due materiali diversi l'N27 e l'N87, entrambi caratterizzati da un'alto valore di magnetizzazione di saturazione  $B_{sat}$  e ottimi per ridurre le perdite per correnti parassite. Nella tabella 2.3 sono riportati i parametri di interesse dei due materiali.

**Tabella 2.3:** Parametri principali delle ferriti N27 e N87.

Ferrite	$B_{sat}$ @ 25°	$B_{sat}$ @ 100°	Frequenza ottimale
N27	500 mT	410 mT	25 - 150 kHz
N87	490 mT	390 mT	25 - 500 kHz

Nel dimensionamento si è però considerata una  $B_{sat}$  di 250 mT per avere un discreto margine di sicurezza per evitare la saturazione del nucleo. Per il dimensionamento si è considerata in ingresso un'onda sinusoidale sull'unica spira del secondario, con un'ampiezza di picco pari a 50 mV. Con la stima di  $B_{sat}$  è possibile ricavare  $S_{fe}$  a 5 kHz tramite:

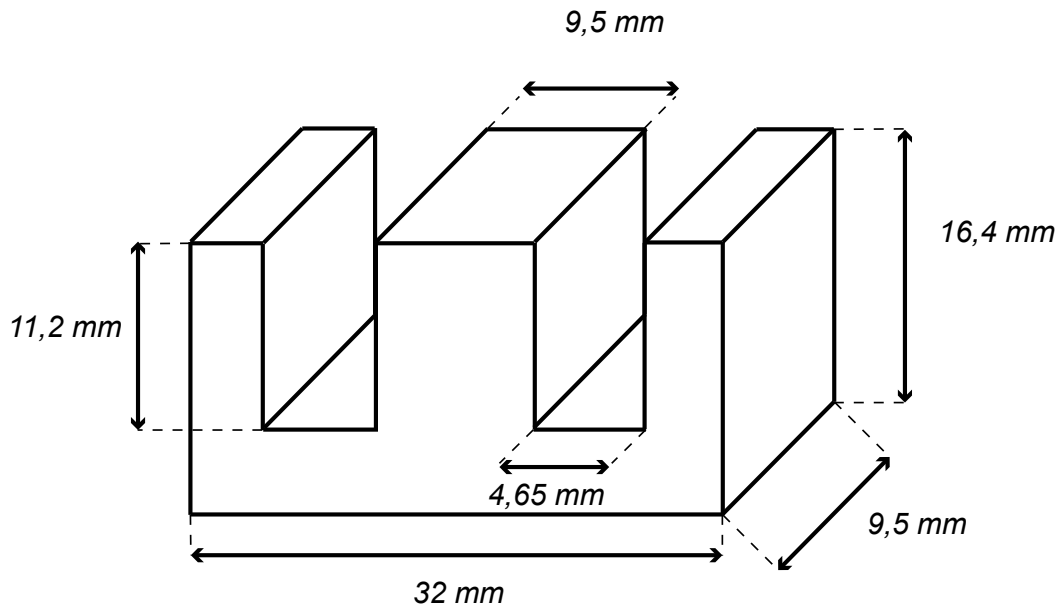
$$S_{fe} = \frac{V_{rms}\sqrt{2}}{2\pi f N B_{sat}} \cong 9mm^2 \quad (2.7)$$

Per lo scopo si è scelto di usare il nucleo  $E\ 32/16/9$  (E32) mostrato in figura 2.14, perchè è di facile reperibilità anche con materiali diversi, e per avere un margine largo per evitare la saturazione anche in caso di successive variazioni dei parametri di progetto. Inoltre una volta verificata l'efficacia del filtro attivo alle frequenze di ripple si potrebbe pensare di diminuire significativamente il filtraggio passivo, e aumentare quindi l'ampiezza di tensione di ripple in uscita dalla scheda di potenza. La tabella 2.4 riporta i parametri principali del nucleo E32.

**Tabella 2.4:** Parametri principali del nucleo E32.

Nucleo	Dimensioni [mm]	Sezione [mm <sup>2</sup> ]	Lunghezza media delle spire [mm]
E32	32/16/9	83 mm <sup>2</sup>	6.4 mm
Materiale	Larghezza del traferro	Al [nH]	Permeabilità relativa $\mu_e$
N27	0.5 mm	244 nH	172
N87	1 mm	145 nH	103

Si è scelto inoltre di utilizzare un nucleo traferato per non aggiungere un'eccessiva induttanza parassita sul secondario del trasformatore, che avrebbe un'ulteriore effetto filtrante sulla corrente in uscita dalla scheda di potenza e potrebbe falsare i risultati ottenuti tramite filtraggio attivo. Ad esempio, l'utilizzo del nucleo in N27 con traferro da 0.5 mm sull'unica spira del secondario comporterebbe l'introduzione di un'induttanza parassita ulteriore pari a 244 nH, che si è ritenuta accettabile per avere una buona stima del ripple.

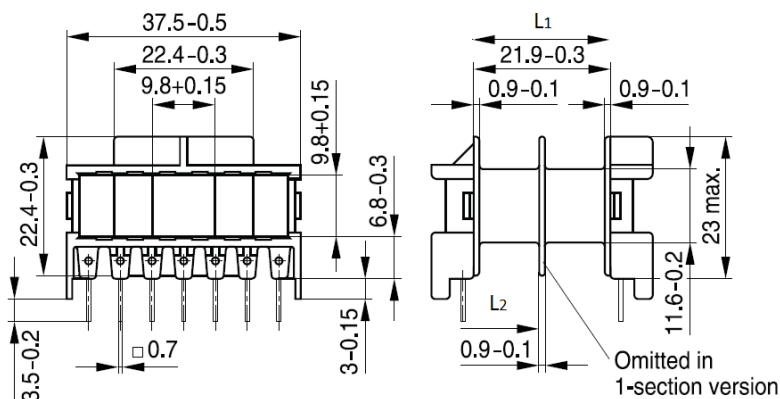


**Figura 2.14:** Nucleo E 32/16/9.

**Realizzazione del trasformatore.** La realizzazione del trasformatore per la compensazione in tensione è sicuramente l'elemento chiave del progetto e anche quindi il suo elemento più delicato. Infatti, come si vedrà più avanti, per svolgere efficacemente il suo ruolo il trasformatore deve riprodurre fedelmente al secondario il ripple presente sul primario (opportunamente scalato del rapporto spire). Ogni alterazione nella riproduzione del segnale porterà ovviamente ad avere un filtro attivo meno efficace, in quanto renderà impossibile ri-iniettare nel circuito un segnale esattamente uguale e opposto al ripple. Per la realizzazione dei primi prototipi del trasformatore, si è proceduto valutando prima la finestra disponibile sul cartoccio del nucleo E32. In fase di progetto si è deciso di realizzare il primario del trasformatore con un singolo strato di filo litz di spessore  $S_{wire} = 0.28$  mm. Per il secondario, considerando che avrebbe dovuto portare fino a 50 A di corrente continua, si è deciso di utilizzare una bandella di rame di spessore 1 mm e larga tutta la finestra disponibile sul cartoccio del nucleo E32, avvolta in modo da formare un'unica spira. Utilizzando la figura 2.15 è possibile calcolare la finestra disponibile  $A_w$ . Dividendo la finestra disponibile per lo spessore del filo si ottiene il numero di spire  $N$  che si dovrebbero ottenere, avvolgendo perfettamente il filo sul cartoccio. La versione del cartoccio utilizzata è quella con colonna centrale non separata.

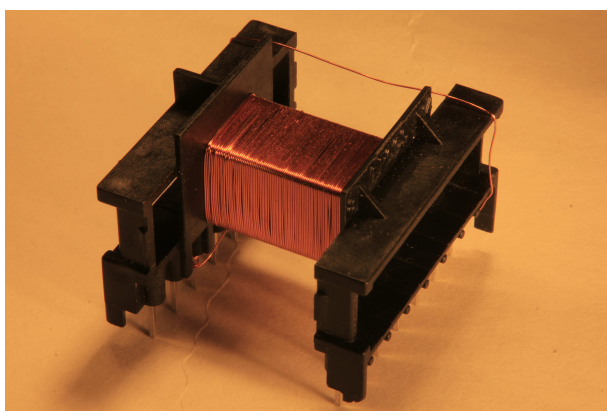
$$A_w = L_1 - 2 \cdot L_2 = 19.8mm \quad N = \frac{A_w}{S_{wire}} = 71.7spire \quad (2.8)$$

Il primario è stato realizzato avvolgendo a mano il filo litz sul cartoccio, ed è stato realizzato un singolo strato di 68 spire invece delle 71 previste. La discrepanza è sicuramente dovuta alle inevitabili imperfezioni e spazi vuoti che si lasciano avvolgendo a mano il filo. Successivamente per isolare il primario dal secondario, sul primario sono stati messi tre strati di nastro isolante. Infine è stata piegata la bandella di rame sul cartoccio. Subito si era pensato di piegare la bandella in modo che realizzasse un'Omega, ma in questo modo si sarebbe ottenuto meno flusso concatenato tra secondario e l'avvolgimento primario. La soluzione adottata è stata di tagliare la bandella alle estremità in maniera complementare eliminando il rischio di cortocircuitare il secondario, ottenendo una spira completa. La larghezza della bandella utilizzata è di circa 19 mm. Nelle figure 2.17 2.18 2.19 2.20 sono mostrati i passaggi della realizzazione del trasformatore.

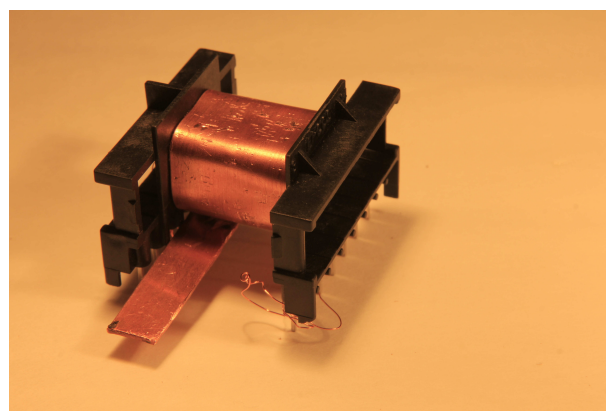


**Figura 2.15:** a) Cartoccio (Coil Former) del nucleo E32.

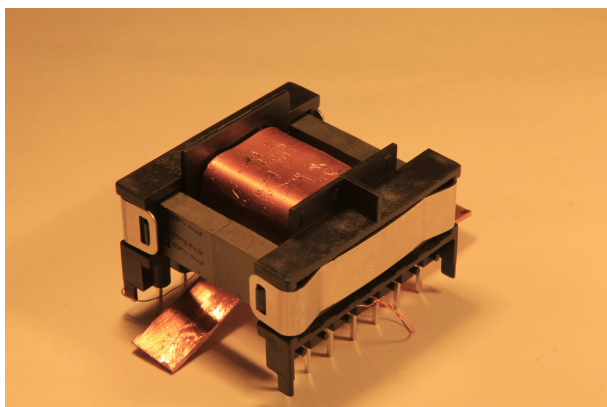
**Figura 2.16:** b) Montaggio dei nuclei.



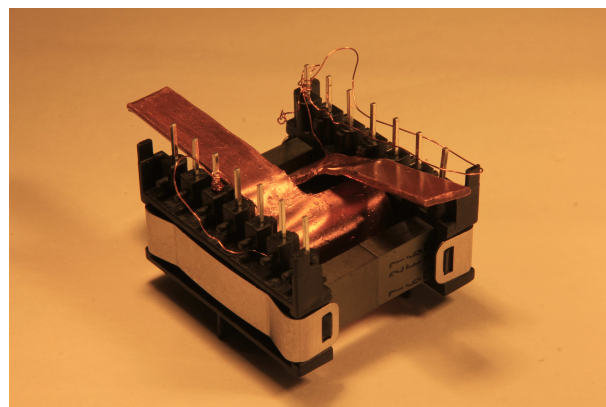
**Figura 2.17:** a) Avvolgimento Primario.



**Figura 2.18:** b) Primario e secondario.



**Figura 2.19:** a) Trasformatore completo di nucleo.



**Figura 2.20:** b) Vista da sotto del trasformatore.

Sono stati realizzati in totale 3 prototipi di trasformatore. Per i primi due è stato usato il filo litz di cui si è detto in precedenza, sono stati realizzati con lo stesso numero di spire e sono quindi pressochè identici. Il terzo invece è stato realizzato tramite lo stesso procedimento descritto poco fa, ma utilizzando un filo normale da 0.21 mm di diametro anzichè il filo litz da 0.28 mm. Per questo trasformatore sono state realizzate 93 spire (invece delle 95 previste utilizzando la relazione 2.8), il suo secondario invece è stato realizzato allo stesso modo di quello degli altri 2 prototipi. Cercando di limitare il più possibile l'induttanza di dispersione, invece del nastro isolante come isolamento tra primario e secondario è stato utilizzato uno strato di materiale plastico di spessore  $50 \mu\text{m}$ , in modo da avvicinare il più possibile i due avvolgimenti, pur garantendo l'isolamento elettrico. Per le ragioni illustrate all'inizio del paragrafo, verranno effettuate



---

nei prossimi capitoli delle misure e delle stime delle induttanze e capacità parassite degli avvolgimenti dei trasformatori, in modo da valutarne la banda passante e l'eventuale sfasamento, alle frequenze di interesse.

## Capitolo 3

# Misure

### 3.1 Induttanza magnetizzante e di dispersione dei trasformatori

I 3 prototipi di trasformatore realizzati nel capitolo precedente sono stati sottoposti a misura tramite un analizzatore di impedenza. Lo strumento utilizzato è il *4294A Precision impedance analyzer* della Agilent, che permette di svolgere, tra le altre, misure di impedenza e capacità in un intervallo di frequenze compreso tra i 40 Hz e 110 MHz. Le misure sono state prese in una banda compresa tra i 5 kHz e i 150 kHz. Per ognuno dei tre prototipi le misure sono state effettuate sia con il nucleo in N27 che col nucleo in N87. Dato che il nucleo in N27 utilizzato possiede un traferro sulla colonna centrale di 0.5 mm, per ottenere delle misure confrontabili il nucleo in N87 è stato traferato con 3 strati di carta ognuno spesso 0.1 mm. Il traferro è stato posizionato fra le due gambe laterali del nucleo, fornendo un traferro totale di 0.1 mm x 3 strati x 2 colonne = 0.6 mm. Il fatto che il traferro sia stato posizionato sulle gambe laterali del nucleo e non sulla colonna centrale è un fattore che contribuirà ad aumentare l'induttanza di dispersione del trasformatore. I parametri che si desidera ricavare per caratterizzare il trasformatore sono quelli riportati in figura 3.1. Nel modello sono state riportate sia le capacità tra i due avvolgimenti (indicata con  $C_p$ ) che le capacità parassite degli avvolgimenti stessi (indicate con  $C_{w1,2}$ ). Visto che il primario del trasformatore risulta realizzato con un unico strato e che il secondario è costituito da un'unica spira, le  $C_{wi}$  sono molto piccole e sono state trascurate.

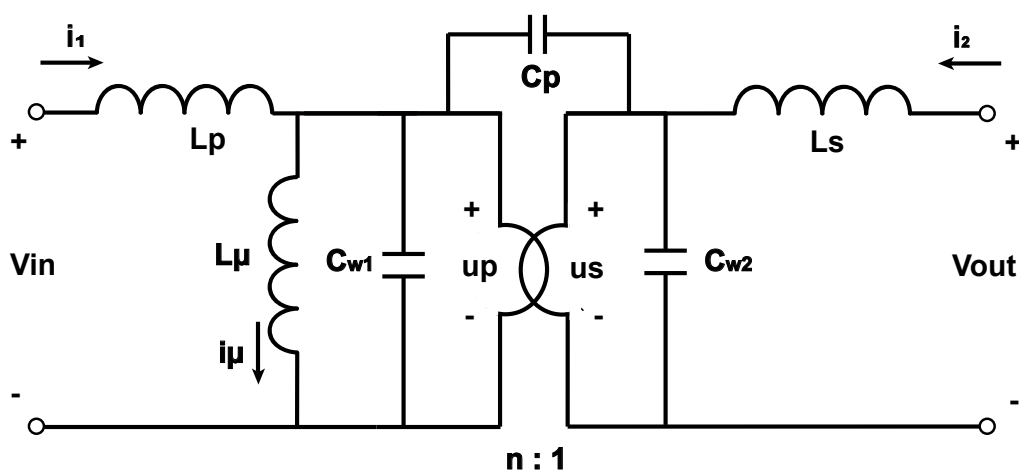


Figura 3.1: Modello circuitale del trasformatore.

Per ricavare i parametri del trasformatore sono state effettuate le seguenti misure per ognuno dei trasformatori in esame:

- $L_1$  = induttanza misurata a primario con secondario aperto
- $L_2$  = induttanza misurata a secondario con primario aperto
- $L_c$  = induttanza misurata a primario con secondario in corto circuito
- $C_p$  = capacità misurata mettendo in corto circuito sia il primario che il secondario

Osservando il modello del trasformatore si nota che [1]:

$$L_1 = L_\mu + L_p \quad L_2 = \frac{L_\mu}{n^2} + L_s \quad (3.1)$$

Mettendo il secondario in corto circuito si ha che:

$$L_c = L_p + \frac{L_\mu L_s n^2}{L_\mu + L_s n^2} \quad (3.2)$$

Con le opportune sostituzioni si trova che i valori di  $L_\mu$  e  $L_{di}$  ( $i = s, p$ ) sono stati ricavati sfruttando le seguenti relazioni:

$$L_\mu = n \cdot \sqrt{L_2 \cdot (L_1 - L_c)} \quad (3.3)$$

$$L_{dp} = L_1 - L_\mu \quad L_{ds} = L_2 - \frac{L_\mu}{n^2} \quad (3.4)$$

Nella tabella 3.1 sono riportati i valori misurati per ognuno dei trasformatori. Probabilmente la misura riguardante  $L_2$ , che è nell'ordine dei nano Henry non è precisissima, anche per il fatto che per collegare il trasformatore allo strumento di misura era necessario usare dei fili, che per quanto tenuti il più possibile corti, possono causare degli errori di misura a induttanze così basse. Come si vede dalle equazioni riportate, la misura di  $L_2$  influisce soprattutto sulla misura dell'induttanza magnetizzante e sulla misura dell'induttanza di dispersione a secondario.

La capacità  $C_p$  invece, è la capacità parassita presente tra gli avvolgimenti del primario e del secondario.

**Tabella 3.1:** Valori di induttanza e capacità misurati

Trasformatore 1 N27		Trasformatore 2 N27		Trasformatore 3 N27	
Parametro	Valore	Parametro	Valore	Parametro	Valore
$L_1$	630 $\mu\text{H}$	$L_1$	640 $\mu\text{H}$	$L_1$	1.08 mH
$L_c$	310 $\mu\text{H}$	$L_c$	260 $\mu\text{H}$	$L_c$	783 $\mu\text{H}$
$L_2$	240 nH	$L_2$	210 nH	$L_2$	300 nH
$C_p$	25 pF	$C_p$	23 pF	$C_p$	93 pF
Trasformatore 1 N87		Trasformatore 2 N87		Trasformatore 3 N87	
Parametro	Valore	Parametro	Valore	Parametro	Valore
$L_1$	1.02 mH	$L_1$	1.01 mH	$L_1$	1.75 mH
$L_c$	340 $\mu\text{H}$	$L_c$	250 $\mu\text{H}$	$L_c$	600 $\mu\text{H}$
$L_2$	310 nH	$L_2$	260 nH	$L_2$	240 nH
$C_p$	56 pF	$C_p$	44 pF	$C_p$	55 pF

Infatti, nel trasformatore si trovano i due avvolgimenti formati da conduttori metallici separati da un sottile strato di isolante; quindi i due avvolgimenti possono anche essere visti come le due piastre metalliche di un condensatore con lo strato di isolante tra primario e secondario a fare da dielettrico. Per quanto riguarda invece la misura di questa capacità, si è provveduto a mettere in corto circuito sia l'avvolgimento primario che l'avvolgimento secondario, e a collegare un contatto dello strumento di misura sul secondario e uno sul primario. In questo modo si è misurata la capacità parassita presente tra gli avvolgimenti primario e

secondario. I valori stimati per l'induttanza magnetizzante  $L_\mu, L_{d1}$  e  $L_{d2}$  (ricavati utilizzando le 3.1 e 3.2) sono riportati in tabella 3.2 Per calcolare la funzione di trasferimento del trasformatore saranno necessari

**Tabella 3.2:** Valori di induttanza dispersa e magnetizzante stimati

Trasformatore 1 N27		Trasformatore 2 N27		Trasformatore 3 N27	
Parametro	Valore	Parametro	Valore	Parametro	Valore
$L_\mu$	595 $\mu\text{H}$	$L_\mu$	611 $\mu\text{H}$	$L_\mu$	921 $\mu\text{H}$
$L_{dp}$	34.1 $\mu\text{H}$	$L_{dp}$	33.4 $\mu\text{H}$	$L_{dp}$	159 $\mu\text{H}$
$L_{ds}$	110 nH	$L_{ds}$	78 nH	$L_{ds}$	224 nH
Trasformatore 1 N87		Trasformatore 2 N87		Trasformatore 3 N87	
Parametro	Valore	Parametro	Valore	Parametro	Valore
$L_\mu$	987 $\mu\text{H}$	$L_\mu$	951 $\mu\text{H}$	$L_\mu$	1.627 mH
$L_{dp}$	32.7 $\mu\text{H}$	$L_{dp}$	58.7 $\mu\text{H}$	$L_{dp}$	118 $\mu\text{H}$
$L_{ds}$	96 nH	$L_{ds}$	60 nH	$L_{ds}$	132 nH

anche i valori di resistenza degli avvolgimenti primario e secondario riportati nella tabella 3.3 in cui per  $R_p$  si intende la resistenza dell'avvolgimento primario e per  $R_s$  si intende la resistenza della bandella al secondario. Considerato che la resistenza al primario è un fattore limitante per quanto riguarda la banda

**Tabella 3.3:** Valori di resistenza al primario e al secondario

Trasformatore 1		Trasformatore 2		Trasformatore 3	
Parametro	Valore	Parametro	Valore	Parametro	Valore
$R_p$	2.95 $\Omega$	$R_p$	2.99 $\Omega$	$R_p$	3.45 $\Omega$
$R_s$	1.95 m $\Omega$	$R_s$	1.7 m $\Omega$	$R_s$	2 m $\Omega$

passante del trasformatore, il trasformatore 3 sembra già poco adatto per l'applicazione in esame. Con le misure riportate e con il modello del trasformatore in figura 3.10 è possibile ricavare la funzione di trasferimento del trasformatore e verificare che alle frequenze di utilizzo non introduca alterazioni nei segnali da compensare. Per fare questo è possibile procedere in due modi differenti: si può calcolare analiticamente la funzione di trasferimento tra ingresso e uscita del trasformatore e ricavarsi poi la risposta in frequenza, oppure misurare direttamente la risposta in frequenza tramite lo strumento PSM1735 della National Instruments. Ovviamente, sono state seguite entrambe le strade, in modo da validare anche tramite misure i valori ottenuti analiticamente.

## 3.2 Misure con PSM1735

Per ottenere queste misure è stata usata l'impostazione 'frequency response analysis', presente sullo strumento, che permette di misurare direttamente la risposta in frequenza del trasformatore in esame. Lo strumento inietta un segnale di tensione al primario, e misura modulo e fase del segnale presente al secondario, restituendo i valori sia in forma grafica che in forma analitica. Le misure riportate nei grafici successivi si riferiscono ai primi due prototipi di trasformatore con primario in filo litz, sono riportate sia le misure effettuate con la ferrite N27 che quelle con la ferrite N87.

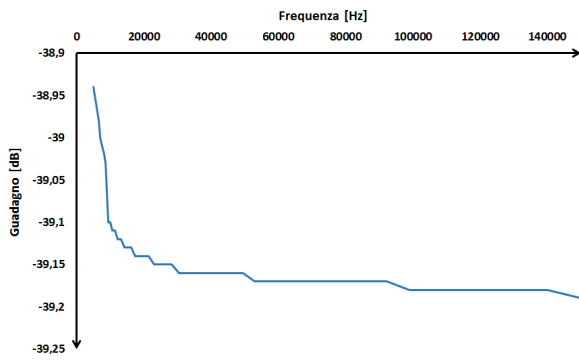


Figura 3.2: a) Trasformatore 1 - N27 - Modulo.

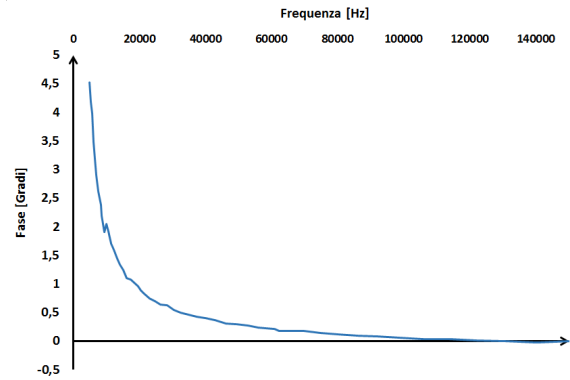


Figura 3.3: b) Trasformatore 1 - N27 - Fase

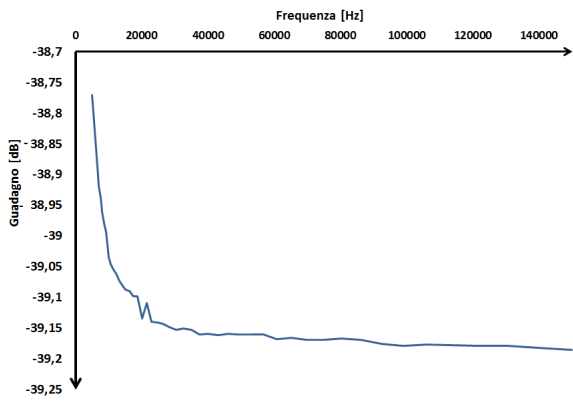


Figura 3.4: a) Trasformatore 1 - N87 - Modulo

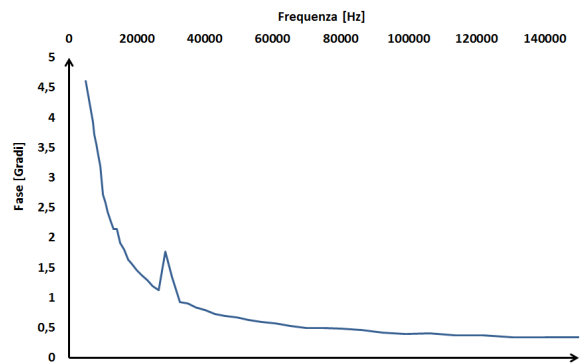


Figura 3.5: b) Trasformatore 1 - N87 - Fase

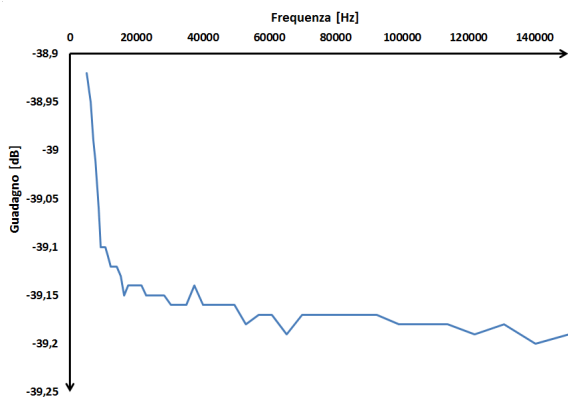


Figura 3.6: a) Trasformatore 2 - N27 - Modulo.

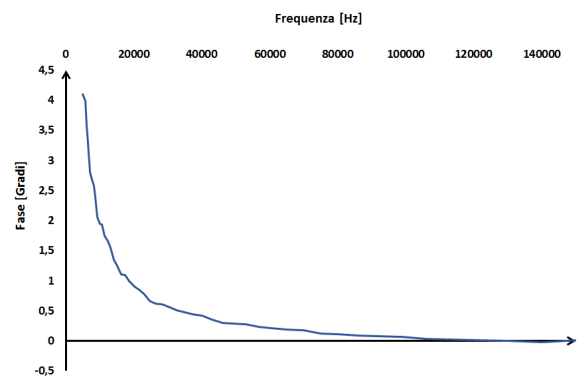
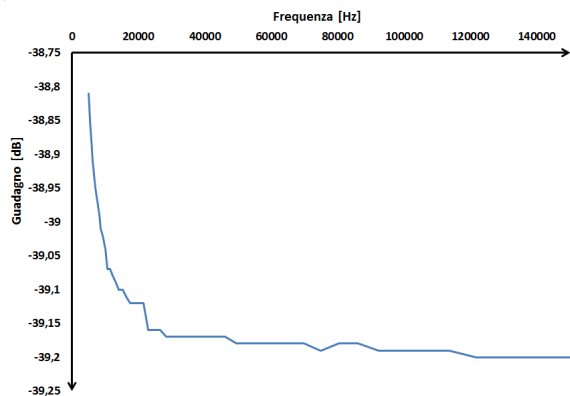
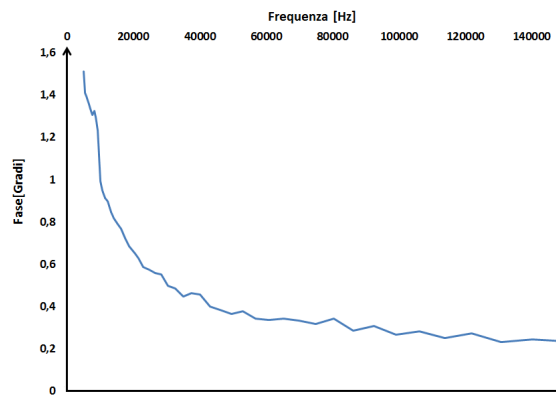


Figura 3.7: b) Trasformatore 2 - N27 - Fase



**Figura 3.8:** a) Trasformatore 2 - N87 - Modulo.



**Figura 3.9:** b) Trasformatore 2 - N87 - Fase

Le misure sono state prese in uno span di frequenze compreso tra i 5 kHz e i 150 kHz. L'attenuazione che ci si attendeva tra il primario e secondario è almeno pari al rapporto spire dei due avvolgimenti, cioè  $20\log(68) \cong 36,7dB$ , a cui va aggiunta l'attenuazione dovuta al partitore tra l'induttanza dispersa al primario e la magnetizzante, che per tutti i trasformatori considerati è pari a circa  $-0,5$  dB. Tutte le misure riportano un'attenuazione pari a circa 39 dB in tutto il range di frequenze, questa discrepanza probabilmente è dovuta ad ulteriori elementi parassiti di un trasformatore reale, che non sono stati considerati nel modello. E' importante inoltre notare che l'attenuazione introdotta risulta essere all'incirca costante nel range di frequenze compreso tra i 20 kHz e i 150 kHz, mentre tende ad essere leggermente più bassa alle frequenze comprese tra i 5 kHz e i 20 kHz. Il fatto che l'attenuazione sia il più costante possibile in tutti i trasformatori oltre i 20 kHz è un fattore importante in un filtro attivo che serve a svolgere un'efficace compensazione di tensione; se così non fosse la quantità di ripple eliminato dalla compensazione sarebbe molto diversa a seconda della frequenza del ripple stesso. Per quanto riguarda la fase invece, si nota che tutti i trasformatori introducono un maggiore sfasamento alle basse frequenze, e tutti introducono uno sfasamento  $<1^\circ$  a partire da una frequenza superiore ai 20 kHz. Facendo riferimento alla figura 3.1, in prima approssimazione dalla teoria si può affermare che la banda di un trasformatore sia limitata inferiormente dal rapporto tra la resistenza al primario e l'induttanza magnetizzante, e superiormente dal rapporto tra resistenza di carico e dall'induttanza di dispersione, per cui con una  $L_\mu$  grande e una induttanza di dispersione piccola il trasformatore ha una banda passante molto larga.

### 3.3 Simulazioni con Matlab

Per effettuare un ulteriore controllo sulle misure fatte, la funzione di trasferimento dei trasformatori è stata verificata anche tramite calcolo analitico e la relativa risposta in frequenza è stata graficata tramite Matlab. Partendo dalle misure riportate nel paragrafo precedente è stato possibile confrontare le funzioni di trasferimento dei vari prototipi di trasformatore e vedere quali tra questi è il più adatto alle nostre esigenze.

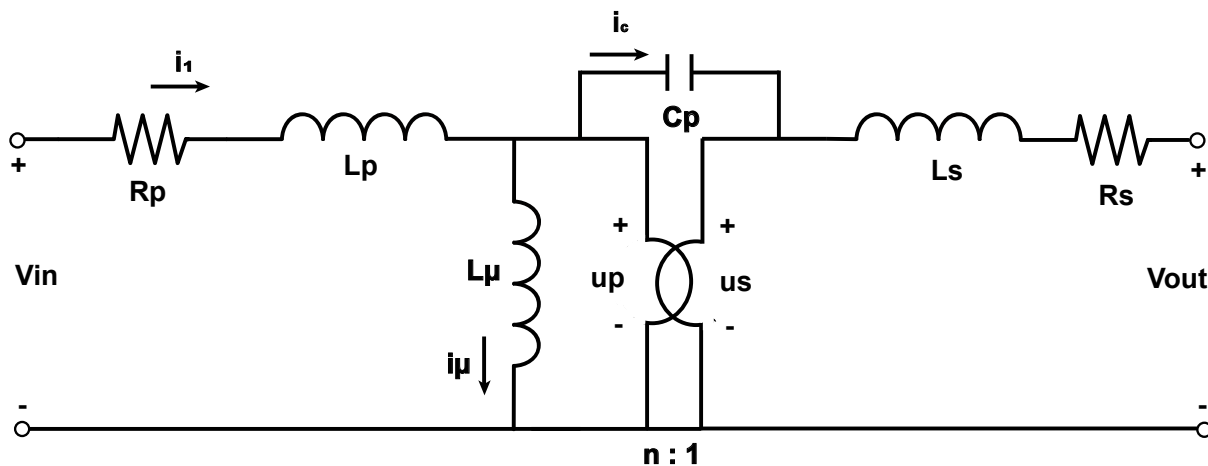


Figura 3.10: Modello circuitale usato per calcolare la funzione di trasferimento.

Per il calcolo si è utilizzato il modello circuitale rappresentato in figura 3.10, visto che con lo strumento PSM1735 si è effettuata una misura single ended, con le masse delle sonde connesse ad un punto comune. Se si considera la corrente che fluisce nella capacità parassita  $C_p$  si ha che:

$$I_{C_p}(s) = sC_p U_p \left(1 - \frac{1}{n}\right) \quad (3.5)$$

Con questa considerazione si può calcolare una funzione di trasferimento del trasformatore che possa tenere conto della capacità parassita  $C_p$ . Si ottiene :

$$\frac{U_s}{V_{in}} = \frac{1}{n} \cdot \frac{n^2 s L_\mu}{(n^2 + s^2 C_p L_\mu (n^2 - 1)) \cdot (R_p + s L_p) + n^2 s L_\mu} \quad (3.6)$$

Dalle simulazioni si può notare anche che la banda passante del trasformatore ha una forte dipendenza dalla ferrite usata per il nucleo. Si nota infatti che la frequenza di taglio in bassa frequenza è più bassa per la ferrite N87, rendendola più interessante per l'applicazione in esame. In tutti e tre i trasformatori si nota un guadagno pressochè costante nella banda di frequenze 5 - 150 kHz. Per quanto riguarda lo sfasamento introdotto dal trasformatore si può affermare che sia praticamente nullo in alta frequenza, man mano che si va verso frequenze più basse invece lo sfasamento introdotto è  $<0.3^\circ$  a 150 kHz,  $<2^\circ$  a 20 kHz e  $<5^\circ$  a 5 kHz. Le figure 3.11 3.12 3.13 riportano la risposta in frequenza dei trasformatori realizzati. Da questa immagine si nota chiaramente il comportamento passabanda del trasformatore, la cui banda è limitata in frequenza dall'induttanza magnetizzante e in alta frequenza dalla capacità parassita presente tra gli avvolgimenti.

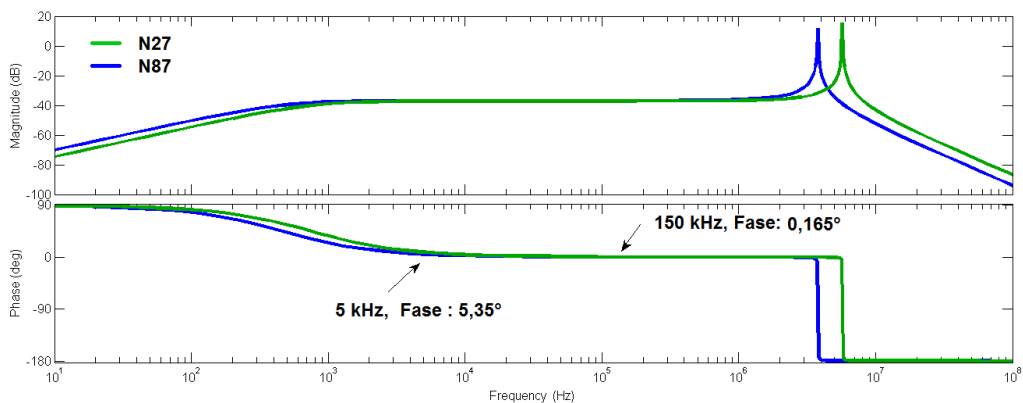


Figura 3.11: Confronto tra la risposta in frequenza del trasformatore 1 in N27 e in N87.

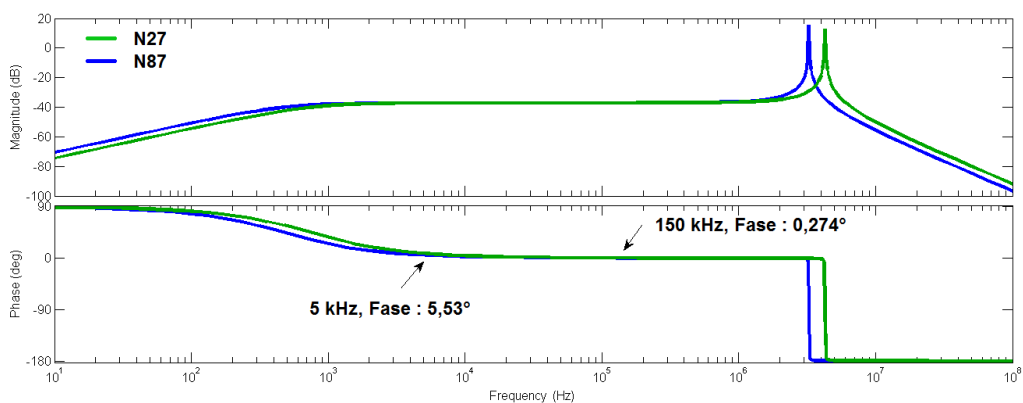


Figura 3.12: Confronto tra la risposta in frequenza del trasformatore 2 in N27 e in N87.

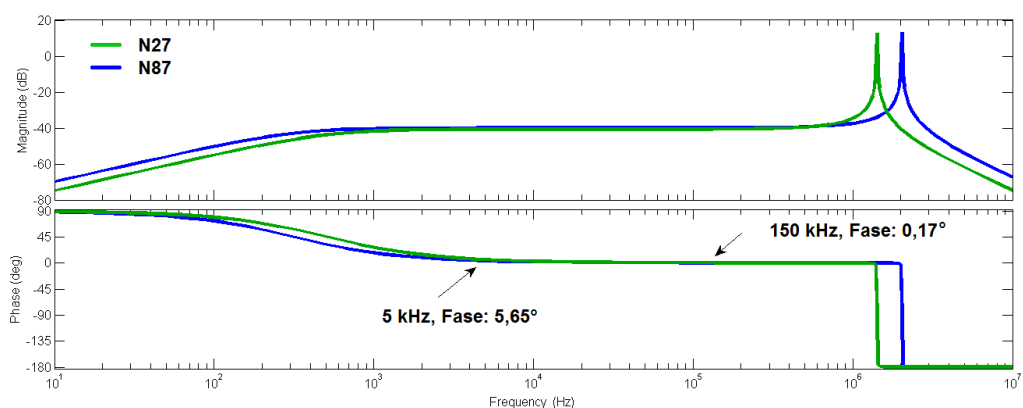


Figura 3.13: Confronto tra la risposta in frequenza del trasformatore 3 in N27 e in N87.

Dal confronto delle tre risposte in frequenza vista la sostanziale equivalenza del trasformatore 1 e 2 si è scelto di verificare il circuito progettato con il trasformatore 2 in N87. Dalle misure effettuate infatti si nota che se si utilizzasse l’N27 come materiale, l’induttanza magnetizzante sarebbe molto più piccola rispetto a quella che si avrebbe con l’N87. In questo modo aumenterebbe la corrente magnetizzante che dovrebbe essere fornita dall’amplificatore operazionale, imponendo dei vincoli più restrittivi sulla scelta di

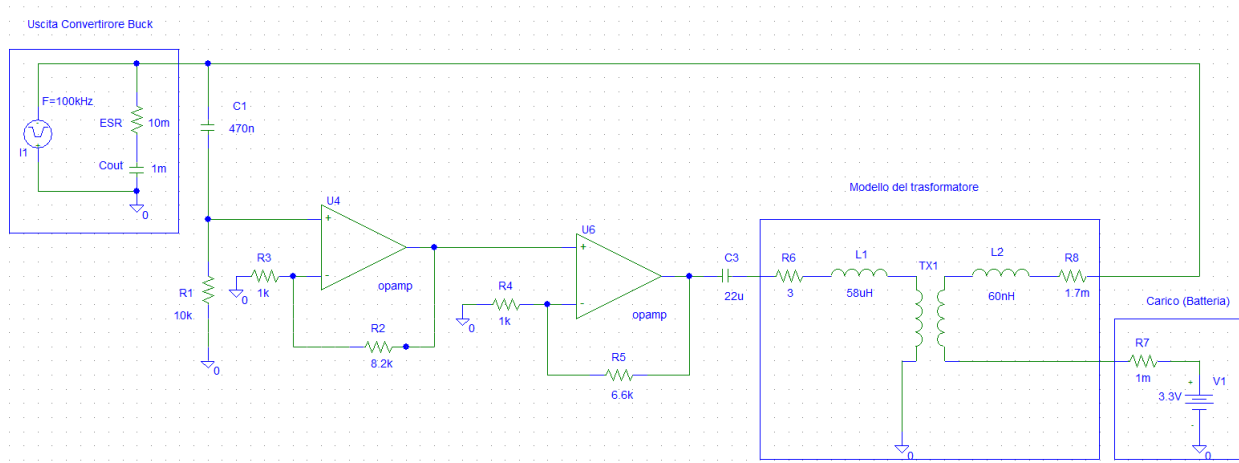


questo componente. Il trasformatore 1 e il trasformatore 3 in N87 invece introdurrebbero più induttanza al secondario rispetto al trasformatore 2, un effetto che si voleva evitare già in fase di progetto del trasformatore.

## Capitolo 4

# Verifica e realizzazione del circuito di prova

Il circuito per la prova del filtro è stato prima simulato con Pspice e poi realizzato nella pratica su una basetta millefori. Il circuito progettato è molto simile a quello illustrato già nel capitolo 2, e viene riportato nella figura 4.1 con i valori con cui è stato simulato.



**Figura 4.1:** Circuito simulato con Pspice.

A sinistra dello schema circuitale è stata modellizzata l'uscita del cassetto di linea del convertitore SMF, a cui il circuito verrà collegato. Il generatore  $I_1$  è utilizzato per simulare la corrente sull'induttanza del convertitore del cassetto di linea, e genera un'onda triangolare a 100 kHz con una componente DC pari a 50 A, e una ondulazione picco-picco di 10 A (da 45 a 55 A). Il ripple di tensione viene generato dall'ESR del condensatore di filtro ed è anch'esso un onda triangolare alla stessa frequenza, con ampiezza picco picco pari a 100 mV. Il ripple di tensione passa per un filtro passa alto costituito dalla resistenza  $R_1$  e dal condensatore  $C_1$ . Per la resistenza si è scelto il valore di 10 k $\Omega$  in modo che il circuito assorbisse poca corrente. Essendo un filtro passa-alto, la tensione sul morsetto non invertente dell'operazionale quindi sarà pari all'ampiezza della tensione del segnale originario privato di ogni eventuale componente continua. Originariamente si era pensato di utilizzare un partitore resistivo per il sensing del ripple, ma si è scelto di utilizzare un filtro passa alto che filtra la componente continua del segnale per evitare di dover imporre un guadagno eccessivo all'amplificatore operazionale che lo segue in cascata, rilassando quindi il vincolo sul suo prodotto banda guadagno. Come si vedrà nel paragrafo successivo però, il prodotto banda guadagno dell'operazionale scelto non sarà sufficiente per evitare lo sfasamento introdotto dal primo polo dell'operazionale, per cui si è deciso

di optare per una configurazione a doppio stadio. Il condensatore  $C_1$  è stato dimensionato in modo tale che introduca un polo a frequenza almeno una decade prima di 5kHz, per cui:

$$V_{R1}(s) = \frac{R_1}{R_1 + \frac{1}{sC_1}} = \frac{sC_1R_1}{1 + sC_1R_1} \quad f_{polo} = \frac{1}{R_1C_1} \quad (4.1)$$

Impostando  $f < 100$  Hz si ottiene:

$$C_1 > \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot 10^4} \cong 160nF \Rightarrow 220nF \quad (4.2)$$

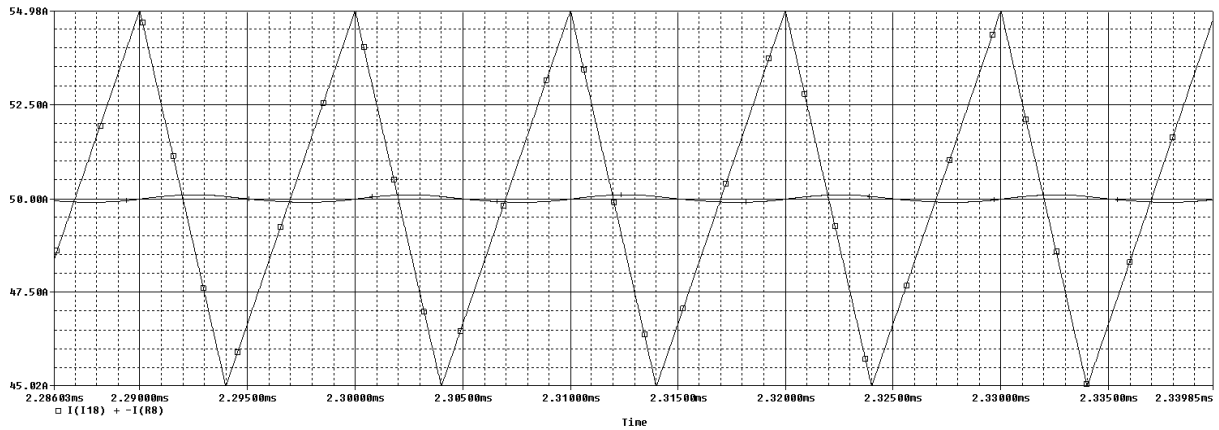
in cui nell'ultimo passaggio si è arrotondando al più vicino valore commerciale. Sulla resistenza  $R_1$ , a 100 kHz si ottiene:

$$\left| \frac{V_{R1}}{V_{ripple}}(j\omega) \right| = \frac{\omega R_1 C_1}{\sqrt{1 + \omega^2 R_1^2 C_1^2}} = 0.999 \quad \angle \left( \frac{V_{R1}}{V_{ripple}}(j\omega) \right) = 90^\circ - \arctang(\omega R_1 C_1) = 0.041^\circ \quad (4.3)$$

in cui  $V_{ripple}$  è la tensione di ripple. Gli amplificatori operazionali ideali sono collegati in configurazione non invertente, con il segnale che arriva sul morsetto positivo, e sono stati progettati con un guadagno complessivo pari a 68 per ricostruire fedelmente il ripple del segnale; infatti nonostante il partitore di ingresso non introduca un fattore di scala nel segnale iniziale, il trasformatore posto in uscita all'operazionale consta di 68 spire sul primario, per cui il guadagno necessario per avere in uscita un segnale più possibile simile al ripple è 68. In uscita dall'operazionale è presente un altro condensatore di filtro che serve per eliminare eventuali componenti continue nel segnale di ingresso del trasformatore ed evitarne quindi la saturazione. Anche in questo caso il condensatore è stato dimensionato in modo che non introduca poli alle frequenze di interesse, calcolando analiticamente la funzione di trasferimento (con riferimento a 4.1 e a 3.1) tra l'uscita dell'operazionale e il primario del trasformatore, con l'uscita del trasformatore in corto circuito si ha:

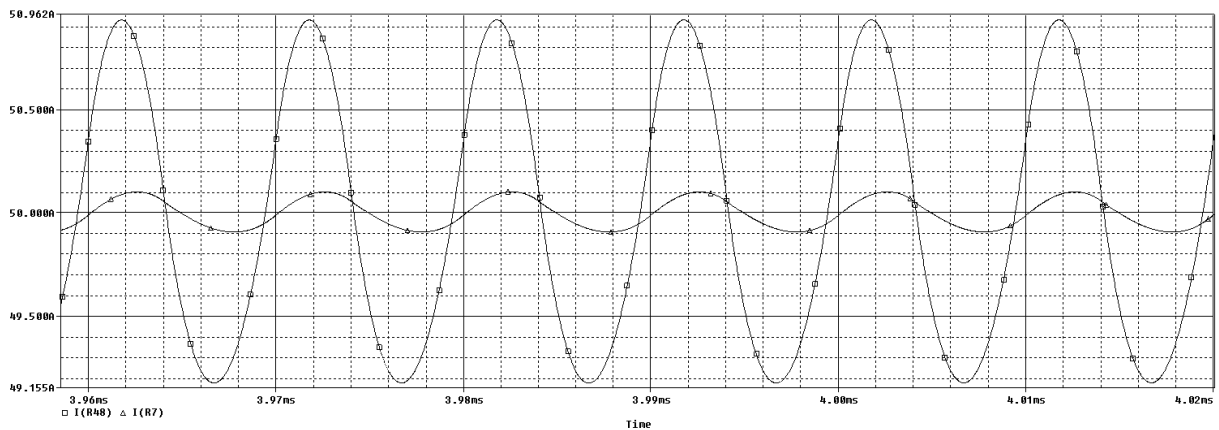
$$G(s) = \frac{s^2 L_\mu C_3 n^2 (R_s + sL_{ds})}{(1 + sC_3 R_p + s^2 L_{dp} C_3) \cdot (s^2 C_3 L_\mu n^2 (R_s + sL_{ds}))} \quad (4.4)$$

e per avere poli a frequenza circa una decade più bassa dei 5 kHz imposti come limite di banda si trova  $C_3 > 20 \mu F$ . In serie al condensatore di filtro si trova il modello del trasformatore realizzato. Su Pspice per modellizzare l'induttanza magnetizzante e il rapporto spire si è utilizzato il componente TX1, l'induttanza magnetizzante pari a 951  $\mu H$  è stata dimensionata tramite le misure riportate nel capitolo precedente. Oltre all'induttanza magnetizzante al primario sono presenti l'induttanza di dispersione primaria  $L_1$  pari a 58  $\mu H$  e ricavata con le equazioni 3.2 del capitolo precedente, e la resistenza dell'avvolgimento primario pari a circa 3  $\Omega$ . Al secondario del trasformatore invece si trova l'induttanza di dispersione secondaria  $L_2$  pari a 52 nH e la resistenza della bandella di rame che costituisce l'avvolgimento secondario pari a 1.7 m $\Omega$ . All'avvolgimento secondario è inoltre collegato il carico, modellizzato dalla resistenza  $R_7$  che costituisce la resistenza interna di batteria pari a 1 m $\Omega$  e da un generatore di tensione ideale con una tensione pari a 5V. L'uscita del generatore di corrente  $I_1$  inoltre è collegata al secondario del trasformatore, in modo che la componente continua della corrente pari a 50 A vada direttamente sulla batteria e che il suo ripple venga filtrato iniettando il suo inverso sul secondario del trasformatore. Non è stata aggiunta nella simulazione l'induttanza parassita dei cavi che collegheranno il trasformatore alla batteria, in quanto si voleva simulare il circuito nel caso peggiore possibile, senza aggiungere l'azione filtrante dell'induttanza dei cavi, come si vedrà in 4.5. Una volta impostato il dimensionamento del circuito è stata realizzata una simulazione nel tempo che ha dimostrato l'efficacia del filtro attivo, i cui risultati sono visibili in figura 4.2. In figura è riportato il confronto tra la corrente generata dal generatore  $I_1$  e la corrente misurata all'ingresso della batteria, a valle del trasformatore. Da 10 A picco-picco iniziali il ripple è stato ridotto a circa 200 mA picco-picco con un fattore di riduzione pari a 50x, a questa frequenza.



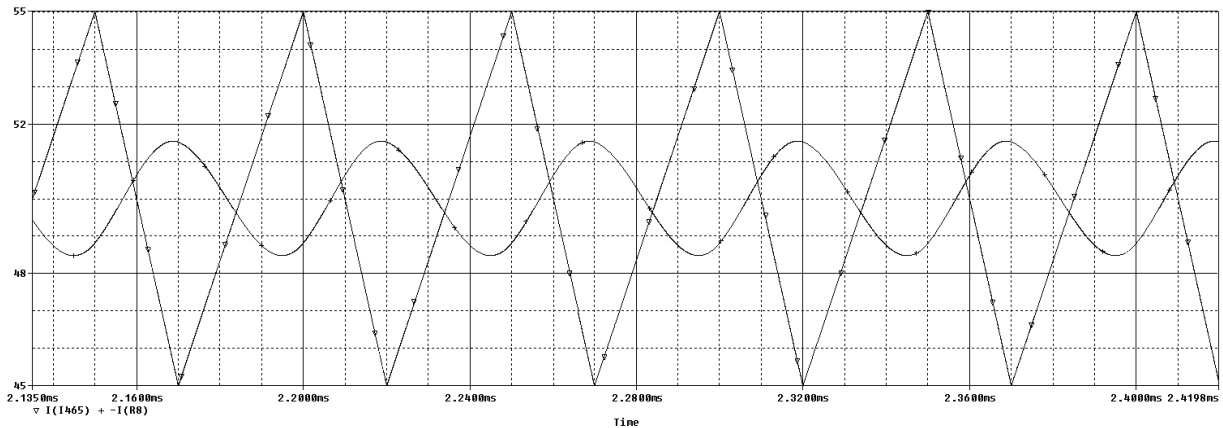
**Figura 4.2:** Confronto tra la corrente in uscita dal convertitore e la corrente di batteria. Si nota che il ripple sulla corrente di batteria è di molto inferiore.

Chiaramente, oltre all'azione del filtro attivo anche gli altri componenti del circuito avranno un'azione filtrante, soprattutto per quanto riguarda le induttanze di dispersione del trasformatore. Per questo motivo si riporta in figura 4.3 il confronto tra il circuito con il filtro attivo 'acceso' e 'spento' mettendo a 0 V il morsetto non invertente del primo stadio di amplificazione, con il ripple simulato sempre a 100 kHz.



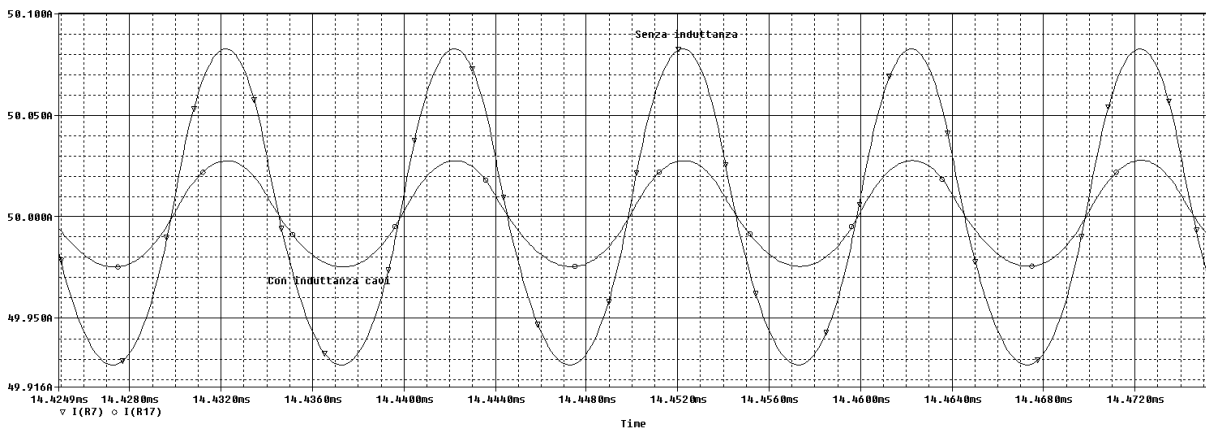
**Figura 4.3:** Confronto tra l'azione filtrante del filtro attivo e quella dei componenti passivi del circuito.

Si nota che dai 10 A picco-picco iniziali, il ripple senza filtro attivo è di circa 1.75 A picco-picco, mentre il ripple residuo con il filtro attivo in azione è lo stesso della figura precedente, cioè pari a 200 mA picco-picco. Svolgendo invece la simulazione impostando la frequenza dell'onda triangolare del generatore  $I_1$  a 20 kHz i risultati della simulazione peggiorano, come ci si poteva aspettare osservando la risposta in frequenza del trasformatore.



**Figura 4.4:** Confronto tra la corrente in uscita dal convertitore e la corrente di batteria. Si nota che con l'abbassamento della frequenza il filtro è meno efficace

Dalla figura si nota che il ripple residuo sulla corrente di batteria è di circa 3A picco-picco, e il filtro risulta meno efficace nel compensare il disturbo. Il diverso risultato della simulazione è in parte dovuto alla banda passante del trasformatore, che a 20 kHz non riesce a iniettare un segnale perfettamente uguale al ripple, ma soprattutto è dovuto alla minore azione filtrante dell'induttanza di dispersione secondaria. Per verificare che il caso peggiore sia quello in cui non si considera l'induttanza dei cavi, si è effettuata una simulazione inserendo  $0.5 \mu\text{H}$  di induttanza in serie alla batteria. In figura 4.5 sono confrontate le correnti sulla batteria con e senza induttanza. Si nota che l'aggiunta dell'induttanza dei cavi ha un'ulteriore azione filtrante sul ripple, come si era anticipato.



**Figura 4.5:** Confronto tra la corrente di batteria con e senza l'effetto dell'induttanza dei cavi.

Per valutare la banda passante del filtro attivo è stato simulato anche uno sweep in AC, all'uscita del trasformatore è stato collegato un carico di  $1 \Omega$ , e nelle figure 4.6 4.7 è riportata la risposta in frequenza tra 5 kHz e 150 kHz. Per la simulazione è stato sostituito il generatore di corrente  $I_1$  con una sorgente di tensione AC ed è stato graficato il rapporto fra la tensione sul carico e il ripple in ingresso sull'ESR del condensatore in funzione della frequenza.

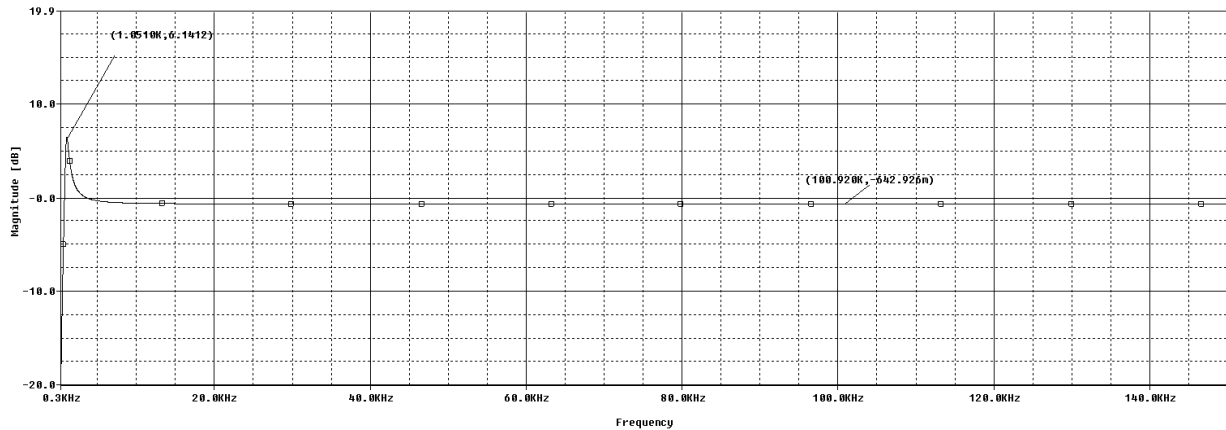


Figura 4.6: a) Modulo della risposta in frequenza.

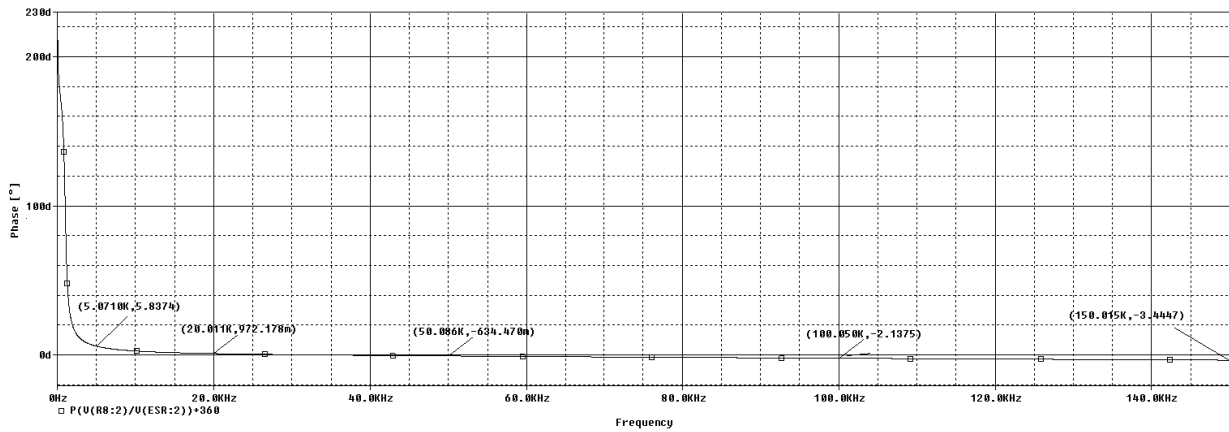


Figura 4.7: b) Fase della risposta in frequenza.

Si nota che i risultati della simulazione sono coerenti con le aspettative, infatti i poli dovuti ai condensatori sono posizionati molto sotto i 5 kHz e non influenzano la risposta in frequenza del circuito. All'interno della banda di interesse invece la risposta in frequenza è influenzata dal comportamento del trasformatore, come ci si aspettava dalle simulazioni effettuate con Matlab. I risultati reali ovviamente saranno differenti da quelli simulati, anche perchè mentre la simulazione è stata effettuata utilizzando operazionali ideali, gli operazionali reali che saranno utilizzati introdurranno dei poli in alta frequenza che potrebbero cambiare soprattutto l'andamento della fase.

## 4.1 Realizzazione del circuito

Un circuito molto simile a quello simulato è stato montato su una basetta millefori. La principale questione da sciogliere prima di provare il circuito è stata la scelta dell'amplificatore operazionale adatto per l'applicazione in esame. Dato l'ampio range di frequenze di applicazione del circuito era necessario trovare un operazionale con un adeguato prodotto banda guadagno e anche in grado di erogare abbastanza corrente sul trasformatore soprattutto alle basse frequenze. Assumendo ad esempio infatti un ripple di tensione di picco di 50 mV nel punto centrale del partitore, si ha che la tensione di picco sull'induttanza magnetizzante  $L_\mu$  è pari a:

$$V_{L_\mu} = 50mV_{pk} \cdot Gain_{op} = 50mV \cdot 68 = 3.4V$$

A questa tensione corrisponderebbe una corrente magnetizzante  $I_\mu$  pari a:

$$I_\mu = \frac{V_{L\mu}}{2\pi f L_\mu} = \frac{3.4V}{2\pi f \cdot 951\mu H} \quad \text{con } f = 5kHz \Rightarrow I_\mu \cong 113mA \Rightarrow I_{\mu rms} = 65.2mA \quad (4.5)$$

Per questo motivo è stato individuato come miglior compromesso l'operazionale OPA552 della *Texas Instruments*, che permette di avere in uscita correnti fino a 200 mA e ha un prodotto banda guadagno GBW di 12MHz, abbastanza grande da essere adatto alle esigenze di questo progetto. Anche il circuito realizzato fisicamente, come quello simulato su Pspice, è stato realizzato con un doppio stadio di amplificatori operazionali OPA552. Infatti, un prodotto banda guadagno di 12 MHz permetterebbe di avere un guadagno massimo di 80 a 150 kHz, ma in questo modo il polo dell'operazionale sarebbe troppo vicino alla banda di interesse, influenzando negativamente la ricostruzione del segnale di ripple. Considerando infatti di voler avere un guadagno di 68 si ha:

$$G_{max} = \frac{12MHz}{150kHz} = 80 \quad f_p = \frac{80 \cdot 150kHz}{68} = 176.4kHz \quad (4.6)$$

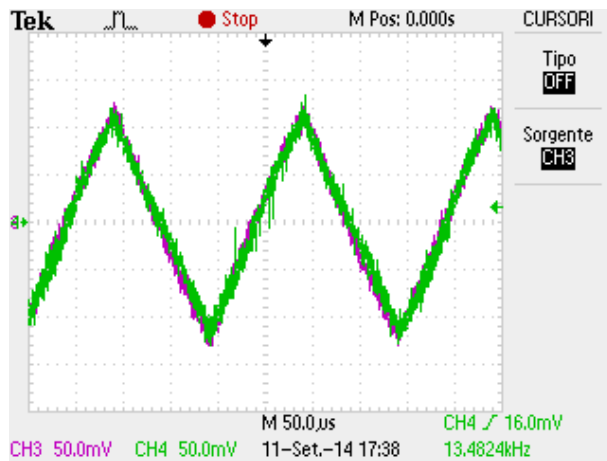
Dividendo il guadagno tra i due stadi è possibile spostare più avanti di circa una decade in frequenza il polo dell'operazionale, facendo in modo che non influenzi l'uscita dell'operazionale. Si è scelto di dare al primo stadio un guadagno  $G_1 = 9.2$  e al secondo stadio un guadagno  $G_2 = 7.6$ , per un guadagno totale di  $G = G_1 \cdot G_2 = 69.92$ . La tecnica del doppio stadio quindi rilassa il vincolo sul guadagno dell'operazionale, e utilizzando un guadagno più basso il polo dell'operazionale viene spostato poco meno di una decade più avanti. Infatti si ha:

$$f_{p1} = \frac{12MHz}{9.2} \cong 1.30MHz \quad f_{p2} = \frac{12MHz}{7.6} \cong 1.57MHz \quad (4.7)$$

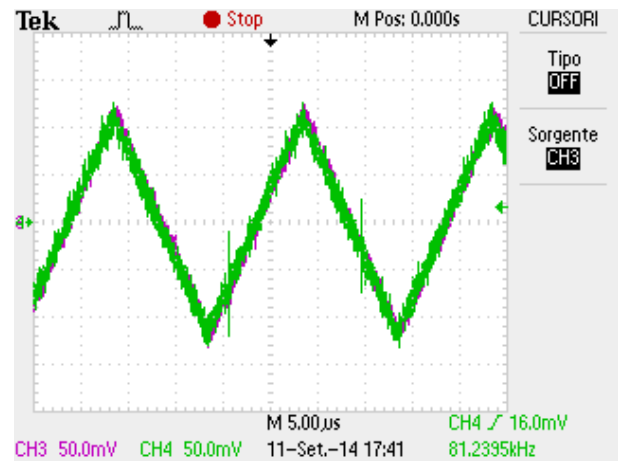
in cui gli  $f_{pi}$  ( $i = 1,2$ ) sono le frequenze dei poli dell'operazionale del primo stadio e del secondo stadio. Per quanto riguarda i condensatori utilizzati invece per il condensatore d'ingresso  $C_1$  si è utilizzato un condensatore a film da 470 nF e per il condensatore di uscita è stato utilizzato un condensatore ceramico da 22  $\mu$ F.

## 4.2 Test del circuito

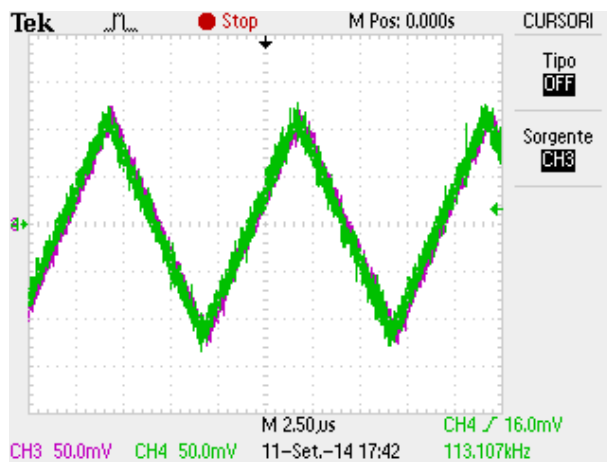
Prima di essere collegato al cassetto di linea ed essere testato ad alte correnti, il circuito è stato provato a banco simulando il ripple in ingresso tramite un generatore di segnali. Il segnale utilizzato per il test del circuito è stata un'onda triangolare con un'ampiezza picco-picco di 220 mV, un ripple pari a circa il doppio di quello che ci si aspetta di dover compensare nelle applicazioni standard del filtro. Le prove sono state svolte a diverse frequenze, in modo da avere uno sweep in frequenza abbastanza completo per verificare che il circuito di filtro abbia guadagno unitario in tutto il range di frequenze tra 5 kHz e 150 kHz e che non introduca sfasamento sul segnale. Sul secondario del trasformatore sono stati applicati dei carichi resistivi di diverso valore per vedere il comportamento e l'efficacia del filtro con carichi differenti. I valori di carico utilizzati sono stati 100  $\Omega$ , 10  $\Omega$  e 1  $\Omega$ . Dalla figura 4.8 alla 4.11 sono riportate le misure tra il segnale di ingresso misurato dopo il condensatore  $C_1$  per togliere eventuali offset e il segnale di uscita sul secondario del trasformatore alle frequenze di 5 kHz, 50 kHz, 100 kHz e 150 kHz con un carico di 100  $\Omega$ . La traccia verde rappresenta il segnale in ingresso al circuito e la traccia viola rappresenta la misura sul carico resistivo.



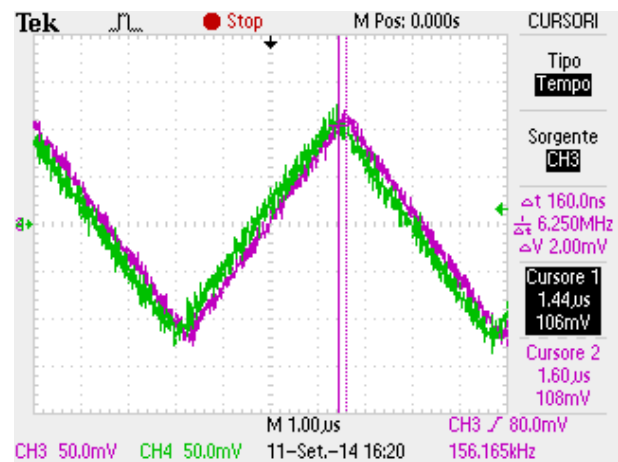
**Figura 4.8:** a) Confronto tra il segnale di ingresso e il segnale di uscita del filtro a 5 kHz, con carico 100  $\Omega$ .



**Figura 4.9:** b) Confronto tra il segnale di ingresso e il segnale di uscita del filtro a 50 kHz, con carico 100  $\Omega$ .



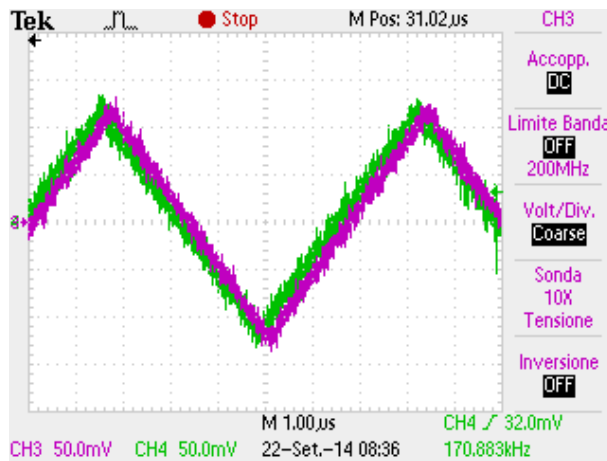
**Figura 4.10:** c) Confronto tra il segnale di ingresso e il segnale di uscita del filtro a 100 kHz, con carico 100  $\Omega$ .



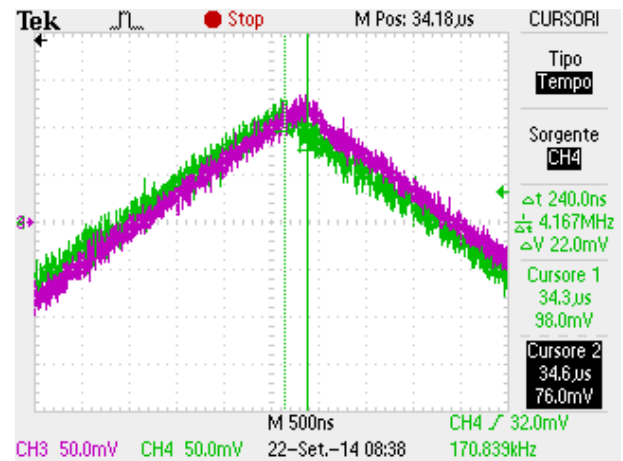
**Figura 4.11:** d) Confronto tra il segnale di ingresso e il segnale di uscita del filtro a 150 kHz, con carico 100  $\Omega$ , è evidenziato il ritardo.

Dal confronto dei segnali si vede che con questo tipo di carico il segnale viene ricostruito perfettamente in ampiezza, ma al crescere della frequenza si nota che il segnale in uscita dal filtro ha un leggero ritardo, che risulta più evidente nella misura a 150 kHz riportata nella figura 4.11. Con questo carico il ritardo misurato tramite i cursori dell'oscilloscopio è pari a 160 ns e su un periodo del segnale di 6.67  $\mu\text{s}$  è pari al 2.4% del periodo. Questo ritardo, più che al trasformatore, è imputabile soprattutto al primo stadio di amplificazione e al polo dell'operazionale di cui si è parlato nel paragrafo precedente, che cade troppo vicino ai 150 kHz e introduce un ritardo di fase nel segnale. Anche il secondo stadio di amplificazione introdurrà un ritardo, ma in misura inferiore rispetto al primo stadio, dato il suo guadagno più basso. Per la misura effettuata con carico 10  $\Omega$  si riporta soltanto la rilevazione più significativa fatta a 150 kHz in quanto per le altre frequenze più basse le misure prese sono molto simili a quelle effettuate con carico 100  $\Omega$ .



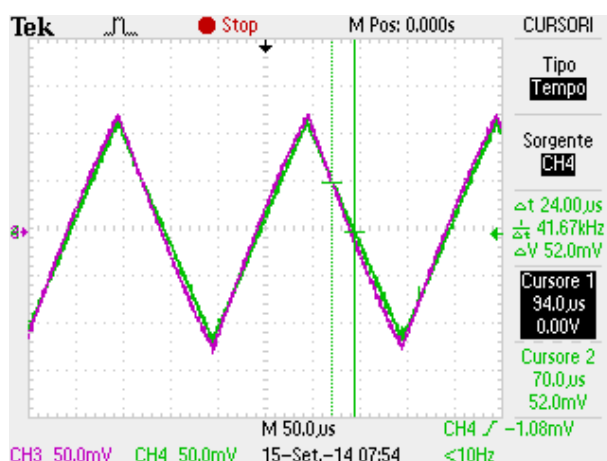


**Figura 4.12:** a) Confronto tra il segnale di ingresso e il segnale di uscita del filtro a 150 kHz, con carico 10  $\Omega$ .

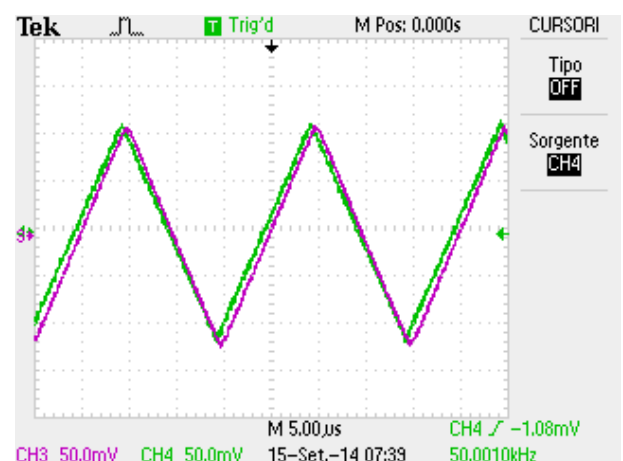


**Figura 4.13:** b) Confronto tra il segnale di ingresso e il segnale di uscita del filtro a 150 kHz, con carico 10  $\Omega$ , è evidenziato il ritardo.

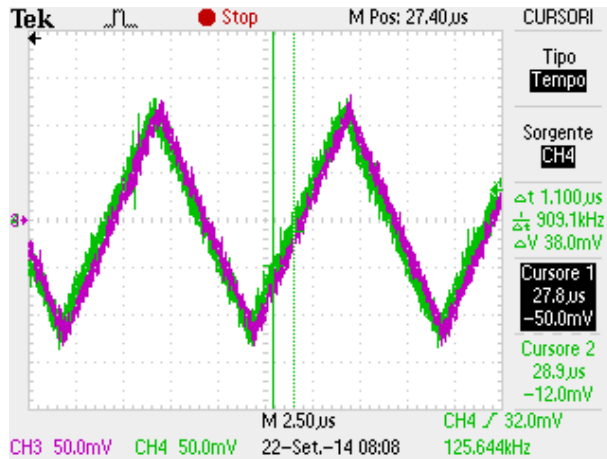
Da queste immagini si nota che anche se il carico viene abbassato il filtro ricostruisce bene il segnale di ingresso, e dalle figure 4.16 4.17 sul carico non si notano significative variazioni dell'ampiezza del segnale ricostruito o aggiunte di ulteriori ritardi di fase rispetto alle misure con carico 100  $\Omega$ . La riduzione di ampiezza misurata tramite i cursori dell'oscilloscopio risulta essere invariata rispetto al caso precedente, e il ritardo del segnale è pari a 240 ns, che corrisponde al 3.6% del periodo. Questo si ritiene sempre dovuto al relativamente basso prodotto banda guadagno degli operazionali, e non si ritiene che questi ritardi siano dovuti al trasformatore in quanto rimangono all'incirca costanti anche abbassando il carico. Il carico è stato ulteriormente abbassato ad 1  $\Omega$ , le prestazioni del circuito rimangono pressochè identiche agli altri casi verificati. I risultati delle misure sono riportati nelle figure da 4.14 a 4.15. In questa serie di misure si può notare innanzitutto che l'ampiezza del segnale ricostruito rimane invariata rispetto al segnale iniettato in bassa frequenza, mentre in alta frequenza il risultato è molto simile a quello ottenuto con carico 10  $\Omega$ . I risultati sono in accordo con la simulazione effettuata tramite sweep in frequenza che indica banda piatta anche con carico 1  $\Omega$ . A 150 kHz il ritardo del segnale risulta essere di circa 220 ns.



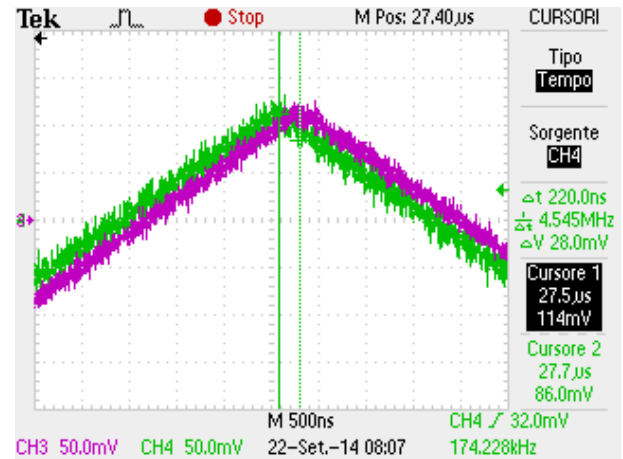
**Figura 4.14:** a) Confronto tra il segnale di ingresso e il segnale di uscita del filtro a 5 kHz, con carico 1  $\Omega$ .



**Figura 4.15:** b) Confronto tra il segnale di ingresso e il segnale di uscita del filtro a 50 kHz, con carico 1  $\Omega$ .



**Figura 4.16:** c) Confronto tra il segnale di ingresso e il segnale di uscita del filtro a 100 kHz, con carico 1  $\Omega$ .



**Figura 4.17:** d) Confronto tra il segnale di ingresso e il segnale di uscita del filtro a 150 kHz, con carico 1  $\Omega$ , è evidenziato il ritardo.

Come ulteriore verifica è stato verificato l'intero percorso del segnale, controllando soprattutto che il segnale non subisse variazioni dovute ai condensatori  $C_1$  e  $C_3$ , ma non sono state misurate differenze significative. E' interessante inoltre effettuare una stima della corrente in uscita dall'operazionale è stata inserita una resistenza da 0.33  $\Omega$  in serie al condensatore a monte del trasformatore ed è stata misurata la caduta di tensione ai suoi capi. Per misurare la caduta di tensione sono state utilizzate delle sonde 1x in quanto le grandezze in gioco, soprattutto in alta frequenza sono nell'ordine di qualche mV e la massima risoluzione ottenibile dall'oscilloscopio utilizzato è di 2 mV per divisione. Si è utilizzata una resistenza più bassa di quella dell'avvolgimento del trasformatore per cercare di non alterare eccessivamente le condizioni di lavoro normali del circuito. Dato che sia il segnale che si sta utilizzando, che la resistenza aggiunta sono di valore molto basso è stato possibile effettuare delle misure apprezzabili solo da 100 kHz in giù, in quanto salendo in frequenza più diminuisce la corrente erogata dall'operazionale e più diminuisce la caduta di tensione sulla resistenza aggiunta a valle del condensatore. Della corrente erogata dall'operazionale una parte andrà nell'induttanza di magnetizzazione del trasformatore mentre la restante parte, moltiplicata per il rapporto spire andrà direttamente sul carico. Le misure riportate nella tabella sono riferite ad un carico sul secondario del trasformatore sempre pari a 1  $\Omega$ . Guardando il dato a 5 kHz ci si accorge che a questa frequenza l'ope-

**Tabella 4.1:** Corrente in uscita dall'OPA552

Frequenza	Caduta di tensione	Corrente stimata	Corrente magnetizzante stimata
100 kHz	8.2 mV pk-pk	24.6 mA pk-pk	24 mA pk-pk
50 kHz	16.6 mV pk-pk	49.8 mA pk-pk	49.2 mA pk-pk
25 kHz	33.2 mV pk-pk	100.6 mA pk-pk	98.8 mA pk-pk
5 kHz	166.2 mV pk-pk	503.6 mA pk-pk	502 mA pk-pk

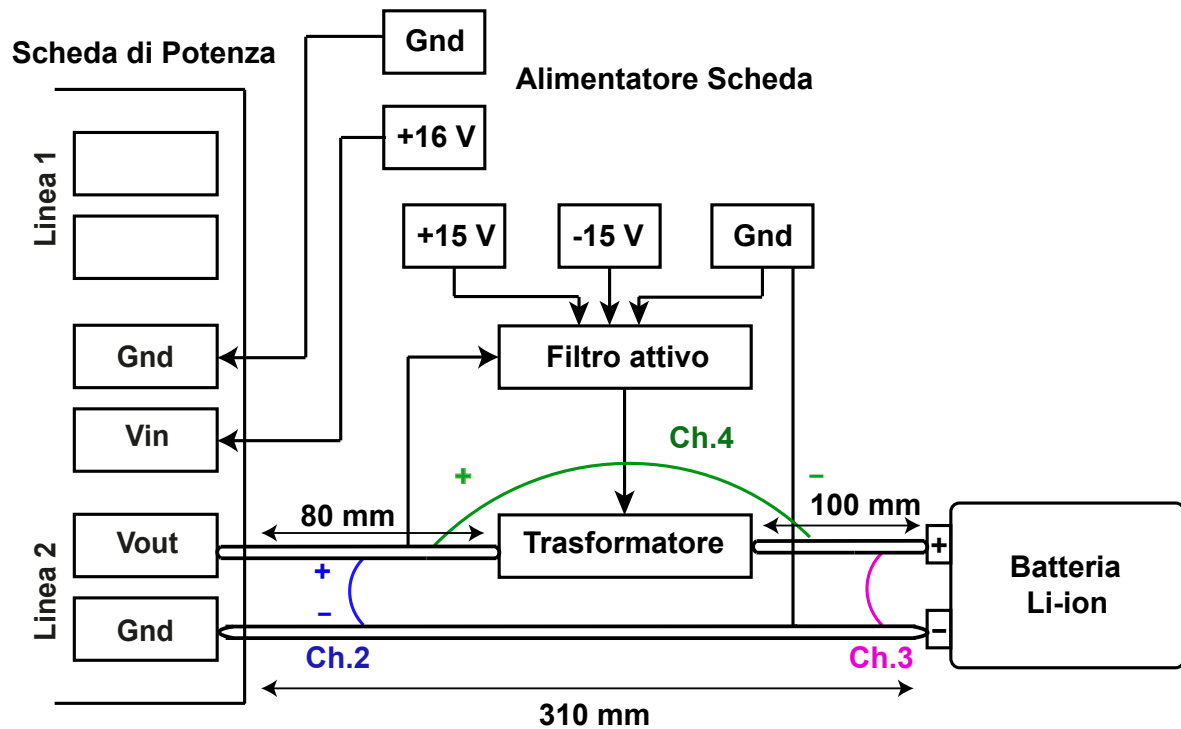
razionale si potrebbe pensare che l'operazionale non riesca ad erogare abbastanza corrente sull'induttanza magnetizzante. Osservando però ad esempio il valore efficace della corrente erogata sulla resistenza si nota:

$$V_{rms} = \frac{V_{pk}}{\sqrt{3}} = 251 mA \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} = 145 mA \quad (4.8)$$

e da datasheet l'operazionale può erogare al massimo 200 mA. Considerato comunque che in questo test il segnale iniettato nel circuito è almeno 2 volte più grande rispetto a quello che si userà per il funzionamento normale del circuito, la corrente che l'operazionale dovrà erogare sarà inferiore al valore riportato sopra.

## 4.3 Prova con cassetto di linea

Per la verifica finale del circuito, si è collegata la scheda millefori realizzata ad una linea della scheda di potenza della macchina SMF. Uno schema sintetico del setup di misura è mostrato in figura 4.21, in cui gli archi colorati indicano dove sono state posizionate le sonde di tensione. Sulla scheda di potenza sono state montate la scheda DSP che tramite il suo firmware realizza il controllo in corrente, e la scheda seriale per la comunicazione con il cardcage della macchina che tramite porta seriale connette la scheda ad un PC con installato il software per impostare le modalità dei cicli di carica o di scarica che si desidera effettuare. Il secondario del trasformatore è stato collegato con un cavo da  $4 \text{ mm}^2$  all'uscita del convertitore buck e l'altro lato del secondario è stato collegato al carico, che consiste in una batteria agli ioni di litio da 30 A/h. Sugli elettrodi della batteria utilizzata, che era stata precedentemente formata e caricata, è stata misurata una tensione di 3.27 V. I cavi che collegano il secondario del trasformatore alla scheda di potenza, il cavo di collegamento alla batteria e il cavo di ritorno della corrente sono stati tenuti il più possibile corti, per non introdurre ulteriore induttanza che filtrerebbe una parte del rumore da misurare. Per il cavo che si collega al trasformatore è stata misurata una lunghezza totale scheda - batteria di 180 mm mentre per il cavo di ritorno è stata misurata una lunghezza totale di 310 mm. L'induttanza introdotta da un cavo di sezione di  $4 \text{ mm}^2$  e lunghezza circa 490 mm è stata misurata tramite LCR meter e vale 420 nH, le pinze di rame introducono un'induttanza pari a circa 20 nH per ognuna. La scheda di potenza è stata alimentata con un alimentatore stabilizzato, alla tensione di 16 V, mentre l'alimentazione del filtro attivo è stata generata tramite un diverso alimentatore in grado di fornire +15 V e - 15V. Sulla scheda del filtro attivo, per ogni alimentazione, sono stati aggiunti un condensatore da 100 nF in parallelo ad un condensatore elettrolitico da 100  $\mu\text{F}$ , collegati tra  $\pm 15 \text{ V}$  e massa per filtrare le alimentazioni. La massa del filtro attivo è stata collegata con il cavo di ritorno della corrente tramite pinze a coccodrillo, in modo da avere un riferimento comune per entrambe le schede ed ottenere delle misure corrette. Tramite il software VisualLCN è stato impostato un ciclo di carica della batteria ad una corrente massima di 10 Ampere; non sono stati effettuati cicli di carica a corrente maggiore per ragioni di sicurezza, in quanto data la pericolosità delle batterie al litio non si è considerato sicuro utilizzare alte correnti su una batteria posizionata a ridosso di un banco di collaudo nelle vicinanze di persone e strumentazione.



**Figura 4.18:** Setup utilizzato per effettuare le misure su carico resistivo. Le linee doppie indicano i cavi da 4 mm<sup>2</sup>.

Per verificare il funzionamento del circuito inizialmente come carico al posto della batteria è stato utilizzato un carico resistivo costituito da 3 resistenze da 1  $\Omega$  in parallelo, ognuna da 22 W. Le misure di seguito si riferiscono ad un ciclo di carica simulato con un carico resistivo pari a 0.33  $\Omega$  e corrente di 8 Ampere. Come si vede dalle immagini il ripple in uscita dalla scheda di potenza è molto basso, pari a circa 20 mV, ha un andamento triangolare tipico di un convertitore buck a frequenza di switching 100 kHz. La tensione sul carico è pari a 2.64 V e quindi il duty cycle è pari a 0.165. Le immagini riportano la misura del ripple sul carico con il filtro attivo acceso e con il filtro spento. Dal confronto si nota che il ripple a 100 kHz che si nota nella misura senza filtro viene compensato con l'accensione del filtro, come ci si aspettava dal progetto. Nelle figure la sonda sul canale 4 (verde) è stata posta ai capi del trasformatore per misurare la sua caduta di tensione, la sonda sul canale 2 (blu) è stata posta dopo il condensatore di ingresso del filtro attivo per misurare l'andamento e il valore del ripple che viene processato dal filtro e la sonda sul canale 3 (viola) è stata posizionata ai capi del carico da 0.33  $\Omega$  per misurare la caduta di tensione ai suoi capi. Nella figura 4.19 è riportato l'andamento dei valori misurati con il filtro attivo staccato, mentre nella figura 4.20 si riportano le stesse grandezze con il filtro attivo alimentato. Dalla figura si nota che la caduta di tensione ai capi della resistenza di carico viene appiattita dal filtro attivo.

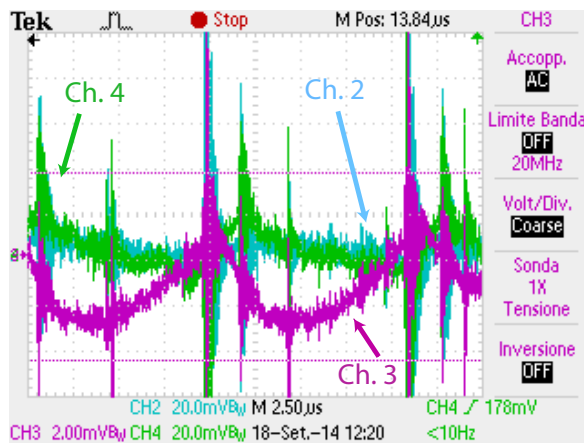


Figura 4.19: a) Misura senza filtro attivo.

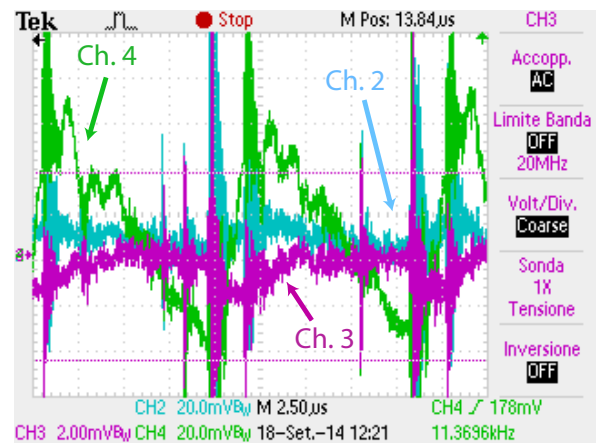


Figura 4.20: b) Misura con filtro attivo.

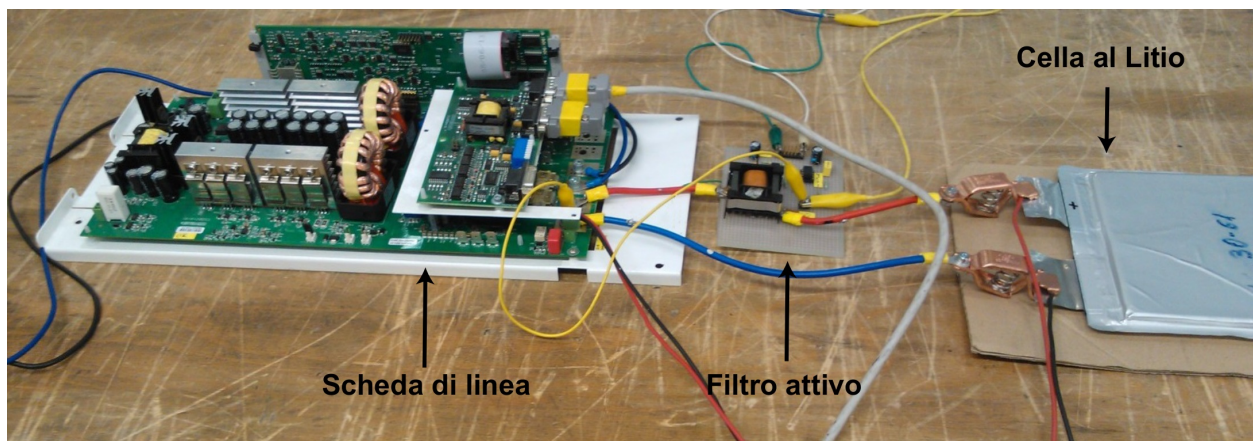


Figura 4.21: Setup utilizzato per effettuare le misure su batteria.

Dopo la prova su carico resistivo il circuito è stato testato utilizzando la batteria di cui si è parlato poco fa. Considerato che il fondo scala dell'oscilloscopio che si è utilizzato per effettuare le misure è di 2 mV per divisione utilizzando sonde a 1x, per aumentare leggermente il ripple in uscita dalla scheda di potenza sono stati rimossi da quest'ultima due condensatori elettrolitici da 680  $\mu\text{F}$  che avevano la funzione di filtraggio passivo in modo da rendere le misure più visibili. Gli elettrodi della batteria sono stati quindi collegati ai cavi tramite pinze di rame, prestando attenzione ad evitare eventuali corto circuiti che potrebbero danneggiare la batteria ed eventualmente anche la scheda di potenza, nel caso i suoi fusibili di uscita non agissero abbastanza velocemente. Sempre sugli elettrodi della batteria sono stati collegati anche i fili di misura della tensione, che connettendosi tra la batteria e la scheda di potenza fanno il sensing della tensione sugli elettrodi che viene comunicata alla scheda DSP e al software VisualLCN per la formazione della batteria in modo da evitare che la tensione sulla batteria salga sopra un limite predefinito, dopo il quale l'elettrolita della batteria potrebbe cominciare a gonfiarsi e far esplodere la cella. Ai capi della cella utilizzata sono stati misurati 3.2 V, il limite di tensione è stato impostato a 4.2 V, e sono stati eseguiti dei cicli di carica ad una corrente di 10 A. Nelle figure successive sono riportate le rilevazioni fatte utilizzando la batteria come carico. Al canale tre dell'oscilloscopio (viola) è riportato il ripple di tensione in uscita dalla scheda di potenza, sul canale due (blu) si è misurato il ripple di tensione all'ingresso del filtro attivo e sul canale quattro (verde) si riporta la tensione tra gli elettrodi della batteria. Le figure rappresentano il confronto tra le grandezze misurate nel caso di filtro attivo spento e filtro attivo acceso. Purtroppo però il ripple di tensione ai capi della cella è

talmente piccolo da essere vicino al fondo scala (2 mV/div) misurabile dall'oscilloscopio, per cui le differenze tra il ripple non filtrato e quello filtrato sono poco apprezzabili.

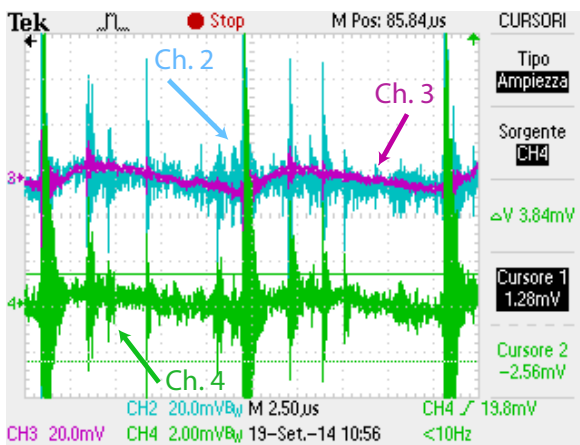


Figura 4.22: a) Misura senza filtro attivo.

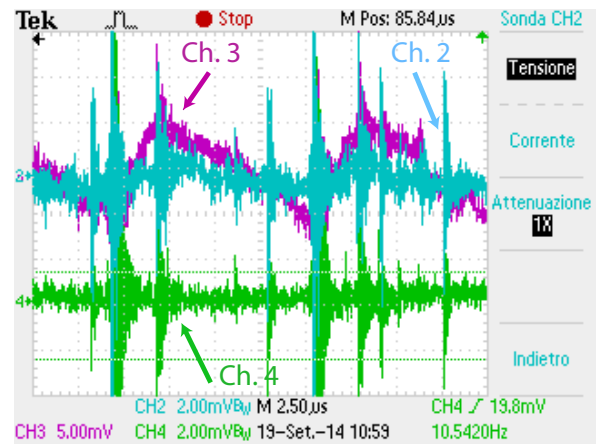


Figura 4.23: b) Misura con filtro attivo.

Dalla figura 4.22 considerando la traccia verde si nota che senza filtro il ripple di tensione ai capi della batteria è attenuato dall'impedenza introdotta dai cavi rispetto a quello in uscita dalla scheda di potenza, ma mantiene l'andamento triangolare a frequenza 100 kHz anche se la sua ampiezza di picco è  $< 2$  mV. Nella figura 4.23 invece, con il filtro attivo acceso, si nota che il ripple di tensione ha perso l'andamento triangolare e risulta piatto a causa della compensazione. Il fatto che con il filtro il ripple sia piatto si nota facilmente dalla figura 4.24 (verde), in cui è riportata la stessa misura effettuata in figura 4.23 con una scala dei tempi più stretta pari a  $1 \mu\text{s}$  per divisione, coprendo all'incirca un periodo di commutazione del convertitore. In questa figura inoltre la sonda al canale due dell'oscilloscopio (blu) è stata posizionata per misurare l'uscita del filtro attivo tra il condensatore di uscita e il primario del trasformatore, in modo da verificare il segnale di compensazione generato dal filtro. Come si vede il segnale di compensazione è circa 68 volte più grande del ripple di tensione in uscita dalla scheda (viola), indicando che il filtro lavora correttamente.

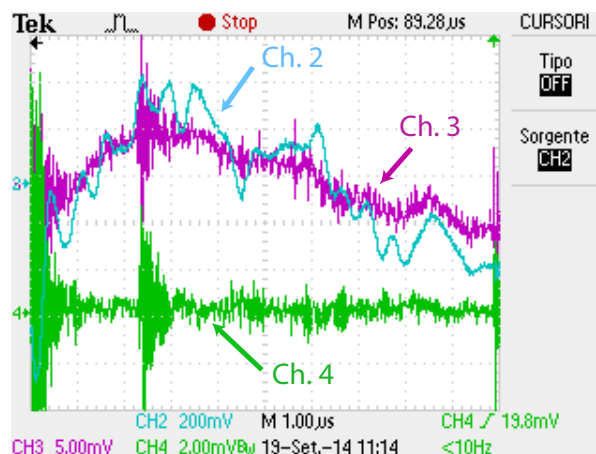


Figura 4.24: Segnale in uscita dal filtro attivo.

Lo sfasamento misurato tra ingresso e uscita del filtro attivo è di circa 180 ns ed è dovuto ai poli in alta frequenza introdotti dagli operazionali (soprattutto del primo stadio, che ha guadagno più alto), a frequenze così alte (circa 100 kHz) invece il trasformatore non introduce ritardi evidenti. Per misurare il ripple di corrente sui cavi di collegamento è stata posta attorno al cavo una pinza amperometrica. Considerato che la resistenza interna della batteria da datasheet è pari ad  $1 \text{ m}\Omega$ , con un ripple

in tensione di circa un 1 mV si dovrebbe avere un ripple di corrente di circa 1 A. Invece anche cambiando il fondo scala della pinza di corrente da 10 mV/A a 100 mV/A e cambiando quindi sull'oscilloscopio la risoluzione della misura da 200 mA/div a 20 mA/div non si è riusciti a osservare del ripple apprezzabile, ma solo rumore dovuto allo strumento e ad altre interferenze elettromagnetiche. Questo probabilmente è dovuto all'azione filtrante dei cavi utilizzati che introducono un'induttanza, oltre al fatto che la stessa pinza di corrente non può misurare correnti al di sotto dei 50 mA di picco e nella configurazione 100 mV/A a 100 kHz attenua di circa 2 dB [12]. Si è pensato quindi di cambiare metodo di misura della corrente, inserendo una resistenza di shunt e misurando la caduta di tensione ai suoi capi per ricavare la corrente. La problematica legata a questo metodo però riguarda gli ordini di grandezza dei parametri in gioco. Infatti vista la bassa resistenza interna della batteria per non alterare eccessivamente il carico sarebbe necessario introdurre una resistenza di shunt di grandezza 0.5 m $\Omega$  - 1 m $\Omega$ , che anche nel caso peggiore di ripple non filtrato ad 1 A comporterebbe una caduta di tensione nell'ordine del mV, e quindi sarebbe difficilmente misurabile. Con il filtro attivo acceso, anche avendo un ripple di corrente di una decina di mA ai capi della resistenza di shunt bisognerebbe misurare la caduta di tensione con precisione dell'ordine delle decine di  $\mu$ V. Per i motivi sopra menzionati quindi non sono state qui riportate misure in corrente, per osservare i benefici della compensazione in tensione sul ripple di corrente si rimanda alle figure 4.19 e 4.20 effettuate con carico resistivo di 0.33  $\Omega$ . Infine, per aumentare il ripple sul carico del filtro attivo ed avere una misura più visibile, si è collegato come carico un carico resistivo di resistenza pari a 100 m $\Omega$ . Il fatto di non avere più la batteria collegata ha permesso quindi di accorciare notevolmente i cavi e ridurre l'impedenza da questi introdotta. I cavi utilizzati sono sempre da 4 mm<sup>2</sup> ma la loro lunghezza ora è di 150 mm. Inoltre il cavo che va dall'uscita della scheda di potenza al trasformatore è stato intrecciato con il cavo di ritorno della corrente, in modo da minimizzare l'induttanza parassita che introduce. I risultati sono simili a quanto si è misurato sulla batteria, ma il ripple che è stato misurato ai capi del carico è all'incirca raddoppiato. Nelle successive figure 4.25 e 4.26 sono mostrati i ripple misurati sul carico con filtro attivo spento e filtro acceso.

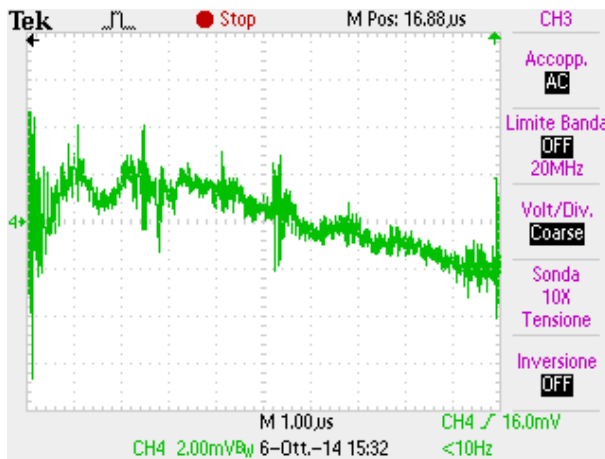


Figura 4.25: a) Misura senza filtro attivo.

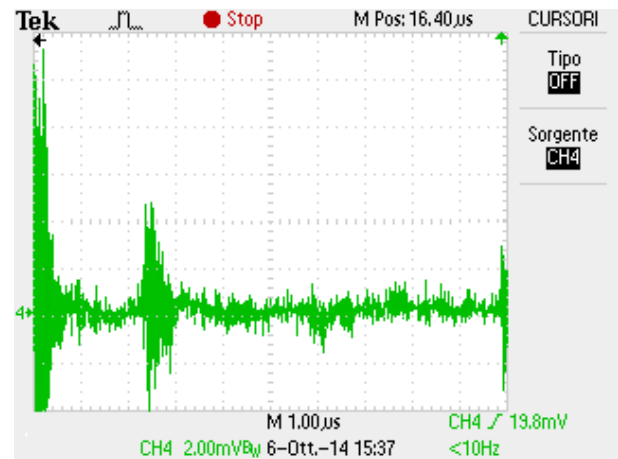


Figura 4.26: b) Misura con filtro attivo.

# Capitolo 5

## Conclusioni

### 5.1 Conclusioni e sviluppi futuri

Dalle misure effettuate risulta che il filtro attivo progettato funziona correttamente e rimuove il ripple del convertitore alla frequenza di commutazione. Non sono stati osservati disturbi a frequenze diverse da quella di commutazione che potrebbero essere dovute a oscillazioni o risonanze della scheda, ma, in accordo con le prove a banco riportate, in caso di modifiche della scheda il filtro sarebbe in grado di compensare disturbi in un ampio range di frequenze, soprattutto per quanto riguarda le frequenze inferiori alla frequenza di commutazione, che vengono filtrate molto meno dall'induttanza parassita introdotta dai cavi. A livello aziendale questa tipologia di compensazione potrebbe essere utilizzata (con opportune modifiche) da Sove-ma S.p.a. per poter dichiarare nelle specifiche tecniche dei raddrizzatori un ripple più basso di quello che ad oggi dichiara. In questo ambito infatti altre aziende che producono charger per batterie non utilizzano la tecnologia switching per i loro raddrizzatori ma hanno optato per la soluzione con regolatore lineare, e possono dichiarare un ripple d'uscita pari a zero. Per avere però un prodotto affidabile ed adatto all'industrializzazione sarebbe necessario riprogettare il sistema aggiungendo un anello per il controllo a retroazione. Il controllo a retroazione permetterebbe di garantire la precisione del filtro anche in caso di variazione dei parametri in gioco, come ad esempio la temperatura operativa, o compensare anche eventuali variazioni di fase introdotte dal trasformatore. Oltre a questo, per un'eventuale industrializzazione, sarebbe necessario eseguire una rilevazione termica tramite termocamera ad infrarossi per vedere gli effetti della temperatura su un funzionamento prolungato del filtro. Infatti come evidenziato nei capitoli precedenti, il secondo stadio degli amplificatori operazionali deve erogare una corrente relativamente elevata, soprattutto alle basse frequenze, che sul lungo periodo potrebbe degradare le prestazioni del circuito. Infine, per avere un sistema robusto, si dovrebbe effettuare uno studio sugli eventuali disturbi elettromagnetici generati dal trasformatore che potrebbero anche rendere il sistema instabile.



# Bibliografia

- [1] Giorgio Spiazzi, Luca Corradini, Appunti dalle lezioni di Elettronica per l'Energia, A.A. 2012 /2013
- [2] Francesco Cavazzana, Analisi e progettazione di un filtro attivo di potenza per generatore di tensione AC a topologia switching, Università degli Studi di Padova, A.A. 2013/2014
- [3] Hongwen He, Rui Xiong and Jinxin Fan, Evaluation of Lithium-Ion Battery Equivalent Circuit Models for State of Charge Estimation by an Experimental Approach, National Engineering Laboratory for Electric Vehicles, Beijing Institute of Technology, 2011
- [4] Lijun Gao, Shengyi Liu, Member, IEEE, and Roger A. Dougal, Senior Member, IEEE, Dynamic Lithium-Ion Battery Model for System Simulation, IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies, Vol. 25, N°. 3, September 2002
- [5] Dayi Li, Yue Hu, Xiaoping Zhang, A Novel Active Power Filter with Shunt Transformer, Department of Electrical Machines and Drives, Huazhong University of Science and Technology, Hubei, China
- [6] Michael J. Schutten, Robert L. Steigerwald, Juan A. Sabaté, Ripple Current Cancellation Circuit, GE Global Research Center 1 Research Circle Niskayuna, NY
- [7] Chi-Wa Tsang, Martin Foster, David Stone, Dan Gladwin, Active current ripple cancellation in parallel connected buck converter modules, Department of Electronic and Electrical Engineering, The University of Sheffield
- [8] Mingjuan Zhu, David J. Perreault, Member, IEEE, Vahe Caliskan, Timothy C. Neugebauer, Stephan Guttowski, and John G. Kassakian, Fellow, IEEE, Design and Evaluation of Feedforward Active Ripple Filters, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 20, N°. 2, March 2005
- [9] N. K. Poon, Member, IEEE, J. C. P. Liu, Member, IEEE, C. K. Tse, Senior Member, IEEE, and M. H. Pong, Senior Member, IEEE, Techniques for Input Ripple Current Cancellation: Classification and Implementation, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, N°. 6, November 2000
- [10] Valerie H. Johnson, Ahmad A. Pesaran, Thomas Sack, Temperature-Dependent Battery Models for High-Power Lithium-Ion Batteries, National Renewable Energy Laboratory, Saft America, 17th Electric Vehicle Symposium Montreal, CANADA October 16-18, 2000
- [11] Albert C. Chow and David J. Perreault, Design and Evaluation of an Active Ripple Filter Using Voltage Injection, Massachusetts Institute Of Technology.
- [12] Chauvin Arnoux E 3N Clamp datasheet.

# Ringraziamenti

Un ringraziamento speciale ai miei genitori e a mia sorella, che hanno finanziato i miei studi e mi hanno sopportato in quest'ultimo periodo; supportandomi e motivandomi quando era necessario.

Un grazie particolare va anche a Silvia che con il suo costante affetto e sopportazione, anche in momenti difficili, è riuscita a starmi vicino e a rendermi felice in questi anni.

Ringrazio i miei compagni di corso, in particolare tutti i membri del gruppo ST<sup>TM</sup>, e ringrazio soprattutto Fabiano per la sua insostituibile simpatia e per l'aiuto fornitomi durante tutto il percorso di studi.

Un caloroso grazie a Marcanti, Cecchetto, Marcello, Rita, e Claudia per essere degli ottimi amici e per aver condiviso con me tutte le esperienze fatte fino ad oggi, e speriamo anche le prossime.

Infine, un ringraziamento anche all'Ing.Stefano Fontana per avermi dato l'opportunità di conoscere la realtà del mondo del lavoro e per il supporto datomi in questa tesi.