



**UNIVERSITÀ  
DEGLI STUDI  
DI PADOVA**



**DIPARTIMENTO  
DI INGEGNERIA  
DELL'INFORMAZIONE**

**DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA  
DELL'INFORMAZIONE**

**CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA  
DELL'INFORMAZIONE**

**“STUDIO E PROGETTO DI UN POWER METER  
BASATO SU SENSORE DI HALL”**

**Relatore: Prof. MATTEO MENEGHINI**

**Laureando: LUCA DALLA GIUSTINA**

**ANNO ACCADEMICO 2021 - 2022**  
**Data di laurea 22/09/2022**



*un grazie a tutti  
per il supporto e la pazienza*

## **Sommario**

Questa tesi si propone di analizzare e sviluppare tutti i vari passaggi necessari alla realizzazione di un power meter basato su un sensore di Hall. Scopo primario di questo dispositivo è l'acquisizione dei segnali di corrente e tensione di una linea di alimentazione in corrente continua per poi effettuare i calcoli relativi a potenza ed energia. Tale dispositivo, per il suo funzionamento, si compone di due sensori principali: un sensore per la tensione e un sensore per la corrente. Per questo dispositivo è stato scelto un sensore di Hall per la rilevazione della corrente, attraverso il campo magnetico che questa genera quando è presente, mentre come sensore di tensione si è usato un amplificatore operazionale differenziale. Il sensore di corrente inoltre è stato dotato anch'esso di un circuito di condizionamento in quanto l'intero intervallo di valori di campo magnetico che il sensore può leggere non è utilizzato e di conseguenza si avrebbe un ampio numero di valori non utilizzati dalla parte di acquisizione analogica-digitale.

# Indice

<b>1</b>	<b>Introduzione</b>	<b>2</b>
1.1	Power Meter . . . . .	2
	Specifiche . . . . .	3
	Componenti . . . . .	3
	Amplificatore operazionale differenziale . . . . .	5
<b>2</b>	<b>Progettazione</b>	<b>8</b>
2.1	Hardware . . . . .	8
	Sensore di tensione . . . . .	8
	Sensore di corrente . . . . .	10
2.2	Software . . . . .	15
	Conversione lettura A/D converter a tensione . . . . .	15
	Conversione lettura A/D converter a corrente . . . . .	18
	Calcolo potenza ed energia . . . . .	19
	Altre considerazioni . . . . .	21
<b>3</b>	<b>Risultati</b>	<b>22</b>
	Simulazione LTSpice . . . . .	22
	Risultati sperimentali . . . . .	27
<b>4</b>	<b>Conclusioni</b>	<b>31</b>
	<b>Bibliografia</b>	<b>33</b>

# 1 | Introduzione

## 1.1 Power Meter

Lo scopo di questa tesi è analizzare i blocchi fondamentali necessari alla realizzazione di un power meter, ovvero un dispositivo in grado di misurare la potenza elettrica assorbita da un qualsiasi utilizzatore che funzioni nel regime di corrente e tensione continua. Questo strumento può rivelarsi indispensabile in fase di prototipazione di altri dispositivi per verificarne gli assorbimenti di potenza ed eventualmente calcolare l'efficienza energetica degli stessi, che negli ultimi anni è diventata un punto importante nelle politiche per il risparmio di energia. Il power meter può essere anche utilizzato all'interno di un progetto più grande nel quale conoscere il consumo del dispositivo sarà una funzionalità aggiuntiva o anche necessaria al suo corretto funzionamento, ad esempio in tutti quei dispositivi alimentati a batteria. Ricordando la formula della potenza elettrica per il regime continuo

$$P = V \cdot I \tag{1.1}$$

con  $P$  potenza misurata in watt (simbolo  $W$ ),  $V$  tensione misurata in volt (simbolo  $V$ ),  $I$  corrente misurata in ampere (simbolo  $A$ ), possiamo basare la lettura della potenza sulla misurazione di tensione e corrente, utilizzando quindi il metodo di misura indiretto.

$V_{meas}^{MAX}$	15V
$I_{meas}^{MAX}$	$\pm 5A$

**Tabella 1.1** Specifiche per lettura corrente e tensione

## Specifiche

Prima di procedere con la scelta dei sensori e dei componenti che andranno a costituire il sistema, impostiamo delle specifiche operative di tensione e corrente ragionevoli. Per motivi sia di sicurezza elettrica che di praticità sono state scelte le caratteristiche elencate nella tabella 1.1

## Componenti

Come detto precedentemente la misurazione di potenza avverrà indirettamente, ciò significa che è necessario misurare separatamente tensione e corrente in ingresso all'utilizzatore del quale si vuole conoscere l'assorbimento di potenza. Per la misura di tensione una scelta opportuna ricade sull'amplificatore operazionale differenziale, circuito che permette misurazioni di tensione su punti arbitrari del circuito del tipo

$$V_{AB} = V_A - V_B \quad (1.2)$$

prese appunto su due punti A e B del circuito e poi riferite alla massa del circuito del power meter.

Per la misura di corrente esistono principalmente due alternative: misura della corrente tramite resistenza di Shunt, misura della corrente tramite campo magnetico. La scelta è ricaduta sulla misurazione tramite campo magnetico e quindi in un sensore ad effetto Hall. I componenti fisici scelti sono i seguenti:

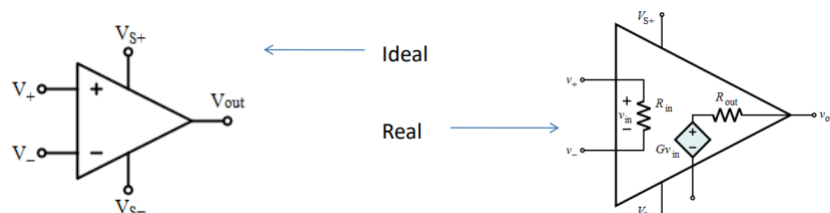
- MCP602, op-amp
- TL082B, op-amp
- CHI612TB03125, sensore di Hall

Parametri	OP-Amp Ideale	OP-Amp Reale
Guadagno differenziale	$\infty$	$10^5 - 10^9$
Slew Rate	$\infty$	$0.1 - 10V/\mu s$
Resistenza di Ingresso	$\infty$	$10^6 - 10^{12}\Omega$
Resistenza di Uscita	$0\Omega$	$100 - 1000\Omega$

**Tabella 1.2** OP-Amp Ideale vs Reale

## Amplificatori Operazionali

L'amplificatore operazionale, detto anche op-amp dalla contrazione di "operational amplifier", è un blocco fondamentale per i circuiti analogici presenti nei dispositivi elettronici, il nome deriva dall'uso di questi dispositivi usati principalmente per effettuare operazioni matematiche come amplificazione, somma, sottrazione, integrazioni e derivazioni di segnali analogici. [6] Elemento principale di un op-amp è lo stadio amplificatore differenziale in ingresso, seguito da più stadi amplificatori ed eventuali circuiti di protezione come la protezione da sovracorrenti. Il modello più semplice per rappresentare questo dispositivo è quello di un generatore di tensione controllato in tensione con guadagno  $A$ , resistenza di ingresso  $R_I$  e resistenza di uscita  $R_O$ . Da tenere presente che trattandosi di componenti reali questo modello non tiene conto di eventuali non idealità del dispositivo come banalmente può essere la tensione di alimentazione che, non essendo in modulo infinita, comporterà un limite alla tensione di uscita. Altre non idealità sono la resistenza di ingresso non infinita e la resistenza di uscita non nulla, le correnti di bias agli ingressi e la tensione di offset in uscita. Le principali differenze sono riassunte in tabella 1.2.



**Figura 1.1** Amplificatore Operazionale



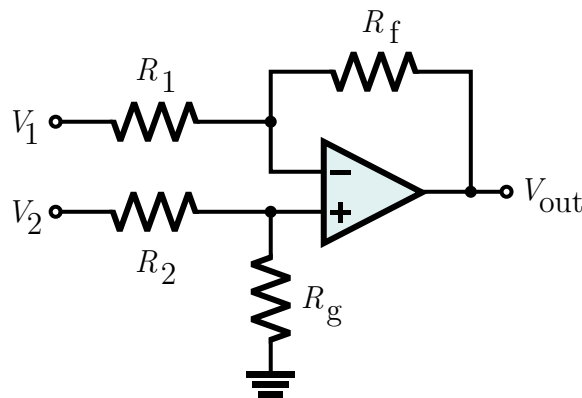
## Amplificatore operazionale differenziale

L'amplificatore operazionale differenziale è un tipo di circuito che permette di effettuare la differenza tra due segnali in ingresso [7], al contrario del circuito sommatore o sottrattore che effettuano la somma o la sottrazione tra tutti i segnali in ingresso indipendentemente dal loro segno. L'amplificatore differenziale sottrae al primo segnale il secondo quindi tiene inalterato il segno del primo segnale e inverte il segno del secondo (il sommatore tiene inalterati i segni di tutti i segnali e il sottrattore inverte i segni di tutti i segnali). Il circuito tipico è visibile in figura 1.2 mentre la relazione ingresso-uscita di questo circuito la si può ricavare semplicemente ricordando le configurazioni di amplificatore invertente e non invertente ed unendole tramite principio di sovrapposizione degli effetti. Il risultato è il seguente:

$$V_{out} = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \cdot \frac{R_g}{R_2 + R_g} \cdot V_2 - \frac{R_f}{R_1} \cdot V_1 \quad (1.3)$$

dalla quale se impostiamo  $R_g = R_f$  e  $R_2 = R_1$  otteniamo una formula più semplice:

$$V_{out} = \frac{R_f}{R_1} \cdot (V_2 - V_1) \quad (1.4)$$



**Figura 1.2** Amplificatore operazionale differenziale

### Amplificatore per strumentazione

L'amplificatore per strumentazione è un tipo di circuito basato su due amplificatori non invertenti e su un amplificatore differenziale, lo schema circuitale è visibile in figura 1.3. Principale vantaggio rispetto al solo amplificatore differenziale è la più elevata resistenza in ingresso. Il principio di funzionamento è lo stesso dell'amplificatore operazionale differenziale.[8] La funzione di trasferimento di questo circuito è la seguente:

$$V_{out} = \frac{R_3}{R_2} \cdot \left(1 + \frac{2R_1}{R_{gain}}\right) \cdot (V_2 - V_1) \quad (1.5)$$

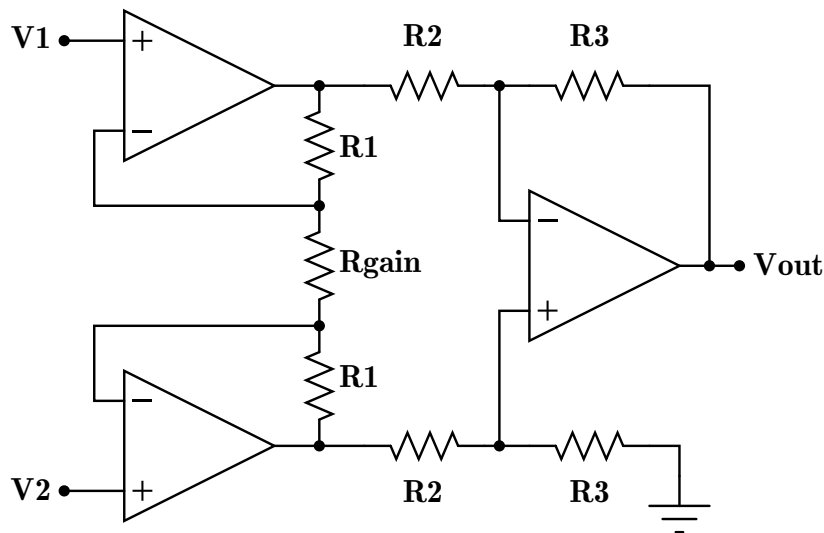


Figura 1.3 Amplificatore per strumentazione

### Sensore di Hall

Il sensore di Hall è un tipo di sensore che permette di rilevare l'intensità di un campo magnetico sfruttando l'effetto di Hall. Questo effetto deriva dalla forza di Lorentz. Immaginiamo di avere una lastra metallica percorsa da una corrente  $I$ . Immergendo la lastra in un campo magnetico uniforme  $B$  avremo una la forza di Lorentz che agirà sui portatori di carica deflettendoli.

$$\vec{F} = q\vec{v} \times \vec{B} \quad (1.6)$$

Questa forza tenderà quindi ad accumulare su una faccia della lastra cariche elettriche (sulla faccia opposta verranno accumulate cariche di segno opposto) il che comporterà la presenza di una differenza di potenziale in relazione a corrente, campo magnetico, tipo di portatori e dimensioni fisiche del sensore, data dalla seguente formula (ipotizzate direzioni di campo magnetico e corrente ortogonali tra loro):

$$B = \frac{ned}{i} \cdot V_H \quad (1.7)$$

con  $n$  densità dei portatori di carica,  $e$  carica elementare ( $1,602 \cdot 10^{-19} C$ ),  $d$  larghezza della lastra metallica,  $i$  corrente sulla lastra e  $V_H$  tensione di Hall generata dalle cariche.[4]

## 2 | Progettazione

### 2.1 Hardware

In questa sezione andremo a progettare i vari circuiti di condizionamento ed acquisizione dati necessari al corretto funzionamento del power meter

#### Sensore di tensione

Questo circuito si compone di un amplificatore operazionale differenziale che avrà come ingresso le due linee di alimentazione del dispositivo del quale vogliamo misurare i consumi. Lo scopo principale è quello di scalare la tensione in ingresso che abbiamo fissato nel range  $[0, 15]V$  ad una tensione più compatibile per un convertitore analogico-digitale (A/D converter). Nel nostro caso si è voluto usare l'A/D converter di una scheda di prototipazione Arduino Uno di conseguenza il range di tensioni in uscita dal circuito di condizionamento dovrà rientrare nell'intervallo  $[0, 5]V$ . Con queste informazioni possiamo ricavare il guadagno con la formula

$$A = \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta V_{IN}} = \frac{5}{15} \simeq 0,33 \quad (2.1)$$

Ricordando la formula della funzione di trasferimento per questo circuito

$$V_{out} = \frac{R_f}{R_1} \cdot (V_2 - V_1) \quad (2.2)$$

possiamo impostare quindi

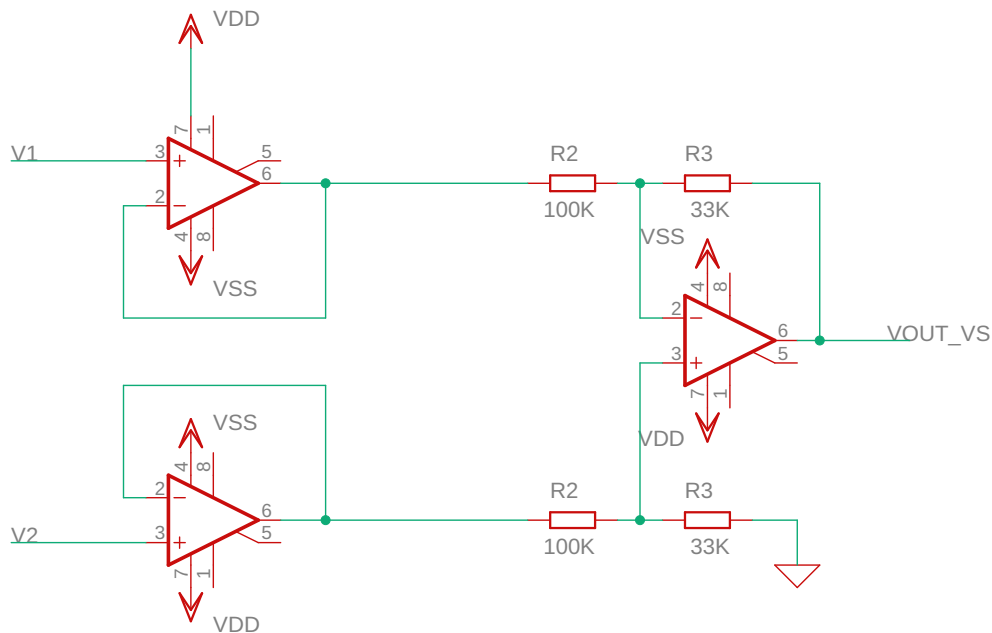
$$\frac{R_f}{R_1} = 0,33 \quad (2.3)$$

$R_1$	$100K\Omega$
$R_2$	$100K\Omega$
$R_f$	$33K\Omega$
$R_g$	$33K\Omega$

**Tabella 2.1** Resistenze circuito sensore di tensione

Impostando la resistenza  $R_1 = 100K\Omega$  otteniamo la resistenza  $R_f = 33K\Omega$ . In tabella 2.1 è possibile vedere i valori delle resistenze per il circuito finale.

Per aumentare ulteriormente la resistenza in ingresso, fondamentale per far sì che il sensore assorba meno corrente possibile dal circuito del quale andiamo a misurare la tensione e quindi modifichi il meno possibile la tensione che vogliamo misurare, poniamo due amplificatori operazionali in configurazione inseguitore di tensione agli ingressi dell'amplificatore differenziale. Il circuito complessivo è visibile in figura 2.1



**Figura 2.1** Circuito risultante per il sensore di tensione (le figure degli op-amp sono figure generiche, i numeri indicati non corrispondono all'effettivo pinout dei TL082B)

Nella realizzazione del circuito fisico le resistenze potrebbero essere però di valori leggermente diversi o non essere resistenze commercializzate, in questo caso le resistenze sia da  $100K\Omega$  che da  $33K\Omega$  sono di valori reperibili quindi non è necessario costruirle tramite serie e/o paralleli.

## Sensore di corrente

Il sensore di corrente per il power meter è stato scelto in un sensore ad effetto Hall, nello specifico il CHI612TB03125, sensore alimentato ad una tensione nominale di  $5V$  con un range di uscita di  $[0, 5]V$  corrispondente a campi magnetici di intensità nell'intervallo  $[-800, 800]G$  (ricordiamo che  $1G = 10mT$ ). Siccome non ci è necessario l'intero intervallo, per sfruttare al meglio il range dell'A/D converter del nostro microcontrollore interponiamo tra sensore e A/D converter un amplificatore per strumentazione.

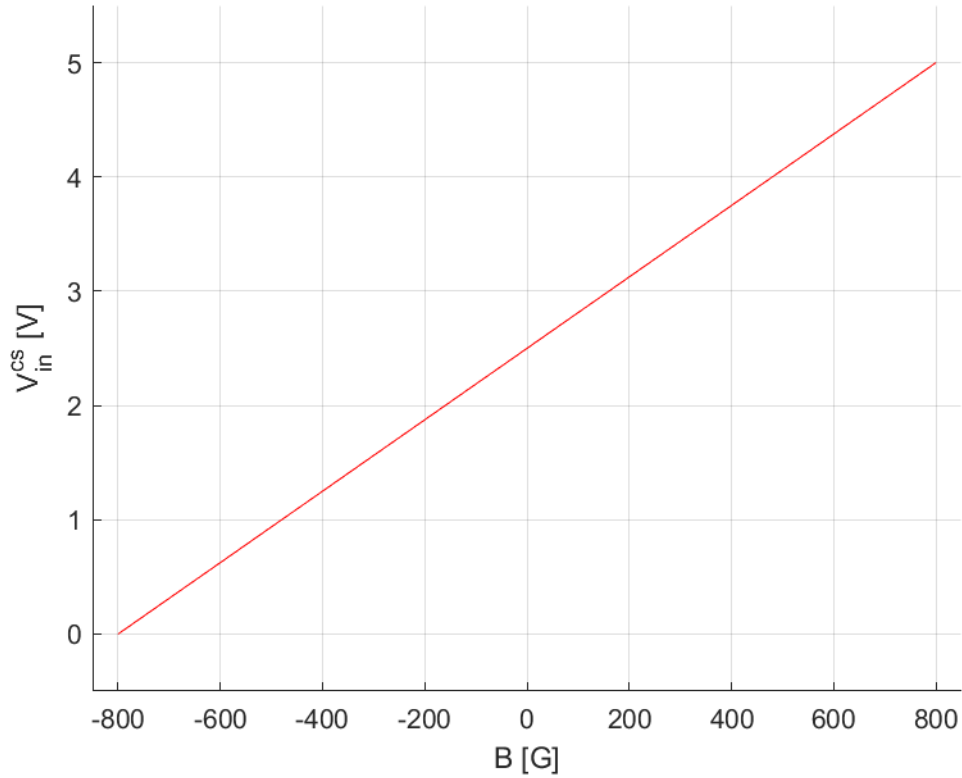
Per la lettura della corrente tramite campo magnetico dobbiamo ricordare che la sua intensità è inversamente proporzionale alla distanza tra la sorgente e il punto in cui viene misurato. Per semplicità ipotizziamo che la misura del campo magnetico sia effettuata ad una distanza di  $1mm$  da un conduttore rettilineo. Usando la legge di Biot-Savart [5] calcoliamo il massimo campo magnetico che misureremo associato alla massima corrente misurabile dalle specifiche precedentemente decise

$$B_{MAX} = \frac{\mu_0 \cdot I_{MAX}}{2 \cdot \pi \cdot R} = 1mT = 10G \quad (2.4)$$

Ricordiamo che l'intervallo del sensore sarà  $[-1, 1]mT$  siccome quest'ultimo è in grado di leggere valori sia positivi sia negativi di campo magnetico (che equivale ad una corrente in senso inverso a quella ipotizzata nel circuito).

Conoscendo ora i valori massimi del campo magnetico calcoliamo quale tensione il sensore di Hall genererà in uscita. Da datasheet sappiamo che il sensore scelto ha una sensibilità di  $3,125mV/G$ , il sensore quindi avrà in

uscita un valore di tensione centrato a  $2,5V$  a cui andranno aggiunti o sottratti al massimo  $31,25mV$

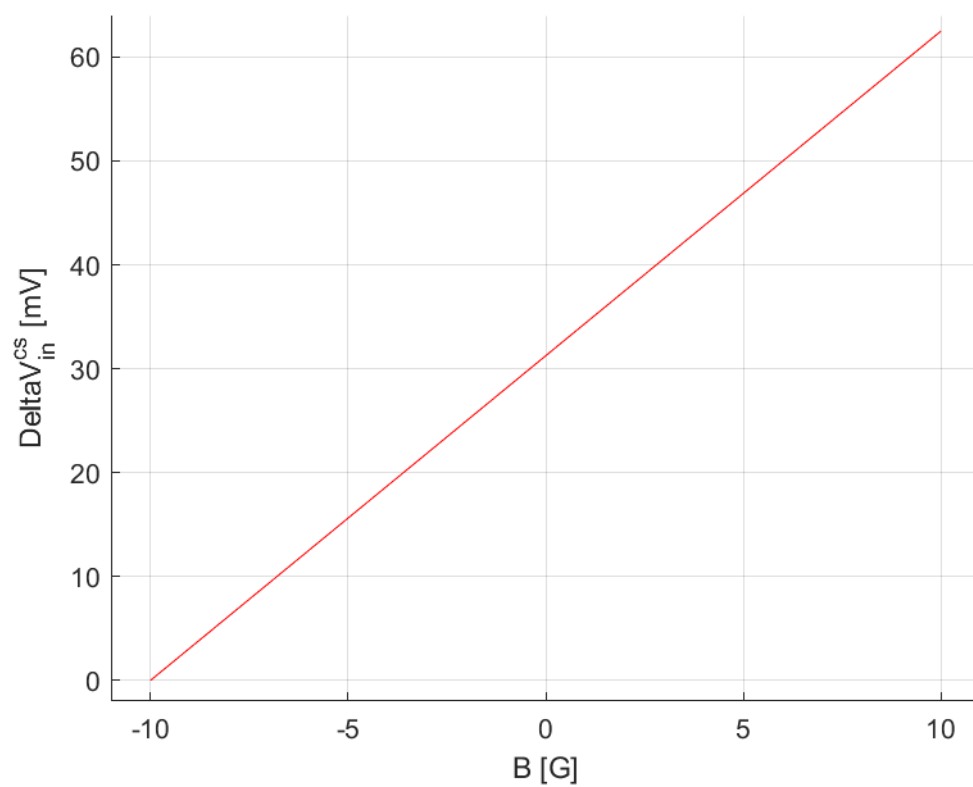


**Figura 2.2** Grafico campo magnetico vs tensione in uscita dal sensore di Hall

Passiamo ora al progetto del circuito di adattamento. Come precedentemente riportato per sfruttare al meglio la sensibilità dell'A/D converter possiamo utilizzare un amplificatore per strumentazione per adattare il segnale in uscita dal sensore di Hall. Siccome conosciamo la variazione in uscita dal circuito di adattamento che vogliamo ottenere e la variazione in ingresso allo stesso, calcoliamo il guadagno

$$A = \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta V_{IN}} = \frac{5}{0,0625} = 80 \quad (2.5)$$

Tenendo sempre una resistenza  $R_{gain} = 5K\Omega$  per il circuito, otteniamo i valori di resistenza riportati in tabella 2.2



**Figura 2.3** Grafico campo magnetico vs variazione tensione in uscita dal sensore di Hall per il campo magnetico di interesse (tenere presente una componente costante di 2,5V da sommare al valore letto dal grafico)

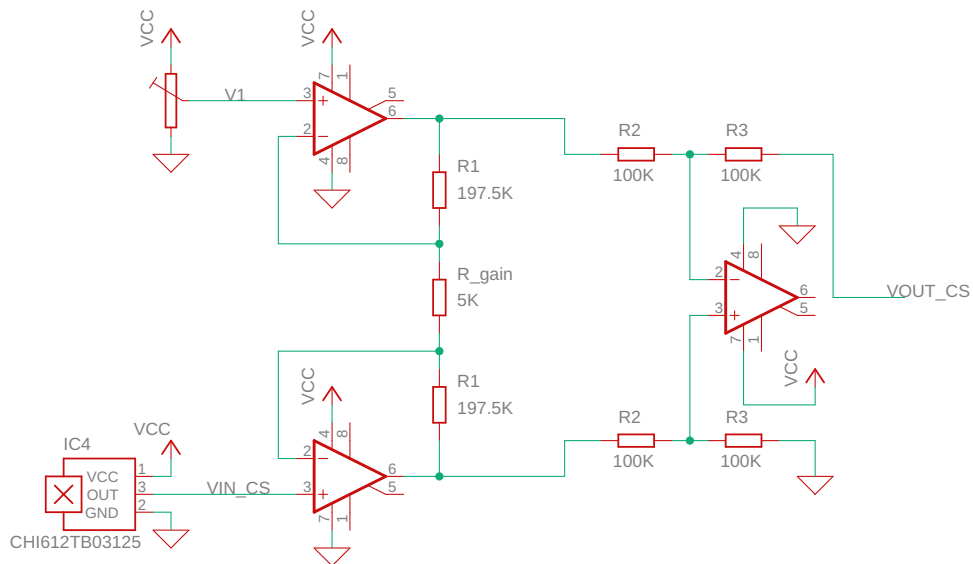


$R_1$	$197,5K\Omega$
$R_2$	$100K\Omega$
$R_3$	$100K\Omega$
$R_{gain}$	$5K\Omega$

**Tabella 2.2** Resistenze circuito sensore di corrente

Con questo guadagno in uscita dal circuito di adattamento avremo un'escursione di  $5V$ . Purtroppo se la tensione in ingresso  $V_{IN}^{cs}$  viene riferita a massa ( $V_2 = V_{IN}^{cs}$ ,  $V_1 = 0V$  riferendoci al circuito classico dell'amplificatore per strumentazione visibile in figura 1.3) l'uscita sar  nel range  $[-2,5, +2,5]V$ . Siccome il nostro A/D converter accetta esclusivamente tensioni positive dobbiamo traslare il segnale. Un modo sarebbe quello di aggiungere un circuito sommatore (non invertente) con in ingresso una tensione costante di  $2,5V$ . Questo comporterebbe per  l'aggiunta di un ulteriore amplificatore operativo. Altra possibilit    quella di sfruttare direttamente l'ingresso  $V_1$  e riferire cos  il segnale  $V_{IN}^{cs}$  non a massa ma al suo valore minimo ovvero  $2,468V$ . In questo modo la tensione ( $V_2 - V_1$ ) in ingresso sar  nel corretto intervallo di tensioni ammissibili dal convertitore A/D.

In figura 2.4 si pu  vedere il circuito risultante per il sensore di corrente e il suo adattamento, anche in questo caso   stato fatto un compromesso tra numero di parti e funzionalit  de circuito, inoltre le due resistenze  $R_1 = 195,7K\Omega$  sono resistenze che fisicamente non esistono, bisogna quindi comporle a partire da altre resistenze in serie e/o parallelo. In questo caso la serie di due resistenze del valore di  $100K\Omega$ . Per la resistenza  $R_{gain}$    stato usato un trimmer di valore  $10K\Omega$  per una pi  fine regolazione del guadagno del circuito. I valori usati sono riportati in tabella 2.3



**Figura 2.4** Circuito risultante per il sensore di corrente (le figure degli op-amp sono figure generiche, i numeri indicati non corrispondono all'effettivo pinout degli MCP602)

$R_1$	$2 \cdot 100K\Omega = 200K\Omega$
$R_2$	$100K\Omega$
$R_3$	$100K\Omega$
$R_{gain}$	$5,063K\Omega$

**Tabella 2.3** Resistenze fisiche usate per sensore di corrente

## 2.2 Software

Dopo aver condizionato opportunamente i segnali per poter essere letti da un microcontrollore, questi saranno acquisiti da un convertitore analogico-digitale. I valori che andremo a leggere saranno quindi in un range  $[0, 2^n - 1]$  con  $n$  numero di bit del convertitore (abbiamo condizionato i segnali appositamente per sfruttare tutto il range). In questa forma non hanno molto significato, quindi è necessario trovare delle relazioni apposite tra lettura digitale e valore analogico misurato. Conoscendo poi il valore effettivo della grandezza misurata si può effettuare la misura della potenza.

### Conversione lettura A/D converter a tensione

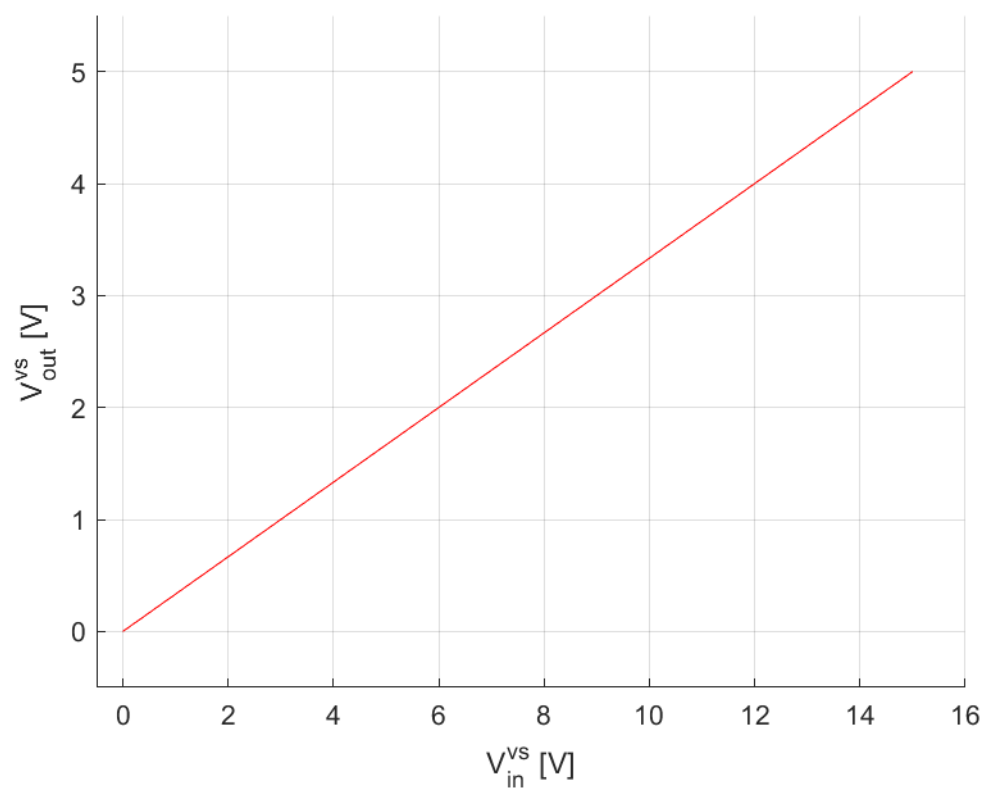
Come già anticipato per una corretta interpretazione dei valori letti dall'A/D converter serve un'equazione che converta il numero adimensionale in uscita dal convertitore nel valore di tensione letto in ingresso al circuito di condizionamento. Possiamo quindi tracciare i grafici  $V_{IN}^{vs}$ ,  $V_{OUT}^{vs}$  e  $V_{OUT}^{vs}$ ,  $N_{ADC}$ . Il primo (figura 2.5) mette in relazione la tensione in ingresso al circuito di condizionamento con la tensione in uscita dallo stesso. La relazione è lineare e il coefficiente angolare dell'equazione della retta corrisponde al guadagno dello stesso circuito di adattamento

$$m = A = 0,33 \quad (2.6)$$

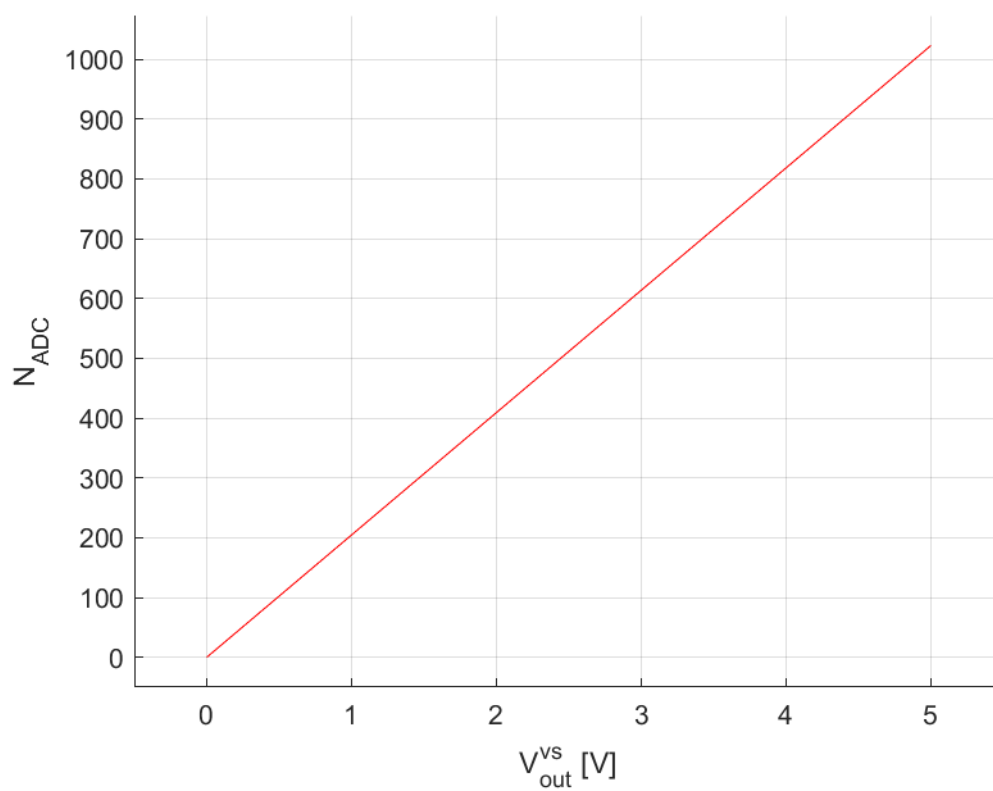
Il secondo grafico (figura 2.6) mette in relazione la tensione in ingresso all'A/D converter con il valore adimensionale che questo genera. Anche in questo caso la relazione è lineare e possiamo scrivere l'equazione della retta come

$$N_{ADC} = m \cdot V_{OUT}^{vs} + q \quad (2.7)$$

Sapendo che non è presente un offset  $q$  e conoscendo gli intervalli lungo gli



**Figura 2.5** Grafico tensione ingresso-uscita del circuito di condizionamento del sensore di tensione



**Figura 2.6** Grafico tensione uscita vs valore adimensionale in uscita dal convertitore A/D

assi possiamo ricavare il coefficiente angolare come

$$m = \frac{\Delta N_{ADC}}{\Delta V_{OUT}^{vs}} = \frac{1023}{5} = 204,6V^{-1} \quad (2.8)$$

da cui ricaviamo la relazione

$$V_{OUT}^{vs} \simeq 0,488 \cdot 10^{-3} \cdot N_{ADC} \quad (2.9)$$

Conoscendo le due equazioni ricaviamo  $V_{IN}^{vs}$  in funzione del valore in uscita dal convertitore  $N_{ADC}$

$$V_{IN}^{vs} = \frac{4,88 \cdot 10^{-3} \cdot N_{ADC}}{0,33} \simeq 0,01465 \cdot N_{ADC} \quad (2.10)$$

## Conversione lettura A/D converter a corrente

Similmente per quanto fatto nella sezione precedente anche per la corretta interpretazione della lettura dei valori di campo magnetico (e quindi di corrente) serve un'equazione apposita. Sicuramente possiamo riutilizzare i calcoli fatti in precedenza per la relazione tra tensione in ingresso all'A/D converter e valore adimensionale in uscita

$$V_{OUT}^{cs} = 0,488 \cdot 10^{-3} \cdot N_{ADC} \quad (2.11)$$

Per quanto riguarda il grafico Campo magnetico-Tensione, la tensione in uscita dal sensore viene adattata nel range  $[0, 5]V$  dal circuito di condizionamento (figura 2.7) a cui corrisponde un range  $[-10, 10]G$  di intensità del campo magnetico. Anche qui la relazione è lineare, con un offset  $q = 2,5V$  e coefficiente angolare

$$m = \frac{\Delta V_{OUT}^{cs}}{\Delta B} = \frac{5}{20} = 0,25 \frac{V}{G} \quad (2.12)$$

da cui ricaviamo l'equazione

$$V_{OUT}^{cs} = 0.25 \cdot B + 2,5 \quad (2.13)$$

Ricordando l'equazione per la conversione da valore di tensione a lettura dell'A/D converter (formula 2.11) possiamo scrivere la relazione tra campo magnetico e lettura del convertitore

$$B = \frac{4,88 \cdot 10^{-3} \cdot N_{ADC} - 2,5}{0,25} \quad (2.14)$$

Con questa equazione però ricaviamo solo il campo magnetico. Ricordando la legge di Biot-Savart utilizzata in precedenza per il calcolo del campo magnetico a partire da una corrente (formula 2.4) e la relazione tra Gauss e Tesla ( $1T = 10^4G$ ) possiamo ora scrivere l'equazione completa

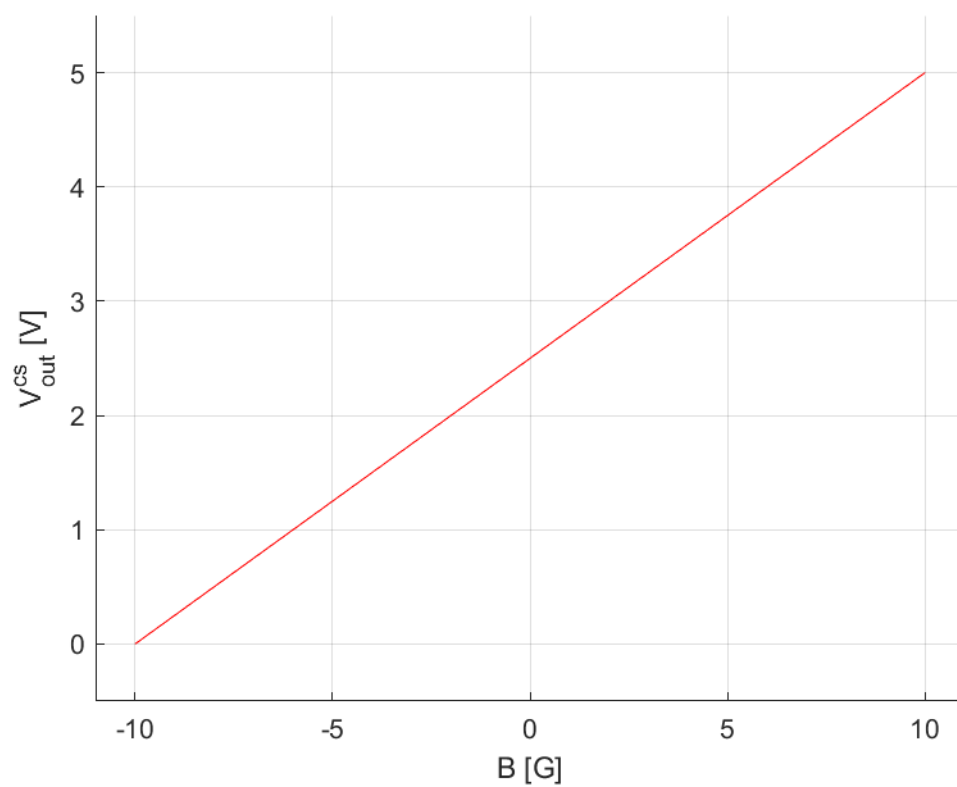
$$I = \frac{4,88 \cdot 10^{-3} \cdot N_{ADC} - 2,5}{0,25} \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot R}{\mu_0} \cdot 10^{-4} \quad (2.15)$$

dalla quale si può semplificare ulteriormente ricordando che  $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}[NA^{-2}]$  e che  $R = 10^{-3}[m]$ :

$$I = \frac{4,88 \cdot 10^{-3} \cdot N_{ADC} - 2,5}{0,5} = 0,00976 \cdot N_{ADC} - 5 \quad (2.16)$$

## Calcolo potenza ed energia

Avendo ora sia la misura della corrente che quella della tensione in un formato corretto, possiamo procedere al calcolo della potenza semplicemente andando a campionare in un certo istante di tempo sia la tensione che la corrente e moltiplicando tra di loro le due letture, in questo modo otteniamo la potenza in quell'istante di tempo. Per il calcolo dell'energia invece andando a campionare ad intervalli finiti e costanti corrente e tensione, e ricordando



**Figura 2.7** Grafico campo magnetico vs tensione in uscita dal circuito di condizionamento del sensore di corrente



che la potenza è

$$P = \frac{E}{T} \quad (2.17)$$

energia su unità di tempo, possiamo calcolare in modo approssimato l'energia utilizzata fino a questo istante come sommatoria di tutte le  $E = P \cdot \Delta T$ , con  $\Delta T$  intervallo di tempo tra due misurazioni, a partire dal tempo di inizio misurazione. Successivamente questi dati saranno memorizzati o inviati ad altri dispositivi per un'eventuale elaborazione, a seconda dell'utilizzo di questo power meter.

### Altre considerazioni

Come anticipato nel capitolo 1.1, sezione Componenti, sono stati usati due tipi diversi di amplificatori operazionali, il TL082B per il circuito del sensore di tensione e l'MCP602 per il circuito di condizionamento del sensore di Hall per la lettura della corrente. Quest'ultimo op-amp è stato scelto sia per disponibilità dello stesso ma anche per le sue specifiche riguardanti l'alimentazione e il tipo di uscita. L'MCP602 infatti è un circuito integrato che ospita due amplificatori operazionali del tipo *rail-to-rail* con tensione di alimentazione massima  $V_{DD} - V_{SS} = 7V$ . Tenendo l'alimentazione a  $V_{DD} = 5V$ ,  $V_{SS} = 0V$  abbiamo integrato direttamente nel circuito di condizionamento una protezione da sovratensioni per l'ingresso del convertitore A/D. Per quanto riguarda l'alimentazione del circuito sensore di tensione si è optato per una tensione duale di  $\pm 18V$ , ovvero la massima tensione di alimentazione degli op-amp. Come protezione da sovratensioni, siccome dal circuito di condizionamento del sensore di corrente rimaneva un amplificatore operazionale non utilizzato, lo si è sfruttato in configurazione inseguitore di tensione e data la tensione massima di alimentazione di quest'ultimo, nel caso in cui  $V_{out}^{vs}$  superi il limite di  $5V$  avremo in ingresso una tensione non superiore a questo valore.

## 3 | Risultati

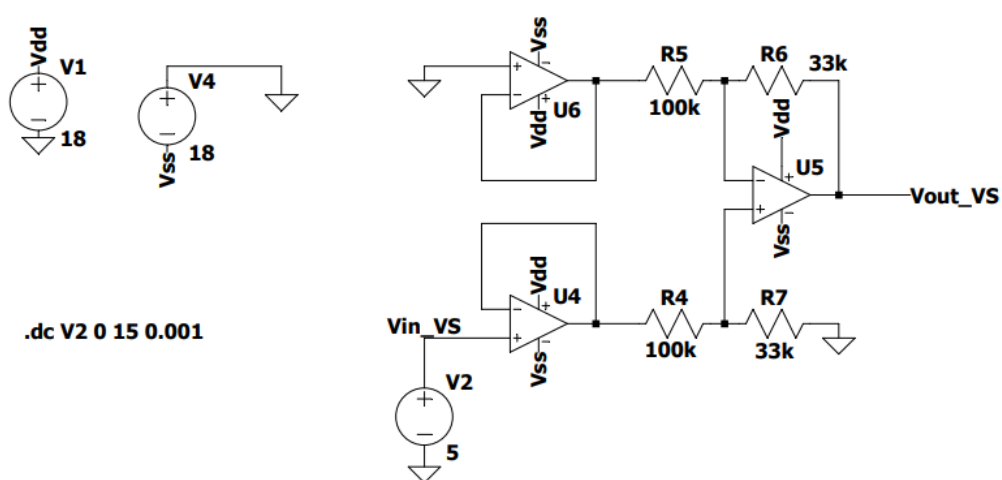
In questo capitolo sono riportati alcuni risultati teorici e pratici del funzionamento del circuito.

### **Simulazione LTSpice**

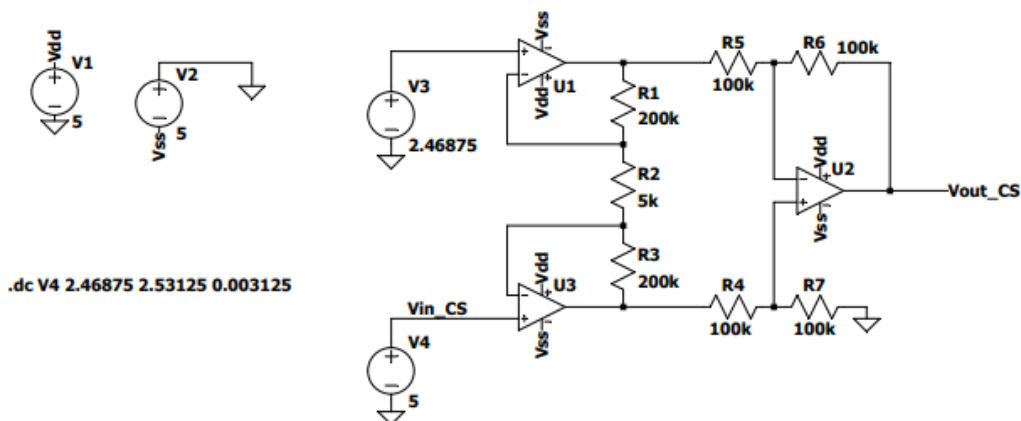
Prima della costruzione fisica del circuito si è optato per una verifica del funzionamento teorico dello stesso tramite l'applicativo LTSpice. Nelle figure 3.1 e 3.2 è possibile vedere le realizzazioni dei circuiti per la simulazione tramite il comando `.dc` con il quale si può simulare la risposta di un circuito elettrico ad un ingresso continuo, in questo caso di tensione, in un intervallo a scelta con incrementi a scelta. Per la simulazione di entrambi i circuiti di adattamento l'ingresso, in particolare per quello relativo al sensore di corrente, è stato sostituito da un generatore di tensione ideale con il quale si è poi intervenuti con il comando sopra riportato per effettuare un DC sweep nell'intervallo corrispondente. In particolare, per il sensore di Hall, avendo questo una sensibilità di  $3,125mV/G$  si è usata questa sensibilità come passo per gli incrementi dei valori da simulare. Per la parte di lettura della tensione invece si è optato per un passo di incremento dell'ordine del  $mV$ . I range di tensione in ingresso ai circuiti sono riportati in tabella 3.1. I risultati delle simulazioni sono visibili nei grafici 3.3 per il circuito sensore di tensione e 3.4 e 3.5 per il circuito sensore di corrente.

Sensore V	$V_{MAX}$ [V]	15
	$V_{MIN}$ [V]	0
Sensore I	$V_{MAX}$ [V]	2,53125
	$V_{MIN}$ [V]	2,46875

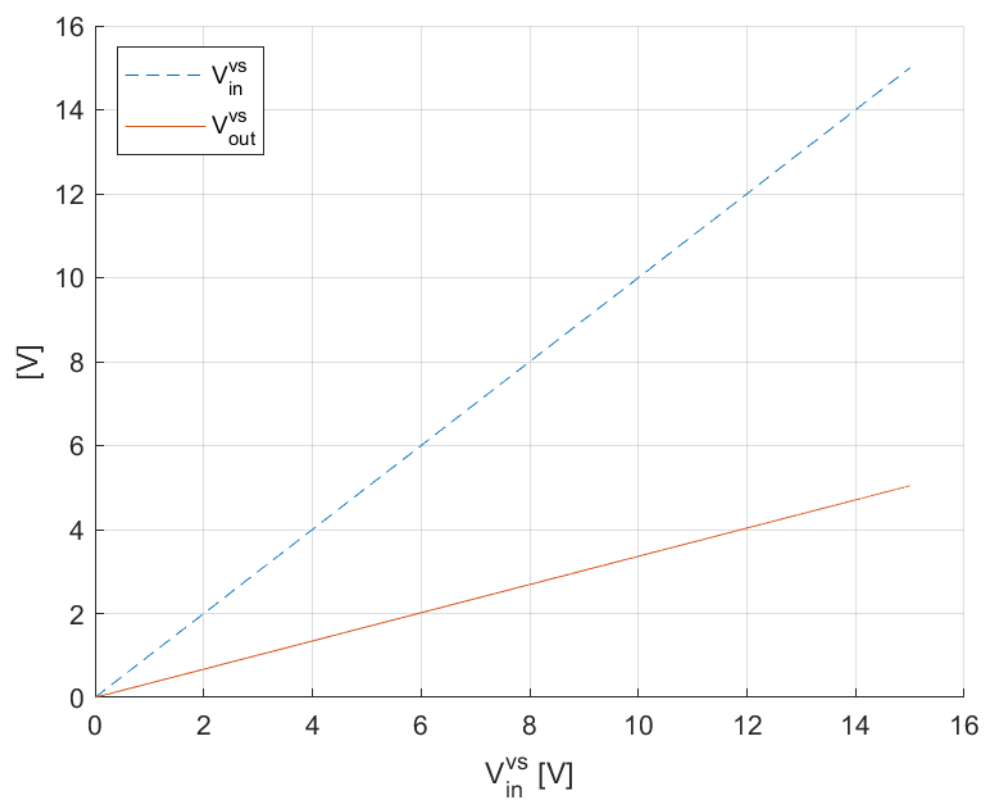
**Tabella 3.1** Intervalli tensioni in ingresso ai circuiti per la simulazione



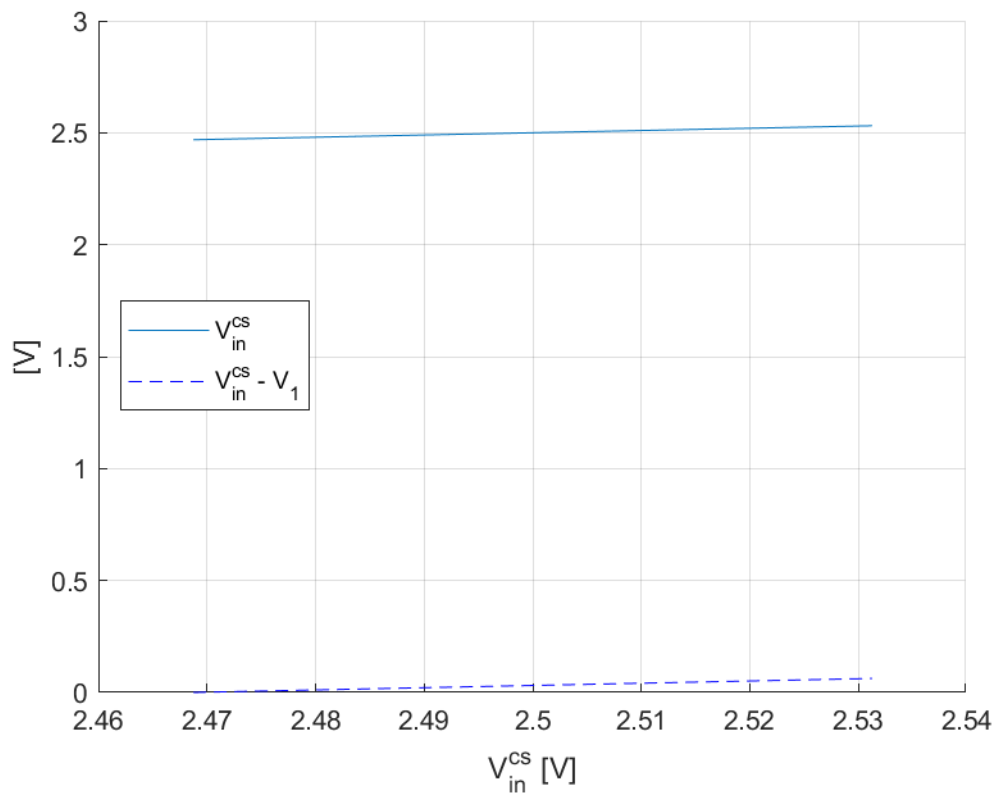
**Figura 3.1** Circuito per simulazione LTSpice del sensore di tensione



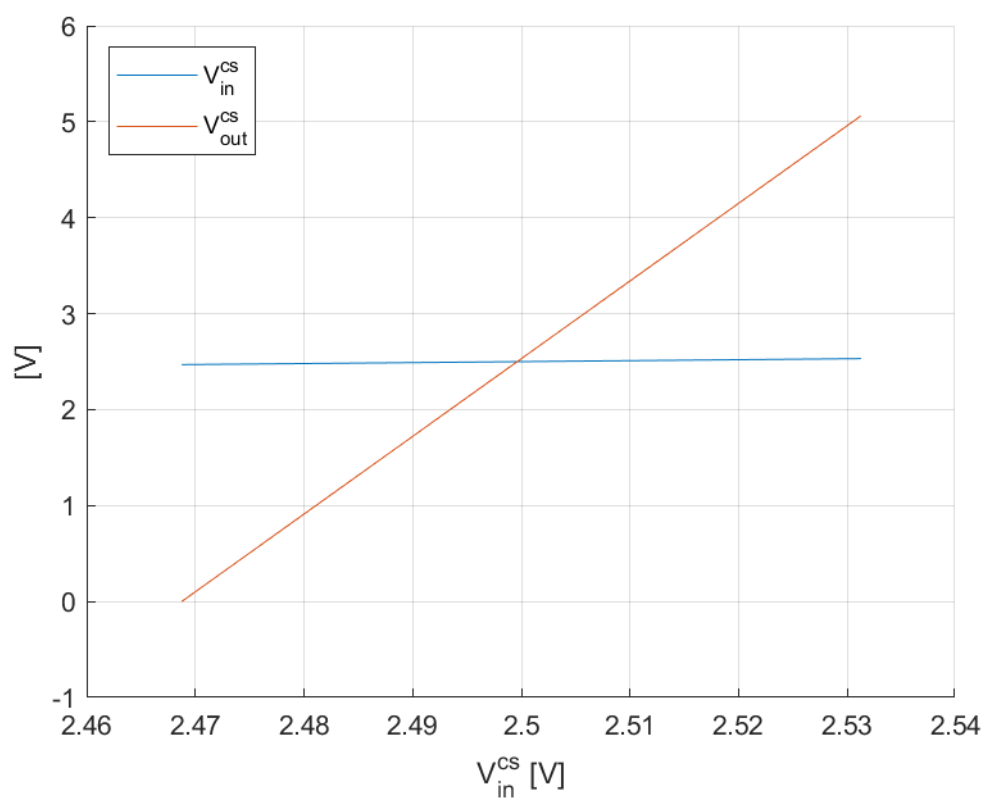
**Figura 3.2** Circuito per simulazione LTSpice del sensore di corrente



**Figura 3.3** Risultato simulazione sensore di tensione, uscita  $V_{out}^{vs}$  in funzione della tensione in ingresso  $V_{in}^{vs}$



**Figura 3.4** Tensione in ingresso  $V_{in}^{CS}$  e tensione traslata  $V_{in}^{CS} - V_1$  in funzione della tensione  $V_{in}^{CS}$



**Figura 3.5** Risultato simulazione sensore di corrente, uscita  $V_{out}^{cs}$  in funzione della tensione in ingresso  $V_{in}^{cs}$

---

Oscilloscopio	Tektronic MDO4104C
Multimetro	ISO-TECH IDM-8341
Generatore di funzioni	RIGOL DG1022A

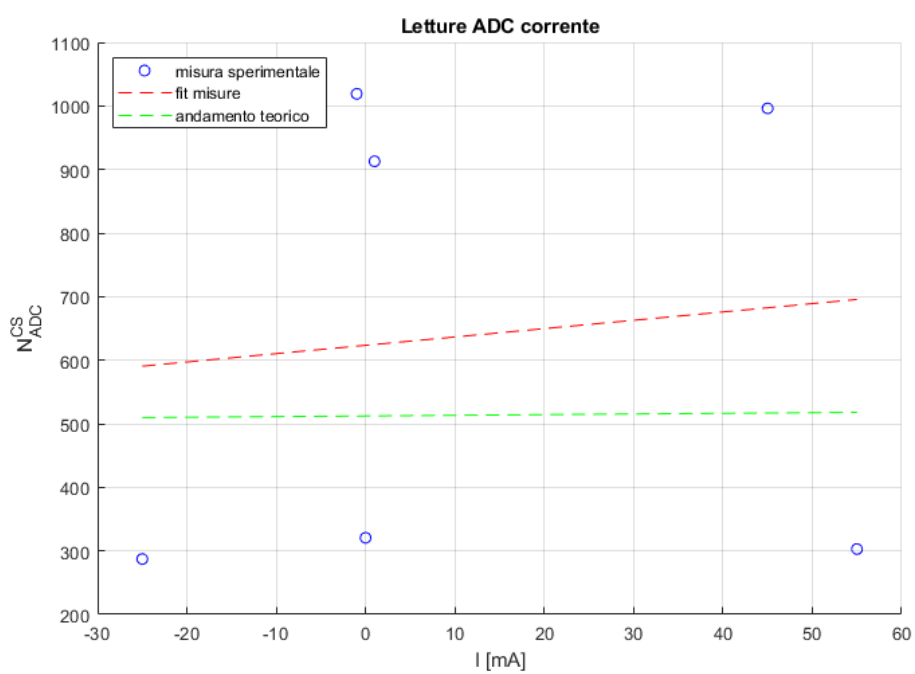
**Tabella 3.2** Strumentazione usata in laboratorio per l'acquisizione delle misure

## Risultati sperimentali

Nella seguente sezione vengono illustrate alcune misurazioni sul circuito fisico realizzate con l'ausilio di strumentazione da laboratorio riportata in tabella 3.2. Il circuito del quale si è andati a misurare i valori di tensione e corrente è un semplice circuito a diodo LED con un resistore variabile per limitare la corrente.

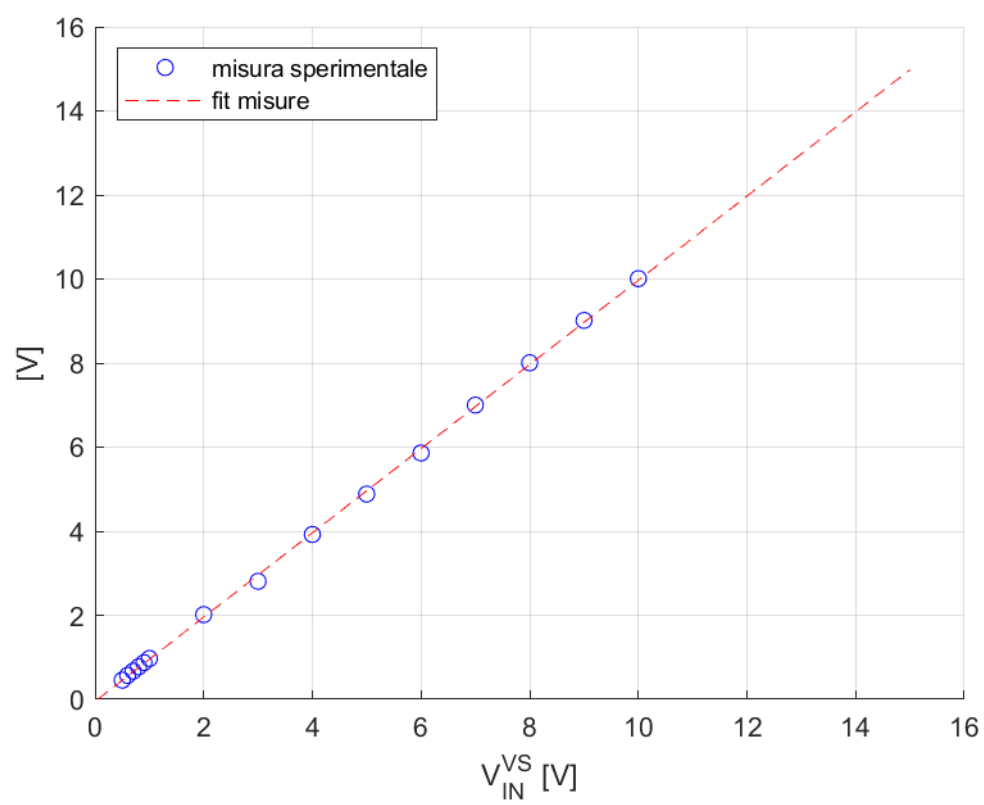
Per la parte del sensore di corrente purtroppo le misurazioni sono risultate molto rumorose al punto da renderle inservibili per il calcolo della potenza. Nella figura 3.6 si possono vedere alcune misurazioni reali, una loro interpolazione al primo ordine attraverso il comando matlab *polyfit* e l'andamento teorico che dovrebbero seguire. Le misurazioni presenti nel grafico sono espresse nei valori adimensionali dell'A/D converter. Per cercare di ridurre i disturbi, ogni misurazione presente nel grafico è il risultato della media di 100 misurazioni prese ogni  $100ms$ , a valori noti di corrente tramite strumentazione di laboratorio.

Per quanto riguarda le acquisizioni da parte del sensore di tensione sono state prese misurazioni su valori costanti di tensione con la stessa modalità delle misurazioni di corrente (100 misure ogni  $100ms$  e poi calcolo del valore medio con successivo fit al primo ordine delle misure) e una misurazione su un'onda sinusoidale di ampiezza  $15V_{PP}$ , offset di  $2,5V$  e frequenza di  $1Hz$ . I risultati sono visibili nelle figure 3.7 per le misure e 3.8 per l'onda sinusoidale. Da notare come nella parte di onda negativa in ingresso al sensore di tensione, usando il componente MCP602 tagliamo l'onda eliminando i valori negativi non accettabili dall'A/D converter.

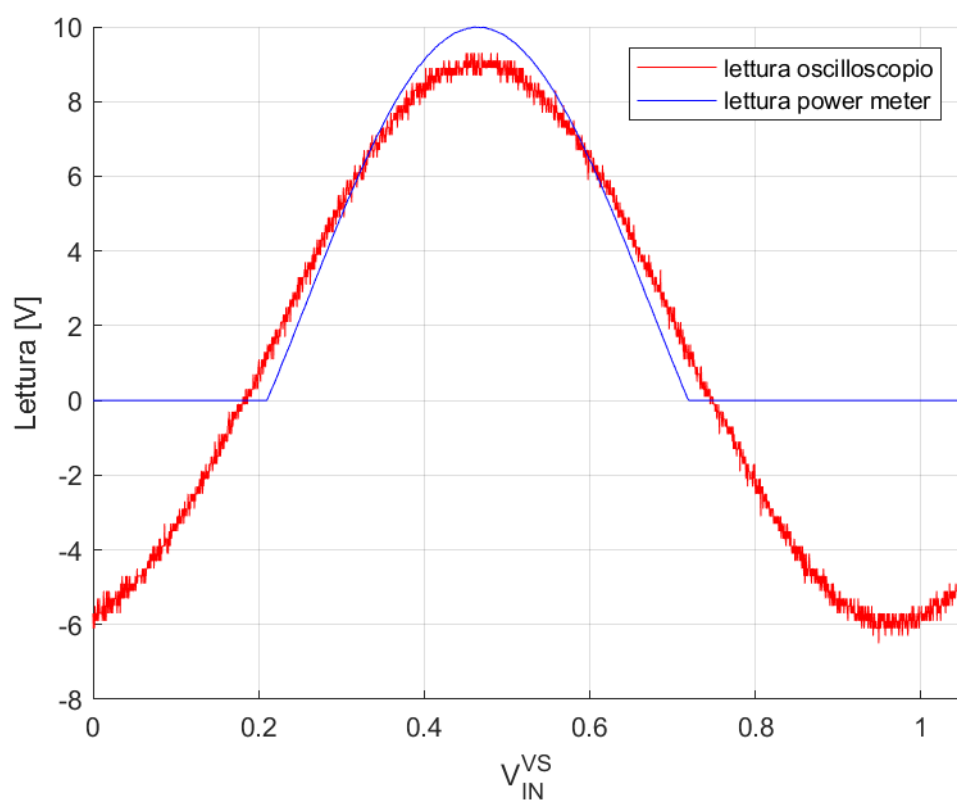


**Figura 3.6** Misure di corrente





**Figura 3.7** Misure di tensione



**Figura 3.8** Misure di tensione

## 4 | Conclusioni

Il circuito progettato, dal punto di vista teorico presenta un funzionamento ottimale dei circuiti. Per quanto riguarda invece il funzionamento reale purtroppo il power meter funziona "a metà". Il circuito del sensore di tensione riesce a misurare con buona approssimazione la tensione della linea in ingresso. Il circuito del sensore di corrente, in particolare il sensore ad effetto Hall, purtroppo risente in modo eccessivo dei disturbi presenti nell'ambiente circostante che rendono inutilizzabili le misurazioni prese. Per mitigare questi problemi una soluzione potrebbe essere quella di portare i circuiti su una scheda stampata, in modo da avere circuiti fabbricati senza le limitazioni di breadboard e scheda millefori utilizzate per la prototipazione dei circuiti. Altra soluzione è quella di studiare più nello specifico i circuiti e con l'ausilio di filtri cercare di rendere il segnale il più pulito possibile. Inoltre è consigliabile usare un anello di ferrite in modo da confinare il più possibile al suo interno il campo magnetico generato dalla corrente sulla linea e avere così una lettura migliore dello stesso. Il sensore di Hall in questo caso andrà posto in una fessura ortogonale al diametro dell'anello in modo che questo "afferri come una pinza" il sensore.

Per la parte software invece, il basso numero di bit dell'A/D converter all'interno della scheda Arduino Uno non ci permette di avere una precisione molto elevata (ricordo che una variazione sul bit meno significativo in uscita dal convertitore corrisponde ad una variazione di tensione in ingresso allo stesso di  $\simeq 4,88mV$ ). Ricorrendo ad un convertitore esterno, dedicato per ogni circuito si può aumentare la precisione e anche l'immunità ai disturbi in quanto il convertitore può trovarsi più vicino al circuito di condizionamento e quindi il segnale verrà degradato di meno avendo un percorso più breve.

Altro fattore da tenere in considerazione è la bassa frequenza di acquisizione delle misure, per il teorema del campionamento la frequenza alla quale un segnale è campionato, per evitare di perdere informazioni quando questo verrà poi ricostruito, deve essere almeno maggiore del doppio della frequenza massima del segnale da campionare. Nel nostro caso il campionamento è stato effettuato al massimo con una frequenza  $f = 500Hz$  che ci permette di ricostruire segnali al massimo di frequenza massima di  $250Hz$ . Questa limitazione è dovuta principalmente alla frequenza di lavoro del microcontrollore utilizzato.

# Bibliografia

- [1] Cosemitech. Chi612 - programmable linear hall sensor ic, 2022.
- [2] Microchip Technology Incorporated. Mcp601/1r/2/3/4 - 2.7v to 6.0v single supply cmos op amps, 2007.
- [3] Texas Instruments Incorporated. Tl08xx fet-input operational amplifiers, 2021.
- [4] Paolo Sartori Pierluigi Zotto, Sergio Lo Russo. Fisica generale, elettromagnetismo - ottica. pages 142–144, 2019.
- [5] Paolo Sartori Pierluigi Zotto, Sergio Lo Russo. Fisica generale, elettromagnetismo - ottica. pages 156–157, 2019.
- [6] Travis N. Blalock Richard C. Jaeger. Microelectronic circuit design. page 544, 2011.
- [7] Travis N. Blalock Richard C. Jaeger. Microelectronic circuit design. pages 565–567, 2011.
- [8] Travis N. Blalock Richard C. Jaeger. Microelectronic circuit design. pages 711–712, 2011.