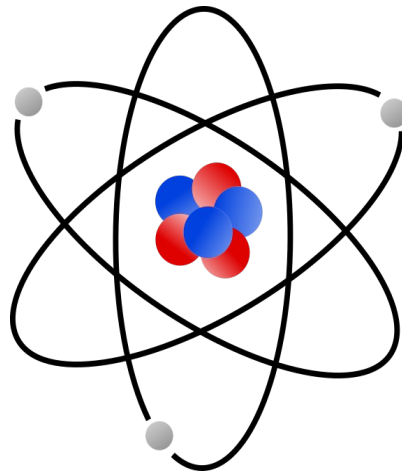


LaurTec

Misura della corrente elettrica

Tecnologie e Tecniche



Autore : *Mauro Laurenti*

ID: AN6002-IT

INFORMATIVA

Come prescritto dall'art. 1, comma 1, della legge 21 maggio 2004 n.128, l'autore avvisa di aver assolto, per la seguente opera dell'ingegno, a tutti gli obblighi della legge 22 Aprile del 1941 n. 633, sulla tutela del diritto d'autore.

Tutti i diritti di questa opera sono riservati. Ogni riproduzione ed ogni altra forma di diffusione al pubblico dell'opera, o parte di essa, senza un'autorizzazione scritta dell'autore, rappresenta una violazione della legge che tutela il diritto d'autore, in particolare non ne è consentito un utilizzo per trarne profitto.

La mancata osservanza della legge 22 Aprile del 1941 n. 633 è perseguibile con la reclusione o sanzione pecuniaria, come descritto al Titolo III, Capo III, Sezione II.

A norma dell'art. 70 è comunque consentito, per scopi di critica o discussione, il riassunto e la citazione, accompagnati dalla menzione del titolo dell'opera e dal nome dell'autore.

AVVERTENZE

I progetti presentati non hanno la marcatura CE, quindi non possono essere utilizzati per scopi commerciali nella Comunità Economica Europea.

Chiunque decida di far uso delle nozioni riportate nella seguente opera o decida di realizzare i circuiti proposti, è tenuto pertanto a prestare la massima attenzione in osservanza alle normative in vigore sulla sicurezza.

L'autore declina ogni responsabilità per eventuali danni causati a persone, animali o cose derivante dall'utilizzo diretto o indiretto del materiale, dei dispositivi o del software presentati nella seguente opera.

Si fa inoltre presente che quanto riportato viene fornito così com'è, a solo scopo didattico e formativo, senza garanzia alcuna della sua correttezza.

L'autore ringrazia anticipatamente per la segnalazione di ogni errore.

Tutti i marchi citati in quest'opera sono dei rispettivi proprietari.

Indice

Introduzione	4
Che cos'è la corrente elettrica?	4
Perché l'esigenza di misurare la corrente elettrica?	6
Misura degli effetti	7
Misura del campo magnetico – misura indiretta.....	8
Misura della tensione ai capi di un resistore – misura diretta.....	11
Misura della corrente tramite il campo magnetico B	13
Utilizzo dei sensori magnetici.....	13
Utilizzo del trasformatore.....	15
Utilizzo del Rogowski coil.....	16
Misura della corrente tramite il resistore di shunt	17
Utilizzo del comparatore.....	17
Caduta di tensione V_{be} e V_{gs}	19
Utilizzo del resistore di shunt con amplificatore operazionale.....	20
Misure con resistore di shunt isolate.....	24
Corrente bidirezionale	25
Valutazione degli errori di misura	26
Il resistore di shunt	28
Errore sul valore nominale - tolleranza.....	28
Errore sul valore al variare della temperatura.....	29
Errori di amplificazione	30
Errore di Offset.....	31
Errore introdotto dal CMRR.....	33
Errore introdotto dal PSRR.....	35
Errore sul guadagno e linearità.....	35
Drift termico degli errori.....	35
Riassunto degli errori.....	36
Considerazioni sul layout	38
Altre tecniche di protezione per limitare la corrente	42
Fusibile.....	42
Fusibile ripristinabile.....	44
eFuse.....	46
Specchio di corrente.....	47
Conclusioni	49
Bibliografia	53
History	54

Introduzione

Effettuare una misura di una qualunque grandezza fisica, richiede sempre particolare attenzione al fine di evitare che la tecnica utilizzata non alteri il sistema sotto esame. Se così dovesse accadere, vorrebbe dire che il valore misurato potrebbe essere errato o soggetto ad errori. Per quanto ci si possa impegnare, ogni misura altera in un certo qual modo il sistema osservato, per cui è necessario comprendere quanto questo si rifletta poi in un errore di misura e se questo possa essere accettato. Nel caso in cui la grandezza sotto misura sia la corrente elettrica, avendo a che fare con elettroni o ioni, la questione può essere complicata. Spesso si ignorano alcuni dettagli e questo porta a ritenere che la misura della corrente elettrica sia piuttosto semplice.

Che cos'è la corrente elettrica?

Prima di procedere con la misura di una grandezza fisica è sempre bene comprenderla quanto meglio possibile al fine di poter limitare gli errori nella lettura della stessa. Dovendo misurare la corrente elettrica, è bene iniziare con la sua definizione:

Si definisce corrente elettrica un flusso ordinato di cariche elettriche.

Definizione breve e chiara che nasconde qualche difficoltà se la si analizza meglio. La definizione fa riferimento in primo luogo a cariche elettriche e non necessariamente agli elettroni. Questo significa che sia elettroni che ioni possono essere “portatori” di corrente elettrica. In natura sono presenti molti elettroni e ioni liberi di muoversi, ma che non necessariamente rappresentano una corrente. Infatti in natura le particelle sono in generale mosse dalla propria energia cinetica, che a livello macroscopico avvertiamo come temperatura di un oggetto. Questo movimento è di tipo caotico, per cui non rappresenta una corrente elettrica, che per definizione deve essere un flusso ordinato di cariche elettriche. La parola flusso, sottintende anche che stiamo parlando di più cariche, ma questo non è in realtà fondamentale, sebbene agli scopi pratici siamo interessati ad avere un flusso. Per creare un flusso ordinato di cariche che vada da un punto A ad un punto B abbiamo bisogno di un campo elettrico, ovvero di una forza elettrica che ci permetta di muovere le cariche elettriche. Le cariche elettriche, spostate da un campo elettrico lungo le proprie linee di forza, creano proprio quel movimento ordinato di cui vogliamo misurarne l'intensità, ovvero la corrente elettrica. Il campo elettrico è formato da altre cariche elettriche che al fine di raggiungere un equilibrio di carica nello spazio, cercano di distribuirsi in maniera omogenea. Nel raggiungimento dell'equilibrio, scorre la corrente tra un punto A a potenziale più alto ed un punto B a un potenziale più basso.

La corrente che scorre in un metallo, considerato appunto un buon conduttore di elettricità, è permesso grazie al mare di elettroni che rimangono liberi di muoversi. Infatti tra gli atomi “metallici” si tende ad avere il cosiddetto legame metallico, ovvero gli elettroni di valenza vengono ad essere distribuiti tra i vari atomi metallici che costituiscono l'agglomerato metallico, ovvero, nel nostro caso il filo. Gli elettroni di valenza e la loro libertà di muoversi, perché debolmente legati al nucleo di appartenenza, permette di spiegare le proprietà conduttive dei metalli. Questa visione semplicistica degli elettroni orbitanti intorno al nucleo e debolmente legati, si rifà al modello atomico a cui siamo abituati, ideato da Niels Bohr (Figura 1).

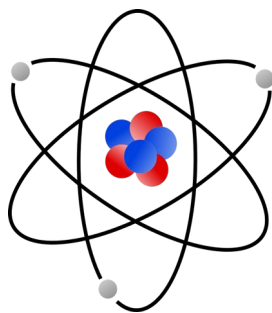


Figura 1: *Modello atomico di Niels Bohr.*

Questo modello rappresenta un'evoluzione del modello atomico di J.J. Thompson del 1904 (scopritore dell'elettrone, di carica negativa) e del modello di Ernest Rutherford. Thompson, non sapendo ancora dell'esistenza del protone, pensò che gli elettroni presenti nell'atomo, dovessero essere circondati da una nuvola di carica positiva al fine di neutralizzare l'atomo stesso. Infatti in natura la materia si presenta per lo più con carica neutra. Tale modello però, sebbene desse una prima forma all'atomo era sin dal principio un modello che non reggeva, visto che le cariche negative si sarebbero respinte e difficilmente sarebbero restate ferme. La nuvola di carica positiva cercava di neutralizzare l'atomo, ma il sistema rimaneva troppo statico e non spiegava la dinamicità e varietà di reazioni chimiche che possono avvenire in natura.

Rutherford, studente di Thompson, portò avanti gli studi e bombardando una lastra d'oro con particelle α , ovvero ioni di elio privati degli elettroni, (He^{2+}) si accorse che gran parte delle particelle cariche α passavano indisturbate mentre una piccola parte veniva deviata. Da questo Rutherford ipotizzò che la carica positiva che poteva deviare le particelle α non era distribuita in maniera uniforme come ipotizzò il suo maestro Thompson ma doveva essere concentrata in un piccolo volume, al fine di giustificare le poche particelle α che venivano deviate. Era stato scoperto il nucleo dell'atomo composto da protoni (1909). Rutherford dunque propose una nuova struttura dell'atomo, con gli elettroni sparsi e un nucleo centrale. Gli elettroni però al fine di non cadere sul nucleo a causa della forza elettrica di attrazione esercitata dal nucleo positivo, dovevano orbitare intorno al nucleo stesso. Infatti la forza centrifuga derivante dalla rotazione dell'elettrone avrebbe compensato la forza di attrazione tra le cariche negative (elettroni) e il nucleo positivo. Tale astrazione si avvicinava molto al nostro modello di atomo, ma le equazioni di James Clerk Maxwell avevano messo in evidenza che cariche elettriche che subivano accelerazione avrebbero emesso radiazioni elettromagnetiche. Questo significava che gli elettroni ruotando intorno al nucleo avrebbero perso energia emettendo radiazione elettromagnetica, per cui diminuendo la propria velocità si sarebbero in breve annichiliti sul nucleo. Il modello era dunque instabile e non giustificava la stabilità degli atomi osservabili in natura. Niels Bohr ipotizzò che ci fossero dei luoghi intorno al nucleo da permettere all'elettrone di non perdere energia, questi luoghi li chiamò orbite degli elettroni. Il raggio delle orbite venne calcolato per mezzo di una rielaborazione matematica di valutazioni sperimentali sull'atomo di idrogeno ed elio. Le analisi spettrali effettuate in laboratorio permisero di determinare il colore, ovvero frequenza ed energia associate ad un salto tra un'orbita ed un'altra degli elettroni di idrogeno ed elio. La formula di Max Planck che lega energia e frequenza di un'onda elettromagnetica, fu la chiave per determinare il raggio dell'orbita e i salti discreti di energia tra un'orbita e l'altra.



Il salto a scatti effettuato dagli elettroni venne interpretato da Albert Einstein nel suo articolo sull'effetto fotoelettrico. Einstein, sebbene più noto per la formula $E=mc^2$ e la teoria della relatività, prese il premio Nobel per l'interpretazione dell'effetto fotoelettrico che aprì le porte alla meccanica quantistica.

Sebbene il modello di Niels Bohr possa risultare di facile comprensione e soprattutto di bella rappresentazione, nasconde la natura duale dell'elettrone di onda e corpuscolo. Louis De Broglie nel 1924, unendo il concetto di Einstein che legava energia e massa e quello di Planck che legava energia e frequenza di un'onda, introdusse una formula a cui a un corpo di massa m veniva associata una frequenza di un'onda. Erwin Schroedinger legò questa lunghezza d'onda alle particelle elementari come gli elettroni. Bohr la estese alle sue orbite privilegiate, intorno alle quali potevano stare gli elettroni. La circonferenza delle orbite che aveva calcolato per mezzo delle analisi spettrali, avevano la caratteristica di contenere un numero di periodi interi dell'onda associata agli elettroni, mostrando di essere delle distanze privilegiate che non causassero l'annichilimento dell'elettrone, ovvero l'interferenza dell'onda di un elettrone con se stessa.

Il fatto che le prove sperimentali che avevano portato a definire le orbite coincidesse anche con un numero intero di periodi dell'onda associata ad un elettrone, rafforzò la fiducia che il modello atomico di Bohr potesse ben rappresentare la natura atomica.

L'equazione delle onde introdotta da Erwin Schroedinger per le particelle subatomiche, venne però compresa solo successivamente, quando Max Born elevò al quadrato la funzione d'onda e comprese che questa rappresentava la probabilità di trovare un elettrone in un determinato punto. In particolare le orbite vennero ridefinite come orbitali, ovvero i luoghi nello spazio intorno al nucleo a maggior probabilità di trovare un elettrone. Nel 1927 Werner Heisenberg enunciò il principio di indeterminazione, che sconvolse la nostra idea di sapere dove fosse una particella. In particolare Heisenberg disse che un elettrone non esisteva fino a quando un evento non lo avesse portato fuori dall'orbitale per mostrarlo, ovvero un elettrone non esisteva fino a quando un urto con un'altra particella mostrasse la sua posizione.

Dopo questa breve storia sull'atomo e l'elettrone, ovvero della particella della quale, per lo più, vogliamo misurare il flusso, ovvero la corrente elettrica, possiamo comprendere forse che tale misura, se portata dal mondo macroscopico in cui effettueremo le misure e analizzeremo le problematiche, può risultare piuttosto complicata qualora la si voglia comprendere da un punto di vista microscopico.

Perché l'esigenza di misurare la corrente elettrica?

Intuitivamente, dal momento che parliamo di flusso di cariche elettriche, possiamo pensare che ci sia qualche cosa in movimento e sia possibile associargli dell'energia. Effettivamente le cariche in movimento portano con sé dell'energia e questa energia nel tempo rappresenta la potenza che un determinato sistema assorbe. In particolare la potenza assorbita da un sistema in funzione della corrente che assorbe e della tensione di alimentazione, è pari a:

$$P = V \cdot I$$

Per questa ragione poter misurare la corrente ci permette di poter sapere la potenza che viene assorbita dal sistema (conoscendo anche V). Ci sono diverse normative europee (IEC61010-1) e americane (UL1310) che richiedono che il sistema ai fini di sicurezza contro possibili incendi deve limitare la propria potenza sotto i 15W o 100W. Qualora il sistema necessiti di potenze superiori a tali limiti devono essere prese dovute precauzioni contro un possibile incendio, come per esempio quello di usare un contenitore di metallo piuttosto che di plastica. In altri contesti conoscere la corrente ci permette di sapere se il sistema sta funzionando correttamente, per cui se si dovessero rilevare degli aumenti di corrente, oltre una soglia ritenuta normale, si possono attivare dei sistemi di sicurezza e protezione adeguati.

La corrente che entra in un motore è proporzionale alla coppia che il motore può esercitare, per cui poter misurare e controllare la corrente permette indirettamente di definire la coppia di un motore, che in una macchina elettrica potrebbe tradursi in un'accelerazione controllata. Per quanto riguarda i contatori elettrici che abbiamo in casa, poter misurare la corrente si traduce nella possibilità di quantificare l'energia che abbiamo usato, per cui permette di determinare il denaro che è necessario dare al gestore con cui abbiamo stipulato il contratto. Riassumendo, le ragioni principali che ci portano a misurare la corrente sono:

- Protezione del sistema elettrico/elettronico.
- Adempiere a determinate normative di sicurezza di organi legislativi.
- Poter controllare processi industriali (motori, robot, sensori).
- Bolletta della corrente (*metering*)
- Strumenti di misura dedicati (es. strumenti da laboratorio)

A seconda della classe di uno strumento, normativa o altra ragione che ci porta a misurare la corrente elettrica, le specifiche relativamente all'accuratezza sono differenti. In particolare, come vedremo a breve, determinate tecnologie si possono prestare meglio di altre per il raggiungimento dello scopo. Le normative da rispettare possono giocare un ruolo fondamentale nella scelta di una determinata tecnologia. D'altro lato anche i costi del sistema possono favorire una soluzione meno costosa rispetto ad un'altra che potrebbe essere ottimale ma più costosa.

In sistemi di protezione, l'accuratezza richiesta può essere dell'ordine del 10-20% ma se la protezione è regolamentata da una norma è più frequente un errore dell'ordine del 5-10%. In sistemi di misura l'errore è invece dell'ordine del 1% e scende nell'ordine dello 0.1% o meno in sistemi di misura professionali. Come vedremo in seguito, l'errore deve essere ben definito al fine di poter progettare in maniera adeguata un sistema di misura.

Misura degli effetti

Misurare la corrente elettrica significa poter quantificare il numero di cariche elettriche che scorre nel sistema del quale si voglia misurare l'energia assorbita. Avendo a che fare con particelle subatomiche o eventualmente ioni, la cosa può essere piuttosto complicata. Quello che spesso si fa, è misurare piuttosto gli effetti che la corrente causa, ed indirettamente determinare la corrente. In particolare questo porta a definire due tecniche principali per misurare la corrente, in letteratura sono note come:

- Misura indiretta
- Misura diretta

In realtà entrambe le misure sono indirette visto che la prima si basa sulla misura del campo magnetico generato dalla corrente, mentre il secondo sulla tensione indotta su un resistore posto sul percorso del flusso di corrente. Per tale ragione le tecniche di misura si possono entrambi definire indirette mentre l'elemento che le contraddistingue potrebbe essere il seguente:

- Misura senza contatto diretto del flusso di carica.
- Misura con contatto diretto con il flusso di carica.

Misura del campo magnetico – misura indiretta

Nel caso in cui si voglia determinare la corrente in funzione del campo magnetico da esso generato, ci sono diverse tecniche. In primo luogo è bene ricordare la legge di Biot-Savart, che lega il campo magnetico generato da un filo in funzione della corrente che vi scorre al suo interno, ovvero:

$$B(r) = \frac{\mu_0}{2} \pi \frac{I}{r} \quad \text{Eq. 1}$$

che in forma vettoriale si riscrive in:

$$B(r) = \frac{\mu_0 \cdot I}{2\pi} \frac{\vec{i} \times \vec{r}}{|\vec{r}|} \quad \text{Eq. 2}$$

dove:

B è il campo magnetico generato da un filo rettilineo infinito.

I è la corrente che lo attraversa.

r è la distanza dal filo.

μ_0 è la permeabilità magnetica del vuoto.

Nella rappresentazione vettoriale vi è in particolare il prodotto vettoriale tra il versore i e il versore r il quale permette di determinare il verso in cui si chiudono le linee del campo magnetico $B(r)$ facendo uso della regola della mano destra. In Figura 2 è riportato un dettaglio di come un filo elettrico generi un campo magnetico.

L'equazione 2 mostra come viene generato un campo magnetico derivante da una corrente statica, ovvero generato da una tensione continua, come per esempio una batteria, o la tensione in uscita da un convertitore DC-DC o AC-DC utilizzato come alimentatore per il sistema. Nel caso in cui la corrente dipenda dal tempo il campo magnetico generato varierà anche nel tempo. Per questa ragione avremo più propriamente un campo $B(r)$ nel caso di corrente DC e $B(r, t)$ nel caso di un campo generato da $I(t)$.

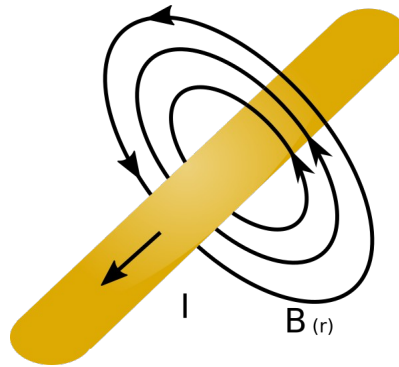


Figura 2: Campo magnetico generato da un filo infinito.

Per la misura del campo magnetico si può sfruttare l'effetto Hall, scoperto da Edwin Hall. L'effetto Hall si spiega tramite la forza di Lorentz che quantifica la forza che il campo magnetico esercita su una carica elettrica in movimento, tramite la seguente relazione:

$$\vec{F} = q \cdot \vec{v} \times \vec{B} \quad \text{Eq. 3}$$

dove:

q : è la carica elettrica, che nel caso di un elettrone vale $-1,6022 \times 10^{-19}$ C

\vec{v} : è la velocità di deriva dell'elettrone.

\vec{B} : è il campo magnetico.

Dall'equazione 3 si evince che nel caso di cariche ferme, un campo magnetico non esercita alcuna forza sulle cariche elettriche, infatti \vec{v} è nulla. Nel caso di velocità diversa da 0 si ha che la forza \vec{F} è proporzionale alla carica elettrica e al prodotto vettoriale tra \vec{v} e \vec{B} , per cui la forza è ortogonale al piano individuato dai vettori \vec{v} e \vec{B} . In Figura 3 è mostrato un dettaglio di ciò che accade alle cariche elettriche in movimento, quando sono sottoposte ad un campo magnetico \vec{B} esterno.

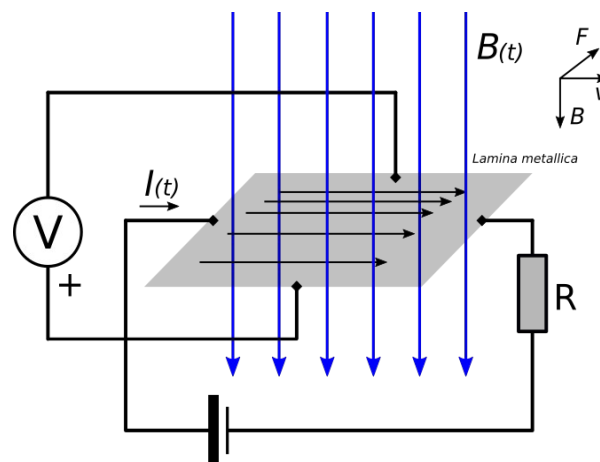


Figura 3: Effetti della forza di Lorentz su un metallo in cui scorre corrente.

L'accumulo di carica mostrato in Figura 3 può effettivamente essere misurato come

differenza di potenziale e risulta proporzionale al campo magnetico \vec{B} .

Si capisce che se il campo magnetico \vec{B} sia generato da un filo nel quale scorre una corrente I , misurando la tensione superficiale mostrata in Figura 3, avremo modo di misurare indirettamente I senza dover interrompere il filo. Sul mercato sono presenti diversi sensori che sfruttano l'effetto Hall, e prendono il nome di sensori Hall.

Qualora il campo magnetico sia generato da una corrente alternata, l'accumulo di carica mostrato in Figura 3 tende a cambiare di polarità nel tempo, ovvero gli elettroni si troverebbero accumulati prima su una superficie e poi nell'altra. Da questo si deduce che i sensori Hall possono, di principio, essere utilizzati per misurare sia campi magnetici generati da correnti continue come anche da correnti alternate.

Un sensore simile a quello Hall ma basato su una fisica diversa, è la cosiddetta magnetoresistenza gigante. Il suo principio di funzionamento richiede la conoscenza della meccanica quantistica, ma può essere semplificato nel fatto che ci sono particolari leghe composte da materiali ferromagnetici e non, che sottoposte a campi magnetici mostrano una elevata variazione della resistenza elettrica. Facendo scorrere in questa resistenza una corrente nota e misurando la tensione su di essa, è possibile determinare l'intensità del campo magnetico in funzione della tensione che si genera ai capi della resistenza. Anche in questo caso i sensori magnetoresistivi possono essere utilizzati per la misura della corrente DC e AC.

Tipicamente, sia per i sensori Hall che magnetoresistivi si fa uso di strutture a ponte di Wheatstone. Al fine di amplificare l'effetto del campo magnetico sul sensore, si posizionano gli elementi sensibili al campo magnetico in maniera da avere effetti opposti agli altri. Si ricorda infatti che la misura della tensione su un ponte di Wheatstone avviene in maniera differenziale.

I sensori magnetoresistivi sono tipicamente più sensibili di quelli Hall e permettono di misurare anche il campo magnetico terrestre, mentre i sensori Hall non sono sensibili a sufficienza. Per questa ragione si capisce che se si dovesse usare un sensore magnetoresistivo per la misura della corrente bisogna prendere precauzioni per evitare che il campo magnetico terrestre possa influenzare la misura. Nel caso di misure AC, un semplice filtro passa alto permette di isolare la componente di corrente d'interesse (AC) da quella statica (DC) derivante dal campo magnetico terrestre.

Nel caso di un campo magnetico variabile si può sfruttare anche la legge di Faraday, Neumann, Lenz, ovvero:

$$\Delta V = -\frac{\partial \phi(\mathbf{B})}{\partial t} \quad \text{Eq. 4}$$

Dove:

ΔV : Forza elettromotrice indotta (tensione).

$\phi(\mathbf{B})$: Flusso del campo magnetico \mathbf{B} su una superficie Σ .

Che tradotto in parole vuol dire che se si considera un filo, elettrico che sottende una superficie Σ , il flusso del campo magnetico che investe la superficie, ovvero l'integrale di superficie di \mathbf{B} sul bordo delimitato dalla superficie Σ può indurre una variazione di potenziale ai capi del filo che è direttamente proporzionale alla variazione del flusso nel

tempo, all'interno della superficie, e di verso determinato invertendo il segno che si otterrebbe con la regola della mano destra. Il segno – serve per garantire che il sistema rispetti il principio di conservazione dell'energia ovvero che il campo magnetico derivante dalla corrente che potrebbe circolare a causa della ΔV ai capi del filo, non si sommi con il flusso che lo ha generato, altrimenti si creerebbe energia infinita. Ovvero da una piccola variazione di campo magnetico si potrebbe avere energia aggiuntiva. Nel caso in cui si dovesse avere un filo che sottende n volte la superficie Σ , equivale ad una superficie efficace n volte quella della singola spira, per cui la variazione ΔV , può essere aumentata non solo aumentando la rapidità di variazione del campo magnetico, ma anche aumentando la superficie della spira o quella equivalente con più spire.

La variazione del flusso $\phi(\mathbf{B})$ può essere ottenuto sia da una corrente alternata, per cui la variazione viene ad avere un andamento sinusoidale, o variando la superficie.

In applicazioni pratiche quello che si fa è usare dei trasformatori di corrente, per cui la superficie rimane costante. Questa osservazione mostra che sebbene tramite un trasformatore e sfruttando la legge di Faraday, si possa misurare solo la corrente indotta da una corrente variabile, variando la superficie è possibile anche misurare il campo magnetico statico generato da una corrente costante. Variare la superficie investita dal flusso del campo magnetico, non necessita per forza di una deformazione della nostra bobina (avvolgimento di filo), infatti potrebbe bastare ruotare quest'ultima al fine di poter variare la superficie investita dal campo. Una tecnica simile, al fine di sfruttare la legge di Faraday anche per un campo statico, viene usata nelle dinamo, in cui però viene fatta ruotare la calamita al fine di generare una variazione del flusso del campo magnetico. Questo secondo approccio risulta anche più logico viste le problematiche che si potrebbero avere nel dover far girare la bobina.

Misura della tensione ai capi di un resistore – misura diretta

Secondo la prima legge di Ohm quando un resistore è attraversato da una corrente I , si ha una caduta di potenziale ai suoi capi che è proporzionale alla resistenza stessa. In particolare si ha che:

$$V = R \cdot I \qquad \text{Eq. 5}$$

Da questo discende che per misurare la corrente si può misurare la tensione ai capi di un resistore. Questo è effettivamente quanto viene spesso fatto da molti amperometri. In particolare il resistore utilizzato per la misura deve avere un valore noto, tale da poter determinare I , una volta misurata la tensione ai suoi capi. I resistori utilizzati a tale scopo sono detti resistori di shunt. Si capisce che un amperometro realizzato per mezzo del resistore di shunt, al fine di poter misurare la corrente richiesta da un sistema alimentato da un generatore di tensione, deve essere collegato in serie al sistema stesso. Questo comporta che il circuito debba essere interrotto al fine di permettere l'inserimento dell'amperometro. La Figura 4 mostra l'inserimento del resistore di shunt R in due modi differenti. Le configurazioni del resistore R , a seconda che sia posto al di sopra del carico o sotto, ovvero collegato verso massa, sono definite:

- *High Side*
- *Low Side*

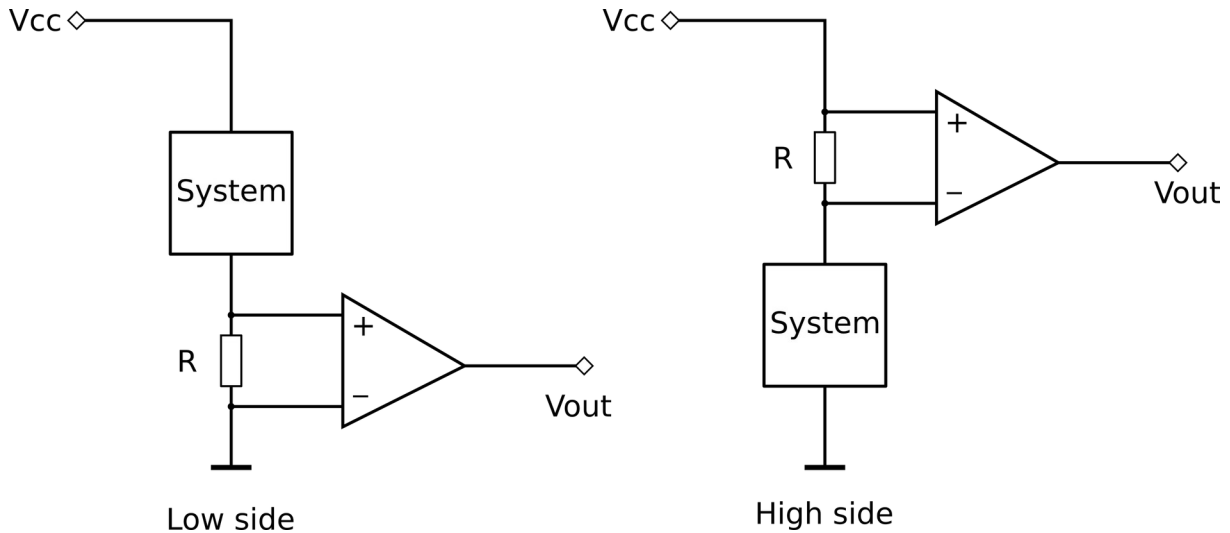


Figura 4: Collegamento High Side e Low Side del resistore di shunt R.

In entrambi i collegamenti il resistore di shunt viene attraversato dalla stessa corrente del sistema, permettendo dunque in maniera efficace la misura della corrente. Ciononostante le due tecniche richiedono delle attenzioni diverse per quanto riguarda l'amplificatore operazionale da utilizzare per amplificare la tensione ai capi del resistore ed eventualmente misurarla per mezzo di un convertitore analogico digitale (ADC).

Oltre a questo aspetto, in sistemi industriali si tende a preferire la configurazione *High Side* visto che permette di rilevare un eventuale cortocircuito verso massa, cosa che in una misura con lo shunt posizionato *Low Side* non sarebbe possibile. Per rendersi conto di questo basta provare a simulare un cortocircuito verso massa da parte del polo positivo del sistema. La corrente di cortocircuito non passerebbe nel resistore di shunt qualora questo dovesse essere collegato *Low Side*. Per tale ragione, qualora la misura di corrente dovesse essere fatta per scopi di sicurezza, la misura è tipicamente *High Side*.

Ci si può chiedere a questo punto perché non si effettui sempre una misura con lo shunt *High Side* piuttosto che *Low Side*. La ragione risiede nel fatto che gli amplificatori operazionali utilizzati nei due casi hanno caratteristiche tipicamente differenti, in particolare quelli che permettono una misura *Low Side*, sono in generale più economici di quelli che permettono una misura *High Side*. Escluso l'aspetto economico, che in ogni modo può guidare una scelta progettuale, nei prossimi paragrafi vedremo gli aspetti tecnici che è necessario tenere a mente.

Misura della corrente tramite il campo magnetico B

Abbiamo visto che la corrente può essere misurata per mezzo di una misura indiretta del campo magnetico. A seconda delle caratteristiche del campo magnetico da misurare e anche il range di corrente, sono state sviluppate diverse tecniche di misura. Le varie tecniche sono spesso un compromesso tra accuratezza che è possibile raggiungere e costi del sistema.

Utilizzo dei sensori magnetici

I sensori magnetici ad effetto Hall possono essere utilizzati per la misura della corrente in vario modo. Qualunque modo si utilizzi, in generale rimane valido il fatto che permettono una misura della corrente isolando il sistema di misura dal circuito sotto misura. Il range di corrente che si è soliti misurare per mezzo di sensori Hall è dell'ordine di 100A, ma il tutto dipende dalla particolare soluzione. Spesso il sensore Hall possiede già al suo interno il *front-end* che amplifica il segnale di pochi μV che si hanno sulla superficie del sensore Hall vero e proprio. Questo semplifica di molto il sistema di misura. In alcuni casi si fa uso di sensori che non possiedono l'amplificatore operativo interno, per cui si fa uso di *front-end* specifici esterni.

Il modo più semplice per poter misurare la corrente, per mezzo di un sensore Hall è quello di porre il sensore in prossimità del filo di cui si vuole misurare la corrente o la pista del PCB che si vuole monitorare. In questo caso bisogna fare attenzione che l'asse sensibile del sensore sia opportunamente orientato rispetto al verso della corrente, ovvero del campo magnetico generato. Per tale ragione questa soluzione non è molto utilizzata a meno che il filo e il sensore possano essere posizionati in maniera pratica. Normalmente si preferisce avere un toroide metallico o ferrite all'interno del quale far passare il filo da monitorare. Il sensore Hall viene poi posto all'interno del toroide, come riportato in Figura 5. Anche se all'interno del toroide, il sensore deve essere opportunamente orientato. Questo viene fatto dal produttore durante la fase di fabbricazione del trasduttore.

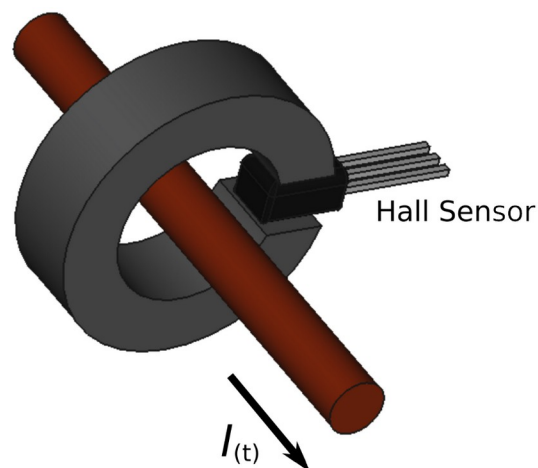


Figura 5: Esempio di toroide con sensore Hall.

A seconda della necessità di poter infilare o meno il filo, sono presenti dei toroidi che è possibile aprire a pinza o ad anello chiuso. Qualora le correnti da misurare non siano

elevate e il diametro del filo lo permetta, si può spesso anche considerare di avvolgere il filo di cui si vuole misurare la corrente, più volte attorno al toroide di ferrite. In questo modo il livello del campo magnetico che è possibile accoppiare con il toroide ha un'intensità maggiore e il sensore Hall rileva un segnale maggiore. La soluzione con toroide è spesso utilizzata per un range di corrente dell'ordine di 100A. Nel caso di correnti dell'ordine dell'Ampere si usano spesso anche sensori Hall che possiedono al loro interno la pista dove far circolare la corrente. In questo modo si è certi che il sensore è posizionato ottimamente con la direzione del campo magnetico. Sensori di questo tipo sono per esempio i modelli di Allegro Microsystem ACS712 e ACS758LCB mostrati in Figura 6. In particolare in Figura 6 è possibile notare i pin di grossa sezione che escono dal *package* del sensore e che rappresentano la linea di ingresso e uscita del sensore stesso, dove far circolare la corrente. Si fa notare che anche i sensori fatti in questo modo garantiscono un livello di isolamento tra il sistema sotto misura e il front end del sensore.



Figura 6: Esempio sensore Hall ACS758LCB (estratto del datasheet).

Tali sensori permettono rispettivamente di misurare correnti fino a $\pm 30A$ per il modello ACS712 e fino a $\pm 200A$ per il modello ACS758LCB. Il range di corrente e relativo guadagno varia da modello a modello e in particolare per ogni modello è presente una famiglia di prodotti a seconda del range di corrente di interesse. Questi sensori forniscono in uscita una tensione che è proporzionale alla corrente che attraversa la linea di riferimento. La sensibilità è espressa in mV/A e tipicamente può variare da poche decine di mV a qualche centinaio di mV . La banda passante dei sensori Hall è di diverse decine di KHz , in particolare il sensore ACS712 ha una banda di $80KHz$ mentre il sensore ACS758LCB ha una banda di $120KHz$. Questo permette di monitorare non solo la corrente nel suo valore assoluto, ma anche il suo spettro. L'analisi spettrale della corrente, intorno ai $20KHz$ viene per esempio fatta per il monitoraggio delle testine dei motori al fine di controllare che siano ancora in buono stato. L'analisi dello spettro, a seconda del sistema, può portare anche altre informazioni utili, per cui a seconda dell'applicazione, la banda del segnale che è possibile monitorare è un parametro particolarmente utile.

I sensori Hall sono generalmente inseriti in circuiti ad anello aperto, ovvero il segnale in uscita non viene riportato in ingresso (feedback). Ci sono applicazioni però anche ad anello chiuso, come quelle offerte dal front end DRV411 della Texas Instruments dove un avvolgimento secondario tende ad annullare il campo magnetico indotto dalla linea principale. In particolare l'ampiezza del segnale per annullare il campo indotto viene a dipendere dal campo misurato da un sensore Hall. Dal momento che il sistema è ad anello chiuso, sebbene permetta di avere un sistema più lineare ha lo svantaggio di avere una banda inferiore. L'utilizzo inoltre di un trasformatore con avvolgimento secondario per l'annullamento del campo magnetico indotto, fa aumentare anche i costi del sistema.

Sebbene i costi siano maggiori tali soluzioni offrono una maggiore accuratezza visto che il nucleo del trasformatore non sarà mai saturato e si lavora sia per il nucleo magnetico che per il sensore Hall, nella zona di massima accuratezza. Tali soluzioni sono spesso offerte come soluzioni complete trasformatore e sensore, in modo da essere certi che il sistema risultante lavori effettivamente nella zona ottimale.

Utilizzo del trasformatore

L'utilizzo del trasformatore sfrutta il principio di induzione elettromagnetica, per cui può rilevare solo correnti alternate, ovvero che generano un campo magnetico variabile. Il suo vantaggio evidente è che non richiede l'interruzione della linea sulla quale si vuole misurare la corrente. In particolare permette di garantire anche un isolamento galvanico con il sistema. Questo fa sì che il trasformatore venga generalmente utilizzato come soluzione nei casi in cui sia richiesto l'isolamento elettrico. Un trasformatore per la misura della corrente si presenta tipicamente della forma come in Figura 7. Trasformatori della forma come in Figura 7 possono essere basati anche su sensori Hall, per cui possono misurare sia correnti DC che AC.



Figura 7: Trasformatore di corrente (estratto dal datasheet Phoenix Contact 104059_en_05).

In particolare, al fine di poter avere una tensione in uscita quanto più ampia possibile, quello che si fa è aumentare il numero di spire del secondario. Il primario è rappresentato semplicemente dal filo del quale si vuole misurare la corrente. Non è insolito, qualora la sezione del filo lo permetta, che siano fatti più anelli con il filo rappresentate il primario del trasformatore. Al fine di permettere di guidare in maniera efficiente il campo magnetico all'interno del secondario, il trasformatore presenta un cuore di ferrite o ferro. Allo stesso modo dei sensori Hall, anche questi trasformatori offrono spesso la possibilità di poter essere aperti in maniera pratica, come una pinza. Le pinze amperometriche sono un esempio di tale soluzione. Si ricorda però che le pinze amperometriche sono, a seconda della tecnologia utilizzata sia per applicazioni AC che DC. Il range di corrente che è possibile misurare con i trasformatori di corrente è dell'ordine di centinaia di A. I trasformatori per la misura della corrente elettrica, a seconda del modello, possono integrare anche il front-end, ovvero tutta l'elettronica necessaria per convertire il segnale AC in uscita dal secondario in un valore DC pari al valore RMS (*Root Mean Square*, Valore Quadratico Medio). In particolare l'uscita del sensore potrebbe essere sia analogica ed usare una tensione 0-10V o corrente 4-20mA, come anche digitale e usare interfacce semplici come il protocollo I2C. I trasformatori sono venduti per essere montati sia su

PCB o anche su binari DIN, al fine di poter soddisfare diverse esigenze di progettazione.

Utilizzo del Rogowski coil

Il Rogowski *coil* (in memoria di Walter Rogowski) è un trasformatore di tipo particolare, in cui l'accoppiamento tra il primario e secondario non avviene tramite l'ausilio di un nucleo magnetico metallico ma semplicemente tramite l'aria. Probabilmente, sebbene sconosciuto, ormai quasi ogni persona ne ha una coppia in casa. Infatti i nuovi contatori di energia elettrica ne fanno spesso uso. Il vantaggio dell'utilizzare il Rogowski *coil* rispetto ad un trasformatore con armatura in ferro risiede nel fatto che il ciclo di isteresi tipico dei materiali magnetici non sia applica. In particolare un cuore metallico ha la caratteristica per cui la magnetizzazione dell'armatura non viene solo a dipendere dal campo magnetico istantaneo ma anche da quello precedente. In un certo qual modo c'è un effetto memoria, ed è quello che va sotto il nome di fenomeno dell'“isteresi”.

Il fatto di non avere l'effetto memoria permette misurazioni più accurate della corrente, rendendo il sistema più lineare. Inoltre la mancanza di un nucleo metallico, rende il valore dell'induttanza L del sistema molto più piccolo, permettendo al Rogowski coil di essere utilizzato anche per la misura di correnti impulsive ovvero dove è richiesta una banda di decine di MHz.

Un altro vantaggio della mancanza di un nucleo metallico risiede nel fatto che è difficile nuocere al sistema per mezzo di campi magnetici statici elevati. Ovvero se si vuole manomettere il sistema di misura, ovvero il nostro contatore di casa, è tipico, come si faceva con i vecchi contatori meccanici, applicare un forte campo magnetico e rendere la rotazione più difficile. Questa usanza sebbene tramandata per generazioni non è più valida, visto che non si può saturare un nucleo magnetico non presente. Dall'altro lato, i nuovi contatori integrano spesso dei sensori Hall, non per misurare la corrente ma per rilevare se qualcuno sta cercando di manomettere il contatore. Forti campi magnetici potrebbero infatti ancora dare fastidio, visto che spesso sono presenti convertitori DC-DC che fanno uso di induttanze. Saturare il nucleo magnetico delle induttanze porterebbe a una forte diminuzione di L con un aumento del ripple del sistema e possibile errori sul sistema. Un convertitore DC-DC seguito da un LDO può limitare i danni derivanti da un campo magnetico esterno intenso. Un sensore Hall che permette di rilevarlo potrebbe far staccare il contatore dalla rete, creando il disagio di non avere energia elettrica in casa.

La struttura del Rogowski *coil* nei contatori è piuttosto economica, visto che l'induttanza può essere ottenuta direttamente su un PCB multistrato. Infatti il cavo della fase viene fatto passare attraverso il PCB sul quale sono stampate le piste al fine di formare un'induttanza attorno al cavo. La tensione in uscita dal Rogowski *coil* è funzione della derivata della corrente I . Per tale ragione al fine di ricavare la corrente I è necessario integrare nel tempo la tensione. La presenza dell'integratore nel sistema si traduce in un ritardo, ovvero sfasamento tra la tensione V e I . Dunque se si misura la tensione e la corrente in un determinato tempo t al fine di calcolare la potenza istantanea, si rischierebbe di commettere un errore se non si tenesse conto dello sfasamento, visto che la tensione e corrente misurate non farebbero riferimento allo stesso istante. Per compensare questo, i convertitori ADC Sigma Delta utilizzati nei microcontrollori per applicazioni *metering*, hanno spesso dei circuiti di ritardo integrati ed impostabili, al fine di rendere la misura della tensione e corrente nuovamente con la fase corretta per un corretto calcolo della potenza.

Misura della corrente tramite il resistore di shunt

L'utilizzo del resistore di shunt è spesso preferito rispetto alla misura del campo magnetico, visto che offre una soluzione di sistema più economica. Ciononostante ha lo svantaggio che a differenza dei sistemi di misura che misurano il campo magnetico, dissipano sul resistore un'energia di cui bisogna tener conto. Le soluzioni basate sul resistore di shunt offrono in generale tempi di risposta più rapidi se paragonati agli ingombranti trasformatori o anche sensori magnetici. Questo si traduce in una banda del segnale più ampia. In particolare le soluzioni di misura più semplici, in cui l'accuratezza non è importante, permettono di isolare il sistema in caso di problemi, in pochi μs . Per esempio in sistemi industriali come LIDAR (*Light Detection And Ranging*), qualora il diodo laser dovesse richiedere più corrente del valore di soglia impostato, deve essere per legge interrotto in meno di $5\mu\text{s}$. Queste velocità sono in generale possibili in sistemi di controllo ad anello aperto come un semplice controllo di soglia per mezzo di un comparatore.

Utilizzo del comparatore

Dal momento che il resistore di shunt offre una tensione ai suoi capi che è proporzionale alla corrente del sistema, frequentemente, se si è solo interessati a sapere se si è al di sopra o sotto un valore critico, può bastare l'uso di un comparatore. Il comparatore è in un certo qual modo un convertitore ADC (*Analog to Digital Converter*) ad 1 bit. In particolare il comparatore viene utilizzato come in Figura 8, ovvero con in ingresso il valore di tensione mentre nell'altro il valore di soglia di riferimento (V_{REF}).

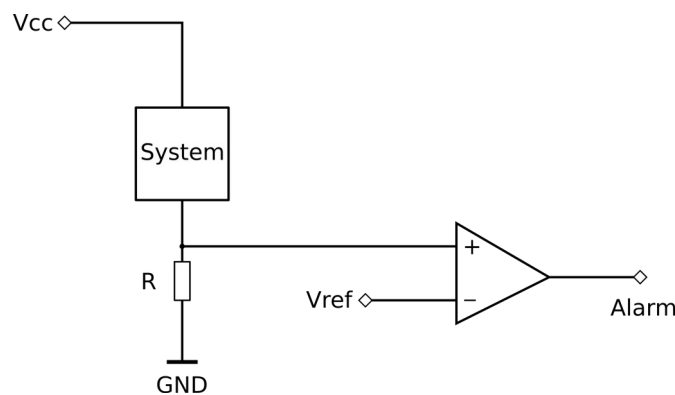


Figura 8: Utilizzo di un comparatore per il rilevamento di una corrente di soglia.

Il valore di riferimento deve essere opportunamente scelto in funzione del valore di shunt e il valore massimo della corrente che si vuole rilevare. Se per esempio lo shunt ha il valore di 0.1Ω e la corrente di soglia dovesse essere di 10A , la tensione di riferimento dovrebbe essere di 1V . Da questo primo esempio si può già vedere che la potenza dissipata sullo shunt è di 10W , che potrebbe essere eccessiva. In effetti per correnti elevate si tende ad usare un valore più basso per lo shunt. Infatti maggiore è la potenza dissipata sul resistore, maggiore è la dimensione richiesta del resistore e il suo costo. Per limitare i costi e dimensioni si cerca in generale di rimanere nei limiti di 1W o meno.

L'uscita del comparatore (*Alarm*) può essere utilizzata per accendere una spia di errore o eventualmente interrompere l'alimentazione al sistema comandando un transistor.

L'utilizzo del comparatore è piuttosto comune per cui sono stati ideati comparatori ad

hoc che hanno l'uscita con *latch*, ovvero con la memoria dell'evento che è stato superato il valore di soglia e anche l'isteresi, non mostrata nell'esempio base di Figura 8. L'isteresi serve per limitare i problemi di oscillazione che si potrebbero verificare quando il segnale in ingresso dovesse essere simile al valore di riferimento ma a causa di rumore in ingresso possa oltrepassare e riscendere il limite rapidamente, potendo segnalare eventi multipli con poca informazione utile. In particolare l'isteresi permette al comparatore di attivare l'uscita al valore di soglia impostato, mentre per disattivare il comparatore è necessaria una tensione inferiore al valore di soglia meno il valore di isteresi.

Un esempio di comparatore ottimizzato per il monitoraggio della corrente è l'integrato INA300 della Texas Instruments, riportato in Figura 9.

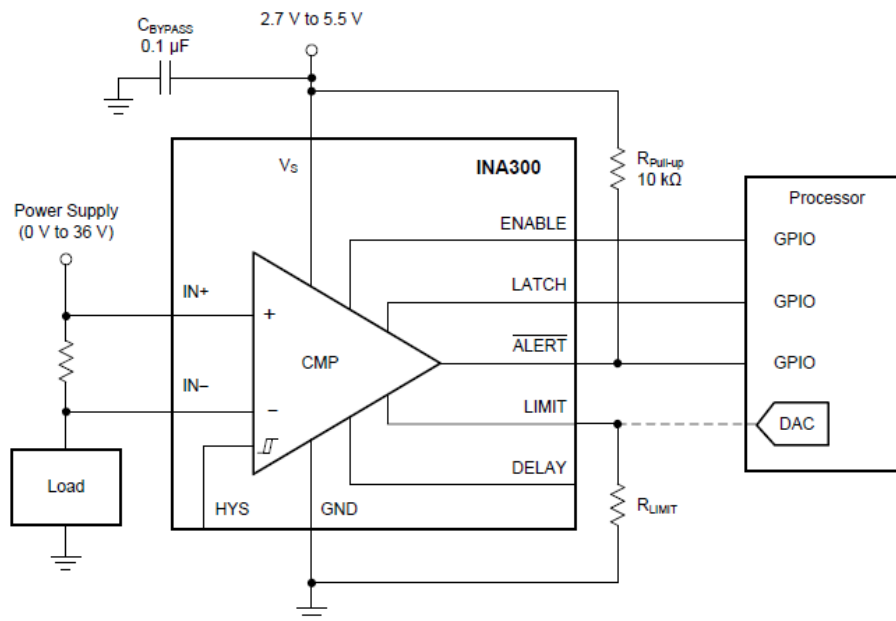


Figura 9: Applicazione dell'INA300 (estratto dal datasheet).

L'INA300 offre un'uscita latch che memorizza lo stato di allarme, permette di impostare l'isteresi e anche un delay che permette di considerare eventi con una durata minima impostabile. L'uscita, come per molti comparatori, è di tipo open drain al fine di supportare l'oring di più segnali (or logico di più segnali) come anche un *level shifting* per adattarsi a microcontrollori con livelli logici diversi dall'alimentazione dell'INA300.

Caduta di tensione V_{be} e V_{gs}

Sebbene i comparatori siano veloci e rappresentino degli amplificatori operazionali non compensati, sono circuiti piuttosto complessi e difficilmente riescono a proteggere un sistema con tempi di risposta inferiori al μs . Tipicamente molti comparatori presentano tempi di risposta dell'ordine di 3-5 μs . Qualora siano richiesti tempi di risposta ancora più rapidi, una soluzione economica e particolarmente veloce è offerta dal singolo transistor, come mostrato in Figura 10.

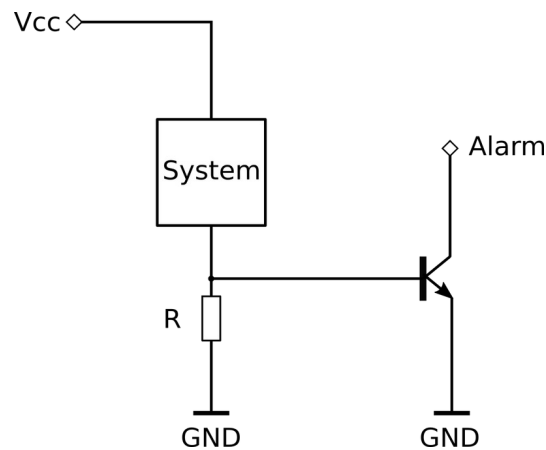


Figura 10: Utilizzo del transistor per interrompere la corrente del sistema.

Questa soluzione è frequentemente utilizzata all'interno dei circuiti integrati al fine di limitare la potenza di uscita degli amplificatori di potenza ma anche in forma discreta laddove le potenze in gioco dovessero essere di centinaia di W, ed un eventuale cortocircuito potrebbe portare il sistema e transistor di potenza ad operare al di fuori della SOA (*Safety Operating Area*). Il suo funzionamento è relativamente semplice. La corrente che scorre nel resistore di shunt, determina una caduta di tensione che quando arriva al valore di soglia V_{be} (circa 0.7V) attiva il transistor, il quale segnala la situazione di allarme. Negli integrati il transistor attivato viene usato non per segnalare un allarme ma per limitare la corrente di base dei transistor in uscita, limitando la potenza dissipata dal sistema. Dal momento che il livello di soglia della tensione di riferimento è fisso e pari alla tensione V_{be} , la soglia di corrente è impostata scegliendo in maniera opportuna il valore del resistore. Se per esempio si scegliesse un valore di R pari a 0.1 Ω il valore di soglia sarebbe pari a 7A. La tensione alla quale il transistor T1 comincia a condurre non è molto precisa, e generalmente la giunzione PN inizia a condurre per valori inferiori a 0.7V. Questo determina un valore di soglia piuttosto inaccurato. Se dunque si volesse che a 7A il sistema possa continuare a lavorare, è meglio impostare il livello di soglia a 10A o più. Tipicamente sistemi di questo tipo hanno degli errori nell'intervento di circa 20-30% sul valore di soglia. In particolare questo errore è fortemente dipendente dalla temperatura per cui bisogna prendere le dovute precauzioni affinché il sistema non sia disattivato quando in realtà sta ancora operando nell'intervallo consentito.

Utilizzo del resistore di shunt con amplificatore operazionale

In applicazioni industriali, quali Automazione dei Processi (*Process Automation*), Automatizzazione dell'Industria (*Factory Automation*) e in generale anche nella manutenzione intelligente (*smart maintenance*), sempre più in voga con la cosiddetta rivoluzione industriale 4.0 che prevede sistemi intelligenti, poter misurare la corrente in maniera accurata è particolarmente importante. Si pensi per esempio al controllo della coppia di un motore utilizzato nella mano di un robot, che potrebbe richiedere il controllo della corrente al fine di poter controllare la pressione con cui il robot stringe un oggetto. Alcuni protocolli industriali fanno uso del protocollo 4-20mA o 0-10V, ovvero incorporano la variazione di una qual si voglia grandezza, temperatura, pressione o altro, in una variazione di corrente compresa tra 4-20mA o 0-10V.

I sistemi PLC (*Programmable Logic Controller*) devono leggere la corrente 4-20mA in maniera da poter comprendere il valore della grandezza d'interesse ovvero pressione, temperatura, flusso di un gas o altro. In queste applicazioni è spesso necessaria un'accuratezza di almeno 12bit ma non è insolita un'esigenza di anche 14bit-16bit, per arrivare a 24bit in situazione di precisione. In questi contesti si usa spesso lo shunt al fine di misurare la corrente, anche se in realtà l'accuratezza finale è data dall'intero sistema e non dal fatto che lo shunt offra un'accuratezza migliore delle altre tecniche di misura. Maggiori dettagli sull'analisi degli errori sono discussi in seguito.

Abbiamo già visto in Figura 4 che lo shunt può essere posto prima del carico o dopo il carico, ovvero collegato a massa. Dal punto di vista tecnico la prima differenza da tener in mente in queste due configurazioni è che il V_{CM} (*Voltage Common Mode*) ovvero la Tensione di Modo Comune a cui è sottoposto l'amplificatore operazionale è differente.

Si definisce V_{CM} :

$$V_{CM} = \frac{V_+ + V_-}{2}$$

dove:

V_{CM} : Tensione di modo comune.

V_+ : Tensione applicata all'ingresso non invertente.

V_- : Tensione applicata all'ingresso invertente.

Nel caso *High Side*, considerando che il valore del resistore di shunt è tipicamente piccolo (inferiore a 1 Ω) si ha che V_+ e V_- sono quasi uguali, per cui V_{CM} è pari alla tensione V_+ ovvero quella di alimentazione. Nel caso in cui si abbia a che fare con un una misura *Low Side*, si ha che V_{CM} è praticamente 0V o di poco superiore. Le problematiche da tenere a mente legate ai due valori V_{CM} discendono dal fatto che il valore di alimentazione del sistema è in generale molto superiore a quello con cui si alimenta l'amplificatore operazionale che deve amplificare la caduta di tensione ai capi dello shunt. In particolare il valore V_{CM} supportato da un amplificatore è spesso pari al valore della tensione di alimentazione o anche meno se l'ingresso non dovesse essere rail to rail in ingresso. Se la tensione di alimentazione dovesse essere di 24V si possono trovare facilmente degli operazionali che hanno questo valore di tensione, ma se si dovessero usare tensioni di alimentazione come 48V o oltre, la scelta dell'operazionale da

utilizzare diventa ardua ed in particolare a causa della ridotta scelta, si hanno anche costi maggiori.

Se si prende per esempio un amplificatore operazionale per uso generico, come il TLV9062 della Texas Instruments, che supporta una tensione massima pari a 6V, ha un valore V_{CM} compreso tra i valori di alimentazione -0.1V e quella positiva +0.1V. Da questo si capisce che l'amplificatore è anche *rail to rail* in ingresso. Ciononostante un amplificatore di questo tipo, salvi opportuni accorgimenti non può essere usato per una misura *High Side*, qualora la tensione del sistema da monitorare sia maggiore di 6V. Nel caso in cui la misura dovesse essere *Low Side*, il TLV9062 si presta al compito anche se la tensione di alimentazione di sistema dovesse essere maggiore di 6V. Si capisce però che l'amplificatore operazionale deve comunque essere alimentato con valori di tensione inferiori a 6V.

Per superare il disagio del valore massimo di V_{CM} derivante dalla tensione di alimentazione, ci sono particolari amplificatori che integrato i divisori di tensione per l'ingresso al fine di ridurre la tensione che effettivamente viene applicata all'ingresso Invertente e non Invertente, mantenendoli in specifica. Altri amplificatori hanno uno stadio di polarizzazione della cella differenziale in ingresso che preleva l'alimentazione dai terminali di alimentazione se V_{CM} risulta inferiore alla tensione di alimentazione, mentre se V_{CM} dovesse essere prossima a quella di alimentazione meno 1-2V, l'alimentazione della cella di polarizzazione dello stadio differenziale in ingresso, avviene per mezzo di V_{CM} ovvero l'amplificatore assorbe un poco di energia dal sistema sotto misura. Amplificatori operazionali di questo tipo sono identificabili da una corrente di bias "stranamente alta" ed in particolare il diagramma I_{bias} rispetto a V_{CM} mostra un tipico gradino come mostrato in Figura 11 (estratto dal datasheet dell'INA240 della Texas Instruments - tensione V_{CM} massima di 80V e tensione di alimentazione massima di 6V). Il gradino, ovvero l'aumento della corrente di *bias*, avviene proprio nel momento in cui lo stadio di ingresso dell'amplificatore preleva l'alimentazione dalla tensione di modo comune, ovvero dal sistema sotto misura.

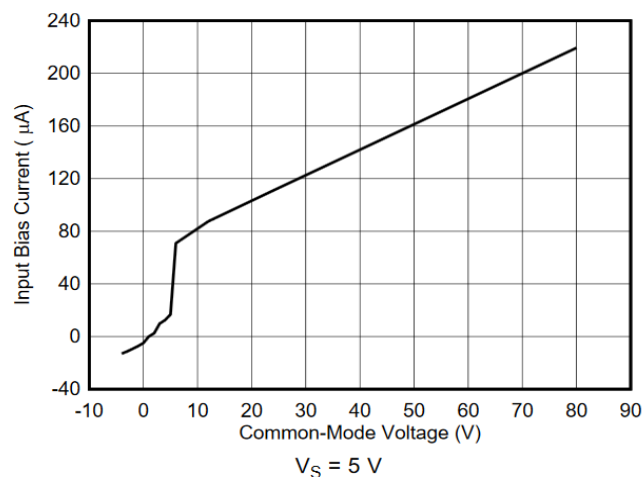


Figura 11: Andamento di I_{bias} in stadi di ingresso alimentati da V_{cm} .

Nel caso di sistemi ad elevata precisione, questa soluzione potrebbe non essere idonea visto che altera la misura e genera un errore DC variabile; infatti la corrente di *bias* scorre attraverso lo shunt creando un errore che si somma alla tensione di offset in ingresso

dell'operazionale. Tra gli amplificatori operazionali idonei per una misura *High Side* oltre all'INA240 appena citato, si ricordano l'INA170 che supporta per esempio 60V o l'INA381 con V_{CM} di 26V. La posizione dello shunt *High Side*, oltre alla tensione V_{CM} pone un'altra esigenza che la rende in generale più costosa. Dal momento che lo shunt non è collegato a massa, per misurare la tensione ai suoi capi è necessario un amplificatore in configurazione sottrattore come mostrato in Figura 12.

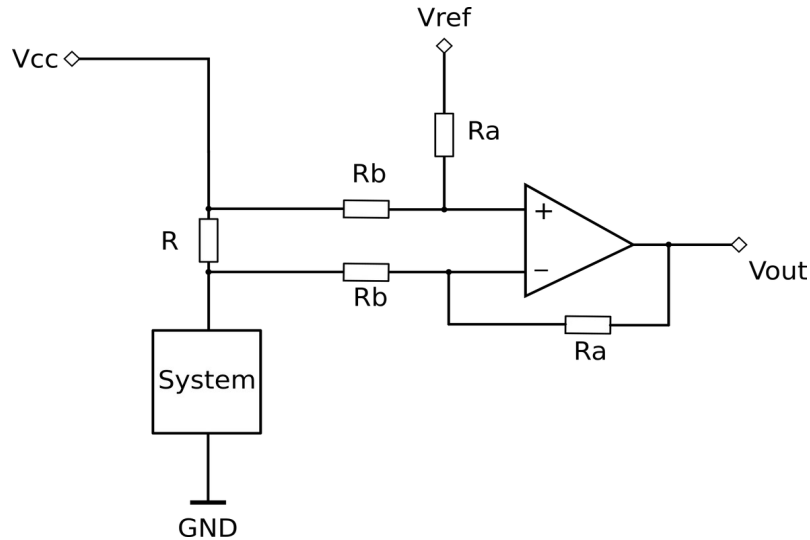


Figura 12: Amplificatore in configurazione sottrattore.

Nel caso in cui V_{CM} rientri nell'intervallo della tensione di alimentazione, si potrebbe anche usare un amplificatore da strumentazione. La configurazione a sottrattore richiede l'utilizzo di quattro resistori esterni, il che può aumentare i costi del sistema. Tipicamente i resistori sono piuttosto economici e per grossi volumi di vendita costano molto meno di 1 centesimo. Ciononostante considerando il costo di assemblaggio e test (*pick, place and test*), che si aggira intorno a 2-3 centesimi per componente, bisogna aggiungere fino a 12 centesimi, che per grossi volumi di vendita non è sempre trascurabile. Bisogna considerare però che l'amplificatore in configurazione sottrattore, facendo uso di resistori esterni, difficilmente arriva a valori del CMRR (*Common Mode Rejection Ratio*) superiori a 70dB. In particolare, come vedremo nel paragrafo dell'analisi degli errori, questo parametro è particolarmente importante, soprattutto per alti valori di V_{CM} , visto che alte tensioni di modo comune si riflettono in un errore di offset maggiore.

Raggiungere valori superiori a 70dB per il CMRR richiede l'utilizzo di resistori di precisione al fine di ottenere un *matching* dei componenti elevato. Infatti il CMRR è direttamente legato all'uguaglianza del rapporto dei resistori utilizzati e non al valore assoluto degli stessi. Comprare resistori con tali prestazioni farebbe ulteriormente aumentare i costi del sistema, per cui spesso si preferiscono soluzioni integrate che permettono di ottenere un buon *matching* dei valori dei resistori, permettendo di ottenere CMRR superiori a 100dB. Il valore assoluto dei resistori integrati in un chip non sono accurati, per cui se si vuole avere un resistore di 10K Ω si possono avere tolleranze del 10-20%. Ciononostante il *matching*, grazie al laser *trimming* o altre tecniche per calibrare il chip, può essere portato facilmente al valore di 0.1%. Il laser *trimming* viene effettuato al livello del *die* prima del *packaging*. Questo porta tipicamente ad un peggioramento del valore del *matching* dopo che viene effettuato il *packaging*. Infatti lo stress termico e meccanico non

possono più essere compensati. Per tale ragione sono anche presenti soluzioni il cui *matching* viene effettuato in tempo di produzione dopo il *packaging*, permettendo di compensare fino all'ultimo stress subito dal chip. La tecnica utilizzata dalla Texas Instruments è nota come eTrimming al fine di evidenziare che non si tratta più di un laser *trimming* ma di un *trimming* effettuato in modo elettrico.

Nel caso in cui lo shunt sia *Low Side* il sistema potrebbe essere molto più semplice visto che la tradizionale configurazione non invertente potrebbe essere sufficiente per amplificare il segnale, per cui lo schema che potrebbe essere utilizzato è mostrato in Figura 13.

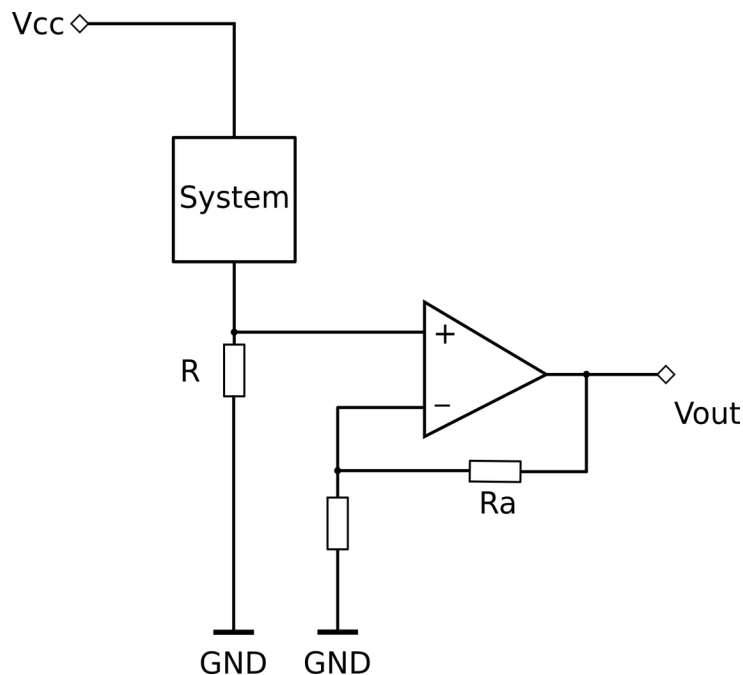


Figura 13: Amplificatore per la misura della corrente *Low Side*.

Sebbene questo secondo schema sia in favore della configurazione *Low Side*, il suo utilizzo, se le correnti in gioco sono elevate, potrebbe causare un errore non trascurabile derivante dalla resistenza parassita che collega lo shunt a massa. Questo errore si rifletterebbe in un errore sul guadagno del sistema. Nel paragrafo dedicato all'analisi degli errori e *layout* è mostrato come l'utilizzo di un amplificatore da strumentazione o un sottrattore possa nuovamente aiutare, alzando però nuovamente i costi. In ultimo è importante notare che per una misura *Low Side*, sebbene non ci siano esigenze elevate sul valore massimo della tensione di modo comune V_{CM} , bisogna comunque accertarsi che l'amplificatore operazionale scelto includa anche 0V nella dinamica in ingresso consentita. Molti amplificatori non includono 0V ma si avvicinano solo a 0.1-0.2V da massa, per cui devono essere esclusi qualora il sistema deve includere anche una misura a partire da 0A. Qualora si sia interessati ad una misura di un intervallo di corrente, per esempio da 5A a 10A, se la tensione di modo comune non dovesse includere 0V, si potrebbe scegliere un amplificatore non *rail to rail* in ingresso, o che comunque non includa 0V. Il valore del resistore di shunt deve comunque essere scelto in maniera idonea al fine di far rimanere l'intervallo della tensione ai suoi capi compatibile con quella della tensione di modo comune dell'amplificatore operazionale utilizzato.

Misure con resistore di shunt isolate

Sebbene la soluzione per mezzo di un resistore di shunt richieda di interrompere il sistema al fine di mettere il resistore, ovvero si perde l'isolamento tra il sistema sotto misura e lo strumento di misura, ci sono tecniche che permettono di isolare nuovamente il sistema da un punto di vista elettrico.

Tipicamente in questi contesti di misura quello che si fa a livello di sistema è avere lo shunt, l'amplificatore e il convertitore ADC dal lato del sistema sotto misura, mentre l'interfaccia dell'ADC, tipicamente SPI, viene isolata per mezzo di isolatori ottici, capacitivi o induttivi. Il protocollo I2C viene poco utilizzato visto che gli isolatori I2C, dovendo essere bidirezionali tendono a costare di più. Per queste applicazioni Texas Instruments ha introdotto sul mercato due ADC con interfaccia UART (ADS112U04 16bits, ADS122U04 24bits) al fine di combinare i vantaggi economici degli isolatori unidirezionali, con un numero ridotto di linee. Per avere un isolamento completo è necessario, oltre all'interfaccia, isolare anche l'alimentazione della parte del sistema in contatto con il sistema sotto misura.

Un'altra soluzione è quella di utilizzare un amplificatore con uscita isolata, ovvero isolare direttamente il segnale analogico. Sebbene sul mercato questa soluzione sia supportata e siano presenti amplificatori con uscita isolata, il loro costo è piuttosto elevato e nel caso specifico della misura di corrente, dovendo realizzare una configurazione a sottrattore, per ottenere un CMRR elevato, può far esplodere il costo del sistema rendendo il primo approccio decisamente più attraente. Inoltre gli amplificatori con uscita isolata al fine di far passare la componente DC del segnale dall'ingresso all'uscita, modulano il segnale, creando delle armoniche in uscita che potrebbero rendere l'utilizzo di una FFT sulla corrente misurata, per diagnosticare problemi, non praticabile.

Corrente bidirezionale

Indipendentemente dalla tecnica utilizzata, sia essa basata su shunt o altro, si possono verificare casi in cui la corrente a seconda dello stato del sistema può circolare sia in un verso che in un altro. Dal momento che lo stadio di amplificazione della tensione è simile per tutte le tecnologie, lo si può analizzare separatamente come una problematica generale. Un tipico caso in cui la corrente possa circolare in entrambi i sensi è il controllo della corrente di carica e scarica di una batteria. A seconda dello stato, la corrente potrebbe circolare in un verso o nell'altro.

In questi casi bisogna realizzare il sistema in maniera opportuna, ovvero tale da poter misurare la corrente in entrambi i versi. Se alimentassimo l'amplificatore con una tensione duale, in generale si potrebbe accomodare senza grossi problemi il cambio di segno derivante dall'inversione della direzione della corrente. Però giunti in ingresso al convertitore analogico digitale, potrebbe essere comunque necessario traslare il segnale rendendolo "tutto positivo". Infatti molti convertitori ADC hanno un'alimentazione singola, per cui il segnale non può essere negativo. Quello che si fa tipicamente è sommare un valore di riferimento al primo stadio di amplificazione al fine di far variare la tensione intorno a V_{REF} e non a 0V.

Infatti se il valore fosse 0V, con alimentazione singola, si verrebbe a tagliare il segnale quando l'uscita dovesse essere negativa. Usando V_{REF} si ha la possibilità di ospitare una variazione di tensione anche negativa, ma intorno a V_{REF} , per cui in realtà il segnale rimarrebbe sempre positivo e potrebbe essere convertito senza problemi da un ADC.

Gli amplificatori che supportano V_{CM} superiore alla tensione di alimentazione, V_{CM} anche negativo, e sono pensati per misure di corrente bidirezionale, hanno in generale il piedino V_{REF} . Un esempio potrebbe essere il già citato INA240. Lo schema a blocchi estratto dal datasheet è riportato in Figura 14.

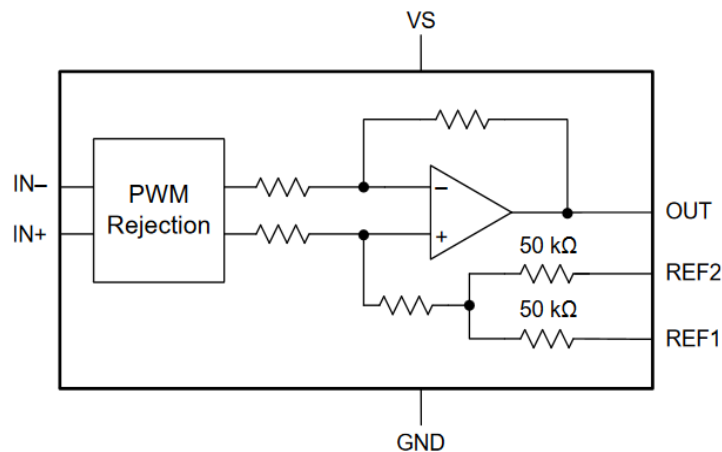


Figura 14: Amplificatore per la misura di correnti bidirezionali (INA240).

In particolare la presenza dei due resistori interni da 50KΩ permette di generare direttamente V_{ref} come valore pari a $V_{cc}/2$, semplicemente collegando REF1 a massa e REF2 a V_{cc} . Come detto il valore assoluto dei resistori non è in generale ottimo ma la sua accuratezza in termine del *matching*, ha un valore tipico specificato nel datasheet dello 0.02% e un valore massimo dello 0.1%, per cui si può ottenere un valore proporzionale a V_{cc} piuttosto accurato.

Valutazione degli errori di misura

Come abbiamo visto, misurare significa confrontare una quantità non nota con una di riferimento. Nel caso di misure professionali non basta solo fornire il valore del rapporto tra le due grandezze, bisogna fornire anche l'errore. Se si deve fare un muro a secco per un giardino, dire che debba essere alto 125cm potrebbe andar bene, ma se si deve fornire il diametro della valvola di sicurezza della macchinetta del caffè non ci sorprenderà che la misura sia fornita con associato un errore, ovvero $6\text{mm} \pm 0.1\text{mm}$.

Fornire un errore di misura permette di quantificare la bontà del valore misurato. Ci sono casi in cui avere un errore del 30% può essere tollerato mentre in altri casi sono tollerabili errori dell'ordine dello 0.01%. L'errore di misura che può essere tollerato diventa una specifica di progetto per il sistema di misura che si deve progettare.

Quanto esposto fino ad ora, rende la problematica dell'errore un poco semplice. In effetti sapere solo che l'errore del nostro sistema debba essere dell'1% non basta. Bisogna sapere se tale errore faccia riferimento a Fondo Scala (FS *Full Scale*) o debba essere il massimo tollerato per qualunque valore misurato. In questo secondo caso è bene non accettare di progettare il sistema fino a quando non si sappia l'intervallo di misura.

Detto questo cerchiamo di capire che cos'è un errore di misura. Si definisce errore la differenza tra il valore misurato e il valore reale:

$$\text{errore} = \text{Valore}_{\text{Misurato}} - \text{Valore}_{\text{Reale}}$$

Quindi significa che se misurassimo una corrente di 150mA mentre quella vera sia di 153mA, stiamo commettendo un errore di 3mA. Tale formula ci mette però in difficoltà visto che il valore reale non è noto. Per tale ragione come valore reale si prende spesso il valore teorico e si effettua il progetto rispetto ad esso. Come verifica di laboratorio, quello che possiamo fare è quello di effettuare delle misure per mezzo di uno strumento più preciso di quello che stiamo progettando e vedere se l'errore che riteniamo sia il massimo commesso dal nostro strumento, rientri sempre nel valore differenza tra le due misure fatte con i due strumenti. In questo secondo caso, come valore reale si è preso il valore misurato dallo strumento migliore.

Un sistema di misura, sebbene alla fine possa visualizzare un solo numero, rappresenta un sistema piuttosto complesso. Nella semplice misura di corrente, intervengono diversi errori i cui effetti devono essere considerati nell'insieme, al fine di poter quantificare l'errore totale. Il modo di sommare gli errori viene a dipendere dal sistema progettato, infatti nel caso peggiore possiamo considerare l'errore totale di un sistema come la somma di tutti gli errori, ovvero:

$$\text{Errore}_{\text{Totale}} = \text{Errore}_1 + \text{Errore}_2 + \dots + \text{Errore}_n$$

Da un punto di vista statistico, se gli errori sono indipendenti, ovvero se un errore aumenta o diminuisce non necessariamente aumentano o diminuiscono gli altri, si può usare il valore quadratico medio dell'errore, ovvero:

$$\text{Errore}_{\text{Totale}} = \sqrt{(\text{Errore}_1^2 + \text{Errore}_2^2 + \dots + \text{Errore}_n^2)}$$

Questo errore è minore del caso peggiore e non esclude che il caso peggiore si possa verificare. Se si dovesse mandare l'uomo sulla luna o progettare una centrale nucleare, si tende ad usare il caso peggiore della prima formula, mentre in casi meno critici si tende ad usare l'errore quadratico medio.



Nota

L'errore finale come tutti gli errori inseriti nella formula sono espressi in percentuale e sono da intendersi come variazione dal valore nominale, sia in positivo che in negativo, ovvero $\pm \text{errore}\%$ sul valore nominale.

Negli strumenti di misura, quando viene scritto che l'errore è al massimo del 5% si intende indirettamente che si sta usando un errore quadratico medio. Se il manuale riporta solo un errore di misura del 5% si intende indirettamente anche che è un valore di errore riferito al Fondo Scala, che come vedremo a breve è un caso favorevole al fine di scrivere un errore quanto più piccolo possibile. Se l'errore dovesse essere valido per l'intero intervallo di misura, è pratica comune che venga specificato.

Considerando il sistema di misura di Figura 12. Supponiamo che la tensione di uscita dall'amplificatore operazionale sia il valore che verrà visualizzato quale misurazione della corrente e che l'errore di misura introdotto dal convertitore ADC possa essere trascurato. Nel nostro sistema abbiamo due soli componenti, Ovvero il resistore di shunt e l'amplificatore operazionale. In questo contesto stiamo trascurando l'errore introdotto dal PCB, che a seconda del *layout* può introdurre un errore più o meno grande e deve essere considerato come un componente del sistema.

Gli errori principali sono:

Resistore di Shunt

- Errore sul valore nominale - tolleranza
- Errore sul valore al variare della temperatura

Amplificatore

- Errore di offset
- Errore introdotto dal CMRR
- Errore introdotto dal PSRR
- Errore del guadagno
- Corrente di *bias*
- *Drift* termico degli errori

Vediamo in dettaglio i vari errori e cerchiamo di quantificarli meglio al fine di poter fare le giuste scelte progettuali che porteranno a soddisfare l'accuratezza del sistema finale.

Il resistore di shunt

Sul mercato sono presenti diverse tipologie di resistori sviluppati con diversi materiali. In particolare tra questi sono presenti quelli progettati ad hoc per essere utilizzati come resistori di shunt. Tali resistori hanno spesso la caratteristica di supportare la connessione Kelvin (maggiori dettagli saranno dati nella sezione degli errori relativi al *layout*), di avere valori ohmici piuttosto bassi del decimo o anche millesimi di ohm, ed avere accuratèzze elevate. Le potenze supportate da tali resistori sono spesso di diversi W (watt) permettendo di supportare applicazioni per la misura di decine di A. Un'altra caratteristica tipica di tali resistori è di avere una bassa componente induttiva, permettendo di essere usati per frequenze operative di decine di MHz, ovvero permettere di sviluppare sistemi di diagnosi basati sull'analisi dello spettro della corrente.

I datasheet di questi resistori sono anche piuttosto dettagliati, fornendo le specifiche dei parametri necessari per valutare gli errori di misura qualora il resistore sia utilizzato per la misura della corrente. Questo si traduce nel fatto che tali resistori sono spesso costosi per cui una scelta appropriata per il particolare sistema che si sta progettando è piuttosto importante al fine di poter contenere il costo del sistema stesso.

Prendiamo come esempio il resistore Vishay WSK2512R0200FEA da 0.02Ω come riportato in Figura 15.

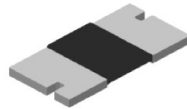


Figura 15: Resistore Vishay WSK2512R0200FEA (immagine estratta dal datasheet).

Errore sul valore nominale - tolleranza

L'errore sul valore assoluto del resistore è un errore che si ripercuote direttamente sul valore finale di misura. Infatti quello che misuriamo è il valore della tensione ai capi del resistore ovvero $V = R_{shunt} \cdot I$ per cui se il valore R non è corretto, la tensione V misurata avrà lo stesso errore di R. In particolare dal momento che il valore di tensione finale che vogliamo misurare viene a dipendere anche dal guadagno G dell'amplificatore che amplificherà il segnale ai capi del resistore, si ha che la tensione finale sarà:

$$V = (R_{shunt} \cdot I) \cdot G_{amplificatore}$$

ovvero raggruppando, si ha che il guadagno totale è:

$$V = (R_{shunt} \cdot G_{amplificatore}) \cdot I$$

Dal momento che R ha una sua tolleranza, il valore di R deve essere corretto con il valore del datasheet ovvero:

$$V = (R_{shunt} \cdot R_{\%Tolleranza} \cdot G_{amplificatore}) \cdot I$$

Da cui si comprende che ogni errore sul resistore di shunt si riflette a livello di sistema come un errore sul guadagno totale. L'unico modo per ridurre tale errore è quello di prendere un resistore accurato. Per esempio la famiglia del resistore preso come esempio ha una tolleranza dello 0.5% o dell'1% a seconda del modello, ma ci sono anche altre famiglie con tolleranza dello 0.1%. Sebbene la scelta del resistore possa portare il primo vincolo sull'errore, l'aver riconosciuto che questo si manifesta come errore sul guadagno del sistema ci permette eventualmente di ridurre tale errore qualora effettuassimo una calibrazione sul guadagno. Calibrare un sistema in fase di produzione può essere costoso visto che richiede strumentazione idonea e tempo, per cui non è sempre una scelta adottata. Dal momento che l'errore sul valore assoluto, ovvero la tolleranza, è espressa già in percentuale, tale errore può essere introdotto nell'equazione dell'errore finale, così come è.

Errore sul valore al variare della temperatura

La tolleranza è solo il primo errore sul valore assoluto di R scelto. Un altro errore importante da valutare è la sua variazione al variare della temperatura. In particolare bisogna considerare gli effetti del coefficiente di temperatura (TCR – *Temperature Coefficient*) sul nostro sistema. Tale valore è espresso in ppm/°C ovvero parti per milioni su grado centigrado. Questo errore deve essere convertito in % al fine di poter essere utilizzato nella formula dell'errore totale. Anche in questo caso dal momento che l'errore si ripercuote comunque sul valore assoluto di R vuol dire che avremo un errore sul guadagno totale. Tale errore, sebbene possa essere calibrato al fine di poter essere ridotto, dal momento che varia al variare della temperatura richiederebbe molti punti di calibrazione. Questo può essere piuttosto costoso e richiederebbe anche un sensore di temperatura al livello di sistema, al fine di poter valutare quale valore di calibrazione dover prendere. Si capisce dunque che compensare un errore a livello termico può essere piuttosto costoso e la soluzione migliore per ridurlo è quello di scegliere componenti che abbiano un coefficiente termico quanto più basso possibile, con il solo sforzo di pagare di più.

Come detto il valore del datasheet non può essere usato nella formula del nostro errore totale per cui bisogna convertirlo in %. Per fare questo bisogna per prima cosa convertire il ppm in %. Per fare questo basta ricordare che cosa significa ppm e %. Il valore di 1% equivale a dire che c'è un errore di una parte su 100 ovvero 1/100. Scrivere ppm vuol dire che c'è un errore di una parte ogni milione ovvero 1/1000000 ovvero 10 000 volte più piccolo di un errore del 1%. Per cui per avere un errore di una parte su un milione equivale a dire avere un errore di 0.0001 parti su 100, ovvero un errore del 0.0001%. Da questo si deduce che l'errore di 35ppm/°C del resistore preso in considerazione equivale ad un errore dello 0.0035% /°C.

L'errore così scritto è in % ma dipende ancora dalla temperatura. Per avere un errore totale espresso in % bisogna moltiplicare tale valore per l'intervallo di temperatura operativo, ovvero a cui sarà soggetto il resistore. Gli intervalli di temperatura sono spesso definiti in base all'applicazione finale del sistema, ma nulla toglie di definire un proprio intervallo. Se dovessimo sviluppare un sistema per l'Italia un range di temperatura operativo potrebbe essere tranquillamente 0-40°C. Considerando che il resistore è però attraversato da corrente e dissipa energia al suo interno bisogna considerare che ci sarà un aumento della temperatura del suo corpo che deve aggiungersi al valore della temperatura

ambiente e viene ad essere proporzionale alla resistenza termica del suo *package* e la potenza dissipata. A seconda delle potenze in gioco la resistenza termica del *package* potrebbe non essere fornita nel datasheet, ma è bene considerare un aumento della temperatura del corpo del resistore.

Nel caso specifico se prendiamo un'applicazione commerciale, definire un intervallo operativo 0-50°C per l'utente finale potrebbe essere più che sufficiente, ma l'intervallo termico per il calcolo del nostro errore deve essere aumentato. Non avendo ora un caso specifico e non potendo calcolare l'aumento dovuto alla dissipazione interna consideriamo una temperatura massima fino ad 80°C per cui il nostro intervallo di temperatura pari al valore massimo meno il valore minimo, viene a coincidere con 80°C. Moltiplicando tale valore per 0.0035% /°C si ottiene che l'errore % derivante dalla variazione termica è pari a $\pm 0.28\%$.

Le applicazioni commerciali, escluse le considerazioni ora descritte come esempio, richiedono spesso temperature operative a livello del componente nel range di 0 +70°C. A livello industriale -20°C + 85°C, spesso estese a -20°C + 115°C o -40°C + 125°C. Per i circuiti integrati, a livello di temperatura massima si introduce anche T_j , ovvero la temperatura di giunzione (*die temperature*). In questo contesto sono richieste temperature massime che possono essere circa 25°C maggiori di quella operativa, ovvero estendono la temperatura nel range -40°C + 150°C. Questo permette al circuito integrato di operare fino a 125°C ambiente e permettere un surriscaldamento del *die* aggiuntivo derivante da dissipazione interna, fino a 150°C.



Nota

I resistori di shunt sono tipicamente del tipo metal film (film metallico) che permette di ottenere valori bassi di deriva termica sul valore nominale. I classici resistori al carbone hanno derivate termiche dell'ordine di 1000ppm/°C per cui possono essere causa di un errore notevole. I resistori a filamento non sono usati spesso a causa del valore dell'induttanza parassita aggiunta.

Errori di amplificazione

Per poter amplificare la tensione sul resistore abbiamo visto diverse soluzioni. Nel caso specifico della misura della corrente sono presenti diversi amplificatori operazionali dedicati, che permettono la misura di una corrente bidirezionale, supportano V_{cm} relativamente alti e integrano direttamente i resistori per implementare la configurazione a sottrattore. In un certo qual modo questi amplificatori ci permettono di ridurre gli errori che andremo ad analizzare per cui è bene considerarli come prima scelta. Nel caso si volesse realizzare una soluzione discreta o in generale utilizzare amplificatori per applicazioni generiche, l'analisi sotto rimane valida, ma i relativi parametri che sono presi in esame sono in generale peggiori e conducono a un errore di misura maggiore. Maggiore o minore non significa necessariamente migliore o peggiore, visto che lo scopo del progetto è soddisfare delle specifiche e se queste vengono soddisfatte, tutti sono soddisfatti e diventa spesso una questione di soldi l'utilizzare una soluzione piuttosto che un'altra. Vediamo ora in dettaglio l'analisi degli errori prendendo come esempio l'INA381, il cui schema a blocchi è riportato in Figura 16. In particolare l'INA381 ha una V_{cm} di 26V anche se l'alimentazione è al massimo di 6V. È inoltre offerto con diversi valori fissi sul guadagno, senza dover aggiungere resistori esterni ($G = 20, 50, 100, 200$). Sebbene non

visibile, dal momento che INA381 supporta una configurazione *High Side*, vuol dire che integra i resistori per realizzare una configurazione sottrattore. Il fatto inoltre che ha un guadagno limitato indirettamente si capisce che i resistori di feedback sono già inclusi.

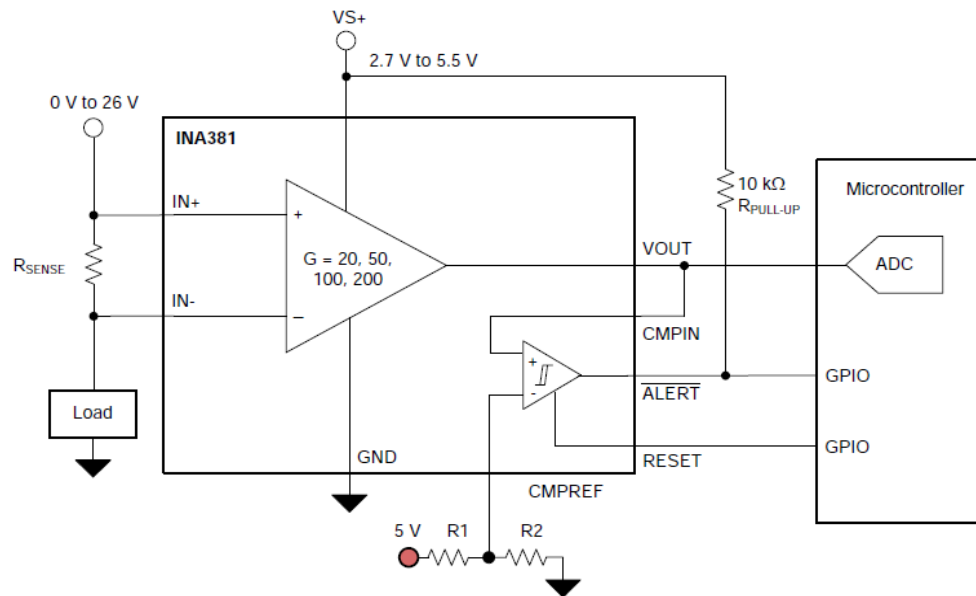


Figura 16: INA381 - schema a blocchi (immagine estratta dal datasheet).

In questo esempio si parte da un componente ma in realtà la scelta dello stesso viene a dipendere dal particolare caso. Partire da uno di riferimento ci può aiutare per sapere se dobbiamo cercare qualche cosa di meglio o meno. La selezione di un componente può avvenire in generale per mezzo di alcuni parametri chiave come alimentazione, V_{cm} , dimensione del *package* e selezionare o scartare i componenti che dovessero soddisfare le prime specifiche semplicemente sulla base del costo. A seconda del progetto, un parametro potrebbe o meno essere di fondamentale importanza e indurre a pagare di più o avere un *package* più grande, solo al fine di avere migliori performance nel parametro chiave. Questa particolare esigenza è strettamente legata allo specifico progetto ma un parametro chiave potrebbe essere tra questi:

- Errore di offset
- Errore introdotto dal CMRR
- Errore introdotto dal PSRR
- Errore del guadagno e linearità
- Drift termico degli errori

Vediamo di comprendere meglio ogni errore e quantificare i suoi effetti.

Errore di Offset

Probabilmente non ci si meraviglia che l'offset sia un errore importante di misura dal momento che stiamo misurando la corrente attraverso la tensione ai capi di un resistore. Nel datasheet, l'offset viene espresso in V per cui bisogna convertirlo in % al fine di valutare l'errore. Per convertirlo come errore percentuale bisogna però confrontarlo con

qualche cosa al fine di poter dire che rappresenti un errore. Nel caso dell'INA381 l'offset è pari a $\pm 500\mu\text{V}$.

Per determinare l'errore percentuale bisogna conoscere, ovvero aver selezionato, il valore del resistore di shunt e l'intervallo di corrente da misurare. Supponiamo di avere R shunt pari a 0.02Ω e che la corrente da misurare sia compresa da 1A a 10A. Questo significa che V ai capi di R sarà compresa tra 20mV e 200mV. Questo rappresenta il valore teorico (ideale) del range di tensione ai capi del resistore. L'errore introdotto dal resistore non deve essere considerato in questo caso, visto che viene aggiunto separatamente. Per cui l'errore percentuale derivante dalla tensione di offset in ingresso è pari a:

$$\text{Errore} = \frac{V_{\text{OFFSET}}}{V_R} \cdot 100$$

che nel caso dell'INA381 e R selezionato nel range di corrente del sistema, conduce ad un errore compreso tra 2.5% e 0.25%. Dai due valori si può subito vedere che l'errore percentuale introdotto dall'offset viene ad essere ridotto se confrontato con il valore massimo di corrente o di fondo scala (di un ipotetico strumento). A seconda del sistema e delle richieste dovremmo usare come errore 2.5% o 0.25%. Molti strumenti sono specificati sul fondo scala per cui si può prendere tale errore. Si capisce che avere un errore del 1% su tutto il range di corrente può essere piuttosto arduo, visto che dall'analisi del primo errore avremo già un errore del 2.5%. Considerando l'errore di fondo scala, sebbene non abbiamo migliorato effettivamente l'errore, possiamo considerare un errore massimo più piccolo.



Nota

Dal momento che l'errore risulta più piccolo quando ci si trova a fondo scala, deriva che nella misura di una grandezza, in generale, è bene fare in modo che lo strumento sia impostato al fine di avere il segnale in ingresso prossimo al valore massimo della dinamica in ingresso ammessa dallo strumento, ovvero prossimo al fondo scala.

L'errore percentuale introdotto dall'offset viene a dipendere dalla tensione ai capi dello shunt, per cui per poterlo ridurre si potrebbe valutare di poter aumentare il valore del resistore di shunt. Aumentare il valore di R causa però un aumento della potenza dissipata dal resistore, per cui è in generale richiesto un resistore di dimensioni più grandi. Una potenza dissipata maggiore determina anche un aumento di temperatura del corpo del resistore, che come visto è causa di ulteriore errore. Se R non si potesse cambiare e si volesse ridurre comunque l'errore si potrebbe selezionare un altro amplificatore. Se l'offset deve essere di molto inferiore a $500\mu\text{V}$ è necessario prendere amplificatori che risultano calibrati (*trimmed*) o abbiano una circuiteria *chopping* in ingresso come gli zero *drift* della Texas Instruments (es. INA240) che abbassano il valore di offset a $25\mu\text{V max}$. Il valore di offset compreso tra $500\mu\text{V}$ -1mV è tipicamente il valore minimo che si riesce ad ottenere con le tecnologie attuali senza intervenire con una calibrazione (*trimming*) sul valore.

Errore introdotto dal CMRR

Il CMRR, ovvero *Common Mode Rejection Ratio* rappresenta un parametro molto importante di un amplificatore operazionale e permette di quantificare quanto una tensione di modo comune, ovvero applicata agli ingressi con la stessa fase e ampiezza, si manifesti in uscita. Il CMRR è espresso in dB ed è definito come:

$$CMRR = 20 \log \frac{A_{diff}}{A_{CM}}$$

dove:

A_{diff} : Guadagno differenziale dell'amplificatore.

A_{CM} : Guadagno di modo comune dell'amplificatore.

Il guadagno di modo comune dell'amplificatore è molto basso mentre quello differenziale è molto alto, per cui i rapporti tra i due conducono spesso valori compresi tra 80-120dB ovvero rapporti tra i due guadagni compresi tra 10000 e 1000000.

Un amplificatore ideale dovrebbe avere un CMRR infinito, ovvero nel caso in cui un segnale di modo comune dovesse presentarsi agli ingressi, non dovrebbe influenzare in alcun modo l'uscita. Parlando in termini di guadagno lineare, tale guadagno dovrebbe essere nullo.

Gli amplificatori reali hanno un valore elevato del CMRR, ma pur sempre finito. Se l'amplificatore dovesse essere utilizzato come sottrattore, il valore del CMRR viene a dipendere dall'accuratezza dei resistori scelti. Come detto, difficilmente si possono raggiungere valori superiori a 70-80dB. Se i resistori dovessero essere integrati, grazie al fatto che durante il processo di fabbricazione dei circuiti integrati si riescono a raggiungere elevate precisioni sui rapporti dei valori dei componenti, si riescono ad ottenere CMRR superiori a 100dB.



Nota

Il valore di precisione del *matching* di resistori integrati può raggiungere facilmente l'ordine del 1% o valori inferiori. Il valore assoluto dei resistori è però tipicamente dell'ordine del 20%. Dal momento che il guadagno di una configurazione invertente, non invertente, come anche di una configurazione a sottrattore dipende dal rapporto del valore dei resistori, l'accuratezza del guadagno viene a dipendere dall'accuratezza del *matching*.

Il CMRR è spesso espresso in dB, per cui prima di procedere bisogna convertire tale valore in una grandezza lineare. Nel caso dell'INA381 il CMRR tipico è di 100dB ma quello minimo è di 84dB. Nel calcolo del nostro errore dobbiamo prendere il caso peggiore, per cui:

$$CMRR_{lineare} = \frac{1}{10^{\frac{CMRR_{dB}}{20}}} = \frac{1}{10^{\frac{84}{20}}} = 63 \cdot \frac{\mu V}{V}$$

Da questo si capisce che ogni volt di tensione di modo comune si ripercuote in uscita con $63\mu\text{V}$ che si aggiungeranno alla tensione di offset.

L'errore associato al CMRR sebbene piccolo, non sempre può essere trascurato visto che deve essere moltiplicato per la tensione di modo comune in ingresso. Abbiamo visto che nel caso di una misura di corrente *Low Side*, V_{cm} è praticamente 0V per cui questo errore non si applica. Nel caso di una misura di corrente *High Side*, V_{cm} a cui viene sottoposto l'ingresso è pari all'alimentazione del sistema. Nel caso dell'INA381 che supporta un V_{cm} pari a 26V , supponiamo che l'alimentazione del sistema arrivi ad un massimo di 24V (l'INA381 non sarebbe stata una buona scelta in questo caso).

Per cui moltiplichiamo $63\mu\text{V}$ per 24V e otteniamo 1.5mV . Tale valore non è proprio trascurabile, ma fortunatamente il calcolo fatto è errato. Infatti, come detto l'errore derivante dal CMRR si manifesta come offset. Per cui bisogna vedere quale sono le condizioni operative sotto le quali è stato calcolato l'offset. Dalla tabella del datasheet bisogna vedere a quale tensione è sottoposto $V+$ durante la misurazione dei parametri. Tale valore è tipicamente scritto in cima alla tabella stessa, come mostrato in Figura 17, ed è pari a $+12\text{V}$. Questo significa che con un V_{cm} pari a 12V gli effetti della tensione di uscita sono già inglobati nel valore dell'offset in ingresso del quale ne abbiamo già considerato gli effetti sull'errore.

6.5 Electrical Characteristics

at $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{SENSE} = V_{IN+} - V_{IN-} = 10\text{ mV}$, $V_S = 5\text{ V}$, $V_{IN+} = 12\text{ V}$, and $\text{CMPREF} = 2\text{ V}$, (unless otherwise noted.)

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
INPUT						
V_{CM}	Common-mode input voltage range		-0.2		26	V
CMRR	Common-mode rejection ratio, RTI	$V_{IN+} = 0\text{ V to } 26\text{ V}$, $T_A = -40^\circ\text{C to } +125^\circ\text{C}$	84	100		dB
V_{OS}	Offset voltage, RTI ⁽¹⁾	$V_{IN+} = 12\text{ V}$, $V_{IN-} = 12\text{ V}$		± 100	± 500	μV
		$V_{IN+} = 0\text{ V}$, $V_{IN-} = 0\text{ V}$		± 25	± 150	μV
dV_{OS}/dT	Offset voltage drift, RTI ⁽¹⁾	$T_A = -40^\circ\text{C to } +125^\circ\text{C}$		0.1	1	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
PSRR	Power-supply rejection ratio	$V_S = 2.7\text{ V to } 5.5\text{ V}$, $T_A = -40^\circ\text{C to } +125^\circ\text{C}$		± 8	± 40	$\mu\text{V/V}$

Figura 17: Ritaglio delle caratteristiche elettriche del datasheet INA381.

Da questo discende che per il calcolo degli effetti del CMRR sull'uscita (V_{out}) bisogna sottrarre 12V . Per cui si ha:

$$V_{OUT} = (|V_{CM} - V_{test}|) \cdot \text{CMRR}_{lineare}$$

Per cui si ha che l'offset aggiuntivo derivante dal CMRR è pari a 0.75mV . Per trasformarlo in percentuale ed utilizzarlo nella nostra formula bisogna rapportarlo nuovamente alla tensione che andiamo a misurare sul resistore di shunt, per cui :

$$\text{Errore} = \frac{(|V_{CM} - V_{test}|) \cdot \text{CMRR}_{lineare}}{V_R} \cdot 100$$

Nel caso dell'esempio precedente abbiamo considerato 200mV , per cui l'errore introdotto è pari a 0.38% .

Errore introdotto dal PSRR

Il PSRR, *Power Supply Rejection Ratio* quantifica in maniera simile al CMRR, gli effetti che si hanno sulla tensione di uscita al variare della tensione di alimentazione. Se per esempio in ingresso dovessimo avere 0V (ingressi a massa), ci si aspetterebbe che al variare della tensione di alimentazione non dovrebbe variare V_{out} . In un amplificatore ideale questo sarebbe vero ma in quelli reali il valore di tensione dell'alimentazione influenza l'uscita, sebbene di poco. Il valore PSRR è espresso tipicamente in scala lineare ovvero non in dB come il CMRR, per cui per calcolare l'errore si può procedere in maniera analoga ai calcoli effettuati per il CMRR, non dovendo però convertire il valore espresso precedentemente in dB. In particolare l'errore percentuale si calcola come:

$$Errore = \frac{(|V_{alimentazione} - V_{datasheet}|) \cdot PSRR}{V_R} \cdot 100$$

Considerando un'alimentazione per il nostro INA381 pari a 3.3V e considerando che, come riportato in Figura 17 le misure sono state effettuate con 5V la differenza in tensione da considerare è pari a 1.7V. Considerando la tensione ai capi del resistore di shunt pari a 200mV e il PSRR pari al caso peggiore di 40 μ V/V, si ha:

$$Errore = \frac{(|3.3 - 5|) \cdot 40 \cdot 10^{-6}}{0.2} \cdot 100 = 0.03 \quad \%$$

Errore sul guadagno e linearità

L'errore sul guadagno è paragonabile all'errore introdotto da una variazione del resistore di shunt. Tale valore è espresso già in % all'interno dei parametri dell'amplificatore, per cui può essere direttamente usato nella formula dell'errore totale. Nel caso dell'INA381 l'errore è del 1%. Oltre all'errore sul guadagno il guadagno ha un errore di linearità tipicamente molto più piccolo e spesso trascurabile. Nel caso dell'INA381 è fornito solo il valore tipico di 0.01%. Assumendo un errore massimo pari a 10 volte, come nel caso del *Gain error*, avremo 0.1% che risulta ancora 10 volte inferiore al *Gain error*. A seconda dei casi l'errore di linearità deve o meno essere incluso.

Drift termico degli errori

Come per il resistore, anche per l'amplificatore operazionale la temperatura gioca un ruolo importante per valutare l'errore che commettiamo sulla misura. In particolare la temperatura per l'amplificatore operazionale, visto che non dissipa molta energia internamente, a meno di non dover pilotare direttamente un carico elevato, può essere considerata quella ambientale massima, ovvero stiamo trascurando l'aumento di temperatura del *die* derivante dalla resistenza termica del *package* e difficoltà di dissipare energia del chip (*die*) verso l'esterno. Ciononostante, dal momento che le tensioni da amplificare sono piuttosto basse e spesso per avere un buon *layout* l'amplificatore si trova in prossimità del resistore di shunt, lo stress termico dell'amplificatore viene ad essere lo stesso a cui è sottoposto il resistore. Per tale ragione, diversamente da quanto detto nel ragionamento iniziale, è bene considerare la stessa temperatura massima che abbiamo selezionato per il resistore di shunt, ovvero 80°C, a meno dei casi in cui vengano presi

particolari accorgimenti.

A seconda dell'amplificatore selezionato, i parametri che vengono specificati al variare della temperatura, ovvero il *temperature drift*, possono essere diversi. In particolare alcuni parametri possono non essere specificati, come per il PSRR e CMRR visto che il valore massimo e minimo è garantito, almeno per l'INA381, in tutto l'intervallo termico operativo, ovvero fino a 125°C.

Nel datasheet dell'INA381 troviamo il *drift* termico per l'offset pari al massimo 1µV/°C e il *drift* termico per il guadagno (*gain*) pari al massimo 20ppm/°C. Per il calcolo dell'errore introdotto, come nel caso del CMRR e PSRR, come intervallo termico bisogna considerare la nostra temperatura massima meno la temperatura alla quale sono stati presi i parametri del datasheet, che per l'INA381, come per molti altri, è la temperatura ambiente a 25°C. Per cui il delta termico da considerare è pari a 55°C.

L'errore introdotto dal *drift* dell'offset, in relazione alla tensione sul resistore di shunt, è pari a:

$$\text{Errore} = \frac{(T_{\max} - T_{\text{datasheet}}) \cdot \text{Drift}_{\text{offset}}}{V_R} \cdot 100$$

ovvero pari a 0.03%. Nel caso della variazione del guadagno al variare della temperatura, bisogna convertire ppm in % e poi effettuare un calcolo simile al *drift* dell'offset, ovvero:

20ppm/°C equivalgono a 0.002%/°C. Considerando un intervallo termico di 55°C si ha un errore del 0.11%.

Riassunto degli errori

Come visto, due soli componenti, qualora si faccia un'analisi completa degli errori, richiedono diverse considerazioni e un'analisi dei parametri del datasheet che forse non pensavamo. Nell'analisi degli errori abbiamo trascurato l'effetto dell'invecchiamento, che spesso non è incluso nei datasheet a meno di componenti speciali o riferimenti di tensione. Tale effetto, quando disponibile, è riportato spesso in grafici che quantificano la variazione in un parametro nel tempo (*aging effects*).

Sebbene il datasheet dell'INA381 non specifichi gli effetti del tempo, si può facilmente immaginare che a causa del tempo le proprietà chimico fisiche dei materiali sottoposti agli effetti atmosferici possa cambiare. Come regola base, qualora non siano presenti altri dati si può considerare per esempio che l'offset possa raddoppiare in 10 anni.

Riassumendo tutti gli errori calcolati, si ha:

- Tolleranza resistore shunt: 0.5%
- Drift del resistore di shunt: 0.28%
- Offset amplificatore: 0.25%
- CMRR: 0.38%
- PSRR: 0.03%
- Guadagno: 1%
- Linearità: 0.1%
- Drift termico dell'offset: 0.03%
- Drift termico del guadagno: 0.11%

Si può vedere subito che il resistore di shunt gioca un ruolo molto importante sull'errore totale. Gli errori dell'amplificatore sono anche importanti ma in particolare l'offset e il CMRR hanno un peso rilevante. In particolare per ridurre gli errori relativi all'amplificatore si può scegliere un amplificatore con un offset o CMRR migliore (più costoso), aumentare il valore del resistore di shunt o aumentare la sua accuratezza. Aumentare il valore del resistore di shunt permette infatti di avere una tensione in ingresso all'amplificatore maggiore. Dal momento che gli errori di offset e CMRR sono calcolati in funzione di tale valore e sono inversamente proporzionali ad esso, maggiore è R ovvero V_R , minore è l'errore associato all'offset e il CMRR, come anche degli altri errori che sono in relazione con V_R .

Abbiamo visto che aumentare V_R determina un aumento della potenza che il resistore di shunt deve dissipare, per cui richiede un resistore di maggior potenza e di dimensioni maggiori. Questo si ripercuote su un costo maggiore. Per tale ragione si cerca un compromesso in base al valore della corrente da misurare e i costi di sistema.

Oltre a questo limite, diciamo meramente economico, c'è anche un altro limite tecnico determinato dal valore della tensione di modo comune in ingresso, il guadagno che si sceglie e la tensione massima in uscita. In particolare l'INA381 copre il valore di 0V, permettendo V_{in} fino a -0.2V. Per cui non abbiamo problemi se volessimo misurare una corrente a partire da 0A. Se il limite fosse stato però di +0.2V (cosa valida per molti altri amplificatori), l'INA381 non sarebbe stato idoneo per la nostra applicazione.

Il valore massimo che possiamo avere per il resistore non deve eccedere la tensione massima in uscita che permette l'amplificatore, diviso il guadagno dell'amplificatore stesso. Nel caso dell'INA381 V_{out} massima, essendo un amplificatore *rail to rail*, è praticamente pari alla tensione di alimentazione meno 0.02V ovvero 4.98V. Con un guadagno minimo pari a 20V/V si ha che in ingresso la tensione massima può essere di 0.25V mentre con un guadagno di 200V/V la tensione massima in ingresso può essere al massimo 0.025V. Dividendo per il valore massimo della corrente che vogliamo misurare, otteniamo il valore massimo del resistore nel caso dei due guadagni, ovvero 0.025Ω e 0.0025Ω. Per cui nell'esempio preso stiamo quasi al limite del valore massimo concesso dal *gain* 20V/V ma anche il valore massimo concesso dall'INA381 visto che non ha valori di guadagno inferiori. Per cui se volessimo avere un errore minore, nel caso dell'INA381 non possiamo in realtà aumentare di molto il resistore di shunt per cui l'unica alternativa sarebbe quella di prendere un amplificatore migliore e/o un resistore con tolleranza migliore.



Nota

Le considerazioni appena mostrate dovrebbero essere fatte direttamente durante la fase della scelta del resistore, ma in questo contesto finale penso si sia compreso meglio il suo peso.

Detto questo, l'errore massimo del nostro strumento nel caso di fondo scala (FS) è pari a 2.68%. Considerando l'errore quadratico medio si ha invece un errore del 1.25%.

Stiamo molto vicino al 1% per cui lo strumento di misura non è niente male. Considerate che il multimetro digitale degli elettricisti ha spesso una tolleranza del 5% per cui abbiamo progettato uno strumento per la misura della corrente decisamente migliore.

Nelle specifiche di sistema l'errore di misura totale è parte dei requisiti. In quanto progettista alcune volte le specifiche sono definite da “te stesso”, mentre altre volte dal mercato e clienti ovvero *competitor* che realizzano uno strumento simile al tuo. Per cui oltre all'applicazione anche il mercato può influenzare una specifica. Nel caso in cui fosse stato richiesto un errore del 1% massimo, avremmo dovuto cercare un modo per diminuirlo e cercare alternative all'INA381 per poter arrivare all'accuratezza richiesta.

Se non si volesse perdere troppo tempo, perché la misura della corrente non dovesse essere un parametro chiave del sistema, sebbene sia richiesto un errore di sistema che richiederebbe una certa attenzione; si potrebbero valutare anche soluzioni come l'INA250 che oltre all'amplificatore, integrano anche il resistore di shunt. Gli errori riportati sul datasheet inglobano dunque sia gli errori dell'amplificatore che quelli del resistore di shunt semplificando molte delle problematiche analizzate. Naturalmente i vantaggi dell'integrazione vengono a pagarsi con un componente più caro, ma la soluzione complessiva OPA e resistore di shunt, non necessariamente risulta più economica a priori.

Considerazioni sul layout

Nell'analisi degli errori abbiamo considerato solo il resistore di shunt e gli errori introdotti dall'amplificatore operazionale. Sebbene questi errori rappresentino in generale il contributo principale, ci sono altri aspetti del nostro sistema che possono ancora danneggiare la misura e creare un errore di cui bisogna tener conto. In particolare il *layout* dei componenti, ovvero il posizionamento fisico degli stessi e le tracce del PCB, giocano un ruolo fondamentale. In Figura 18 è mostrato come oltre al resistore di shunt R1 bisogna considerare anche eventuali resistenze parassite legate alle tracce sul PCB, ovvero le piste della scheda rappresentate da R_s , R_p e R_n .

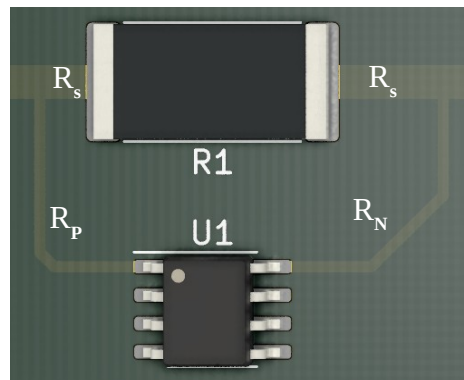


Figura 18: Esempio rappresentativo di resistenze aggiuntive associate al layout.

R_s è attraversata direttamente dalla corrente che vogliamo misurare e si somma direttamente al valore del resistore di shunt, per cui si manifesta come un errore sulla tolleranza del resistore, ovvero determina un errore sul guadagno finale. Errori sul *layout* di questo tipo vengono trovati spesso durante la fase di verifica del progetto, e si manifestano come errori “anomali” sulla tolleranza del resistore o errori sul guadagno.

Se per esempio utilizzassimo un PCB standard su base FR4 e spessore delle tracce di $0,35\mu\text{m}$, la lunghezza del ramo che forma R_s fosse di 1mm (L) e la pista fosse larga 1mm

(W), si avrebbe una resistenza parassita di circa $491\mu\Omega$. Il valore è piccolo, ma dal momento che anche il nostro resistore di shunt è piccolo e pari a 0.02Ω l'errore percentuale sul valore nominale è:

$$\text{Errore \%} = \frac{R_s}{R_{shunt}} \cdot 100 = 2.46\%$$

Ovvero superiore al valore della tolleranza del resistore di 0.5% che avevamo selezionato! Si capisce che con questo *layout* la nostra misura e valutazione degli errori risulta errata. In particolare nella verifica degli errori, le misure mostreranno probabilmente valori strani con errori superiori a quelli calcolati. Questo è in generale l'indizio per andare a verificare il *layout*. Per annullare questo errore o meglio ridurlo quasi a 0, bisogna fare un collegamento del ramo R_s direttamente sul resistore di shunt. Tale connessione, mostrata in Figura 19, prende il nome di connessione Kelvin. In particolare alcuni resistori pensati per applicazioni shunt, forniscono direttamente 4 pin, ovvero 2 pin per la connessione principale dove scorrerà la corrente e gli altri due pin che sono da collegare all'amplificatore operazionale. Il resistore di Figura 15 ne è un esempio.

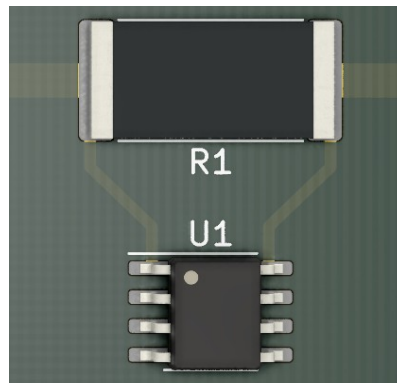


Figura 19: Esempio di collegamento Kelvin.

Annulato l'errore derivante da R_s , rimangono i resistori R_p e R_n . Questi resistori non sono attraversati dalla corrente che si vuole misurare, che può essere di diversi ampere, ma solo dalla corrente di *bias* dell'amplificatore operazionale, che nel caso dell'INA381 ha un valore tipico di $80\mu A$. Dal valore tipico si può ricavare un valore massimo "forfettario" con un fattore 10, ovvero $800\mu A$. In particolare se R_p e R_n dovessero essere uguali, la tensione ai loro capi si sommerebbe come tensione di modo comune, che nel caso di una misura di corrente *High Side* è pari a quella di alimentazione del sistema. Considerando una lunghezza delle piste pari a 10mm ma con larghezza W pari a 0.3mm , si ha che la resistenza è pari a $16\text{m}\Omega$, ovvero si avrebbe una tensione derivante dai due resistori pari a:

$$V_{RP+RS} = I_{BIAS} \cdot (R_p + R_s) = 26\mu V$$

Ovvero se sommiamo tale valore a 24V di tensione di modo comune a cui è già sottoposto l'amplificatore, l'errore è trascurabile. In Figura 18, in particolare R_p e R_n sono realizzate da piste sul PCB con lunghezza differenti, per cui la differenza tra i due valori di R si manifesta non come tensione di modo comune ma come segnale differenziale, ovvero come un segnale utile che va a sommarsi con la tensione ai capi del resistore di

shunt. Questa volta la tensione di shunt, diversamente dalla tensione di modo comune, è una grandezza più piccola, e se si volessero misurare per esempio correnti di 100mA con uno shunt di valore 10mΩ si avrebbero tensioni pari a 1mV. Per cui sommare una tensione di 26μV (equivalente a una differenza di lunghezza tra le piste di 10mm), introdurrebbe un errore percentuale del 2.6%, ovvero tutt'altro che trascurabile se stiamo progettando uno strumento di misura che deve avere un errore % sul fondo scala del 1%. Oltre all'errore derivante dalla corrente di *bias* bisogna anche valutare l'errore introdotto dalla corrente di offset in ingresso, che si presenta come segnale differenziale. Il suo valore massimo questa volta non viene a dipendere dalla differenza di R_P e R_N ma dal loro valore (il più grande tra R_P e R_N). Si capisce che per limitare l'errore derivante dalla corrente di *bias* è bene ridurre il valore di R_P e R_N ponendo l'amplificatore quanto più vicino possibile al resistore di shunt. Questa è anche la ragione per cui come massima temperatura dell'amplificatore è bene usare quella dello shunt, visto che l'amplificatore è spesso molto vicino al resistore di shunt. Nel caso in cui non si può avere l'amplificatore vicino al resistore di shunt è bene che le tracce sul PCB che generano R_P e R_N siano di ugual lunghezza, in maniera che gran parte dei problemi si vengono a manifestare come tensione di modo comune e sono fortemente attenuati dal CMRR.

Nel caso in cui il sistema di misura dovesse essere *Low Side*, si hanno problematiche simili. Essendo *Low Side* si è portati ad usare un normale amplificatore operazionale in configurazione non invertente piuttosto che sottrattore, come nel caso di Figura 4. R_s , si viene a presentare questa volta anche sulla linea di massa e dal momento che non possiamo avere una connessione Kelvin abbiamo l'errore discusso in precedenza. Per questa ragione anche nel caso *Low Side*, se si vogliono raggiungere buone precisioni è bene usare un collegamento Kelvin ed in particolare un amplificatore in configurazione sottrattore.

La corrente di *bias* è piccola ma può essere causa di quei problemi che non riusciamo a spiegarci sul tavolo delle misure. In particolare qualora dovessimo misurare correnti dell'ordine del mA o uA, è ragionevole utilizzare resistori di shunt con valori dell'ordine del KΩ. La corrente di *bias* scorre sempre sul resistore di shunt ma prima si parlava di A mentre la corrente di *bias* è dell'ordine del μA per cui non se ne è parlato. Ma questa volta la corrente che vogliamo misurare e quella di *bias* cominciano ad essere comparabili e la caduta di tensione sul resistore di shunt derivante dalla corrente di *bias* e quella derivante dalla corrente sotto misura sono comparabili. Variare il valore del resistore di shunt non aiuta visto che sono le correnti ad essere uguali. Unico modo per ridurre l'errore è quello di utilizzare amplificatori operazionali con correnti di *bias* più basse, ovvero con ingresso JFET e CMOS piuttosto che BJT. È interessante notare che spesso le correnti di *bias* dei processi JFET e CMOS non è derivante dai transistor in ingresso ma dalle strutture di diodi messi a protezione dei *gate* dei transistor contro le scariche elettrostatiche (ESD, *ElectroStatic Discharge*). In alcuni casi gli amplificatori possono rimuovere le strutture ESD di protezione in ingresso al fine di ridurre la corrente di *bias* e gli effetti capacitivi introdotti dai diodi. Questa scelta porta però a componenti piuttosto delicati in fase di maneggiamento degli stessi e la fase di produzione del sistema potrebbe richiedere particolari accorgimenti come generatori di aria ionizzata al fine di rendere l'ambiente di produzione elettricamente neutro.



Gli amplificatori progettati per la misura della corrente hanno sempre i diodi ESD. La rimozione di tali diodi avviene più frequentemente per gli amplificatori operazionali ad alta frequenza che devono per esempio operare come TIA (*Trans-Impedance Amplifier*). In questi casi la riduzione della corrente di *bias* è fondamentale, come anche la riduzione del carico capacitivo in ingresso introdotto dai diodi ESD.

R_P e R_N potrebbero essere resistori parassiti ma potrebbero anche essere introdotti volontariamente in aggiunta con dei condensatori verso massa, ovvero quando si vuole avere un filtro in ingresso. L'introduzione dei filtri in ingresso deve essere meticolosamente verificata, infatti ogni errore sui resistori e sui condensatori verrebbe a mostrarsi sia come tensione di modo comune o differenziale e la corrente di *bias* giocherebbe nuovamente un ruolo importante nella valutazione dell'errore finale. Qualora si faccia uso di condensatori verso massa del valore C_x è bene avere anche un condensatore C_y tra l'ingresso non invertente e quello invertente, del valore 10 volte C_x . In questo modo l'errore sui condensatori C_x , che può essere facilmente del 20%, che trasformerebbe un segnale di modo comune in differenziale, verrebbe ridotto dal condensatore C_y .

Eventuali filtri, se necessari, potrebbero essere introdotti per mezzo di un secondo stadio amplificatore, una volta che il segnale sul resistore di shunt risulta amplificato e meno soggetto ad errori derivanti da correnti di *bias*.

Da quanto detto si capisce come il PCB, che abbiamo in un primo momento ignorato, possa in realtà giocare un ruolo importante nella valutazione degli errori. Spesso un buon *layout* ci permette di rendere gli errori piuttosto piccoli e trascurabili, ma se ignoriamo la necessità del buon *layout* possiamo introdurre degli errori che si possono manifestare come preponderanti.

Altre tecniche di protezione per limitare la corrente

Qualora la corrente sia misurata al fine di proteggere il sistema, sul mercato sono disponibili diverse alternative. L'utilizzo dell'una o dell'altra può dipendere oltre che da fattori economici anche da particolari normative come per esempio UL2367, UL1310. Ci sono per esempio casi che prevedono che se il sistema ha superato un limite di soglia per l'assorbimento di corrente, debba essere interrotto in maniera permanente senza possibilità di ripristino. In questi casi si fa generalmente uso di fusibili, ma per evitare che il fusibile si rompa si possono mettere in serie anche altre precauzioni al fine di limitare la corrente prima che intervenga il fusibile. Solo nel caso in cui il problema dovesse perdurare, si lascerebbe far fondere il fusibile.

Le tecnologie riassunte di seguito, cercano di completare ulteriormente la panoramica delle soluzioni utilizzate per la misura di corrente e protezione del sistema contro malfunzionamenti. Ricordando la definizione di misura, in un certo qual modo possiamo far rientrare anche un fusibile nell'ambito della misura. Infatti confrontiamo il valore di riferimento di corrente, che causa la rottura del fusibile, con la corrente che lo attraversa, in un certo qual modo stiamo parlando di un comparatore meccanico.

Fusibile

Il fusibile è composto in generale da un filamento di piombo posto all'interno di un cilindro di vetro. In commercio si possono trovare varie forme e i materiali costruttivi possono differire a seconda della specifica applicazione e correnti utilizzate.

In Figura 20 sono mostrati alcuni esempi con varie forme e materiali.



Figura 20: Fusibili per applicazioni diverse.

La funzione del fusibile, qualunque sia la sua forma, è quella di interrompere il circuito elettrico, impedendo che possa scorrere ulteriormente corrente, qualora sia superato un valore di corrente di soglia caratteristico del fusibile stesso. La rottura del fusibile è un evento irreversibile. Ovvero una volta che il circuito è interrotto, il fusibile si considera rotto e per ripristinare il funzionamento del sistema, se ancora funzionante, richiede un intervento manuale per la sostituzione del fusibile. La rottura del fusibile, avviene con la fusione del filamento di piombo. Il diametro del filamento può essere controllato al fine di impostare la resistenza dello stesso ad un valore noto. Infatti per la seconda legge di Ohm, la resistenza di un conduttore, per esempio un filo elettrico, è inversamente proporzionale al suo diametro.

$$R = \rho \cdot \frac{l}{S}$$

dove:

- R : Resistenza del conduttore.
 ρ : Resistività del materiale.
 l : Lunghezza del filo conduttore.
 S : Sezione del del filo.

Da cui si capisce che riducendo il diametro del filo di piombo costituente il fusibile, tende a diminuire S ed aumentare R .



Nota

La seconda legge di Ohm è valida nel caso in cui la corrente è libera di muoversi su tutta la sezione del filo, se per esempio si ha una corrente ad alta frequenza, per effetto pelle, la corrente non scorrerebbe su tutta la sezione del filo ma tenderebbe a scorrere in superficie, rendendo non valida la seconda legge di Ohm se non con opportuna modifica della sezione reale.

La rottura del filamento è determinato dall'effetto Joule, ovvero termico, derivante dalla potenza dissipata all'interno del resistore, pari al prodotto della tensione ai capi del resistore (filamento) per la corrente che lo attraversa.

$$P = V \cdot I$$

dove:

- P : Potenza dissipata dal resistore.
 V : Tensione ai capi del resistore.
 I : Corrente che attraversa il resistore.

In particolare P può trasformarsi in calore o altre forma di energia ma nel caso di un resistore viene in particolare a trasformarsi in calore.

La trasformazione in calore dell'energia elettrica, determina un aumento della temperatura del filamento di piombo, che giunto a 327.46°C si fonde interrompendo il circuito.

Considerando la quantità di calore che effettivamente è assorbita dal filamento e quella che si disperde, è possibile impostare il valore di corrente e il tempo dopo il quale il fusibile interviene interrompendo il circuito.

Tipicamente, essendo il fusibile una protezione non reversibile che richiede l'intervento di un operatore, al fine di ripristinare il funzionamento del sistema, viene dimensionato per valori superiori al valore massimo che ci si aspetta (ma sotto il valore massimo di un'eventuale normativa). Per esempio se si ha un sistema che assorbe in normale condizioni 5A e potrebbe avere valori massimi di 7A, è bene proteggere il sistema con un fusibile di 10A al fine di evitare che a 7A il fusibile si fonda. Se il sistema dovesse in maniera continua assorbire 7A, il fusibile da 10A potrebbe essere troppo vicino al valore massimo di corrente permessa e rompersi con il tempo senza che il sistema abbia realmente dei problemi. Frequentemente i fusibili sono utilizzati per poter raggiungere la certificazione UL. In particolare la potenza deve, nel caso di dispositivi incendiabili, per esempio fatti con plastica economica, essere limitata a 15W. In questo caso è richiesto che raggiunti 15W il sistema debba interrompere il flusso di corrente, per cui i fusibili si prestano bene al caso. L'interruzione da parte del fusibile può essere più o meno rapida, in base al tipo selezionato. Dal nome del fusibile, o sigla stampata sullo stesso, è possibile determinare il tipo di fusibile e sue caratteristiche di interruzione. Relativamente alla

rapidità si usano frequentemente le seguenti sigle:

- **FF** o **FA** : Fusibile superveloce
- **F**: Fusibile veloce.
- **M**: Fusibile medio.
- **R** o **T**: Fusibile ritardato
- **RR** o **TT**: Fusibile sopraritardato

Tipicamente se il carico del sistema che si vuole proteggere è di tipo induttivo, come per esempio una scheda per il controllo dei motori, si fa uso di fusibili ritardati. Infatti i carichi induttivi possono essere causa di picchi di corrente e tensione ogni qual volta vengano attivati o disattivati. Dal momento che in una scheda per il controllo dei motori ci si aspetta che ci siano dei picchi è bene che il fusibile non sia rapido. Generalmente progettando in maniera adeguata il sistema, i picchi di corrente non dovrebbero essere troppo ampi. Spesso infatti, dopo il fusibile ci sono dei condensatori di *bulk* (grosse dimensioni) che limitano i picchi di corrente che devono attraversare il fusibile. Dall'altro lato, grossi condensatori, possono anche essere un problema, infatti al primo avvio del sistema si devono caricare e sono loro stessi la fonte di un grosso picco di corrente. Si capisce dunque che nella progettazione del sistema, e la scelta del fusibile, possono intervenire considerazioni che richiedono una visione dell'insieme.

Sul mercato sono presenti diversi fusibili di varie forme e dimensioni, che si adattano a diverse applicazioni. Per esempio ci sono quelli per automobili, quelli da integrare al fianco dell'interruttore magnetotermico di casa, quelli che si saldano sui PCB e non si possono cambiare. Al fianco del fusibile, c'è il porta fusibile che a sua volta permette al fusibile di adattarsi al caso. Per esempio ci sono i porta fusibili per il montaggio su PCB, con reofori o montaggio superficiale, e portafusibili per il montaggio da pannello, al fine di poter essere facilmente sostituiti da un tecnico specializzato.

Fusibile ripristinabile

Il fusibile ripristinabile, come fa ben intendere il suo nome, è un fusibile che interrompe, o meglio come vedremo a breve, limita la corrente del sistema, qualora sia superata la corrente di soglia (*trip value*) ma poi si ripristina per permettere nuovamente il normale funzionamento del sistema, sempre che il problema che ha causato la sovracorrente non sia più presente.

Vediamo qualche dettaglio in più per chiarire quanto appena detto. In primo luogo i fusibili ripristinabili, diversamente da un fusibile classico che interrompe la corrente a causa della fusione del filamento, limita la corrente e non la interrompe. Ovvero quando si verifica un evento di sovracorrente o sovratemperatura, la corrente viene limitata al valore detto di mantenimento (*hold current*), che può essere di poche centinaia di mA come anche dell'ordine dell'ampere.

Detto questo, si può comprendere meglio la struttura del fusibile ripristinabile. Il fusibile ripristinabile è descritto da un brevetto americano dei laboratori della Bell, risalente al 1939. In quei tempi la giunzione PN dei diodi e transistor BJT non era stata ancora scoperta, anche se sarebbe mancato poco, infatti sempre nei laboratori della Bell il silicio e germanio erano sotto lo studio di diversi fisici. Perciò non sorprende che il fusibile ripristinante sia un componente elettromeccanico. Ciononostante non è come un *relay* che fa clic, ma è ottenuto per mezzo di un polimero cristallino non conduttore. Il

solo materiale cristallino non creerebbe la struttura a bassa resistenza richiesta da un fusibile chiuso e funzionante, per cui è aggiunto del carbone, che è appunto conduttore. In un certo qual modo si è realizzato un resistore al carbone a bassa resistenza. Cosiffatto il fusibile ripristinabile è ora conduttore. Per la legge di Joule, una resistenza attraversata da una corrente tende a scaldarsi. Diversamente dal fusibile questo calore non serve per fondere il componente, ma causa la dilatazione termica del polimero cristallino di cui è costituito il componente. La dilatazione aumenta la distanza tra le particelle di carbone, aumentando la resistenza del fusibile. Questo processo avviene piuttosto rapidamente dopo aver superato il punto di soglia per il quale è stato progettato il fusibile ripristinante, ma i tempi si aggirano da qualche centinaio di *ms* a qualche secondo, a seconda del modello.

Si capisce, dunque, che i fusibili ripristinanti non possono essere utilizzati per proteggere sistemi che richiedono tempi d'intervento di pochi μ s. Da quanto appena detto si comprende anche che il fusibile viene ad essere attivato sia con l'aumento della corrente oltre il punto di soglia, sia con l'aumento della temperatura. La soglia della corrente massima, tende in particolare ad abbassarsi qualora la temperatura ambiente sia più alta. L'andamento della variazione della corrente di soglia al variare della temperatura è mostrato nei datasheet dei relativi componenti.

La variazione della temperatura è anche il modo per far ripristinare il componente, ovvero abbassando la temperatura, il polimero cristallino si restringe e le particelle di carbone tendono a riavvicinarsi abbassando nuovamente la resistenza. Se l'evento che ha causato l'aumento della corrente o temperatura non è più presente, il fusibile si ripristina come funzionante. In realtà il ripristino automatico è piuttosto raro e potrebbe durare giorni, mesi o non avvenire affatto. Nei datasheet è tipicamente scritto che un ciclo di spegnimento e riaccensione del sistema sia necessario per ripristinare il fusibile. Tipicamente la corrente di mantenimento (*hold*), alla quale si assesta il fusibile dopo un evento che ha superato la corrente di soglia, è sufficiente a generare calore e mantenere il fusibile in stato di protezione.

L'apertura del fusibile a causa di un evento di sovracorrente o sovratemperatura, è un evento stressante per il componente, il quale dopo ripetute attivazioni e ripristini, tende a far deviare il valore di soglia di attivazione, aumentando ulteriormente l'errore sulla soglia di corrente massima che può essere dell'ordine del 20%. Dal momento che i fusibili non sono molto rapidi e hanno tolleranze piuttosto ampie sul valore di soglia, vengono usati in applicazioni non critiche. Il loro costo piuttosto basso, in combinazione con il fatto che non richiedono di essere sostituiti dopo un evento di protezione, come richiederebbe un fusibile classico, li rendono ottimi per applicazioni commerciali. Un utilizzo tipico è per esempio la protezione delle porte USB sulle schede madri dei PC.

In ambito industriale vengono spesso anche usati per limitare la manutenzione del sistema e non dover necessariamente aprire il sistema o inviare un tecnico specializzato per cambiare il fusibile. In ambito industriale i fusibili ripristinabili sono però spesso in serie con fusibili classici, dimensionati con valori superiori a quelli ripristinabili, o in serie con eFuse o *hot swap controller*.

Sul mercato sono presenti diversi fornitori di fusibili ripristinabili, visto che il brevetto è ormai scaduto (dopo 20 anni scade). In particolare ogni produttore fa uso di un nome di marketing diverso, per cui i fusibili ripristinabili sono anche noti come Multifuse® (prodotti da Bourns), PoliSwitch™ (prodotti da TE) o Polifuse™ (prodotti da Littlefuse). La forma tipica del componente è a disco come i TVS (*Transient Voltage Suppressor*) ma

nuovi polimeri cristallini e materiali conduttori hanno reso possibile la miniaturizzazione, permettendo l'uso dei *package* tipici usati per i resistori SMD a montaggio superficiale.

eFuse

Il termine eFuse sta per *Electronic Fuse*, ovvero fusibile elettronico. Il termine è stato coniato dal marketing della Texas Instruments per classificare i componenti più noti sul mercato sotto il nome di *hot swap controller*. In particolare i modelli che integrano il transistor di potenza (*Pass Transistor*) sono chiamati eFuse. Un esempio di eFuse per applicazioni industriali è il TPS2660 (2A 60V), riportato in Figura 46 e il TPS2663 (6A 60V).

Gli eFuse permettono di monitorare la corrente ed interrompere il circuito a valle qualora questa dovesse superare il valore impostato, generalmente per mezzo di un resistore esterno. In un certo qual modo questo è quello che è possibile ottenere anche per mezzo un comparatore e un transistor. Gli eFuse sono riconosciuti per la certificazione UL come *solid state fuse*, ovvero fusibili allo stato solido, permettendo dunque di proteggere in maniera anche "legale" il sistema elettronico, permettendo di ottenere le relative certificazioni. Il vantaggio degli eFuse rispetto a un normale fusibile sta nel fatto che il livello di corrente che fa interdire il *pass transistor* può essere impostato con un'accuratezza inferiore del 10% mentre per un normale fusibile l'accuratezza è difficilmente prevedibile e comunque superiore al 10% (facilmente intorno al 20%).

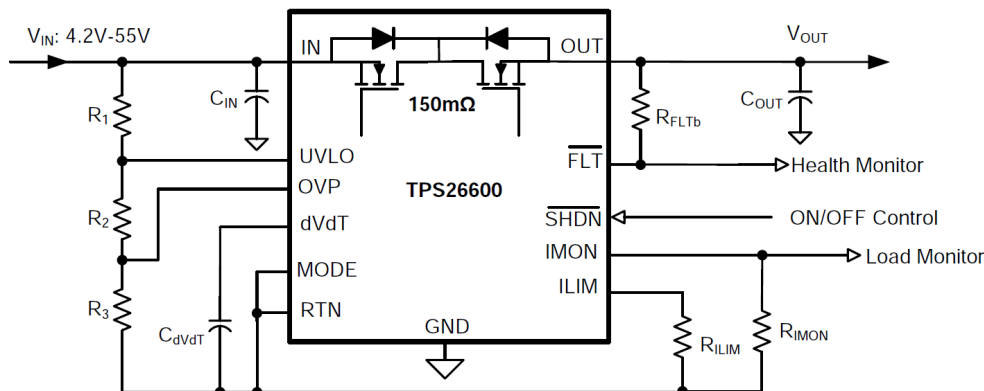


Figura 21: Diagramma base del TPS2660 (estratto dal datasheet Texas Instruments).

Gli eFuse hanno anche il vantaggio che quando interrompono l'alimentazione del sistema possono o meno essere auto-ripristinanti. In particolare la versione *latch*, interrompe il sistema in maniera permanente fino ad un *power cycle* (spegnimento e riaccensione) del sistema, mentre il modello *auto-retry* prova periodicamente a ripristinare l'alimentazione del sistema per verificare se la condizione che ha generato il superamento di corrente è terminato o meno.

Oltre alla funzione di protezione contro il limite di corrente, gli eFuse permettono anche di proteggere il sistema contro il livello di tensione basso (*Under Voltage*) o troppo alto (*Over Voltage*) programmabili per mezzo di resistori esterni. A seconda del modello si può avere anche la protezione del sistema contro l'inversione della polarità di alimentazione (utilizzando due MOS in configurazione *back to back*), il controllo dello *slew rate* della tensione di uscita e altre funzioni specifiche per applicazioni diverse.

Relativamente alla normativa UL1310 e il limite massimo di potenza di 100W, gli eFuse come il TPS2663 offrono oltre al limite di corrente e tensione anche il limite sulla potenza massima, la cui accuratezza viene garantita del $\pm 6\%$.

Si capisce dunque che gli eFuse offrono funzioni che vanno oltre la semplice protezione del sistema contro sovracorrenti, permettendo di rendere il sistema più robusto contro altre possibili cause che potrebbero danneggiare il sistema.

Specchio di corrente

L'utilizzo del resistore di shunt offre senza dubbio un modo piuttosto pratico per misurare la corrente, ciononostante abbiamo visto che il suo valore deve essere relativamente piccolo al fine di poter limitare la potenza che si viene a dissipare sul resistore stesso.

Qualora la misura di correnti di diversi ampere debba essere realizzata all'interno di un circuito integrato, l'utilizzo del resistore di shunt non sempre è la soluzione ottimale e spesso si preferisce far uso di specchi di corrente. Lo specchio di corrente permette di riprodurre in scala la corrente presente su un transistor. Un esempio di circuiti integrati che fanno spesso uso di specchi di corrente per permettere la misura della corrente sono per esempio i driver per motori, come il DRV8876. In particolare lo specchio di corrente implementato nel DRV8876 ripropone in uscita la corrente che circola sul motore con un fattore di riduzione 1000. Questo permette di utilizzare resistori di shunt per la misura della corrente dell'ordine del $K\Omega$ ed avere potenze dissipate sullo stesso minime e spazi ridotti. Uno specchio di corrente elementare realizzato per mezzo di transistor BJT è riportato in Figura 22.

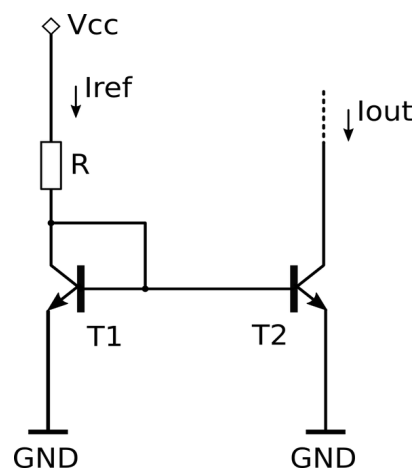


Figura 22: Schema di uno specchio di corrente realizzato con transistor BJT.

Il suo principio di funzionamento è piuttosto semplice. Il transistor T1 è collegato come diodo, per cui, conoscendo la tensione di alimentazione Vcc, si può determinare la corrente su R pari a:

$$I_R = \frac{V_{cc} - V_{BE}}{R}$$

Tale corrente a meno della corrente di base di T2 è pari a quella che scorre in T1. La tensione sulla giunzione base emettitore rimane piuttosto stabile al variare della corrente, per cui la corrente viene ad essere determinata dal valore di R. Il secondo transistor T2, avendo la tensione sulla giunzione V_{be} pari a circa 0.7V, riesce ad entrare in zona attiva e condurre una corrente I uguale a quella del primo transistor visto che hanno V_{be} uguali. Questo avviene però a condizione che i due transistor T1 e T2 siano uguali e che la loro temperatura sia la stessa. Se volessimo avere una corrente in scala si può fare in modo che T2 sia più piccolo del primo transistor se si vuole avere un guadagno in corrente minore. In particolare, il fattore di scala delle dimensioni tra i transistor viene a creare lo stesso rapporto in scala tra le correnti. In questo modo se per esempio abbiamo un ponte H che fornisce a un motore una corrente I, collegando la base e l'emettitore di un transistor del ramo del ponte H a un secondo transistor 1000 volte più piccolo, al suo collettore avremo una corrente in scala con fattore 1000.

Quanto appena spiegato per il transistor NPN viene a valere, a meno del verso della corrente anche per i transistor PNP.

L'utilizzo degli specchi di corrente va oltre la semplice misura di corrente. In un semplice amplificatore operazionale vengono utilizzati per fornire la corrente di polarizzazione ai vari stati del circuito. Un altro utilizzo tipico di uno specchio di corrente è quello di carico attivo, al fine di raggiungere impedenze di carico elevate senza dover utilizzare un'ampia area di silicio, ovvero implementando delle resistenze sfruttando la seconda legge di Ohm. Elevate impedenze permettono di ottenere guadagni elevati sul primo stadio di amplificazione, cosa necessaria per far sì che amplificatori reali possano "comportarsi" in maniera simile agli amplificatori ideali.

Conclusioni

Durante l'intero articolo sono state messe in evidenza diverse considerazioni da tenere a mente per una corretta progettazione di un sistema per la misura della corrente elettrica mentre altre non sono state prese in considerazione. A solo scopo informativo non sono state fatte analisi della risposta in frequenza del sistema che potrebbero tornare utili qualora il nostro sub-sistema giochi un ruolo importante in aspetti dinamici dell'intero sistema. La misura è stata fatta partendo dal resistore di shunt ed è terminata con l'amplificatore operazionale, mentre in sistemi reali è presente un convertitore analogico digitale (ADC) ed eventualmente altri stadi di amplificazione. Se il sistema avesse fatto uso di sonde, i cavi esterni per la misura sarebbero dovuti essere presi in considerazione nel calcolo dell'errore. In sistemi di misura con precisione dello 0.01% o meno e grandezze in gioco dell'ordine del μA o μV è difficile trascurare un errore a priori e bisogna considerare molto altro come correnti di dispersione derivanti da saldature vicine, effetti piezoelettrici sui fili conduttori, effetti termoelettrici sulle saldature o connettori, e altro ancora.

Molte considerazioni trattate sugli errori e aspetti progettuali, possono essere applicate anche nel caso in cui si voglia progettare un sistema per la misura di una tensione, cosa che in realtà abbiamo fatto. Allo stesso modo se dovessimo progettare un sistema che misura la tensione in uscita da un sensore generico, possiamo estendere gli stessi ragionamenti, ma il sistema diventa certamente più complesso visto che avremo i relativi filtri e stadi di condizionamento del segnale che faranno spesso uso di amplificatori operazionali. Usare un solo amplificatore operazionale è stato un rompicapo, per cui avere un sistema con più amplificatori richiede certamente maggior accortezza. Se dovessimo essere responsabili della progettazione dell'intero sistema possono entrare in gioco anche altri aspetti per la progettazione dell'alimentatore e la parte digitale. Maneggiare il tutto non è semplice e l'unica soluzione è non farsi trovare impreparati.

In poche parole, spero di aver mostrato che misurare la corrente possa richiedere una più profonda comprensione della legge di Ohm:

$$I = \frac{V}{R}$$

la quale può essere recitata a memoria in meno di 3 secondi.

Indice Alfabetico

A			
Accumulo di carica.....	9	Drift termico.....	36
ACS712.....	14	Driver per motori.....	47
ACS758LCB.....	14	DRV411.....	14
ADC.....	17, 25, 49	DRV8876.....	47
ADS112U04.....	24	E	
Agglomerato metallico.....	4	Edwin Hall.....	9
Aging effects.....	36	Effetto fotoelettrico.....	6
Albert Einstein.....	6	Effetto Hall.....	9
Allegro Microsystem.....	14	Effetto Joule.....	43
Amperometro.....	11	Effetto pelle.....	43
Analog to Digital Converter.....	17	EFuse.....	46
Atomi metallici.....	4	Electronic Fuse.....	46
Auto-retry.....	46	ElectroStatic Discharge.....	40
Automatizzazione dell'Industria.....	20	Elettroni di valenza.....	4
Automazione dei Processi.....	20	Energia assorbita.....	7
B		Ernest Rutherford.....	5
Bell.....	44	Errore di offset.....	31
Binari DIN.....	16	Erwin Schrodinger.....	6
Biot-Savart.....	8	ESD.....	40
BJT.....	40	ETrimming.....	23
Bourns.....	45	F	
C		Factory Automation.....	20
Calamita.....	11	Faraday.....	10 e seg.
Campo magnetico.....	8, 11	FFT.....	24
Cariche elettriche.....	4	Filamento di piombo.....	42
Carico attivo.....	48	Film metallico.....	30
Certificazione UL.....	46	Flusso del campo magnetico.....	10
Chopping.....	32	Flusso di carica.....	8
CMOS.....	40	Flusso ordinato.....	4
CMRR.....	22, 33, 35, 40	Fondo scala.....	32, 37
Collegamento Kelvin.....	40	Fondo Scala.....	26 e seg.
Common Mode Rejection Ratio.....	22, 33	Forza di Lorentz.....	9
Comparatore.....	17	Forza elettromotrice indotta.....	10
Condensatori di bulk.....	44	FR4.....	38
Configurazione back to back.....	46	Full Scale.....	26
Connessione Kelvin.....	28, 39 e seg.	Fusibile.....	42
Convertitore ADC.....	17	Fusibile medio.....	44
Convertitore analogico digitale.....	49	Fusibile ritardato.....	44
Convertitore DC-DC.....	8	Fusibile superveloce.....	44
Corrente alternata.....	10	Fusibile veloce.....	44
Corrente di bias.....	21, 39	G	
Corrente di mantenimento.....	45	Gain error.....	35
Corrente di polarizzazione.....	48	Generatori di aria ionizzata.....	40
Corrente elettrica.....	4	Giunzione PN.....	19
D		Grandezza fisica.....	4
Die temperature.....	30	H	
Dinamica in ingresso.....	32	High Side.....	11
Dinamo.....	11	Hold current.....	44
		Hot swap controller.....	45 e seg.

I			
I2C.....	24	Open drain.....	18
IEC61010-1.....	7	Or logico.....	18
INA170.....	22	Oring.....	18
INA240.....	25	Over Voltage.....	46
INA300.....	18	P	
INA381.....	39	Particelle subatomiche.....	7
Ingresso invertente.....	20	Particelle α	5
Ingresso non invertente.....	20	Pass Transistor.....	46
Interruttore magnetotermico.....	44	PCB.....	38, 41
Ioni.....	7	Phoenix Contact.....	15
Ioni di elio.....	5	Pick, place and test.....	22
Isteresi.....	16	Pinze amperometriche.....	15
J		PLC.....	20
J.J. Thompson.....	5	PNP.....	48
James Clerk Maxwell.....	5	Polifuse.....	45
JFET.....	40	Polimero cristallino.....	44
K		PoliSwitch.....	45
Kelvin.....	39	Ponte di Wheatstone.....	10
L		Ponte H.....	48
Latch.....	18	Power cycle.....	46
Layout.....	39	Power Supply Rejection Ratio.....	35
LDO.....	16	Ppm.....	29
Legame metallico.....	4	Ppm/°C.....	29
Legge di Biot-Savart.....	8	Prima legge di Ohm.....	11
Legge di Faraday.....	11	Process Automation.....	20
Legge di Joule.....	45	Programmable Logic Controller.....	20
Lenz.....	10	Protocollo 4-20mA.....	20
Level shifting.....	18	PSRR.....	35
LIDAR.....	17	R	
Light Detection And Ranging.....	17	Rail to rail.....	20 e seg., 23
Littlefuse.....	45	Resistività del materiale.....	43
Lorentz.....	9	Resistore di shunt.....	17, 28
Louis De Broglie.....	6	Resistori a filamento.....	30
Low Side.....	11	Resistori al carbone.....	30
M		Resistori di feedback.....	31
Magnetoresistenza gigante.....	10	Resistori di shunt.....	11, 30
Magnetotermico.....	44	Ripple.....	16
Manutenzione intelligente.....	20	Rivoluzione industriale 4.0.....	20
Matching dei componenti.....	22	RMS.....	15
Max Born.....	6	Rogowski coil.....	16
Max Planck.....	5	Root Mean Square.....	15
Meccanica quantistica.....	10	S	
Metal film.....	30	Safety Operating Area.....	19
Misura.....	4	Scariche elettrostatiche.....	40
Misure AC.....	10	Seconda legge di Ohm.....	42
Multifuse.....	45	Sensori Hall.....	10
N		Sensori Hall.....	10
Neumann.....	10	Shunt.....	11, 20
Niels Bohr.....	4, 6	Slew rate.....	46
NPN.....	48	Smart maintenance.....	20
O		SOA.....	19
		Solid state fuse.....	46

Specchio di corrente.....	47	Trimmed.....	32
SPI.....	24	Trip value.....	44
T		TVS.....	45
TCR.....	29	U	
TE.....	45	UART.....	24
Temperatura di giunzione.....	30	UL1310.....	7, 42, 47
Temperature Coefficient.....	29	UL2367.....	42
Temperature drift.....	36	Under Voltage.....	46
Tensione di modo comune.....	20	Uscita con latch.....	18
Tensione di Modo Comune.....	20	V	
Tensione di riferimento.....	17	Valore quadratico medio.....	26
Teoria della relatività.....	6	Valore Quadratico Medio.....	15
Texas Instruments.....	18, 21, 32	Vbe.....	19
TIA.....	41	VCM.....	20
T _j	30	Velocità di deriva.....	9
TLV9062.....	21	Vishay.....	28
TPS2660.....	46	Voltage Common Mode.....	20
TPS2663.....	46 e seg.	W	
Trans-Impedance Amplifier.....	41	Walter Rogowski.....	16
Transient Voltage Suppressor.....	45	Werner Heisemberg.....	6
Transistor.....	19	Wheatstone.....	10
Transistor BJT.....	47	Z	
Trasformatore.....	16	Zero drift.....	32

Bibliografia

[1] www.LaurTec.it: sito ufficiale dove poter scaricare l'articolo e gli aggiornamenti oltre ad altri tutorial e progetti.

History

Data	Versione	Autore	Revisione	Descrizione Cambiamento
02/09/19	1.0	Mauro Laurenti	Mauro Laurenti	Versione Originale.