

ALMA MATER STUDIORUM · UNIVERSITÀ DI BOLOGNA

SCUOLA DI INGEGNERIA E ARCHITETTURA · SEDE DI CESENA
DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'ENERGIA ELETTRICA E DELL'INFORMAZIONE
- GUGLIELMO MARCONI -

CORSO DI LAUREA IN
INGEGNERIA ELETTRONICA PER L'ENERGIA E L'INFORMAZIONE

**PROGETTO DI UN NODO SENSORE
BASATO SU STRAIN GAUGE
PER IL MONITORAGGIO STRUTTURALE**

TESI DI LAUREA IN
CALCOLATORI ELETTRONICI

RELATORE:
**PROF. ING.
NICOLA TESTONI**

PRESENTATA DA:
NICHOLAS BATTISTINI

II APPELLO - II SESSIONE
ANNO ACCADEMICO 2016/2017

Indice

1	Introduzione	2
1.1	Descrizione degli strain gauge	3
1.1.1	Principio di funzionamento estensimetri elettrici a resistenza	3
1.1.2	Geometria e dimensioni degli estensimetri	4
1.1.3	Influenza della temperatura	9
1.2	Condizionamento del segnale	10
1.2.1	Ponte di Wheatstone	10
1.2.2	Anderson loop	13
2	Implementazione del condizionamento	17
2.1	Schemi per implementare un generatore di corrente costante	17
2.1.1	Generatore di corrente a singolo transistor	17
2.1.2	Specchio di corrente	19
2.1.3	Specchio cascode	20
2.1.4	Beta multiplier reference	22
2.1.5	Beta multiplier reference con compensazione di temperatura	25
2.2	Generatore di corrente DC regolato con LT3092	27
2.2.1	Descrizione dell'LT3092	27
2.2.2	Regolazione di corrente	29
2.2.3	Simulazioni con spice	32
3	Schema elettrico e layout del nodo	37
3.1	Schematico	37
3.2	Layout del PCB	39
4	Conclusione	43
	Bibliografia	44
	Elenco delle figure	45

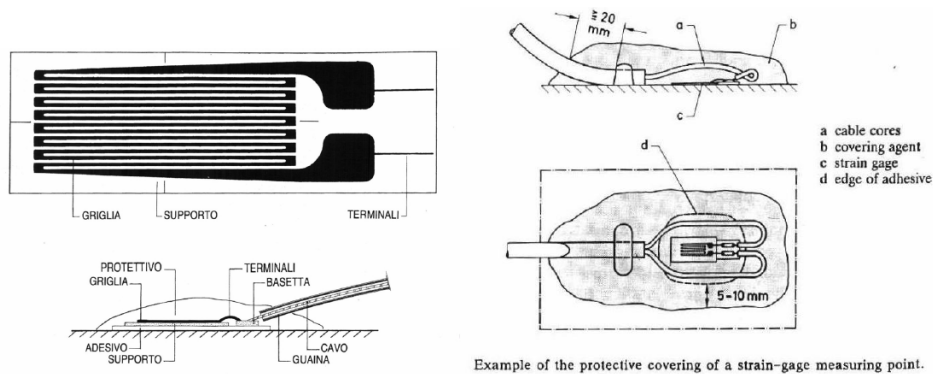
Capitolo 1

Introduzione

Il seguente elaborato tratta dell'implementazione di un nodo sensore adibito al monitoraggio strutturale sulla base di un precedente nodo di simile architettura; quest'ultimo utilizzava come sensore un accelerometro il quale è stato sostituito da una rosetta di estensimetri o *strain gauge*; in particolare l'attività di tesi si è concentrata sulla progettazione hardware di un circuito di condizionamento per gli strain gauge. Questo condizionamento viene implementato all'interno del nodo sensore il quale ha lo scopo di effettuare il monitoraggio strutturale volto all'individuazione di possibili tensioni residue.

Le tensioni residue sono una serie di forze presenti all'interno dei materiali anche senza sollecitazioni esterne e con temperature costanti ed uniformi. Queste tensioni, al pari degli stress da carico, comportano variazioni nella stabilità del sistema modificandone congiuntamente dimensione, resistenza alla fatica ed alla frattura. Gli stress residui, che si sviluppano solitamente nel pezzo stesso durante i processi di fabbricazione e di lavorazione, possono combinarsi con i carichi di esercizio, accelerando la velocità di crescita dei difetti e portando alla rottura prematura e spesso catastrofica del pezzo.

L'analisi delle tensioni residue assume un ruolo di fondamentale rilievo nelle fasi di progettazione meccanica. Attraverso la rilevazione qualitativa e quantitativa di tali forze è possibile determinare quali processi siano più idonei alla lavorazione dei componenti, quale sia la quantità ottimale di materiale da utilizzare nella loro realizzazione o la sua particolare conformazione, in modo tale da prevedere ed evitare malfunzionamenti o rotture.



Example of the protective covering of a strain-gage measuring point.

Figura 1.1: Estensimetro a griglia metallica e modalità di applicazione

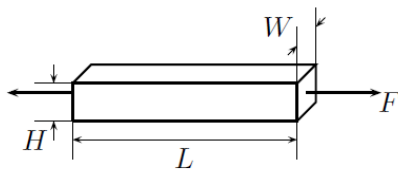
1.1 Descrizione degli strain gauge

Gli estensimetri o strain gauge, sono sensori in grado di rilevare e quantificare deformazioni meccaniche. Esistono diversi tipi di estensimetri i quali si differenziano in base al processo costruttivo ed a particolari proprietà che li contraddistinguono, come l'elevata sensibilità o la stabilità in temperatura.

1.1.1 Principio di funzionamento estensimetri elettrici a resistenza

Gli estensimetri di questa categoria sono formati da una griglia di metallo laminato incollata su un supporto di materiale polimerico, come è possibile osservare in Figura 1.1. L'estensimetro viene incollato alla superficie di una struttura e quando la struttura è sollecitata, le deformazioni prodotte sulla sua superficie, nel punto di applicazione, sono trasmesse alla griglia causando una variazione di resistenza elettrica.

Consideriamo un parallelepipedo di materiale: Se la deformazione non è



eccessiva, la relazione tra variazione di resistenza e deformazione è lineare e reversibile.

Si può descrivere il fenomeno partendo dall'espressione della resistenza per un conduttore filiforme:

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

dove ρ è la resistività del materiale, l la lunghezza del conduttore ed A l'area della sezione trasversale. La variazione relativa di resistenza è (per piccole variazioni):

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta \rho}{\rho} + \frac{\Delta l}{l} - \frac{\Delta A}{A} \quad (1.1)$$

dove si definisce $\Delta l/l = \varepsilon_l$ la deformazione del conduttore in direzione longitudinale. Nel caso di conduttore con sezione circolare di diametro d o con sezione quadrata di lato l si ha:

$$\frac{\Delta A}{A} = \frac{\Delta W}{W} + \frac{\Delta H}{H} = \frac{2\Delta d}{d} = \frac{2\Delta l}{l} = 2\varepsilon_t \quad (1.2)$$

dove ε_t è la deformazione del conduttore in direzione trasversale. Per un conduttore sollecitato lungo la direzione longitudinale da uno stato di tensione monoassiale la deformazione trasversale ε_t è legata alla deformazione longitudinale ε_l dalla relazione:

$$\varepsilon_t = -v \cdot \varepsilon_l \quad (1.3)$$

dove v rappresenta il coefficiente di Poisson. Esso dipende dal materiale, generalmente si ha $0.25 < v < 0.4$ mentre per i metalli e leghe più comuni (rame, ferro, acciaio) il coefficiente varia fra $0.3 < v < 0.35$.

Sostituendo la 1.3 nella 1.2 e sostituendo il risultato alla 1.1 si ottiene:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta \rho}{\rho} + (1 + 2 \cdot v) \cdot \varepsilon_l \quad (1.4)$$

Questa espressione evidenzia come la variazione di resistenza relativa $\Delta R/R$ sia legata alla deformazione ε_l ed alla variazione di resistività relativa $\Delta \rho/\rho$ che a sua volta dipende dalla deformazione ε_l .

In questo modo si lega direttamente la variazione di resistenza $\Delta R/R$ alla deformazione longitudinale. Negli estensimetri si sfrutta questa relazione rendendo il conduttore solidale alla superficie sulla quale si vuole misurare la deformazione. Si definisce fattore di taratura K il rapporto fra la variazione relativa di resistenza e la deformazione longitudinale:

$$K = \frac{\frac{\Delta R}{R}}{\varepsilon_l} = 1 + 2 \cdot v + \frac{\frac{\Delta \rho}{\rho}}{\varepsilon_l} \quad (1.5)$$

1.1.2 Geometria e dimensioni degli estensimetri

Le dimensioni e la geometria dell'estensimetro derivano da due condizioni in contrasto tra loro. Infatti:

- la resistenza del conduttore deve essere la più alta possibile per minimizzare l'effetto Joule dovuto all'assorbimento di corrente del conduttore; questa condizione implica la necessità di massimizzare la lunghezza della griglia;
- la deformazione che si vuole misurare è puntuale e quindi per poterla rilevare sono necessari supporti di dimensioni contenute soprattutto in presenza di alti gradienti tensionali poiché l'estensimetro calcola la deformazione come media sulla sua area.

Gli estensimetri sono costruiti in varie forme e dimensioni. Sono disponibili diverse lunghezze delle griglie di misura e varie posizioni per i contatti. Vi sono poi estensimetri lineari ad asse singolo o ad assi paralleli, rosette a 2 assi e a 3 assi disposti secondo varie angolazioni, catene di estensimetri e numerose altre forme speciali, come mostrato in Figura 1.2. Il numero elevato di forme e dimensioni è dovuto alla necessità di adattamento degli estensimetri ai differenti problemi applicativi:

- **Campo di deformazione omogeneo:** quando l'oggetto è sufficientemente grande rispetto alle dimensioni dell'estensimetro e il campo di deformazione è omogeneo, si possono usare estensimetri con lunghezza di griglia di 3-6 mm.
- **Campo di deformazione non omogeneo:** vi sono alcuni tipi di materiali (quali, ad esempio, agglomerati cementizi, legno, materiali plastici rinforzati, compositi, ...) che, se sottoposti a tensione, possono presentare campi di deformazioni non omogenei. In queste situazioni si possono impiegare estensimetri con una elevata lunghezza di griglia al fine di rilevare la media delle condizioni di deformazione esistenti lungo lo sviluppo lineare dell'estensimetro stesso, come mostrato in Figura 1.3. Per contro, nel caso in cui la non uniformità del campo di deformazione sia legata ad un gradiente locale di tensione è necessario utilizzare estensimetri con dimensioni sufficientemente ridotte per poter rilevare l'effettivo valore della deformazione (vedi anche catene di estensimetri);
- **Condizioni di deformazione dinamica:** I criteri di scelta degli estensimetri in condizioni di deformazioni dinamiche possono essere ricondotti a quanto già detto sopra. In caso di deformazioni impulsive o ad alta frequenza è necessario porre attenzione alla lunghezza della griglia.
- **Estensimetri multipli:** Gli estensimetri multipli presentano un certo numero di griglie di misura su un supporto comune. Forme tipiche di estensimetri multipli sono estensimetri doppi, catene e rosette. I loro vantaggi particolari

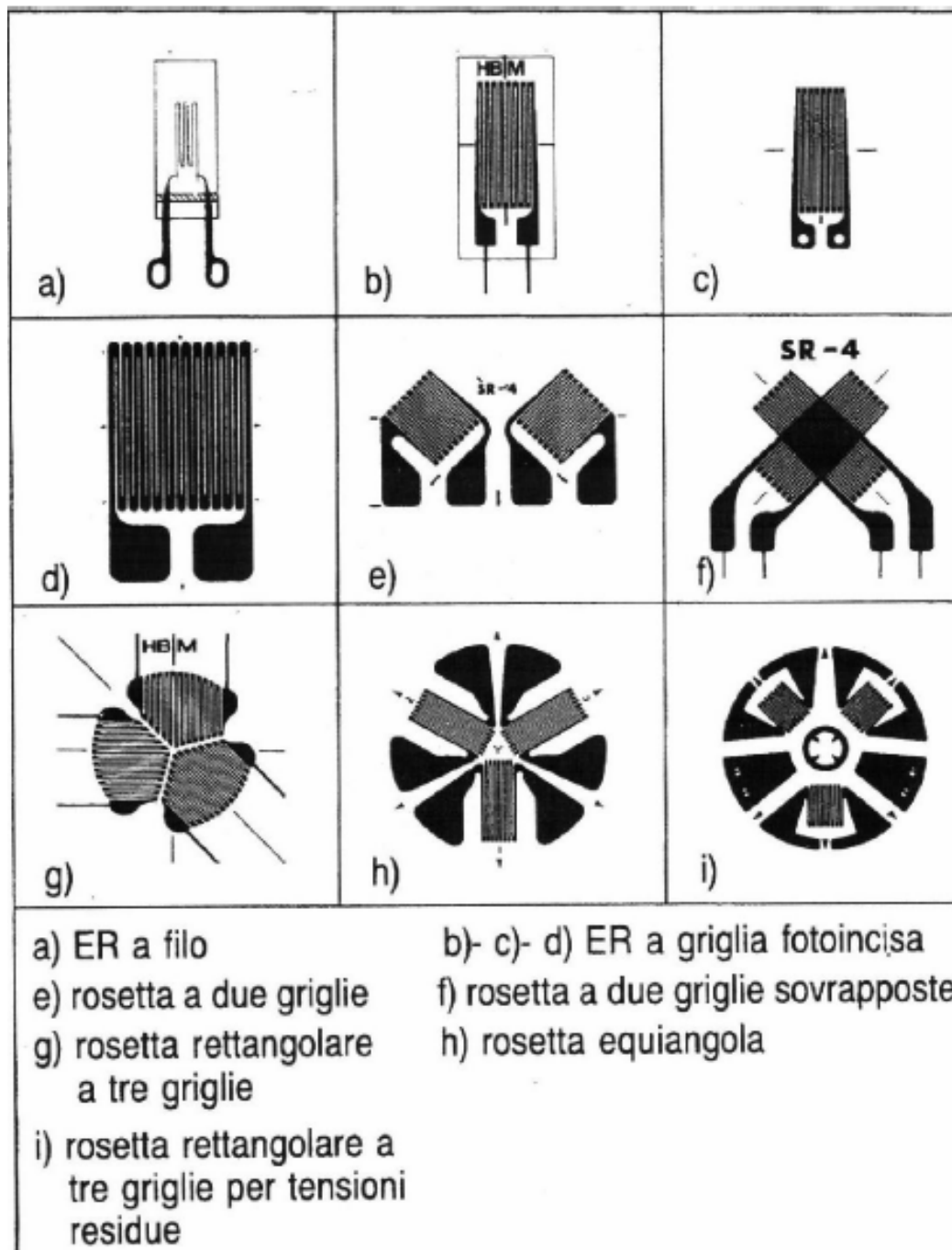


Figura 1.2: Tipologie di estensimetri

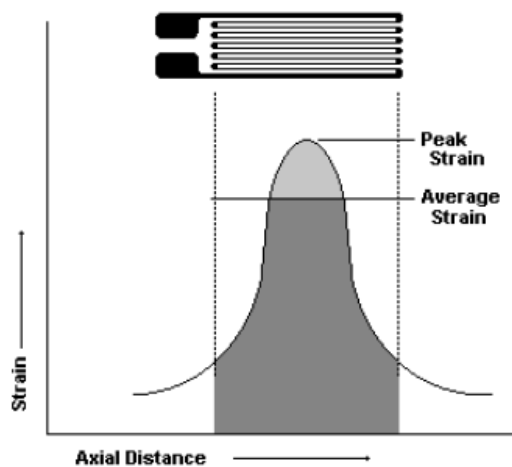


Figura 1.3: valore di deformazione misurato da un estensimetro

derivano dal fatto che assicurano una elevata accuratezza tra l'orientamento e la distanza di un estensimetro dall'altro e rendono il processo di incollaggio più rapido quando è richiesto l'uso di più estensimetri disposti secondo determinati criteri.

- **Catene di estensimetri per la determinazione di gradienti di tensione:** Questi estensimetri sono impiegati in quelle situazioni in cui il punto di massima tensione non è individuabile con certezza a priori. Inoltre sono utilizzati nei casi in cui interessa conoscere non solo il punto di massima tensione ma anche le variazioni di carico lungo una data sezione o la posizione del valore di picco di tensione al variare della posizione del punto di applicazione del carico. Le catene di estensimetri sono costituite da una combinazione di griglie di misurazione dello stesso tipo o di tipo diverso ma che si ripetono ad intervalli regolari. Al termine di ogni catena viene posto un ulteriore estensimetro che può essere applicato separatamente e usato come compensatore o come estensimetro supplementare.
- **Rosette di estensimetri per la determinazione delle condizioni di tensione:** La designazione “rosetta” deriva dalla forma originale di estensimetri multipli disposti a stella o a croce su un supporto comune. Vi sono vari tipi di rosette:

 1. Rosetta X con due estensimetri disposti con gli assi a 90°
 2. Rosetta R a tre estensimetri con gli assi a $0^\circ/45^\circ/90^\circ$ (rosette ad angolo destro)

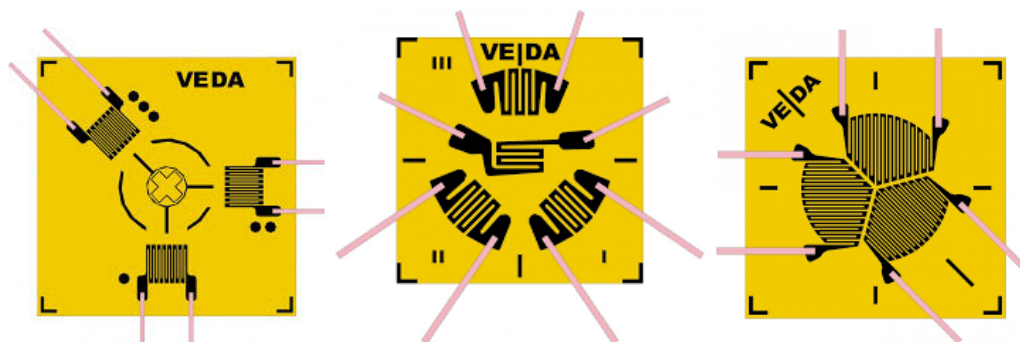


Figura 1.4: Esempi di rosette di estensimetri

3. Rosetta R a tre estensimetri con gli assi a $0^\circ/60^\circ/120^\circ$ (rosette a delta)

Le rosette di tipo 1 sono impiegate in condizioni di tensione biassiale con direzioni principali note. Le rosette di tipo 2 e 3 sono impiegate in condizioni di tensione biassiale con direzioni principali non note. Alcune rosette presentano le griglie di misura sovrapposte. Questo comporta il vantaggio che le componenti della deformazione possono essere misurate con riferimento alla stessa posizione. Gli svantaggi invece derivano dal fatto che le griglie presentano diversa distanza dalla superficie dell'oggetto (rilevante nel caso di misurazioni su oggetti sottili o superficie curve). Inoltre in alcuni casi può risultare rilevante la rigidità alla deformazione introdotta dalla rosetta stessa nel punto di applicazione.

- **Tensioni residue:** Una causa predominante delle rotture strutturali dei pezzi meccanici è dovuta alle tensioni residue interne presenti prima della messa in servizio. Queste tensioni sono il risultato dei vari processi di fabbricazione come la solidificazione, la saldatura, i trattamenti termici, le lavorazioni meccaniche. La tecnica di misura di queste tensioni è descritta nella norma ASTM E837. Questo metodo si basa sull'installazione di una rosetta nel punto di misura e sulla realizzazione di un foro al centro della rosetta. Questa operazione modifica lo stato di deformazione iniziale permettendo alle tensioni residue di redistribuirsi. Le deformazioni misurate dalla rosetta consentono il calcolo delle tensioni.
- **Resistenza elettrica:** Gli estensimetri sono prodotti con diversi valori di resistenza. Il valore più comune è 120 ohm. Essi sono impiegati nell'analisi delle tensioni, sistemi di monitoraggio, etc. Altre tipologie presentano una resistenza di 350 ohm e sono impiegati principalmente in applicazioni come

trasduttori. Per la scelta della resistenza elettrica è bene considerare i seguenti punti:

1. caratteristiche della strumentazione alla quale l'estensimetro deve essere collegato
2. effetti introdotti dai collegamenti tra l'estensimetro e la strumentazione
3. carico elettrico ammissibile dell'estensimetro

1.1.3 Influenza della temperatura

Vi sono diversi fattori che possono influenzare la risposta in temperatura di un estensimetro:

- **Influenza sul fattore di taratura k dell'estensimetro:** viene normalmente corretto mediante il coefficiente di temperatura β_k che permette di calcolare il fattore di taratura K_T dell'estensimetro alla temperatura T a cui viene eseguita la prova. Se questa temperatura si discosta del valore ΔT dalla temperatura alla quale era stato definito K il valore di K_T è dato da:

$$K_T = K(1 + \beta_k \cdot \Delta T) \quad (1.6)$$

- **Variatione di resistività della griglia estensimetrica:** viene corretto utilizzando il coefficiente di temperatura del materiale della griglia β :

$$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_{\Delta T} = \beta \Delta T \quad (1.7)$$

- **Variatione della resistenza elettrica dei cavi di collegamento:** i cavi di collegamento sono caratterizzati da una propria resistenza intrinseca che può interferire nel processo di misura di una deformazione meccanica. La resistenza parassita dei cavi di collegamento è inoltre dipendente dalla temperatura, perciò l'incertezza sulla misura introdotta da questo parametro risulta essere non trascurabile.
- **Dilatazione termica differenziale (estensimetro - materiale):** la temperatura produce una diversa dilatazione termica tra il materiale in analisi e il materiale dell'estensimetro generando una deformazione apparente. Un aumento di temperatura provoca una deformazione del materiale pari ad $\alpha_m \Delta T$. Se l'estensimetro fosse libero si dilaterrebbe di $\alpha_e \Delta T$, ma poiché è solidale alla struttura (molto più rigida) dovrà subirne la stessa dilatazione.

Si avrà dunque una deformazione termica differenziale che mette in tensione l'estensimetro pari a:

$$\varepsilon_\alpha = (\alpha_m - \alpha_e)\Delta T \quad (1.8)$$

Essendo:

$$\frac{\Delta R}{R} = K \cdot \varepsilon \quad (1.9)$$

Sostituendo i tre contributi che simulano gli effetti della temperatura si ottiene:

$$\frac{\Delta R}{R} = K_T \cdot \varepsilon_l + K_T(\alpha_m - \alpha_e)\Delta T + \beta\Delta T \quad (1.10)$$

Per non incorrere nei problemi suddetti è buona norma adottare una griglia di materiale poco sensibile alla temperatura (avente β e β_k molto bassi) e con coefficiente di dilatazione il più possibile simile a quello del pezzo in esame. Un altro sistema per eliminare i problemi indotti dalle misure ad elevata temperatura è quello di utilizzare un circuito di condizionamento tale da compensare tutti e quattro gli effetti trattati.

1.2 Condizionamento del segnale

Condizionare il segnale in uscita da un sensore significa adattarlo elettricamente alle caratteristiche del sistema a valle, il quale si occuperà dell'elaborazione del segnale. Il condizionamento di uno strain gauge consiste nel convertire la variazione di resistenza, dovuta a sollecitazioni meccaniche, in una variazione di tensione. Questa tensione verrà successivamente posta in ingresso ad un microcontrollore il quale si occuperà dell'elaborazione del segnale. I circuiti di condizionamento più comuni sono il ponte di Wheatstone e l'Anderson loop.

1.2.1 Ponte di Wheatstone

Questo circuito permette di misurare la variazione di resistenza leggendo la differenza di potenziale V_0 , detta tensione di sbilanciamento, che si genera ai capi non alimentati del ponte. Nel caso in cui sia presente un solo estensimetro la tensione d'uscita del ponte risulta:

$$V_0 = V_B - V_A = V \cdot \left(\frac{R_0(1+x)}{R_0(1+x) + R_2} - \frac{R_4}{R_1 + R_4} \right) \quad (1.11)$$

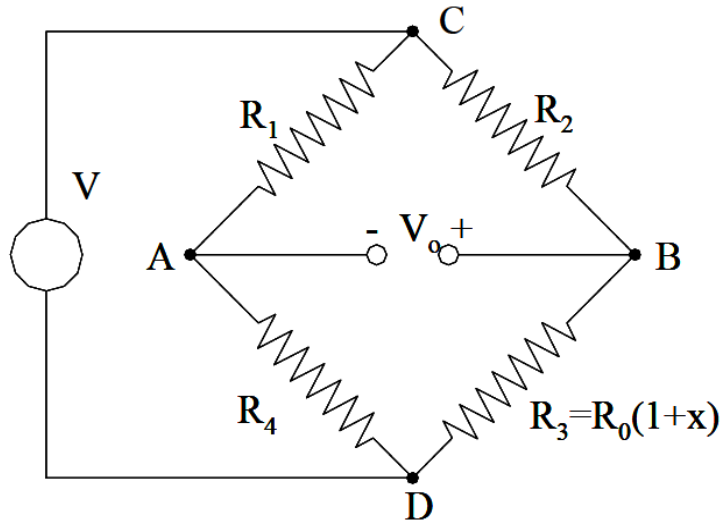


Figura 1.5: Circuito di condizionamento a ponte di Wheatstone

Assumendo K pari a

$$K = \frac{R_1}{R_4} = \frac{R_2}{R_0} \quad (1.12)$$

si ottiene

$$V_0 = V \cdot \left(\frac{1+x}{1+x+K} - \frac{1}{K+1} \right) \quad (1.13)$$

quindi, fattorizzando,

$$V_0 = V \cdot \frac{K}{1+K} \cdot \frac{x}{1+x+K} \quad (1.14)$$

Svantaggi:

- **Non linearità della tensione d'uscita:** Grazie alla 1.14 si può constatare che la tensione d'uscita è legata alla variazione di resistenza da una legge non lineare.
- **Dipendenza di V_0 dalla temperatura:** Una variazione di temperatura può comportare delle deformazioni apparenti, ossia variazioni di resistenza che influenzano la tensione d'uscita
- **Ampiezza della V_0 scarsa:** Il segnale dato dallo squilibrio del ponte è un segnale molto basso, in quanto le deformazioni stesse sono limitate e la tensione di alimentazione non può essere molto elevata. Di conseguenza le variazioni di resistenza degli estensimetri non possono essere misurate direttamente con un ohmetro. Per ridurre l'errore di misura è auspicabile che la tensione di alimentazione V sia elevata, in modo da aumentare la tensione di

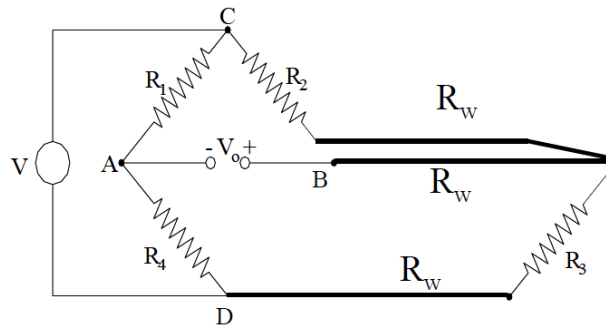


Figura 1.6: Circuito di condizionamento a ponte di Wheatstone con in evidenza le resistenze intrinseche dei collegamenti

sbilanciamento a parità di deformazione. Tuttavia la tensione di alimentazione V deve essere moderata per evitare di surriscaldare la griglia, la quale comporterebbe l'introduzione delle deformazioni apparenti. Normalmente i costruttori forniscono per ogni tipo di estensimetro il corrispondente valore di alimentazione massimo ammesso; i valori usuali oscillano tra 0.5 e 20 V, proporzionalmente alle dimensioni della griglia e alla sua resistenza elettrica.

- **Influenza delle resistenze dei cavi di collegamento:** La connessione dell'estensimetro al ponte implica l'utilizzo di cavi di collegamento, i quali saranno caratterizzati da una resistenza intrinseca non trascurabile. La situazione appena descritta viene schematizzata dalla figura 1.6. Le resistenze intrinseche dei collegamenti sono difficilmente controllabili ed il loro contributo può essere raffigurabile come un errore sistematico variabile. Inoltre la loro influenza sulla variazione di resistenza risulta ancor più incisiva ad elevate temperature. Generalmente è sufficiente che R_w superi i $0.2m\Omega$ per generare variazioni apprezzabili della V_0 .

I primi tre problemi possono essere risolti utilizzando una configurazione a ponte intero, che comprende l'utilizzo di 4 strain gauge, visibile in figura 1.7, due dei quali lavorano in trazione ed i restanti in compressione. Questa configurazione comporta un aumento della complessità circuitale ed un incremento dello spazio necessario per effettuare la misura (si occuperà lo spazio di 4 strain gauge invece che di uno solo).

Grazie a questa configurazione si ottiene una relazione della V_0 lineare, con buona sensibilità ed indipendente dalle variazioni di temperatura. L'indipendenza dalla temperatura è dovuta al fatto che tutti gli estensimetri sono sottoposti alla

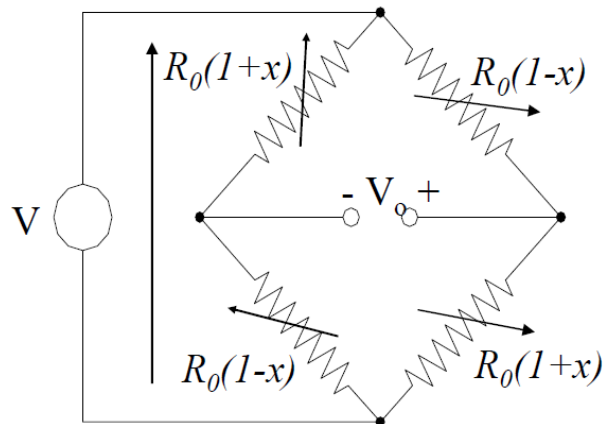


Figura 1.7: Circuito di condizionamento a ponte di Wheatstone, configurazione a ponte intero

stessa variazioni di temperatura, perciò il rapporto K rimane costante. L'espressione della V_0 risulta:

$$V_0 = V \cdot x \quad (1.15)$$

Al contrario, l'unico modo per eliminare l'influenza delle R_W citata al quarto punto è quello di effettuare una misura a quattro punti (misura di Kelvin), principio sul quale si basa il condizionamento ad Anderson loop.

1.2.2 Anderson loop

Questo circuito di condizionamento è utilizzato principalmente per valutare piccole variazioni di su elevati valori di resistenza. Il circuito di figura 1.8 permette di condizionare il segnale erogato da 4 estensimetri, 3 appartenenti alla rosetta (R_1 , R_2 , R_3) ed uno (R_c) utilizzato per compensare le variazioni di resistenza dovute alla temperatura. Gli estensimetri sono attraversati dalla stessa corrente di eccitazione costante i fissata da un generatore ideale, la variazione di tensione misurata risulta pari a:

$$V_{outn} = V_{gn} - V_{ref} = i(R_0 + \Delta Rn) - i(R_0) = i \cdot \Delta Rn \quad (1.16)$$

dove $n = 1, 2, 3$. L'utilizzo di un amplificatore differenziale garantisce l'assenza dei disturbi di modo comune, ossia quei disturbi che influenzano entrambe le linee di ingresso della porta differenziale.

La resistenza R_{ref} viene utilizzata come riferimento per la regolazione della corrente di eccitazione, inoltre ha lo scopo di correggere eventuali offset di tensione

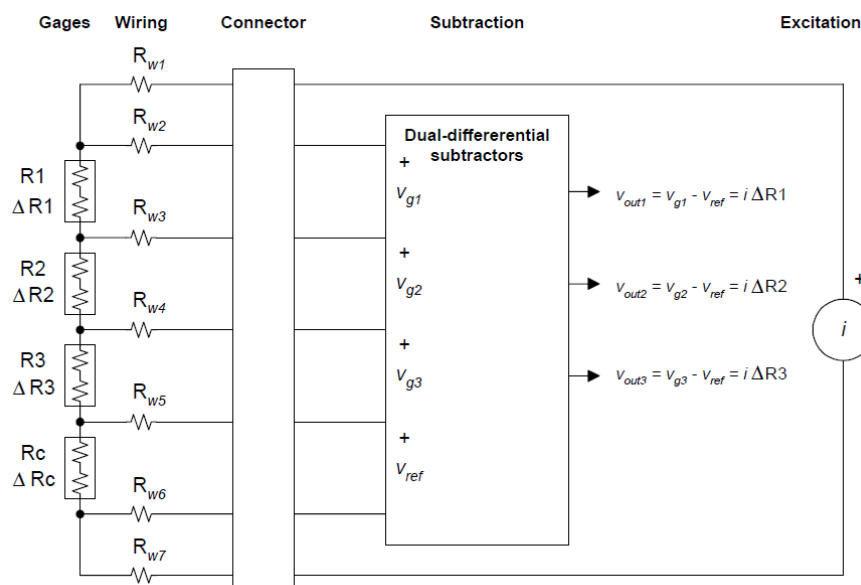


Figura 1.8: Circuito di condizionamento di una rosetta di estensimetri con l'Anderson loop

dovuti a scostamenti, dal valore di riposo nominale, delle resistenze estensimetriche. Per la corretta valutazione della variazione di resistenza è infatti necessario che tutti gli estensimetri abbiano una resistenza a riposo nominale pari a R_0 .

Vantaggi:

- **Basso numero di connessioni:** Una rosetta di estensimetri può essere implementata utilizzando solamente 7 cavi di collegamento. Sfruttando il ponte di Wheatstone sarebbe stato necessario implementare un intero ponte per ogni strain gauge.
- **Sistema insensibile alle resistenze dei cavi di collegamento:** Essendo le porte di ingresso dell'amplificatore differenziale ad elevata resistenza interna, la corrente che circolerà sui cavi di collegamento sarà trascurabile, di conseguenza non saranno presenti cadute di tensione sui collegamenti. L'assenza di queste cadute di tensione permette di misurare solamente la caduta di tensione ai capi dell'estensimetro, annullando così le incertezze derivanti dalle resistenze parassite dei collegamenti.
- **Caratteristica di ingresso ed uscita lineare:** come mostra l'espressione 1.16 la tensione di uscita è direttamente proporzionale alla variazione di resistenza tramite una relazione lineare.

- **Elevata ampiezza di V_{out} :** A parità di corrente circolante sugli estensimetri, la tensione d'uscita risulta avere ampiezza doppia rispetto al condizionamento a ponte. In riferimento alla figura 1.5 e all'espressione 1.11, ponendo $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_0$ si ottiene:

$$V_0 = V_B - V_A = V \cdot \left(\frac{R_0(1+x)}{R_0(2+x)} - \frac{1}{2} \right) \quad (1.17)$$

Svolgendo i calcoli assumendo $R_0 \cdot x = \Delta R$ si ottiene:

$$V_0 = V \cdot \left(\frac{\Delta R}{2(2R_0 + \Delta R)} \right) \quad (1.18)$$

Avendo assunto la corrente circolante sugli estensimetri uguale rispetto ai due condizionamenti posso sostituire la tensione di alimentazione con l'espressione $V = i \cdot (2R_0 + \Delta R)$, sostituendola alla 1.18 risulta:

$$V_0 = i \cdot \left(\frac{\Delta R}{2} \right) \quad (1.19)$$

Confrontando il risultato con la 1.16 se ne deduce immediatamente che, a parità di corrente sugli strain gauge, la tensione in uscita dal ponte è la metà rispetto a quella dell'Anderson loop. Avere un'elevata tensione d'uscita rende la misura della variazione di resistenza meno influenzabile dalle incertezze introdotte dal rumore.

- **Bassa dissipazione di potenza sugli strain gauge:** A parità di tensione in uscita dai due condizionamenti, l'Anderson loop assorbe la metà della corrente rispetto al ponte di Wheatstone. Questo significa che gli strain gauge dovranno dissipare un quarto della potenza rispetto alla configurazione a ponte. Minor potenza dissipata si traduce in un minor surriscaldamento dell'estensimetro con la conseguente riduzione delle deformazioni apparenti.
- **Basso numero di estensimetri impiegati per la compensazione della temperatura:** Nell'Anderson loop, per compensare le variazioni di temperatura, è sufficiente un solo estensimetro (R_{ref}) per l'intera rosetta. Nel ponte di Wheatstone è necessario inserire un estensimetro di compensazione per ogni stadio di condizionamento.

L'unico svantaggio che presenta questo condizionamento è l'isolamento della rosetta nel caso di malfunzionamento di un estensimetro. Se un estensimetro dovesse, in seguito ad una rottura, risultare un circuito aperto, allora anche tutti gli altri

non saranno più attraversati dalla corrente di eccitazione. Sarà necessario inserire un circuito di bypass che eviti l'isolamento di tutti gli strain gauge durante un malfunzionamento.

Capitolo 2

Implementazione del condizionamento

Per implementare il circuito di condizionamento per l'Anderson loop è essenziale l'utilizzo di un sottrattore ad ingressi differenziali ed un generatore regolabile di corrente costante. Il sottrattore verrà implementato via software tramite il microcontrollore STM32F303, il quale è dotato di porte adibite alla conversione A/D per valutare ed elaborare le cadute di tensione ai capi degli strain gauge. Il generatore di corrente costante è il cuore di questo condizionamento; esso deve garantire una corrente DC indipendente dalla tensione di alimentazione, dalla temperatura e soprattutto dalle variazioni del carico.

2.1 Schemi per implementare un generatore di corrente costante

Le caratteristiche fondamentali di un generatore di corrente sono:

- Resistenza di uscita molto elevata
- Ampio range della tensione di uscita
- Corrente d'uscita stabile al variare dei parametri del dispositivo attivo
- Corrente d'uscita stabile al variare della tensione di alimentazione

2.1.1 Generatore di corrente a singolo transistor

Il modo più semplice per realizzare un generatore di corrente è tramite lo schema di Fig. 2.1. Polarizzando correttamente il MOS in regione di saturazione, è possibile

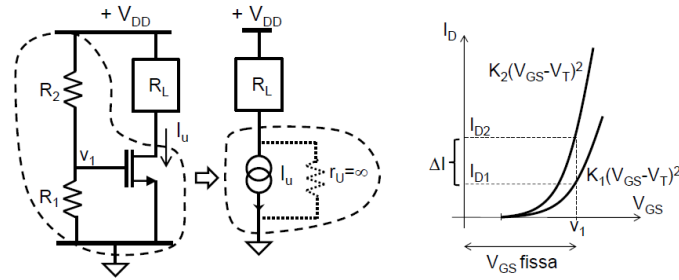


Figura 2.1: Semplice generatore di corrente utilizzando un MOSFET ideale ($r_U = \infty$) e, a destra, visualizzazione dell'entità delle variazioni di corrente qualora variasse il parametro k del transistor.

far circolare sul carico una corrente ottenuta tramite l'imposizione di V_{gs} . Il partitore la coppia R_1, R_2 fissa la tensione al gate, determinando la corrente di uscita come:

$$I_D = \frac{\beta'_N W}{2 L} (V_{gs} - V_T)^2 = K (V_{gs} - V_T)^2 \quad (2.1)$$

SVANTAGGI

L'applicazione di questa realizzazione è limitata dai seguenti fattori:

- una piccola imprecisione nella V_{gs} (dovuta a variazione della tensione di alimentazione oppure imprecisione dei valori dei resistori) si riflette, a causa della relazione quadratica, in una grande imprecisione nella corrente d'uscita
- una variazione di K o di V_T del transistor (indotta dalla temperatura o dalla sostituzione del componente) produce una corrispondente variazione della corrente d'uscita.
- il MOS è stato considerato ideale, ossia con una resistenza di uscita $r_u = \infty$. Nella realtà la corrente di drain in saturazione è affetta dalla modulazione di lunghezza di canale, ossia:

$$I_D = K (V_{gs} - V_T)^2 (1 - \lambda_n V_{ds}) \quad (2.2)$$

Dalla nuova espressione, si deduce che la corrente di uscita dipende da V_{ds} , perciò la corrente erogata dal generatore di corrente che si sta implementando dipenderà della tensione ai suoi capi.

Il grafico a destra della fig. 2.1 visualizza la variazione della corrente prodotta (punto di lavoro) al variare di k da un valore k_1 a k_2 , fissata la tensione di comando V_{gs} al

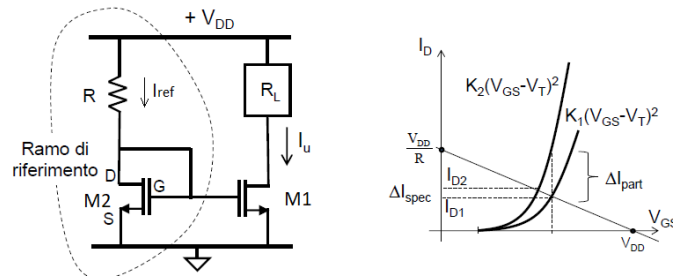


Figura 2.2: Specchio di corrente

valore V_1 . Data l'elevata pendenza della caratteristica, piccole variazioni della V_{gs} comportano elevate variazioni della I_D .

2.1.2 Specchio di corrente

Il difetto dello schema precedente risiede nel fatto che per avere la corrente voluta si fissa la tensione V_{gs} . Migliore sarebbe la situazione se si riuscisse a fissare, direttamente o indirettamente, la corrente. La realizzazione circuitale proposta nella Fig.2.2 va in questa direzione; infatti il ramo di sinistra, grazie al corto circuito tra Gate e Drain, consente di mantenere il MOS M2 sempre in regione di saturazione, in questa maniera sarà possibile fissare la corrente in esso circolante tramite la scelta di R.

$$R = \frac{V_{DD} - V_{gs}}{I_{ref}} \quad (2.3)$$

Scegliendo da progetto la V_{gs} e fissando la I_{ref} si ottiene il valore di R. Essendo $V_{gs1} = V_{gs2} = V_{gs}$, se i due MOS sono identici allora saranno attraversati dalla stessa corrente.

Il generatore di corrente così costruito è effettivamente più preciso e stabile di quello precedente con partitore resistivo. Da quanto si può evincere dal grafico di Fig. 2.2, a fronte di una variazione di k uguale a quella dello schema di Fig. 2.1, la conseguente variazione ΔI_{spec} è ora più piccola della variazione ΔI_{part} a parità di situazione iniziale.

SVANTAGGI

Lo specchio di corrente così presentato, seppur migliore del generatore con partitore resistivo, presenta ancora numerosi difetti:

- **Dipendenza dalla tensione di alimentazione:**

La corrente di riferimento I_{ref} risulta essere:

$$I_{ref} = \frac{V_{DD} - V_{gs2}}{R} \quad (2.4)$$

Supponendo $V_{DD} \gg V_{gs2}$:

$$\frac{\partial I_{ref}}{\partial V_{DD}} \cong \frac{1}{R} \quad (2.5)$$

Questo dimostra che la corrente di riferimento non è stabile rispetto alle variazioni di V_{DD} .

- **Dipendenza dalla temperatura:**

Considerando per estesa la relazione della corrente di drain:

$$I_D = \frac{u_n \varepsilon_{ox}}{2t_{ox}} \frac{W}{L} \left(V_{gs} - V_T \right)^2 \quad (2.6)$$

Siccome u_n e V_T variano al variare della temperatura allora anche la corrente di drain sarà dipendente dalla temperatura. Analizzando V_T tramite una linearizzazione:

$$V_T(T) = V_T(T_0) \left(1 + TCV_T (T - T_0) \right) \quad (2.7)$$

dove con TCV_T si intende il coefficiente termico definito come $TCV_T = \frac{1}{V_T(T_0)} \frac{\partial V_T}{\partial T} \Big|_{T_0}$.

- **Dipendenza dal carico:**

La corrente d'uscita risulta ancora dipendente dalla tensione di uscita a causa dell'effetto della modulazione di lunghezza di canale, la quale mantiene bassa la resistenza d'uscita del generatore. Analizzando il circuito per piccoli segnali è possibile determinare la resistenza d'uscita la quale sarà approssimativamente: $R_O \cong r_d$.

- **Range della tensione d'uscita:**

La tensione di uscita non può scendere al di sotto di $V_{Omin} = V_{ov} = V_{gs} - V_T$ pena l'uscita dalla regione di saturazione del MOS M1.

2.1.3 Specchio cascode

Lo specchio cascode, illustrato in figura 2.3, è un classico specchio di corrente con in aggiunta uno stadio in cascata che permette di incrementare la resistenza d'uscita del generatore.

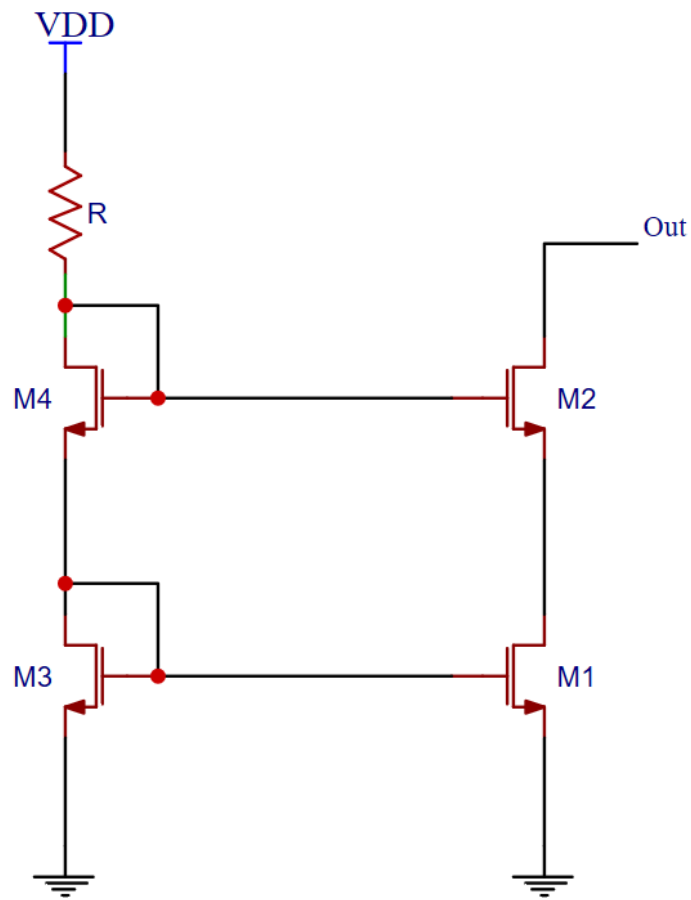


Figura 2.3: Specchio di corrente cascode

Analizzando il circuito per piccoli segnali è possibile determinare la resistenza di uscita:

$$R_O = r_{d1} + r_{d2} \left(1 + (gm_2 + gmb_2)r_{d1} \right) \quad (2.8)$$

Essendo gm molto grande posso approssimare l'espressione:

$$R_O \cong gm_2 \cdot r_{d1} \cdot r_{d2} \quad (2.9)$$

Considerando i MOS identici:

$$R_O \cong gm \cdot r_d^2 \quad (2.10)$$

La resistenza d'uscita può essere ulteriormente incrementata inserendo molteplici stadi cascode verso l'uscita. Ogni stadio cascode moltiplica la resistenza di uscita di un fattore circa pari a $gm \cdot r_d$. Questa pratica ha lo svantaggio di ridurre il range ammissibile della tensione di uscita, poiché, su ogni transistor dovrà esserci almeno una caduta di tensione V_{ds} pari a V_{ov} , indispensabile per mantenere tutti i MOS in saturazione. Nello stadio a singolo cascode, nell'ipotesi in cui $V_{gs4} = V_{gs2}$, si avrà $V_{ds1} = V_{gs1} = V_{ov1} - V_T$ perciò $V_{Omin} = 2V_{ov1} + V_T$.

2.1.4 Beta multiplier reference

Il Beta Multiplier Reference (BMR) è uno specchio di corrente caratterizzato da una corrente di riferimento indipendente dalla tensione di alimentazione.

Nella configurazione circuitale di Fig. 2.4, si ha $V_{gs1} > V_{gs2}$ poiché:

$$V_{gs1} = V_{gs2} + RI_{ref} \quad (2.11)$$

Per far sì che su M1 ed M2 circoli la stessa corrente sarà necessario dimensionare i due MOS in modo tale da rendere M2 più conduttivo:

$$\left(\frac{W}{L} \right)_2 = K \left(\frac{W}{L} \right)_1 \quad (2.12)$$

dove $K > 1$. Per il calcolo della I_{ref} si procede come segue:

$$\sqrt{\frac{2I_{ref}}{\beta_{n1}}} + V_{T1} = \sqrt{\frac{2I_{ref}}{\beta_{n2}}} + V_{T2} + RI_{ref} \quad (2.13)$$

Trascurando sia l'effetto body, quindi assumendo $V_{T1} = V_{T2}$, sia la modulazione di

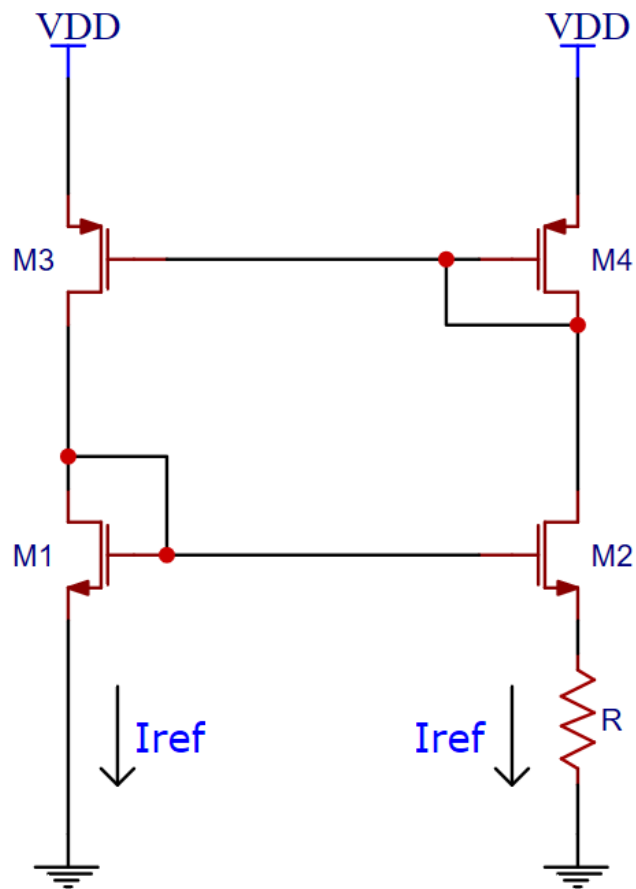


Figura 2.4: Schema elettrico parziale del beta multiplier reference

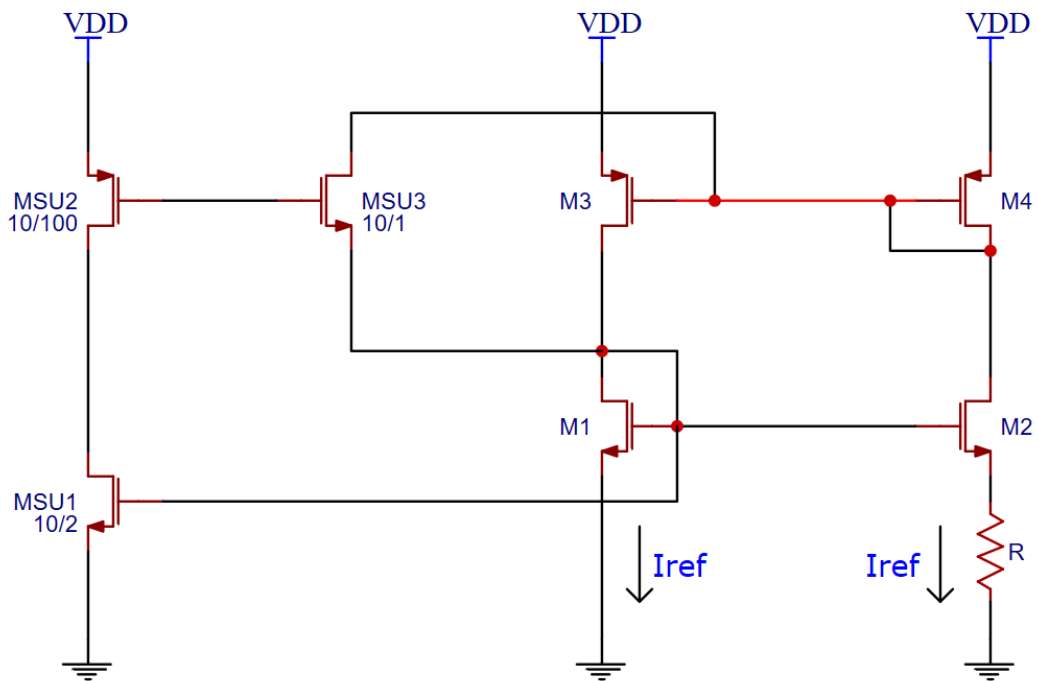


Figura 2.5: Schema elettrico del beta multiplier reference comprensivo del circuito di start up. Per MSU1, MSU2 ed MSU3 sono stati indicati i fattori di forma per il corretto funzionamento della rete

lunghezza di canale ed essendo $\beta_{n2} = K\beta_{n1}$ si ottiene:

$$\frac{2I_{ref}}{\beta_{n1}} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{K}}\right)^2 = R^2 I_{ref}^2 \quad (2.14)$$

$$I_{ref} = \frac{2}{R^2 \beta_{n1}} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{K}}\right)^2 \quad (2.15)$$

La corrente di riferimento risulta ora indipendente dalla tensione di alimentazione, di conseguenza

$$\frac{\partial I_{ref}}{\partial V_{DD}} = 0 \quad (2.16)$$

In realtà la modulazione di lunghezza di canale rende la I_{ref} proporzionale alla V_{ds1} e conseguentemente alla V_{DD} . Tuttavia è possibile minimizzare questa dipendenza incrementando la resistenza d'uscita attraverso l'inserimento di stadi a cascode.

La configurazione circuitale di Fig. 2.4 è incompleta, poiché, per il corretto funzionamento dello schema, è necessario inserire un circuito di start up. Il circuito BMR ammette due punti di lavoro, di cui uno solo dei due garantisce il corretto funzionamento. Il circuito di start up polarizza il BMR nel corretto punto di funzionamento ed entra in funzionamento solamente quando il BMR si trova a lavorare nel punto di funzionamento errato, mentre risulta trasparente se il BMR lavora nel punto corretto. Lo schema completo viene presentato in Fig. 2.5

2.1.5 Beta multiplier reference con compensazione di temperatura

La soluzione circuitale presentata in Fig. 2.6 permette di minimizzare l'influenza della temperatura sulla corrente d'uscita. Il BMR con compensazione di temperatura fornisce una tensione di uscita denominata V_{ref} stabile alle variazioni di temperatura e tensione di alimentazione, che può essere utilizzata con riferimento per generare una corrente stabile. Il circuito è composto da una componente PTAT (proportional to absolute temperature), nella quale i suoi parametri aumentano all'aumentare della temperatura, ed una componente CTAT (complementary to absolute temperature) dove questa volta i parametri diminuiscono all'aumentare della temperatura. La combinazione di un PTAT ed un CTAT permette di compensare e minimizzare l'influenza della temperatura sui parametri del sistema.

Poiché M3, M4 ed M5 formano uno specchio di corrente a PMOS, supponendo che tutti i transistor siano identici, le correnti circolanti sui tre rami saranno fra loro identiche e denominate I_{ref} . Supponendo di dimensionare i diodi come $D2 = KD1$

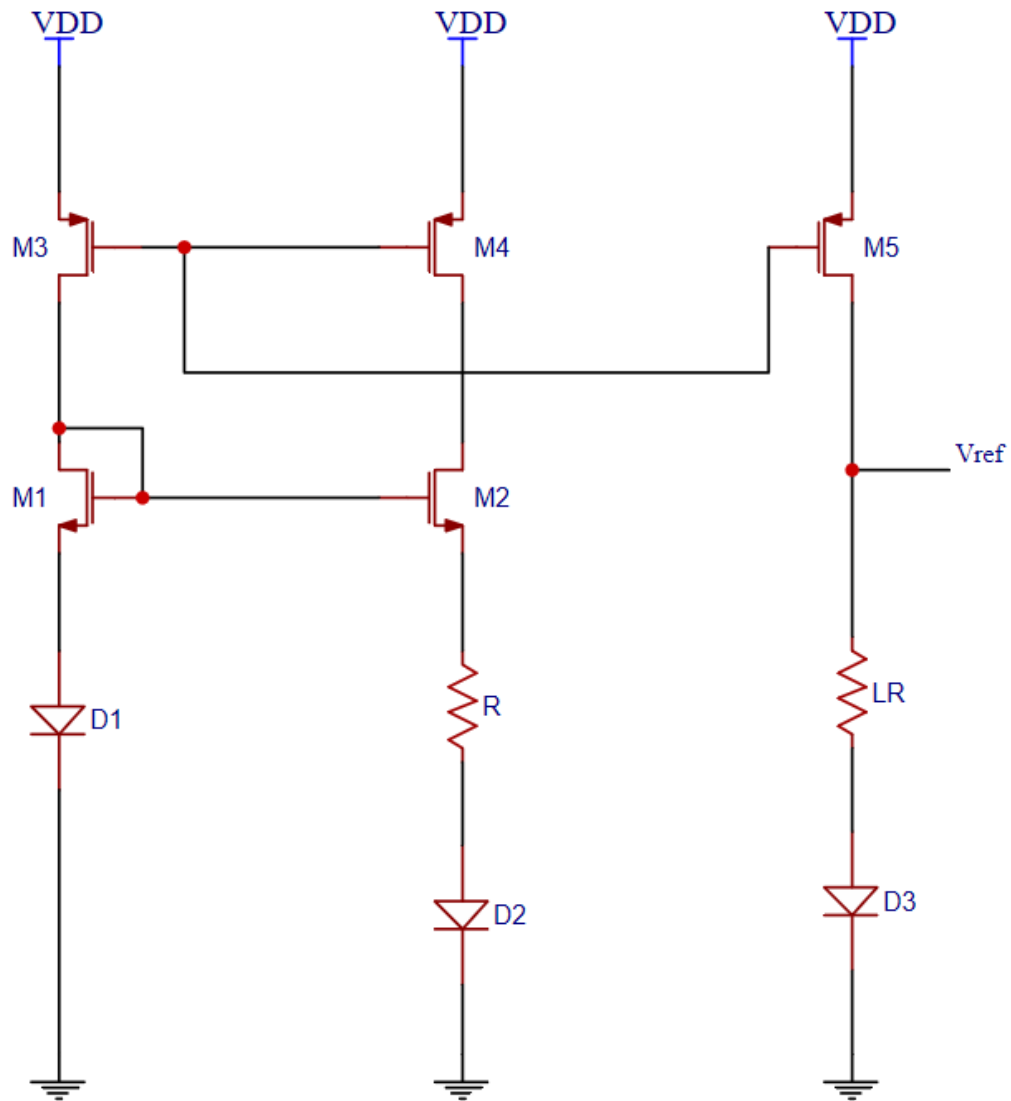


Figura 2.6: Schema elettrico del beta multiplier reference senza start up con compensazione di temperatura

si avrà:

$$I_{ref} = \frac{V_{D1} - V_{D2}}{R} = \frac{nV_{TH}}{R} \ln\left(\frac{I_{ref}}{I_{ss}}\right) - \frac{nV_{TH}}{R} \ln\left(\frac{I_{ref}}{KI_{ss}}\right) = \frac{nK_B T \ln(K)}{qR} \quad (2.17)$$

con dove K_B è la costante di Boltzmann. Si ottiene quindi:

$$\frac{\partial I_{ref}}{\partial T} = \frac{nK_B \ln(K)}{q} \frac{\partial\left(\frac{T}{R}\right)}{\partial T} = \frac{nK_B \ln(K)}{q} \frac{R - T \frac{\partial R}{\partial T}}{R^2} \quad (2.18)$$

$$TCI_{ref} = \frac{1}{I_{ref}} \frac{\partial I_{ref}}{\partial T} = \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{R} \frac{\partial R}{\partial T} \right) \quad (2.19)$$

Generalmente, per temperature di normale funzionamento, $TCI_{ref} > 0$, perciò la corrente I_{ref} ha una dipendenza di tipo PTAT. Per minimizzare l'influenza della temperatura è necessario inserire una componente CTAT che vada a bilanciare l'influenza positiva del PTAT. La V_{ref} risulta proprio influenzata dalla combinazione di entrambe le componenti:

$$V_{ref} = V_{D3} + I_{ref}LR \quad (2.20)$$

Essendo $TCV_D < 0$ allora il diodo D3 inserisce un contributo di tipo CTAT tale da diminuire (di almeno un ordine di grandezza) la dipendenza della V_{ref} dalla temperatura.

2.2 Generatore di corrente DC regolato con LT3092

2.2.1 Descrizione dell'LT3092

Nel paragrafo precedente è stato illustrato un metodo per implementare un generatore di corrente indipendente dalle variazioni del carico, temperatura e tensione di alimentazione. Questi risultati vengono sfruttati dall'LT3092. Come mostra il diagramma a blocchi di Fig. 2.7, l'LT3092 permette di generare una corrente costante utilizzando come riferimento un generatore di corrente costante, il quale verrà poi amplificato e stabilizzato dall'amplificatore operazionale retroazionato. I BJT in configurazione Sziklai-Darlington permettono di erogare una corrente di uscita compresa fra 0.5mA e 200mA.

Lo schema di Fig. 2.8 mostra un esempio applicativo dell'integrato. La resistenza R_{SET} , attraversata dalla corrente di riferimento ($10\mu A$) genera la tensione di riferimento dell'ingresso non invertente. Supponendo che l'amplificatore operazionale lavori in regione lineare e che il guadagno differenziale $Ad = \infty$ allora $V_{id} = 0$ e di conseguenza $V_+ = V_-$. Se le precedenti ipotesi sono state soddisfatte allora si avrà:

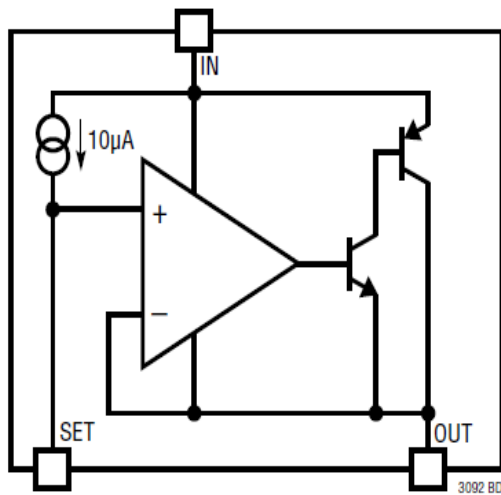


Figura 2.7: Schema a blocchi dell'LT3092

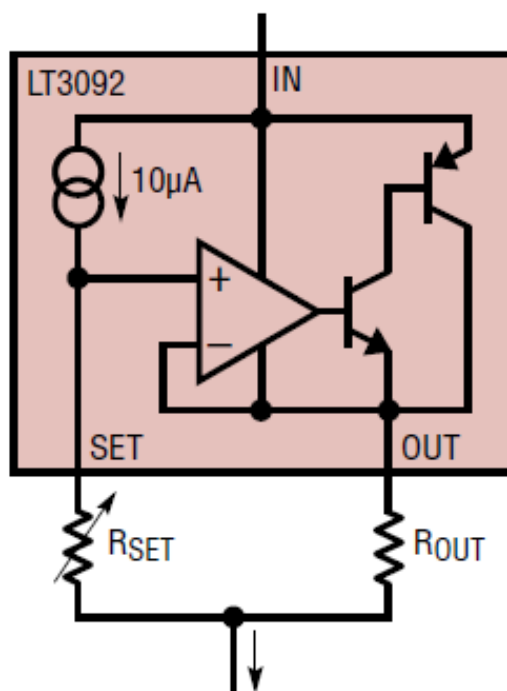


Figura 2.8: Schema di un'applicazione tipica dell'LT3092

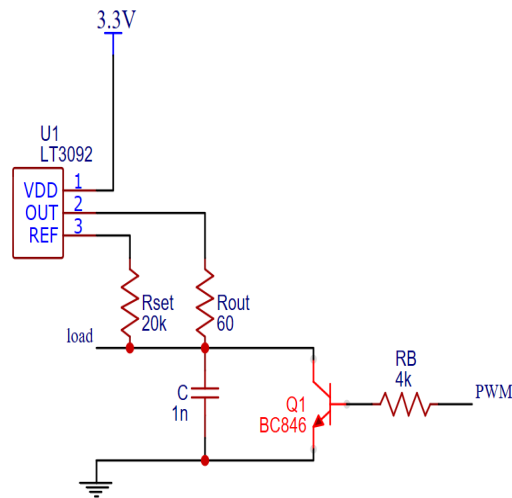


Figura 2.9: Generatore di corrente regolabile tramite LT3092

$$V_{SET} = 10\mu A \cdot R_{SET} \quad (2.21)$$

$$I_{OUT} = \frac{V_{SET}}{R_{OUT}} = \frac{10\mu A \cdot R_{SET}}{R_{OUT}} \quad (2.22)$$

Il resistore R_{SET} viene generalmente dimensionato con un valore di $20K\Omega$ in modo da garantire una caduta di tensione di $200mV$ sull'ingresso non invertente. Il resistore R_{OUT} viene dimensionato in modo da garantire la corrente d'uscita desiderata.

Schema implementato

Il generatore di corrente implementato nel condizionamento è rappresentato in Fig.2.9. Esso permette di erogare una corrente costante stabile, regolabile tramite un'onda quadra di periodo costante e modulazione di larghezza di periodo (PWM). Il segnale PWM può essere generato da un microcontrollore il quale, misurando la tensione ai capi della R_{OUT} o ai capi dell'estensimetro di riferimento della rosetta, è in grado di effettuare un controllo in retroazione della corrente d'uscita. Agendo sul segnale PWM sarà dunque possibile compensare eventuali variazioni della corrente in uscita.

2.2.2 Regolazione di corrente

La regolazione implementata è una regolazione di tipo switching poiché il BJT non lavora in RND (regione normale diretta) ma viene fatto lavorare in regione

di saturazione ed interdizione. Il transistor ha lo scopo di sottrarre corrente al carico durante il funzionamento in regione di saturazione. Il valor medio di corrente circolante sul carico sarà dato da:

$$I_{load}^{media} = I_{load}^{max} - (I_{load}^{max} \cdot DutyCycle) \quad (2.23)$$

La regolazione switching risulta migliore della regolazione lineare per le seguenti motivazioni:

- **Minor dissipazione di potenza:**

La regolazione di tipo switching implica che il transistor bipolare Q1 verrà fatto lavorare in regione di saturazione o in interdizione. In modalità acceso il transistor verrà polarizzato in modo che la I_c sia massima mentre la V_{ce} sia minima ossia pari a $V_{ce,sat}$. In questa maniera il transistor non dissiperà potenza durante il T_{off} , mentre dissiperà una potenza minima durante il T_{on} pari a $V_{ce,sat} \cdot I_c$. La regolazione switching tuttavia ha lo svantaggio di dissipare potenza durante le commutazioni (potenza dinamica). La potenza dinamica limita la massima frequenza di commutazione di Q1 poiché, all'aumentare della frequenza, la potenza dissipata dinamica aumenta con il conseguente rischio di superare la massima potenza dissipabile. La potenza dinamica può tuttavia essere limitata mediante l'inserimento di un circuito di snubber, il quale tuttavia non è stato implementato.

- **Maggior stabilità della corrente:**

La corrente di uscita risulta essere molto più stabile con una regolazione di tipo switching al variare della temperatura. Far lavorare il transistor in regione lineare equivale a rendere la corrente di collettore dipendente da V_{be} , la quale è strettamente influenzabile dalla temperatura (si stima che diminuisca di 2,5 mV/°C rispetto alla temperatura di giunzione). Con la regolazione switching, essendo il transistor in regione di saturazione, la I_c risulta costantemente pari ad $I_{c,sat}$, ossia indipendente dalla corrente di base e quindi dalla V_{be} .

Dimensionamento dello schema

Si dimensiona il circuito in modo da garantire una corrente d'uscita regolabile fra $0 \div 3.3mA$ con una tensione di alimentazione di 3.3V. La frequenza del segnale PWM non influenza le prestazioni del circuito perciò è stata imposta ad 1Khz. Seguendo le indicazioni del costruttore si dimensiona $R_{ref} = 20k\Omega$ in modo da avere una V_{ref}

di 200mV. Si dimensiona la R_{out} :

$$R_{out} = \frac{V_{ref}}{I_{out}} = \frac{V_{ref}}{I_{load}^{max}} = \frac{200 \cdot 10^{-3}}{3.3 \cdot 10^{-3}} = 60\Omega \quad (2.24)$$

Il carico è supposto pari a 480Ω in quanto ogni estensimetro ha una resistenza nominale di circa 120Ω , di conseguenza la resistenza equivalente è data dalla serie dei quattro strain gauge.

Per la scelta del BJT non ci sono presenti particolari restrizioni poiché esso non deve condurre correnti elevate, non deve dissipare molta potenza e non deve lavorare ad elevate frequenze di commutazione. Per questo motivo è stato scelto il componente BC846, che risulta particolarmente economico e soddisfacente i requisiti.

La R_b deve essere dimensionata in modo che la corrente di base sia sufficientemente alta da mantenere il transistor in saturazione senza però superare la massima corrente erogabile dalla sorgente PWM. La sorgente PWM è realizzata per mezzo di una porta di I/O del microcontrollore STM32F303. Secondo il datasheet, le caratteristiche della porta di uscita del microcontrollore sono le seguenti:

- $V_{OH}^{min} = V_{DD} - 0.4 = 2.9V$ per $V_{DD} = 3.3V$
- $V_{OL}^{max} = 0.4V$ per $V_{DD} = 3.3V$
- $I_{IO}^{max} = 8mA$ per $V_{DD} = 3.3V$

Secondo il datasheet le caratteristiche del BC846 sono le seguenti:

- Corrente tipica di base per portare il BJT in saturazione: $I_{B,SAT} = 0.5mA$ con $I_c = 10mA$
- $V_{be}^{min} = 0.58V$
- $V_{ce,sat} = 0.09V$

Con questi dati è possibile dimensionare la R_b . Essendo $V_{be}^{min} > V_{OL}^{max}$ non vi è il rischio che il BJT entri in conduzione anche se il segnale PWM è basso. Per garantire il corretto funzionamento del BJT si dimensiona la R_b considerando il caso peggiore ossia quello in cui il segnale PWM ha $V_{OH}^{min} = 2.9V$ ed il BJT ha $V_{be}^{max} = 0.9V$:

$$R_b = \frac{V_{OH}^{min} - V_{be}^{max}}{I_{B,SAT}} = \frac{2}{0.5 \cdot 10^{-3}} = 4K\Omega \quad (2.25)$$

In questo modo abbiamo dimensionato il generatore di corrente e lo abbiamo reso regolabile attraverso il duty cycle del segnale PWM. Il condensatore C1 è stato

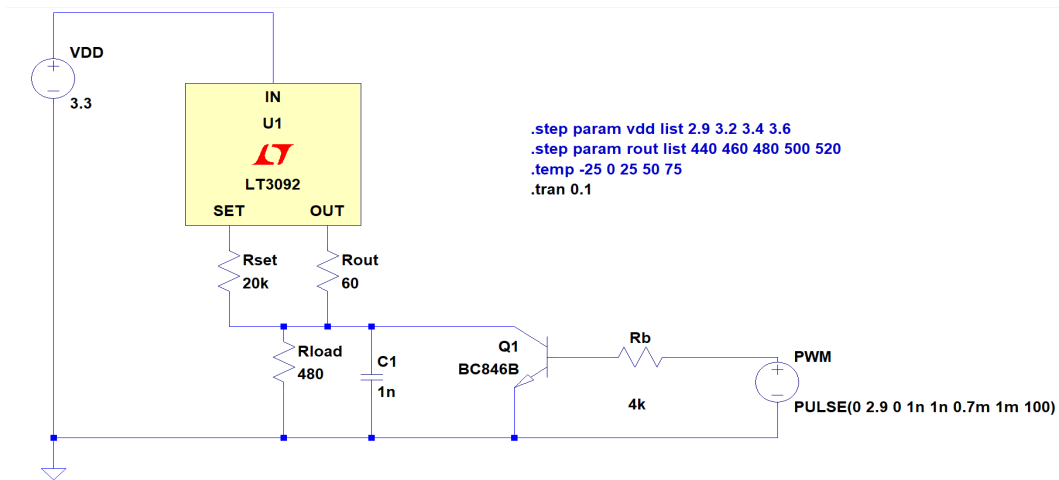


Figura 2.10: Generatore di corrente DC con regolazione switching implementato su spice

inserito per smorzare le sovraelongazioni della corrente di uscita durante il fronte di salita.

Il BJT nella configurazione adottata non si trova a lavorare nel punto ottimale di funzionamento poichè, durante il T_{on} , $V_{ce} < V_{ce,sat}$. La V_{ce} infatti non può essere imposta in modo che valga $V_{ce,sat}$ poichè essa dipende dal carico. Ne consegue che $I_c < I_{c,sat}$ perciò la corrente che potrà condurre il transistor sarà inferiore rispetto a quella ottimale. Nell'applicazione fin'ora trattata questa limitazione non crea problemi poichè la corrente imposta dall'LT3092 è comunque inferiore alla $I_{c,sat}$.

2.2.3 Simulazioni con spice

Per verificare il corretto funzionamento dello schema elaborato è stato sfruttato il software LTSPICE XVII prodotto da Linear Technology. Lo schema utilizzato durante le simulazioni è riportato in Fig.2.10.

Analisi dei risultati ottenuti

Per dimostrare l'efficacia del condensatore C1 è stata eseguita una simulazione nella quale è stato eliminato il componente, i risultati sono visibili in Fig.2.11. Senza l'impiego di C1 la corrente di carico svilupperebbe delle sovraelongazioni che oltre ad aumentare il valor medio della corrente comporterebbero un maggior surriscaldamento degli estensimetri.

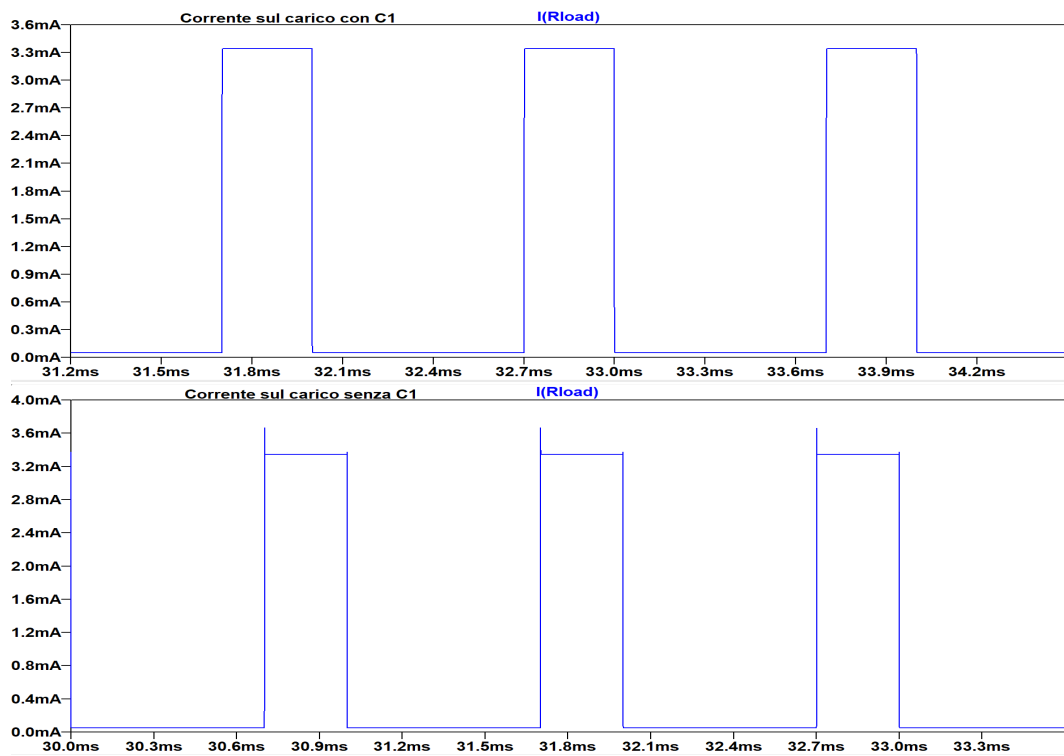


Figura 2.11: Confronto fra configurazione con e senza C1

Analizzando le forme d'onda è possibile notare che durante il T_{on} del transistor, la corrente sul carico risulta non nulla. Questa corrente è dovuta alla resistenza equivalente non nulla del BJT in saturazione, la quale non permette di assorbire tutta la corrente erogata dall'LT3092 lasciando così circolare una piccola corrente sul carico. Nonostante questa corrente sia molto piccola (dell'ordine dei $40\mu A$) essa comporta un'impresione nel valor medio di corrente circolante sugli strain gauge, rispetto al valore teoricamente calcolato. Con un duty-cycle del 50% si ottiene una $I_{load}^{media} = 1.692mA$ invece che $1.650mA$. Per minimizzare l'incertezza sulla misura della variazione di resistenza sarà necessario inserire un processo di taratura iniziale gestito dal microcontrollore.

Le simulazioni eseguite al variare della VDD, e di R_{load} hanno evidenziato l'ottima stabilità del generatore implementato al variare dei suddetti parametri. Supponendo un range di variazione della resistenza di carico dai 440Ω ai 520Ω si delinea una variazione praticamente impercettibile della corrente di carico dell'ordine dei nA . Si osservano invece delle sovraelongazioni della corrente di carico leggermente più marcate (dell'ordine dei μA) per resistenze di carico più basse durante i fronti di salita e discesa visibili nel grafico di Fig. 2.12.

Supponendo un range di variazione della tensione di alimentazione dai $3V$ ai $3.6V$ si ottiene, anche in questo caso, una variazione della corrente sul carico dell'ordine dei nA . Fa eccezione il caso in cui $VDD=3V$, in questa situazione la corrente sul carico risulta più bassa di $40\mu A$. Questa eccezione, visibile in Fig. 2.12, avviene a causa delle cadute di tensione interne all'LT3092, in particolare dovute allo stadio Sziklai-Darlington. Una tensione di alimentazione di $3V$ risulta dunque insufficiente per erogare la corrente richiesta.

Confronto fra regolazione switching e lineare

Lo schema della regolazione lineare implementato su spice è mostrato in Fig. 2.13. Le due modalità di regolazione sono state confrontate variando la temperatura (Fig. 2.14) poiché, il punto debole della regolazione lineare è proprio la dipendenza della corrente sul BJT con la temperatura. Per quanto riguarda la modalità switching, ancora una volta emerge un'ottima stabilità dato che la corrente sul carico varia di pochi nA . Anche in questa simulazione si delineano delle sovraelongazioni, di piccola entità, sul fronte di salita e discesa che aumentano al diminuire della temperatura. Il comportamento con la regolazione lineare risulta assai diverso, la corrente sul carico è sottoposta a variazioni di circa $0.12mA$ ad ogni step di $25^\circ C$; l'incertezza introdotta dalla regolazione lineare è dunque molto maggiore di quella introdotta dalla regolazione switching.

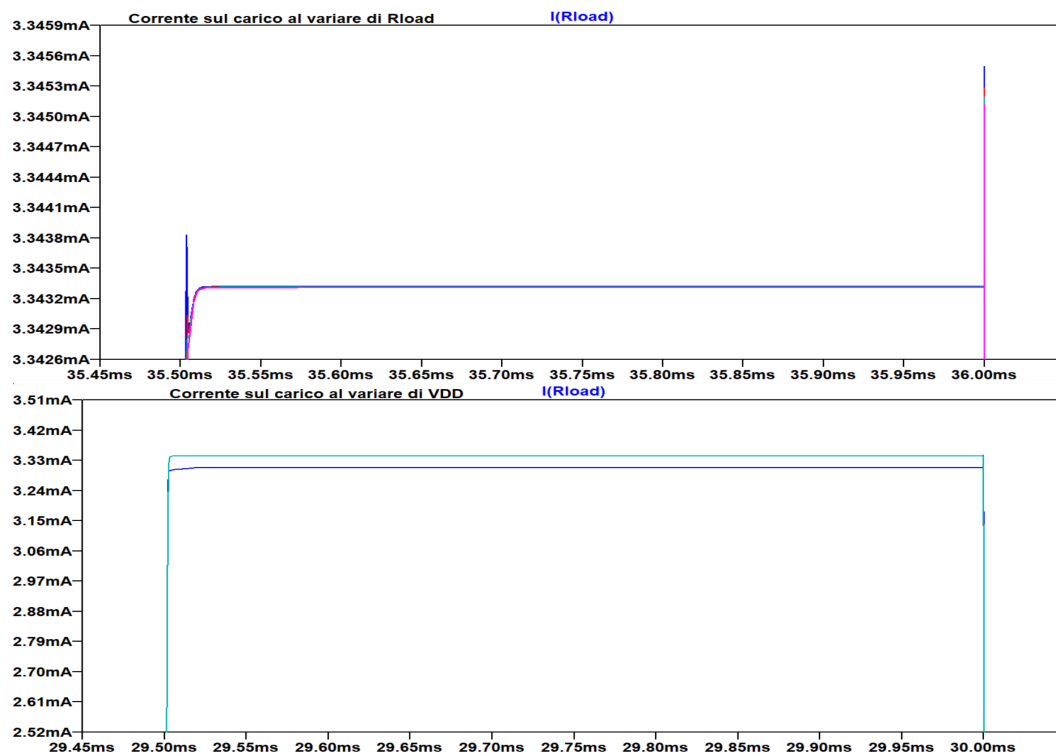


Figura 2.12: Andamento della corrente sul carico con $Rload = 440, 460, 480, 500, 520\Omega$ e con $VDD = 3, 3.2, 3.4, 3.6V$

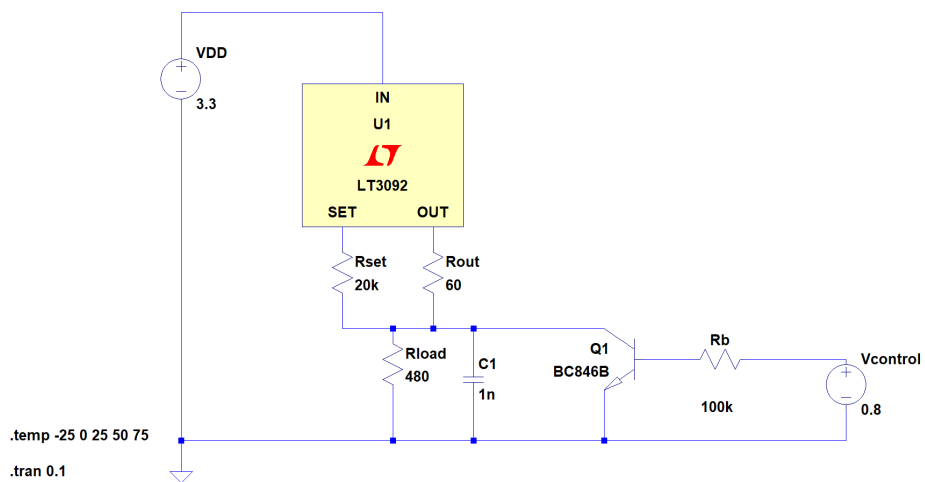


Figura 2.13: Generatore di corrente DC con regolazione lineare implementato su spice

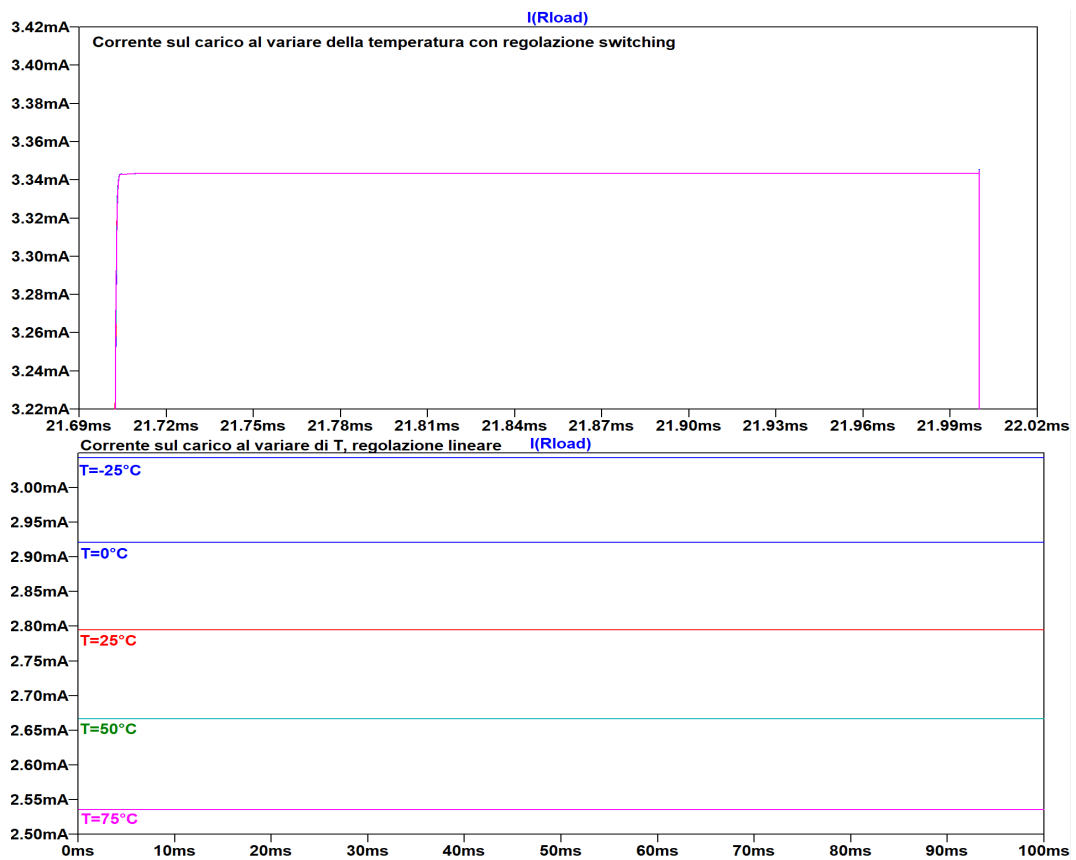


Figura 2.14: Andamento della corrente sul carico nel caso di regolazione switching e lineare con $T = -25, 0, 25, 50, 75^{\circ}\text{C}$

Capitolo 3

Schema elettrico e layout del nodo

3.1 Schematico

Una volta terminata la progettazione del nodo sensore si è passati alla realizzazione del circuito stampato (PCB). Per farlo si è utilizzato Eagle (Easily Applicable Graphical Layout Editor), programma appartenente alla software house Cad Soft, recentemente assorbita in Autodesk, adibito alla progettazione di schemi elettrici ed alla realizzazione di PCB. Lo schema elettrico ed il PCB del progetto sono stati realizzati sulla base del precedente progetto, ossia il nodo sensore realizzato tramite un accelerometro.

Lo schematico del nodo sensore mostrato in Fig.3.1 è stato suddiviso in aree per semplificare l'individuazione dei vari blocchi funzionali. Il blocco regolazione di tensione permette di stabilizzare ed abbassare la tensione di alimentazione al valore di 3.3V. Grazie ad esso il nodo sensore può essere alimentato con una tensione compresa fra 4V e 28V, mantenendo un'alimentazione costante pari a 3.3V su tutto il circuito. L'alimentazione viene divisa in vari rami caratterizzati da diverse impedenze di filtraggio, utilizzate per ottimizzare la stabilità dell'alimentazione sui vari blocchi.

Il blocco di condizionamento rappresenta il generatore di corrente DC regolabile precedentemente progettato. Esso è caratterizzato dalla porta VCONTROL che permette, misurando la caduta di tensione su R_{out} , di effettuare un controllo in retroazione della corrente di uscita tramite il microcontrollore STM32F303. La porta SSW-101-02-5-D permette l'interconnessione dei quattro strain gauge al generatore di corrente.

Il blocco memoria è caratterizzato da una memoria esterna sfruttata dal microcontrollore per eseguire i vari processi e le elaborazioni dei dati. Il blocco di elaborazione è essenzialmente formato dal microcontrollore STM32F303. Il microcontrollore ha il compito di campionare le cadute di tensione ai capi dei 4

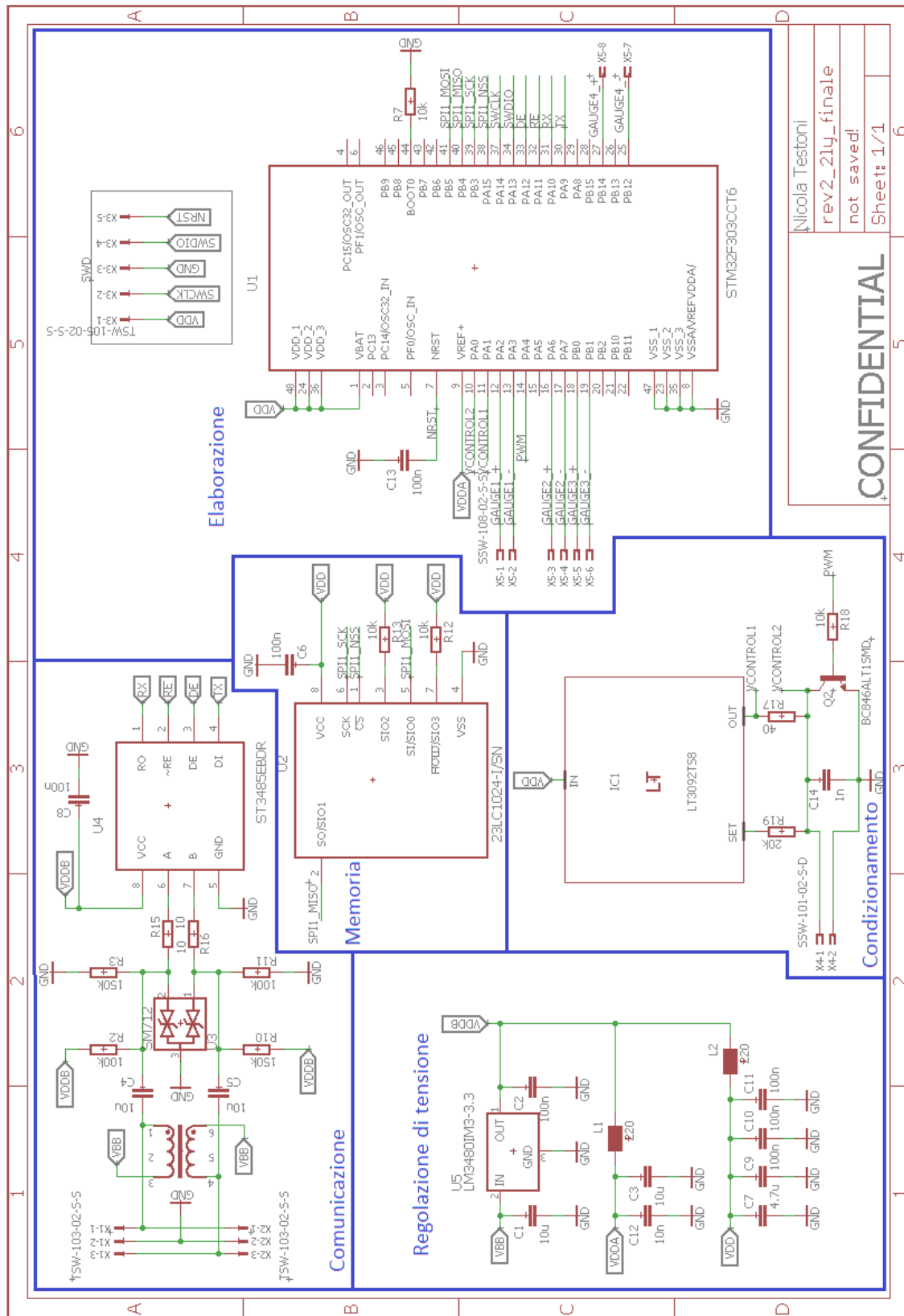


Figura 3.1: Schema elettrico del nodo sensore

Nicola Testoni
 rev2_2ly_finale
 not saved!
 Sheet: 1/1

CONFIDENTIAL

estensimetri ed elaborarle al fine di ottenere il valore della variazione di resistenza di ogni strain gauge. I dati elaborati vengono immagazzinati nella memoria esterna e successivamente trasmessi attraverso il blocco di comunicazione.

Infine, il blocco di comunicazione permette al nodo sensore di interagire con l'esterno. Grazie ad esso è possibile trasmettere i dati relativi alle variazioni di resistenza degli estensimetri ad un calcolatore esterno, il quale si occuperà di raccogliere i dati dai vari nodi sensori e monitorare la struttura.

3.2 Layout del PCB

La disposizione dei componenti e dei collegamenti (layout) visibile in Fig.3.2 è stata realizzata tenendo conto delle seguenti specifiche:

- Dimensione minima della PCB:
Per soddisfare questa specifica è stato necessario l'utilizzo di componenti a montaggio superficiale (surface Mount Technology, SMT), oltre a trovare la posizione e l'orientamento ottimale dei componenti.
- Interconnessione semplice ed affidabile:
Questa specifica implica l'utilizzo di connettori per interconnettere il PCB alla rosetta ed alla sorgente di alimentazione. L'utilizzo di connettori, rispetto ad un semplice cavo saldato ad una piazzola, garantisce una miglior affidabilità ed un'ottima durabilità nel tempo del collegamento. L'utilizzo di connettori ed il loro posizionamento ai bordi del PCB per facilitarne l'interconnessione, comporta tuttavia un incremento delle dimensioni del circuito.
- Limitazione delle induttanze parassite:
Le induttanze parassite possono comportare andamenti indesiderati del segnale, come ad esempio sovraelongazioni e smorzamenti. Per limitare la presenza di queste componenti parassite, si opera in modo da evitare andamenti lunghi e curvilinei delle piste, poiché essi sono considerati come spire che danno luogo ad induttanze.
- Limitazione degli effetti delle induttanze parassite:
Quando non è possibile evitare l'insorgere di induttanze parassite, si ricorre all'utilizzo di condensatori che permettono di stabilizzare la tensione. Il posizionamento dei condensatori è di fondamentale importanza, devono essere posizionati il più vicini possibili alla porta d'ingresso della tensione da stabilizzare. Questa pratica è dovuta al fatto che i condensatori devono essere

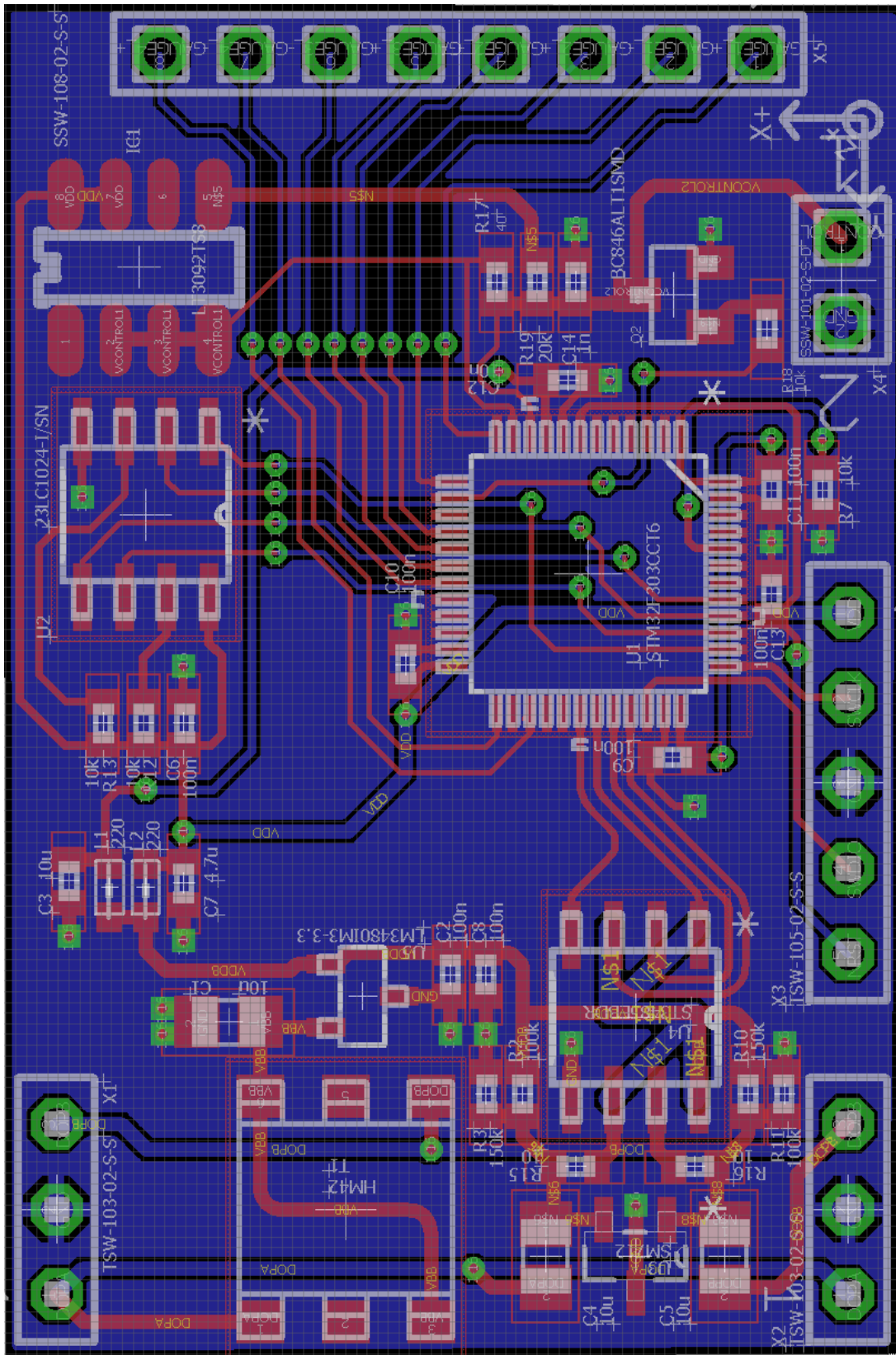


Figura 3.2: Layout PCB del nodo sensore

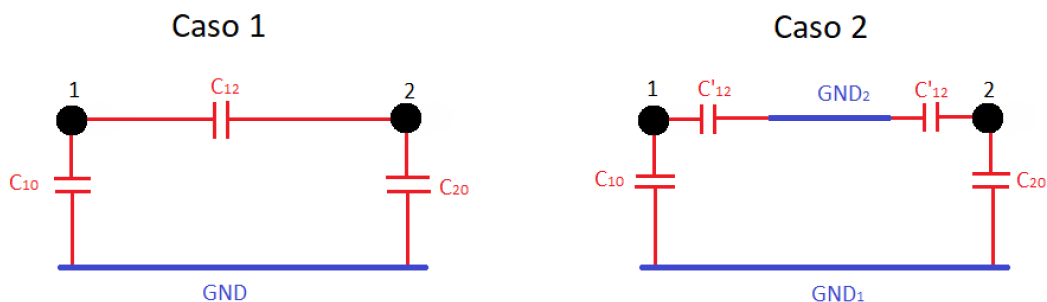


Figura 3.3: Esempio di accoppiamenti capacitivi fra due linee di trasmissione nel caso di un solo o due piani di massa

posizionati a valle dell'induttore in modo da compensare gli sbalzi di tensione provocati da esso.

- Riflessioni ed irradiazioni di potenza minime:

Sono stati applicati alcuni accorgimenti per evitare fenomeni di riflessione del segnale ed irradiazioni di potenza dovute a disadattamenti di impedenza. Per evitare disadattamenti di impedenza, è necessario evitare brusche variazioni nella sezione trasversale della linea di trasmissione (pista). Per far ciò si è evitato di tracciare piste con angolature superiori a 45° , inoltre nelle zone in cui si lavora ad elevata frequenza, come nella sezione di trasmissione, sono state tracciate piste ad andamento curvilineo che minimizzano il disadattamento di impedenza.

- Accoppiamenti capacitivi minimi:

La realizzazione del piano di massa può avvenire secondo i due casi dello schema di Fig.3.3.

Il caso 1 (schema adottato) garantisce basse capacità di accoppiamento fra le linee e massa (C_{10} e C_{20}) dato che la distanza fra essi è considerevole. Esiste tuttavia un accoppiamento (C_{12}) fra le linee che può dar luogo a fenomeni di diafonia o crosstalk. L'accoppiamento fra le linee può essere evitato attraverso lo schema del caso 2. In esso le linee sono disaccoppiate grazie all'interposizione di un secondo piano di massa. Questa soluzione tuttavia si fa carico delle due capacità C'_{12} le quali saranno considerevoli a causa della piccola distanza fra conduttori e piano di massa. Siccome generalmente le linee vengono tracciate in modo che siano il più distanti possibili, la capacità C_{12} risulterà piccola e di conseguenza lo schema del caso 1 risulta migliore. Il piano di massa deve inoltre essere dimensionato in modo tale da evitare sezioni di piccole dimensioni

e piani "orfani". Se il piano di massa fosse caratterizzato da strozzature che ne diminuiscono la sezione, si assisterebbe all'insorgere di resistenze parassite che andrebbero a sbilanciare il riferimento di massa. I piani "orfani" sono aree del piano di massa isolate. Essi devono essere evitati per limitare la comparsa di ulteriori accoppiamenti capacitivi.

Capitolo 4

Conclusione

In questo elaborato è stata presentata la progettazione hardware di un nodo sensore basato su strain gauge per il monitoraggio strutturale. In particolare sono stati descritti gli estensimetri, ossia i sensori che si occupano di rilevare le forze meccaniche, e sono stati presentati i due circuiti di condizionamento più utilizzati in questa applicazione: il ponte di Wheatstone e l'Anderson loop. Dopo aver discusso le caratteristiche dei due condizionamenti e dopo aver scelto l'Anderson loop come condizionamento ottimo, si è passati alla sua realizzazione. Sfruttando un generatore di corrente costante, l'implementazione dell'Anderson loop ha comportato lo studio degli specchi di corrente, ossia quei circuiti che permettono di emulare un generatore di corrente ideale. Lo specchio di corrente si è rivelato il cuore del circuito integrato utilizzato per implementare il generatore di corrente, l'LT3092. Lo step successivo è stato la modifica del generatore di corrente per poter realizzare una regolazione tramite il microcontrollore STM32F303. Il controllo della corrente ha implicato un confronto fra la regolazione switching e lineare, nel quale la regolazione switching si è distinta grazie alla sua insensibilità alle variazioni di temperatura. Il progetto si è infine concluso con la realizzazione del PCB tramite il software Eagle. Le simulazioni eseguite tramite il software LTspice hanno confermato l'eccellente stabilità della corrente sugli strain gauge garantendo così un condizionamento preciso. Gli sviluppi futuri del progetto riguarderanno la modifica del condizionamento per evitare l'isolamento della rosetta nel caso in cui si verifichi il malfunzionamento di un estensimetro, la modifica della regolazione di corrente per evitare la circolazione di una corrente non nulla sul carico durante il Ton del BJT e l'inserimento di un circuito di snubber che riduca la potenza dinamica dissipata dal transistor.

Bibliografia

- Circuiti di condizionamento per sensori resistivi*. URL http://www2.diees.unict.it/users/bando/ando/pdf_mis/ponte_resistivo.pdf.
- K. F. Anderson. *The Loop Technique for Strain Gage Rosette Signal Conditioning*, a. URL <http://www.home.deib.polimi.it/cova/elet/appunti/estensimetri.pdf>.
- K. F. Anderson. *The Constant Current Loop: A New Paradigm for Resistance Signal Conditioning*, b. URL <https://ntrs.nasa.gov/archive/nasa/casi.ntrs.nasa.gov/19930003493.pdf>.
- S. Cova. *Estensimetri o Strain Gauge*. URL <http://www.home.deib.polimi.it/cova/elet/appunti/estensimetri.pdf>.
- P. R. Gray, P. J. Hurst, S. J. Lewis, and R. G. Meyer. *Analysis and design of analog integrated circuits*.
- Quaresimin and D. Rossi. *Introduzione all'estensimetria applicata alla misura di deformazione e carichi*. URL <http://static.gest.unipd.it/~marinoq/CM/estensimetria.pdf>.
- M. Sampietro. *Introduzione ai generatori di corrente*. URL <http://home.deib.polimi.it/sampietr/didattica/Generatori%20di%20corrente.pdf>.
- STMicroelectronics. *Datasheet for STM32F303xB/STM32F303xC*, 2015. URL <http://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32f303vc.pdf>.
- L. Technology. *LT3092 datasheet*, a. URL <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/3092fc.pdf>.
- S. Technology. *Tensioni residue*, b. URL <https://sint-technology.com/it/tensioni-residue/>.

Elenco delle figure

1.1	Estensimetro a griglia metallica e modalità di applicazione	3
1.2	Tipologie di estensimetri	6
1.3	valore di deformazione misurato da un estensimetro	7
1.4	Esempi di rosette di estensimetri	8
1.5	Circuito di condizionamento a ponte di Wheatstone	11
1.6	Circuito di condizionamento a ponte di Wheatstone con in evidenza le resistenze intrinseche dei collegamenti	12
1.7	Circuito di condizionamento a ponte di Wheatstone, configurazione a ponte intero	13
1.8	Circuito di condizionamento di una rosetta di estensimetri con l'Anderson loop	14
2.1	Semplice generatore di corrente utilizzando un MOSFET ideale ($r_U = \infty$) e, a destra, visualizzazione dell'entità delle variazioni di corrente qualora variasse il parametro k del transistor.	18
2.2	Specchio di corrente	19
2.3	Specchio di corrente cascode	21
2.4	Schema elettrico parziale del beta multiplier reference	23
2.5	Schema elettrico del beta multiplier reference comprensivo del circuito di start up. Per MSU1, MSU2 ed MSU3 sono stati indicati i fattori di forma per il corretto funzionamento della rete	24
2.6	Schema elettrico del beta multiplier reference senza start up con compensazione di temperatura	26
2.7	Schema a blocchi dell'LT3092	28
2.8	Schema di un'applicazione tipica dell'LT3092	28
2.9	Generatore di corrente regolabile tramite LT3092	29
2.10	Generatore di corrente DC con regolazione switching implementato su spice	32

<i>ELENCO DELLE FIGURE</i>	46
2.11 Confronto fra configurazione con e senza C1	33
2.12 Andamento della corrente sul carico con $R_{load} =$ 440, 460, 480, 500, 520 Ω e con $VDD = 3, 3.2, 3.4, 3.6V$	35
2.13 Generatore di corrente DC con regolazione lineare implementato su spice	35
2.14 Andamento della corrente sul carico nel caso di regolazione switching e lineare con $T = -25, 0, 25, 50, 75^{\circ}C$	36
3.1 Schema elettrico del nodo sensore	38
3.2 Layout PCB del nodo sensore	40
3.3 Esempio di accoppiamenti capacitivi fra due linee di trasmissione nel caso di un solo o due piani di massa	41