

ALMA MATER STUDIORUM · UNIVERSITÀ DI BOLOGNA

SCUOLA DI INGEGNERIA E ARCHITETTURA

CAMPUS DI CESENA

CORSO DI LAUREA TRIENNALE IN

INGEGNERIA ELETTRONICA

REALIZZAZIONE DI UN SISTEMA ELETTRONICO DI MISURA
PER SENSORI AD EFFETTO HALL A LARGA BANDA

RELATORE

DR.

MARCO CRESCENTINI

TESI DI LAUREA DI

LORENZO DOMENICO MAGNANI

SESSIONE I · APPELLO I

ANNO ACCADEMICO 2017/2018

Keywords

Campo magnetico

Effetto Hall

Offset

Corrente di polarizzazione

Readout

Indice

Introduzione.....	1
1. Principi teorici	
1.1. Effetto Hall.....	2
1.2. Campo magnetico generato da un conduttore percorso da corrente.....	4
1.3. Modello del sensore ad effetto Hall.....	5
2. Sensore KE80	
2.1. Il sensore KE80.....	7
2.2. Riduzione dell'offset intrinseco.....	9
3. Progettazione dei circuiti elettronici	
3.1. Impostazione generale e diagramma a blocchi.....	10
3.2. Generatore della corrente di polarizzazione.....	11
3.3. Readout.....	14
3.4. Compensazione dell'offset.....	21
3.5. Misura e calibrazione dell'offset intrinseco del sensore.....	23
3.6. Collegamento del sensore KE80.....	24
4. Realizzazione del PCB	
4.1. Schematico.....	26
4.2. Assegnazione dei footprints.....	29
4.3. Sbroglia e layout del PCB.....	32
5. Conclusioni.....	35
Appendice A – Schematico completo.....	36
Appendice B – Elenco completo dei footprints assegnati.....	37
Appendice C – Top layer del PCB.....	38
Appendice D – GND layer del PCB.....	39
Appendice E – Power supply layer del PCB.....	40
Appendice F – Bottom layer del PCB.....	41
Appendice G – Visualizzazione 3D del PCB.....	42
Bibliografia.....	43

Introduzione

I sensori di campo magnetico basati sull'effetto Hall trovano largo impiego in ambito industriale e, molto spesso sono anche utilizzati per la misura indiretta e senza perdite di correnti di valore elevato. Il principale vantaggio dei sensori ad effetto Hall rispetto ad altri sensori di corrente senza perdite è la facile implementazione in tecnologie microelettroniche standard che, permette un abbattimento dei costi ed una forte miniaturizzazione. I punti a sfavore dei sensori a effetto Hall sono l'offset intrinseco e la banda ridotta entro la quale possono operare. Una tecnica di riduzione dell'offset molto utilizzata è la tecnica detta "*spinning-current*"; questa permette di ridurre il valore dell'offset, a scapito della banda, grazie ad una media nel tempo e sfruttando le proprietà di reciprocità del sensore [1][2]. Nelle implementazioni più avanzate di sensori ad effetto Hall in tecnologia CMOS presenti in letteratura, le bande arrivano a qualche centinaia di kHz rendendo questi sensori inadatti a misure di correnti a larga banda.

La sfida è quindi progettare sensori ad effetto Hall in tecnologia CMOS che superino le criticità tecniche dell'attuale stato dell'arte operando a larga banda con offset ridotti; a questo proposito, l'Università di Bologna, in collaborazione con STMicroelectronics, propone un sensore ad effetto Hall di nuova generazione in grado di fare sensing di correnti a larga banda. Nasce quindi la necessità di creare un PCB adatto ad interfacciare e testare il nuovo sensore.

Il presente elaborato prende in considerazione i principi teorici relativi ai sensori di campo magnetico, analizzando in particolare le problematiche intrinseche dei sensori ad effetto Hall implementati su semiconduttore, in seguito si affrontano le problematiche tecniche relative alla progettazione di un PCB in grado di interfacciare tali sensori con l'esterno. Successivamente vengono trattati lo sviluppo e la produzione di un circuito che risolva tali problematiche e provveda alla caratterizzazione del nuovo sensore verificandone le prestazioni ed i limiti.

1. Principi teorici

La prima parte di questo elaborato analizza la teoria di base dell'effetto Hall soffermandosi sulla natura di tale fenomeno spiegando come poterlo sfruttare in ambito sensoristico. In seguito si introduce un modello a circuito elettrico da poter usare per una facile progettazione dei circuiti di interfaccia al sensore.

1.1. Effetto Hall

Nell'ambito dell'elettromagnetismo, branca della fisica che studia i fenomeni di natura elettrica e magnetica, l'effetto Hall spiega la presenza di forze agenti sulle cariche in moto in un conduttore posto in un campo magnetico. L'effetto fu scoperto dal fisico americano Edwin Hall nel 1879 quando era ancora studente.

Posto un riferimento cartesiano con tre assi ortogonali tra loro x , y e z , si dispone una lamina metallica piatta sul piano x - y come mostrato in Figura 1 e si presuppone che il campo magnetico \vec{B} incida su tale lamina lungo l'asse ortogonale z e con verso positivo. Viene fatta scorrere una corrente elettrica nel verso positivo dell'asse x così che, i portatori di carica ora in moto, si spostino ad una velocità pari alla velocità di deriva.

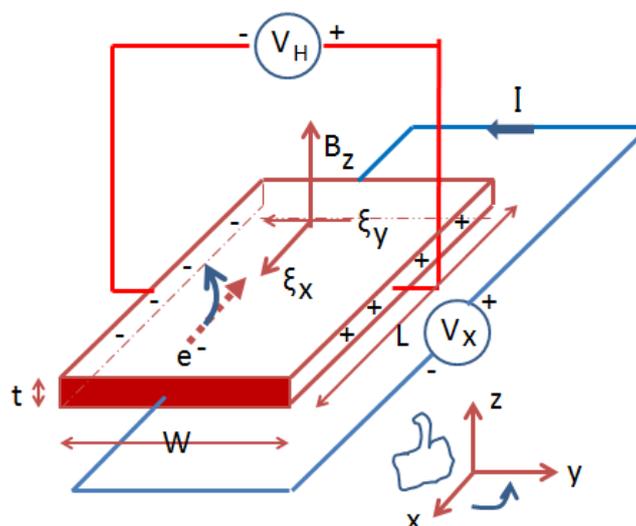


Figura 1 – Lamina metallica percorsa da corrente. Figura da [3]

La velocità di deriva ha verso opposto all'asse x , questo perché, nella lamina metallica così come nei semiconduttori con drogaggio di tipo n, i portatori di carica liberi di muoversi nel reticolo cristallino sono gli elettroni. Quando invece i portatori hanno carica positiva, per esempio le lacune nei semiconduttori di tipo p, il verso della velocità di deriva è concorde a quello della corrente.

Applicando il campo magnetico \vec{B} diretto lungo l'asse z (Figura 1), la traiettoria delle cariche in movimento viene modificata. Tale fenomeno è dovuto alla forza magnetica che, agendo su tali cariche, imprime loro una spinta in direzione ortogonale alla velocità di deriva e al campo magnetico. La forza magnetica è quindi diretta lungo l'asse y e definita come segue:

$$\vec{F}_m = q\vec{v}_d \times \vec{B} \quad \text{Eq. 1}$$

L'Eq. 1 viene generalmente chiamata *parte magnetica dell'equazione di Lorentz* dove q è la carica in Coulomb, \vec{v}_d è la velocità di deriva e \vec{B} è il campo magnetico incidente.

La forza magnetica deflette i portatori di carica in moto spingendoli verso i bordi della lamina, determinando un eccesso di cariche positive da un lato e di cariche negative dall'altro. Le due zone così create, una carica positivamente ed una negativamente, danno luogo ad un campo elettrico \vec{E} diretto nel verso opposto dell'asse y (Figura 1) che agisce a sua volta sulle cariche attraverso la forza elettrica:

$$\vec{F}_e = q\vec{E} \quad \text{Eq. 2}$$

Le due forze, elettrica e magnetica, si oppongono reciprocamente l'una all'altra ed il processo di accumulo di cariche sui bordi si esaurisce quando le due forze si equivalgono.

Il campo elettrico formatosi tra i due bordi della lamina si traduce in una differenza di potenziale che prende il nome di *tensione di Hall*. Seguendo il sistema di riferimento della Figura 1, si sommano i contributi lungo l'asse y delle due forze riportate nelle Eq. 1 ed Eq. 2 e si impone che il risultato della somma sia zero, otteniamo così l'Eq. 3

$$0 = E_y - v_d B_z \quad \text{Eq. 3}$$

Tenendo presente che $j_x = nqv_d = \frac{i_x}{wt}$ otteniamo:

$$E_y = \frac{j_x B_z}{nq} = \frac{i_x B_z}{nqwt} \quad \text{Eq. 4}$$

dove w e t sono rispettivamente la larghezza e lo spessore della lamina, j ed i sono la densità ed il valore della corrente di polarizzazione. Nell'ipotesi di un campo magnetico B_z ed una corrente i_x costanti su tutta la lamina, allora la tensione di Hall V_H ottenuta integrando l'Eq. 4 lungo l'asse y diventa:

$$V_H = \frac{i_x B_z}{nqt} \quad \text{Eq. 5}$$

Si definisce coefficiente di Hall:

$$R_H = \frac{E_y}{j_x B_z} = \frac{1}{nq} \left[\frac{m^3}{C} \right] \quad \text{Eq. 6}$$

Esprimendo l'Eq. 5 in funzione di R_H si ottiene:

$$V_H = R_H \frac{i_x B_z}{t} \left[\frac{m^3 AT}{Cm} = \frac{m^3 AN}{CmA m} = \frac{mN}{C} = V \right] \quad \text{Eq. 7}$$

Una rapida analisi delle unità di misura conferma il risultato in Volt [4]

1.2. Campo magnetico generato da un conduttore percorso da corrente

Uno dei possibili modi per generare un campo magnetico è far scorrere corrente all'interno di un conduttore come mostrato in Figura 2, la legge di Biot-Savart riportata nell'Eq. 8 esprime tale campo magnetico come:

$$B = \frac{I_p \mu_0}{2 \pi r} \quad \text{Eq. 8}$$

dove I_p è la corrente che genera il campo, μ_0 è la permeabilità magnetica del vuoto ed r la distanza tra il conduttore e la lamina.

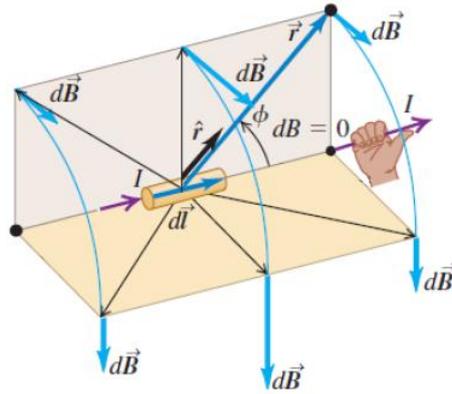


Figura 2 – Campo magnetico generato da un conduttore percorso da corrente. Figura da [4]

Unendo l'Eq. 8 alle Eq. 5 ed Eq. 7 otteniamo:

$$V_H = \frac{i_x \mu_0 I_p}{nqt 2\pi r} = R_H \frac{i_x \mu_0 I_p}{t 2\pi r} \quad \text{Eq. 9}$$

Per maggior rigore andrebbe utilizzata la permeabilità magnetica $\mu = \mu_r \mu_0$ ma nei materiali di interesse, metalli e semiconduttori, la permeabilità magnetica relativa $\mu_r \cong 1$ quindi $\mu \cong \mu_0$. [4]

1.3. Modello del sensore ad effetto Hall

Facendo coincidere il baricentro della lamina di Figura 1 con l'origine degli assi, i piani x - z ed y - z delimitano quattro zone della lamina geometricamente identiche fra loro. Modelliamo la resistenza globale offerta dalla lamina al passaggio della corrente di polarizzazione con una singola resistenza per ogni zona, ottenendo così la struttura a ponte mostrata in Figura 3. Applicando ora un campo magnetico in direzione perpendicolare alla lamina e supponendo che l'accumulo di carica per effetto Hall non sia distribuito lungo i bordi ma concentrato nei nodi V_{o1} e V_{o2} , il modello proposto aderisce alle caratteristiche del sensore. In questo modello un sensore ideale presenta le quattro resistenze tutte uguali; queste possono essere viste come due partitori di tensione che provvedono a fornire su V_{o1} e V_{o2} il valore centrale tra le due tensioni V_{in1} e V_{in2} poste in alto e in basso nella figura.

$V_{in1} - V_{in2}$ rappresenta la differenza di potenziale necessaria a far scorrere la corrente di polarizzazione lungo il sensore ed in assenza di campo magnetico si ha che la tensione differenziale $V_{o2} - V_{o1} = 0 V$. Nel caso reale, invece, per via di disomogeneità nei processi produttivi, i valori delle quattro resistenze non sono uguali tra loro, comportando una tensione differenziale $V_{o2} - V_{o1} \neq 0 V$. Il valore assunto da $V_{o2} - V_{o1}$ nelle condizioni appena descritte, rappresenta l'offset intrinseco del sensore.

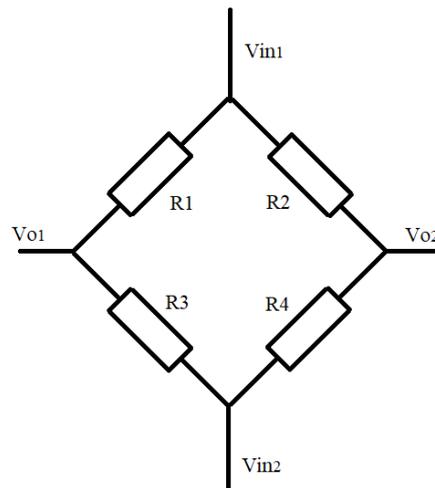


Figura 3 – Modello del sensore ad effetto Hall

È importante notare che le disomogeneità dovute ai processi produttivi determinano quattro valori di resistenze diversi tra loro ma che restano tali per tutta la vita del sensore, mentre la dipendenza di queste resistenze dalla temperatura determina un contributo aleatorio alla variazione del valore delle quattro resistenze. L'offset totale può essere quindi visto come la somma di due contributi: uno costante ed uno dipende dalla temperatura.

In conclusione la tensione di offset introdotta dal sensore dipende dalla temperatura. Applicando il campo magnetico, la tensione di Hall si va ad aggiungere nei nodi V_{o1} e V_{o2} diventando di fatto indistinguibile dall'offset, questa caratteristica è presente in tutti i sensori di corrente ed in particolare nell'Hall dove, l'offset intrinseco può essere anche un ordine di grandezza più grande della massima tensione di Hall misurabile.

2. Sensore KE80

In questo capitolo si introduce il nuovo sensore ad effetto Hall KE80 che vogliamo testare.

2.1. Il sensore KE80

Il chip KE80 mostrato in Figura 4 racchiude il nuovo sensore ottagonale ad effetto Hall ad alte prestazioni, sviluppato dall'Università di Bologna in collaborazione con STMicroelectronics, viene realizzato attraverso un processo produttivo a $16\ \mu\text{m}$ con tecnologia BCD8sP. Il package è il PwSo36 a 36 pin adatto ad applicazione di potenza perché permette una buona dissipazione di calore.[5]

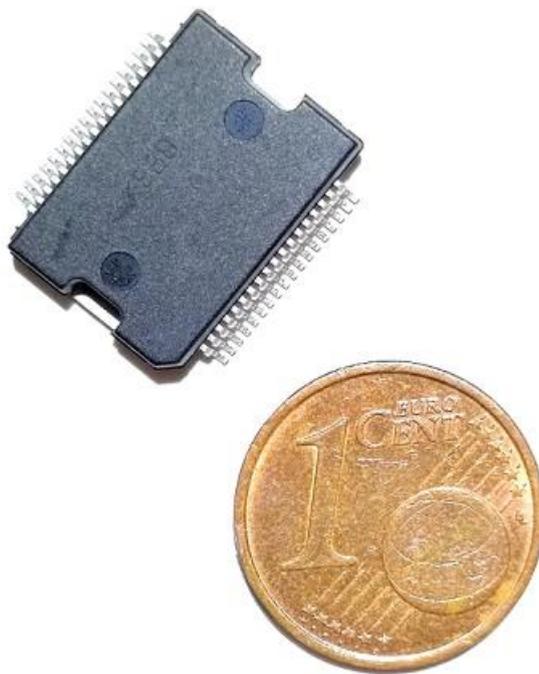


Figura 4 – Chip KE80 vicino ad una moneta da un centesimo di euro

Il sensore definisce le specifiche dei circuiti che andremo a realizzare, per un corretto funzionamento il KE80 richiede una corrente di polarizzazione fissata ad $1\ \text{mA}$, nel capitolo precedente tale corrente era chiamata i_x ma, per chiarezza di notazione, da adesso in avanti prende il nome di I_{bias} . Uno degli obiettivi è quindi progettare un circuito elettronico in grado di generare una corrente costante, indipendente dalle variazioni in temperatura delle resistenze descritte nel paragrafo 1.3. La corrente di potenza chiamata I_p è l'oggetto della misura, questo sensore supporta correnti DC oppure AC con ampiezze di picco fino a $10\ \text{A}$ e frequenze nell'ordine dei MHz. La tensione di Hall fornita dal sensore sarà direttamente proporzionale al misurando, avrà un'offset che è quello intrinseco del sensore ed un'ampiezza di pochissimi mV . La sfida è progettare un circuito in grado di leggere tensioni molto

piccole ed a larga banda. Il lavoro svolto si basa sulla progettazione discreta su PCB ed, a differenza della progettazione integrata, raggiungere una banda di 1 MHz rappresenta il superamento dello stato dell'arte.

Il chip realizza al suo interno tre varianti del sensore ottagonale ad effetto Hall:

-Double sensor cell: consiste in due sensori ad effetto Hall ottagonali ruotati di 90° uno rispetto all'altro e connessi in parallelo costituendo così un singolo sensore. Circuiti di polarizzazione e lettura sono realizzati fuori dal chip.

-Single cell: formato da un sensore di Hall ottagonale. Circuiti di polarizzazione e lettura sono realizzati fuori dal chip.

-Dynamic sensor: consiste in un double sensor cell ma la polarizzazione ruota a intervalli di 180° attorno al sensore. Polarizzazione e lettura sono integrati nel chip.

Di seguito è riportato il pinout del KE80:

PIN #	NAME	NAME	PIN #
1	NC	NC	36
2	RDL_IN	RDL_IN	35
3	B1S	B1D	34
4	B3S	B3D	33
5	S1S	S1D	32
6	S2S	S2D	31
7	S3S	S3D	30
8	S4S	S4D	29
9	B4S	B4D	28
10	B2S	B2D	27
11	CLK	OFF_CTRL	26
12	REF_rx	OUT1	25
13	REF_TOP	VCM	24
14	REF_DWN	OUT2	23
15	REF_LX	VDD	22
16	PRING	GND	21
17	RDL_OUT	RDL_OUT	20
18	NC	NC	19

I pin dedicati al single cell ottagonale sono B1S, B2S, B3S, B4S per la polarizzazione e S1S, S2S, S3S, S4S per la lettura. [6]

2.2. Riduzione dell'offset intrinseco

Per comprendere meglio la tecnica di riduzione dell'offset utilizzata nel modulo a single cell, utilizziamo il modello mostrato in Figura 5 nel quale, a differenza del modello visto prima, si sdoppiano le quattro resistenze e si suppone che la struttura cristallina sia disomogenea solo lungo l'asse x (per esempio le otto resistenze aumentano all'aumentare di x). Immaginando di collegare a massa i terminali B1 e B2 e di applicare la I_{bias} a B3 e B4 cortocircuitati tra loro, otteniamo una diramazione della I_{bias} verso le masse dando luogo a 4 potenziali sui quattro nodi S1, S2, S3, S4 che cortocircuitiamo a coppie come in Figura 5, quindi $V_{S1} = V_{S2}$ e $V_{S3} = V_{S4}$.

Questa particolare connessione del sensore impone delle condizioni al contorno che cercano di redistribuire le cariche all'interno del sensore stesso in maniera tale da minimizzare le asimmetrie ed uniformare spazialmente il sensore, quindi, minimizzare l'offset intrinseco. Inoltre, l'eliminazione della tecnica "spinning-current", permette di utilizzare il sensore a bande ben più elevate dello stato dell'arte.

La tensione differenziale $V_{S1S2} - V_{S3S4}$ rappresenta la tensione di Hall con offset minimo.

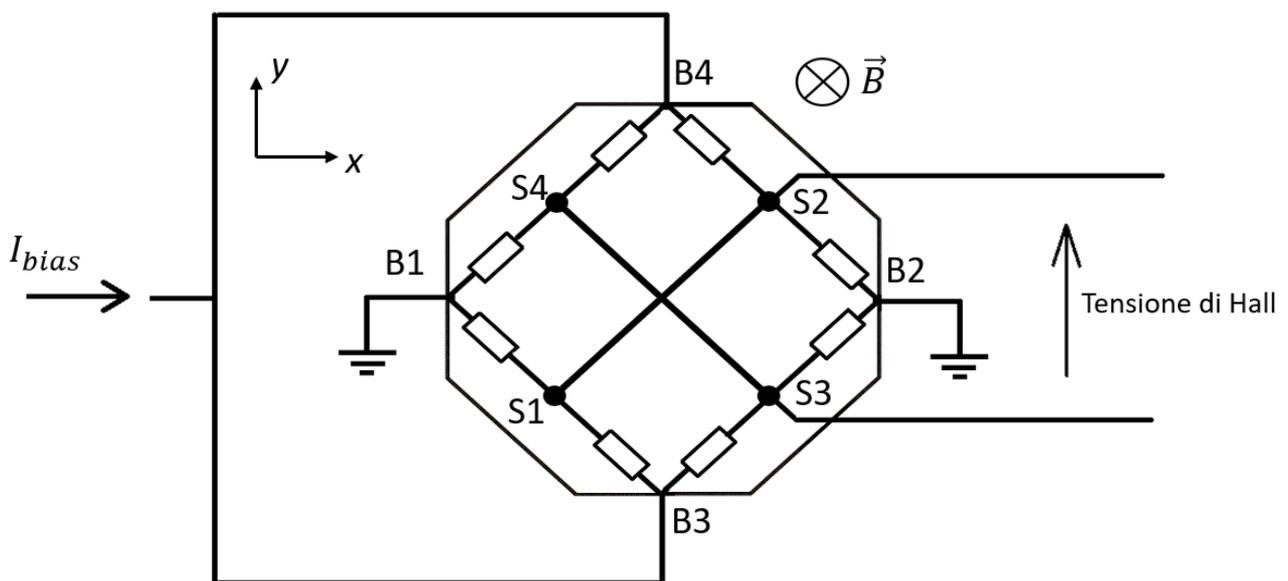


Figura 5 – Connessione a X del sensore

3. Progettazione dei circuiti elettronici

Questo capitolo si concentra sul progetto dei circuiti elettronici necessari ad interfacciare e testare le specifiche del sensore KE80; partendo dallo studio del loro funzionamento, si effettuano poi simulazioni in ambiente SPICE per verificarne il comportamento.

3.1. Impostazione generale e diagramma a blocchi

L'obiettivo finale è la realizzazione di un PCB per il test del sensore KE80. L'intero progetto sviluppato dall'Università di Bologna è volto a caratterizzare tutti i tre moduli integrati nel chip e testare le performance delle varie tecniche. La tesi qui proposta si concentra sul single cell, dedicandosi alla caratterizzazione e al test delle performance di quest'ultimo aggiungendo però, la possibilità di collegare il generatore di corrente di polarizzazione ed il readout progettati, anche al double cell.

Il risultato che si vuole ottenere è la misura di correnti DC e AC, con un range di frequenze fino ad 1 MHz e ampiezze da -10 a 10 A. La tolleranza della misura, quindi l'errore massimo entro il quale si vuole conoscere il misurando, è fissato all'1%.

Il diagramma a blocchi descrive la logica seguita per differenziare i vari sotto-circuiti necessari

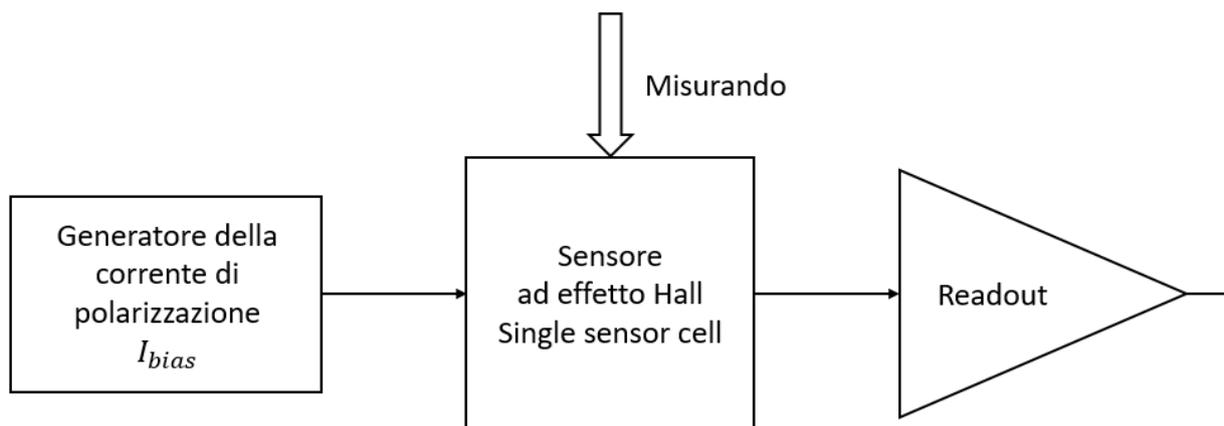


Diagramma a blocchi del progetto

Il circuito che genera la corrente di polarizzazione rappresenta il blocco dedicato a fornire al sensore la I_{bias} , questo permette al sensore di generare la tensione di Hall quando è presente il misurando I_p . Il blocco di readout provvede invece a leggere e amplificare la tensione di Hall fungendo da

interfaccia tra il sensore e l'esterno. Nel caso si voglia utilizzare il double sensor cell, è sufficiente sostituire il sensore rappresentato nel blocco centrale mentre gli altri blocchi restano invariati.

3.2. Generatore della corrente di polarizzazione

Il funzionamento del sensore prevede di far scorrere una corrente di polarizzazione al suo interno, come già detto questa corrente prende il nome di I_{bias} ed essendo la tensione di Hall direttamente proporzionale a tale corrente, questa deve essere il più costante possibile perciò, il generatore va progettato in maniera accurata. La difficoltà risiede nel fatto che il sensore presenta una resistenza di ingresso R_{in} variabile in temperatura, tale resistenza è vista dal generatore come carico al quale deve fornire la corrente I_{bias} costante. Durante l'utilizzo, la temperatura del sensore può raggiungere valori molto alti, questo fa diminuire il valore della R_{in} che partendo da circa 4 k Ω a temperatura ambiente, sulla base delle precedenti esperienze, si abbassa di circa 500 Ω . Per maggior sicurezza si considera un range massimo che va da 4 k Ω a 3 k Ω . Il generatore quindi non deve essere sensibile a tali variazioni del carico ma deve mantenere un valore di corrente I_{bias} fisso ad 1 mA, con un'incertezza dello 0.1% sul valore nominale.

Le possibili alternative per realizzare un generatore di corrente indipendente dal carico sono:

Soluzione 1 - Pompa di Howland

Questo circuito fu inventato nel 1962 dal professore del MIT, Bradford Howland. Nella sua versione più semplice viene implementato con un amplificatore operazionale e 4 resistenze collegate come in Figura 6

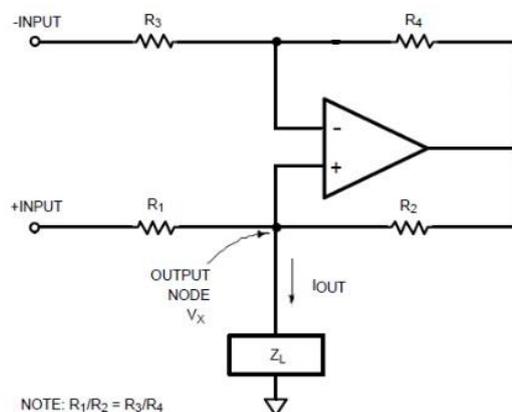


Figura 6 – Pompa di Howland. Figura da [7]

Il carico Z_L del generatore è rappresentato nel nostro caso dalla R_{in} del sensore KE80; lo studio e la simulazione di questo circuito mostrano variazioni di corrente ben superiori allo 0.1% dovute alla dipendenza della corrente dal carico che, come detto prima, è a sua volta dipendente dalla temperatura. Questa soluzione viene quindi scartata perché non abbastanza insensibile alle variazioni del carico.

Soluzione 2 - Current reference commerciale

Un'altra soluzione possibile è utilizzare un current reference commerciale, questi componenti sono progettati per fornire correnti costanti ma lo studio si limita alla loro simulazione attraverso lo strumento SPICE lasciano insondata la parte teorica che ne permette il funzionamento. Un esempio è l'LM134 messo a disposizione dalla Texas Instruments, questo componente genera una corrente regolata da una resistenza esterna.

Soluzione 3 - Amplificatore invertente con carico posto sul ramo di feedback

La soluzione utilizzata è mostrata in Figura 7, questa permette di ovviare ai problemi descritti ed è conveniente dal punto di vista della complessità, infatti questo circuito elettrico consente di avere sotto controllo il valore di tutte le tensioni e le correnti in ogni suo nodo e ramo essendo più semplice dei due precedenti. Basandosi sul concetto di retroazione negativa si pone il carico sul ramo di feedback di un normale amplificatore invertente, tale carico è rappresentato dalla resistenza di ingresso R_{in} del sensore.

Quando il guadagno ad anello aperto dell'operazionale tende all'infinito, la funzione di trasferimento è direttamente proporzionale alla resistenza posta sul ramo di feedback ed il segnale errore, ovvero la differenza tra V_{-in} e V_{+in} , tende a zero introducendo così il cortocircuito virtuale. Questo permette di applicare ai capi del carico due potenziali noti: uno fisso presente sull'ingresso V_{+in} dell'operazionale che viene riportato su V_{-in} grazie al cortocircuito virtuale, e l'altro generato dall'uscita a sua volta direttamente proporzionale alla resistenza posta sul ramo di feedback.

A conclusione di quanto detto possiamo affermare che, quando R_{in} diminuisce, la differenza di potenziale ai suoi capi diminuisce proporzionalmente, mantenendo per la legge di Ohm la I_{bias} invariata.

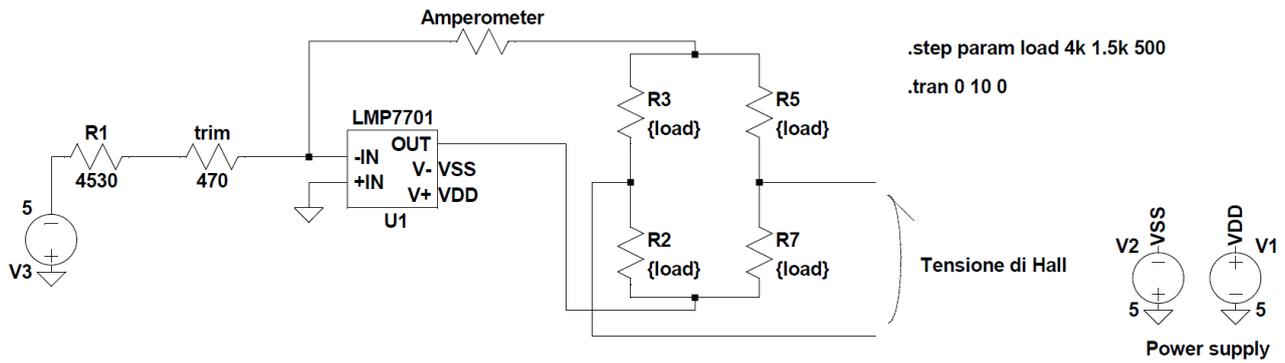


Figura 7 – Generatore della corrente di polarizzazione

Nella Figura 7 il carico, ovvero la R_{in} del sensore, è sostituito dal modello a ponte nel quale, le quattro resistenze vengono fatte variare per simulare il funzionamento reale. Supponendo un'impedenza di ingresso dell'operazionale idealmente infinita, la I_{bias} è data da:

$$I_{bias} = \frac{V_{in}}{R_1 + trim}$$

Come si nota, nel caso ideale la I_{bias} non ha alcuna dipendenza dal carico. La tensione V_{in} viene fornita da un generatore da banco ed in serie alla resistenza R_1 viene aggiunto un trimmer che consente la regolazione della corrente. Il parametro più importante nella scelta dell'operazione è l'impedenza di ingresso che deve essere la più alta possibile mentre per la R_1 ed il trimmer è di cruciale importanza il TCR. I valori della resistenza di resistori e trimmer dipendono dalla temperatura che ovviamente aumenterà durante il funzionamento perciò, bassi TCR comportano basse variazioni dei valori di resistenza, quindi basse variazioni della corrente di polarizzazione.

In serie al carico viene posto un amperometro sul quale si legge il valore della corrente che realmente entra nel sensore. La scelta dell'operazionale ricade sul LMP7701 della Texas Instruments, questo può essere alimentato fino a $\pm 6.5 V$ e lo stadio di ingresso a CMOS soddisfa la necessità di avere una alta impedenza di ingresso, in questo modo la corrente assorbita dagli ingressi vale, come indicato nel datasheet, poche decine di pA . La resistenza R_1 deve essere molto precisa perciò si sceglie un resistore della serie [E192] con tolleranza $\pm 0.1\%$ e $TCR = \pm 25 ppm/^\circ C$ mentre i trimmer presentano TCR che difficilmente scendono sotto i $\pm 100 ppm/^\circ C$. Il valore di resistenza del trimmer è un compromesso tra range di regolazione e tolleranza accettata, più è grande la resistenza massima del trimmer più range a disposizione si ha, ma di contro il TCR agendo su valori grandi, degrada le prestazioni del circuito man mano che le temperature crescono. [8]

Si sceglie di utilizzare i seguenti valori

Alimentazione $\pm 5 V$

$$V_{in} = -5 V$$

$$R_1 = 4.53 k\Omega$$

$$Trimmer = 1 k\Omega$$

$$V_{+in} = 0 V$$

Sul PCB si prevede la possibilità di collegare V_{in} all'alimentazione negativa oppure ad un generatore dedicato.

La simulazione conferma le ipotesi teoriche mettendo in evidenza che la tensione presente all'ingresso invertente non è esattamente $0 V$ ma si discosta di qualche decina di μV , questo non influisce in maniera apprezzabile sul funzionamento. La corrente di polarizzazione è insensibile alla variazione del carico nel range $4 k\Omega \div 3 k\Omega$ e oltre, la variabile sulla quale bisogna porre attenzione è la temperatura, nel range $25 ^\circ C \div 50 ^\circ C$ la variazione di corrente si mantiene entro lo 0.1% , oltre tale range è necessaria una ricalibrazione del circuito di generazione della corrente di polarizzazione. Il range risulta accettabile perché, essendo il circuito esterno al KE80 dove scorre la corrente di potenza, le variazioni di temperatura saranno più contenute.

3.3. Readout

Il readout rappresenta una parte molto delicata del progetto, questo circuito deve essere in grado di amplificare la tensione Hall fornita dal sensore mantenendo il più possibile costante il guadagno su tutta la banda in esame $0 \div 1 MHz$. Richiamando l'Eq. 9 ed impostando la corrente di polarizzazione a $0.5 mA$ su entrambi i rami del modello, quindi $1 mA$ in totale, la tensione di Hall per il single sensor cell risulta:

$$V_H = R_H \frac{I_{bias} \mu_0 I_p}{t 2\pi r} \cong 150 \cdot I_p \quad [\mu V] \quad Eq. 10$$

Questo significa che il sensore, per una corrente di polarizzazione di 1 mA , ha una sensitività di $150\frac{\mu\text{V}}{\text{A}}$, sostituendo ad I_p nell'Eq. 10, i valori di corrente che vogliamo misurare (max 10 A), vediamo che la tensione di Hall arriva al massimo a 1.5 mV , questo significa che per ottenere tensioni di circa 2 V , il readout deve essere in grado di amplificare $1333\frac{\text{V}}{\text{V}}$.

Mettendo a confronto la tensione di Hall con l'offset intrinseco del sensore che nel peggiore dei casi può arrivare a 2 mV , si nota subito come l'offset può essere addirittura maggiore del segnale utile, inoltre, il circuito di readout aggiungerà inevitabilmente un ulteriore offset al segnale prelevato, determinando così la necessità di introdurre un sistema di compensazione che vedremo più avanti.

Una caratteristica importante che il readout deve avere, è leggere una tensione differenziale senza assorbire in nessun modo corrente, questo implica la necessità di utilizzare un amplificatore per strumentazione. Questo tipo di circuito mostrato in Figura 8, è composto da tre amplificatori operazionali e risulta adatto ad amplificare tensioni differenziali raggiungendo guadagni molto alti grazie alla cascata di due stadi di amplificazione.

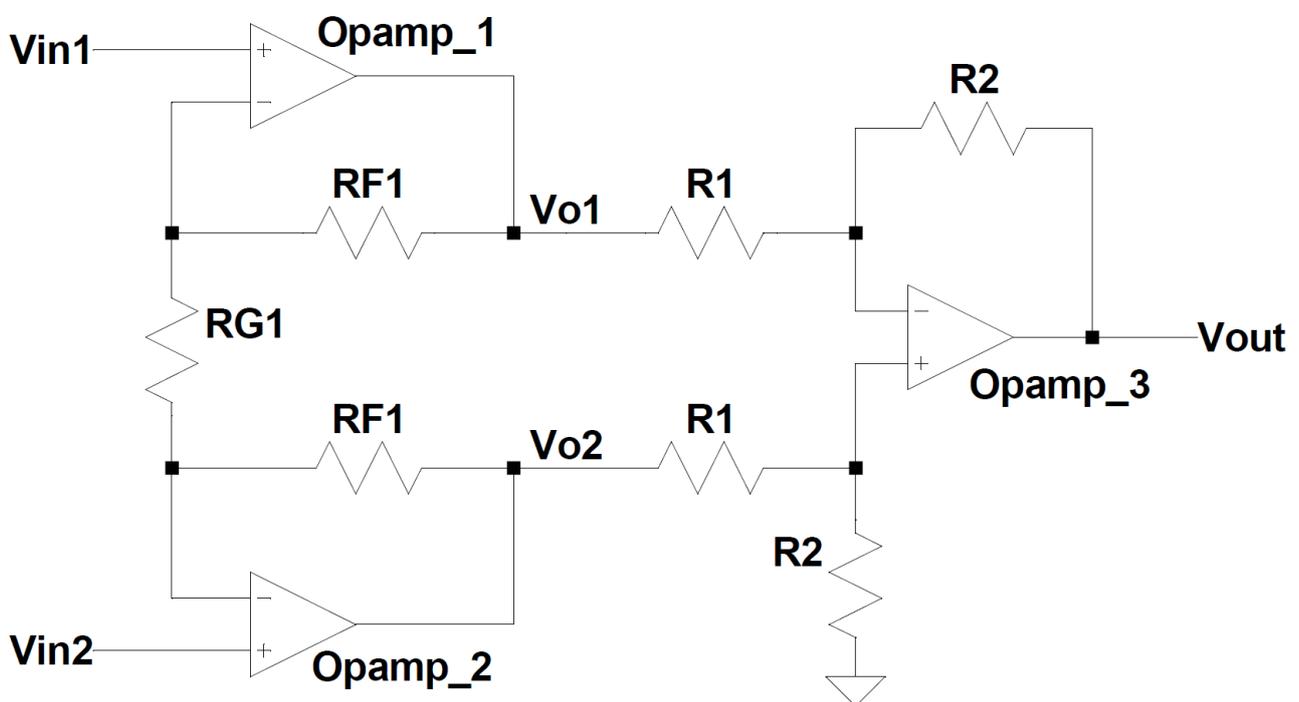


Figura 8 – Amplificatore per strumentazione

Valutando rapidamente il GBW necessario per soddisfare i requisiti del progetto, si scopre che:

$$GBW = (1333)(1 \cdot 10^6) = 1.333 \text{ GHz}$$

Trovare o costruire amplificatori per strumentazione con tali prestazioni, allo stato dell'arte attuale dell'elettronica, è molto difficile. Si cerca quindi la soluzione più performante possibile accettando il fatto che sarà indispensabile diminuire il guadagno.

La prima soluzione è utilizzare un amplificatore per strumentazione integrato in un unico chip, in questo modo si riesce a contenere i disturbi introdotti dai collegamenti tra gli operazionali e la complessità del layout diminuisce. I due grafici in Figura 9 sono estratti dai datasheet di due amplificatori per strumentazione della Texas Instruments, questi rappresentano i due prodotti in commercio più performanti dal punto di vista del GBW. Come si nota, nessuno di questi soddisfa le nostre richieste, quando la frequenza del segnale si avvicina al MHz l'intervento dei poli fa inevitabilmente diminuire il guadagno.

L'unico modo per mantenere costante il guadagno su tutta la banda di 1 MHz è diminuire il guadagno stesso, questo significa non poter andare oltre a circa $10 \frac{V}{V}$. [9] [10]

Questa strategia viene quindi scartata.

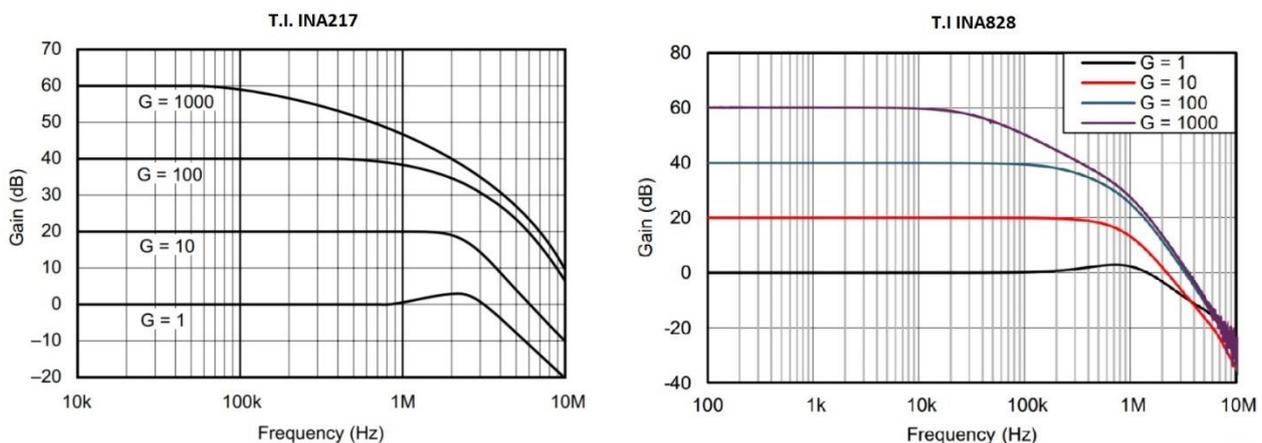


Figura 9 – Analisi in frequenza dei componenti INA217 e INA828. Figure da [9][10]

L'alternativa alla soluzione presentata prima è comporre l'amplificatore per strumentazione utilizzando tre singoli operazionali, la scelta qui è vastissima ed è necessario focalizzarsi sui requisiti necessari individuando quale categoria di operazionali si addice maggiormente ai nostri scopi.

Tenendo presente che anche l'impedenza di ingresso gioca un ruolo fondamentale, ci si concentra su operazionali a MOS o JFET con GBW più alto possibile, in questo modo l'ingresso è collegato direttamente ad un gate e dalla teoria dei circuiti a MOS sappiamo che il gate, a differenza della base dei BJT, assorbe correnti nominalmente nulle, questo si traduce in impedenze di ingresso molto elevate.

L'operazionale utilizzato è l'OPA659 della Texas Instruments, tale scelta è il risultato di lunghe ricerche tra i componenti in commercio ed è motivata dai seguenti dati: il datasheet indica un GBW di 650 MHz ed un assorbimento di corrente, in configurazione inseguitore, di qualche decina di pA, l'input offset massimo indicato nel range di temperature $-40 \div 85 \text{ }^\circ\text{C}$ è 8.9 mV, sarebbe desiderabile avere un valore di offset più piccolo ma non esistono componenti con le stesse prestazioni ed offset minori. Il trade-off ottimale tra ampiezza di banda, guadagno, impedenza di ingresso ed input offset è rappresentato da questo operazionale che accetta alimentazioni duali di $\pm 5 \text{ V}$ come il generatore di corrente di bias descritto prima, quindi tutto il PCB può essere alimentato a $\pm 5 \text{ V}$.

Il prezzo da pagare per avere simili prestazioni è il consumo di potenza, infatti ogni componente richiede dall'alimentazione una corrente di 32 mA. [11]

Componendo il primo stadio del circuito come in Figura 10 e facendo una simulazione AC ai piccoli segnali con SPICE, si nota come il guadagno determinato da $G_1 = 1 + \frac{2R_{F1}}{R_{G1}}$ non possa eccedere $34.2 \frac{\text{V}}{\text{V}}$ in caso contrario il guadagno non sarebbe costante su tutta la banda. Impostando attraverso le resistenze $G = 34.2$ e facendo riferimento alla Figura 11 nella quale è mostrata la risposta in frequenza, si nota un leggero abbassamento del modulo nella decade che va da 100 kHz a 1 MHz, tale abbassamento risulta accettabile in quanto non eccede l'1% ma, aumentando il guadagno, l'abbassamento del modulo si accentua ed il circuito non raggiunge la banda di 1 MHz.

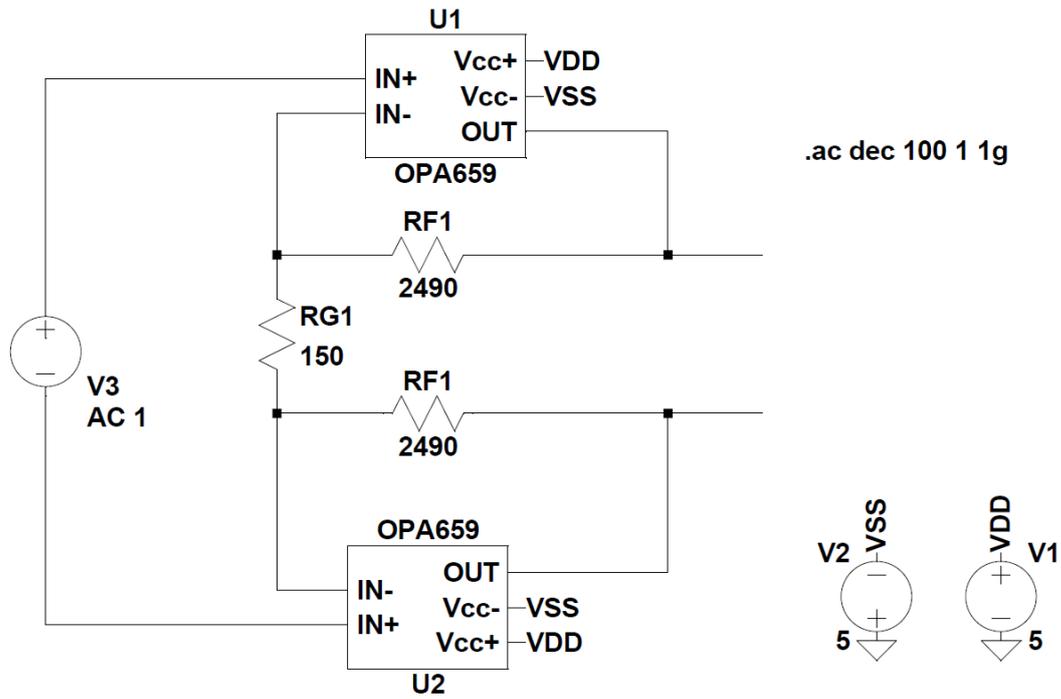


Figura 10 – Primo stadio del readout

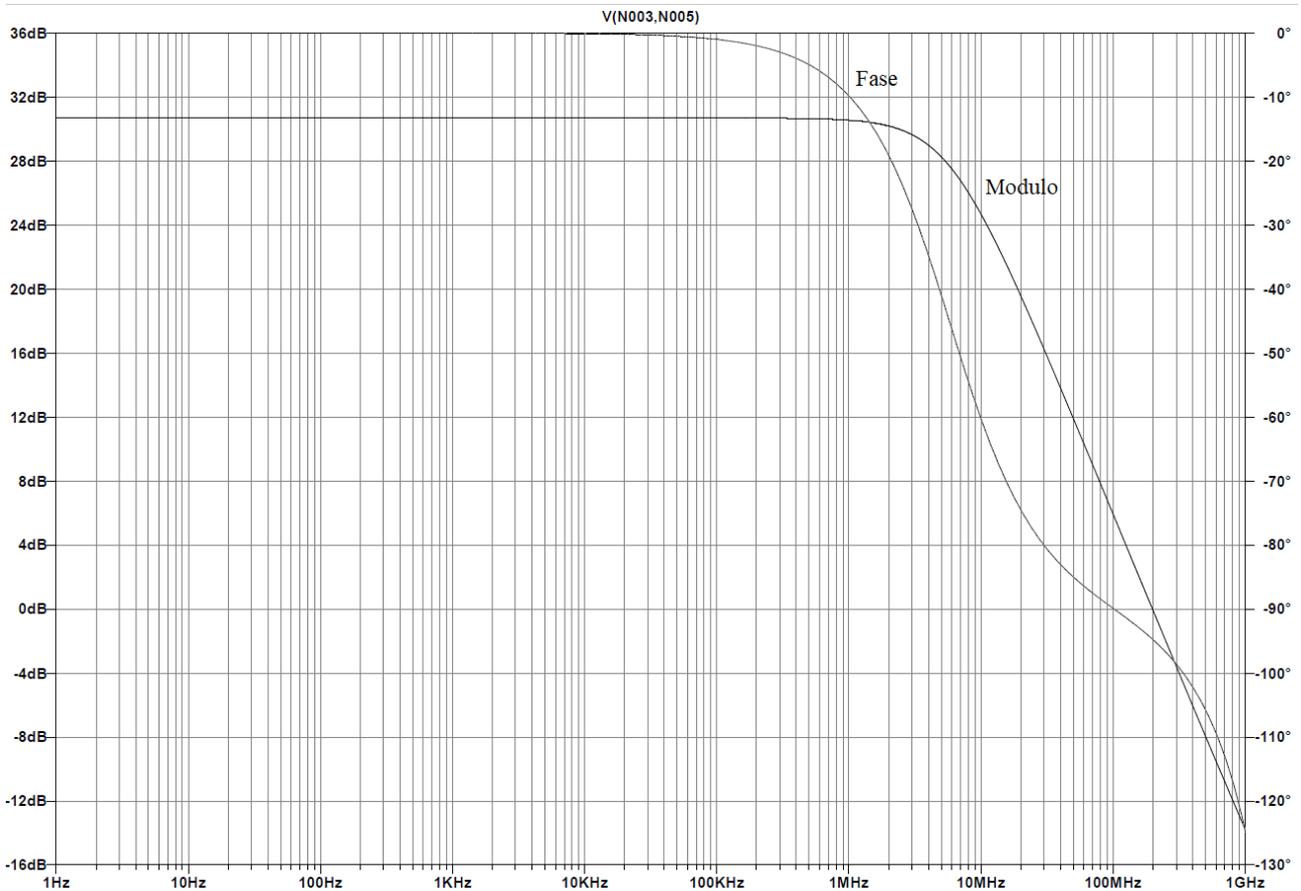


Figura 11 – Simulazione AC del primo stadio del readout

La teoria riguardante l'amplificazione dei segnali riportata in letteratura, vuole che nella cascata di stadi di amplificazione, quelli a valle non guadagnino più di quelli a monte, in caso contrario si avrebbe una forte amplificazione dei disturbi introdotti dagli stadi a monte.

Il secondo stadio è composto da un solo operazionale, questo deve avere quindi un guadagno $G_2 = \left| -\frac{R_2}{R_1} \right|$ inferiore a $34.2 \frac{V}{V}$ imponendo di fatto il limite di $G = G_1 \cdot G_2 = 34.2^2 \cong 1170 \frac{V}{V}$ al guadagno massimo del readout progettato.

La Figura 12 mostra l'intero circuito nel quale, utilizzando valori di resistenze appartenenti alla serie E96, si è impostato un guadagno di $1032 \frac{V}{V}$, questo permette di avere un certo margine in quanto i valori delle resistenze sono variabili all'interno del loro range di tolleranza. Il risultato della simulazione, mostrato in Figura 13, conferma un guadagno di 60.28 db circa uguale a 1032 se trasformato in lineare, su tutta la banda di interesse.

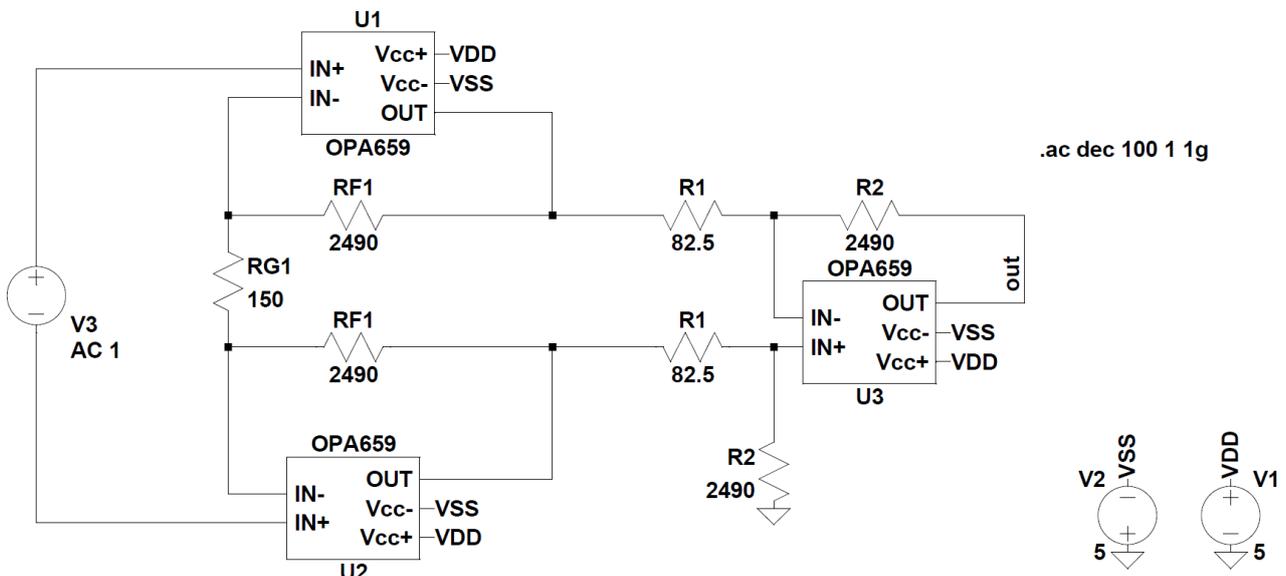


Figura 12 – Circuito di readout completo

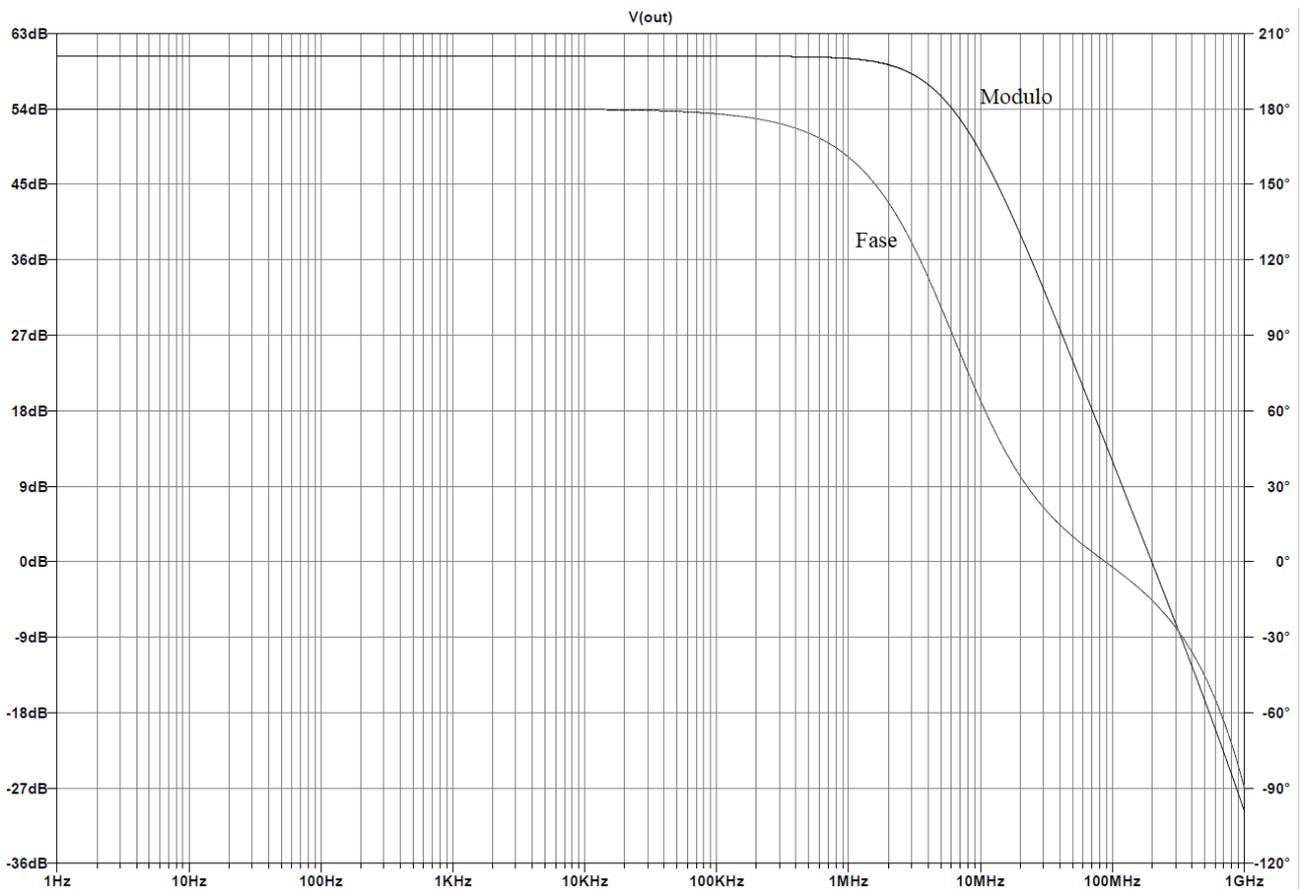


Figura 13 – Simulazione AC del readout

Il punto di lavoro della tensione di Hall è 2 V in quanto il sensore viene polarizzato, dal generatore della I_{bias} , tra 0 e 4 V , applichiamo quindi in ingresso al readout una tensione differenziale continua di valore $V_H = 1.5\text{ mV}$ centrata a 2 V , così da simulare la tensione di Hall che si suppone per ora priva di offset, in seguito aumenteremo la frequenza del segnale mantenendo lo stesso punto di lavoro.

Il valore atteso in uscita è $V_{out} = G \cdot V_H = 1032 \cdot 1.5 \cdot 10^{-3} = 1.548\text{ V}$ a meno dell'offset introdotto dal readout.

La percentuale d'errore è calcolata come $\left(1 - \frac{V_{out\ simulato}}{V_{out\ atteso}}\right) \cdot 100$ dove tutti i valori si intendono a meno dell'offset.

Nella tabella sono mostrati i risultati ottenuti nelle simulazioni, i valori di tensione si riferiscono al valore di picco a meno dell'offset.

Frequenza	$V_{out\ simulato}$ a meno dell'offset	$\frac{V_{out\ simulato}}{V_{out\ atteso}}$	% errore
DC	1.5486 V	1	Riferimento
10 kHz	1.5469 V	0.9989	0.11%
100 kHz	1.5468 V	0.9988	0.12 %
1 MHz	1.5301 V	0.988	1.2 %
1.5 MHz	1.51 V	0.975	2.5 %

La tabella mostra due risultati importanti che non ci aspettavamo, nonostante siano stati utilizzati gli operazioni più adatti ai nostri scopi ed il guadagno sia stato abbassato rispetto ai $1333 \frac{V}{V}$ desiderati:

- i) l'errore di misura supera, anche se di poco, la percentuale che ci eravamo posti come obiettivo
- ii) aumentando la frequenza oltre al MHz le performance diminuiscono fortemente.

Per valutare l'offset introdotto dal readout è sufficiente impostare in ingresso una tensione differenziale nulla, in questo modo il primo stadio offre una tensione differenziale priva di offset solo nel caso in cui gli offset introdotti dai due operazionali siano uguali. In realtà ci sarà una certa differenza tra questi due valori, ciò contribuisce all'introduzione di un offset pari alla differenza degli offset dei due operazionali, quindi, difficile da determinare a priori. Il secondo stadio è composto da un unico operazionale, ci aspettiamo quindi che introduca un offset di 8.9 mV come indicato nel datasheet. Il simulatore assume identici gli offset introdotti dai primi due operazionali, quindi, la simulazione mostra solo l'offset introdotto dal secondo stadio indicando un valore di 11.9 mV. Tale valore è superiore a quello fornito dal datasheet, una spiegazione plausibile è che il simulatore considera il caso peggiore possibile proponendo l'offset massimo del componente.

3.4. Compensazione dell'offset

Tenendo presente che lo scopo di questa tesi è testare il nuovo sensore ottagonale ad effetto Hall, il sistema di compensazione dell'offset deve essere in grado di annullare solo l'offset introdotto dal readout lasciando così la possibilità di misurare l'offset intrinseco del sensore, aggiungendo la possibilità di annullare entrambi i contributi (offset intrinseco del sensore più quello introdotto dal readout) per ottenere una misura priva di offset.

Una possibile soluzione è collegare la R_2 nella Figura 12, ad una tensione di riferimento V_{ref} pari al valore dell'offset anziché a massa; la differenza di potenziale ai capi della serie composta da $R_1 + R_2$ vale circa $2 V$ in quanto, l'uscita dell'operazionale U2 è centrata nel punto di lavoro della tensione di Hall determinato dal generatore della corrente di polarizzazione, quindi, la corrente sulla R_2 vale circa $0.77 mA$. Questo rende impossibile creare la V_{ref} con un semplice partitore, esso non può né fornire né assorbire tale corrente. Creare un generatore regolabile che fornisca valori di tensione molto piccoli con la possibilità di assorbire corrente è difficile ed articolato, questa soluzione viene quindi scartata.

Si decide di intervenire a monte collegando ad una V_{ref} l'ingresso invertente dell'operazionale U2 mostrato in Figura 12, grazie al cortocircuito virtuale i nodi del primo stadio hanno tutti all'incirca lo stesso punto di lavoro della tensione di Hall, quindi, le correnti in gioco sono molto più piccole, questo permette di generare la V_{ref} con un semplice partitore. Regolando la V_{ref} possiamo aumentare oppure diminuire l'offset presente sulla tensione differenziale posta in ingresso al secondo stadio, sapendo che il secondo stadio introduce un offset di $11.9 mV$, per annullare tale contributo, è necessario che la tensione al suo ingresso, abbia un offset pari a $\frac{11.9}{G_2} mV$. Utilizzando due trimmer collegati come in Figura 14 ed alimentati tra VDD e VSS , otteniamo una regolazione grossolana ed una fine che ci permettono di ottenere la V_{ref} desiderata ed annullare l'offset. Utilizziamo dei trimmer da $200 k\Omega$ per contenere l'assorbimento di potenza del partitore e si aggiunge una resistenza per interfacciare il partitore con l'ingresso dell'operazionale.

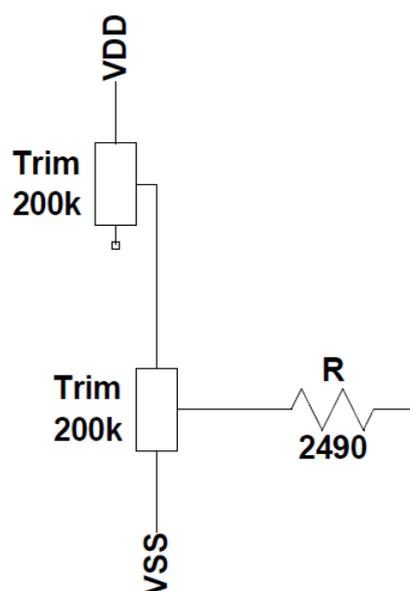


Figura 14 – Circuito per la compensazione dell'offset

3.5. Misura e calibrazione dell'offset intrinseco del sensore

La calibrazione chiama in causa anche il generatore della corrente di polarizzazione in quanto la tecnica utilizzata prevede di scollegare il sensore dal generatore e porre una tensione pari a $4 V$ ad un capo del single sensor cell lasciando scollegato l'altro, se non applichiamo nessun misurando riusciamo di fatto a fornire in ingresso al readout una tensione differenziale sicuramente nulla e centrata a $2 V$, che corrispondono al punto operativo del sensore nel normale utilizzo. La calibrazione avviene regolando i due trimmer fino ad ottenere un'uscita del readout pari a $0 V$, questo permette di compensare l'offset introdotto dal readout. Ripristinando i collegamenti del sensore con il generatore, l'offset presente in uscita altro non è, che l'offset intrinseco del sensore moltiplicato per il guadagno G , dividendo l'uscita per G otteniamo quindi una stima dell'offset intrinseco del sensore.

Per una calibrazione che annulla sia l'offset intrinseco che quello introdotto dal readout, è sufficiente regolare i due trimmer fino ad ottenere un'uscita pari a $0 V$ con il sensore collegato al generatore e misurando nullo.

Come sappiamo dalla parte teorica introduttiva, l'offset intrinseco del sensore dipende dalla temperatura, durante il normale utilizzo questa aumenta modificando l'offset. La soluzione utilizzata nel presente trattato è intervallare fasi di utilizzo a fasi di calibrazione e si propone di sviluppare in futuro soluzioni dinamiche e più efficaci, che misurano e compensano in real time l'offset del sensore.

La simulazione conferma la possibilità di centrare $0 V$ sull'uscita in entrambi i casi, il circuito di readout progettato è mostrato in Figura 15.

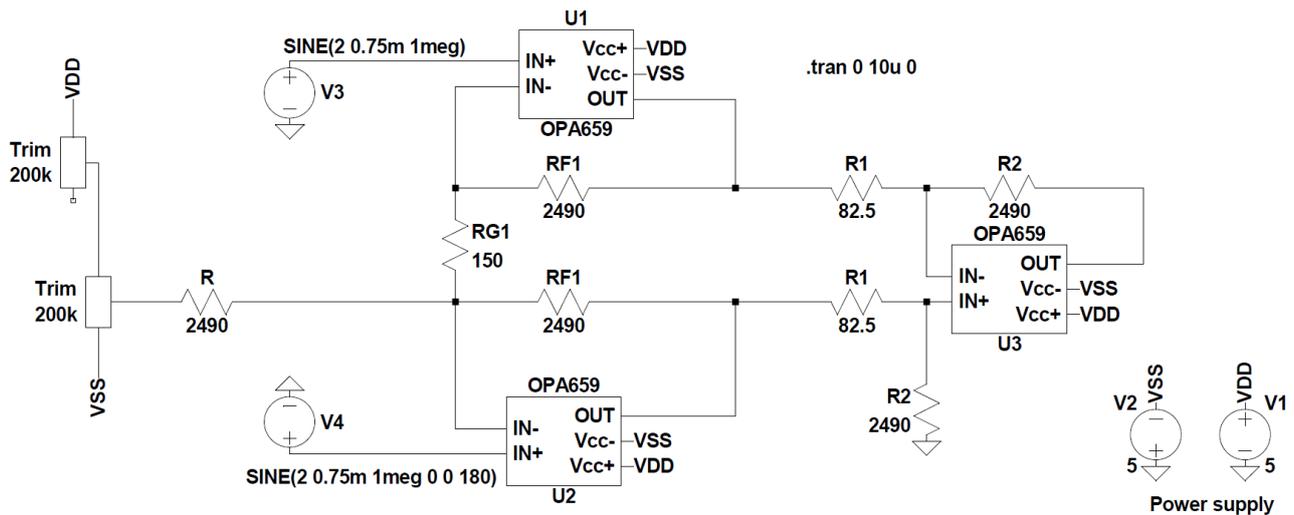


Figura 15 – Circuito di readout con compensazione dell'offset

3.6. Collegamento del sensore KE80

La sezione verticale mostrata in Figura 16, descrive la struttura interna del single cell: la n-well superficiale viene contattata al generatore della corrente di polarizzazione attraverso delle zone drogate n⁺, la n-well è racchiusa da un primo anello di tipo p, si viene a creare così una giunzione a diodo che deve essere polarizzata in inversa quindi, P_RING deve essere collegato a GND. Un secondo anello racchiude il primo ed anche questa giunzione deve essere polarizzata in inversa, tale anello è collegato al pin numero 22 chiamato VDD il quale alimenta anche i circuiti di polarizzazione e readout integrati nel chip e dedicati al modulo Dynamic sensor che noi non utilizziamo, si decide quindi di lasciare la possibilità di collegare il pin 22 a GND oppure ad una partizione dell'alimentazione positiva che fornisce 1.8 V, tensione alla quale i circuiti interni del Dynamic sensor possono essere alimentati. Il tutto è alloggiato nel substrato di tipo p collegato a GND, quindi la giunzione con l'anello di tipo n è correttamente polarizzata.

Il pin 21 GND rappresenta la massa dei circuiti di polarizzazione e readout integrati nel chip e dedicati al modulo Dynamic sensor, si lascia la possibilità di collegare tale pin a GND oppure di lasciarlo scollegato.

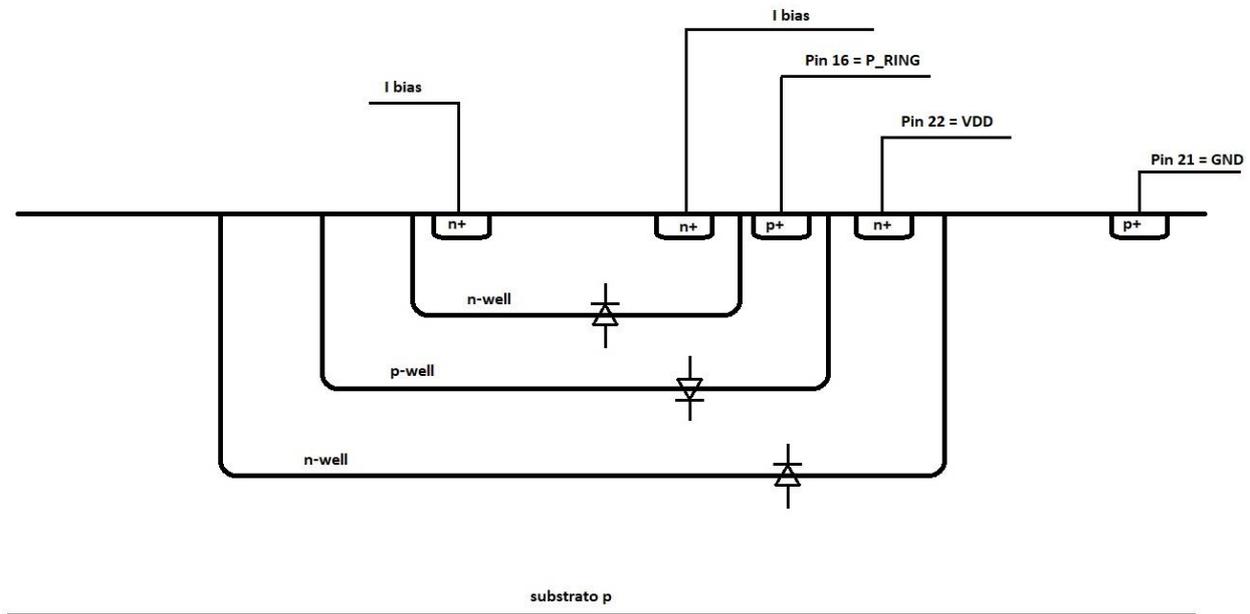


Figura 16 – Sezione del single sensor cell

4. Realizzazione del PCB

In questo capitolo si descrive l'implementazione su PCB dei circuiti elettronici progettati.

Partendo dallo schematico completo, si passa alla scelta dei footprints ed alla soluzione delle problematiche di layout incontrate. Il software CAD utilizzato per la realizzazione del PCB è KiCad, disponibile gratuitamente scaricandolo dal sito.

Il risultato finale di questa parte di lavoro è la creazione di file gerber, questi contengono tutte le informazioni necessarie alla produzione del circuito stampato e vengono inviati ad aziende specializzate che, attraverso processi di fotolitografia, producono il PCB.

4.1. Schematico

La prima fase consiste nel realizzare su KiCad lo schematico completo basandosi sui circuiti simulati in SPICE, tale schematico è mostrato nella Figura 17.

Tutte le alimentazioni vengono collegate a banchi di condensatori di disaccoppiamento per minimizzare i disturbi, inoltre, l'alimentazione di ogni operazionale è disaccoppiata come indicato nei rispettivi datasheets [8][11]. I condensatori utilizzati sono sia ceramici che al tantalio, questo permette di avere condensatori con piccole capacità, ma che all'occorrenza forniscono carica elettrica molto velocemente (ceramici), e condensatori più lenti al tantalio che intervengono quando i primi non riescono a soddisfare la necessità di energia. Il simbolo che rappresenta il sensore KE80 è stato creato ad hoc basandosi sul pinout descritto prima, il sensore è collegato ai vari sotto-circuiti aggiungendo la possibilità di interfacciare il generatore di corrente di polarizzazione ed il readout al single sensor cell oppure al double sensor cell, questo permetterà di testare entrambi i moduli del KE80.

Come anticipato nei precedenti paragrafi, viene posto un selettore indicato da JP6 che permette di collegare il pin 22 a *GND* oppure a 1.8 V, viene prevista, inoltre, la possibilità di collegare la V_{in} del generatore di corrente di polarizzazione, sia all'alimentazione negativa *VSS* che ad un'alimentazione dedicata *VEE* attraverso il selettore JP1 nel caso che la *VSS* non si sufficientemente stabile.

Facendo riferimento alla Figura 17, il simbolo J2 vicino al generatore rappresenta un selettore formato da quattro headers disposti a forma di quadrato, cortocircuitando diversi headers con un jumper si scelgono i diversi collegamenti: possiamo collegare il generatore al single cell oppure al double cell con la possibilità di interporre un amperometro per conoscere la reale corrente che scorre nel sensore, in alternativa possiamo collegare sia al single cell che il double cell al circuito di calibrazione lasciando scollegato il generatore.

Il circuito di calibrazione, è composto da un partitore che fornisce una tensione positiva e regolabile per poter calibrare entrambi i sensori utilizzando la tecnica vista prima nel paragrafo 3.5.

Nella parte di readout si introducono due selettori indicati da JP3 e JP7, questi permettono di collegare il circuito di lettura al single cell oppure al double cell. Si lascia la possibilità di collegare o meno il circuito per la compensazione dell'offset attraverso JP4. Il simbolo J3 posto a destra rappresenta un connettore coassiale attraverso il quale è possibile visualizzare l'uscita su un oscilloscopio, inoltre, vengono distribuiti dei test point nei nodi cruciali del circuito, questo permette di collegare comodamente un voltmetro per misurare il valore delle tensioni.

Il misurando viene fornito attraverso il connettore a 8 pin indicato da J5: 4 pin per l'ingresso e 4 per l'uscita. I simboli J1 e J4 rappresentano i connettori attraverso i quali si alimenta il PCB. Il selettore JP5 offre la possibilità di lasciare scollegato oppure di mettere a massa il pin GND del KE80.

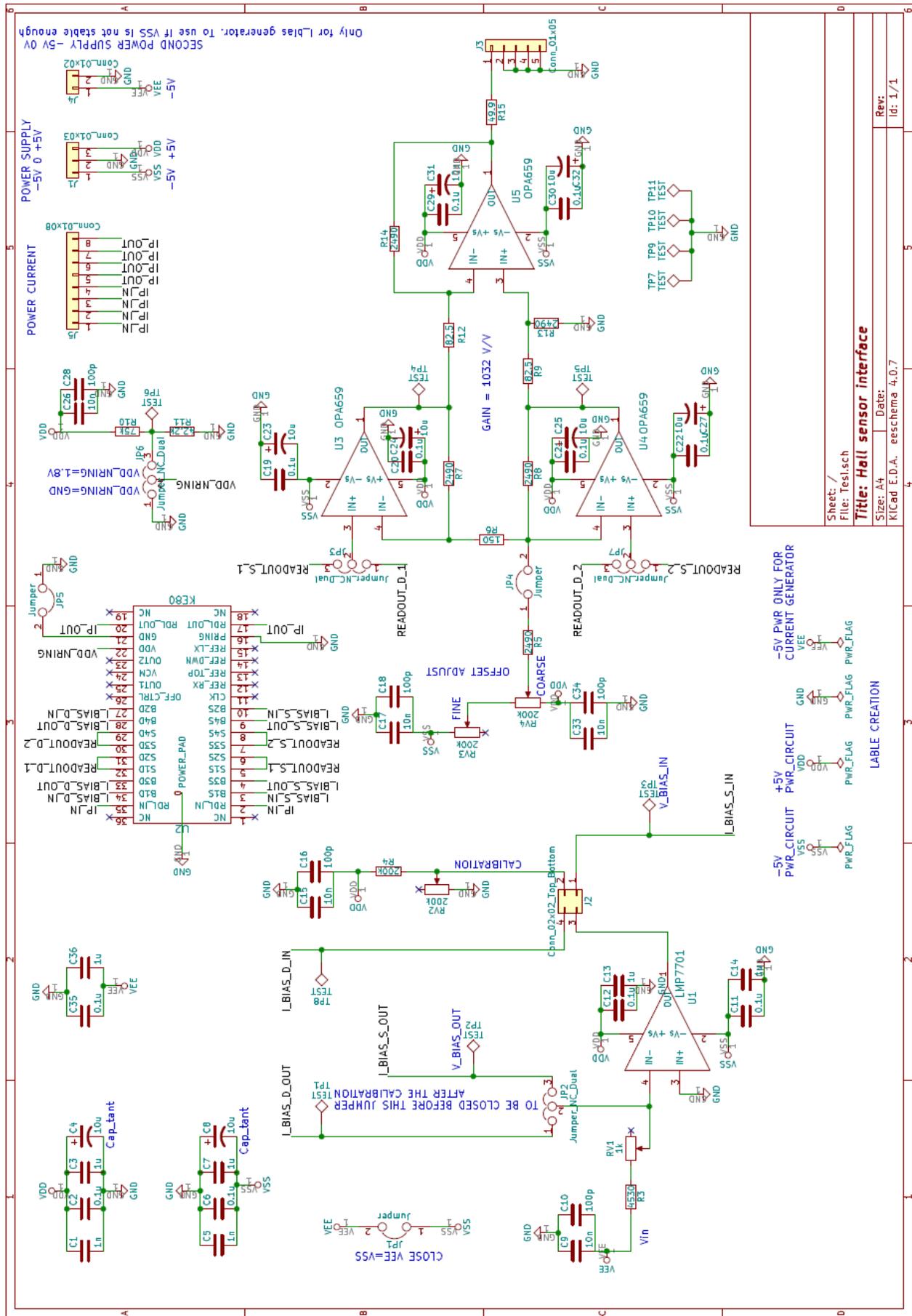


Figura 17 – Schematico completo

4.2. Assegnazione dei footprints

Per istruire KiCad su quale sia la geometria dei componenti, è necessario assegnare ad ogni simbolo presente sullo schematico uno specifico footprint, in questa fase si deve decidere per ogni singolo componente quale package utilizzare.

I contatti attraverso i quali si alimenta l'intero circuito sono dei classici connettori jack banana. Il misurando viene generato da un PCB, già presente in laboratorio, che fornisce la corrente di potenza attraverso un connettore femmina a 8 pin Molex KK con pitch 3.96 mm , questo grosso connettore garantisce una solida presa ed una sufficiente portata di corrente, quindi, assegniamo al nostro simbolo il footprint relativo al connettore maschio. Per l'uscita si utilizza un connettore coassiale MMCX che assicura un saldo collegamento, una banda di 6 GHz ed un'impedenza caratteristica di $50\ \Omega$, il pregio di questo componente è la sua dimensione ridotta, a differenza del classico BNC che occuperebbe molto spazio sul PCB.

Nella Figura 18 sono rappresentati i tre componenti (non in scala tra loro)

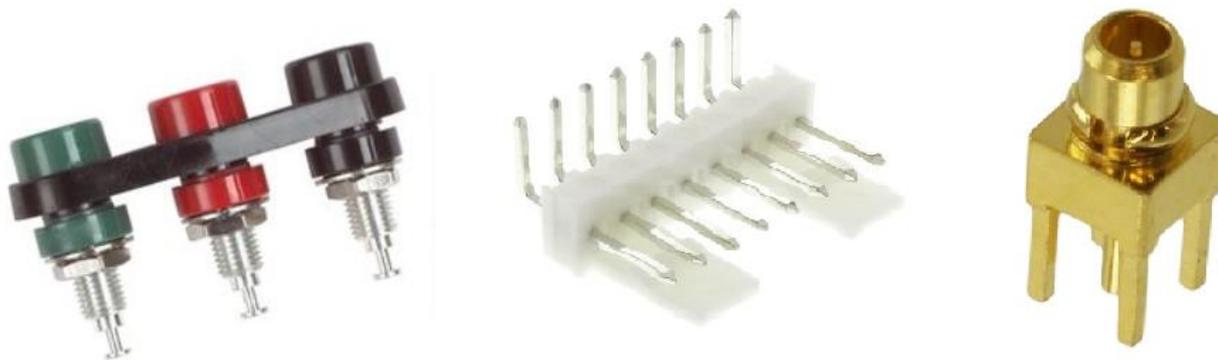


Figura 18 – Connettore jack banana, Molex KK, MMCX. Figura da [19][20][21]

Resistenze e condensatori ceramici utilizzano dei package caratterizzati da quattro cifre, si deve fare molta attenzione a non confondere le unità di misura metriche da quelle imperiali in quanto, ogni codice in un sistema di misura, ha il proprio corrispettivo nell'altro sistema, in Figura 19 viene mostrata una tabella di riferimento

comparison	Metric code	Imperial code	comparison
0.1x0.1 mm	0402	01005	0.01x0.01 in (10x10 mils)
	0603	0201	
	1005	0402	
	1608	0603	
1x1mm	2012	0805	0.1x0.1 in (100x100 mils)
	2520	1008	
	3216	1206	
	3225	1210	
	4516	1806	
	4532	1812	
1x1 cm	5025	2010	0.5x0.5in (500x500 mils)
	6332	2512	
	Actual size		

Figura 19 – Scala metrica ed imperiale dei footprints per SMD. Figura da [17]

Utilizzando la tecnologia SMT, le dimensioni dei componenti SMD possono essere ridotte fino a $0.4 \times 0.2 \text{ mm}^2$, dovendo saldare i componenti a mano è sconsigliato spingersi così in basso. Fornendosi dei datasheets delle resistenze e dei condensatori, si individua, se possibile, quale package è comune a tutti i componenti, evitando dimensioni troppo piccole o troppo grandi.

Utilizziamo resistenze Vishay “*High Stability Thin Film Flat Chip Resistors*” con package $32 \times 16 \text{ mm}^2$ e condensatori ceramici Kemet “*X7R Dielectric, 6.3 – 250 VDC (Commercial Grade)*” con package $20 \times 12 \text{ mm}^2$. I footprints scelti rappresentano un buon compromesso tra spazio occupato dai componenti e comodità di saldatura a mano. I condensatori al tantalio occupano una superficie maggiore rispetto a quelli ceramici, utilizziamo dei Kemet “*T491 Industrial Grade MnO2*” che misurano $32 \times 16 \text{ mm}^2$ come le resistenze.

I trimmer utilizzati sono dei Bourns “*Square SMD Trimpot*” multi-turn con regolazione dall'altro e package $32 \times 69 \text{ mm}^2$, infine, i 4 amplificatori operazionali sono tutti disponibili nel package SOT 23-5. [8][11][12][13][14][15]

Il KE80 è inserito nel package PwSo36 proprietario di STMicroelectronics, è necessario perciò creare il footprint ad hoc utilizzando l'apposito tool di KiCad. Servendosi del datasheet di tale package sul quale sono riportate tutte le misure di interesse, si inizia posizionando i pad relativi ai 36 pin alla distanza indicata e si disegna poi il perimetro del sensore. Per cercare di mantenere più bassa possibile la temperatura, il footprint viene fornito di un pad molto grande posto al centro e collegato a massa, in fase di montaggio sarà interfacciato con della pasta termo-conduttiva al heat sink che passa sotto al componente. Il footprint creato è mostrato in Figura 20 [16]

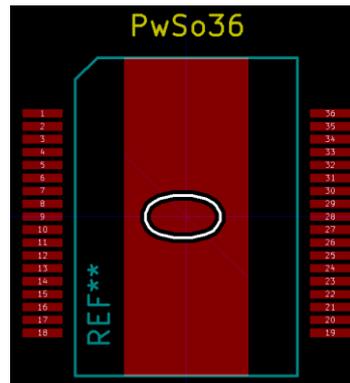


Figura 20 – Footprint del package PwSo36

Un altro componente per il quale è stato necessario creare il footprint è il connettore coassiale MMCX, i quattro pin che fungono da schermo contro le interferenze vengono collegati a massa, mentre, al centro è posto il pin sul quale viaggia il segnale. Nella creazione del footprint va tenuto presente che questo componente non è un SMD ma un THT.

Durante la fase di assegnazione sono stati controllati con il calibro i componenti già presenti in laboratorio come il connettore ad 8 pin sul quale scorre il misurando ed il KE80, le misure sono state poi confrontate con quelle assegnate su KiCad visualizzandole con l'apposito tool e verificando che siano corrette. Si veda l'appendice B per l'intero elenco dei footprints assegnati.

4.3. Sbroglio e layout del PCB

L'ultima fase della realizzazione del PCB inizia col generare la netlist che contiene tutte le informazioni dello schematico e le assegnazioni di tutti i footprints ad ogni simbolo, questa netlist deve essere importata nell'apposito tool dove inizialmente i componenti risultano tutti sovrapposti uno all'altro, lo sbroglio consiste nel disporre in maniera logica i componenti dividendo il PCB in zone addette a svolgere compiti diversi, successivamente si tracciano le piste di rame che provvedono a collegare i componenti tra loro.

Si sceglie di distribuire i componenti solo sul top layer per agevolare le operazioni di test, mentre, vista la quantità di collegamenti, questi vengono gestiti su quattro layer strutturati in: Top layer, GND layer, Power supply layer e Bottom layer come mostrato in Figura 22. Questa impostazione interpone volutamente un piano dedicato alla massa fra il layer delle alimentazioni ed il top sul quale scorrono la maggior parte dei segnali, lo scopo è minimizzare le interferenze dovute alle alimentazioni che possono degradare la qualità dei segnali; il bottom layer viene utilizzato quando la quantità di collegamenti sul top rende impossibile evitare incroci fra le piste.

I collegamenti tra i vari piani sono effettuati utilizzando dei vias, come si vede in Figura 22, i vias attraversano perpendicolarmente il PCB offrendo la possibilità di connettere qualsiasi piano; le dimensioni delle piste sulle quali scorrono i segnali sono impostate a 0.25 mm mentre quelle per le alimentazioni a 0.6 mm .

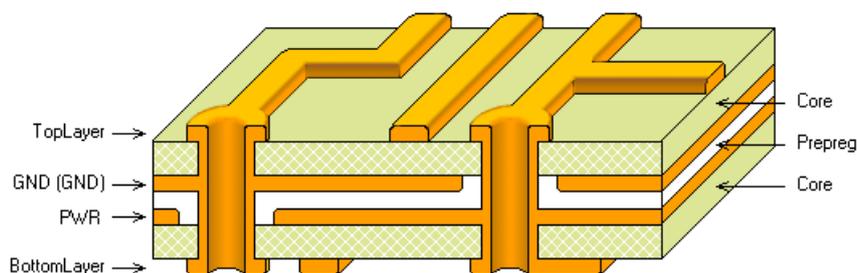


Figura 22 – Struttura del PCB. Figura da [18]

Lo sbroglio dei componenti inizia ponendo il KE80 in posizione strategica, il sensore deve essere accessibile da sinistra per i collegamenti con il generatore della corrente di polarizzazione ed il

readout, da destra invece per il misurando, si decide di porlo ad altezza media e vicino al bordo destro per mantenere corti i collegamenti con il connettore a 8 pin.

Le piste che portano la corrente di potenza al KE80 devono sopportare diversi ampere, quindi, è necessario creare delle zone interamente ricoperte di rame come mostrato in Figura 23, inoltre, il pad sotto al componente viene collegato al piano di massa attraverso numerosi vias, questo permette di dissipare il calore in maniera efficace.

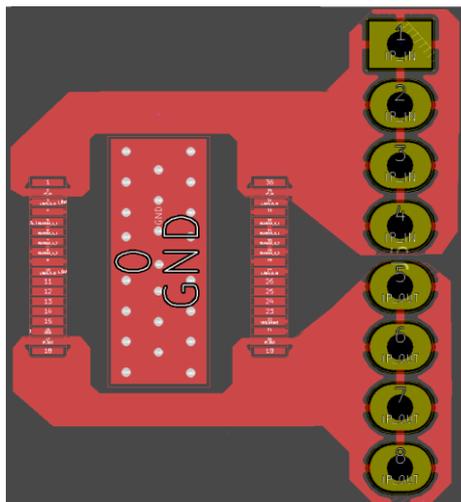


Figura 23 – Collegamento del KE80 al connettore a 8 pin

Il circuito di readout è stato disposto a sinistra del KE80, circa al centro del PCB ed il più vicino possibile al sensore, lo scopo è mantenere le piste sulle quali si trova la tensione di Hall il più corte possibile, la resistenza delle piste è proporzionale alla loro lunghezza perciò, quando si trasportano tensioni molto piccole oppure le alimentazioni, è importante contenere le cadute di tensione su tale resistenza accorciando il più possibile le distanze tra i componenti. Un'alternativa è aumentare la larghezza della pista, essendo la larghezza inversamente proporzionale alla resistenza, la caduta di tensione diminuisce; normalmente si utilizzano piste più larghe per le alimentazioni ma l'area occupata aumenta, si preferisce quindi dedicare un intero layer alla loro distribuzione.

Subito a sinistra del KE80 sono posizionati gli headers per selezionare la cella alla quale collegare il readout (single oppure double), a differenza di tutti gli altri headers con pitch 2.54 mm , questi hanno un pitch di 1.27 mm per evitare di aumentare eccessivamente la capacità vista dal sensore.

Il generatore della corrente di polarizzazione occupa la parte in basso a sinistra del PCB, estendendosi fino al centro ed anche sotto al KE80, qui sono posizionati gli headers indicati a J2 e JP2 che tramite

dei jumpers, fungono da selettori per la calibrazione o per i due percorsi verso le due cell. Nella stessa zona è posizionato anche il circuito di calibrazione collegato a *VDD*.

Nella parte superiore del PCB trovano spazio il circuito di compensazione dell'offset e l'alimentazione del pin 22 che può essere selezionata cortocircuitando con un jumper gli headers di JP6.

Nella parte inferiore del PCB vengono disposti i cinque connettori jack banana, due di questi sono collegati al piano di massa, mentre, i restanti tre fanno capo ad altrettante zone disegnate nel layer dedicato alle alimentazioni così che, ogni volta ci sia la necessità di alimentare, lo si fa tramite un via.

Il PCB viene fornito inoltre di quattro fori per il fissaggio meccanico e le relative piazzole sono collegate a massa.

Una volta completato il PCB, sono stati generati i file gerber da inviare all'azienda addetta alla produzione ed è stata stilata una dettagliata lista dei componenti verificando online, le disponibilità nei vari magazzini dai quali saranno acquistati.

Nelle appendici in fondo sono mostrati i quattro layer e le visualizzazioni 3D del PCB progettato.

Appendice C – Top layer

Appendice D – GND layer

Appendice E – Power supply layer

Appendice F – Bottom layer

Appendice G – Visualizzazioni 3D

5. Conclusioni

Il lavoro di tesi proposto, aveva come scopo la realizzazione di un PCB in grado di testare le prestazioni ed i limiti del nuovo sensore ottagonale ad effetto Hall KE80.

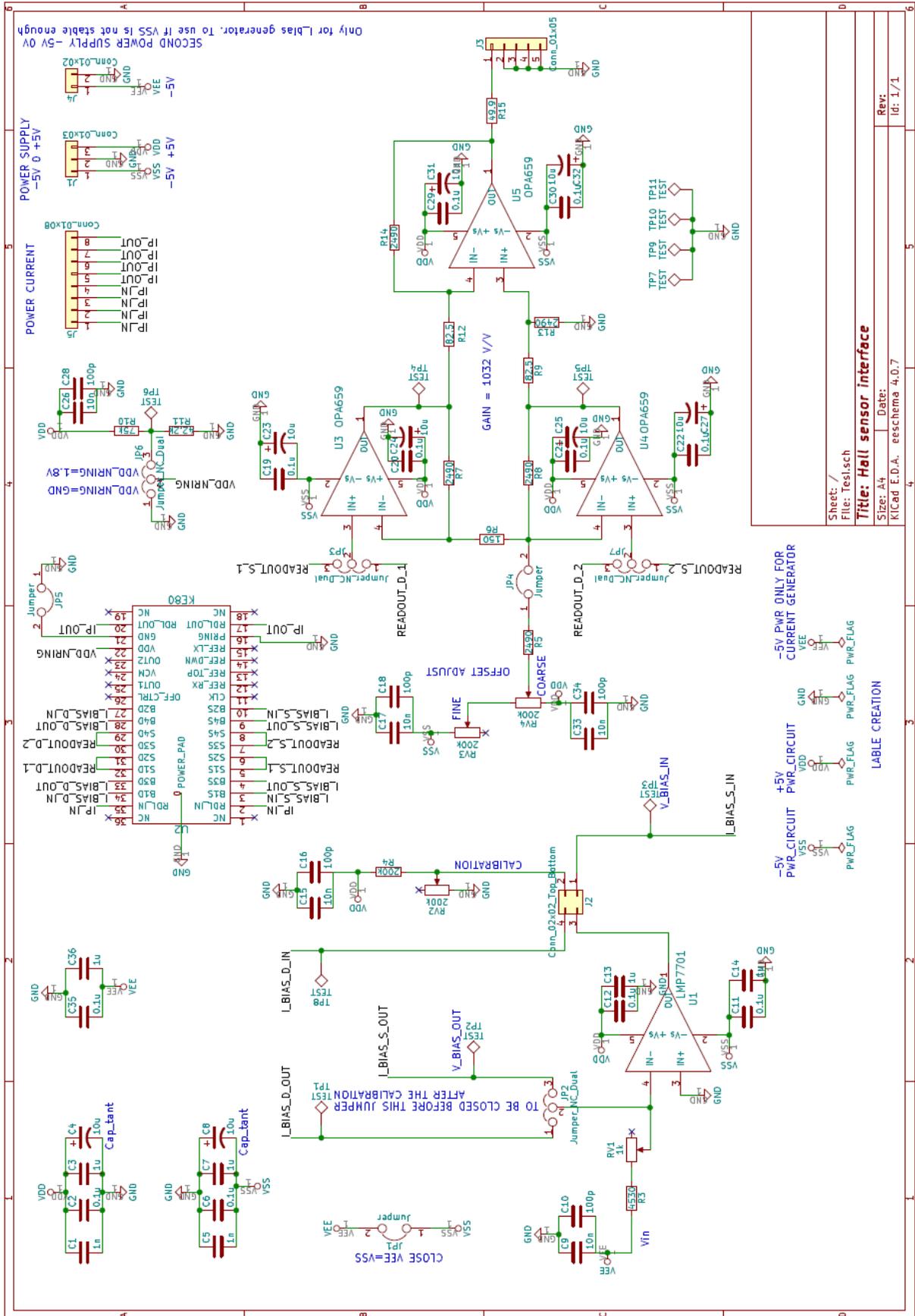
Il PCB è stato dotato dei circuiti elettronici necessari a tale caratterizzazione, partendo dai principi teorici di base che concernono i sensori Hall in tecnologie standard CMOS, passando per lo sviluppo degli schematici ed arrivando all'implementazione su PCB.

Uno dei maggiori problemi era rappresentato dalla necessità di generare una corrente costante di 1 mA per la polarizzazione del sensore, nella soluzione progettata è stato necessario svincolare la I_{bias} dalla variazione in temperatura della R_{in} del sensore. Un altro scoglio era quello di realizzare un readout a larga banda, in grado di leggere la piccola tensione di Hall fornita dal sensore ed amplificarla mantenendo costante il guadagno su tutta la banda, la sfida più grande era conquistare la frequenza di 1 MHz con circuiti discreti su PCB. La gestione dell'offset ha rappresentato un punto critico della progettazione, è stato necessario analizzare approfonditamente la sua natura suddividendolo in diverse componenti per mettere a punto tecniche adatte a misurarlo e compensarlo.

Il PCB realizzato in questo lavoro di tesi si pone come prototipo sul quale basare studi futuri di caratterizzazione del sensore KE80 e misure di corrente a larga banda, si propone, per esempio, di progettare soluzioni dinamiche al problema della variazione in temperatura dell'offset compensandolo in real time.

Appendice A

Schematico completo



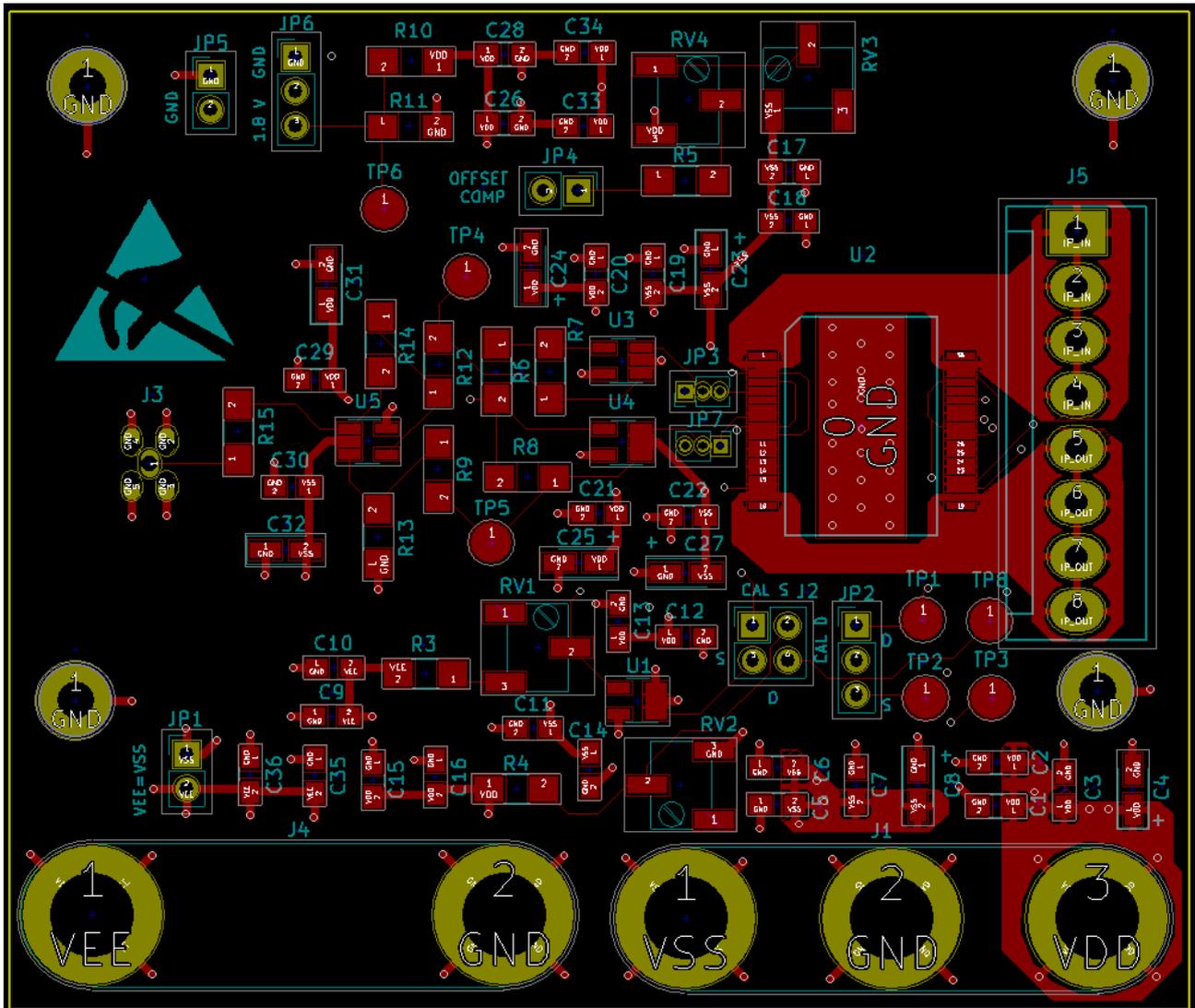
Appendice B

Elenco completo dei footprints assegnati

1	C1 -	1n	: Capacitors_SMD:C_0805_HandSoldering
2	C2 -	0.1u	: Capacitors_SMD:C_0805_HandSoldering
3	C3 -	1u	: Capacitors_SMD:C_0805_HandSoldering
4	C4 -	10u	: Capacitors_Tantalum_SMD:CP_Tantalum_Case-A_EIA-3216-18_Wave
5	C5 -	1n	: Capacitors_SMD:C_0805_HandSoldering
6	C6 -	0.1u	: Capacitors_SMD:C_0805_HandSoldering
7	C7 -	1u	: Capacitors_SMD:C_0805_HandSoldering
8	C8 -	10u	: Capacitors_Tantalum_SMD:CP_Tantalum_Case-A_EIA-3216-18_Wave
9	C9 -	10n	: Capacitors_SMD:C_0805_HandSoldering
10	C10 -	100p	: Capacitors_SMD:C_0805_HandSoldering
11	C11 -	0.1u	: Capacitors_SMD:C_0805_HandSoldering
12	C12 -	0.1u	: Capacitors_SMD:C_0805_HandSoldering
13	C13 -	1u	: Capacitors_SMD:C_0805_HandSoldering
14	C14 -	1u	: Capacitors_SMD:C_0805_HandSoldering
15	C15 -	10n	: Capacitors_SMD:C_0805_HandSoldering
16	C16 -	100p	: Capacitors_SMD:C_0805_HandSoldering
17	C17 -	10n	: Capacitors_SMD:C_0805_HandSoldering
18	C18 -	100p	: Capacitors_SMD:C_0805_HandSoldering
19	C19 -	0.1u	: Capacitors_SMD:C_0805_HandSoldering
20	C20 -	0.1u	: Capacitors_SMD:C_0805_HandSoldering
21	C21 -	0.1u	: Capacitors_SMD:C_0805_HandSoldering
22	C22 -	0.1u	: Capacitors_SMD:C_0805_HandSoldering
23	C23 -	10u	: Capacitors_Tantalum_SMD:CP_Tantalum_Case-A_EIA-3216-18_Wave
24	C24 -	10u	: Capacitors_Tantalum_SMD:CP_Tantalum_Case-A_EIA-3216-18_Wave
25	C25 -	10u	: Capacitors_Tantalum_SMD:CP_Tantalum_Case-A_EIA-3216-18_Wave
26	C26 -	10n	: Capacitors_SMD:C_0805_HandSoldering
27	C27 -	10u	: Capacitors_Tantalum_SMD:CP_Tantalum_Case-A_EIA-3216-18_Wave
28	C28 -	100p	: Capacitors_SMD:C_0805_HandSoldering
29	C29 -	0.1u	: Capacitors_SMD:C_0805_HandSoldering
30	C30 -	0.1u	: Capacitors_SMD:C_0805_HandSoldering
31	C31 -	10u	: Capacitors_Tantalum_SMD:CP_Tantalum_Case-A_EIA-3216-18_Wave
32	C32 -	10u	: Capacitors_Tantalum_SMD:CP_Tantalum_Case-A_EIA-3216-18_Wave
33	C33 -	10n	: Capacitors_SMD:C_0805_HandSoldering
34	C34 -	100p	: Capacitors_SMD:C_0805_HandSoldering
35	C35 -	0.1u	: Capacitors_SMD:C_0805_HandSoldering
36	C36 -	1u	: Capacitors_SMD:C_0805_HandSoldering
37	J1 -	Conn_01x03	: Connectors:Banana_Jack_3Pin
38	J2 -	Conn_02x02_Top_Bottom	: Pin_Headers:Pin_Header_Straight_2x02_Pitch2.54mm
39	J3 -	Conn_01x05	: MyFootprints:MMCX
40	J4 -	Conn_01x02	: Connectors:Banana_Jack_2Pin
41	J5 -	Conn_01x08	: Connectors_Molex:Molex_KK-41791-08_08x3.96mm_Straight
42	JP1 -	Jumper	: Pin_Headers:Pin_Header_Straight_1x02_Pitch2.54mm
43	JP2 -	Jumper_NC_Dual	: Pin_Headers:Pin_Header_Straight_1x03_Pitch2.54mm
44	JP3 -	Jumper_NC_Dual	: Pin_Headers:Pin_Header_Straight_1x03_Pitch1.27mm
45	JP4 -	Jumper	: Pin_Headers:Pin_Header_Straight_1x02_Pitch2.54mm
46	JP5 -	Jumper	: Pin_Headers:Pin_Header_Straight_1x02_Pitch2.54mm
47	JP6 -	Jumper_NC_Dual	: Pin_Headers:Pin_Header_Straight_1x03_Pitch2.54mm
48	JP7 -	Jumper_NC_Dual	: Pin_Headers:Pin_Header_Straight_1x03_Pitch1.27mm
49	R3 -	4530	: Resistors_SMD:R_1206_HandSoldering
50	R4 -	200k	: Resistors_SMD:R_1206_HandSoldering
51	R5 -	2490	: Resistors_SMD:R_1206_HandSoldering
52	R6 -	150	: Resistors_SMD:R_1206_HandSoldering
53	R7 -	2490	: Resistors_SMD:R_1206_HandSoldering
54	R8 -	2490	: Resistors_SMD:R_1206_HandSoldering
55	R9 -	82.5	: Resistors_SMD:R_1206_HandSoldering
56	R10 -	75k	: Resistors_SMD:R_1206_HandSoldering
57	R11 -	42.2k	: Resistors_SMD:R_1206_HandSoldering
58	R12 -	82.5	: Resistors_SMD:R_1206_HandSoldering
59	R13 -	2490	: Resistors_SMD:R_1206_HandSoldering
60	R14 -	2490	: Resistors_SMD:R_1206_HandSoldering
61	R15 -	49.9	: Resistors_SMD:R_1206_HandSoldering
62	RV1 -	1k	: Potentiometers:Potentiometer_Trimmer_Bourns_3269W
63	RV2 -	200k	: Potentiometers:Potentiometer_Trimmer_Bourns_3269W
64	RV3 -	200k	: Potentiometers:Potentiometer_Trimmer_Bourns_3269W
65	RV4 -	200k	: Potentiometers:Potentiometer_Trimmer_Bourns_3269W
66	TP1 -	TEST	: Measurement_Points:Measurement_Point_Round-SMD-Pad_Big
67	TP2 -	TEST	: Measurement_Points:Measurement_Point_Round-SMD-Pad_Big
68	TP3 -	TEST	: Measurement_Points:Measurement_Point_Round-SMD-Pad_Big
69	TP4 -	TEST	: Measurement_Points:Measurement_Point_Round-SMD-Pad_Big
70	TP5 -	TEST	: Measurement_Points:Measurement_Point_Round-SMD-Pad_Big
71	TP6 -	TEST	: Measurement_Points:Measurement_Point_Round-SMD-Pad_Big
72	TP7 -	TEST	: Mounting_Holes:MountingHole_2.7mm_Pad
73	TP8 -	TEST	: Measurement_Points:Measurement_Point_Round-SMD-Pad_Big
74	TP9 -	TEST	: Mounting_Holes:MountingHole_2.7mm_Pad
75	TP10 -	TEST	: Mounting_Holes:MountingHole_2.7mm_Pad
76	TP11 -	TEST	: Mounting_Holes:MountingHole_2.7mm_Pad
77	U1 -	LMP7701	: TO_SOT_Packages_SMD:SOT-23-5_HandSoldering
78	U2 -	KE80	: MyFootprints:PwSo36
79	U3 -	OPA659	: TO_SOT_Packages_SMD:SOT-23-5_HandSoldering
80	U4 -	OPA659	: TO_SOT_Packages_SMD:SOT-23-5_HandSoldering
81	U5 -	OPA659	: TO_SOT_Packages_SMD:SOT-23-5_HandSoldering

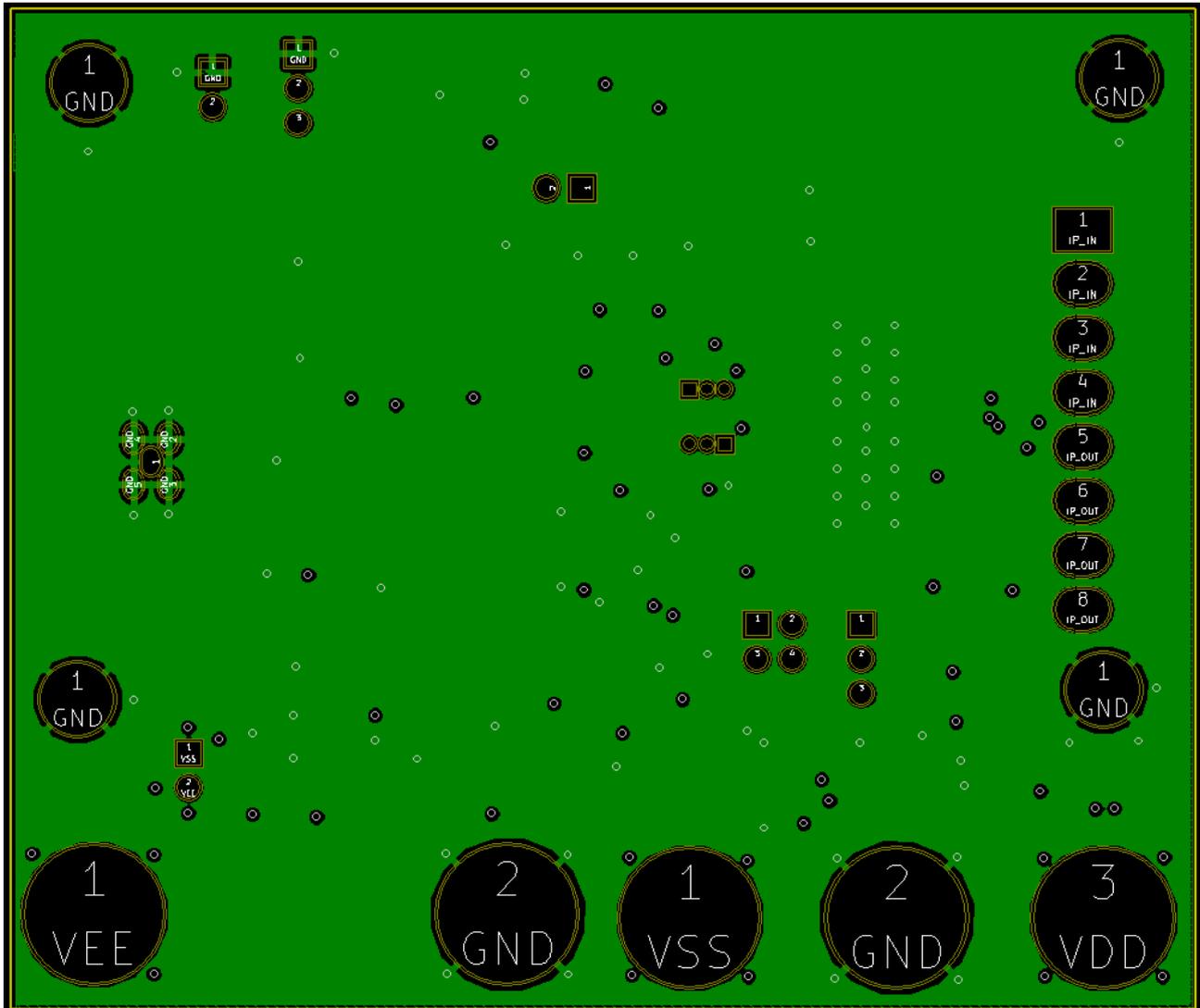
Appendice C

Top layer del PCB



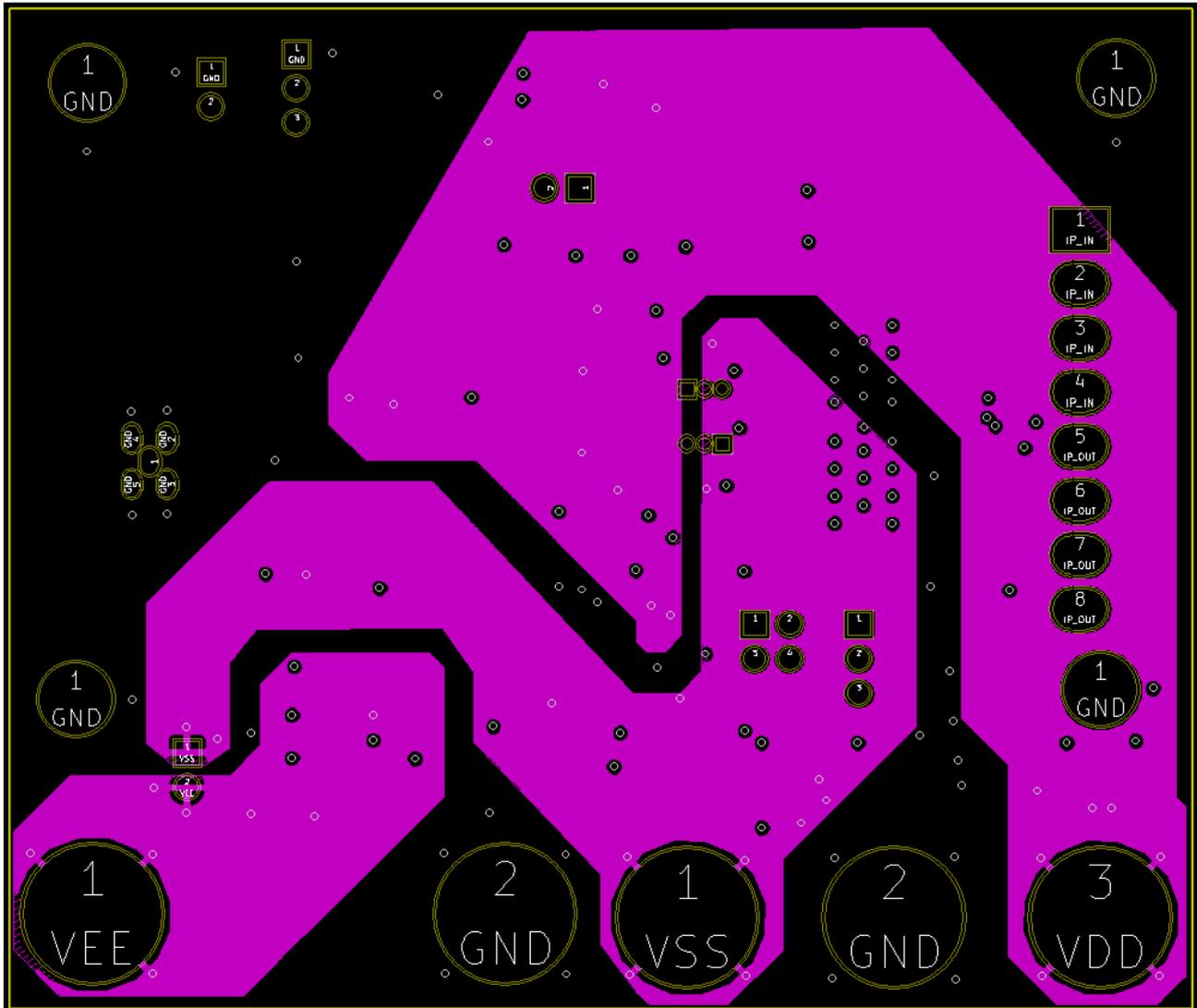
Appendice D

GND layer del PCB



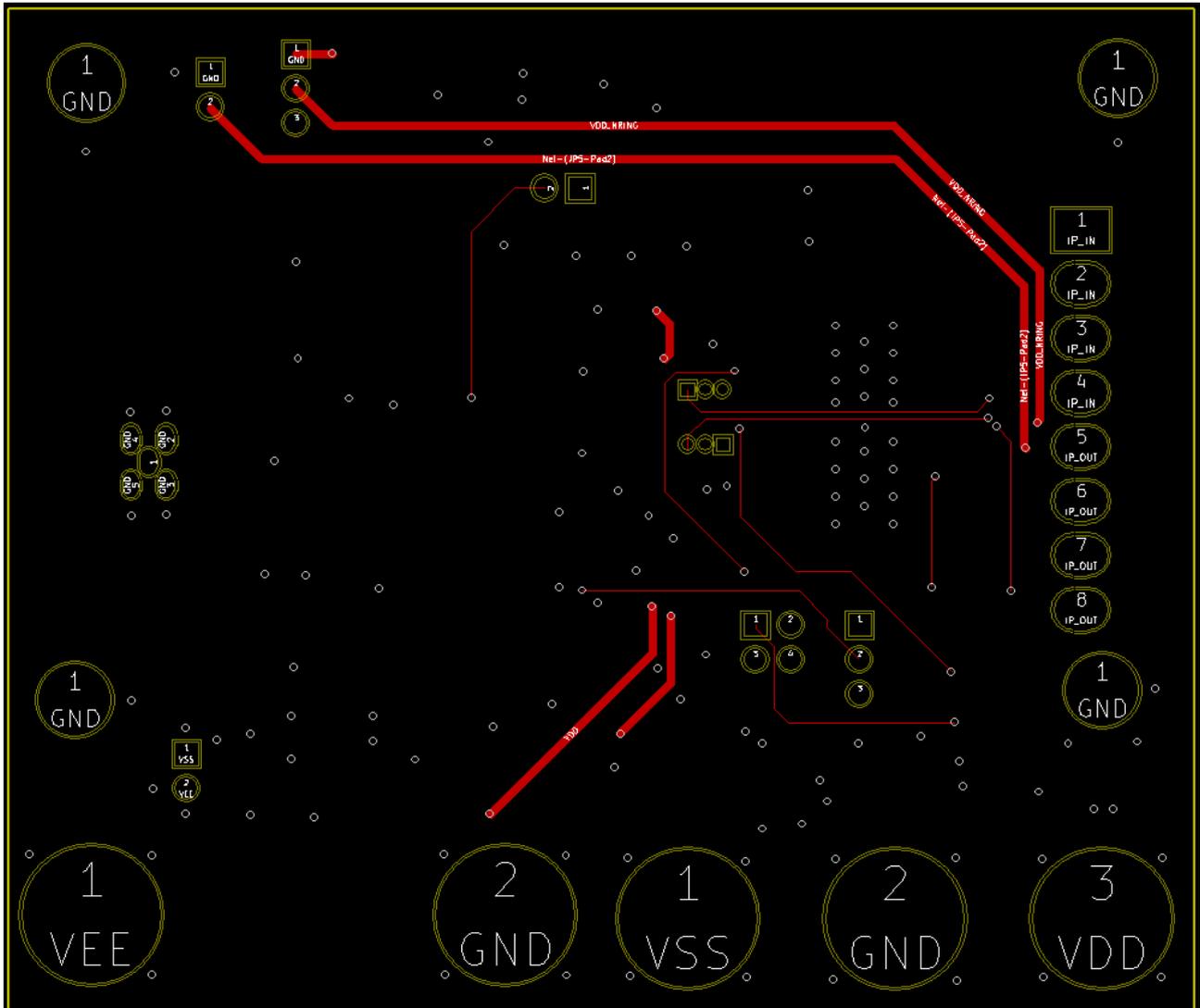
Appendice E

Power supply layer del PCB



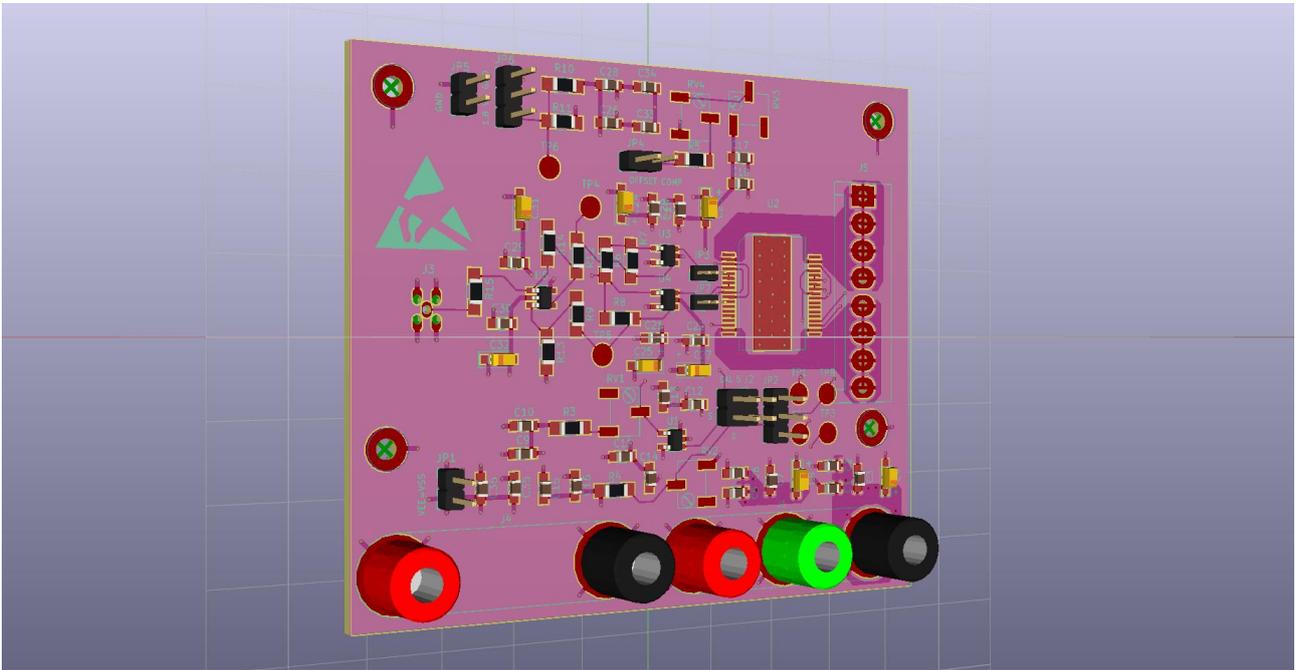
Appendice F

Bottom layer del PCB

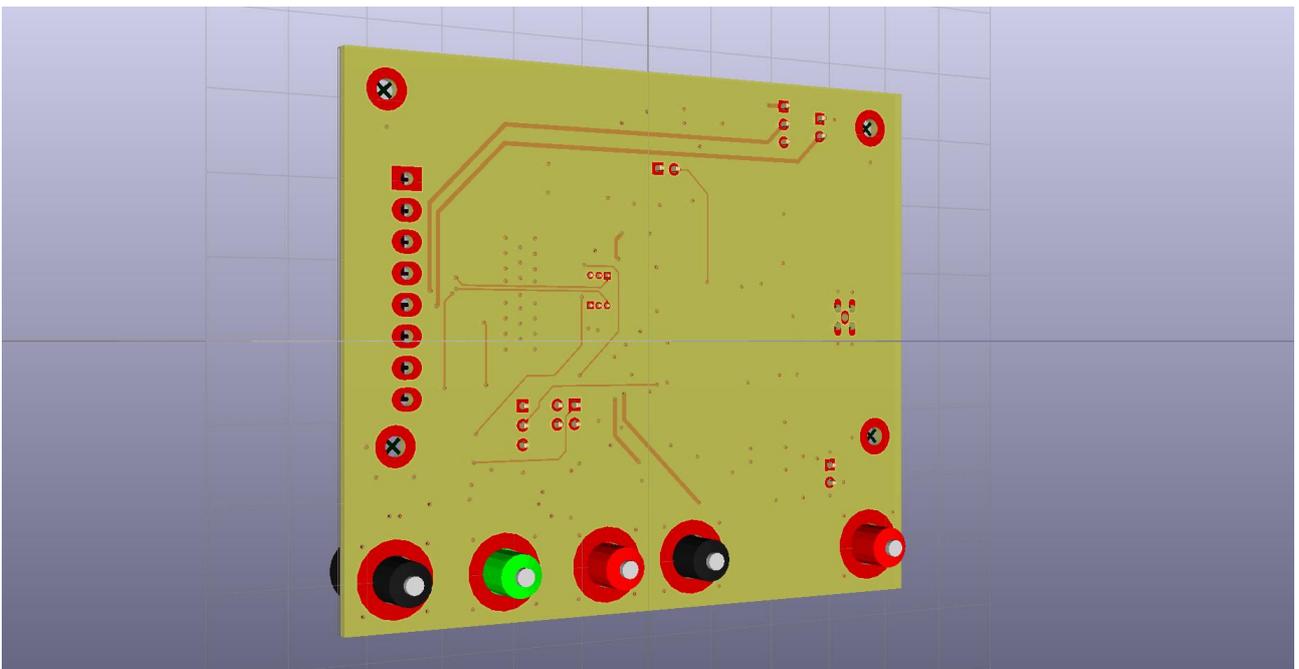


Appendice G

Visualizzazione 3D del fronte del PCB



Visualizzazione del retro del PCB



6. Bibliografia

[1] R. S. Popovic, Hall Effect Devices,

2nd ed. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 2004

[2] M. Crescentini, et al, “A 2 MS/s 10A Hall Current Sensor System-on-Chip with Digital Compressive Sensing Encoder in 0.16 μm BCD.”, *submitted to Int. Solid State Circ. Conf. (ISSCC) 2016.*

[3] Wikimedia Commons

https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Hall_Effect.png

[4] Principi di fisica. Vol. 2: Elettromagnetismo e ottica.

Hugh D. Young, Roger A. Freedman, Lewis A. Ford

Editore: Pearson Pagine: XXI-421 EAN: 9788865189023

[5] BCD8sP: An advanced 0.16 μm technology platform with state of the art power devices

Authors: R. Roggero, G. Croce, P. Gattari, E. Castellana, A. Molfese, G. Marchesi, L. Atzeni, C. Buran, A. Paleari, G. Ballarin, S. Manzini, F. Alagi, G. Pizzo

Publisher IEEE

Date 26-30 May 2013

DOI: 10.1109/ISPSD.2013.6694422

Presentazione ridotta:

https://mycmp.fr/IMG/pdf/2015_cmp_usersmeeting_st_bcd8sp_stephanebach.pdf

[6] KE80 Tech Report

M. Biondi, M. Crescentini, M. Marchesi

Date 14/07/2017

[7] Texas Instruments AN-1515 A Comprehensive Study of the Howland Current Pump

January 2008 – Revised April 2013

<http://www.ti.com/lit/an/snoa474a/snoa474a.pdf>

[8] Datasheet del componente LMP7701

<http://www.ti.com/general/docs/lit/getliterature.tsp?baseLiteratureNumber=snosai9&fileType=pdf>

[9] Datasheet del componente INA217

<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina217.pdf>

[10] Datasheet del componente INA828

<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina828.pdf>

[11] Datasheet del componente OPA659

<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa659.pdf>

[12] Datasheet delle resistenze Vishay

https://eu.mouser.com/datasheet/2/427/tnpw_e3-64594.pdf

[13] Datasheet dei condensatori ceramici Kemet

https://eu.mouser.com/datasheet/2/212/KEM_C1002_X7R_SMD-1102033.pdf

[14] Datasheet dei condensatori al tantalio Kemet

https://eu.mouser.com/datasheet/2/212/KEM_T2005_T491-1093550.pdf

[15] Datasheet dei trimmer Bourns

<https://eu.mouser.com/datasheet/2/54/269-776913.pdf>

[16] Datasheet del package PwSo36

http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/technical_note/group0/89/b8/8f/9b/ed/7b/41/56/DM00454055/files/DM00454055.pdf/jcr:content/translations/en.DM00454055.pdf

[17] Wikipedia English

https://en.wikipedia.org/wiki/Surface-mount_technology#/media/File:SMT_sizes,_based_on_original_by_Zureks.svg

[18] PCB Layers – Bit Weenie

<http://www.bitweenie.com/listings/pcb-layers/>

[19] Newark.com 4601-0 - Banana Test Connector, Jack

<http://www.newark.com/pomona/4601-0/triple-banana-jack-15a-turret/dp/77B2598>

[20] RS UK Molex KK 254 7395

<https://uk.rs-online.com/web/p/pcb-headers/1732988/>

[21] RS UK Molex 50Ω Straight PCB Mount MMCX Connector

<https://au.rs-online.com/web/p/mmcx-connectors/9048228/>