

ALMA MATER STUDIORUM – UNIVERSITÀ DI BOLOGNA

CAMPUS DI CESENA

SCUOLA DI INGEGNERIA E ARCHITETTURA

Corso di laurea in Ingegneria elettronica per l'energia e
l'informazione

**SIMULAZIONI ELETTROMAGNETICHE
AGLI ELEMENTI FINITI PER UN
SENSORE DI CORRENTE INTEGRATO
IN TECNOLOGIA BCD**

Elaborato in

Misure Elettroniche

Relatore

Prof. Marco Crescentini

Correlatore

Ing. Michele Biondi

Tesi di

Andrea Mangora

ANNO ACCADEMICO 2016/2017

SESSIONE II

Sommario

1	Misure di corrente mediante sensori Hall.....	5
1.1	Effetto Hall in applicazioni di misura	5
1.2	Fattore di trasduzione corrente campo.....	9
1.3	Sensori di corrente Hall convenzionali	10
1.4	Sensore di corrente integrato KC36	12
1.5	Il layout	14
1.6	Problemi dei sensori Hall e soluzioni adottate	16
2	Il modello	18
2.1	Finite element analysis.....	18
2.2	Comsol	19
2.3	La fisica	21
2.4	Domini	23
2.5	Materiali.....	25
2.6	Validazione del modello attraverso Biot-Savart.....	26
3	Simulazioni e risultati	27
3.1	Introduzione	27
3.2	Analisi qualitativa del campo magnetico.....	28
3.3	Il campo magnetico sul sensore e il fattore Gib	31
3.4	L'influenza della corrente di misura.....	36
3.5	Variazioni del parametro W.....	39
3.6	Influenza della forma ad H	43
3.7	Ricerca di un fattore di trasduzione maggiore	44
3.8	Debiasing.....	46
4	Conclusioni.....	49
	Bibliografia.....	50

Introduzione

L'obiettivo di questo elaborato è studiare la relazione che lega il campo magnetico alla corrente misurata in un sensore di corrente integrato basato sull'effetto Hall con lo scopo di poter realizzare una migliore progettazione del sensore stesso.

Il circuito integrato oggetto di studio è in grado di effettuare misure di corrente a banda larga grazie all'innovativo design circuitale con cui è realizzata l'elettronica che governa la misura. Esso si basa su di un sensore a effetto Hall per misurare il campo magnetico generato dalla corrente che scorre su di una "strip" integrata, consentendo in questo modo un tasso di integrabilità elevato e la possibilità di effettuare la misura senza perdite. Di conseguenza, lo scopo di questo elaborato è l'analisi del campo magnetico generato da una strip metallica di dimensioni micrometriche e la sua relazione con i vari parametri di progetto.

Per effettuare questo studio si è fatto ricorso ad un'analisi al calcolatore mediante software di simulazione fisica basato sul metodo degli elementi finiti, che consente la risoluzione di problemi fisici alle derivate parziali difficilmente trattabili per via analitica.

Nel primo capitolo viene descritto il funzionamento generale di un sensore ad effetto Hall, si passa poi alle sue applicazioni nelle misure di corrente ed infine si descrive il sensore integrato in questione.

Nel secondo capitolo si descrive l'analisi agli elementi finiti, il software utilizzato per effettuarla e si espongono le scelte fatte per modellare il sistema fisico oggetto di studio.

Nel terzo vengono esposte le simulazioni effettuate e relativi i risultati. Prima si studia la reale configurazione del sistema, poi vengono applicate alcune variazioni di tipo geometrico e si traggono conclusioni sull'effetto che esse esercitano sulla generazione del campo magnetico.

1 Misure di corrente mediante sensori Hall

1.1 Effetto Hall in applicazioni di misura

Dato un conduttore, o semiconduttore, percorso da corrente, l'effetto Hall consiste nella formazione di un potenziale elettrico, detto potenziale di Hall, ortogonale alla direzione della corrente e come conseguenza della presenza di una componente di campo magnetico perpendicolare alla corrente che scorre in esso.

Questo fenomeno è dovuto alla componente magnetica della forza di Lorentz, espressa dal secondo termine della equazione 1.1.1.

L'effetto Hall può essere più facilmente illustrato attraverso l'ausilio di fig. 1.1.2 che cerca di mostrare il susseguirsi degli eventi fisici che portano alla formazione dell'omonimo potenziale.

In un conduttore attraversato da corrente ed in presenza di un campo magnetico ad essa perpendicolare agisce la suddetta forza magnetica di Lorentz. Essa essendo frutto del prodotto vettoriale tra velocità delle cariche e campo magnetico risulta proporzionale ai moduli di entrambi i vettori e direzionata sulla normale al piano da essi formato, secondo la regola della mano destra illustrata in figura 1.1.1.

$$\mathbf{F} = q(\mathbf{E} + \mathbf{V} \times \mathbf{B})$$

Equazione 1.1.1 Forza di Lorentz

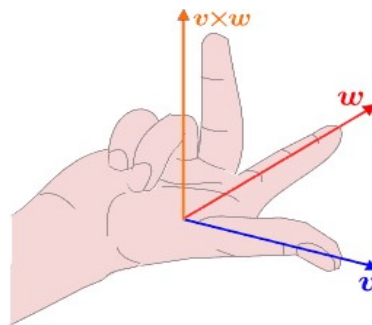


Figura 1.1.1 Regola della mano destra

La forza di Lorentz tende quindi a deviare le cariche dal percorso che seguirebbero nel conduttore in presenza del solo campo elettrico, concentrando la corrente nella direzione su cui agisce, una maggiore densità di corrente consiste in una maggiore densità di cariche in movimento. Essendoci perciò una maggiore densità di carica in una zona del conduttore si genera un campo elettrico e quindi un potenziale.



Figura 1.1.2 Diagramma causa effetto che porta alla generazione della tensione di Hall

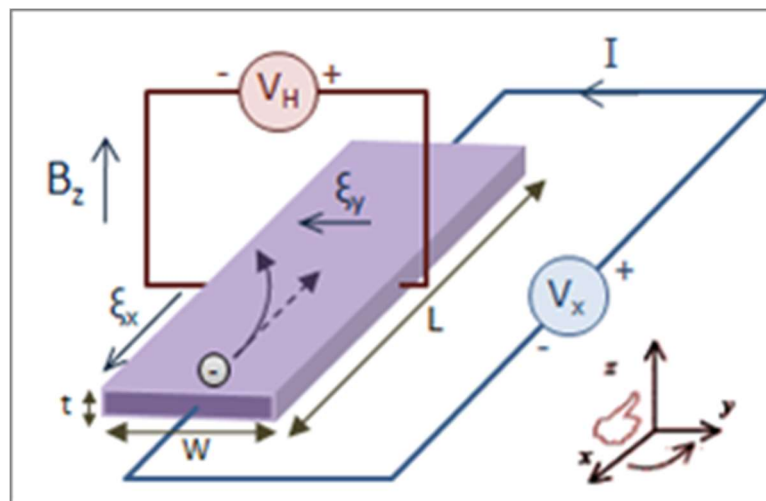


Figura 1.1.3 Modello semplificato di un sensore ad effetto Hall

I sensori basati su questo principio consistono in un conduttore di metallo o materiale semiconduttore, normalmente di forma piana e con altezza minore, spesso trascurabile, rispetto alle altre dimensioni.

Per spiegarne il funzionamento adottiamo un modello semplificato: assumiamo che il sensore giaccia sul piano XY e che in questo venga forzata una corrente di polarizzazione uniformemente distribuita in direzione X.

Assumiamo anche che sia presente un campo magnetico perpendicolare alla sua superficie, orientato quindi in direzione Z.

Sotto queste condizioni la forza di Lorentz agisce solo in direzione Y, quindi il potenziale di Hall si formerà proprio in questa direzione e verrà prelevato dalle facce del sensore parallele all'asse X, come mostrato in fig 1.1.3.

Da ora in avanti assumeremo che il sensore sia posizionato come in figura 1.1.3 e quindi che la componente del campo magnetico utile alla trasduzione Hall sia quella verticale, cioè in direzione Z.

Il potenziale di Hall ai capi di un sensore può essere descritto dalla seguente equazione:

$$V_H = S_I I_{Bias} B_z = G_h B_z$$

Equazione 1.1.2

Dove I_{Bias} risulta essere la corrente di polarizzazione, S_I la sensibilità relativa di corrente, cioè un parametro di tipo tecnologico che tiene conto della geometria e delle proprietà fisiche del sensore e B_z la componente del campo magnetico perpendicolare alla sua superficie, mentre G_h prende il nome di guadagno del sensore.

Valutando adesso l'effetto che avrebbero su questo modello semplificato le altre componenti del campo magnetico ci accorgiamo che la componente X non dà origine a nessuna forza sulle cariche perché parallela alla corrente. La componente Y invece porta ad una deviazione della corrente in direzione Z, dando origine a quello che chiameremo effetto Hall verticale, affinché questo effetto sia apprezzabile lo spessore t del sensore deve essere paragonabile alle altre dimensioni del sensore stesso.

Il fatto che le diverse componenti del campo magnetico diano origine a tensioni di Hall distinte, prelevabili su differenti coppie di facce del sensore è sfruttato in alcune applicazioni di sensing magnetico.

Abbandonando il modello semplificato si osserva che nelle realizzazioni pratiche dei sensori la corrente di polarizzazione non risulta mai uniformemente distribuita nella direzione prefissata. Questo è dovuto al fatto che i contatti sono sempre di dimensioni minori rispetto alle superfici del sensore alle quali sono collegati. Inoltre in molte realizzazioni su circuiti integrati il sensore è contattato non sulla superficie perpendicolare alla direzione della corrente ma su quella superiore in prossimità degli spigoli comuni alle due, come mostrato in fig. 1.1.4 in colore rosso. Questo comporta che la corrente si diffonda in tutte le direzioni dando origine a diversi effetti secondari che verranno analizzati più dettagliatamente nel paragrafo 3.3.

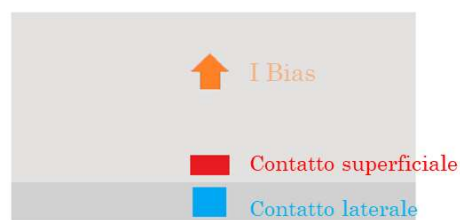


Figura 1.1.4 Esempio di contatti di polarizzazione

Per ciò che abbiamo visto fino ad ora si può dire che i sensori basati su effetto Hall siano trasduttori che convertono il campo magnetico in una tensione misurabile. Essi presentano un principio di funzionamento relativamente semplice e risultano facilmente realizzabili in quanto composti solo da un conduttore al quale deve essere

collegata l'elettronica in grado di effettuare la polarizzazione in corrente e di prelevare la tensione generata.

Grazie a queste caratteristiche si prestano ad essere realizzati all'interno di circuiti integrati, dove è possibile creare la circuiteria elettronica, necessaria al loro funzionamento, nello stesso substrato ove è realizzato il sensore.

Spesso il sensore si presenta come una well drogata realizzata nello strato attivo del circuito integrato.

Quando i sensori Hall sono realizzati all'interno di circuiti integrati presentano dimensioni ridotte e le correnti usate per polarizzarli sono normalmente molto basse. Conseguentemente anche il guadagno del sensore ne risente, come si può intuire da eq. 1.1.2, assumendo valori nell'ordine dei $10^{-1} V/T$.

I campi magnetici normalmente misurabili presentano valori compresi tra le centinaia di mT e le decine di μT .

La tensione di Hall assume quindi valori nell'ordine dei microvolt, è perciò necessario che l'elettronica che preleva l'uscita del sensore sia in grado di amplificarla notevolmente per renderla fruibile e maggiormente immune a disturbi.

I sensori Hall si prestano ad innumerevoli applicazioni di misura. Sono ovviamente intrinsecamente sensori di campo magnetico, ma possono essere usati anche per misure indirette della grandezza fisica di interesse, uno degli utilizzi più comuni è la misura di corrente perché esiste una correlazione diretta tra corrente e campo magnetico. Possono anche essere utilizzati, se accoppiati con una opportuna fonte di campo magnetico, per misure di velocità, prossimità e molte altre.

Come già preannunciato, in questo elaborato studieremo un sensore di corrente basato su effetto Hall. I sensori di corrente basati su questo principio consentono una misura di corrente isolata, cioè senza collegamento elettrico diretto con il circuito dove fluisce la grandezza misurabile, questo grazie alla relazione che esiste tra corrente e campo magnetico.

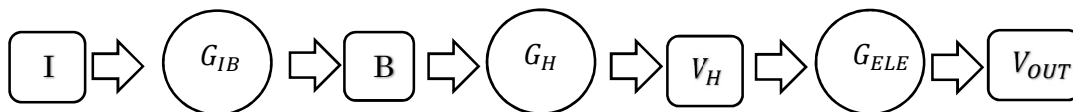


Figura 1.1.5

Concettualmente il legame che intercorre tra la corrente che scorre in un conduttore e la sua misurazione attraverso un sensore Hall può essere suddivisa come in figura 1.1.5: la corrente attraversando il conduttore genera un campo magnetico che arriva al sensore secondo una certa funzione G_{IB} che chiameremo fattore di trasduzione corrente-campo, il sensore attraversato dal campo magnetico genera la tensione di Hall che viene elaborata ed amplificata dall'elettronica secondo la funzione di guadagno G_{ELE} .

1.2 Fattore di trasduzione corrente campo

In questo elaborato ci soffermeremo sullo studio del primo blocco della catena, cioè sullo studio della funzione G_{IB} .

Il campo magnetico generato da una corrente spazialmente distribuita può essere calcolato analiticamente solo nel caso di geometrie particolarmente semplici attraverso la formulazione generale della legge di Biot-Savart (equazione 1.2.1) ed è difficilmente rilevabile per via sperimentale. Analizzando questa equazione integrale si nota che il campo magnetico, in un generico punto di osservazione, presenta dipendenze dalla geometria del conduttore nel quale scorre la corrente, dalla posizione del punto considerato e dalla distanza relativa tra punto e sorgente.

$$\mathbf{B}(\mathbf{r}) = \frac{\mu_0}{4\pi} \iiint_V \frac{\mu_{r(r')}(\mathbf{J}dV) \times \mathbf{r}'}{|\mathbf{r}'|^3}$$

Equazione 1.2.1

Il fattore G_{IB} è espresso in $[mT/A]$ e viene calcolato come la media del campo magnetico perpendicolare alla superficie del sensore in rapporto alla corrente che lo ha generato, in particolare si può esprimere attraverso l'equazione 1.2.2, ossia come il flusso del campo magnetico attraverso la superficie del sensore normalizzato alla sua area ed alla corrente che lo ha generato.

$$\frac{\oiint_{sens} \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S}}{I \cdot Area_{sens}}$$

Equazione 1.2.2

Per valutare numericamente il fattore di trasduzione corrente-campo proprio del sensore in esame, il gruppo di ricerca con il quale ho lavorato, non possedendo la strumentazione adatta ad effettuare una misura di questo tipo, è dovuta ricorrere ad una simulazione al computer, oggetto principale di questo elaborato.

1.3 Sensori di corrente Hall convenzionali

In questo paragrafo si illustrano velocemente due delle più comuni configurazioni per effettuare misure di corrente utilizzando sensori ad effetto Hall.

I sensori di corrente convenzionali basati su effetto Hall sono composti da un nucleo ferromagnetico dove è presente un traferro nel quale è inserito il sensore Hall, il conduttore sul quale si vuole effettuare la misura è posto all'interno del nucleo, come illustrato in figura 1.3.1.

Il nucleo ha il compito di catturare il flusso magnetico e concentrarlo sul sensore, massimizzandone la componente perpendicolare, nonché di diminuire l'influenza di campi magnetici esterni. Come effetto secondario si ha che la misura non dipende in maniera significativa dalla posizione del conduttore rispetto al sensore, purché si trovi all'interno del nucleo.

La presenza del materiale ferromagnetico, porta ad avere un guadagno magnetico di valore rilevante. Questo però presenta un comportamento di tipo isteretico, portando ad una non linearità della misura, se viene esposto a forti sorgenti di campo è soggetto a rischio di saturazione e di induzione residua, soffre di deriva termica e limita la risposta in frequenza del sensore.

Questo tipo di sensori risultano costosi e ingombranti e sono quindi difficilmente integrabili.

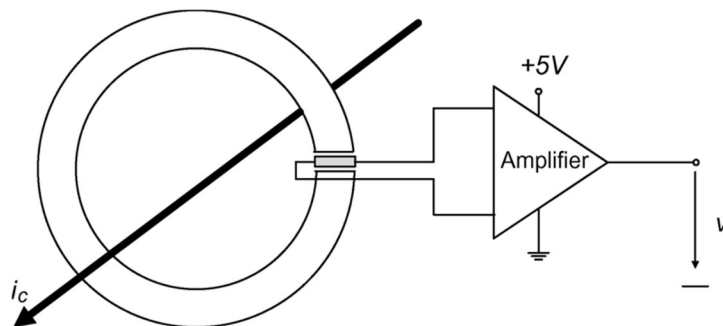


Figura 1.3.1 Sensore di corrente Hall in configurazione open-loop con nucleo ferromagnetico.

Una soluzione che presenta una migliore risposta in termini di banda rispetto ai sensori tradizionali, risulta essere una tecnologia ibrida Hall-CT (current transformer) conosciuta come sensore Hall ad anello chiuso, illustrato in fig. 1.3.2. Questa configurazione utilizza un sensore Hall tradizionale per coprire le frequenze fino a qualche KHz ed un trasformatore di corrente per coprire la banda restante (fino ai MHz).

L'uscita del sensore Hall viene amplificata e collegata ad un avvolgimento, in modo da compensare il flusso presente nel nucleo, l'avvolgimento è terminato da una resistenza di shunt dalla quale viene prelevata una tensione proporzionale alla corrente che scorre nel conduttore.

Questa soluzione aumenta la banda utile, riduce gli effetti di non linearità del nucleo, siccome il flusso viene mantenuto nell'intorno dello zero, e compensa gli effetti di deriva termica del sensore, risulta però di difficile integrazione nei circuiti integrati, più complessa e costosa e presenta un maggiore consumo di potenza rispetto ai sensori open loop.

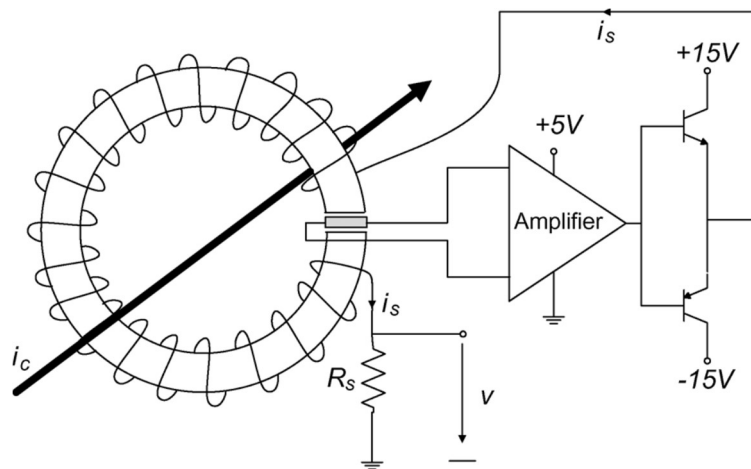


Figura 1.3.2 Sensore di corrente Hall in configurazione closed-loop con nucleo ferromagnetico.

Il limite delle configurazioni esposte risiede nel fatto che il conduttore ove scorre il misurando risulta lontano dal sensore Hall. Infatti essendo posto all'esterno del package del sensore, per ottenere un fattore di trasduzione adeguato si deve ricorrere all'utilizzo di materiale ferromagnetico, originando le problematiche sopra esposte.

1.4 Sensore di corrente integrato KC36

Una soluzione alternativa a quelle viste finora consiste nel far scorrere la corrente da misurare all'interno dello stesso package ove è realizzato il sensore Hall. Questo consente di ridurre notevolmente la distanza tra misurando e sensore cosicché da aumentare il valore del fattore di trasduzione corrente-campo senza l'ausilio di materiale ferromagnetico, nonché di ridurre notevolmente l'ingombro e l'invasività del sistema di misura.

Questa è la soluzione adottata dal circuito integrato in esame, la corrente viene infatti introdotta all'interno del chip grazie ad un particolare layer, chiamato Thick Cu-RDL, che consente la realizzazione di piste in grado di condurre alte correnti isolandole elettricamente dal resto del circuito.

Il sensore integrato KC36, che è stato realizzato dal gruppo di ricerca con cui ho lavorato in collaborazione con STMicroelectronics, è prodotto con tecnologia BCD 0.16 μm (Bipolar-Cmos-Dmos) e si basa sull'idea di integrazione completa del sensore. Questo è in grado di misurare correnti fino a $7 A_{rms}$ e grazie al sensore Hall integrato ed alla particolare realizzazione circuitale adottata per l'elettronica di sensing è in grado di effettuare misurazioni con larghezze di banda elevate, superiori al MHz.

Il vantaggio principale di un'integrazione completa risiede nel fatto che all'interno dello stesso circuito integrato è possibile realizzare, grazie alla tecnologia BCD, sia la circuiteria di sensing, sia la circuiteria di potenza che governa la corrente ed eventualmente una parte dedicata all'elaborazione digitale realizzando così il concetto di System-on-Chip.

Con questo sistema è possibile realizzare circuiti integrati di potenza in grado di monitorare la corrente, e quindi la potenza consumata, direttamente al loro interno senza l'ausilio di componenti esterni ed in grado di comunicare con un microcontrollore, rendendoli particolarmente appetibili al mercato. Inoltre grazie all'elevata larghezza di banda di acquisizione del sensore è possibile pilotare i dispositivi attivi di potenza a frequenze elevate, portando notevoli vantaggi in termini di consumo di potenza e di ingombro da parte dei componenti passivi esterni.

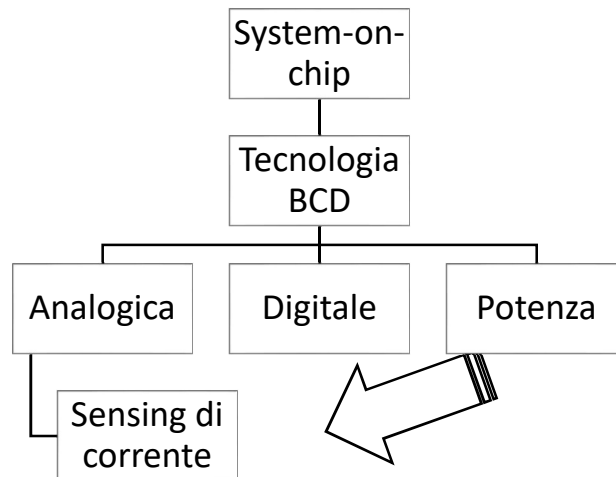


Figura 1.4.1

La tecnologia BCD (Bipolar-CMOS-DMOS) sviluppata da ST-Microelectronics è un processo produttivo basato sul silicio che consente di realizzare all'interno dello stesso circuito integrato, tre differenti tecnologie:

- Bipolare: per realizzare precise funzioni analogiche.
- CMOS (Complementary Metal Oxyde Semiconductor): per la realizzazione di circuiterie digitali.
- DMOS (Double Diffused Metal Oxide Semiconductor): particolare tecnologia per la realizzazione di elementi di potenza e alta tensione.

Per System on a chip (SOC) si intende un circuito integrato che al proprio interno contiene un intero sistema, realizzando sullo stesso substrato diversi dispositivi che normalmente sarebbero contenuti in package diversi, questo offre all'utilizzatore alcuni vantaggi tra cui:

- La riduzione dei rischi e del carico di lavoro legati alla progettazione della scheda.
- La riduzione delle interferenze dovute ai collegamenti altrimenti necessari.
- La diminuzione della superficie totale utilizzata.

1.5 Il layout

Il circuito integrato in esame dispone di quattro livelli metallici dedicati alla creazione dei collegamenti elettrici intervallati da strati di passivante ed ossido e un substrato di silicio dove accrescere i dispositivi attivi anch'esso separato da uno strato di ossido.

Il conduttore di rame usato per far fluire il misurando è realizzato nello strato metallico superiore (Metal 4) tramite tecnologia Thick Cu-RDL che consente il passaggio di alte correnti all'interno del dispositivo. Questo strato misura $10\ \mu\text{m}$ in altezza e possiede una forma ad H che permette di adattare al meglio il circuito al package plastico DIL (dual in line) scelta per incapsulare i prototipi. Nella parte centrale si presenta come una strip rettilinea mentre agli estremi si prolunga per l'intera larghezza del chip per consentire il wire bonding.

Tutte le misure planari, sono ridotte di un fattore 0,92 durante il processo realizzativo rispetto alle misure di progetto.

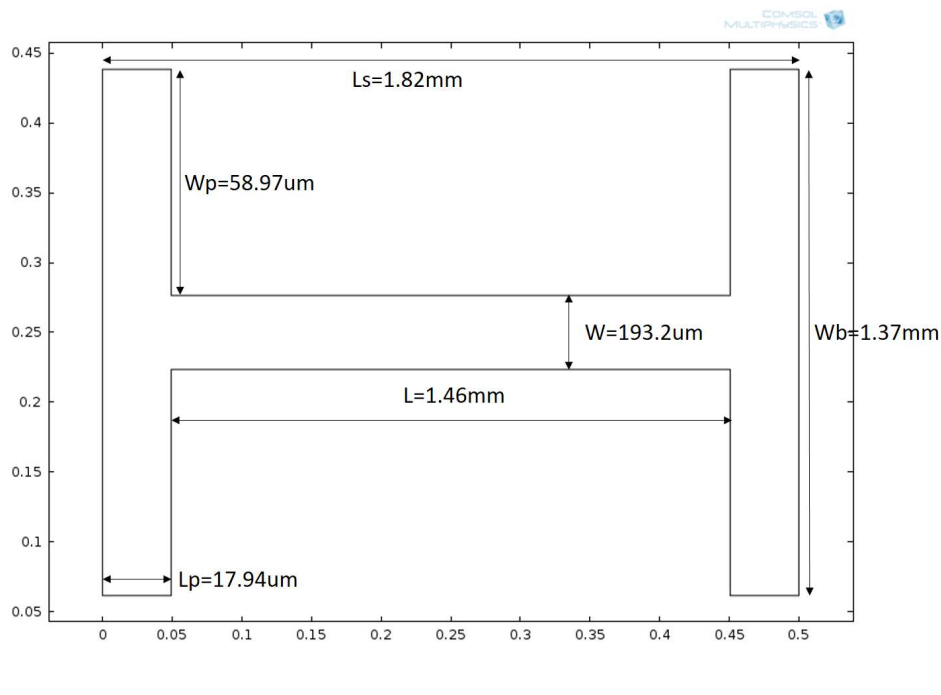


Figura 1.5.1 Prospetto strip conduttiva e misure

Il sensore preso in considerazione per le simulazioni è di forma quadrata di lato $30\ \mu\text{m}$ (ridotta a $27,6\ \mu\text{m}$ dal processo produttivo), è posizionato centralmente ma traslato in maniera tale che il suo asse longitudinale risulti in corrispondenza dello spigolo della strip, in modo che su esso incida la maggior componente verticale del c.m. (campo magnetico) possibile.

Il fatto che la zona dove risulta esserci maggiore incidenza di campo verticale sia quella al di sotto dello spigolo del conduttore sarà verificato dalle prove, ma è

facilmente intuibile dato che le linee di campo magnetico hanno forma chiusa ed avvolgono il conduttore.

Il sensore è costituito da una well di silicio drogata con spessore $2\ \mu\text{m}$ e si trova quindi nel substrato ad una distanza verticale (d_{vert}) dalla strip di $5,2\ \mu\text{m}$.

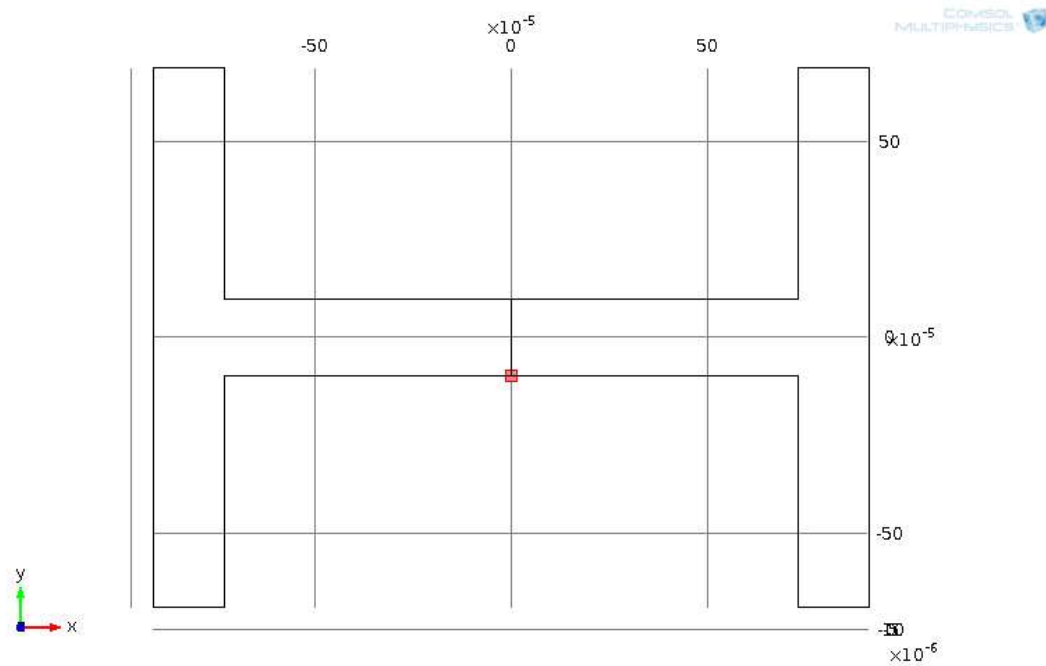


Figura 1.5.2 Posizionamento del sensore rispetto alla strip piano XY.

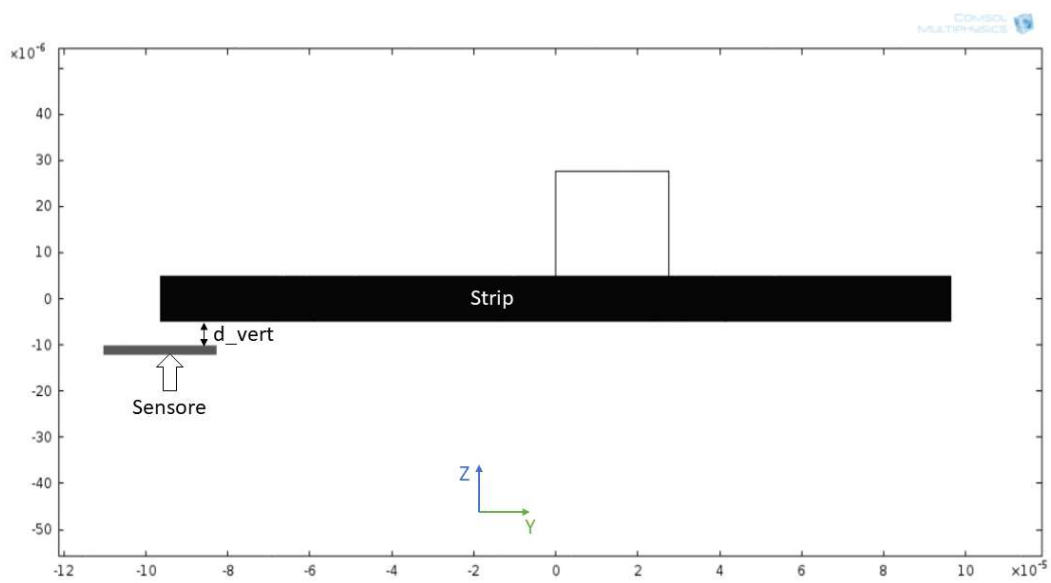


Figura 1.5.3 Sezione della geometria sul piano YZ in $X=0$.

1.6 Problemi dei sensori Hall e soluzioni adottate

Di seguito si espongono le tre principali problematiche che affliggono i sensori Hall integrati e le soluzioni adottate dal team di sviluppo.

I sensori Hall integrati come quello in esame non presentano nessuna protezione da campi magnetici esterni (esempio: campo magnetico terrestre), quindi questi potrebbero fortemente influenzare la misura.

Per sopperire a questo problema sono inseriti due sensori ai lati opposti della strip in maniera speculare, in tale modo uno legge il campo magnetico entrante e l'altro il campo magnetico uscente generato dal conduttore interno al c.i. (circuitto integrato) mentre, dato che distano pochi micrometri, ragionevolmente il campo perturbante avrà lo stesso segno per entrambi. Andando quindi a sottrarre le uscite si otterrà due volte il valore letto del campo senza il contributo di modo comune.

Un altro problema dei sensori Hall è dato dallo stress meccanico che subiscono durante il processo di fabbricazione, questo viene compensato affiancando due sensori alla minore distanza possibile in modo che subiscano le stesse deformazioni, i due vengono polarizzati con correnti sempre sfasate di 90° geometrici rispetto al vicino in modo che sommando le uscite l'errore dovuto alle deformazioni si cancelli.

La causa principale di errore nei sensori Hall risulta essere la tensione di offset V_{OS} presente ai capi dello stesso quando polarizzato, dovuta principalmente a imperfezioni del processo di fabbricazione come non uniformità nel drogaggio e disallineamento dei contatti.

Questa tensione assume valori rilevanti e spesso supera in modulo la tensione generata per effetto Hall, è quindi fondamentale trovare tecniche efficienti per eliminarla.

Il metodo usato per la cancellazione dell'offset è la tecnica di spinning della corrente, che consiste nel ruotare la direzione della corrente di bias e i contatti di sensing lungo quattro direzioni ortogonali in un ciclo di lettura.

La rotazione di 90 gradi porta ad un'inversione del segno della tensione di offset mentre il modulo rimane pressoché invariato, sommando e mediando le quattro letture di un ciclo si riesce a diminuire il contributo di V_{OS} di un fattore molto alto (tra le decine e le poche centinaia).

Questa tecnica pur eliminando l'offset porta ad una limitazione della banda di acquisizione ad un quarto della frequenza di spin, la quale viene scelta in base ai limiti di banda del sensore che sono definiti da parametri di tipo tecnologico, in particolare dalla costante RC intrinseca, dove R rappresenta la resistenza equivalente del sensore e C modella la distribuzione di carica quando è applicato un campo magnetico.

Alla capacità del sensore deve essere però aggiunta la capacità introdotta dai circuiti di modulazione della corrente e lettura della tensione di misura, questo aumenta notevolmente la costante di tempo causando una diminuzione significativa della massima frequenza di spin.

La realizzazione circuitale del chip in esame consente di diminuire notevolmente il contributo capacitivo dell'elettronica alla costante di tempo del sensore, consentendo una frequenza di spinning alta e un conseguentemente un aumento della larghezza di banda di acquisizione.

Una tecnica di cancellazione dell'offset alternativa consiste nel misurare l'offset presente ai capi del sensore in assenza di corrente di misura, per poi compensarla con un campo magnetico prodotto artificialmente. In questo modo si potrebbero eliminare le limitazioni in frequenza generate dalla tecnica di rotazione della corrente e aumentare la banda di acquisizione del sensore.

Una realizzazione di questa tecnica sarà proposta nel paragrafo 3.8 e consiste nel realizzare delle spire sovrapposte al sensore negli strati metallici del circuito integrato dedicati ai collegamenti. Siccome l'offset come abbiamo visto assume valori elevati, sarà necessario ottenere fattori di trasduzione molto alti.

2 Il modello

2.1 Finite element analysis

L'analisi agli elementi finiti (FEA) è una tecnica di simulazione al computer usata per analisi di tipo fisico-ingegneristico. Essa si basa sul metodo matematico degli elementi finiti che è un metodo numerico atto a risolvere in maniera approssimata problemi descritti alle derivate parziali riducendole ad equazioni di tipo algebrico e diminuendone quindi sensibilmente la complessità.

Il metodo si basa sulla suddivisione del dominio spaziale in un certo numero, anche molto grande, di elementi dalla forma definita e dalle dimensioni contenute, caratteristiche le quali danno appunto il nome a questa tecnica. Questa discretizzazione avviene attraverso la creazione di una griglia (Mesh) composta da primitive di forma prestabilita. Su ciascun elemento la soluzione del problema viene espressa come combinazione lineare di funzioni, dette di forma.

Essendo la soluzione approssimata non è però assicurato che localmente fornisca i valori esatti, infatti la risoluzione ricerca i valori che generano un minore errore della soluzione complessiva.

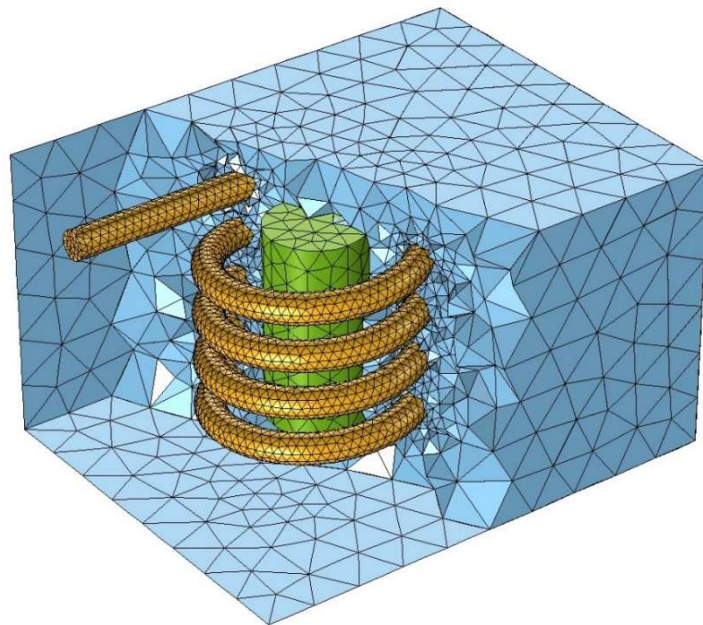


Figura 2.1.1 Esempio di meshing.

L'analisi agli elementi finiti può essere descritta dai seguenti passi:

- Definizione dello spazio geometrico
- Scelta del modello fisico da utilizzare
- Scelta del tipo di analisi da effettuare (statica, dinamica, ecc..)
- Definizione degli elementi finiti attraverso la mesh
- Definizione dei parametri costitutivi dei materiali
- Scelta delle condizioni al contorno
- Processing del problema
- Post-processing e analisi dei risultati

Grazie a questo tipo di analisi è possibile ottenere la simulazione di sistemi complessi la cui risoluzione per via analitica risulterebbe onerosa se non impossibile.

2.2 Comsol

La scelta del software per effettuare le simulazioni è ricaduta su Comsol Multiphysics, un simulatore fisico agli elementi finiti che presenta una interfaccia utente di tipo grafico ed un'organizzazione modulare il che lo rende quindi intuitivo da utilizzare.

Il cuore dell'interfaccia è il Model-Builder che consente un accesso rapido a tutte le funzionalità del programma:

- Geometria
- Materiali
- Mesh
- Impostazioni della fisica utilizzata
- Condizioni al contorno
- Studi
- Post-processing
- Visualizzazioni

La creazione di un progetto parte dalla scelta della dimensione spaziale, cioè dal numero di dimensioni da attribuire al modello (3D,2D,1D,0D). Si deve poi selezionare la fisica da utilizzare: questa definirà le equazioni usate in fase di risoluzione del modello (ad esempio campi magnetici, correnti elettriche, trasferimento di calore, ...), è possibile selezionare anche più fisiche contemporaneamente grazie alla modularità di cui gode il programma. A questo punto si sceglie il tipo di studio che può essere in frequenza, nel tempo, stazionario, eccetera.

Una volta avviato il progetto si disegna il modello da testare, attraverso gli appositi strumenti di modellazione geometrica, nello spazio cartesiano messo a disposizione dal programma. Si deve poi a questo punto, scegliere il materiale più opportuno per

ogni elemento costituente la geometria. In questo Comsol ci aiuta mettendo a disposizione una libreria di materiali predefiniti con le relative proprietà, è anche possibile creare materiali autonomamente definendo solamente le proprietà fisiche necessarie al risolutore per simulare la fisica selezionata.

Ognuno dei diversi moduli fisici fornisce condizioni al contorno diverse adatte alla risoluzione del problema differenziale associato. Per effettuare una corretta simulazione è necessario scegliere, attraverso le impostazioni della fisica, le giuste condizioni al contorno che vanno applicate ad ognuna delle entità geometriche, le quali rappresentano per Comsol un dominio a sé stante.

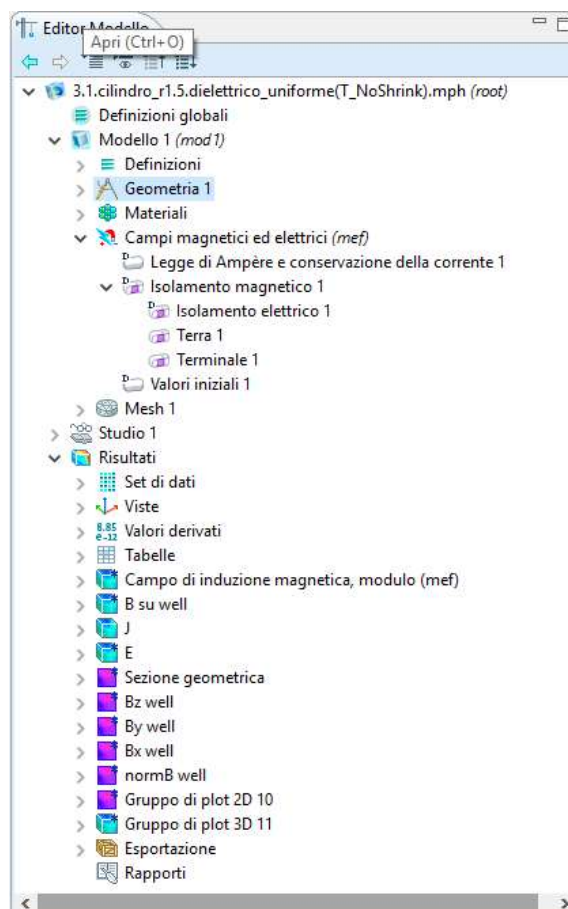


Figura 2.2.1 Il Model-Builder di Comsol.

Attraverso il Model-Builder è possibile selezionare diversi tipi di mesh, il software per impostazioni predefinite utilizza un algoritmo per la creazione di una mesh di tipo tetraedrico ma è possibile modificarne anche localmente le dimensioni e la forma.

Alla voce risultati del M.B. Comsol mette a disposizione una serie di strumenti di *post-processing* e visualizzazione grazie ai quali è possibile analizzare i risultati in maniera grafica o numerica ed eventualmente derivare grandezze secondarie (ad esempio il flusso attraverso una superficie di un campo vettoriale calcolato dal risolutore).

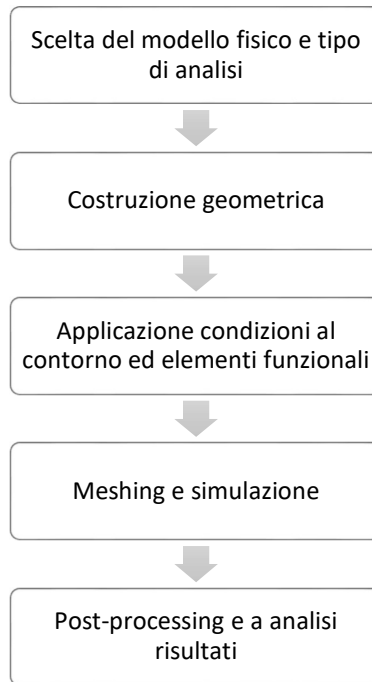


Figura 2.2.2 Diagramma di flusso di una simulazione

2.3 La fisica

Per la modellizzazione del problema si è utilizzata nella quasi totalità delle prove il modulo MEF, *magnetic electric field*, che fa riferimento alla legge di Ampère ed alla legge di conservazione della corrente.

Le equazioni che governano la fisica sono:

- la legge di Ampère dove vengono divisi il contributo della corrente dovuto al campo magnetico e quello dovuto alle sorgenti esterne.

$$\nabla \times \frac{\mathbf{B}}{\mu_0 \mu_r} - \sigma \mathbf{v} \times \mathbf{B} = \mathbf{J}_e$$

Equazione 2.3.1

- L'equazione che lega il potenziale vettore magnetico ed il campo magnetico.

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A}$$

Equazione 2.3.2

- L'equazione di continuità della corrente.

$$\nabla \cdot \mathbf{J} = 0$$

Equazione 2.3.3

- Il legame tra campo elettrico e campo induzione elettrica

$$\mathbf{D} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \mathbf{E}$$

Equazione 2.3.4

Nelle prove che hanno richiesto un carico computazionale particolarmente oneroso si è scelto di utilizzare il modulo MF, *magnetic field*, che facendo riferimento solamente alle prime due equazioni, risulta più facile da elaborare per il calcolatore. E' stato possibile applicare questa semplificazione perché il modulo MEF si distingue dal modulo MF solo per una migliore risoluzione delle variabili elettriche, mentre le grandezze a cui eravamo interessati riguardano il campo magnetico. Come verifica sono state effettuate delle simulazioni con entrambi i moduli constatando appunto che non vi erano variazioni nei risultati.

Per entrambi i moduli risulta necessario applicare, perlomeno alle superfici che delimitano il dominio più esterno del modello, la condizione al contorno di isolamento magnetico (eq. 2.3.5) necessaria affinché il campo magnetico possa richiudersi. Questa condizione forza il campo ad essere tangente a tali superfici, non permettendogli quindi di entrare o uscire dal dominio, matematicamente:

$$\mathbf{n} \times \mathbf{A} = 0$$

Equazione 2.3.5

Il modulo MEF richiede inoltre che ai confini del modello sia applicata la condizione di isolamento elettrico (equazione 2.3.6) che non consente alla corrente di uscire dal dominio di simulazione altrimenti si avrebbero cariche elettriche create o distrutte, evento privo di significato fisico.

Questa condizione viene sovrascritta nel momento in cui ad una o più di queste superfici si applica la definizione di terminale (es. terra, potenziale, corrente, ecc..).

$$\mathbf{n} \cdot \mathbf{J} = 0$$

Equazione 2.3.6

Il tipo di studio effettuato è stato di tipo stazionario essendo noi interessati ad una valutazione di tipo statico del campo magnetico. Per la quasi totalità delle prove la mesh è stata generata, di default, di tipo tetraedrico dal programma. In alcune, a causa della presenza di un rapporto di aspetto molto alto negli elementi della geometria, si è stati costretti a diminuire la dimensione minima degli elementi della mesh, questo ha provocato una maggiore complessità di calcolo perché un numero maggiore di elementi richiede la risoluzione di un numero superiore di equazioni.

Come impostazioni del solutore sono state sempre utilizzate quelle di default.

2.4 Domini

Per consentire al campo magnetico di propagarsi al di fuori della strip il modello deve essere contenuto all'interno di un dominio, che chiameremo esterno, sulle cui superfici è obbligatorio applicare la condizione di isolamento magnetico ed elettrico coerentemente a quanto precedentemente indicato.

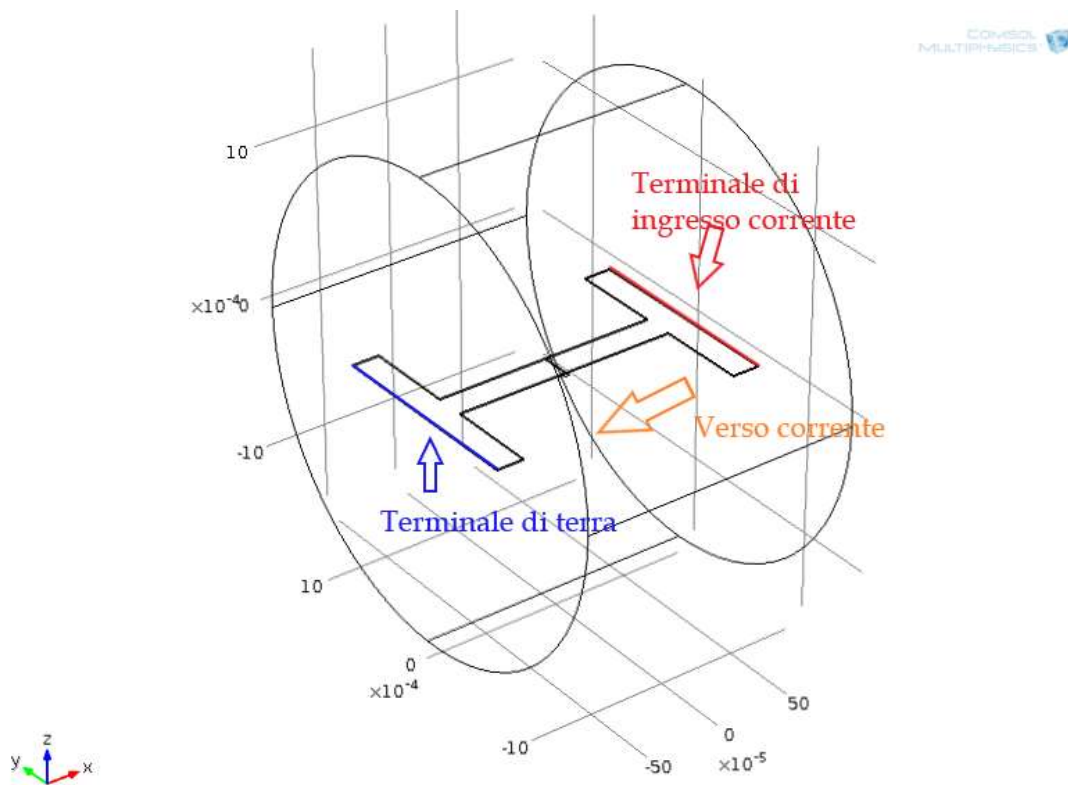


Figura 2.4.1 Dominio cilindrico con in evidenza i collegamenti dei terminali

Si è optato per un dominio di forma cilindrica principalmente per due ragioni: la prima dovuta alla simmetria rispetto alla geometria in analisi, la seconda riguarda l'applicazione dei terminali sulle facce laterali della strip che consentono la generazione della corrente. Sulle superfici in cui questi sono posizionati è necessario infatti che sia applicata anche la condizione di isolamento magnetico, devono quindi essere poste ai limiti del sistema, anche perché la generazione di corrente all'interno del dominio non avrebbe ancora una volta senso fisico.

Essendo le superfici laterali del conduttore di forma piana è risultato quindi facilitante farle coincidere con le basi del cilindro.

Il dominio esterno, di raggio 1.5 mm e altezza pari alla lunghezza (L_s) della strip, è stato posizionato in modo tale che il suo baricentro coincidesse con l'origine del sistema di riferimento cartesiano. (Figura 2.4.1).

La strip è stata costruita anch'essa centrata nell'origine del sistema di riferimento ed agiata sul piano XY, la corrente è stata fatta scorrere al suo interno in direzione X negativa posizionando opportunamente i terminali.

Procedendo con il lavoro ci si è accorti che, il modello sopra esposto, per alcune simulazioni, in particolare quelle che come obiettivo si ponevano di verificare l'influenza delle diramazioni laterali della strip, risultasse troppo semplificato. Infatti la vicinanza ai limiti del dominio della strip modifica la forma del campo generato. Oltre a ciò il collegamento dei terminali così realizzato non ricreava il percorso realmente seguito dalla corrente perché di fatto il collegamento della strip verso l'esterno del package è effettuato tramite bonding wire collegati alle estremità delle diramazioni della strip.

Per ottenere un modello più realistico si è optato allora per collegare i terminali sulla superficie curva di un dominio cilindrico di altezza 3.6 mm e diametro pari alla larghezza della strip complessiva delle diramazioni (W_b). (Figura 2.4.2).

Il sensore la cui presenza non risulta fondamentale ai fini della simulazione è stato comunque introdotto per facilitare le rilevazioni di incidenza del campo sulla sua superficie.

Per effettuare le prove di debiasing esposte al paragrafo 3.8 si è dovuto adottare un dominio semplificato, che non contenesse la strip e di dimensioni ridotte, a causa della complessità computazionale che queste simulazioni hanno richiesto. Si è quindi scelto di utilizzare un dominio di forma cilindrica di raggio 250 μm e altezza 500 μm .

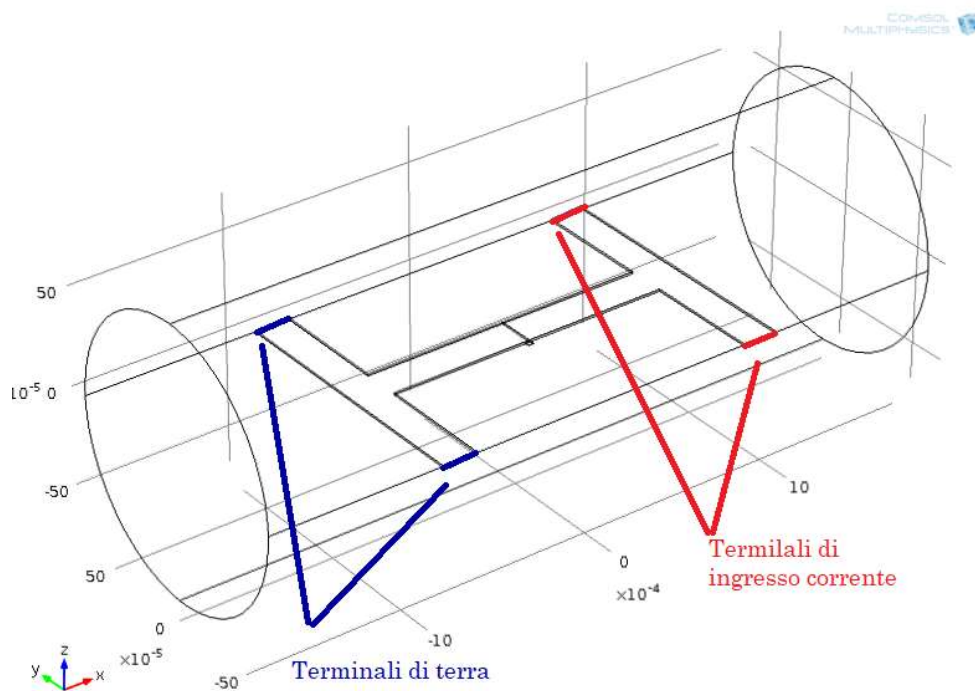


Figura 2.4.2 Dominio cilindrico

2.5 Materiali

Ai fini delle nostre simulazioni le uniche proprietà dei materiali che risulta necessario conoscere sono permeabilità magnetica, permittività elettrica e conducibilità elettrica.

La documentazione STM fornisce solo parametri riguardanti la conducibilità dei metalli e la costante dielettrica degli strati isolanti, i restanti sono stati ricavati da altre fonti.

Il dominio esterno è stato considerato costituito da un dielettrico omogeneo, anche se all'interno del chip è presente una divisione in layer, questo perché la permeabilità relativa, che risulta essere l'unico parametro significativo ai fini della propagazione del c.m., risulta invariante e sempre uguale ad uno.

Materiale	Domini	σ [S/m]	μ_r	ϵ_r
Cu-RDL	Strip	5.882e7	1	1
Dielettrico	Dominio esterno	1e-17	1	4.3
Silicio	Sensore	1e-12	1	11.7

Tabella 2.5.1

2.6 Validazione del modello attraverso Biot-Savart

Per verificare che il nostro modello fosse funzionale, abbiamo cercato conferma attraverso la legge di Biot-Savart (eq. 2.6.1) che descrive l'andamento del campo induzione magnetica generato da un filo rettilineo infinito e di spessore infinitesimo attraversato da una corrente I .

$$B = \frac{\mu_0 I}{2\pi r}$$

Equazione 2.6.1

Abbiamo quindi creato in un dominio cilindrico un filo di spessore (10 mm) molto minore rispetto al raggio del dominio (1.5 m) e applicato una corrente di un Amperè.

Come si può notare dal grafico l'andamento del campo magnetico assume molto in fretta l'andamento previsto di $1/r$ dove r è la distanza dal filo.

In particolare, analizzando i dati numericamente, si è notato che ne segue perfettamente l'andamento a partire da una distanza di circa 10-20 volte il diametro del conduttore. Il fatto che a distanze minori si incorra in piccoli errori non ci sorprende, dato che il nostro conduttore non risulta di spessore infinitesimo e oltretutto non è stato generato dal programma di forma perfettamente cilindrica a causa della grande differenza che intercorre tra le dimensioni dei domini.

Il risultato della prova ha confermato comunque con ottima approssimazione la validità del nostro modello.

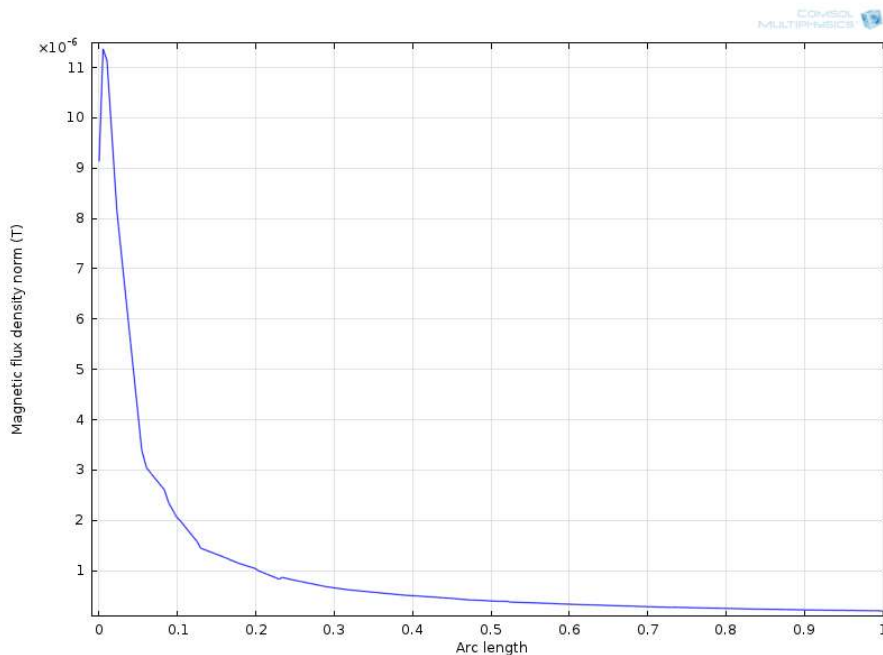


Figura 2.6.1 Campo magnetico generato da un conduttore di raggio 10 mm

3 Simulazioni e risultati

3.1 Introduzione

In questo capitolo saranno presentati e valutati i risultati ottenuti dalle simulazioni svolte. Tutte le analisi svolte sono di tipo statico, gli effetti in frequenza esulano infatti dallo scopo di questo elaborato il cui obiettivo principale è ricercare il legame tra la corrente e il campo magnetico incidente sul sensore e, in generale, sulla superficie attiva del dispositivo in regime stazionario. Questa relazione risulta infatti dipendente solo dalla geometria se nello spazio di propagazione del campo non sono presenti materiali dalle proprietà ferromagnetiche. L'attenzione sarà rivolta in particolare alla componente verticale che risulta essere quella utile al fine della trasduzione Hall.

Tutte le prove ad esclusione di quelle che studiano il comportamento al variare della corrente sono state condotte con correnti di intensità pari ad 1 Ampere in modo da facilitare il calcolo del fattore di trasduzione corrente campo (ricordiamo equazione 1.2.2) e le altre grandezze derivate. In particolare sotto questa condizione il campo medio verticale sulla superficie del sensore coincide numericamente con il fattore di trasduzione G_{IB} .

I risultati ottenuti utilizzando le due diverse modalità di collegamento dei terminali, presentate in paragrafo 2.4, sono sostanzialmente identici con scarti percentuali largamente inferiori al 1%, una variazione che non risulta significativa dato che stiamo adottando un modello semplificato.

Nelle simulazioni si è proceduto per passi partendo da una strip rettilinea per arrivare infine alla geometria corretta in modo da aumentare gradualmente la complessità e di avere un riscontro sull'influenza delle diramazioni che collegano la strip alla zona di bonding.

Per ricavare le grandezze del campo sulla superficie del sensore sono stati utilizzati gli strumenti di post-processing messi a disposizione da Comsol, in particolare si sono ricavati il flusso del campo magnetico, il valore medio di B_z , B_y e B_x , e la media del modulo.

In figura 3.1.1 è evidenziata la superficie attiva del dispositivo cioè quella limite tra il dielettrico e il silicio dove è realizzato il sensore, poiché assume grande importanza nelle valutazioni fatte la chiameremo piano di analisi. Essa si trova come già visto ad una distanza d_{vert} dalla strip di $5,2 \mu\text{m}$, quindi ad un valore della coordinata Z di $-10,2 \mu\text{m}$. In figura è anche evidenziata la superficie del sensore che si trova ovviamente alla stessa coordinata Z . Si può anche apprezzare l'origine del sistema di riferimento.

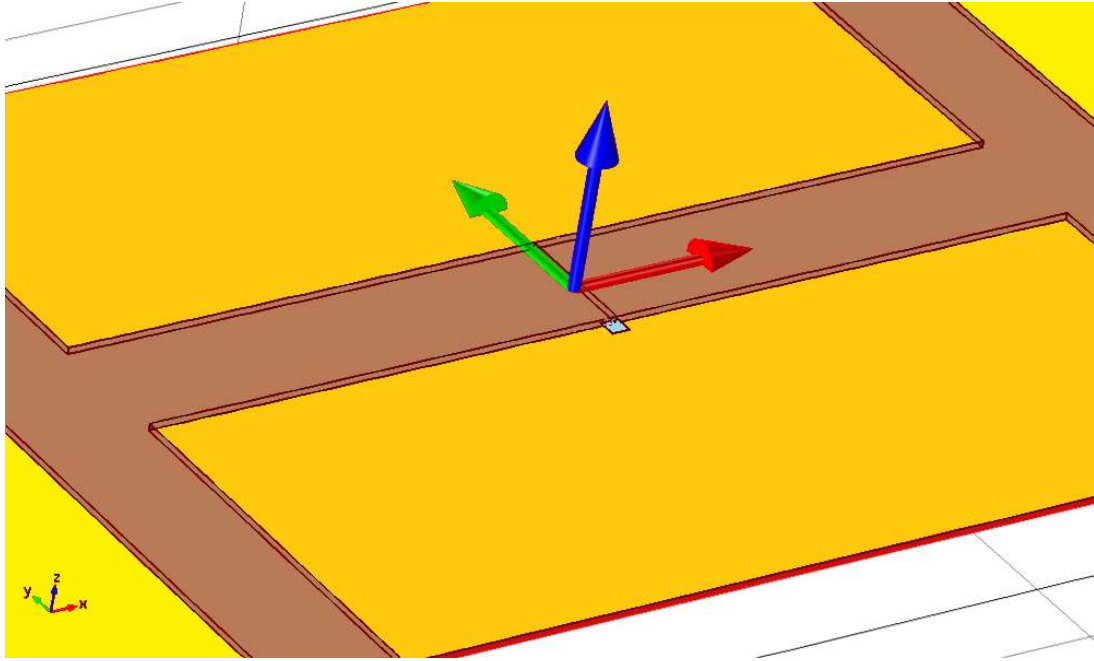


Figura 3.1.1 Piano della superficie attiva del dispositivo in $Z = -10.2\mu\text{m}$.
In evidenza l'origine del sistema cartesiano.

3.2 Analisi qualitativa del campo magnetico

In questo paragrafo saranno effettuate considerazioni di tipo qualitativo sulla forma del campo magnetico e del suo andamento sulla superficie attiva del circuito integrato.

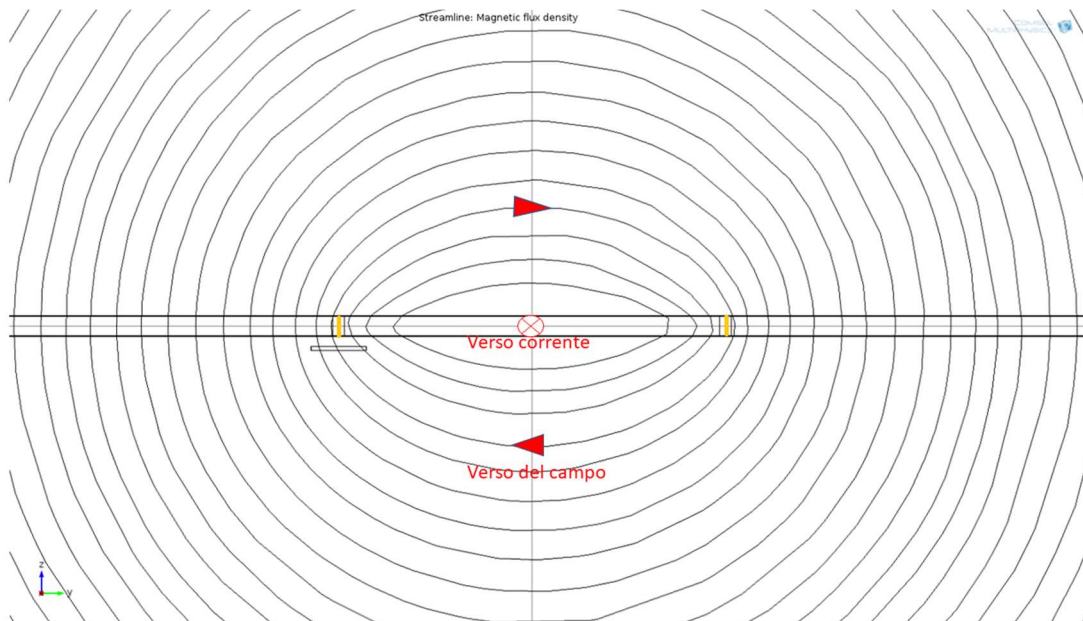


Figura 3.2.1 Linee di campo magnetico sul piano YZ in $X=0$.

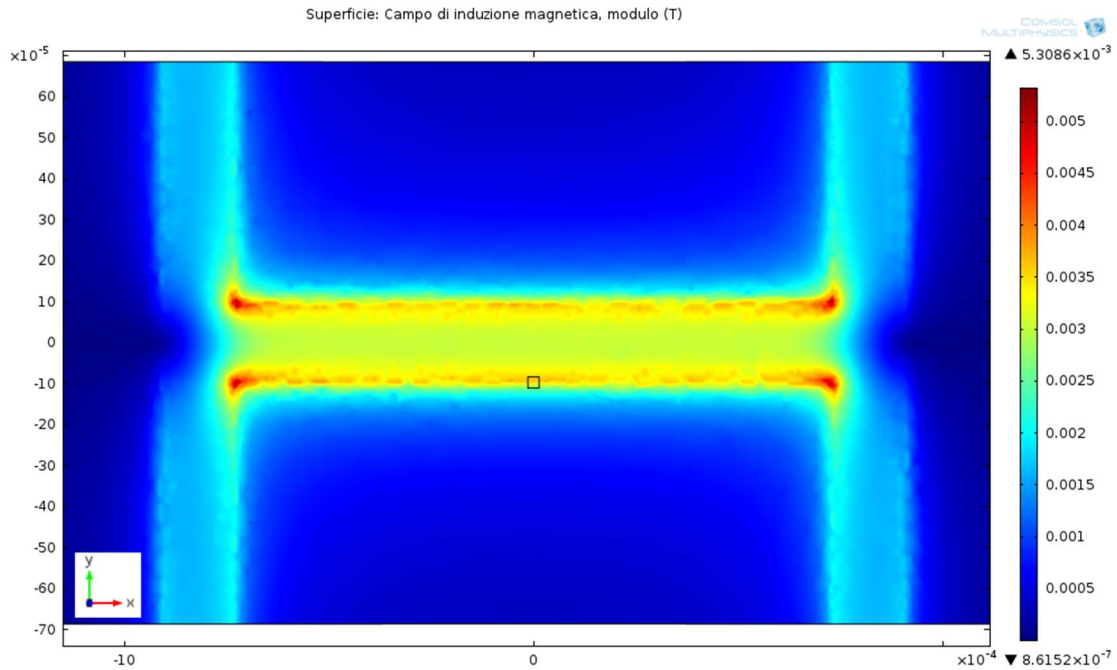


Figura 3.2.2 Modulo del campo magnetico sulla superficie attiva del dispositivo.

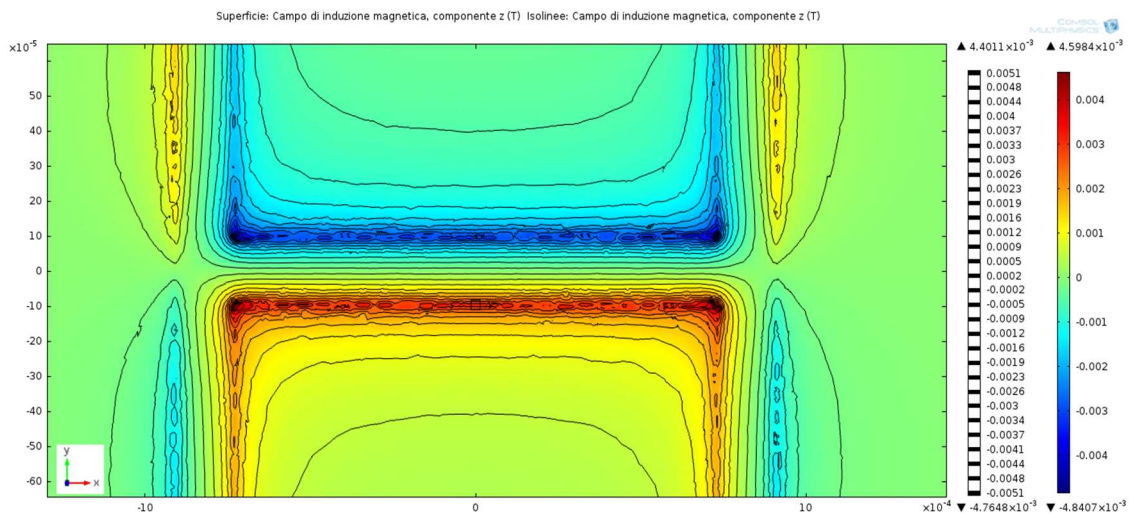


Figura 3.2.3 Componente B_z sulla superficie attiva del dispositivo.

Nelle figure 3.2.2 e 3.2.3 sono mostrati rispettivamente il modulo del campo magnetico e il valore della componente Z del campo magnetico sul piano di analisi, essi sono mostrati anche nel grafico di figura 3.2.4 che ne esibisce la variazione in direzione Y decrescenti a partire dal punto di coordinate $(X,Y)=(0,0)$. Si può osservare che sia $|B|$ che B_z presentano i loro valori massimi in prossimità dei limiti della strip centrale, in particolare nei punti dove questa si dirama formando angoli retti. Il modulo del c.m. presenta simmetria rispetto ad entrambi gli assi X e Y mentre la componente Z risulta simmetrica rispetto all'asse X ed antisimmetrica rispetto all'asse Y.

Nell' area sottostante il conduttore il modulo del c.m. rimane quasi costante: esso infatti tra il suo punto di massimo e la coordinata $X=0$ $Y=0$ subisce solo una piccola deflessione tornando a crescere per Y maggiori di zero.

La componente verticale invece in questa zona, come è lecito aspettarsi, subisce una rapida inversione dal massimo positivo al massimo negativo.

Oltrepassati i margini dati dalla proiezione del conduttore sul piano in esame entrambi subiscono un forte decremento che, come è possibile osservare dal grafico di fig. 3.2.4, assume relativamente in fretta l'andamento di $1/d$ dove d è la distanza del punto in esame dal conduttore.

Inoltre al crescere della distanza, B_z incrementa il suo contributo al modulo tanto che le due curve arrivano a coincidere. Questo fatto si può spiegare nel seguente modo: il piano di analisi risulta parallelo alla superficie maggiore della strip e se ne trova distanziato verticalmente 5 micron, quindi a valori di Y sufficientemente grandi risulta trascurabile la traslazione verticale e si può ragionare come se il piano fosse posto ad una altezza nulla, sempre ad Y sufficientemente grandi le linee di campo risultano circolari perciò perpendicolari al piano.

Dal grafico di figura 3.2.4 si nota anche che il massimo della componente verticale si ha proprio in corrispondenza del limite della strip cioè a metà della lunghezza del sensore ($Y=96.6$). Ciò è dato dal comportamento delle linee di campo, che risultano a maggiore intensità a Y di poco inferiori al limite della strip e decrescono di intensità sia per Y crescenti che decrescenti. Queste però assumono una componente verticale crescente a valori di Y maggiori. La media di questi due fattori porta all'effetto osservato.

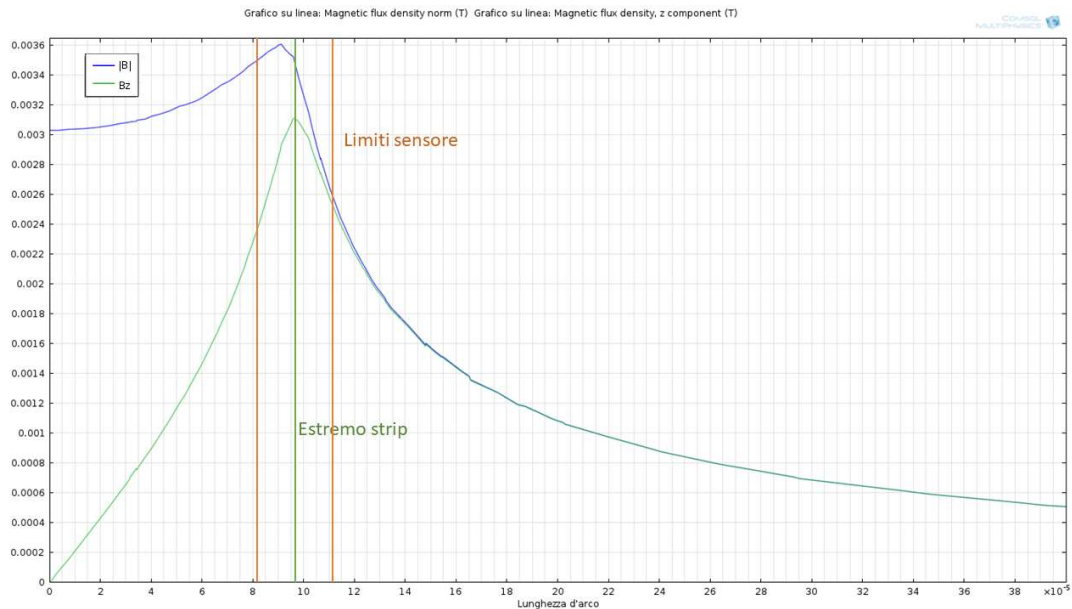


Figura 3.2.4 Modulo e componente Z del c.m. in direzione Y negativa in $X=0$ ad una coordinata Z corrispondente al piano di analisi.

3.3 Il campo magnetico sul sensore e il fattore G_{IB}

In questo paragrafo si analizzerà nel dettaglio il c.m. incidente sul sensore valutandone entità e direzione, si arriverà infine a ricavare il fattore di trasduzione magnetico.

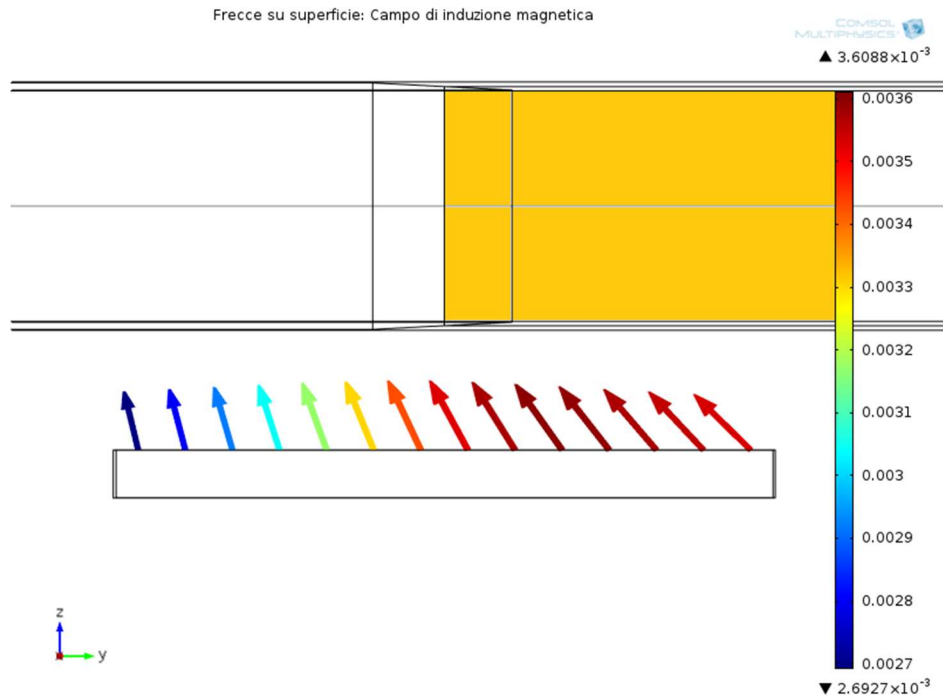


Figura 3.3.1 Vettori del c.m. sulla superficie del sensore, plot sul piano YZ in $X=0$.

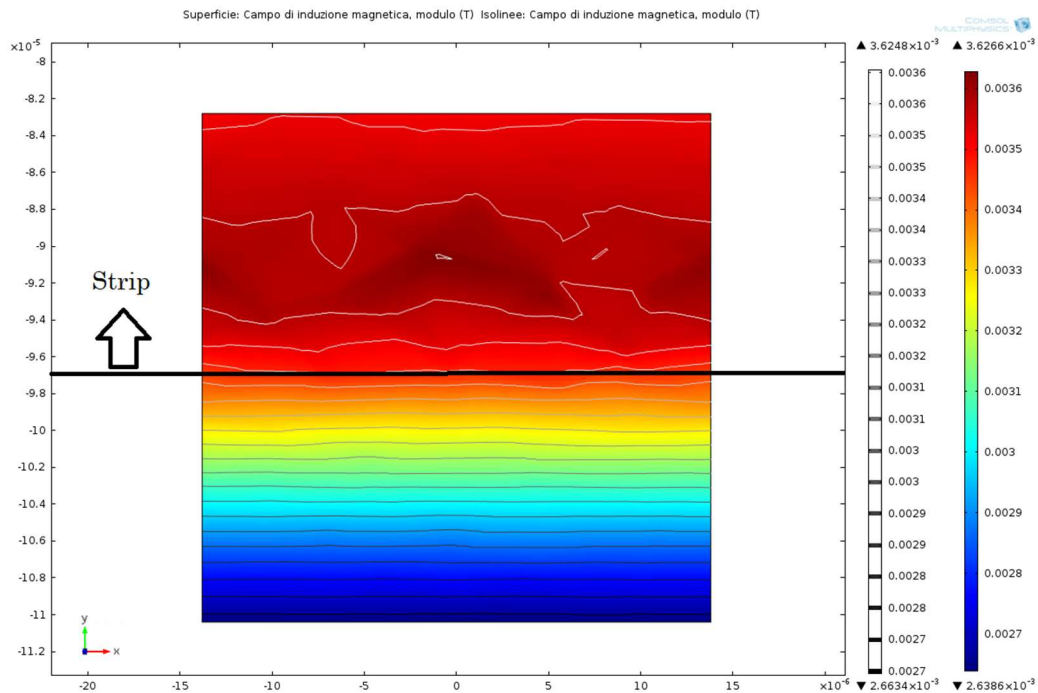


Figura 3.3.2 Modulo del campo magnetico sulla superficie del sensore.

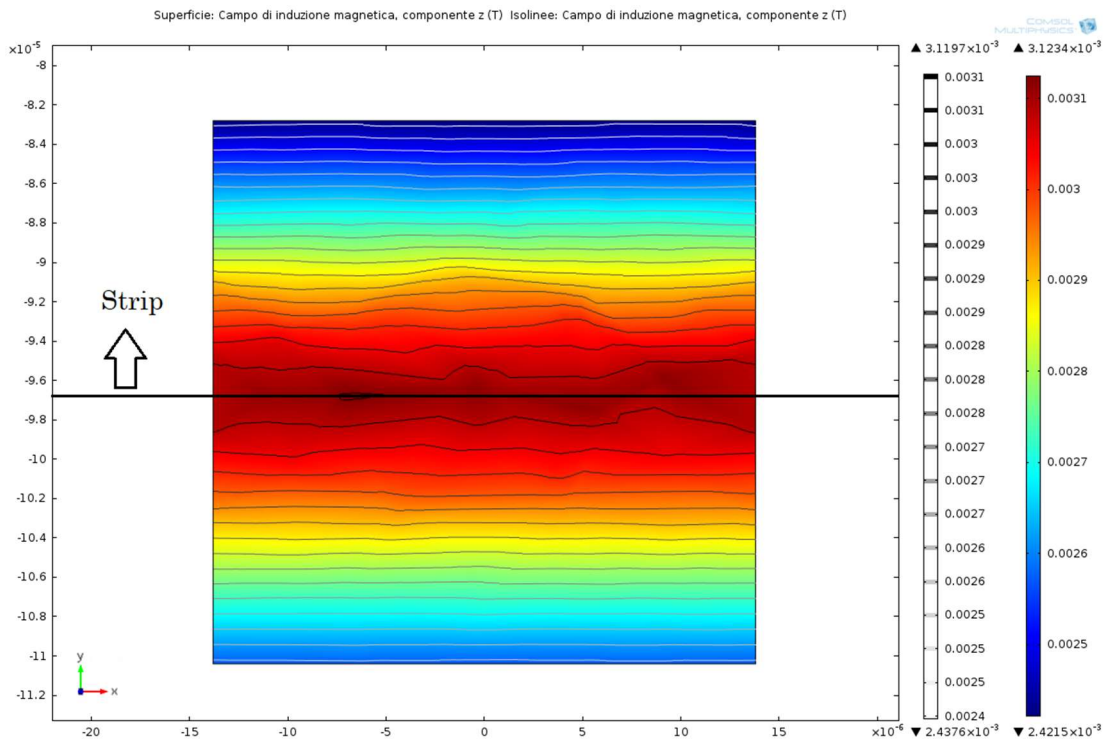


Figura 3.3.3 Componente Z del campo magnetico sulla superficie del sensore.

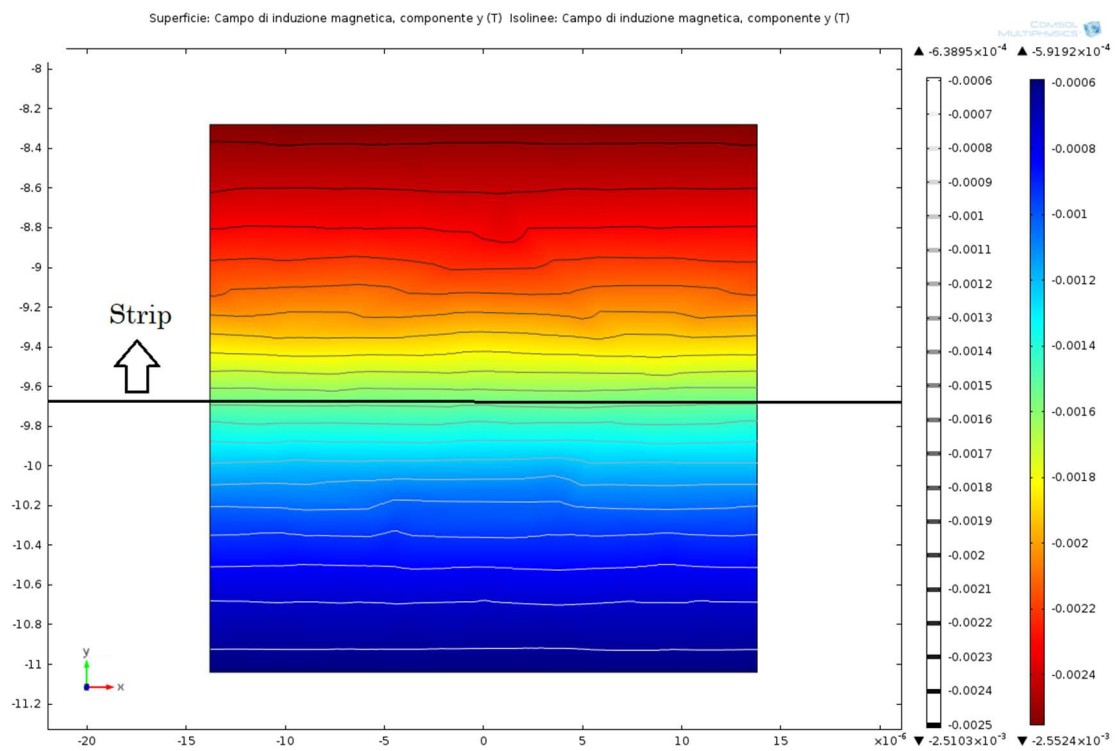


Figura 3.3.4 Componente Y del campo magnetico sulla superficie del sensore.

Dall'analisi di insieme dei plot si può notare che, in accordo con quanto visto in precedenza, il campo incidente sul sensore gode di simmetria e continuità rispetto all'asse X, mentre presenta una notevole variabilità in direzione Y.

Il campo magnetico presenta la massima intensità (3.63 mT) in coordinata Y compresa tra -88 μm e -92 μm , poco oltre la proiezione del limite della strip sulla well, ed un minimo nella zona più lontana dal conduttore di 2.64 mT presentando quindi una variazione di 0.99 mT pari al 27.5%.

La componente Z del campo presenta invece il suo massimo in $Y=-96.6 \mu\text{m}$, a metà del sensore in corrispondenza dello spigolo della strip, diminuisce la sua entità sia per Y crescenti che decrescenti, mostrando però una maggiore variazione in direzione del conduttore.

Il suo valore varia da un massimo di 3.12 mT ad un minimo di 2.42 mT con una escursione di 0.7 mT, variazione percentuale dello 22.4%, risultando quindi distribuita in modo discretamente omogeneo sulla superficie del sensore.

Il fatto che B_z presenti un massimo in corrispondenza del piano di simmetria in Y della well può portare ad un maggiore guadagno del sensore Hall se la polarizzazione in corrente avviene in direzione X e ad un guadagno minore se avviene in direzione Y. Questo in funzione del fatto che i contatti di polarizzazione non si estendono per l'intera dimensione laterale del sensore e quindi la corrente non risulta localmente uniformemente distribuita. Nel caso di polarizzazione lungo l'asse X quindi la corrente attraversa con densità media maggiore la zona a campo verticale più intenso rispetto ad una polarizzazione in direzione Y.

Per valutare l'effetto che, questa distribuzione non uniforme della componente Z sulla superficie del sensore, esercita sulla trasduzione Hall bisogna ricorrere a simulazioni accurate. L'effetto sembra comunque di minima entità principalmente per tre motivazioni: la differenza di intensità di B_z non è così marcata, la corrente tende a distribuirsi uniformemente in un lasso spaziale relativamente breve, e in caso di polarizzazione X lo stesso effetto Hall tenderà a forzare la corrente in direzione Y, quindi in una zona a minor campo verticale.

L'intensità della componente Y del campo, come si può notare da fig 3.3.1 e fig. 3.3.4, risulta crescente in direzione Y, ossia verso il centro del sistema, punto nel quale il campo è orientato solamente in questa direzione. Esso transita da un massimo di 2.55 mT ad un minimo 0.59 mT da un lato all'altro del sensore, presentando un fattore di riduzione maggiore di 4.

L'entità della componente Y risulta tutt'altro che trascurabile, tanto che nel lato del sensore dove risulta maggiore presenta un valore simile alla componente verticale B_z .

Si nota infatti dalla fig. 3.3.4 come i vettori del c.m. in questa zona presentano infatti una angolazione di circa 45° rispetto alla superficie del sensore.

Una componente Y di questa entità risulta indesiderata e provoca alcuni effetti sul sensore Hall tutti dovuti alla forza di Lorentz.

In primis quando il sensore è polarizzato in direzione X la componente B_Y dà origine ad un effetto Hall di tipo verticale deviando quindi la corrente in direzione Z.

Un altro effetto è dovuto alla componente verticale della corrente di bias, essa infatti tende in realtà a diffondere anche verticalmente in virtù del fatto che i contatti di polarizzazione sono posizionati superficialmente (come visto nel paragrafo 1.1)..

La presenza di una componente verticale della corrente combinata con una componente del c.m. in direzione Y non nulla dà origine a due diversi effetti in base alla direzione della corrente di polarizzazione:

- Se il sensore è polarizzato in direzione X la forza di Lorentz risultante agisce nel verso di polarizzazione con conseguente possibile modifica della resistività del sensore.
- Se il sensore è polarizzato Y la forza di Lorentz risultante tende a dare un contributo alla tensione di Hall misurata, che sarà costruttivo o distruttivo in base al verso dei vettori.

Entrambi gli effetti risultano avere tuttavia verso opposto nelle vicinanze dei due diversi contatti, dato che la corrente si dirige verso il basso in un caso e verso l'alto nell'altro.

L'effetto del campo laterale sul sensore Hall in base ai risultati ottenuti da questo studio è stato oggetto di simulazioni effettuate dal gruppo di ricerca con il quale ho lavorato. È risultato che la sua presenza non ne modifica significativamente il guadagno G_H . Di questi risultati non verrà effettuato un approfondimento perché lo studio numerico del sensore Hall esula dagli scopi dell'elaborato.

Lo studio della componente X del campo viene volutamente tralasciata perché sulla superficie del sensore questa presenta una magnitudo inferiore di oltre cento volte alla componente verticale e risulta perciò trascurabile.

Questo fenomeno è dato dal fatto che in prossimità del sensore non è presente alcuna sorgente che produce campo magnetico in direzione X. Infatti le uniche fonti di componenti B_X significative presenti all'interno del c.i. sono i prolungamenti che presenta la strip verso la zona di bonding perché in essi la corrente scorre in direzione Y. Come accade però per la componente Y prodotta dal segmento centrale del conduttore, essa risulta significativa solo nelle immediate vicinanze della loro proiezione verticale.

In aggiunta essendo il sensore posto in un punto di simmetria del sistema rispetto all'asse X la media di B_X sulla sua superficie tende a zero.

Verranno ora valutate le grandezze di interesse mediate all'interno della superficie del sensore mostrate in tabella 3.3.1.

I risultati indicano che la componente predominante è quella verticale, risultato ottimale in quanto è proprio quella utile alla trasduzione Hall.

Si nota inoltre che anche la componente Y risulta rilevante non solo localmente ma su tutta la superficie del sensore.

La componente X media come preannunciato è inferiore di diversi ordini di grandezza rispetto alle altre due.

Media B_z [T]	Media B_y [T]	Media B_x [T]	Media modulo B [T]
2.85E-03	-1.57E-03	-2.03E-07	3.31E-03

Tabella 3.3.1

Ricordando l'equazione 1.2.2 dalla componente media di B_z calcolata per la corrente di un Ampere si ricava facilmente la grandezza di interesse nonché principale obiettivo dello studio, cioè il fattore di trasduzione G_{IB} . La media di B_z calcolata sulla superficie del sensore, essendone la componente perpendicolare del campo magnetico corrisponde al flusso magnetico calcolato sulla stessa superficie, normalizzato all'area. Essendo poi B_z misurata per la corrente di un ampere risulta numericamente identico al fattore di trasduzione. Questo ragionamento si applica sotto l'ipotesi, verificata nel paragrafo successivo, che B_z cambi linearmente con la corrente.

Il valore rilevato di G_{IB} è dunque di 2.85 mT/A.

Questo valore risulta ragionevolmente in accordo con quello stimato per via di misurazioni indirette dal gruppo di ricerca, che risulta essere di 2.3 mT/A. Non essendo questa una misura diretta della grandezza per un miglior confronto si dovranno identificare metodi di misura più accurati.

Dall'insieme dei risultati ottenuti fino ad ora si può dedurre che il sensore si trova in una posizione ottimale in quanto quella a maggiore incidenza di campo magnetico verticale. Grazie all'invarianza rispetto all'asse X che presenta il c.m. in quest'area è possibile inoltre replicare lateralmente il sensore senza variazioni significative del campo incidente. Oltretutto è presente nelle vicinanze una vasta area a campo magnetico fortemente ridotto dove poter realizzare l'elettronica necessaria al sensing.

L'unica zona del sensore che presenta una maggiore componente verticale risulta essere, come già visto, quella in corrispondenza delle diramazioni della strip e verrà analizzata con maggior enfasi nei paragrafi successivi.

Dai risultati ottenuti fino a questo punto si può dedurre anche che una variazione delle dimensioni del sensore porta ad una variazione del campo incidente e quindi del valore di G_{IB} . Se infatti si diminuisce la superficie del sensore lasciando invariata la sua forma e mantenendo il suo baricentro allineato con il bordo del conduttore, il fattore di trasduzione potrebbe aumentare in valore, al contrario invece aumentando le dimensioni del sensore G_{IB} subisce una diminuzione in quanto andrebbe a coprire aree nel quale il campo magnetico verticale risulta minore.

Se risultasse necessario aumentare notevolmente le dimensioni del sensore si potrebbe prendere in considerazione l'ipotesi di decentrare la sua posizione allontanando il baricentro rispetto alla proiezione dello spigolo della strip, questo perché il c.m. verticale decresce più rapidamente in direzione del centro del conduttore che non viceversa.

3.4 L'influenza della corrente di misura

La distribuzione della corrente all'interno della strip gioca un ruolo fondamentale nella creazione del campo magnetico. Come suggerisce la legge di Biot-Savart (eq. 1.2.1) essa infatti ne influenza sia forma che modulo, in base alla sua intensità e direzione.

La corrente nella zona della strip dove si va ad effettuare la misurazione risulta uniformemente distribuita in direzione X assumendo una densità di $518 \mu A/\mu m^2$ per ogni Ampere che attraversa il conduttore.

Nelle zone di raccordo tra strip centrale e i suoi prolungamenti la densità di corrente si concentra in prossimità degli spigoli, come si nota da figura 3.4.2, raggiungendo valori di densità superiori al milliampere su micrometro quadro per ogni ampere introdotto. Questo è dovuto al fatto che le cariche tendono a muoversi sul percorso più breve, quindi quello a minore resistività totale, come visualizzabile dalle linee di flusso del campo J in fig. 3.4.1.

Una volta diramata nei prolungamenti presenti alle estremità della strip la densità di corrente ridistribuisce uniformemente assumendo una densità di $278 \mu A/\mu m^2$ in direzione Y.

Ricordiamo che una maggiore densità corrisponde ad un campo magnetico più forte ecco quindi una prima spiegazione del fatto che in corrispondenza delle diramazioni del conduttore si presenta un c.m. più intenso.

La densità di corrente nel tratto centrale della strip in presenza della corrente massima di 7 A raggiunge un valore di $3.63 mA/\mu m^2$ non lontano dal limite imposto dal costruttore per evitare fenomeni di elettromigrazione, che per la tecnologia Cu-RDL risulta di $4 mA/\mu m^2$.

Nei punti dove la densità di corrente è maggiore si raggiungono valori di oltre $7 mA/\mu m^2$.

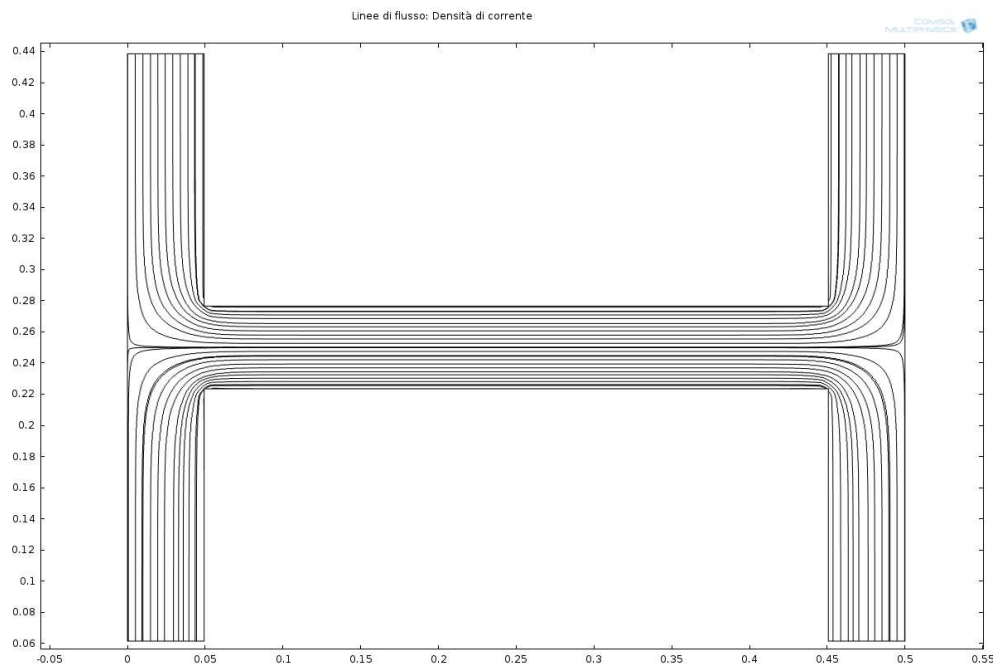


Figura 3.4.1 Linee di flusso di J all'interno della strip.

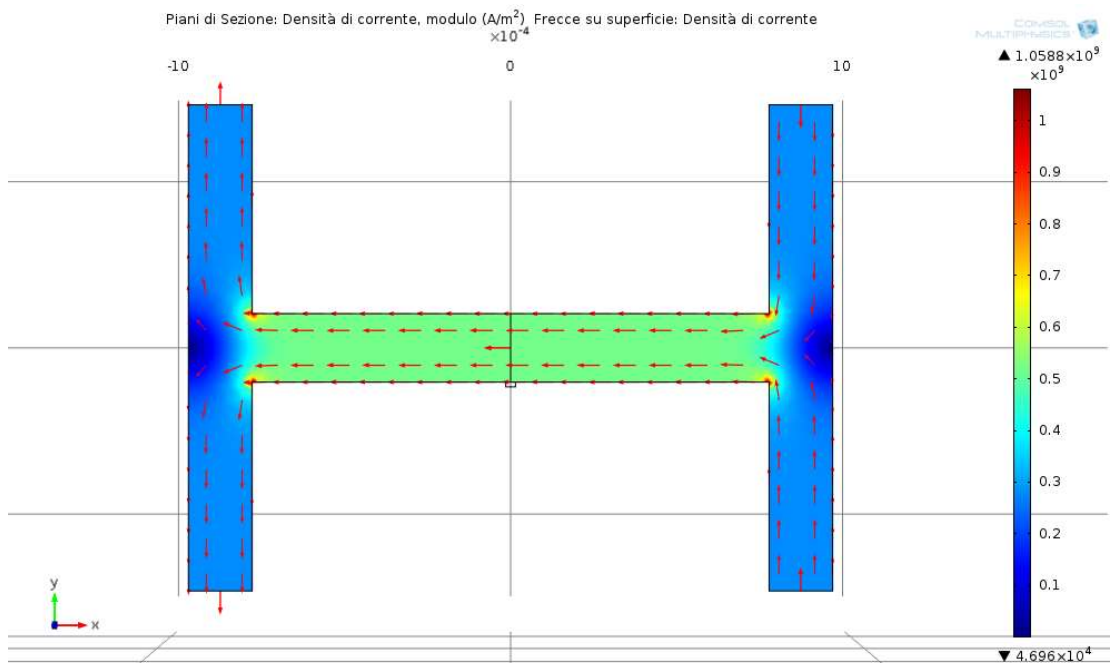


Figura 3.4.2 Densità di corrente all'interno della strip.

Analizzando la variazione del campo al variare del valore della corrente di misura si nota, come è possibile verificare attraverso la tabella 3.4.1 ed il grafico di figura 3.4.3 che la sua variazione risulta del tutto lineare. Questo risultato conferma la legge integrale di Biot-Savart, infatti non essendoci una variazione della direzione di \mathbf{J} ma solo del suo modulo all'aumentare della corrente, anche il campo cresce in modulo con lo stesso fattore e mantiene invariata la sua direzione.

Di conseguenza il fattore G_{IB} risulta costante al variare della corrente. Altro fattore che risulta necessario affinché sia rispettata questa linearità è che il mezzo che intercorre tra fonte del campo e il punto di osservazione non presenti proprietà di tipo ferromagnetiche come nel sistema in esame.

I[A]	Media Bz [T]	Media By [T]	Media Bx [T]	Media modulo B [T]
0.50	1.42E-03	-7.86E-04	-1.95E-07	1.65E-03
1.00	2.84E-03	-1.57E-03	-3.90E-07	3.30E-03
2.00	5.68E-03	-3.14E-03	-7.79E-07	6.61E-03
5.00	1.42E-02	-7.86E-03	-1.95E-06	1.65E-02
7.00	1.99E-02	-1.10E-02	-2.73E-06	2.31E-02

Tabella 3.4.1

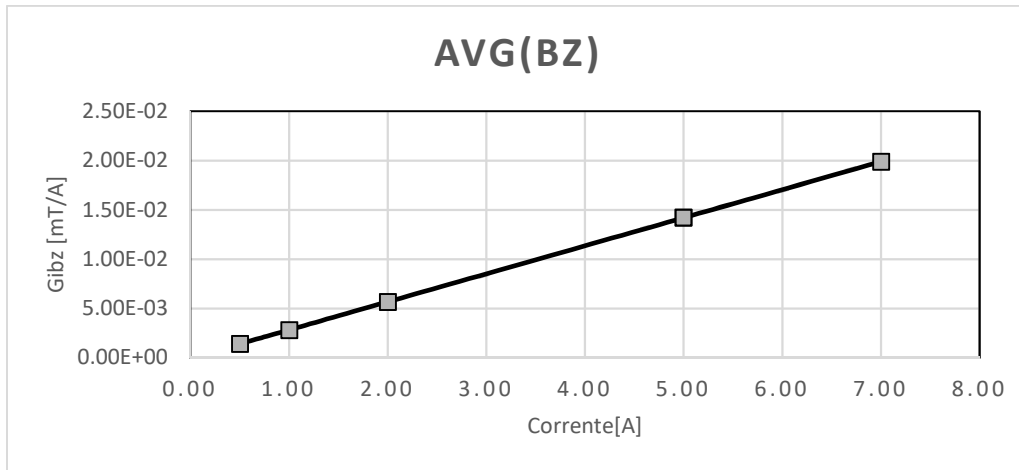


Figura 3.4.3 Media Bz in funzione della corrente.

Dalle simulazioni è risultato che applicando una corrente di 1 A , ai capi della strip si forma una caduta di potenziale pari a 19.5 mV. Questo ci indica attraverso la legge di Ohm che la resistenza equivalente del conduttore è di 19.5 mΩ. Valore che risulta in linea con le misure effettuate sul chip, che forniscono una resistività totale di 80mΩ comprensiva di bonding wire e pin.

3.5 Variazioni del parametro W

In questo paragrafo esamineremo gli effetti della variazione della larghezza (W) del tratto centrale della strip sul campo magnetico mantenendo la corrente costante ad 1 A ed il sensore sempre centrato sotto il bordo del conduttore.

Mantenendo la corrente costante e variando la sezione del conduttore si ha come effetto secondario un aumento della densità di corrente all'interno di esso.

W risulta l'unico parametro modificabile per variare la densità di corrente, questo perché lo spessore della strip (T) è fissato dalla tecnologia scelta e le uniche misure sulle quali si può agire sono quindi quelle planari.

Nel sensore in analisi una diminuzione della larghezza della strip è realizzabile solo a discapito della corrente massima misurabile perché, come visto nel paragrafo precedente, la densità di corrente in corrispondenza del valore massimo in ingresso risulta prossima ai limiti imposti.

Al contrario un aumento di tale grandezza consentirebbe la misurazione di correnti maggiori.

W è stata fatta variare da un minimo di 32.2 μm , un sesto della larghezza reale, fino ad un massimo di 257.6 μm con passi pari alla larghezza minima considerata. Le misure sono state decise quindi in modo del tutto arbitrario, ciò che ci interessa di questa prova non sono infatti i valori numerici in sé ma dedurre come si modifica il campo in base alla variazione della geometria del conduttore.

I valori esposti sono sempre le medie effettuate sulla superficie del sensore.

W_Shrink [μm]	Media B_z [T]	Media B_y [T]	Media modulo B [T]
32.2	6.09E-03	-7.75E-03	1.04E-02
64.4	5.13E-03	-4.39E-03	6.97E-03
96.6	4.25E-03	-3.04E-03	5.36E-03
128.8	3.63E-03	-2.32E-03	4.40E-03
161.0	3.18E-03	-1.87E-03	3.76E-03
193.2	2.84E-03	-1.57E-03	3.30E-03
225.4	2.57E-03	-1.36E-03	2.95E-03
257.6	2.35E-03	-1.19E-03	2.68E-03

Tabella 3.5.1 Effetti variazione W .

Dai valori di tabella 3.5.1 e dal grafico 3.5.1 possibile notare come ad una diminuzione della larghezza della strip corrisponda un incremento dell'intensità del campo magnetico incidente sul sensore, mentre un aumento di W comporta un decremento della stessa.

Entrambe le componenti Z ed Y aumentano in intensità se la larghezza risulta minore, la componente Y media presenta però un tasso di crescita maggiore rispetto alla componente Z .

In particolare quando W assume misure prossime allo spessore del conduttore raggiunge valori medi superiori a quelli del campo magnetico verticale.

Si possono quindi distinguere due effetti principali dovuti alla variazione di W che modificano il campo incidente sul sensore:

- Aumento dell'intensità del campo da attribuire principalmente alla maggiore densità di corrente presente all'interno della strip.
- Modifica della direzione del campo dovuta alla diversa geometria.

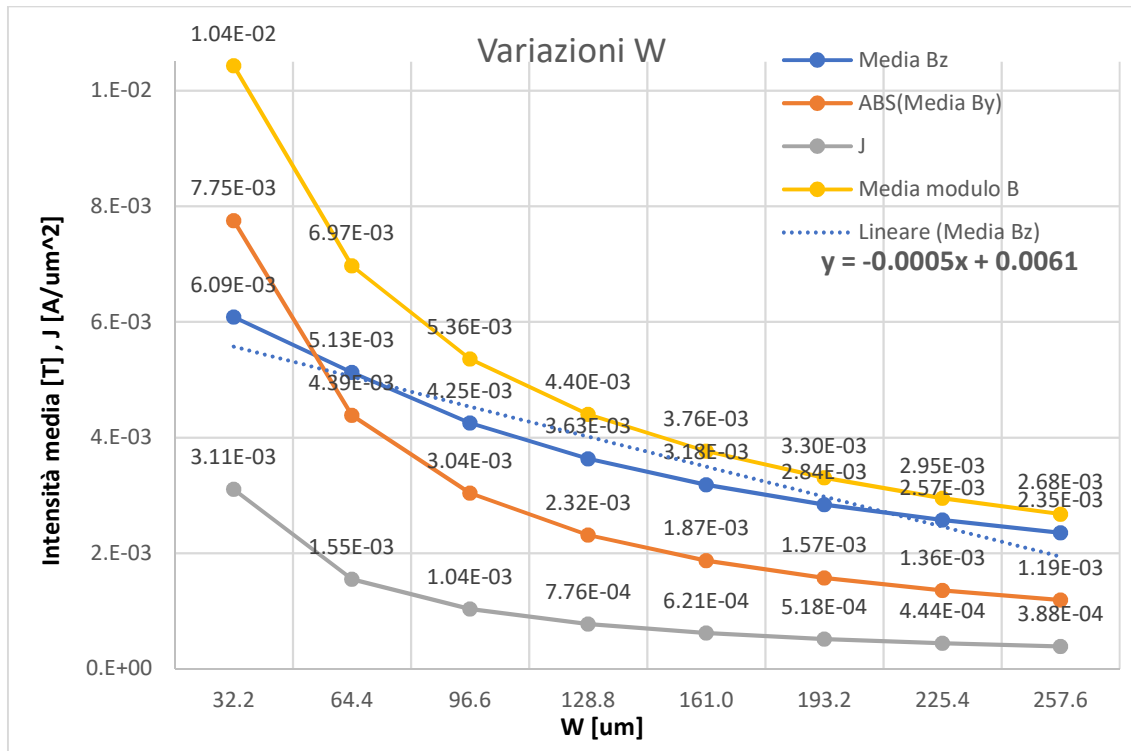


Figura 3.5.1 Intensità medie del c.m. al variare di W .

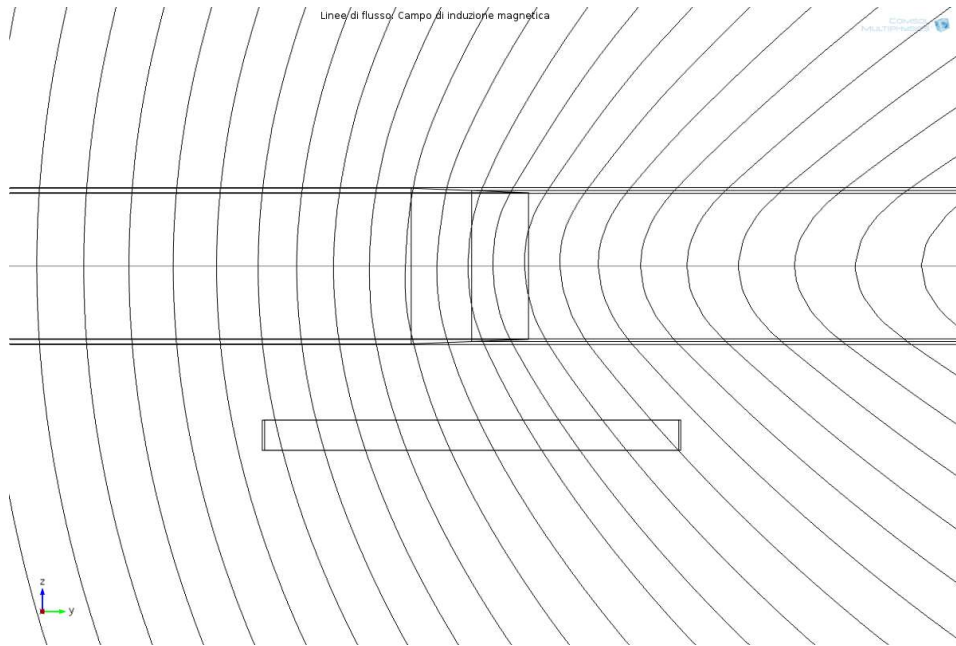


Figura 3.5.2 Linee di c.m. in $X=0$ sul piano XY per $W=257.6 \mu\text{m}$.

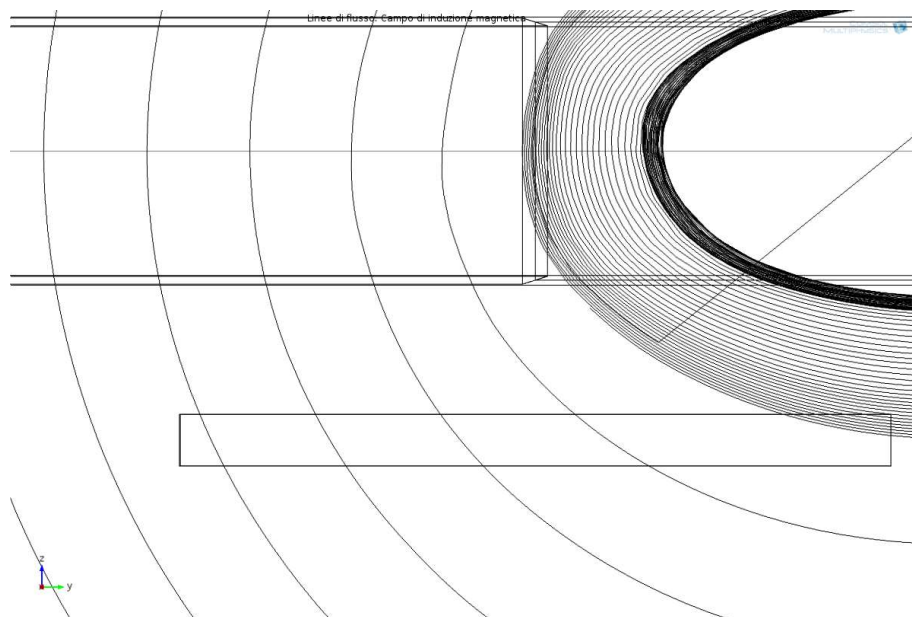


Figura 3.5.3 Linee di c.m. in $X=0$ sul piano XY per $W=32.2 \mu\text{m}$.

Dalle figure 3.5.2 e 3.5.3 è possibile osservare come il campo per W maggiori (in alto) incide sul sensore con una angolazione migliore ai fini dell'effetto Hall, per W minori (in basso) risulta invece in alcune zone quasi parallelo alla superficie.

Questo ci ha indotto a calcolare e a graficare le misurazioni precedenti normalizzate rispetto alla densità di corrente con lo scopo di valutare solo l'effetto della variazione geometrica, tralasciando l'effetto dovuto ad un maggiore valore di J .

Possiamo quindi osservare attraverso il grafico 3.5.4 che a parità di densità di corrente le geometrie a W maggiori presentano un migliore “rendimento”: difatti al crescere della dimensione laterale della strip aumenta sia l'intensità del campo che la componente Z normalizzate. Inoltre il campo tende ad essere sempre più verticale.

Questo ci induce ad affermare che un aumento del rapporto W/T del conduttore porta ad una migliore trasduzione.

Dai dati ricavati in questo paragrafo possiamo dedurre che:

- Con l'attuale configurazione del circuito integrato non risulta conveniente variare W : infatti non è possibile diminuire W a causa dei limiti tecnologici che si presentano in corrispondenza della corrente massima mentre aumentarla porta ad una diminuzione del fattore G_{IB} .
- Se fosse richiesta una applicazione a minor corrente risulterebbe conveniente diminuire W in modo da massimizzare la densità di corrente G_{IB} .
- In presenza di correnti minori si potrebbe anche prendere in considerazione di utilizzare una tecnologia diversa per il layer Metal-4, tale da presentare uno spessore minore in modo da poter aumentare il rapporto W/T con conseguente aumento del fattore di trasduzione.
- Risulta sempre conveniente dimensionare la strip in modo da massimizzare, per quanto possibile, la densità di corrente.

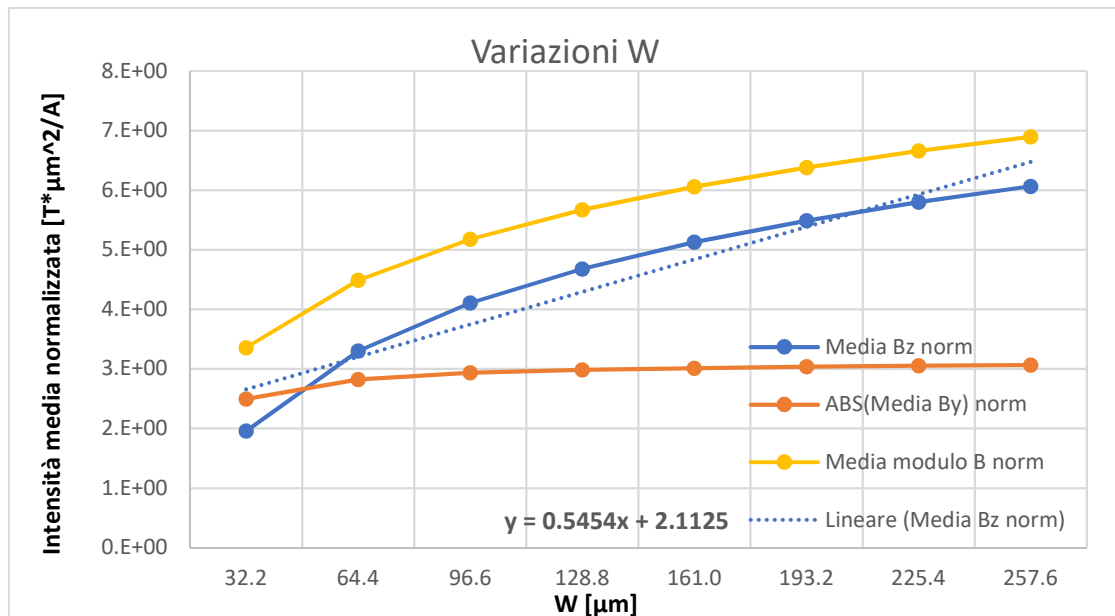


Figura 3.5.4 Intensità medie normalizzate alla densità di corrente al variare di W .

3.6 Influenza della forma ad H

In questo paragrafo verrà analizzato l'effetto prodotto sul campo magnetico in prossimità del sensore dalla presenza dei raccordi che conferiscono alla strip la caratteristica forma ad H. Verrà poi variata la lunghezza del segmento centrale in modo da allontanarli o avvicinarli al sensore.

Confrontando i risultati ottenuti effettuando una simulazione in presenza di una strip rettilinea lunga quanto il dominio ed il modello di riferimento, ci accorgiamo come la presenza dei raccordi non influenzi in modo significativo il campo nella zona di nostro interesse.

Si nota infatti solamente un modesto incremento, inferiore allo 0.35%, della componente media verticale. Tale risultato ci indica che, valutando il campo sul sensore, si potrebbe approssimare la geometria ad una strip rettilinea senza commettere gravi errori.

Modello	Media Bz [T]	Media By [T]	Media modulo B [T]
Strip rettilinea	2.84E-03	-1.57E-03	3.31E-03
Geometria reale	2.85E-03	-1.57E-03	3.31E-03

Tabella 3.6.1

Variando la lunghezza (L) del tratto centrale del conduttore si nota una variazione del campo magnetico verticale che diviene significativo solo a lunghezze inferiori ad un terzo di quella reale.

Questo incremento è da attribuirsi a due fenomeni diversi: l'aumento dell'effetto spira dovuto alle diramazioni laterali e l'avvicinarsi, al diminuire della lunghezza della strip, delle zone a maggior densità di corrente che si trovano in corrispondenza degli spigoli tra segmento centrale e rami laterali.

L_Shrink [µm]	Media Bz [T]	Media By [T]	Media Bx [T]	Media B [T]	Var. media Bz [T]
27600	2.84E-03	-1.57E-03	-3.53E-07	3.30E-03	-0.21%
14610	2.85E-03	-1.57E-03	-2.03E-07	3.31E-03	0.00%
9200	2.87E-03	-1.57E-03	-1.00E-06	3.32E-03	0.62%
4600	2.94E-03	-1.56E-03	-3.78E-07	3.38E-03	3.13%
2300	3.14E-03	-1.57E-03	-4.63E-07	3.56E-03	10.11%
1150	3.56E-03	-1.67E-03	-8.36E-07	3.99E-03	24.87%

Tabella 3.6.2 Effetti variazione L.

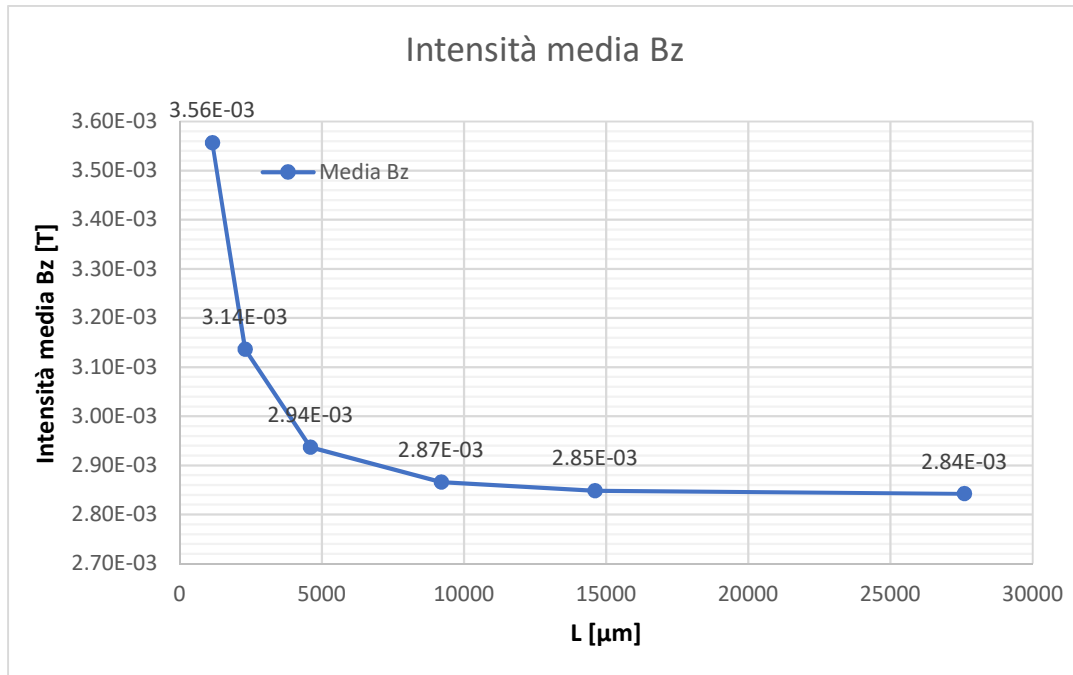


Figura 3.6.1 Media Bz al variare di L.

Possiamo quindi concludere che la presenza delle diramazioni laterali non comporta alcuna influenza negativa sulla generazione del campo. Non risulta problematico neanche diminuire la dimensione del conduttore, anzi potrebbe portare ad un incremento del fattore di trasduzione corrente-campo.

Bisogna però prestare attenzione al fatto che, con lunghezze particolarmente ridotte della strip, si perde la proprietà di continuità sull'asse X. Infatti in questa circostanza uno spostamento, anche ridotto, del sensore dalla zona di simmetria rispetto a tale asse comporta una variazione sia dell'intensità del campo incidente sia della sua direzione. Altro fattore da tenere in considerazione è il fatto che una diminuzione del parametro L potrebbe portare un aumento dell'autoinduttanza della strip, effetto tuttavia non valutato perché non obiettivo di questo studio.

3.7 Ricerca di un fattore di trasduzione maggiore

In questo capitolo sono brevemente esposti due tentativi per cercare di ricavare un fattore di traduzione maggiore. Si ricorda che queste risultano essere valutazioni di tipo qualitativo votate alla ricerca di una linea guida che consenta il raggiungimento di un maggiore fattore di trasduzione, per questo motivo non si presterà particolare attenzione ai valori numerici.

Il primo tentativo consiste nel posizionamento del sensore in prossimità delle diramazioni laterali della strip. Come già notato infatti in questa zona è presente una maggiore intensità di campo magnetico dovuta alla maggiore densità di corrente locale ed alla presenza del ramo laterale del conduttore.

In questo caso si ha un discreto aumento del valore del campo magnetico verticale medio che però risulta asimmetrico rispetto ad entrambi gli assi come visibile in figura 3.7.1, risulta quindi impossibile replicare la misura del sensore nelle sue immediate vicinanze, rendendo di fatto inattuabile la tecnica di cancellazione dell'offset dovuto alle deformazioni meccaniche esplicitata in capitolo 1.6.

Modello	Media Bz [T]	Media By [T]	Media Bx [T]	Media B [T]	Var. Bz
Reale	2.85E-03	-1.57E-03	-2.03E-07	3.31E-03	0.00%
Sensore in angolo	3.37E-03	-1.46E-03	-6.47E-04	3.80E-03	18.32%
Intaglio strip	4.64E-03	-2.77E-03	8.92E-07	5.61E-03	62.91%

Tabella 3.7.1

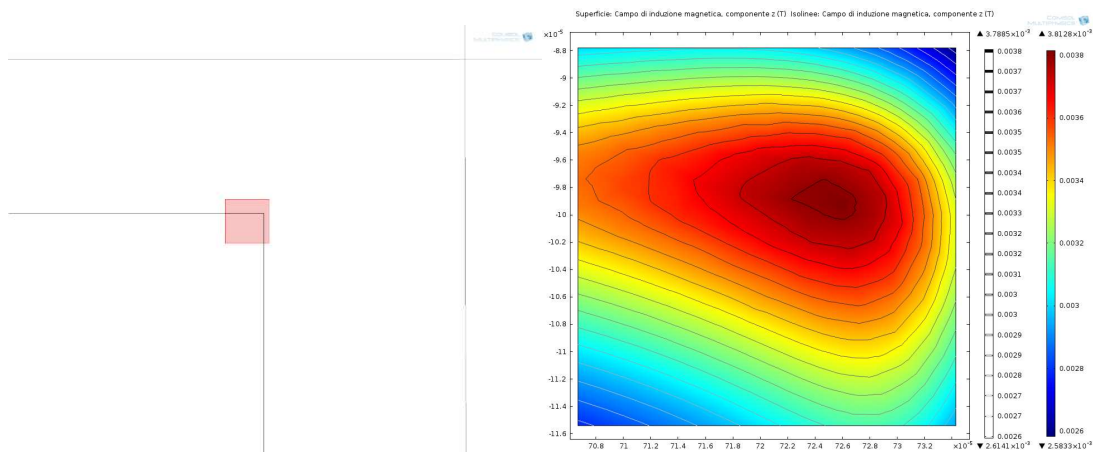


Figure 3.7.1 Posizionamento del sensore Bz media sulla superficie del sensore.

La seconda soluzione proposta consta nell'effettuare un intaglio di forma rettangolare nella strip all'altezza del sensore largo quanto il sensore e profondo il doppio.

Questo causa un importante incremento locale della densità di corrente e inoltre la corrente, aggirando l'intaglio, impartisce un contributo maggiore al campo. Da questo risulta che la componente media verticale del campo subisce un notevole aumento.

Questo aumento locale dell'intensità di corrente è di notevole entità e risulta pericoloso a causa del fenomeno dell'elettromigrazione.

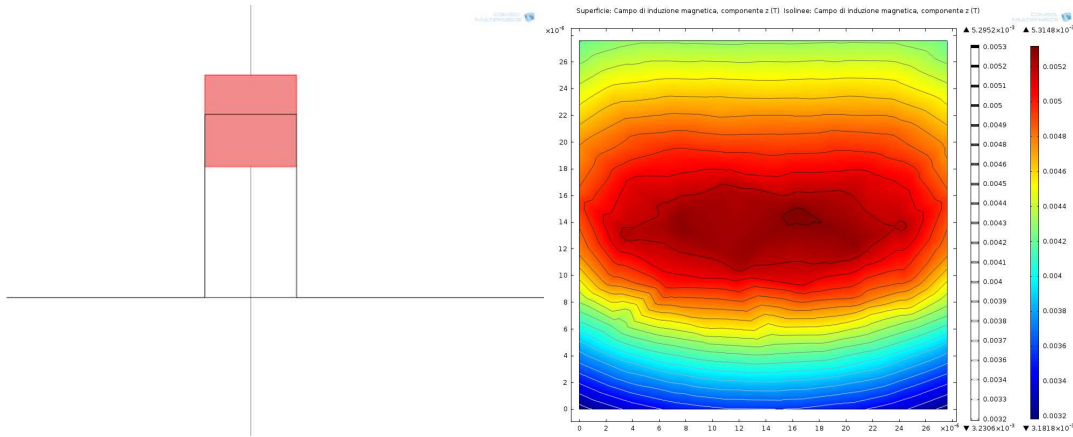


Figure 3.7.2 Posizionamento del sensore sotto l'intaglio, B_z media sulla superficie del sensore.

Entrambe le soluzioni pongono il sensore in prossimità di zone della strip a densità di corrente maggiore di quella consentita per limitare fenomeni di elettromigrazione, questo potrebbe portare ad un deterioramento delle proprietà della strip con conseguenti modificazioni del fattore di trasduzione corrente-campo. Una maggiore densità di corrente inoltre porta ad un incremento della potenza dissipata in calore che risulta problematico perché un aumento locale della temperatura potrebbe portare ad una deviazione dalle caratteristiche nominali del sensore. Altro fattore che non viene preso in considerazione da queste simulazioni è un possibile effetto negativo di tipo dinamico che queste asimmetrie potrebbero portare sul campo magnetico. Difatti se la corrente varia molto velocemente è soggetta ad addensamenti momentanei nelle zone dove incontra ostacoli. Questo potrebbe portare ad una variazione in frequenza del fattore di trasduzione corrente campo.

3.8 Debiasing

La soluzione proposta per effettuare il debiasing descritto nel paragrafo 1.6, consiste nella costruzione di tre spire identiche sovrapposte al sensore, realizzate nei layer Metal_1, Metal_2, Metal_3.

Le spire presentano forma ad U e si sovrappongono al sensore su tre lati per una lunghezza di $5 \mu\text{m}$ ciascuno. La larghezza del conduttore scelto per la costruzione delle spire è di $20 \mu\text{m}$. Le figure 3.8.1 e 3.8.2 mostrano la geometria realizzata ed in tabella 3.8.1 sono riportate le dimensioni delle spire e le distanze verticali dal sensore.

T_M_1	492.5 nm	d_1	775 nm	W_S	20 μm
T_M_2	492.5 nm	d_2	1967 nm	L_s	20 μm
T_M_3	492.5 nm	d_3	3159 nm	Ov_W	5 μm
				Ov_L	5 μm

Tabella 3.8.1 Dimensioni e distanze verticali.

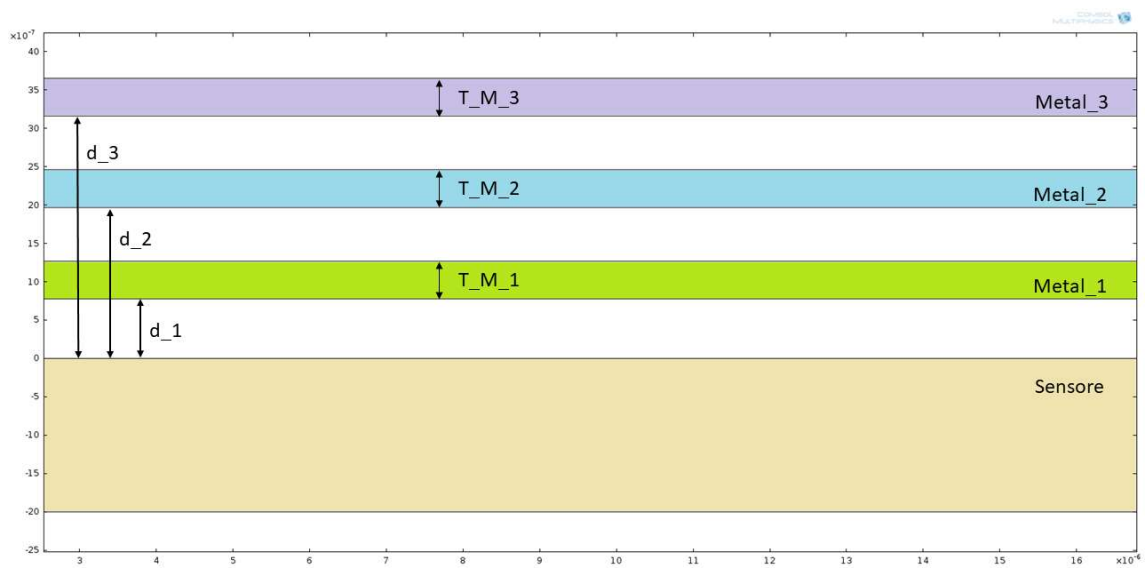


Figura 3.8.1 Sezione laterale geometria di debiasing.

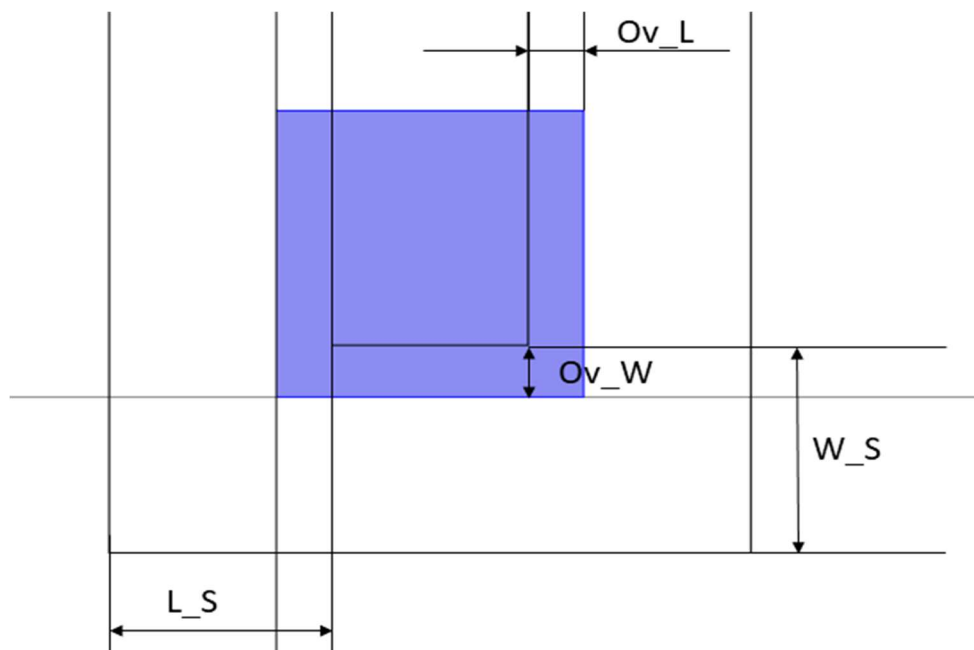


Figura 3.8.2 Prospetto sul piano XY delle spire e del sensore.

Il limite tecnologico di densità di corrente applicabile ai conduttori nei layer ove sono realizzate le spire è di $2 \text{ mA}/\mu\text{m}^2$, perciò con questa realizzazione è possibile raggiungere una corrente massima di 20 mA.

Applicando proprio la corrente massima si riesce a generare un campo magnetico verticale medio di 1.82 mT che è in grado di cancellare una corrente nella strip di circa 639 mA.

Il fattore di trasduzione corrente campo che presenta questa configurazione è di

91 mT/A notevolmente maggiore rispetto a quello offerto dalla strip grazie in particolare alla minore distanza che presentano le spire dal sensore.

Effettuando diverse prove si è notato che le geometrie che consentono un fattore di trasduzione maggiore risultano essere quelle che presentano un piccolo overlap delle spire sul sensore.

Si è anche notato che un aumento della misura planare del conduttore con cui vengono realizzate le spire porta ad un maggiore fattore di trasduzione. Attraverso l'aumento della misura planare è infatti possibile incrementare la corrente nelle spire, grazie alla maggiore sezione, mantenendo costante J . Questo è proprio l'effetto studiato nel paragrafo 3.4 dovuto ad un aumento del rapporto tra misura planare e verticale.

Non è stato possibile purtroppo studiare geometrie con una misura planare maggiore, perché il rapporto di aspetto molto marcato che presentano le spire porta ad una complessità di calcolo della simulazione tale da risultare non risolvibile con i mezzi a disposizione.

4 Conclusioni

In questo elaborato si è ricavato il fattore di trasduzione corrente campo caratteristico del circuito integrato che risulta essere l'oggetto principale dello studio, si è andati oltre verificando non solo l'entità del campo magnetico ma anche la sua direzione, dando la possibilità di verificare gli effetti che esso esercita sul sensore Hall.

Si è verificato che la reale forma geometrica della strip non influenza il campo sul sensore di corrente, e in quella particolare zona si comporta come se generato da una strip rettilinea.

Si sono poi studiate le conseguenze derivanti dalle variazioni geometriche proposte. Da questo si è derivato che, per massimizzare il fattore di trasduzione, si devono principalmente seguire due linee guida: massimizzare il rapporto tra densità di corrente e massima corrente misurabile, e massimizzare il rapporto tra larghezza e altezza del conduttore.

Si è constatato quindi che, per misurare correnti di entità minore, risulta conveniente diminuire la sezione del conduttore ove fluiscono, mentre per misurare correnti maggiori, si è costretti ad aumentarne le dimensioni a causa dei limiti imposti alla densità di corrente.

Il tentativo di effettuare un debiasing di tipo magnetico ha dato buoni risultati anche se come si è visto, con la geometria proposta, si riesce ad effettuare la cancellazione di una corrente relativamente bassa.

Bibliografia

Documentazione Honeywell.

“HALL EFFECT SENSING AND APPLICATION”

Marco Crescentini, Marco Marchesi, Aldo Romani¹, Marco Tartagni¹, Pier Andrea Traverso.

“A Broadband, On-Chip Isolated Sensor for High-Current Measurement based on Hall Effect.”

M. Biondi, M. Crescentini, D. Bellasi, P. Alberti.

“KC36 Technical report.”

Pavel Ripka. MEASUREMENT SCIENCE AND TECHNOLOGY.

“Electric current sensors: a review.”

Silvio Ziegler, Robert C. Woodward, Herbert Ho-Ching Iu, Senior Member, IEEE, Lawrence J. Borle, Member, IEEE.

IEEE SENSORS JOURNAL, VOL. 9, NO. 4, APRIL 2009.

“Current Sensing Techniques: A Review.”

V. Frick , P. Poure , L. Hébrard , F. Anstotz & F. Braun.

International Journal of Electronics.

“Electromagnetically compatible CMOS autobalanced current sensor for highly integrated power control System-On-Chip.”

Pagine di Wikipedia:

https://en.wikipedia.org/wiki/Hall_effect

https://it.wikipedia.org/wiki/Forza_di_Lorentz

https://en.wikipedia.org/wiki/Biot%E2%80%93Savart_law

https://it.wikipedia.org/wiki/Equazioni_di_Maxwell

<https://it.wikipedia.org/wiki/System-on-a-chip>

https://it.wikipedia.org/wiki/Campo_magnetico

https://en.wikipedia.org/wiki/Finite_element_method