POLITECNICO DI TORINO

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Elettronica

Tesi di Laurea Magistrale

Progetto di un generatore di clock per circuiti in tecnologia pNML

Relatori:
Prof. Maurizio Zamboni
Ph.D. Fabrizio Riente

Candidato:
Stefano Pala

Agosto 2021

Abstract

Nell'ultimo decennio, le porte porte logiche basate sulla tecnologia nanomagnetic logic (NML) e perpendicular nanomagnetic logic (pNML) hanno iniziato a farsi strada nei moderni chip integrati, questo tipo di porte logiche è basato sull'accoppiamento magnetico, anziché sul trasferimento di carica come i classici dispositivi basati su transistore; per questa ragione, è necessario un meccanismo di sincronia che utilizzi l'accoppiamento magnetico per temporizzare le porte logiche pNML ed NML e sono già stati presentati studi di induttori on-chip con film ferromagnetici per tale scopo. Questi dimostrano che utilizzando materiali ferromagnetici ad alta permeabilità magnetica, è possibile ottenere dissipazioni di densità di potenza minori di 3 W/cm^2 a 50 MHz. In particolare, induttori on-chip costruiti con CoZrTa, NiFe e Supermalloy (SPy), come materiali ferromagnetici, sono tutt'ora in fase di ricerca e sviluppo.
In questa tesi, viene presentata la simulazione di un induttore on-chip con film ferromagnetico, eseguita su COMSOL; nel quale il dispositivo è testato in tre differenti casi, con tre differenti materiali ferromagnetici: CoZrTa, NiFe ed SPy. L'analisi del sistema è eseguita in regime stazionario e nel dominio della frequenza tra 1 MHz e 300 MHz, in quest'ultimo caso c'è la necessità di valutare, al variare della frequenza: resistenza, induttanza, dissipazioni di densità di potenza e distribuzione del campo magnetico nella regione di calcolo delle porte logiche. In seguito, usando Matlab è stato creato un modello matematico di progetto per stimare la distribuzione di campo magnetico, considerando tre parametri indipendenti: permeabilità magnetica, distanza tra i fili e corrente attraverso l'induttore. Infine, è stato sviluppato e testato su LTSpice, un driver dual-rail push-pull capace di pilotare l'induttore.
I risultati dimostrano che è possibile sviluppare induttori capaci di dissipare densità di potenza minori di 5 W/cm^2 a 300 MHz e ottenere alte efficienze. Il modello matematico del campo magnetico in regime stazionario è stato capace di stimare la distribuzione del campo nella regione di calcolo delle porte logiche, conoscendo i tre parametri in ingresso. Il driver dual-rail push-pull ha permesso di generare il campo magnetico attraverso l'induttore e di conseguenza di sincronizzare le porte logiche. In conclusione, le equazioni del driver valutano i rapporti di aspetto dei transistor e le resistenze di polarizzazione del driver anche se il carico cambia.

Indice

1 Stato dell'arte **1**

2 Scopo del Lavoro **2**

3 Introduzione **3**
3.1 L'induttore 3
3.2 Il resistore 5
3.3 Porte Logiche CMOS 7
3.3.1 Porta logica NOT 7
3.3.2 Porta logica NAND 8
3.3.3 Porta logica NOR 9
3.4 Porta logica pNML NAND/NOR e processo di fabbricazione 10
3.5 Equazioni di Maxwell e sistemi di equazioni differenziali 13
3.6 Metodo di Newton-Raphson 15
3.7 Amplificatore di Classe B 16

4 Metodo, Strutture e Materiali **18**
4.1 Strutture Fisiche 18
4.1.1 Dimensioni Stripline 19
4.1.2 Dimensioni Cella Omega 21
4.2 Materiali 22
4.3 Sviluppo del Driver 29

5 Risultati **30**
5.1 Selezione dei Materiali 30
5.2 Condizioni al Contorno 32
5.3 Costruzione della Mesh 39
5.4 Impostazioni del Solver 43
5.4.1 Regime Stazionario 44
5.4.2 Dominio della Frequenza 46
5.5 Campo Magnetico 47

5.5.1 Campo Magnetico in Regime Stazionario 47
5.5.2 Campo Magnetico nel Dominio della Frequenza 57
5.6 Resistenza, Induttanza e Densità Potenza 62
5.7 Fitting dei Valori del Campo Magnetico 74
5.7.1 Termine noto 74
5.7.2 Termine del secondo ordine 81
5.8 Distribuzione di VIA nel cladding ferromagnetico 93
5.8.1 Schiera di VIAs nella regione di calcolo 93
5.8.2 Distribuzione periferica dei VIAs 98
5.9 Resistenza, Induttanza e Densità di Potenza con distribuzione di VIA nel cladding ferromagnetico 102
5.9.1 Schiera di VIA nel cladding 102
5.9.2 Distribuzione periferica dei VIA 113
5.10 Driver 126
5.10.1 Implementazione con BJT 126
5.10.2 Implementazione con MOSFET 134

6 Discussione **141**

Bibliografia **144**

Capitolo 1

Stato dell'arte

Nel settore dei circuiti integrati è comune ricercare soluzioni monolitiche per l'integrazione completa di un'applicazione elettronica, sia dal punto di vista dei componenti attivi, quali i transistori, sia dal punto di vista dei componenti passivi come possono essere resistenze e induttori; dove l'obiettivo consiste nel costruire i componenti in un unico chip. Quando si parla di induttori on-chip ci si riferisce ad interconnessioni metalliche disposte nel Back-End-Of-Line (BEOL), la cui forma può essere: toroidale, a spirale, a serpentina o stripline. Negli ultimi anni è stato dimostrato che l'utilizzo di un film di materiale ferromagnetico per avvolgere l'induttore, permette di incrementare il valore delle induttanze e tra i materiali ferromagnetici utilizzati, il CoZrTa si è dimostrato stabile in frequenza, con basse perdite d'isteresi e capace di aumentare l'induttanza del dispositivo di 28 volte, permettendo di raggiungere 1.3 $\mu H/mm^2$ [4]. Successivamente è stato dimostrato che è possibile incrementare di 31 volte l'induttanza nominale della metallizzazione del Rame, utilizzando la lega NiFe che ha permesso di raggiungere induttanze del valore di 1700 nH/mm^2 [2]. Tra i parametri circuitali che descrivono l'induttore vi è anche la resistenza dovuta all'interconnessione metallica, il quale presenta essa stessa una conducibilità elettrica ed è stato dimostrato che l'aggiunta di un film ferromagnetico permette di incrementare il valore dell'induttanza e quindi di ridurre le dimensioni dell'induttore e di ottenere resistenze più piccole, questo per frequenze minori di 100 MHz [3]. L'utilizzo di induttori on-chip micro-fabbricati per la temporizzazione delle porte logiche si è rivelato fattibile e recentemente è stata studiata la distribuzione del campo magnetico nella regione di calcolo delle porte logiche, per tre differenti materiali ferromagnetici ad alta permeabilità magnetica: CoZrTa, NiFe e SPy; dagli esperimenti si è dimostrato che è possibile raggiungere basse densità di potenza 3 W/cm^2 a 50 MHz e che è possibile raggiungere efficienze del 17% nel driving delle porte logiche basate sui nanomganeti [1].

Capitolo 2

Scopo del Lavoro

L'obiettivo è stato progettare un meccanismo di sincronia basato sul principio dell'accoppiamento magnetico, per tal fine è stato scelto un induttore a serpentina, nel quale intrinsecamente incorpora anche una struttura a stripline parallele, percorse da un flusso di corrente in senso inverso, per tal ragione è possibile quindi simulare un singolo circuito complesso, ovvero l'induttore a serpentina, per ottenere dei valori indicativi anche per un circuito più semplice, ovvero la stripline.
La struttura dell'induttore ha un core in Rame, che a sua volta è stato ricoperto di Diossido di Silicio, in modo da evitare la conduzione di carica tra il Rame e il ferromagnete utilizzato come cladding. In seguito il campo magnetico generato è stato misurato nell'ambiente di simulazione e i suoi valori sono stati utilizzati per valutare le dipendenze, in funzione dei parametri liberi del sistema: permeabilità magnetica, distanza tra i nodi del ventre dell'induttore e densità di corrente.
I valori di campo ricavati sono stati utilizzati per creare un modello matematico dell'induttore che riuscisse a prevedere la struttura del campo magnetico generato, in funzione dei parametri sopra citati.
In conclusione è stato progettato un Driver, basato sul meccanismo del push-pull ad alimentazione simmetrica, che fosse capace di pilotare l'induttore.

Capitolo 3

Introduzione

In questo capitolo verranno esposti i fondamenti necessari per la comprensione di ciò che è stato fatto durante il percorso di tesi; la presentazione inizierà con l'esposizione di concetti chiave come induttanza e resistenza, necessari per modellare qualsiasi interconnessione; successivamente si passerà a trattare le porte logiche basate sulle tecnologia CMOS e perpendicular nanomagnetic logic (pNML) ed il processo fotolitografico associato al loro sviluppo; infine, verranno mostrate le equazioni di Maxwell, i metodi iterativi di risoluzione per sistemi di equazioni differenziali e per ultimo, l'amplificazione di classe B.

3.1 L'induttore

L'induttore ideale è un dispositivo a due morsetti (bipolo), il cui simbolo circuitale è rappresentato nella figura 3.1:

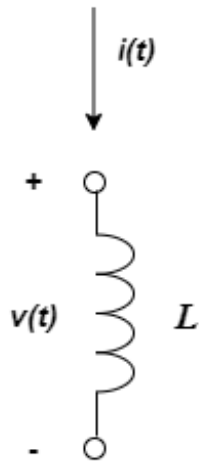


Figura 3.1. Induttore Ideale

Il parametro fisico che descrive il comportamento dell'induttore è chiamato *induttanza*, viene genericamente rappresentato con la lettera L e secondo il Sistema Internazionale SI è misurato in Henry $[H]$. L'induttore è un dispositivo passivo (che dissipa energia termica) con memoria, la cui relazione costitutiva è descritta dalla relazione 3.1, il quale relaziona la tensione *v(t)* ai capi del dispositivo con la derivata della corrente entrante in esso *i(t)* rispetto al tempo, per mezzo dell'induttanza L:

$$v(t) = L \cdot \frac{di(t)}{dt} \tag{3.1}$$

La relazione 3.1 sfrutta la variazione della corrente per valutare la tensione ai capi del dispositivo, questo significa che se la corrente che attraversa il dispositivo è costante, non vi è tensione ai suoi capi. Infine, la potenza dissipata dal dispositivo vale:

$$p(t) = v(t) \cdot i(t) = L \cdot \frac{di(t)}{dt} \cdot i(t) = \frac{d}{dt}[\frac{1}{2}Li^2(t)] \tag{3.2}$$

Dall'equazione 3.2 è possibile ricavare l'energia termica del dispositivo, calcolabile per mezzo della seguente relazione:

$$w(t) = \frac{1}{2}Li^2(t) \tag{3.3}$$

Queste equazioni permettono di caratterizzare fisicamente un induttore e di valutare il suo comportamento dal punto di vista delle perdite in funzione del tempo; inoltre, è doveroso aggiungere che esso è un dispositivo capace di immagazzinare energia e di rilasciarla successivamente, per questo motivo l'induttore è chiamato dispositivo *reattivo*. Questa capacità di immagazzinamento dell'energia è sfruttata in alcuni casi per generare dei campi magnetici al suo interno, infatti di solito vengono costruiti sotto forma di avvolgimenti, spirali o serpentine e vengono utilizzati nuclei ferromagnetici o film ferromagnetici con lo scopo di incrementare sia il valore dell'induttanza, sia di conseguenza il valore del campo magnetico generato dall'induttore.

Nei circuiti elettronici talvolta si ha a che fare con dei segnali periodici sinusoidali, nel dominio della frequenza risulta scomodo l'utilizzo delle derivate per calcolare la tensione ai capi dell'induttore e solitamente si ricorre all'utilizzo delle trasformate di Laplace o di Fourier, per semplificare l'analisi nodale del circuito; infatti l'induttore è descrivibile in campo complesso mediante l'impedenza Z(jω) = $j\omega L$, dove ωL è detta reattanza ed ω è la pulsazione. Per approfondimenti ed ulteriori chiarimenti si rimanda al materiale di riferimento [35].

3.2 Il resistore

Il resistore ideale è un dispositivo a due morsetti (bipolo), il cui simbolo circuitale è rappresentato nella figura 3.2:

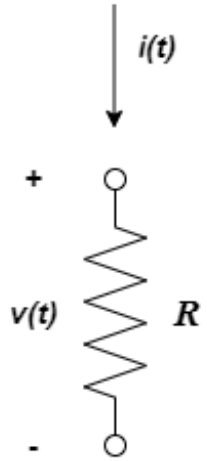


Figura 3.2. Resistore Ideale

Il parametro fisico che descrive il comportamento del resistore è chiamato *resistenza*, viene genericamente rappresentato con la lettera R e secondo il Sistema Internazionale SI è misurato in Ohm [Ω]. Il resistore è un dispositivo passivo (che dissipa energia termica) senza memoria, la cui relazione costitutiva è descritta dalla relazione 3.4, il quale lega la tensione *v(t)* ai capi del dispositivo con la corrente *i(t)* entrante, per mezzo della resistenza R:

$$v(t) = R \cdot i(t) \tag{3.4}$$

L'equazione 3.4 ci dice che la tensione ai capi del dispositivo è legata alla corrente da una relazione lineare, la cui retta ha un coefficiente angolare pari alla resistenza del dispositivo; infatti dimensionalmente vale che [Ω] = [V/A].
Il resistore è un dispositivo che trasforma completamente l'energia da lui assorbita, in energia termica, per effetto Joule, considerando ciò la potenza dissipata *p(t)* e l'energia assorbita *w(t)* dal dispositivo valgono rispettivamente:

$$p(t) = v(t) \cdot i(t)$$

$$w(t) = \int_{-\infty}^{t} v(t) \cdot i(t)\, dt$$

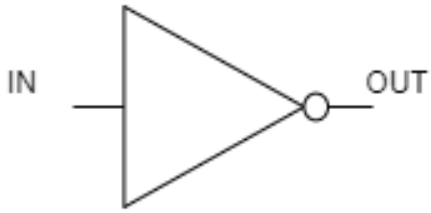
Le equazioni appena presentate permettono di caratterizzare fisicamente il resistore ed il suo comportamento quando viene inserito in un circuito elettrico; anche quando si ha a che fare con il dominio dei segnali periodici il resistore mantiene la sua linearità e non sopraggiungono non linearità dovute alla pulsazione del segnale, come nel caso dell'induttore; pertanto in dominio complesso l'impedenza del resistore rimane pari al valore della sua resistenza: $\mathrm{Z}(j\omega) = \mathrm{R}$; per approfondimenti ed ulteriori chiarimenti si rimanda al materiale di riferimento [35].

3.3 Porte Logiche CMOS

Le porte logiche sono i blocchi fondamentali per l'implementazione di qualsiasi funzione booleana nel mondo digitale; nel caso della logica MOS complementare (CMOS) viene sfruttata la logica negata, dove le porte NOT, NAND e NOR sono utilizzate per la creazione di funzioni logiche. Nel mondo CMOS dove si fa uso di transistori ad effetto campo di tipo P e di tipo N, l'informazione viene trasferita per mezzo di flussi di carica elettrica, liberi di muoversi attraverso conduttori metallici, chiamati interconnessioni; pertanto, le porte logiche possiedono un numero variabile di ingressi ed in generale, una sola uscita.

3.3.1 Porta logica NOT

La porta logica NOT o anche chiamata *inverter*, possiede un solo ingresso ed una sola uscita; il simbolo circuitale è rappresentato nella figura 3.3 sulla sinistra, mentre a destra è rappresentata la sua "tavola della verità" che ne descrive il comportamento logico: se all'ingresso sopraggiunge un segnale che corrisponde allo '0' logico, in uscita si avrà un '1' logico e viceversa; questo è il motivo per cui questo blocco è chiamato *inverter*, perché manda in uscita il complementare del segnale di ingresso.



IN	OUT
0	1
1	0

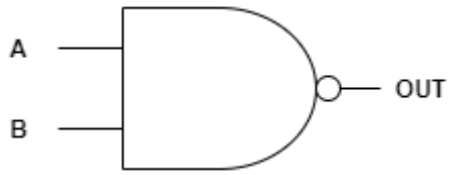
Figura 3.3. porta logica NOT e tavola della verità associata

Nell'algebra booleana, considerando un ingresso IN=A, è possibile formalizzare il comportamento dell'uscita $f(A)$ dell'*inverter* secondo l'equazione 3.5, dove $\bar{A}$ corrisponde al complementare di A:

$$f(A) = \bar{A} \tag{3.5}$$

3.3.2 Porta logica NAND

La porta logica NAND possiede due ingressi ed una sola uscita; il simbolo circuitale è rappresentato nella figura 3.4 sulla sinistra, mentre a destra è rappresentata la sua "tavola della verità" che ne descrive il comportamento logico: in uscita si ha '1' logico se non vi è presente '1' logico nei due ingressi contemporaneamente. La porta logica NAND può emulare il comportamento dell'inverter se uno dei suoi ingressi rimane costante all'1 logico, in questo modo è possibile creare la sua porta complementare AND per mezzo di una cascata NAND-NAND oppure NAND-NOT.



A	B	OUT
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Figura 3.4. porta logica NAND e tavola della verità associata

Nell'algebra booleana, considerando i due ingressi A e B, è possibile formalizzare il comportamento dell'uscita $f(A, B)$ della porta logica *NAND* secondo l'equazione 3.9:

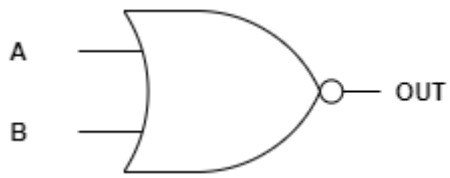
$$f(A, B) = \overline{A \cdot B} \tag{3.6}$$

In generale le porte logiche NAND possono avere N ingressi, per cui l'equazione 3.9 è generalizzabile per un numero indefinito di ingressi A_{i-th} :

$$f(A_1, A_2, ..., A_N) = \overline{\prod_{i=1}^{N} A_i} \tag{3.7}$$

3.3.3 Porta logica NOR

La porta logica NAND possiede due ingressi ed una sola uscita; il simbolo circuitale è rappresentato nella figura 3.5 sulla sinistra, mentre a destra è rappresentata la sua "tavola della verità" che ne descrive il comportamento logico: in uscita si ha '1' logico se è presente '0' logico nei due ingressi contemporaneamente. La porta logica NOR può emulare il comportamento dell'inverter se uno dei suoi ingressi rimane costante allo 0 logico, in questo modo è possibile creare la sua porta complementare OR per mezzo di una cascata NOR-NOR oppure NOR-NOT.



A	B	OUT
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

Figura 3.5. porta logica NOR e tavola della verità associata

Nell'algebra booleana, considerando i due ingressi A e B, è possibile formalizzare il comportamento dell'uscita $f(A, B)$ della porta logica *NOR* secondo l'equazione 3.8:

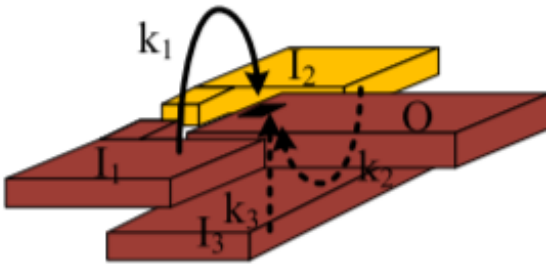
$$f(A, B) = \overline{A + B} \tag{3.8}$$

In generale le porte logiche NOR possono avere N ingressi, per cui l'equazione 3.8 è generalizzabile per un numero indefinito di ingressi A_{i-th} :

$$f(A_1, A_2, ..., A_N) = \overline{\sum_{i=1}^{N} A_i} \tag{3.9}$$

3.4 Porta logica pNML NAND/NOR e processo di fabbricazione

Precedentemente sono state presentate le porte logiche e le loro funzioni logiche associate, in tecnologia CMOS; ognuna di esse possiede una sua topologia ed hanno consumi ed area differenti. Nella tecnologia pNML invece, è possibile implementare le funzioni logiche NAND, NOR e NOT utilizzando una singola topologia, chiamata porta NAND/NOR, nel quale è necessario cambiare esclusivamente il livello logico dei segnali d'ingresso per svolgere l'una o l'altra funzione booleana.



I_1	I_2	$O(I_3 = 0)$		$O(I_3 = 1)$	
0	0	1	NOR	1	NAND
0	1	0		1	
1	0	0		1	
1	1	0		0	

Figura 3.6. struttura porta logica pNML [5]

Nella figura 3.6 è possibile osservare il comportamento della cella NAND/NOR; il nanomagnete *I3* è il diretto responsabile della funzione logica, quando il NORD è diretto verso l'alto ('1' logico) la porta si comporta come una NAND, invece se il NORD è diretto verso il basso ('0' logico) il comportamento della cella è quello di una NOR. I nanomagneti *I1* e *I2* sono gli ingressi della funzione booleana e il loro ruolo è fondamentale per il calcolo dell'uscita O: il campo magnetico K_i generato dai due ingressi si somma e quindi si genera una risultante $\bar{K}$ che attraversa il nanomagnete d'uscita O, il quale si ritrova con una caratteristica di inversione delle polarità che non è più simmetrica ma è traslata, come si può osservare dalla figura 3.7:

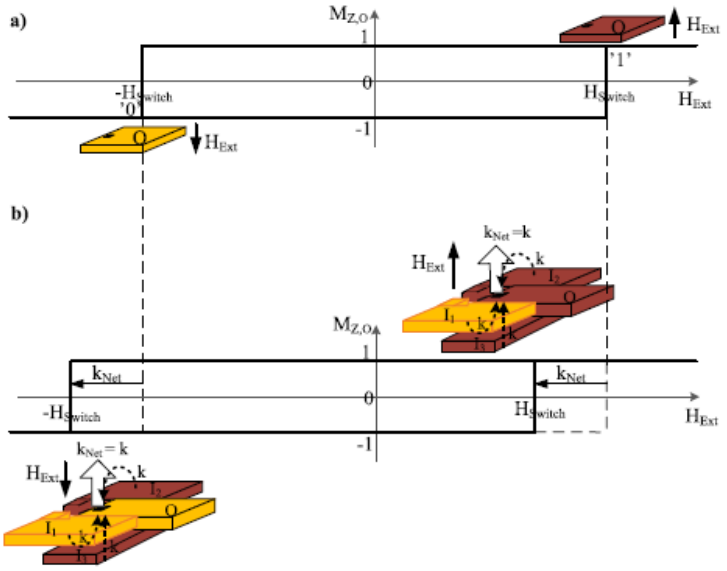


Figura 3.7. caratteristica dei livelli logici della cella pNML NAND/NOR [5]

Dall'immagine 3.7 *a)* si può osservare che nel caso di un nanomagnete isolato è necessario un modulo del campo magnetico H_{switch} simmetrico, per far cambiare il verso della polarità del campo; ma quando un campo magnetico risultante $\bar{K}$ esterno si propaga attraverso il nanomagnete la caratteristica si sbilancia e si ha un favoreggiamento per propendere più verso una certa magnetizzazione, piuttosto che l'altra, come si può vedere nella figura 3.7 *b)*.

L'ordine di grandezza per singola cella è delle centinaia di nanometri, esse sono basate su geometrie 3D di materiale ferromagnetico, la cui costruzione avviene su un substrato di Diossido di Silicio, per mezzo della tecnica chiamata *sputtering* [5]. Nella figura 3.8 si può osservare il processo fotolitografico che viene utilizzato per la costruzione delle porte logiche pNML basate su *multi-layer* di Cobalto e Platino:

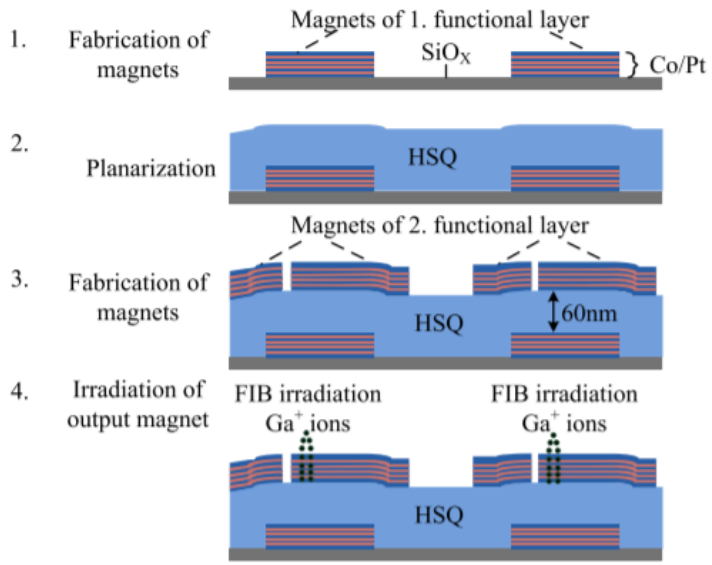


Figura 3.8.

Il primo passo riguarda la fabbricazione dei nanomagneti del primo *layer*, il quale sono costruiti sopra un substrato di Diossido di Silicio secondo lo schema: 1 nm di Titanio, 5 nm di Platino, quattro strati alternati di 0.6 nm di Cobalto e 1 nm di Platino ed infine 3 nm di Platino, il quale vengono modellati attraverso l'*ion etching* e la litografia *FIB*. Il secondo passo richiede di utilizzare l'idrogeno silsesquiossano (HSQ), un materiale detto *self-planarizing*, del tipo *Spin-On-Glass* (SOG) che si occupi di distanziare di 60 nm il primo livello funzionale dal secondo. Il terzo passo consiste nella creazione dei nanomagneti del secondo *layer* che vengono costruiti con topologia differente: 1 nm di Titanio, 5 nm di Platino, cinque strati alternati di 0.6 nm di Cobalto e 1 nm di Platino ed infine 3 nm di Platino, ed anche in questo caso vengono modellati attraverso l'*ion etching* e la litografia *FIB*. Infine, nel quarto passo viene garantita la funzionalità della porta, in quanto il nanomagnete d'uscita O deve essere lui stesso influenzato dai nanomagneti di ingresso (*I1*, *I2* e *I3*) e non viceversa, perciò viene utilizzata la tecnica *FIB* in una piccola regione (40 nm $\cdot$ 40 nm) del nanomagnete di uscita O, dove ioni di Gallio Ga^+ vengono accelerati da 50 kV di potenziale, con una concentrazione di $10^{14} Ioni/cm^2$, nella regione di cui sopra [5].

3.5 Equazioni di Maxwell e sistemi di equazioni differenziali

Le equazioni di Maxwell sono un sistema di quattro equazioni che permettono di descrivere le leggi fondamentali che governano l'interazione elettromagnetica; la loro formulazione può essere di due tipologie: globale (forma integrale) e locale (forma differenziale). Nei simulatori che sfruttano la tecnica della modellizzazione ad elementi finiti (FEM) si predilige l'utilizzo della forma differenziale, in quanto alcune tecniche di risoluzione (per esempio il metodo delle tangenti) necessitano del concetto di derivata di una funzione, per ottenere la soluzione del sistema di equazioni che descrive il sistema in esame; detto ciò in seguito verrà presentata la forma differenziale delle equazioni di Maxwell.

La prima legge, detta legge di Gauss per il campo elettrico, afferma che la divergenza del campo elettrico $\mathbf{E}$ è uguale al rapporto tra la densità di carica ρ presente nel sistema e la costante dielettrica del mezzo ϵ ($\epsilon = \epsilon_0 \cdot \epsilon_R$), come rappresentato nell'equazione 3.10:

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = \frac{\rho}{\epsilon} \tag{3.10}$$

L'equazione 3.10 viene derivata dal teorema del flusso e dal teorema della divergenza, partendo dalla forma integrale della legge di Gauss per il campo elettrico.

La seconda legge, detta legge di Gauss per il campo magnetico, afferma che la divergenza del campo magnetico $\mathbf{B}$ è nulla per qualsiasi superficie chiusa, come rappresentato nell'equazione 3.11:

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \tag{3.11}$$

L'equazione 3.11 viene derivata dal teorema del flusso e dal teorema della divergenza, partendo dalla forma integrale della legge di Gauss per il campo magnetico.

La terza legge, detta legge di Faraday-Neumann dell'induzione elettromagnetica, afferma che il rotore del campo elettrico $\mathbf{E}$ è uguale all'opposto della derivata del campo magnetico $\mathbf{B}$ rispetto al tempo t, come rappresentato nell'equazione 3.12:

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \tag{3.12}$$

L'equazione 3.12 viene derivata dal teorema del flusso e dal teorema del rotore, partendo dalla forma integrale della legge di Faraday-Neumann dell'induzione elettromagnetica.

La quarta legge, detta legge di Ampère-Maxwell, afferma che il rotore del campo magnetico $\mathbf{B}$ è uguale alla somma tra le densità delle correnti concatenate $\mathbf{J}$ e la densità delle correnti di spostamento $\mathbf{J_S}$, moltiplicate per la permeabilità elettrica del materiale μ ($\mu = \mu_0 \cdot \mu_R$), nel quale le correnti di spostamento dipendono dalla derivata del campo elettrico $\mathbf{E}$, come rappresentato nell'equazione 3.13:

$$\nabla \times \mathbf{B} = \mu \cdot (\mathbf{J} + \mathbf{J_S}) \rightarrow \nabla \times \mathbf{B} = \mu \cdot (\mathbf{J} + \epsilon \cdot \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t}) \tag{3.13}$$

L'equazione 3.13 viene derivata dal teorema del flusso e dal teorema del rotore, partendo dalla forma integrale della legge di Ampére-Maxwell.

Infine, dalle quattro equazioni di Maxwell è possibile ricavare l'equazione di continuità, il quale impone la conservazione della densità di carica di una corrente elettrica:

$$\nabla \cdot \mathbf{J} = -\frac{\partial \rho}{\partial t} \tag{3.14}$$

Le equazioni di Maxwell forniscono il punto di partenza per la descrizione e caratterizzazione di qualsiasi sistema fisico, governato dalle leggi dell'interazione elettromagnetica; per risolvere il sistema di equazioni di un sistema nello specifico, sono necessarie infatti delle condizioni al contorno che consentano di rendere univoca la soluzione ricercata. Alcuni esempi delle condizioni al contorno che vengono spesso utilizzate, possono essere: definizione della corrente che scorre in un conduttore, definizione del potenziale elettrico in una regione, definizione delle permeabilità magnetiche e definizione della costante dielettrica dei mezzi; queste condizioni al contorno possono riguardare sia valori puntuali, sia possono essere descritte da matrici o tensori ed in questi ultimi due casi, la risoluzione del sistema di equazioni differenziali risulta più complicata e complessa.

3.6 Metodo di Newton-Raphson

Come detto precedentemente, alcuni metodi iterativi necessitano del concetto di derivata per poter trovare la soluzione di un sistema di equazioni differenziali, che in alcuni consiste nella ricerca degli zeri nelle funzioni descriventi il problema. A tal proposito, di seguito verrà mostrato uno degli algoritmi più conosciuti, chiamato metodo di Newton-Raphson o anche detto metodo delle tangenti, il quale per mezzo di un processo iterativo ricerca dove una funzione $f(x)$ si annulla.
Si assuma che lo zero di una funzione $f(x)$, si trovi all'interno dell'intervallo chiuso e limitato [a,b] la cui immagine corrisponde all'intervallo chiuso e limitato [A,B] e che la funzione sia continua e derivabile in tutto l'intervallo. Considerando ciò, è possibile utilizzare il metodo delle tangenti per stimare la posizione dello zero, per mezzo dell'equazione 3.15:

$$x_{n+1} = x_n - \frac{f(x_n)}{f'(x_n)} \tag{3.15}$$

L'equazione 3.15 si occupa di calcolare un insieme di tangenti della funzione $f(x)$, dove ogni tangente toccherà lo zero in una posizione x_n; quest'ultimo permette di trovare la tangente successiva, che tocca lo zero in una posizione x_{n+1}, più vicina allo zero della funzione. Il processo iterativo può pertanto consentire di avvicinarsi sempre di più (come rappresentato nella figura 3.9) al punto in cui la funzione si annulla, senza però trovarne il valore esatto. Quindi è necessario imporre una condizione per concludere l'iterazione il quale si basa sulla differenza tra x_n ed x_{n+1}; questa condizione è pertanto arbitraria.

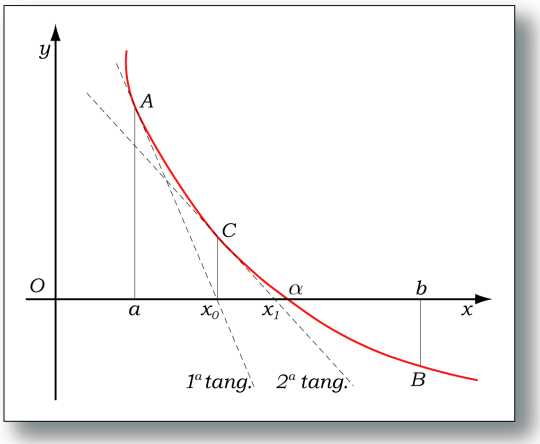


Figura 3.9. Metodo delle tangenti con prima e seconda tangente

3.7 Amplificatore di Classe B

L'amplificazione di classe B si ha come principio la conduzione di solo metà periodo del segnale di ingresso, pertanto in caso di una sinusoide in ingresso si dice che l'angolo di conduzione è di 180°. Questo avviene quando si sceglie di polarizzare i transistori non a metà della retta di carico, come avviene nell'amplificazione di classe B, ma vicino alla zona di interdizione dei transistori, come mostrato nella figura 3.10, nel quale le correnti di collettore e di drain sono messe a confronto con le tensioni collettore-emettitore e drain-source.

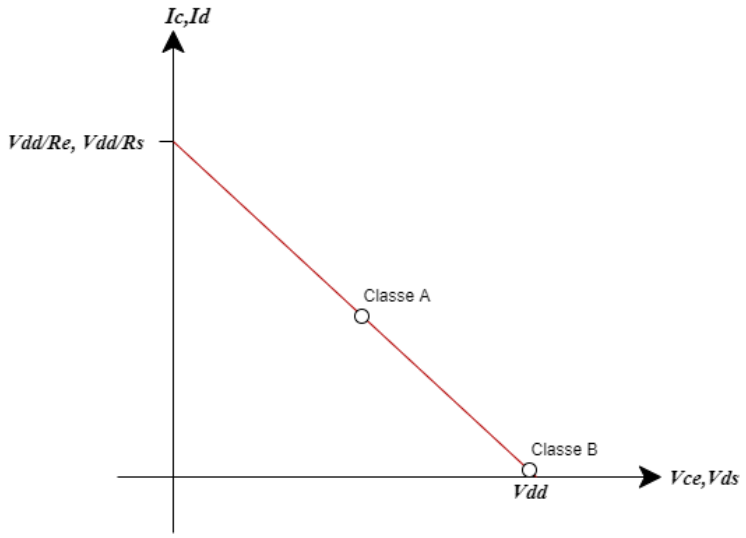


Figura 3.10. Retta di carico di un amplificatore

Il grafico in figura 3.10 mostra che le due corrente dipendono, rispetto alla tensioni, con un polinomio del primo ordine, con coefficiente del termine del primo grado negativo; quando scorre molta corrente nel dispositivo, le tensioni ai loro capi sono basse e viceversa.

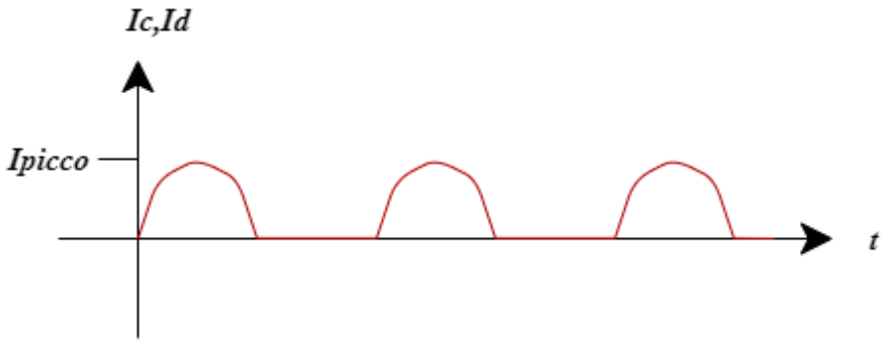


Figura 3.11. Andamento nel tempo delle correnti Ic e Id nella classe B

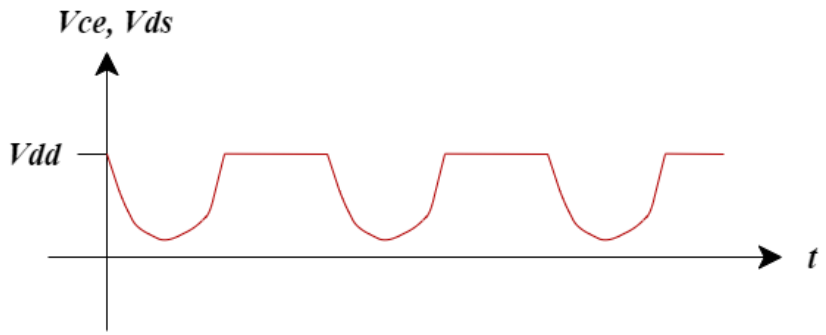


Figura 3.12. Andamento nel tempo delle tensioni Vce e Vds nella classe B

Nelle figure 3.11 e 3.12, rispettivamente si vede l'andamento delle correnti nei dispositivi e delle tensioni ai loro capi, in funzione del tempo; quando la corrente aumenta di valore, la resistenza di carico dell'amplificazione accresce la tensione ai suoi capi e pertanto diminuisce la corrente ai capi del transistore e viceversa, quando la corrente diminuisce, la tensione ai capi del transistore aumenta. Il metodo di polarizzazione per generare un tipo di amplificazione piuttosto che un altro, è indifferente rispetto alla topologia del circuito, infatti è possibile polarizzare in classe B sia uno stadio a collettore comune, sia uno a base comune e sia uno a emettitore comune; in alcuni casi però è preferibile una topologia piuttosto che un'altra, per ragioni legate al tipo di applicazione.

Capitolo 4

Metodo, Strutture e Materiali

Lo sviluppo dell'induttore è stato eseguito mediante *COMSOL Multiphysics*, un simulatore che utilizza il metodo FEM per trovare le soluzioni del sistema in analisi. COMSOL risolve pertanto sistemi di equazioni differenziali in notazione vettoriale, utilizzando *solver* lineari e non lineari. In particolare, per la simulazione delle strutture in seguito presentate, è stato usato il modulo *Magnetic Field*
Per l'analisi e la valutazione delle dipendenze del Campo Magnetico è stato utilizzato *Matlab* ed infine, il progetto del Driver è stato eseguito attraverso i CAD *Virtuoso* e *LTSpice*.

4.1 Strutture Fisiche

Nell'ambiente di simulazione *COMSOL* sono state sviluppate due topologie differenti, la prima, una *Stripline*, è stata preliminare per comprendere quale fossero le condizioni e le impostazioni sufficienti per convergere il *solver* ad una soluzione; la seconda, con la forma della lettera greca *Omega*, è la cella base dell'induttore, il quale può essere ripetuta periodicamente.
Queste due strutture sono un'estensione tridimensionale di uno studio precedente eseguito in una sezione bidimensionale [1] e di un'applicazione fisica [2].

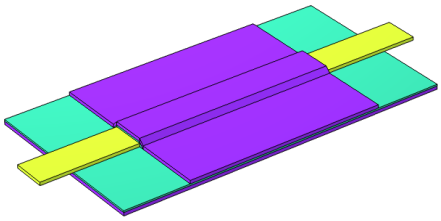


Figura 4.1. Stripline

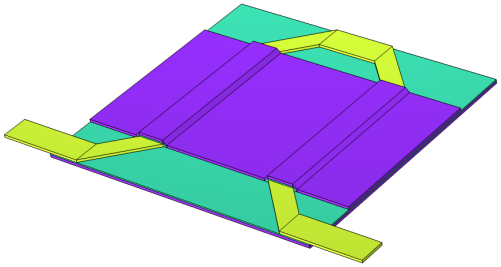


Figura 4.2. Struttura Omega

Nelle figure 4.1 e 4.2, sono rappresentate le strutture di cui sopra.

Per poter essere analizzate, la celle hanno necessitato di un blocco d'aria che le avvolgesse. Inoltre, una funzione necessaria che ha svolto il blocco d'aria è stata quella di chiudere il circuito in Rame, in quanto *COMSOL* richiede che vi sia un anello in cui la corrente possa circolare, per poter eseguire le analisi . Nelle figure 4.3 e 4.4 sono riportati gli schemi completi delle strutture analizzate.

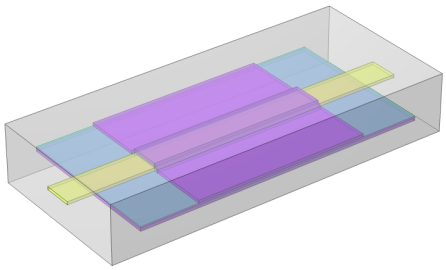


Figura 4.3. Stripline con blocco di aria

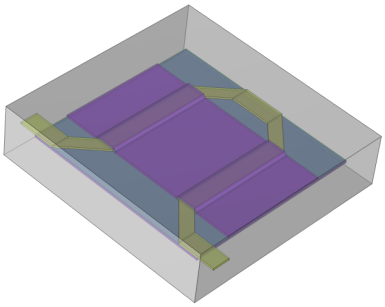


Figura 4.4. Struttura Omega con blocco di aria

4.1.1 Dimensioni Stripline

Come detto in precedenza la stripline è stata utilizzata in principio per prendere confidenza con l'ambiente di simulazione *COMSOL* e valutare le impostazioni ottimali per il *solver*. Le dimensioni fisiche della stripline sono riportate in seguito,

nella tabella 4.1, di cui alcuni valori sono stati ricavati dal modello descritto in [1].

	Lunghezza[μm]	Larghezza[μm]	Spessore[μm]
Rame	120	10	1
Ossido inferiore	100	53	0.5
Ossido superiore	60	10	0.5
Ossido laterale	60	20	0.5
Ossido di spacing	60	1.5	1.5
Ferromagnete inferiore	100	53	1
Ferromagnete superiore	60	10	1
Ferromagnete laterale	60	20	1
Ferromagnete di spacing	60	2.21	1

Tabella 4.1. Dimensioni Stripline

Le dimensioni dell'ossido di spacing riguardano i suoi cateti, dato che la sua forma non è altro che una traslazione di un triangolo rettangolo, lungo un asse. Riguardo al blocco di aria che avvolge la stripline, le sue dimensioni sono state variate in base al regime(stazionario o frequenza) di analisi. La distanza tra l'estremo laterale della struttura e la parete dal blocco di aria è stata ridotta a $250nm$ nel regime stazionario, $23\mu m$ nel dominio della frequenza. Nelle figure 4.5 e 4.6 sono rappresentate le strutture utilizzate nei corrispettivi domini.

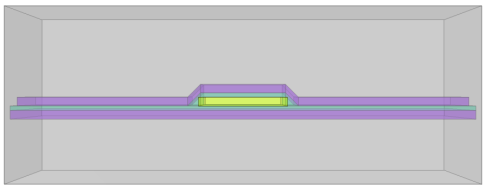


Figura 4.5. Stripline in regime stazionario

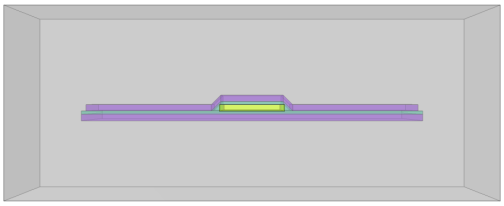


Figura 4.6. Stripline nel dominio della frequenza

4.1.2 Dimensioni Cella Omega

La cella Omega rappresenta il progetto principale e le dimensioni di alcuni dei suoi componenti sono uguali a quelle descritte nella tabella 4.1 della stripline. In seguito, nella tabella 4.5 sono rappresentate le dimensioni fisiche della cella base Omega:

	Lunghezza[μm]	Larghezza[μm]	Spessore[μm]
Rame longitudinale	60	10	1
Rame trasversale	33	10	1
Rame di congiunzione	23	10	1
Rame obliquo	21.21	10	1
Ossido inferiore	100	106	0.5
Ossido superiore	60	10	0.5
Ossido superiore centrale	60	40	0.5
Ossido laterale	60	20	0.5
Ossido di spacing	60	1.5	1.5
Ferromagnete inferiore	100	106	1
Ferromagnete superiore centrale	60	40	1
Ferromagnete laterale	60	20	1
Ferromagnete di spacing	60	2.21	1

Tabella 4.2. Dimensioni cella Omega

Per i valori degli oggetti di spacing in tabella 4.5 valgono le stesse considerazioni riportate per il caso della stripline in tabella 4.1. Anche in questo caso la struttura è stata modificata in base al dominio(stazionario o frequenza) analizzato, infatti nel regime stazionario il Rame trasversale è lungo $33\mu m$, mentre nel dominio della frequenza è stato modificato ed il suo valore è di $43\mu m$. Nelle immagini 4.7 e 4.8 sono riportate le strutture rispetto alla loro sezione frontale.

Figura 4.7. Cella Omega in regime stazionario

Figura 4.8. Cella Omega nel dominio della frequenza

4.2 Materiali

I materiali che vengono utilizzati nel progetto sono i seguenti: Rame, Ossido di Silicio, Aria, CoZrTa, NiFe e SPy. In seguito ne vengono rappresentate le caratteristiche fisiche. Per i materiali ferromagnetici vengono anche riportate le loro curve di

magnetizzazione *BH* che vengono usate in regime stazionario e le curve della parte immaginaria della permeabilità magnetica, che sono state usate nel dominio della frequenza. I valori della parte immaginaria delle permeabilità magnetica, delle curve BH e della conducibilità, sono stati ricavati in base alle curve di perdita descritte in [1], [2] e nella libreria dei materiali di *FEMM*[12]. Inoltre, i valori della parte reale della permeabilità magnetica per CoZrTa e Nife sono stati ricavati da [2], mentre da [34] per l'SPy. Il metodo utilizzato per la definizione dei materiali e delle loro caratteristiche fisiche è riportato in [13] e [14]; per i materiali ferromagnetici in particolare è stato seguito il metodo descritto in [18].

Rame	**Valore**
Permittività relativa	1
Conducibilità elettrica	$59.98MS/m$
Permeabilità relativa	1

Tabella 4.3. Valori del Rame

Ossido si Silicio	**Valore**
Permittività relativa	1
Conducibilità elettrica	$10^{-12}S/m$
Permeabilità relativa	1

Tabella 4.4. Valori dell'Ossido di Silicio

Aria	**Valore**
Permittività relativa	1
Conducibilità elettrica	$0.01S/m$
Permeabilità relativa	1

Tabella 4.5. Valori dell'Aria

CoZrTa	**Valore**
Permittività relativa	1
Conducibilità elettrica	$1.01MS/m$
Permeabilità relativa(Re)	1100
Permeabilità relativa(Im)	$atan((2e-9)*freq)*1100$
Campo Magnetico	$H = f^{-1}(B)$ A/m
Densità dell'energia magnetica	$Primitiva\ J/m^3$

Tabella 4.6. Valori del CoZrTa

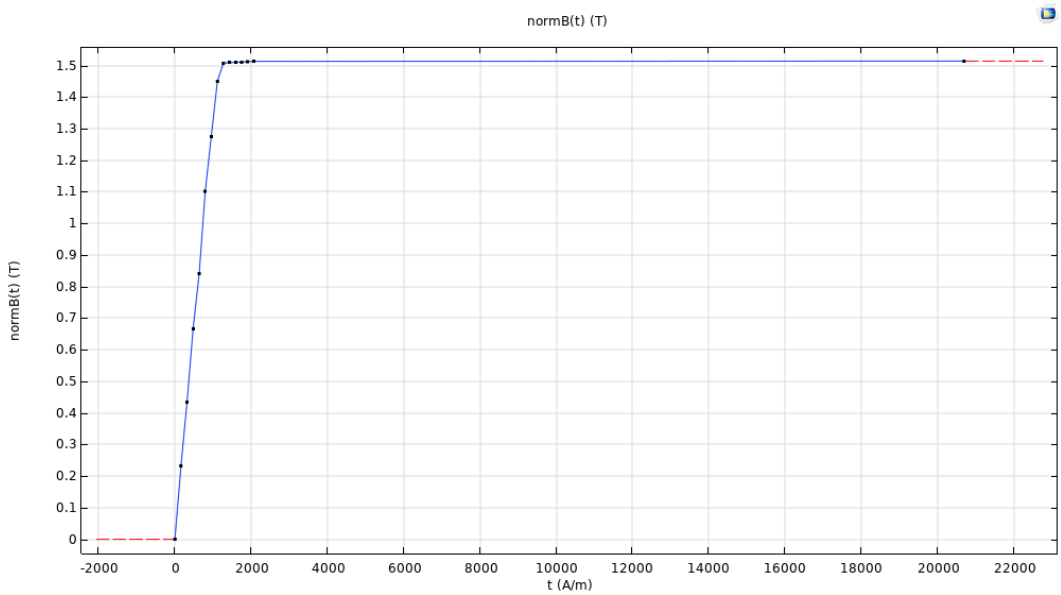


Figura 4.9. Curva BH del CoZrTa

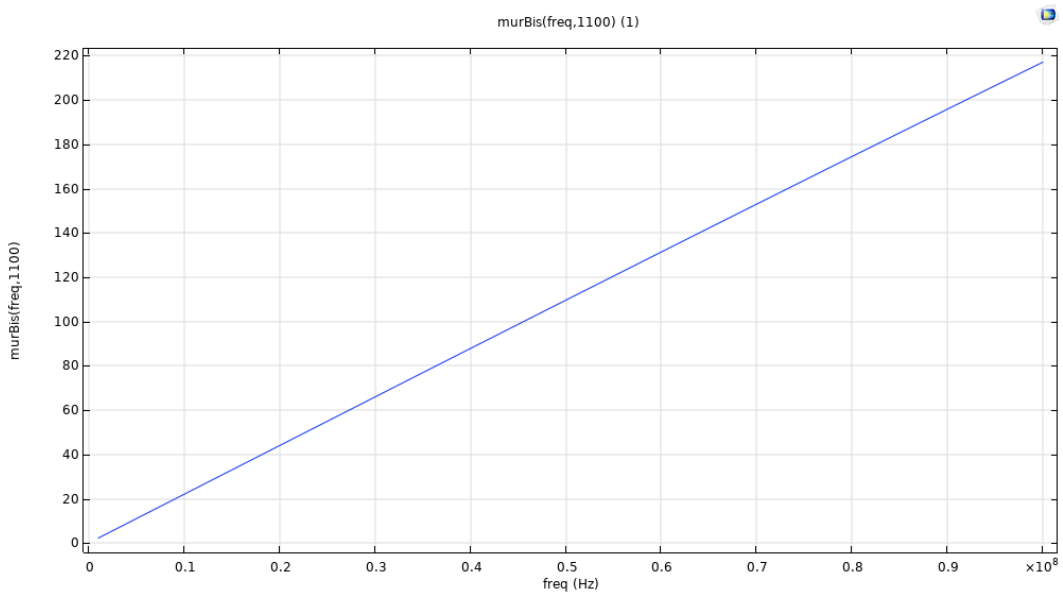


Figura 4.10. Parte immaginaria della permeabilità magnetica del CoZrTa

NiFe	**Valore**
Permittività relativa	1
Conducibilità elettrica	$5MS/m$
Permeabilità relativa(Re)	6000
Permeabilità relativa(Im)	$atan((2e-8)*freq)*6000$
Campo Magnetico	$H = f^{-1}(B)$ A/m
Densità dell'energia magnetica	$Primitiva\ J/m^3$

Tabella 4.7. Valori del NiFe

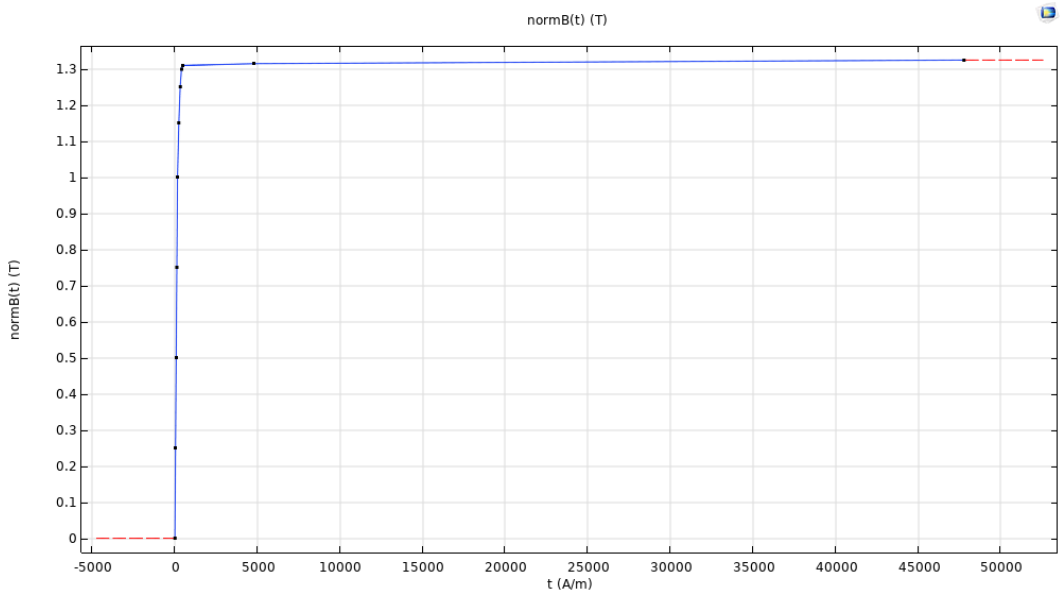


Figura 4.11. Curva BH del NiFe

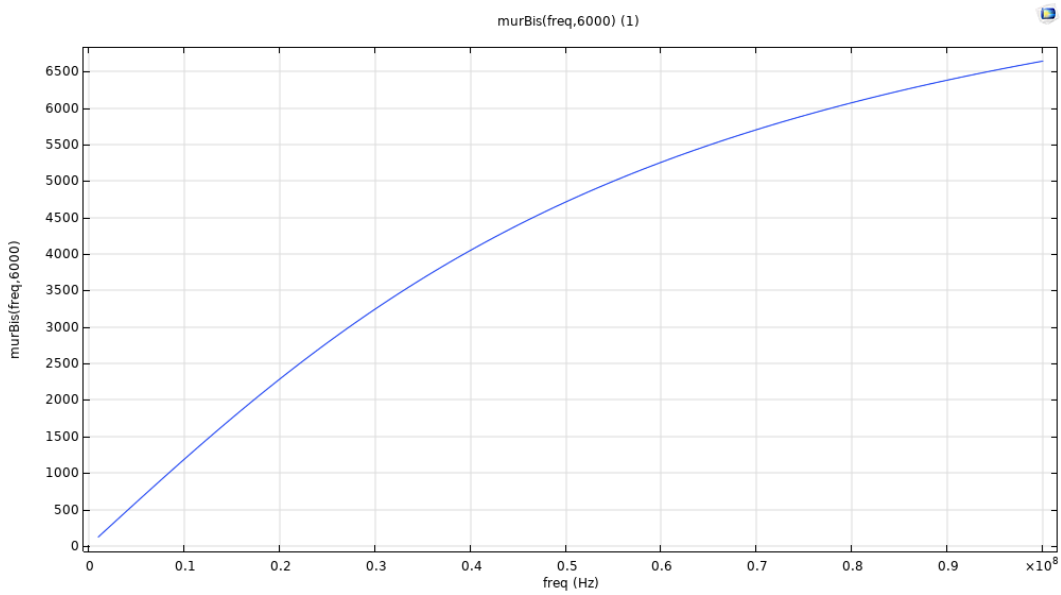


Figura 4.12. Parte immaginaria della permeabilità magnetica del NiFe

SPy	**Valore**
Permittività relativa	1
Conducibilità elettrica	$1.76MS/m$
Permeabilità relativa(Re)	100000
Permeabilità relativa(Im)	$atan((2e-8)*freq)*100000$
Campo Magnetico	$H = f^{-1}(B)$ A/m
Densità dell'energia magnetica	$Primitiva\ J/m^3$

Tabella 4.8. Valori dell'SPy

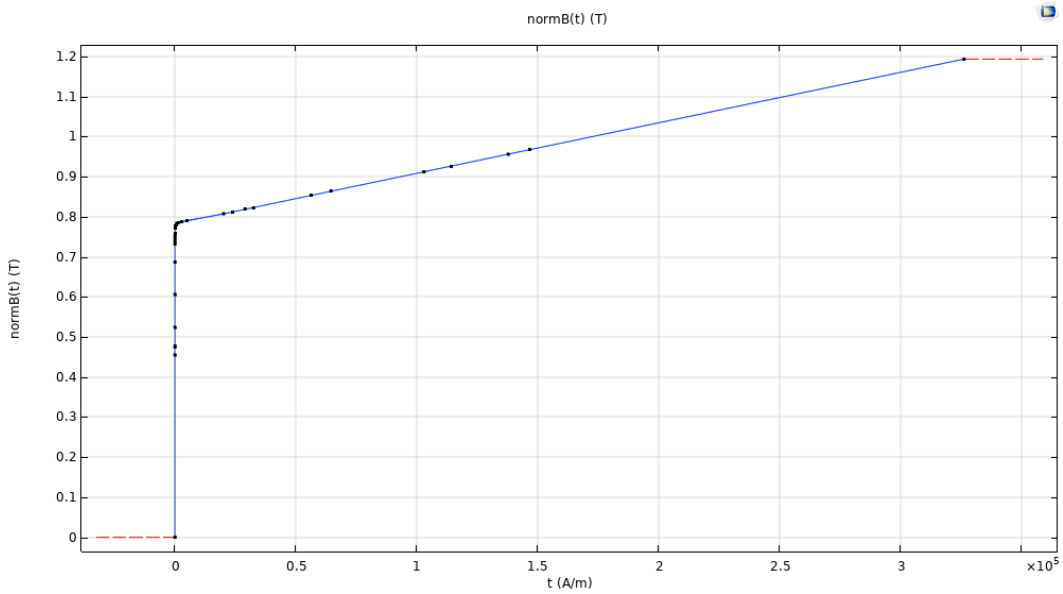


Figura 4.13. Curva BH dell'SPy

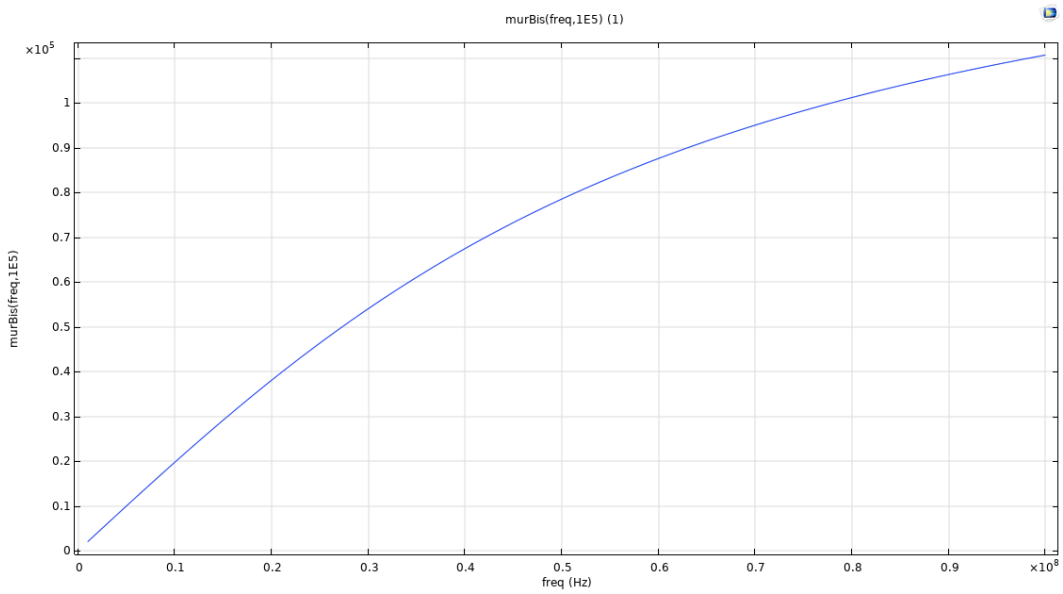


Figura 4.14. Parte immaginaria della permeabilità magnetica dell'SPy

4.3 Sviluppo del Driver

Il pilota dell'induttore è stato sviluppato sui CAD *LTSpice* e *Cadence Virtuoso* utilizzando la libreria *ami06*, dove è stato progettato un driver basato sul concetto di amplificatore push-pull ad alimentazione simmetrica, nel quale due transistori in configurazione common drain(in caso di Mosfet) o common collector(in caso di BJT) sono polarizzati in classe B (nel quale si ha un'efficienza teorica massima di circa il 78%), il cui funzionamento è noto grazie a [10] e [11]. Gli schemi base da cui si è partiti per lo sviluppo del driver, sono rappresentati nella figura 4.15.

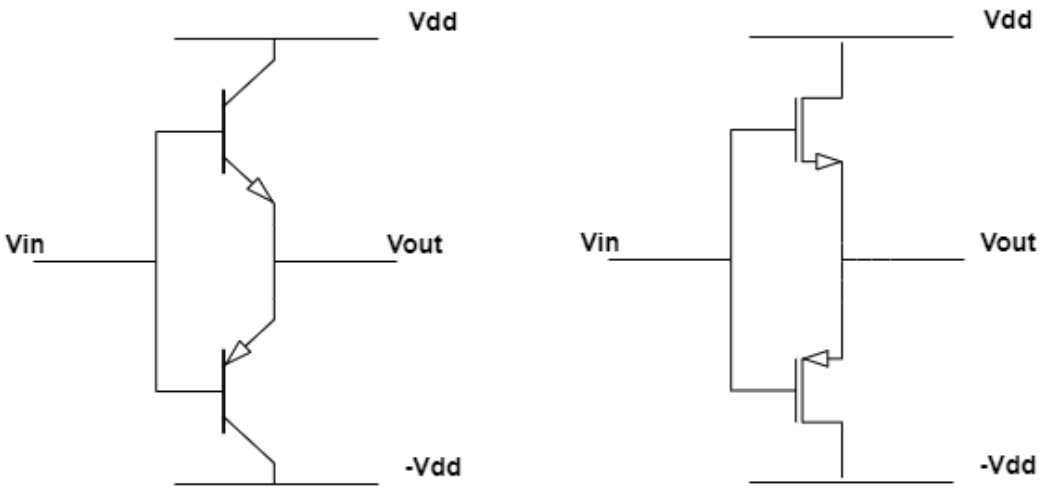


Figura 4.15. Schema base del Push-Pull

Capitolo 5

Risultati

In questo capitolo verranno presentati i risultati ottenuti dallo studio dell'induttore, in particolare riguardano: impostazioni utili ai fini della convergenza, distribuzione del campo magnetico, resistenza, induttanza e dissipazioni di potenza. In seguito sarà descritto lo studio della dipendenza del campo magnetico dai tre parametri liberi: corrente, spacing e permeabilità magnetica. Infine, verrà descritto lo studio del driver e del suo progetto.

5.1 Selezione dei Materiali

Il passo successivo in seguito alla costruzione della struttura e di tutte le sue geometrie, è la definizione di quali blocchi siano o meno di un determinato materiale. le seguenti immagini rappresentano: 5.1 e 5.2 la parte in Diossido di Silicio, 5.3 e 5.4 la parte in Rame, 5.5 e 5.6 la parte in materiale ferromagnetico, 5.7 e 5.8 l'involucro in aria. Il metodo di selezione utilizzato è quello presentato in [14] e [19]. La parte evidenziata in celeste nelle immagini, viene chiamata per l'appunto, *Selezione*.

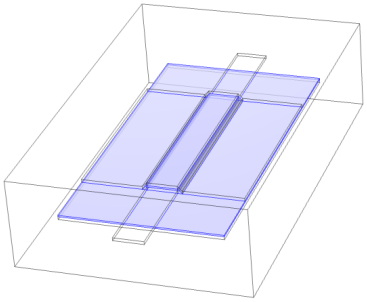


Figura 5.1. Ossido della stripline

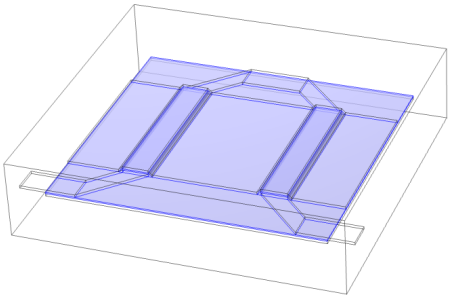


Figura 5.2. Ossido della cella Omega

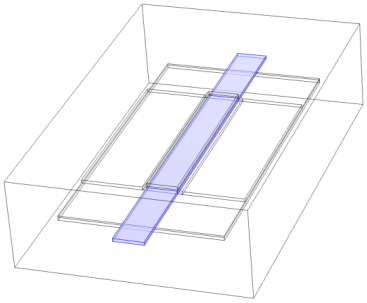


Figura 5.3. Rame della stripline

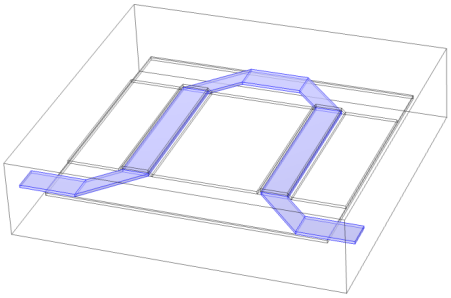


Figura 5.4. Rame della cella Omega

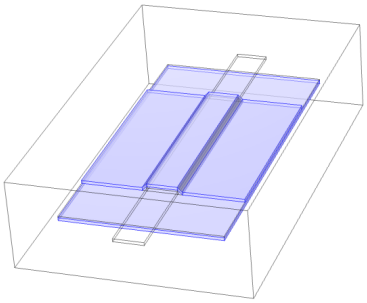


Figura 5.5. Ferromagnete della stripline

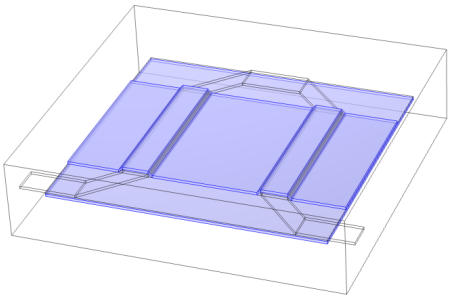


Figura 5.6. Ferromagnete della cella Omega

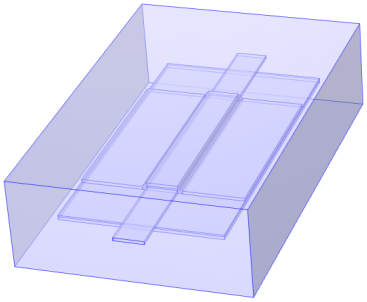


Figura 5.7. Aria della stripline

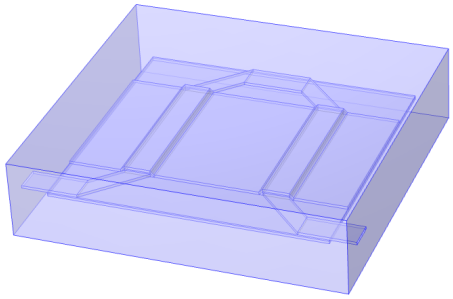


Figura 5.8. Aria della cella Omega

5.2 Condizioni al Contorno

In ogni sistema non lineare che venga risolto con il metodo degli elementi finiti, vi sono delle condizioni al contorno(o *Boundary Conditions*). Esse sono necessarie in quanto rendono il sistema univoco e la soluzione delle equazioni differenziali che definiscono il problema può essere una sola. Quando si ha a che fare con dei sistemi fortemente non lineari o eccessivamente complessi è necessario definirne un numero minimo oppure il sistema non riesce a convergere. Nelle figure 5.9 e 5.10 sono rappresentate le condizioni al contorno utilizzate nelle due strutture. L'immagine 5.9 mostra che vi sono più condizioni iniziali o più condizioni con il medesimo nome, queste vanno opportunamente disabilitate in funzione del tipo di analisi che si intende effettuare(se regime stazionario o dominio della frequenza) in quanto altrimenti si verificherebbe il cosiddetto *overriding* tra una condizione e l'altra.

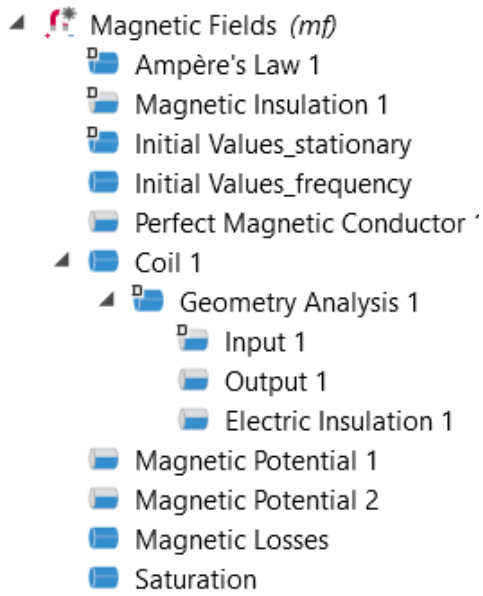


Figura 5.9. Condizioni al contorno della Stripline

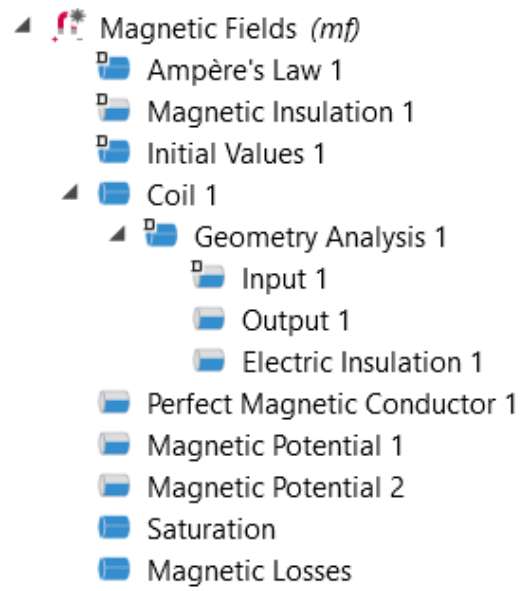


Figura 5.10. Condizioni al contorno della Cella Omega

Ogni qual volta si vuole utilizzare il modulo **Magnetic Fields**, COMSOL genera tre condizioni di default: *Ampère's Law* che come descritto in [20], utilizza la legge di Ampère del campo magnetico e grazie alle equazioni di Maxwell lo relaziona alle proprietà elettriche dei materiali(conducibilità per esempio); *Magnetic Insulation* il quale impone che la componente tangenziale del potenziale magnetico sia nulla [16]; *Initial Values* che consente di definire le condizioni iniziali del vettore potenziale magnetico [21].

In regime stazionario, le condizioni iniziali per il vettore potenziale magnetico, sufficienti per cui il solver è riuscito a convergere sono state le seguenti nel caso della Stripline:

- Componente $A_X = -(4E-7) * sin((2*\pi/(L+4*W)) * (x+2*W))$
- Componente $A_Y = 0$
- Componente $A_Z = (15E-7) * sin((2*\pi/(L+4*W)) * (x+2*W))$

Dove L rappresenta la lunghezza del tratto rettilineo del filo di rame nella regione coperta, W rappresenta la larghezza del filo di Rame, usata per comodità, come

unità discreta per le regioni scoperte dell'ossido inferiore e del filo di Rame. Quindi la quantità $L+4*W$ rappresenta la lunghezza del cladding inferiore ferromagnetico e del core inferiore di ossido. L'equazione $2*\pi/(L+4*W)$ è dunque una costante che definisce il vettore d'onda e $x+2*W$ la componente spaziale traslata di una quantità $2*W$. Il motivo per il quale è stata utilizzata una sinusoide è dovuto ai risultati del vettore potenziale magnetico di CoZrTa e NiFe, le simulazioni con l'SPy hanno causato problemi di convergenza e si è notato che negli altri due casi il vettore potenziale magnetico aveva un andamento periodico quasi regolare. Nelle figure 5.11, 5.12 e 5.13 sono mostrati i risultati ottenuti nella simulazione dell'SPy, riguardanti la parte laterale della Stripline.

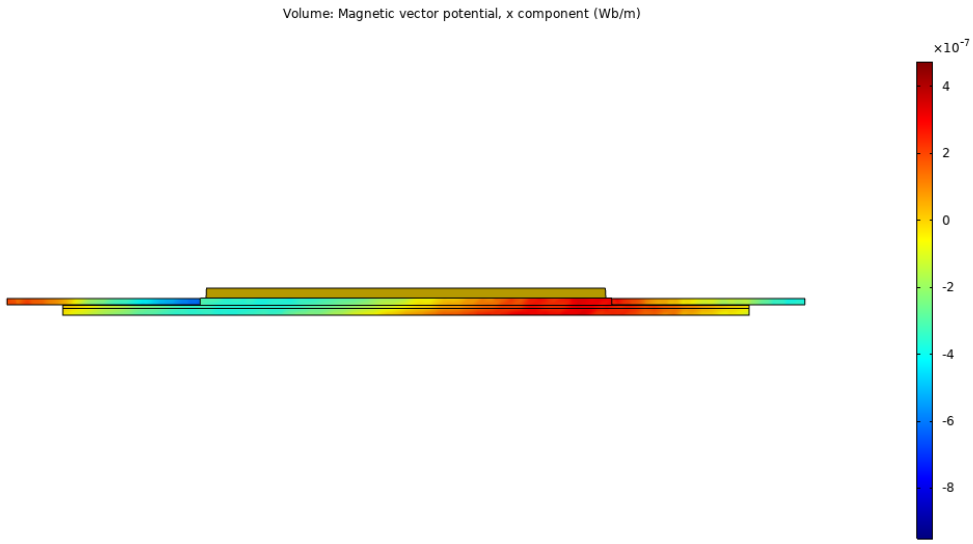


Figura 5.11. Vettore potenziale magnetico A_X laterale della Stripline

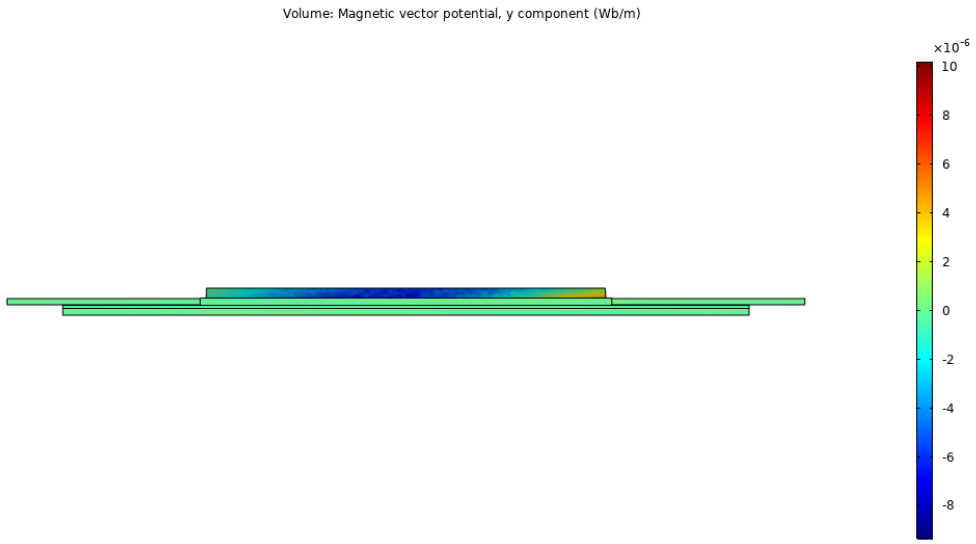


Figura 5.12. Vettore potenziale magnetico A_Y laterale della Stripline

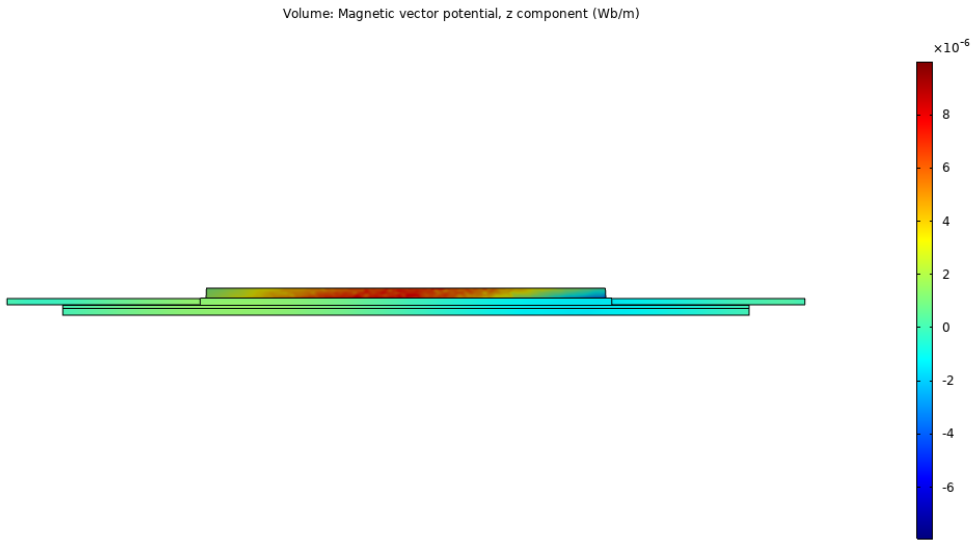


Figura 5.13. Vettore potenziale magnetico A_Z laterale della Stripline

Durante la fase di calcolo della soluzione, queste condizioni iniziali hanno favorito la convergenza diminuendo il tempo di tempo di calcolo. Nel caso della cella Omega, le condizioni iniziali in regime stazionario sono le seguenti:

- Componente $A_X = -(15E-7) * sin((2 * pi/(L + 4 * W)) * (x + 2 * W))\ Wb/m$
- Componente $A_Y = 0\ Wb/m$
- Componente $A_Z = (15E-7) * sin((2 * \pi/(L + 4 * W)) * (x + 2 * W))\ Wb/m$

In questo caso valgono le stesse considerazioni del caso della stripline.

La condizione *Perfect Magnetic Conductor* consente di impostare la componente tangenziale del campo magnetico e la corrente sulla superficie evidenziata a zero, questa superficie è ora interpretabile come zona ad alta impedenza [17]. Il volume di aria completa il circuito dell'induttore e in questo modo si vuole forzare il passaggio della corrente di polarizzazione in una parte specifica e circoscritta del volume di aria. Nella figura 5.14 viene rappresentato il dominio della condizione del *Perfect Magnetic Conductor*.

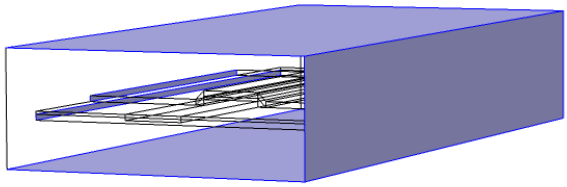


Figura 5.14. Selezione del Perfect Magnetic Conductor

La condizione *Coil* viene utilizzata per definire quale eccitazione va a perturbare l'induttore, il tipo di induttore e le relazioni costitutive che lo governano. In questo caso l'induttore è *Single Conductor*, dove viene considerato un singolo conduttore

dove la corrente può scorrere liberamente, con un valore definito dalla tensione applicata ai capi del conduttore o dalla corrente iniettata al suo ingresso[22]. Le immagini 5.15, 5.16, 5.15 e 5.18 rappresentano gli ingressi e le uscite delle due strutture, che vengono definite per mezzo delle istanze figlie della condizione *Coil*, vale a dire *input* e *output*.

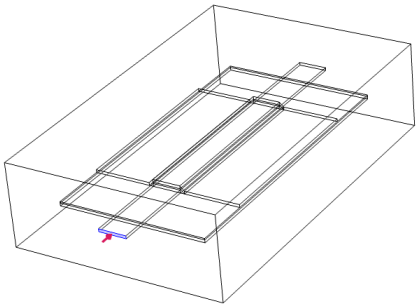


Figura 5.15. Input della Stripline

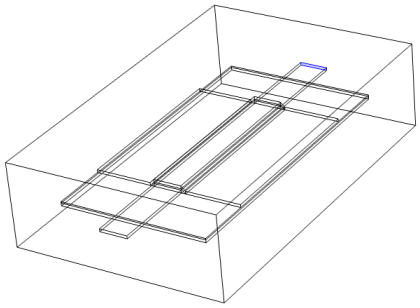


Figura 5.16. Output della Stripline

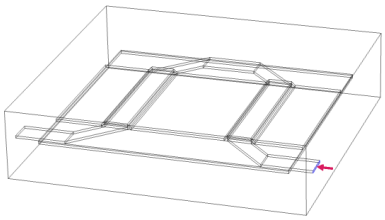


Figura 5.17. Input della cella Omega

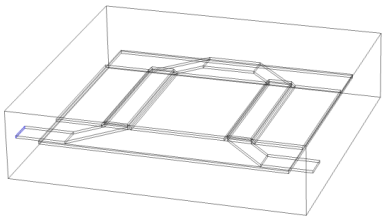


Figura 5.18. Output della cella Omega

Il nodo *Electric Insulation* consente di vietare il passaggio di corrente tra i diversi materiali, la sua utilità consiste nell'approssimare a zero il flusso di carica tra i diversi materiali della struttura [23]; questo nodo è stato utilizzato per migliorare la convergenza del sistema in esame [25]. Le figure 5.19 e 5.20 rappresentano le superfici in cui agisce la condizione di isolamento. Nel caso della stripline sono stati selezionati le pareti dell'ossido e le facce del filo di rame, di quest'ultimo non sono

state selezionate le superfici il cui vettore normale è parallelo allo scorrere della corrente. Riguardo la cella Omega, sono state selezionate solo le facce del filo di Rame.

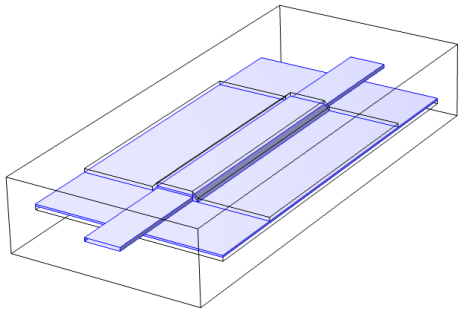


Figura 5.19. Selezione dell'isolamento elettrico nella Stripline

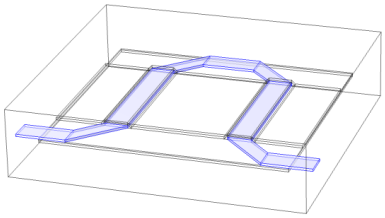


Figura 5.20. Selezione dell'isolamento elettrico nella cella Omega

La condizione *Magnetic Potential* viene utilizzata per fornire un valore A_0 ad una specifica superficie; si può osservare che la componente A_Y è più o meno costante in una grossa porzione di esse e i valori impostati all'interno della condizione *Magnetic Potential* sono i seguenti:

- Componente $A_X = 0\ Wb/m$
- Componente $A_Y = \pm 10E - 7\ Wb/m$
- Componente $A_Z = 0\ Wb/m$

Le immagini 5.21 e 5.22 rappresentano i risultati del vettore potenziale magnetico A_Y, per il caso dell'SPy, che ha generato più problemi nella convergenza. Vengono riscontrati risultati analoghi nelle simulazioni di CoZrTa e NiFe:

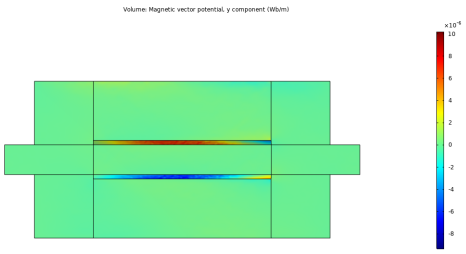


Figura 5.21. Componente A_Y per l'SPy nella Stripline

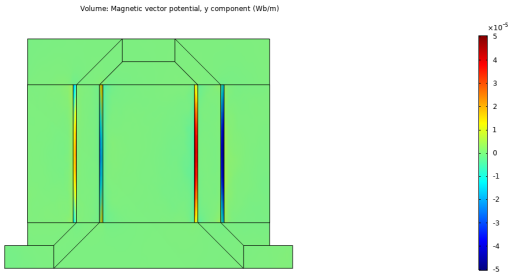


Figura 5.22. Componente A_Y per l'SPy nella cella Omega

Infine, nelle immagini 5.9 e 5.10 vi sono due condizioni chiamate *Magnetic Losses* e *Saturation*, il quale sono due istanze del nodo *Ampère's Law* rinominate, che rispettivamente vengono usate nel dominio della frequenza e in regime stazionario. Sono due istanze uguali, la cui selezione è il ferromagnete e che differiscono per il modello di magnetizzazione utilizzato: *Magnetic Losses* fa uso della parte reale e della parte immaginaria della permeabilità magnetica per valutare il campo magnetico, Saturation fa uso della curva BH del materiale [20] .

5.3 Costruzione della Mesh

La costruzione della mesh è fondamentale nella modellazione ad elementi finiti, dato che l'insieme delle equazioni differenziali che descrive il sistema è strettamente dipendente dalla bontà della griglia poligonale, che suddivide l'entità geometrica in esame. La mesh sviluppata per entrambe le strutture è stata creata seguendo il metodo descritto in [15].

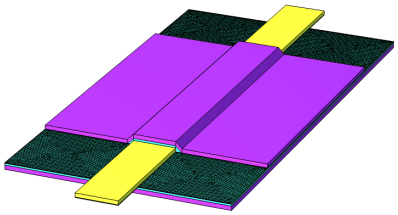


Figura 5.23. Primo passo per la costruzione della mesh

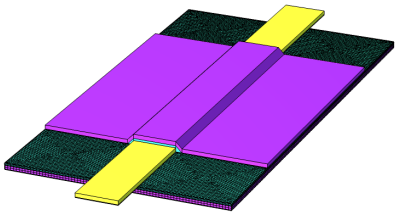


Figura 5.24. Secondo passo per la costruzione della mesh

Il primo passo per la costruzione della griglia consiste nell'eseguire il comando *Free Triangular* con selezione la superficie superiore del core in Diossido di Silicio, come si osserva nella figura 5.23. I poligoni che vengono creati dal simulatore hanno delle grandezze di default, il quale possono essere modificate arbitrariamente per generare una griglia più o meno fitta a seconda delle esigenze. In questo caso sono state modificate le grandezze minime e massime degli elementi della mesh, che sono diventate le seguenti:

- Grandezza elemento massimo: $7E-7\ m$
- Grandezza elemento minimo: $1E-6\ m$

Il secondo passo, chiamato *Swept*, serve a proiettare i poligoni sulla superficie, verso il fondo del core e del cladding inferiori. Osservando la figura 5.24, si può constatare che in questo modo vi è una suddivisione rettangolare dei due blocchi, legata all'asse verticale, con numero di righe definito dal comando *Distribution*, che in questo caso è impostato a 2.
Il terzo passo ed il quarto passo, sono una ripetizione dei primi due ma eseguiti su diverse componenti della struttura. Nella figura 5.25 la parte evidenziata in blu rappresenta quale parti sono state selezionate per la suddivisione superficiale in poligoni utilizzando il comando *Free Triangluar*, che comprende la base inferiore obliqua del ferromagnete, la base inferiore dell'Diossido di Silicio sopra al filo di Rame e la superficie inferiore del ferromagnete. Il risultato del quarto passo in figura 5.26 rappresenta l'output del comando *Swept*, il quale comprende il cladding e il core superiori, tranne il filo di Rame e gli spacer obliqui di Diossido di Silicio.

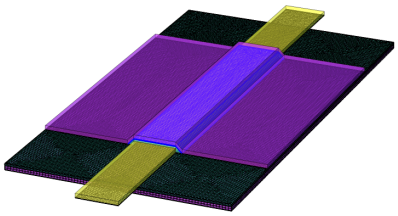


Figura 5.25. Terzo passo per la costruzione della mesh

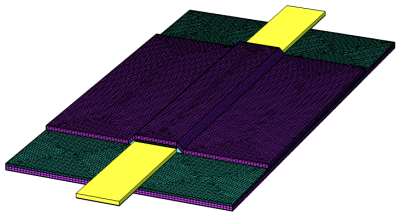


Figura 5.26. Quarto passo per la costruzione della mesh

Il quinto passo consiste nel completare la mesh ed utilizzando il comando *Free Tetrahedral* si crea una struttura basata su geometrie di forma tetraedrica, che completa e definisce la griglia nelle ultime parti della struttura: volume di aria, filo di Rame e spacer di Diossido di Silicio; in figura 5.27 si può osservare il risultato finale ottenuto. In conclusione l'ultimo passo riguarda la valutazione della qualità della struttura sviluppata, in figura 5.28 è illustrata la bontà della costruzione secondo i parametri del simulatore. La legenda dei colori indica che il verde consiste in una buona suddivisione in elementi finiti, al contrario un colore tendente al rosso di una cattiva costruzione della mesh. Nella figura si può osservare che solo poche zone sono di colore giallo, quando tutto il resto della struttura è complessivamente evidenziato di verde. La stessa procedura è stata eseguita per la cella omega, le figure 5.29 e 5.30 rappresentano rispettivamente la mesh completa della cella omega e il grafico che definisce la qualità della mesh costruita, per quest'ultima valgono le stesse considerazioni sui colori, presentate precedentemente per la stripline.

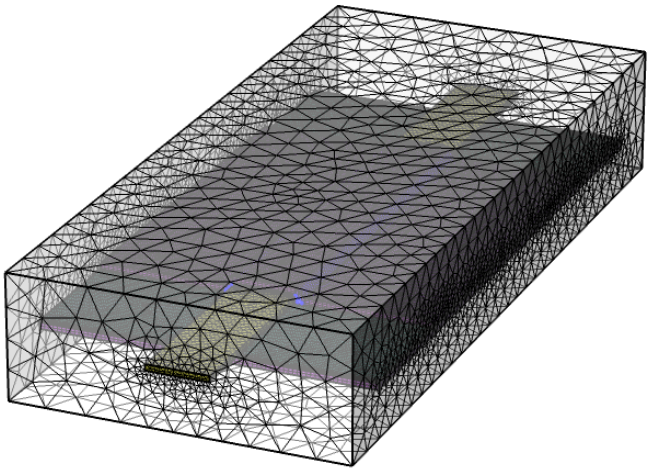


Figura 5.27. Mesh della stripline completa

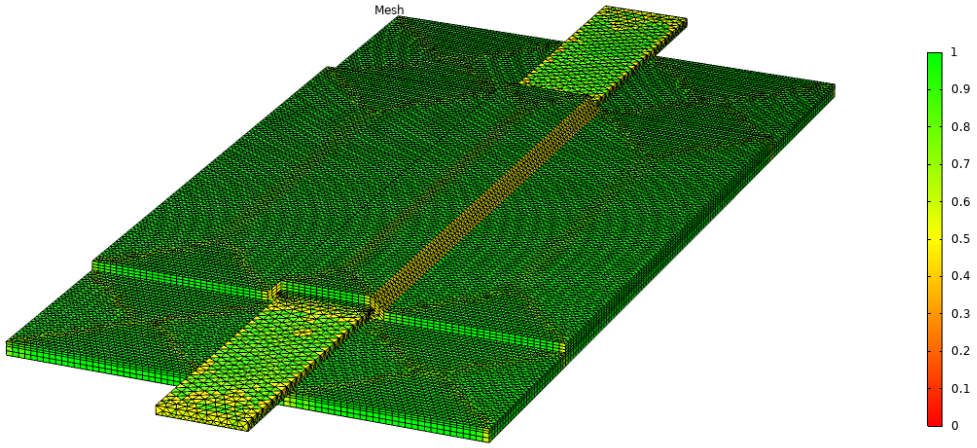


Figura 5.28. Qualità della mesh della stripline

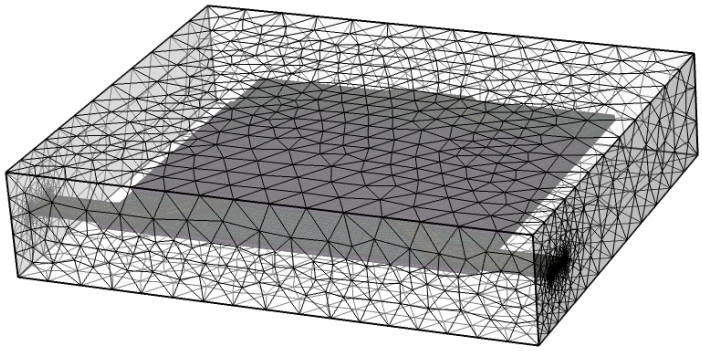


Figura 5.29. Mesh della cella omega completa

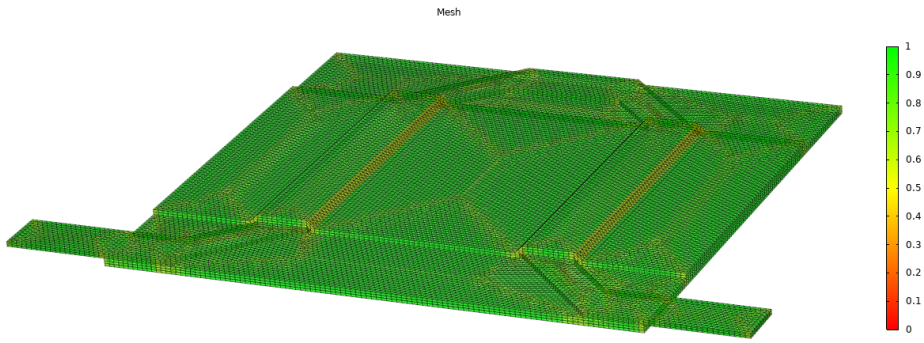


Figura 5.30. Qualità della mesh della cella omega

5.4 Impostazioni del Solver

COMSOL Multiphysics consente di effettuare degli studi di vario genere sui sistemi [26] , dal quale si è scelto di effettuare due tipi di essi: *Stationary* e *Frequency Domain*. Nel modulo *Magnetic Fields* è necessario eseguire la *Coil Geometry Analysis* prima di uno dei due studi [8] [22], in modo da poter calcolare il valore della corrente che fluisce attraverso l'induttore e per creare un modello della struttura, dato che si sta analizzando un *Single Conductor* come tipologia di conduttore [27].
Queste configurazioni sono state testate preliminarmente sulla struttura stripline, in quanto la sua simulazione è più veloce e richiede meno costo computazionale in termini di memoria, rispetto alla cella omega.

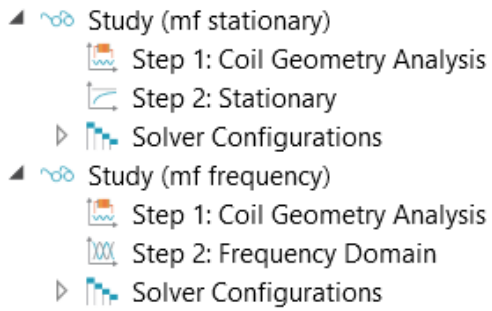


Figura 5.31. Tipologie di studio effettuate

In figura 5.31 sono rappresentate le istanze degli studi, necessarie per effettuare

la simulazione e dal quale si può notare che entrambe le analisi, stazionaria e in frequenza, hanno necessariamente bisogno di impostazioni di configurazione per definire come la risoluzione del sistema di equazioni differenziali, verrà effettuata; tutto questo viene definito nell'istanza *Solver Configurations* [28].

5.4.1 Regime Stazionario

Ogni qual volta si effettua uno studio su *COMSOL Multiphysics* il programma di simulazione genera un'istanza di default sulle impostazioni consigliate al fine di risolvere il sistema di equazioni, che talvolta non è il migliore o non è adeguato. Di default il programma utilizza *solvers* differenti per ciascun tipo di studio, una per la *Coil Geometry Analysis* e l'altra per il tipo di regime studiato, in questo caso si è in regime stazionario. Nella figura 5.32 si possono osservare le due istanze evidenziate:

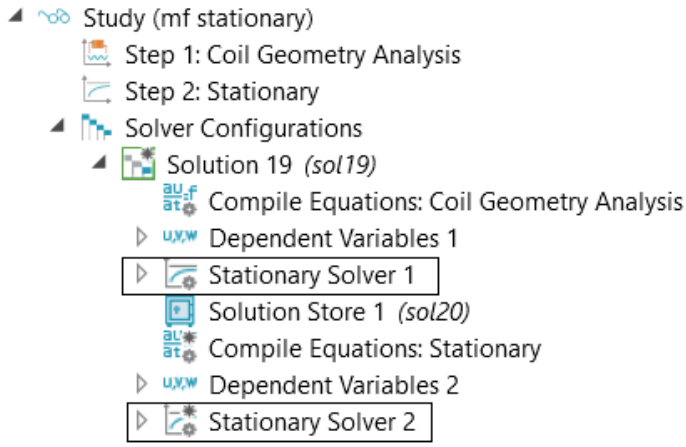


Figura 5.32. Istanze del solver

Per l'analisi *Coil Geometry Analysis*, le impostazioni sono quelle di default, mentre per la risoluzione in regime stazionario del sistema sono state cambiate alcune procedure e caratteristiche. La procedura di risoluzione deve calcolare due variabili che caratterizzano l'intero sistema: potenziale elettrico ai capi del conduttore e vettore potenziale magnetico; la seconda di esse è la più onerosa in termini computazionali ed utilizza un processo iterativo per ricavare la soluzione, al contrario della prima che utilizza un metodo diretto, come si può vedere dalla figura 5.33:

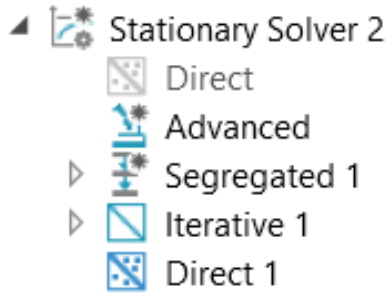


Figura 5.33. Impostazioni avanzate del solver

All'interno di *Stationary Solver* è stata modificato il valore della *relative tolerance* e da 0.001 è stata incrementata a 0.01 per agevolare la convergenza. Nella voce *Advanced* si possono definire quali siano il formato della matrice di vettori delle equazioni differenziali ed il modo in cui essa verrà analizzata e modificata dai metodi di risoluzione [29]. Nella tabella 5.1 sono rappresentate le modifiche effettuate per *Advanced*:

Advanced	**Valore**
Matrix Symmetry	Symmetric
Store last residual	While solving
Automatic Rescaling	*Unchecked*

Tabella 5.1. Impostazioni Advanced

Nella voce *Segregated*, utile per dividere la risoluzione in sotto-passi usando il metodo di Newton [30], vengono definiti quelli che sono i criteri di risoluzione delle variabili di interesse: potenziale elettrico e vettore potenziale magnetico. La sezione riguardante il potenziale elettrico è stata lasciata di default ed è stata modificata solo quella riguardante il vettore potenziale magnetico. Nella tabella 5.2 sono riportate le modifiche effettuate in *Segregated*:

Segregated	**Valore**
Stabilization and acceleration	Anderson Acceleration
Nonlinear method	Double dogleg
Maximum number of iterations	100

Tabella 5.2. Impostazioni Segregated

5.4.2 Dominio della Frequenza

L'analisi nel dominio della frequenza richiede in generale un costo computazionale maggiore rispetto all'analisi nel regime stazionario, quindi di default il programma suggerisce l'ausilio di un solver di tipo diretto, evitando l'approccio iterativo. In questo il processo risolutivo da seguire è di tipo *Fully coupled*, dove in un'unica iterazione vengono valutate tutte le incognite [31].

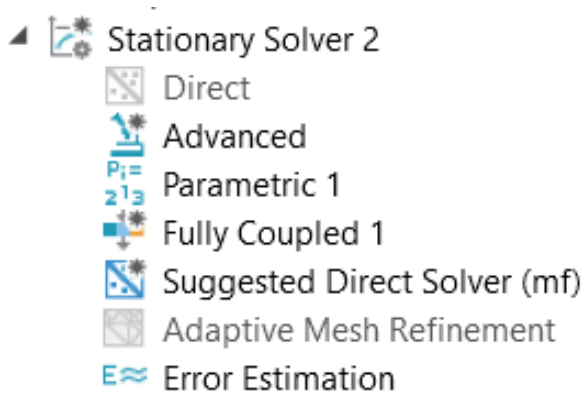


Figura 5.34. Istanze del solver

Nella figura 5.34 è possibile osservare quali impostazioni sono state abilitate nel solver per il potenziale elettrico ai capi del filo e del vettore potenziale magnetico. Nelle tabelle 5.3 e 5.4 sono rappresentate le modifiche effettuate nelle voci *Advanced* e *Fully Coupled* rispettivamente; infine nella voce *Suggested direct solver*, si è scelto il solver *MUMPS* anzichè *PARADISO*, in quanto si è rivelato più veloce e con un costo computazionale minore.

Advanced	**Valore**
Store last residual	While solving
Automatic Rescaling	*Unchecked*

Tabella 5.3. Impostazioni Advanced

Fully Coupled	**Valore**
Nonlinear method	Double dogleg
Number of iteration before restart	10
Maximum number of iterations	25
Check Error Estimate	*Unchecked*

Tabella 5.4. Impostazioni Fully Coupled

5.5 Campo Magnetico

In questa sezione verranno presentati i valori del campo magnetico generato nelle sezioni di calcolo della stripline e della cella omega, sia in regime stazionario che nel dominio della frequenza.

5.5.1 Campo Magnetico in Regime Stazionario

Per la stripline, in seguito sono mostrate le distribuzioni del campo magnetico nella regione di calcolo delle porte logiche; esso è stato valutato modellando il ferromagnete con le curve BH descritte precedentemente. L'obiettivo è di confermare le corrette impostazioni iniziali e condizioni al contorno e per confrontare le distribuzioni di campo con i valori di riferimento [1]. Per la cella omega invece, vengono presentate le distribuzioni del campo magnetico, valutato sia con le curve *BH* (figure 4.9, 4.11 e 4.13) dei materiali e sia con la permeabilità magnetica. Inoltre, sono rappresentati i risultati delle simulazioni per diversi valori di corrente per differenti *spacing* della serpentina, e per diversi valori della permeabilità magnetica, con lo scopo di valutare la dipendenza del campo magnetico dai due parametri.

Distribuzione del campo magnetico nella Stripline

Nelle figure 5.35, 5.36 e 5.37, sono rappresentati i grafici dei risultati delle simulazioni del campo magnetico (Asse verticale), il quale è stato valutato nella sezione centrale della struttura dell'induttore. Le immagini mostrano un *gap* nella distribuzione di campo, esso mostra il campo magnetico crescente all'interno del Rame partendo dal centro della sezione del filo, sino a raggiunge il massimo nel suo bordo. Dopodiché, il campo diminuisce lungo il ferromagnete con andamento iperbolico con ripidità differente a seconda del materiale.

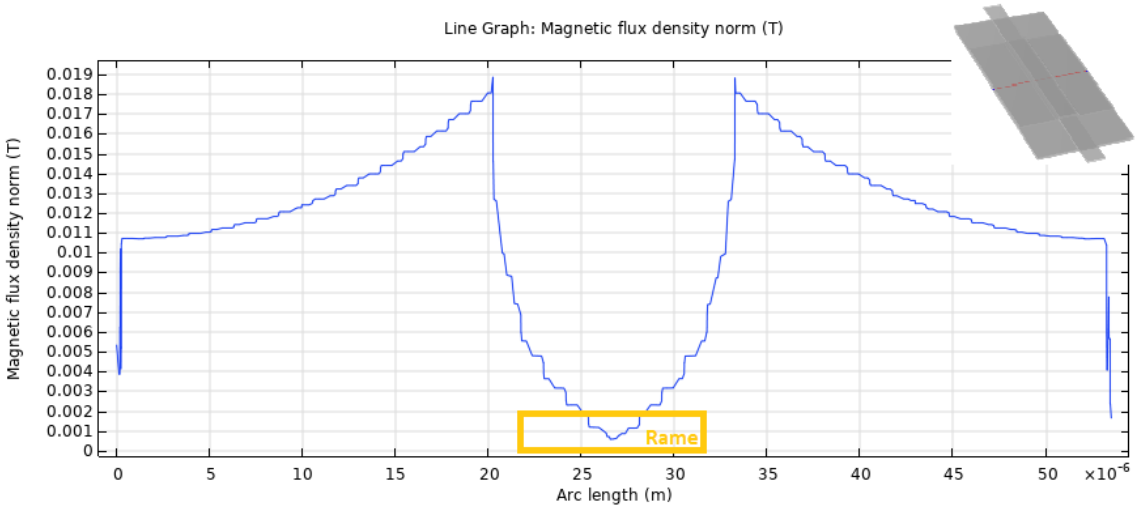


Figura 5.35. Distribuzione del campo magnetico nella stripline per CoZrTa, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutato in regime stazionario nella sezione trasversale della geometria raffigurata in alto a destra

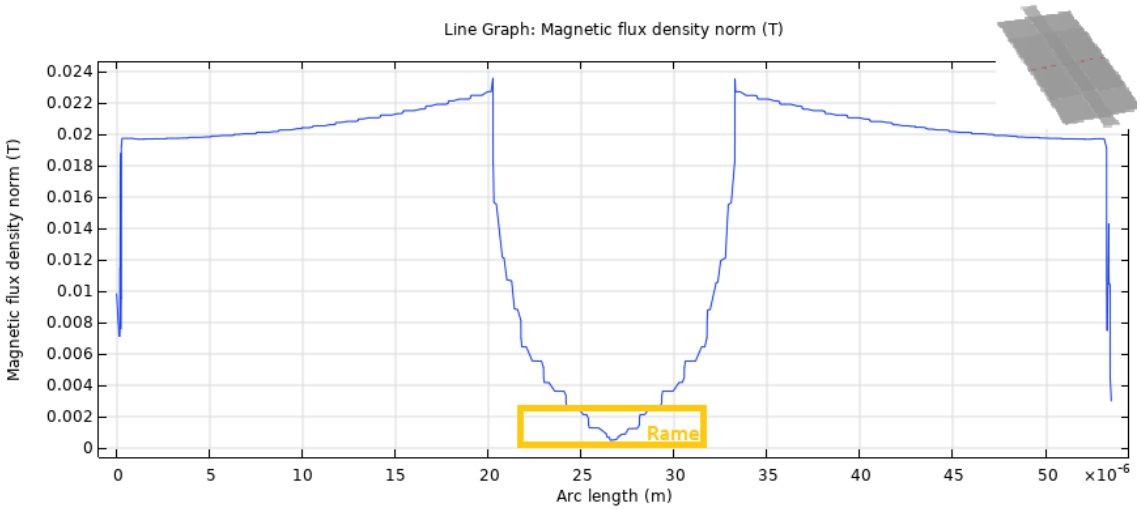


Figura 5.36. Distribuzione del campo magnetico nella stripline per NiFe, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutato in regime stazionario nella sezione trasversale della geometria raffigurata in alto a destra

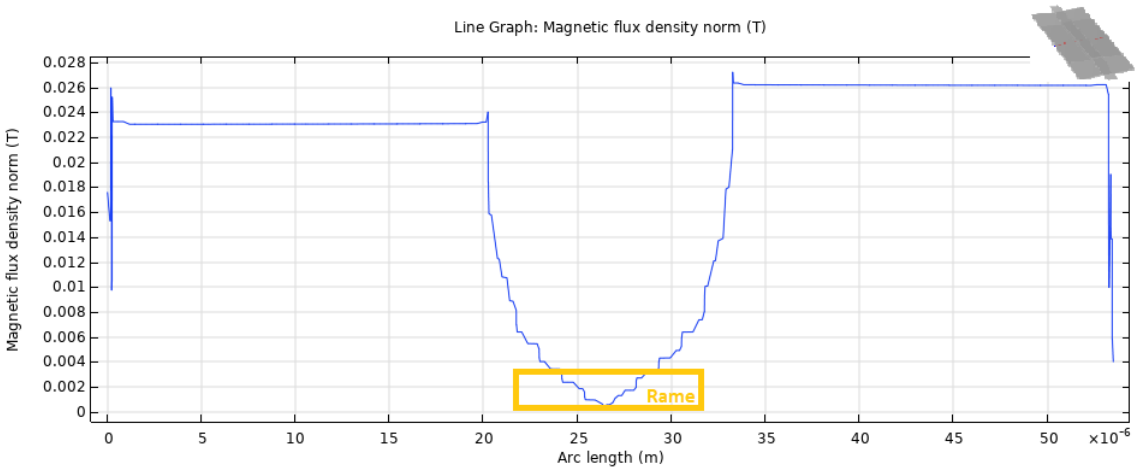


Figura 5.37. Distribuzione del campo magnetico nella stripline per SPy, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutato in regime stazionario nella sezione trasversale della geometria raffigurata in alto a destra

Come detto in precedenza, essi sono stati ottenuti utilizzando le curve BH per il materiale ferromagnetico (figure 4.9, 4.11 e 4.13) e sono servite come punto di partenza

per valutare la convergenza e le corrette condizioni al contorno del sistema.

Distribuzione del campo magnetico nella cella omega

Nelle figure 5.38, 5.39 e 5.40 sono mostrate le distribuzioni del campo magnetico (Asse Verticale) ottenute dalla simulazione della cella omega, utilizzando le curve BH (figure 4.9, 4.11 e 4.13) per il materiale ferromagnetico. In questo caso si hanno due *gap* distinti che rappresentano i due fili di Rame paralleli, dentro il quale il campo magnetico è via via crescente verso il bordo del filo di Rame. Tra i due fili si forma un campo magnetico di verso concorde e che va quindi a sommarsi; data la natura iperbolica del campo magnetico, si può notare la formazione di un minimo localizzato tra i due fili, dovuto all'allontanarsi rispetto al bordo del Rame; questo genera un andamento parabolico del campo magnetico nella regione di calcolo delle porte logiche. Inoltre all'estrema destra e all'estrema sinistra dei grafici si può notare un'ulteriore discesa repentina del modulo del campo, dovuta alla regione di contatto tra il ferromagnete e l'aria, che genera quindi una discontinuità nel mezzo di propagazione. Per concludere, anche in questo caso la simulazioni mostrano che la ripidità della discesa del campo è strettamente legata al materiale in esame, il quale è maggiore nel CoZrTa e minore negli altri due casi.

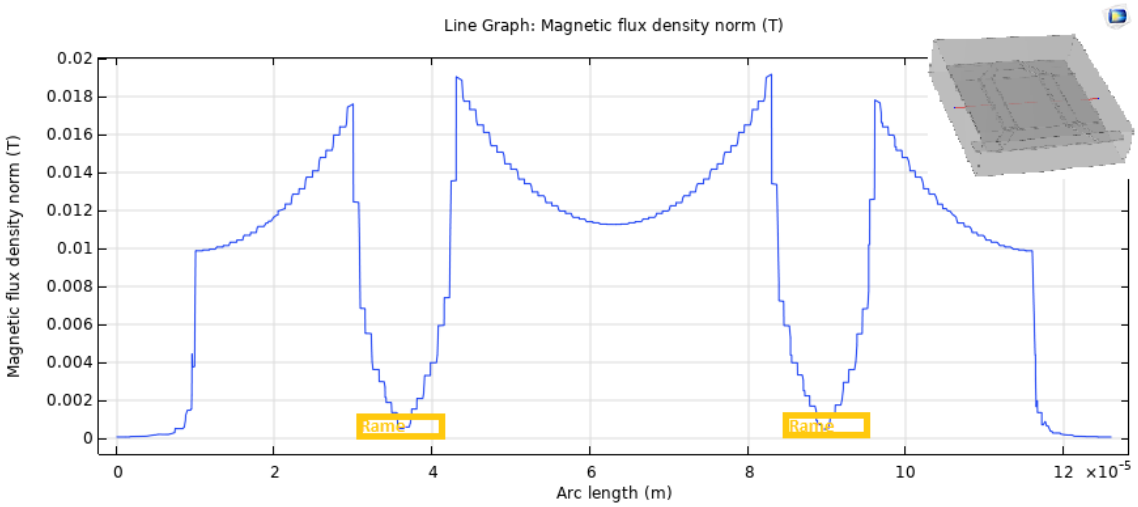


Figura 5.38. Distribuzione del campo magnetico nella cella omega per CoZrTa, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutato in regime stazionario nella sezione trasversale della geometria raffigurata in alto a destra

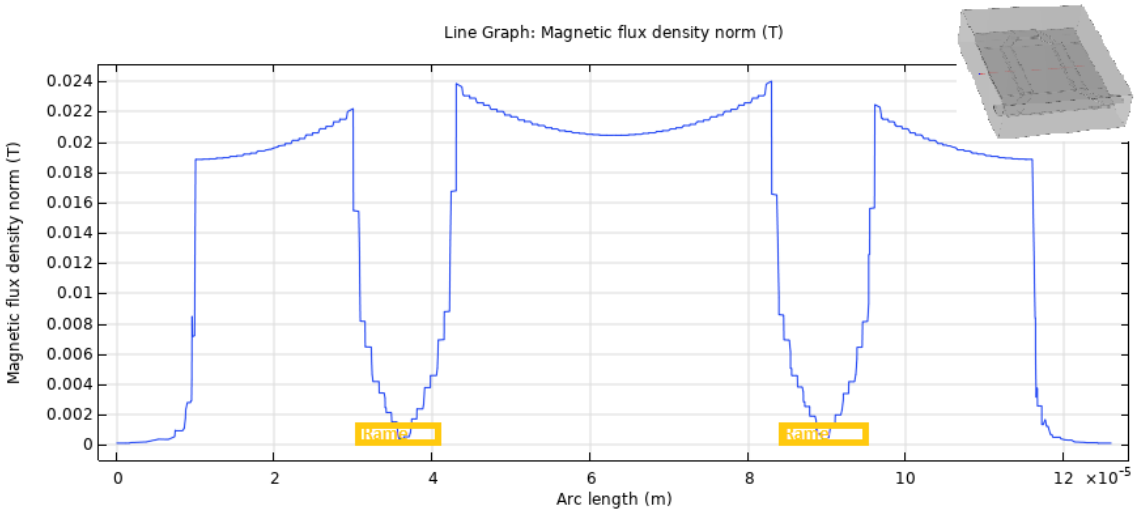


Figura 5.39. Distribuzione del campo magnetico nella cella omega per NiFe, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutato in regime stazionario nella sezione trasversale della geometria raffigurata in alto a destra

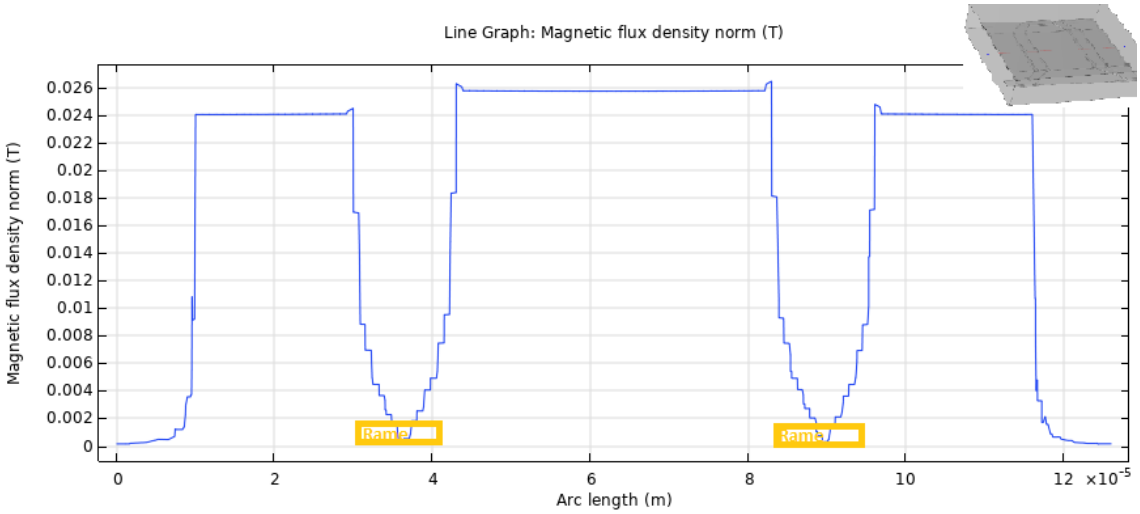


Figura 5.40. Distribuzione del campo magnetico nella cella omega per SPy, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutato in regime stazionario nella sezione trasversale della geometria raffigurata in alto a destra

I grafici successivi mostrano le simulazioni in regime stazionario dell'induttore, utilizzando la permeabilità magnetica del ferromagnete impostata a 6000 (uguale al NiFe) arbitrariamente. In questi la distanza tra i bordi del filo di Rame (distanza tra l'estremo destro della sezione a sinistra e l'estremo sinistro della sezione destra del Rame, considerando le figure 5.38, 5.39 e 5.40) è stata fatta variare da 20 μm a 50 μm con passo di 5 μm; per ognuna sono state effettuate simulazioni per differenti valori di intensità di corrente che fluisce attraverso l'induttore: da 5 mA a 30 mA, con passo di $5mA$. Dalle immagini 5.41, 5.42, 5.43, 5.44, 5.45, 5.46 e 5.47, si evince che l'aumento della corrente che fluisce attraverso l'induttore è responsabile di un aumento del modulo del campo magnetico e di un aumento della convessità.
La figura 5.48 mostra la distribuzione di campo magnetico per differenti valori della permeabilità magnetica, fatta variare da 1000 a 10000 con passo di 1000; in questo intervallo è sono presenti quindi le simulazioni del NiFe e del CoZrTa (quest'ultimo possiede 1100 di permeabilità e la differenza grafica con 1000 di permeabilità è irrisoria), il quale possono essere identificati dall'immagine; le simulazioni per valori superiori sono state eseguite ma non riportate per ragioni di tipo grafico, in quanto diventa impossibile distinguere le curve per valori di permeabilità magnetica superiori a quelli rappresentati. Dall'immagine inoltre, è possibile notare che l'aumento della permeabilità magnetica ha principalmente due effetti: un aumento del modulo del campo magnetico ed una diminuzione della convessità, tendendo ad appiattire la distribuzione del campo. La simulazione del dispositivo per differenti valori della permeabilità magnetica è stata eseguita ai fini di valutare la dipendenza della distribuzione del campo in regime stazionario dalla stessa, in quanto uno degli obiettivi dello studio dell'induttore è la creazione di un modello matematico che possa predire la distribuzione del campo magnetico, nella parte trasversale della regione di calcolo delle porte logiche, ed uno dei parametri liberi del modello è la permeabilità magnetica del materiale ferromagnetico.

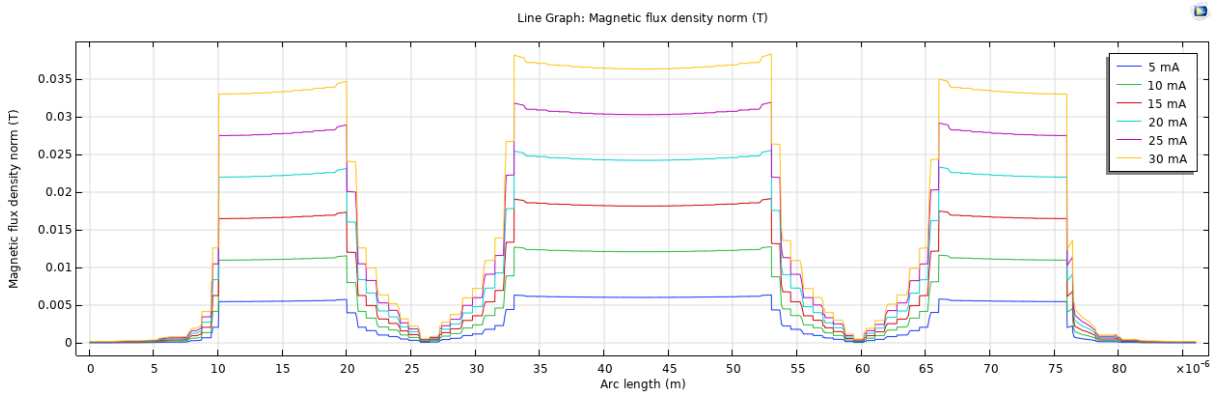


Figura 5.41. Distribuzione del campo magnetico nella cella omega con 20 μm di *spacing* e differenti valori di corrente in ingresso, valutato in regime stazionario nella sezione trasversale

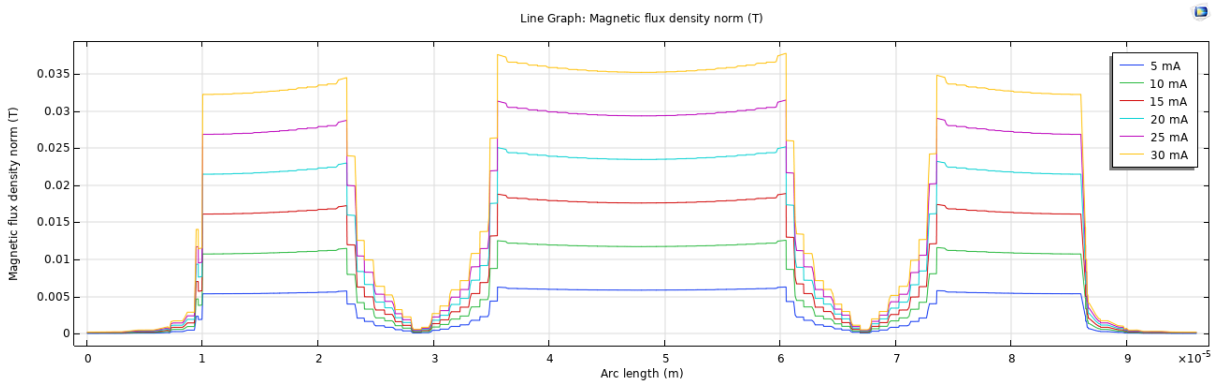


Figura 5.42. Distribuzione del campo magnetico nella cella omega con 25 μm di *spacing* e differenti valori di corrente in ingresso, valutato in regime stazionario nella sezione trasversale

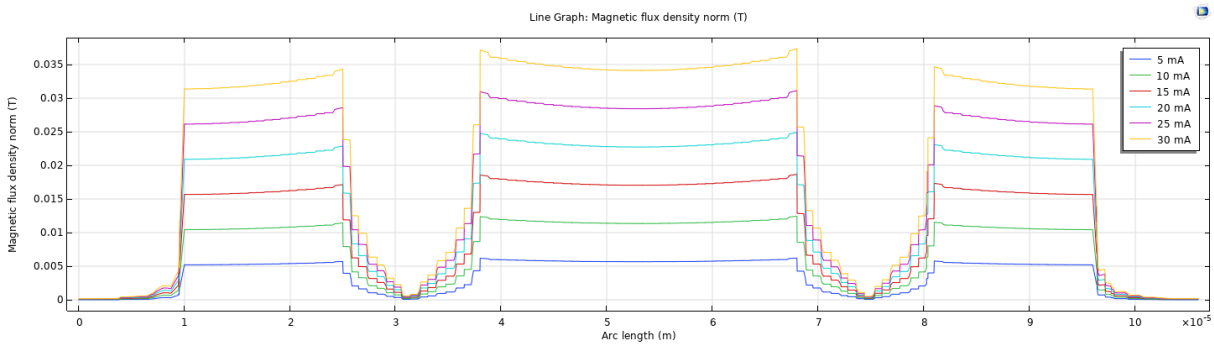


Figura 5.43. Distribuzione del campo magnetico nella cella omega con 30 μm di *spacing* e differenti valori di corrente in ingresso, valutato in regime stazionario nella sezione trasversale

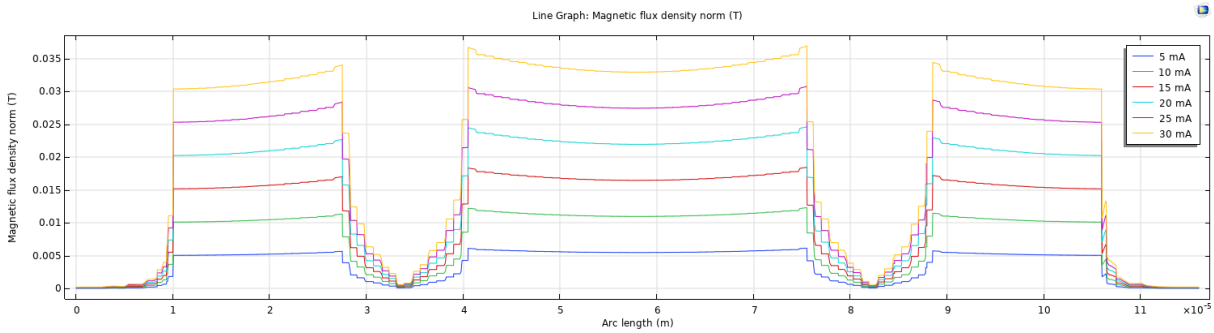


Figura 5.44. Distribuzione del campo magnetico nella cella omega con 35 μm di *spacing* e differenti valori di corrente in ingresso, valutato in regime stazionario nella sezione trasversale

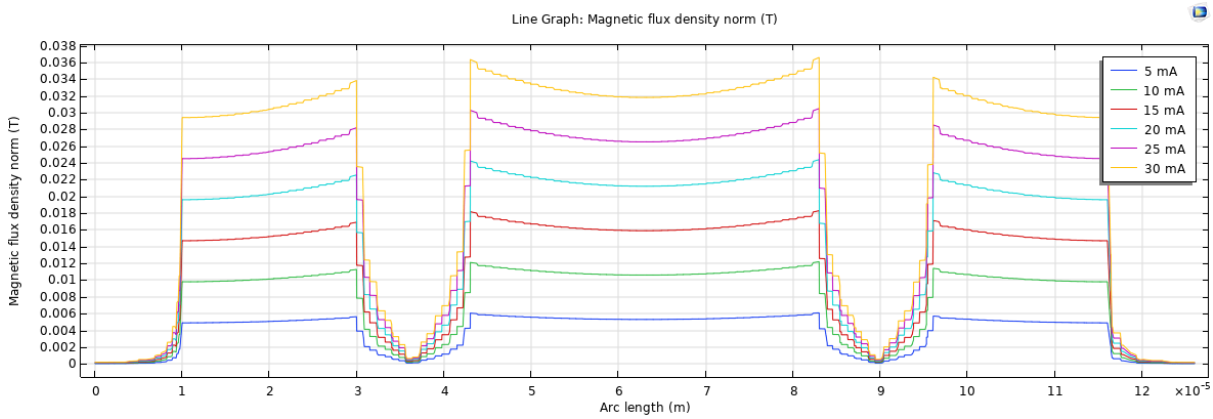


Figura 5.45. Distribuzione del campo magnetico nella cella omega con 40 μm di *spacing* e differenti valori di corrente in ingresso, valutato in regime stazionario nella sezione trasversale

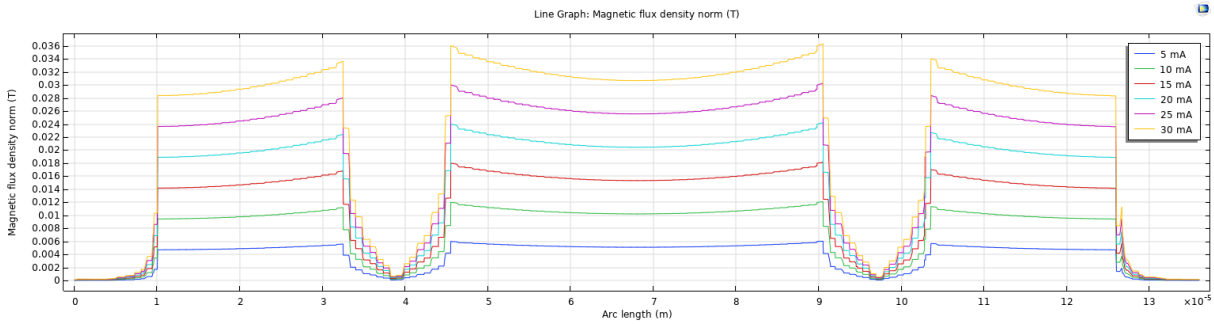


Figura 5.46. Distribuzione del campo magnetico nella cella omega con 45 μm di *spacing* e differenti valori di corrente in ingresso, valutato in regime stazionario nella sezione trasversale

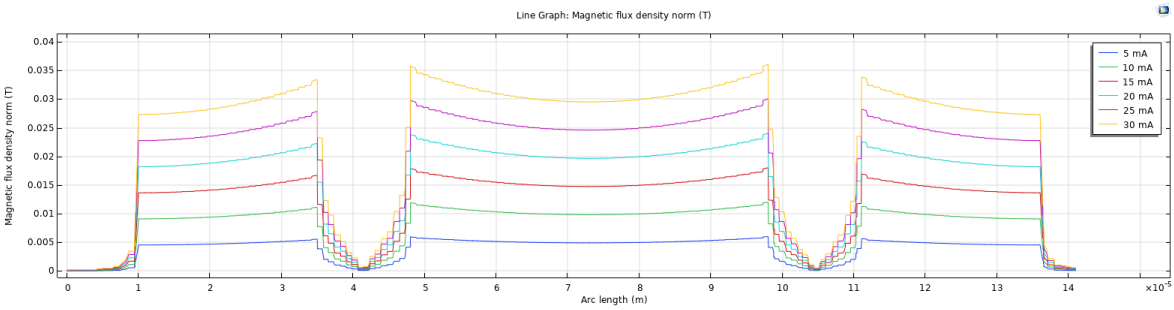


Figura 5.47. Distribuzione del campo magnetico nella cella omega con 50 μm di *spacing* e differenti valori di corrente in ingresso, valutato in regime stazionario nella sezione trasversale

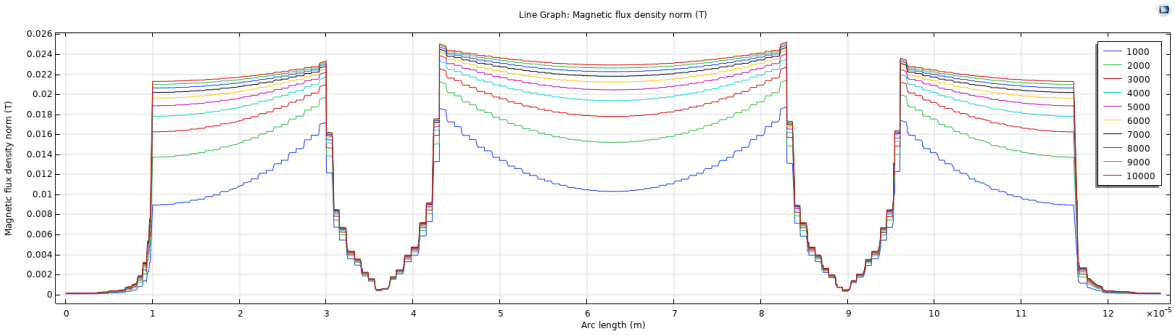


Figura 5.48. Campo magnetico con 20 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, per differenti valori della permeabilità magnetica in regime stazionario

I risultati ottenuti ed appena presentati, sono il punto di partenza per lo sviluppo del modello matematico di progetto, in quanto per differenti valori di *spacing*, corrente e permeabilità magnetica, si hanno tutti i dati necessari per la valutazione delle dipendenze e degli andamenti del campo magnetico rispetto ai parametri di interesse. Il vantaggio di aver utilizzato la permeabilità magnetica, rispetto alla curva BH in queste simulazioni, consiste nel poter associare la dipendenza rispetto ad una variabile scalare, al contrario la curva BH rappresenta un modello non lineare e quindi sarebbe risultato impossibile associare la dipendenza ad un valore scalare in ingresso al modello matematico.

5.5.2 Campo Magnetico nel Dominio della Frequenza

In questa sezione verranno mostrati i risultati delle simulazioni dell'induttore nel dominio della frequenza, effettuate in un intervallo da 1 MHz a 300 MHz, con passo di 50 MHz. Per modellare il ferromagnete si è scelto di utilizzare la permeabilità magnetica piuttosto che la curva BH efficace del materiale [32], questo perché la relazione costitutiva *Magnetic Losses* permette di definire arbitrariamente le perdite del materiale mediante formule matematiche, al contrario l'altro tipo di modello non consente tale libertà.

Distribuzione del campo magnetico nella stripline

Le immagini 5.49, 5.50 e 5.51 rappresentano i risultati ottenuti per la stripline, rispettivamente nei tre casi: CoZrTa, NiFe e SPy. Le immagini mostrano che all'aumentare della frequenza, il campo magnetico (Asse verticale) diminuisce in modulo e ciò è dovuto alla parte immaginaria della permeabilità magnetica, il quale dipende dalla frequenza con una funzione del tipo arcotangente e con una funzione lineare dalla parte reale della permeabilità magnetica.

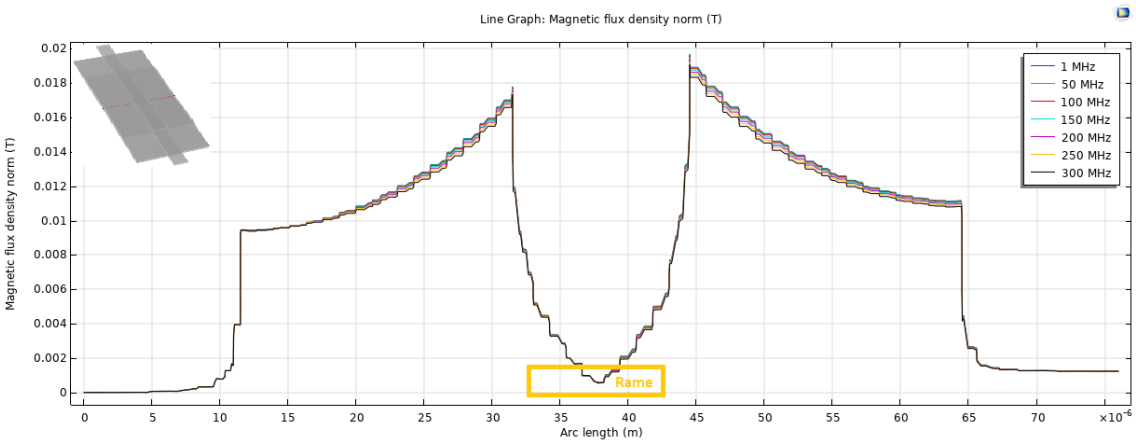


Figura 5.49. Distribuzione del campo magnetico nella stripline per CoZrTa, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutato nel dominio della frequenza, nella sezione trasversale della geometria raffigurata in alto a sinistra

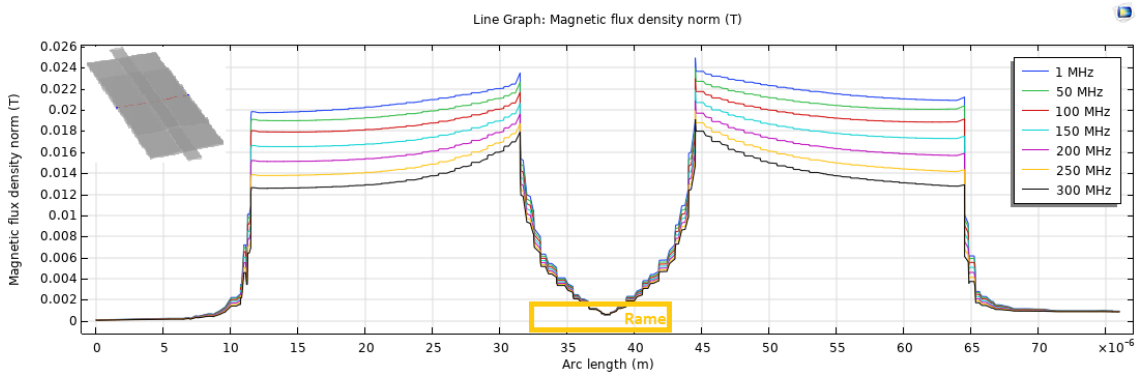


Figura 5.50. Distribuzione del campo magnetico nella stripline per NiFe, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutato nel dominio della frequenza, nella sezione trasversale della geometria raffigurata in alto a sinistra

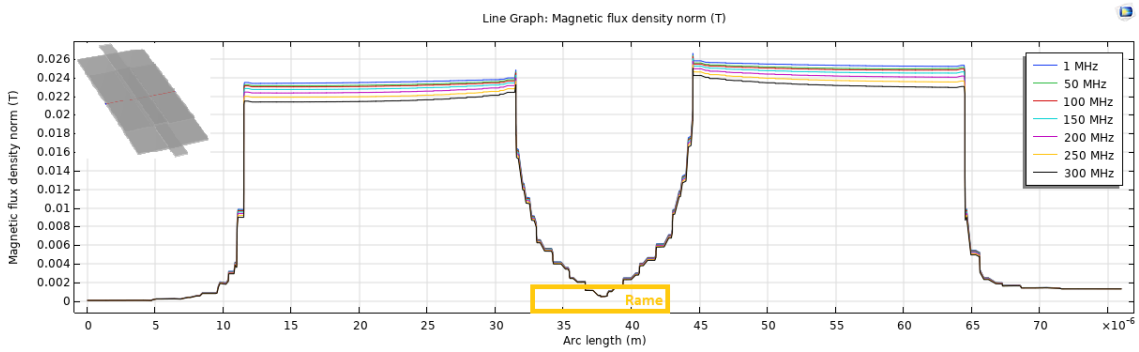


Figura 5.51. Distribuzione del campo magnetico nella stripline per SPy, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutato nel dominio della frequenza, nella sezione trasversale della geometria raffigurata in alto a sinistra

Distribuzione del campo magnetico nella cella omega

Le condizioni al contorno ricavate per la stripline sono state riutilizzate al fine di ottenere la convergenza delle soluzioni per la cella omega.
Le immagini 5.52, 5.53, 5.54, 5.55, 5.56 e 5.57, mostrano la distribuzione del campo magnetico trasversale e longitudinale, quest'ultimo rispetto alla direzione parallela alla sezione lunga dell'induttore nel punto medio rispetto ai fili di Rame. In ordine sono state rappresentate le soluzioni ottenute per: CoZrTa, NiFe e SPy. Anche in

questo caso all'aumentare della frequenza il modulo del campo magnetico subisce delle perdite dovute alla parte immaginaria della permeabilità magnetica; inoltre, la convessità delle parabole centrali subisce un aumento, come si osserva dalle figure 5.52, 5.54 e 5.56; da esse è interessante notare inoltre che la convessità aumenta e viene prodotto un' appiattimento del minimo della distribuzione del campo centrale.

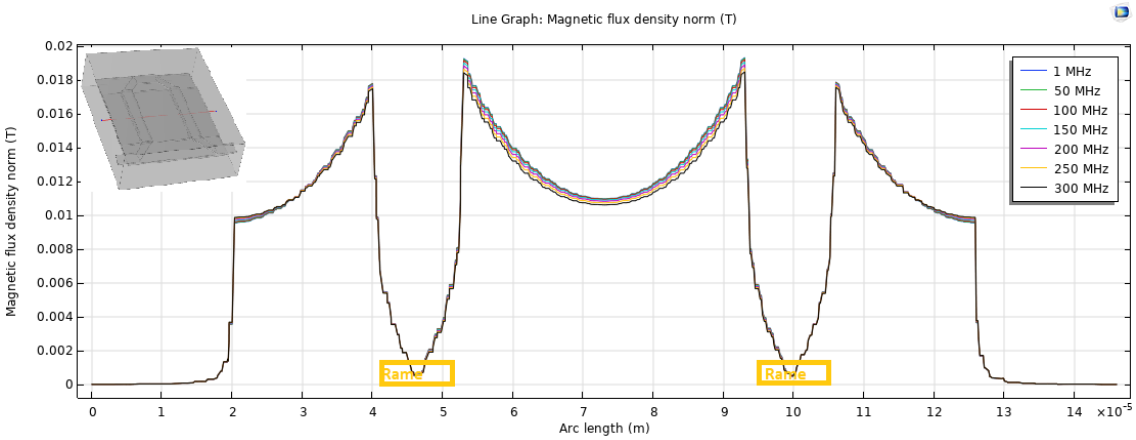


Figura 5.52. Distribuzione del campo magnetico nella cella omega per CoZrTa, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutato nel dominio della frequenza, nella sezione trasversale della geometria raffigurata in alto a sinistra

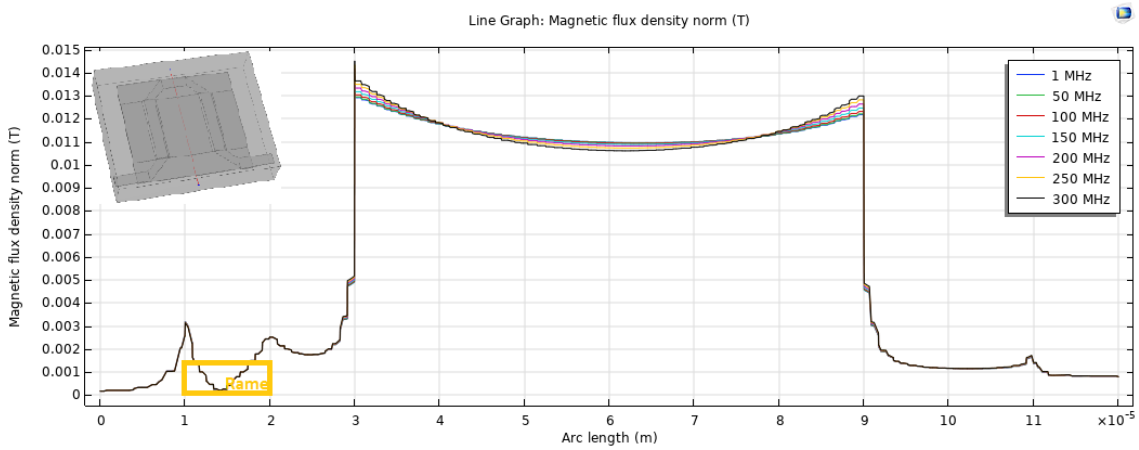


Figura 5.53. Distribuzione del campo magnetico nella cella omega per NiFe, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutato nel dominio della frequenza, nella sezione longitudinale della geometria raffigurata in alto a sinistra

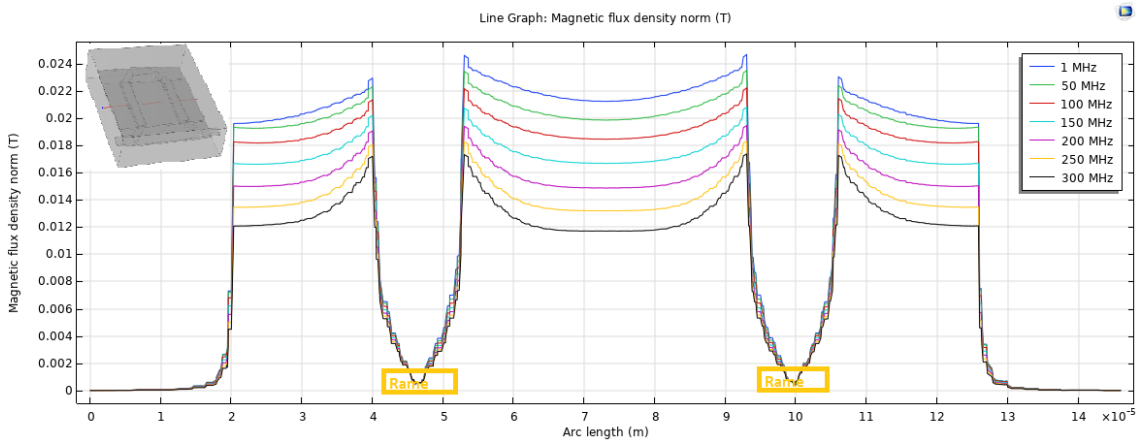


Figura 5.54. Distribuzione del campo magnetico nella cella omega per NiFe, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutato nel dominio della frequenza, nella sezione trasversale della geometria raffigurata in alto a sinistra

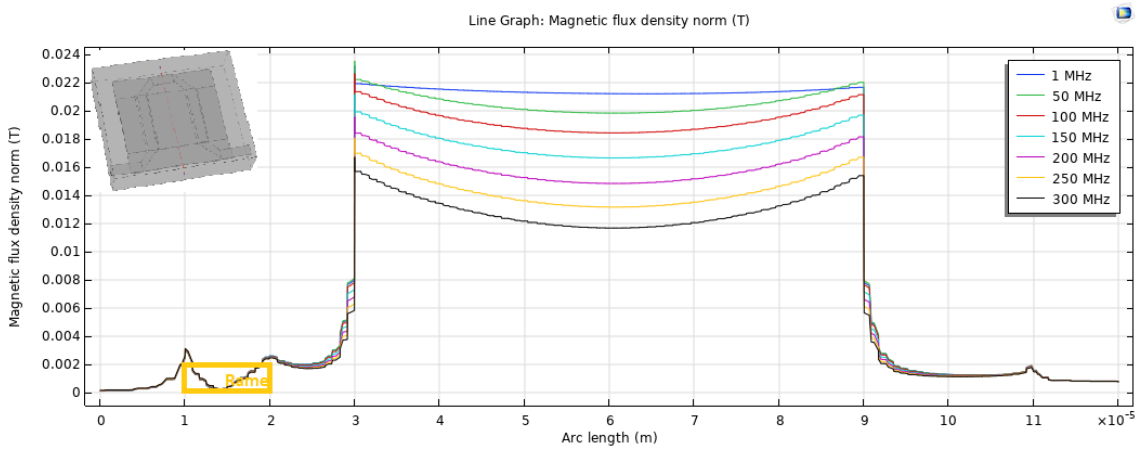


Figura 5.55. Distribuzione del campo magnetico nella cella omega per NiFe, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutato nel dominio della frequenza, nella sezione longitudinale della geometria raffigurata in alto a sinistra

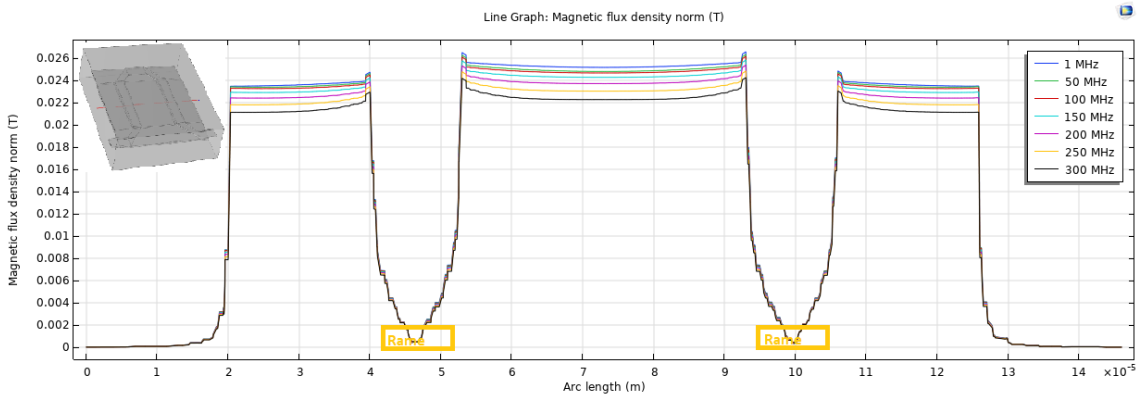


Figura 5.56. Distribuzione del campo magnetico nella cella omega per SPy, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutato nel dominio della frequenza, nella sezione trasversale della geometria raffigurata in alto a sinistra

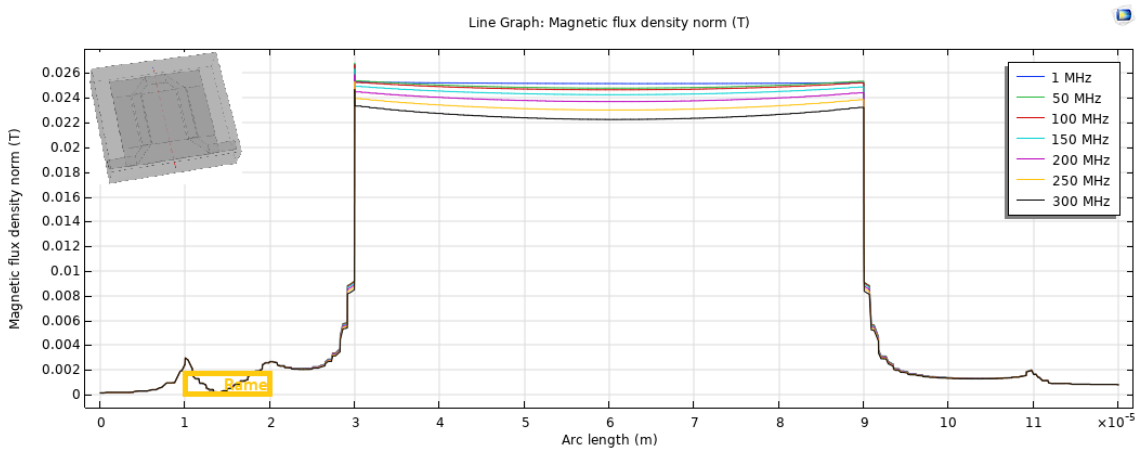


Figura 5.57. Distribuzione del campo magnetico nella cella omega per SPy, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutato nel dominio della frequenza, nella sezione trasversale della geometria raffigurata in alto a sinistra

5.6 Resistenza, Induttanza e Densità Potenza

In questa sezione vengono mostrati i risultati di resistenza, induttanza e potenza, per la cella omega al variare della frequenza. Essi sono stati rappresentati sia in forma grafica che in forma tabellare per questioni di completezza; inoltre, sono stati ricavati utilizzando le funzioni di post-processing fornite da COMSOL: *Global evaluation* e *Volume integration*.

I risultati dei valori della resistenza sono rappresentati nelle figure 5.58, 5.60 e 5.62, mentre i valori di induttanza sono rappresentati nelle figure 5.59, 5.61 e 5.63. Il quale sono stati riportati nelle tabelle 5.5, 5.8 e 5.11, per ciascuno dei materiali: CoZrTa, NiFe ed SPy. I grafici mostrano che in tutti e tre i casi i valori della resistenza aumentano e i valori dell'induttanza diminuiscono, al crescere della frequenza. In particolare, nel range in esame, per il caso CoZrTa la resistenza cresce di un fattore 3.6 e l'induttanza diminuisce di un fattore 1.1; per il caso NiFe la resistenza cresce di un fattore 5.9 e l'induttanza diminuisce di un fattore 2.2; per il caso SPy la resistenza cresce di un fattore 5.5 e l'induttanza diminuisce di un fattore 1.2.
Per ognuno dei tre casi, sono presentati anche le dissipazioni di potenza elettrica e magnetica, la cui somma è la potenza elettromagnetica (E.M.); in aggiunta la potenza elettromagnetica è stata divisa per l'area del circuito ($100\mu m \cdot 106\mu m$) al fine di ottenere la densità di potenza. Nelle tabelle 5.6 e 5.7, sono rappresentati i

risultati ottenuti per il CoZrTa, dal quale si può notare che le perdite nel ferromagnete sono di 2.57 W/cm^2 a 300 MHz; nelle tabelle 5.9 e 5.10, sono rappresentati i risultati ottenuti per il NiFe, dove è stata ottenuta una densità di potenza massima nel ferromagnete di 4.84 W/cm^2 alla medesima frequenza; nelle tabelle 5.12 e 5.13, sono invece rappresentati i risultati ottenuti per l'SPy, che mostra una densità di potenza massima di 4.44 W/cm^2 a 300 MHz.

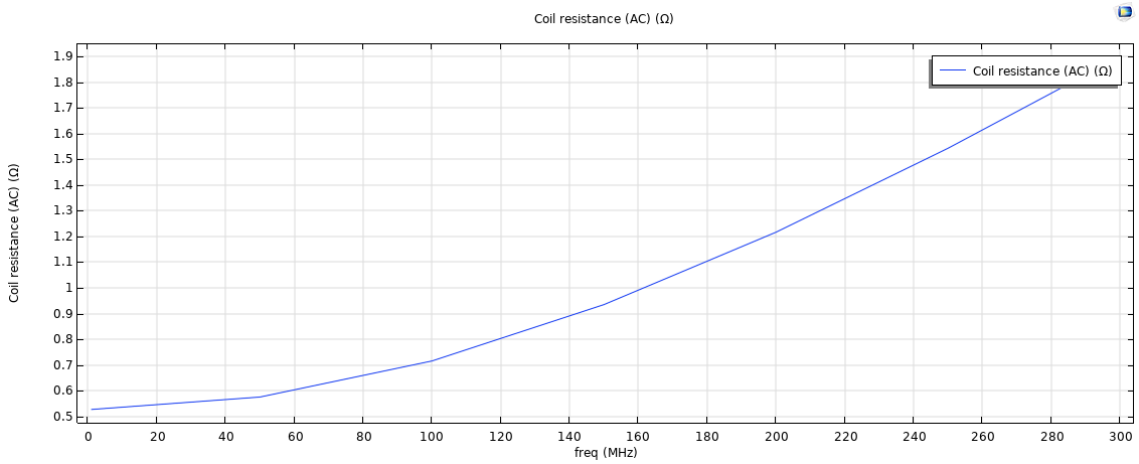


Figura 5.58. Resistenza AC della cella Omega per CoZrTa, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutata nel dominio della frequenza

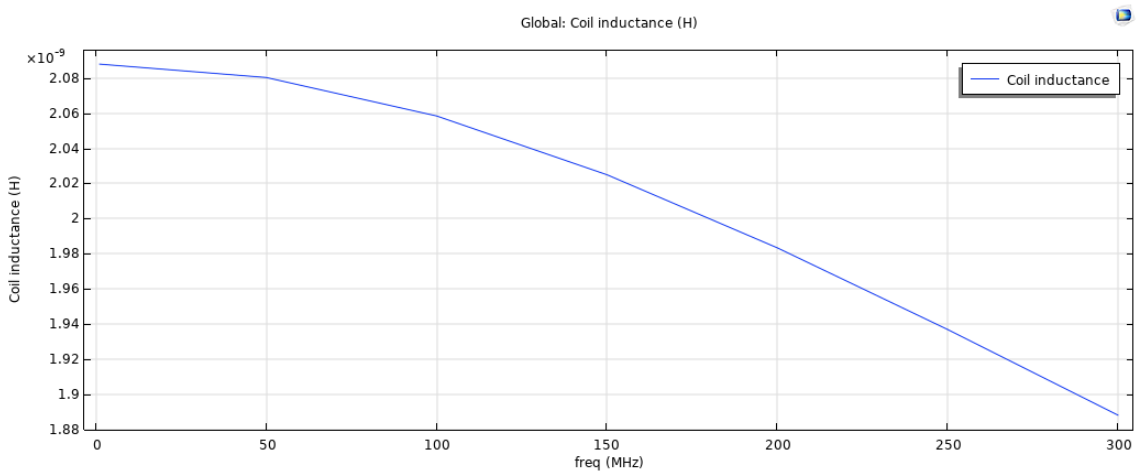


Figura 5.59. Induttanza della cella Omega per CoZrTa, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutata nel dominio della frequenza

Frequenza MHz	**Resistenza AC [Ω]**	**Induttanza [nH]**
1	0.5270983280697054	2.087974017795725
50	0.5753958059800872	2.0803368439716365
100	0.7155699004914449	2.0584406335605276
150	0.934860362098368	2.0249681602972616
200	1.2163362040188064	1.9833418845533082
250	1.542784897742567	1.936836164273854
300	1.8992889162287117	1.8880606509956712

Tabella 5.5. Valori di resistenza ed induttanza per CoZrTa, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutate nel dominio della frequenza

Frequenza MHz	**Perdite Elettriche [W]**	**Perdite Magnetiche [W]**
1	1.91951735053839E-9	1.9515923103567858E-9
50	4.771688846701908E-6	4.82264975610246E-6
100	1.8771816505796342E-5	1.8651524358552023E-5
150	4.112843730452935E-5	3.981437146082626E-5
200	7.060070756384068E-5	6.617209863910844E-5
250	1.0580862756196618E-4	9.567030820867395E-5
300	1.454292467902511E-4	1.2665784684131427E-4

Tabella 5.6. Perdite elettriche e magnetiche del ferromagnete per CoZrTa, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutate nel dominio della frequenza

Frequenza MHz	**Perdite E.M. [W]**	**Densità di Potenza** $[W/cm^2]$
1	3.871109660895195E-9	3.6519902461274907E-5
50	9.594338602804064E-6	0.09051262832834306
100	3.742334086434731E-5	0.35305038551271883
150	8.094280876535473E-5	0.7636114034467623
200	1.3677280620294908E-4	1.2903094924806355
250	2.014789357706405E-4	1.9007446770815215
300	2.720870936315644E-4	2.566859373882692

Tabella 5.7. Perdite elettromagnetiche e densità di potenza del ferromagnete per CoZrTa, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutate nel dominio della frequenza

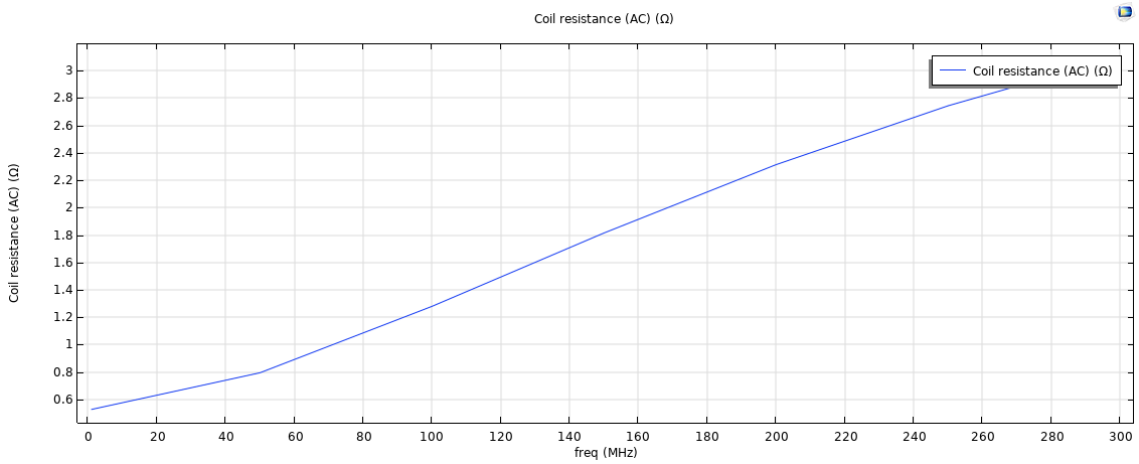


Figura 5.60. Resistenza AC della cella Omega per NiFe, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutata nel dominio della frequenza

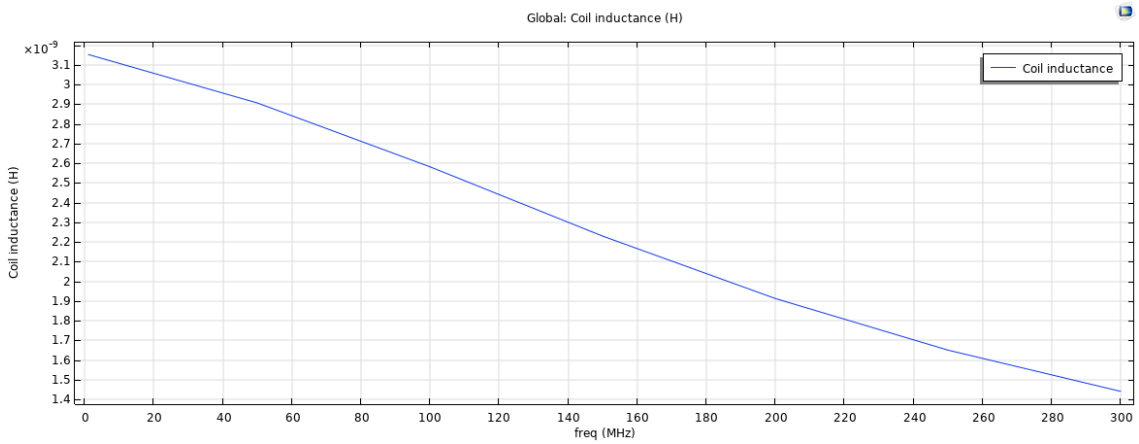


Figura 5.61. Induttanza della cella Omega per NiFe, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutata nel dominio della frequenza

Frequenza MHz	**Resistenza AC [Ω]**	**Induttanza [nH]**
1	0.5272526759551283	3.1525168209011087
50	0.7947257477829938	2.9061883832537054
100	1.2794635226656734	2.5819007058293693
150	1.8147541906687499	2.2299007650909064
200	2.3133455270066263	1.9130434364527014
250	2.742991264159952	1.6509646599905576
300	3.1021290199812137	1.4416446166043635

Tabella 5.8. Valori di resistenza ed induttanza per NiFe, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutate nel dominio della frequenza

Frequenza MHz	**Perdite Elettriche [W]**	**Perdite Magnetiche [W]**
1	2.4614353083582982E-8	1.011847799756649E-8
50	3.713926206677248E-5	1.6303994477696576E-5
100	1.151154074965488E-4	3.503368838539935E-5
150	2.103416276124037 4E-4	4.650168472358544E-5
200	3.038646775257646E-4	5.223842961161504E-5
250	3.872026416415733E-4	5.429418248485948E-5
300	4.585000720441851E-4	5.422295706887493E-5

Tabella 5.9. Perdite elettriche e magnetiche del ferromagnete per NiFe, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutate nel dominio della frequenza

Frequenza MHz	**Perdite E.M. [W]**	**Densità di Potenza** $[W/cm^2]$
1	3.473283108115042E-8	3.276682177467001E-4
50	5.344325654446902E-5	0.5041816655138345
100	1.5014909588194678E-4	1.4165009045466594
150	2.5684331233598697E-4	2.4230501163772757
200	3.5610310713738813E-4	3.359463274880831
250	4.414968241264243E-4	4.165064378551239
300	5.127230291130643E-4	4.837009708613775

Tabella 5.10. Perdite elettromagnetiche e densità di potenza del ferromagnete per NiFe, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutate nel dominio della frequenza

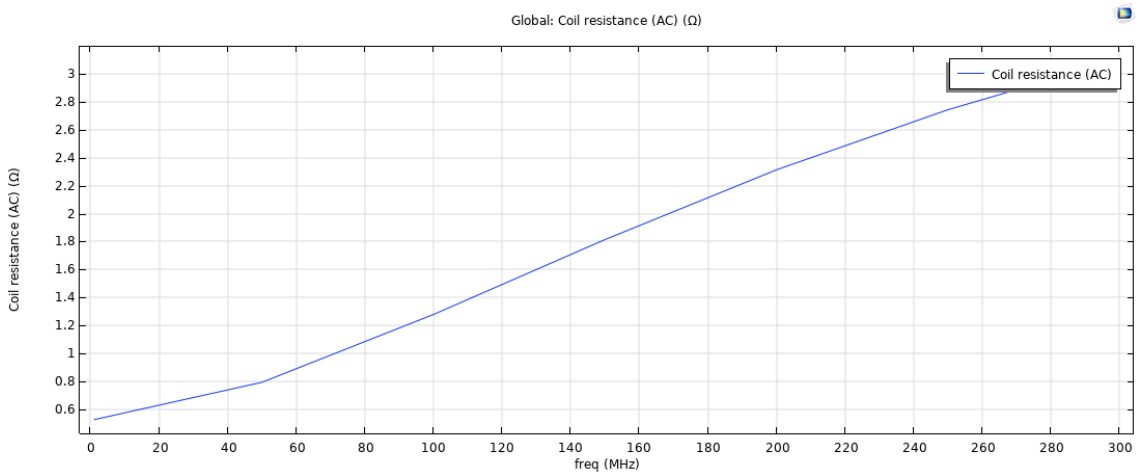


Figura 5.62. Resistenza AC della cella Omega per SPy, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutata nel dominio della frequenza

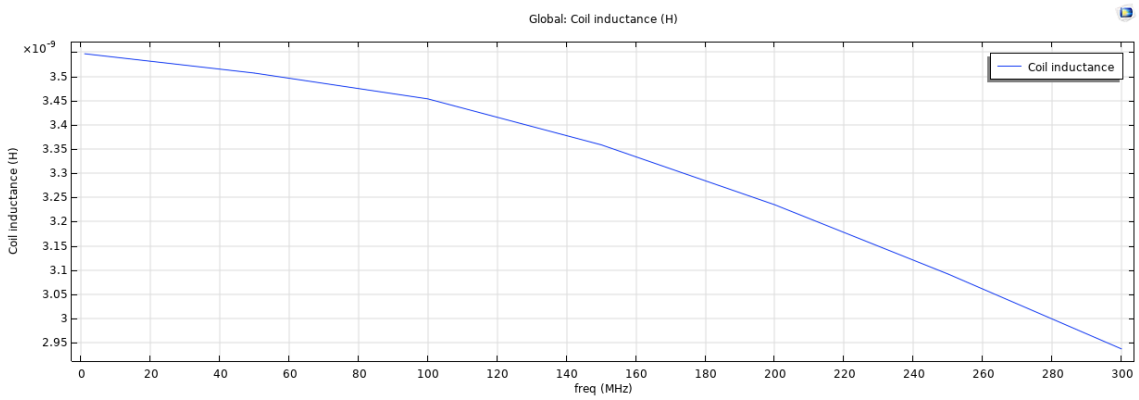


Figura 5.63. Induttanza della cella Omega per SPy, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutata nel dominio della frequenza

Frequenza MHz	**Resistenza AC [Ω]**	**Induttanza [nH]**
1	0.5271455230296351	3.546702695115187
50	0.6291340713914266	3.50677523395834
100	0.8791614396467656	3.453510977279203
150	1.2569556008573444	3.3586169081759
200	1.7376969689803543	3.23494923333996
250	2.292978664229949	3.091868515144351
300	2.894891669362749	2.937299030904474

Tabella 5.11. Valori di resistenza ed induttanza per SPy, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutate nel dominio della frequenza

Frequenza MHz	Perdite Elettriche [W]	Perdite Magnetiche [W]
1	1.1281677690573926E-8	2.015981571435992E-9
50	1.6142052725412245E-5	4.169410257152951E-6
100	6.067515750499102E-5	9.346810284839275E-6
150	1.312475821651148E-4	1.3856707904052696E-5
200	2.228365406523743E-4	1.7778265407534754E-5
250	3.297916064477097E-4	2.1103997313597542E-5
300	4.4655296221390276E-4	2.3835920685910755E-5

Tabella 5.12. Perdite elettriche e magnetiche del ferromagnete per SPy, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutate nel dominio della frequenza

Frequenza MHz	Perdite E.M. [W]	Densità di Potenza $[W/cm^2]$
1	1.3297659262009813E-8	1.2544961567933976E-4
50	2.031146298256477E-5	0.19161757530721588
100	7.002196778982849E-5	0.660584601790832
150	1.4510429006916643E-4	1.3689083968789315
200	2.4061480605991136E-4	2.269951000565157
250	3.5089560376130847E-4	3.3103358845406836
300	4.703888828998046E-4	4.437630970752897

Tabella 5.13. Perdite elettromagnetiche e densità di potenza del ferromagnete per SPy, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutate nel dominio della frequenza

In quest'ultimo caso, la tabella 5.14 rappresenta le perdite elettriche del Rame e la corrispettiva densità di potenza. I valori delle dissipazioni di potenza precedentemente presentati (tabelle 5.7, 5.10, 5.13 e 5.14), sono stati confrontati tra di loro nei grafici 5.66 e 5.67, che mostrano rispettivamente le densità di potenza di tutti i materiali e le perdite di potenza totali nei tre casi distinti. I grafici mostrano che i materiali ferromagnetici portano un contributo superiore al Rame a frequenze circa superiori a 100 MHz, quando per frequenze sufficientemente basse il Rame è il maggior contributore dei valori di densità di potenza.

Frequenza MHz	Perdite Elettriche [W]	Densità di Potenza $[W/cm^2]$
1	1.0541579450313266E-4	0.9944886273880358
50	1.0548482014939864E-4	0.9951398127301456
100	1.0569062940403017E-4	0.9970814094719913
150	1.0602924161305222E-4	1.000275864274079
200	1.0649439570402238E-4	1.0046641104153051
250	1.0707798362827312E-4	1.0101696568705094
300	1.0777060411193133E-4	1.0167038123767054

Tabella 5.14. Perdite elettriche e densità di potenza del Rame, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutate nel dominio della frequenza

I risultati delle simulazioni di resistenza per la cella omega per i tre differenti materiali ferromagnetici, sono stati messi a confronto ed il loro andamento è riportato nella figura 5.64, da essa è possibile evincere che con l'aumentare della frequenza del segnale di ingresso, il cui valore efficace è di 20 mA, il modulo della resistenza cresce a tratti linearmente. La presenza di un film di materiale ferromagnetico causa la variazione della resistenza dell'induttore, per di più la variazione non è la medesima per i differenti materiali ferromagnetici: è maggiore per il NiFe, intermedia per l'SPy e minore per il CoZrTa.

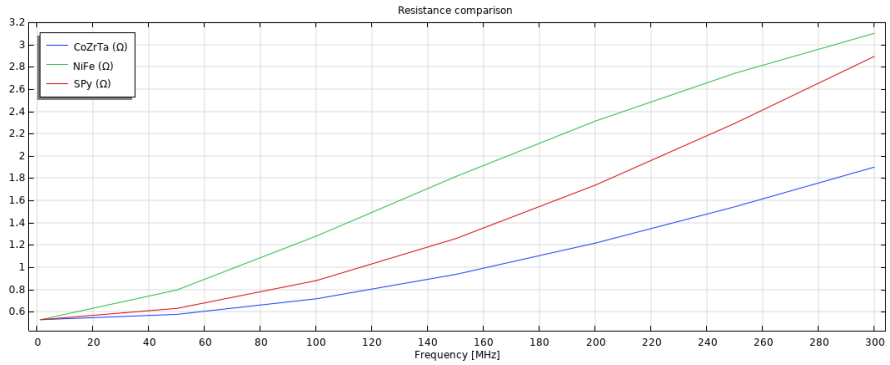


Figura 5.64. Confronto dei valori di resistenza (AC) della cella omega per i tre differenti materiali, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutate nel dominio della frequenza

Nella figura 5.65 sono riportati gli andamenti delle induttanze dell'induttore, per i

tre differenti materiali ferromagnetici; il grafico ha mostrato non solo che l'induttanza decresce con l'aumentare della frequenza, ma che essa decresce in modo differente e con pendenze differenti. In termini di variazione, i tre materiali hanno mostrato ripidità nella decrescita differenti ed in ordine, dal più stabile al meno stabile: CoZrTa, Spy ed infine il NiFe, quest'ultimo ha mostrato di essere il più sensibile all'incremento della frequenza e la rapidità della decrescita è risultata maggiore che negli altri due casi.

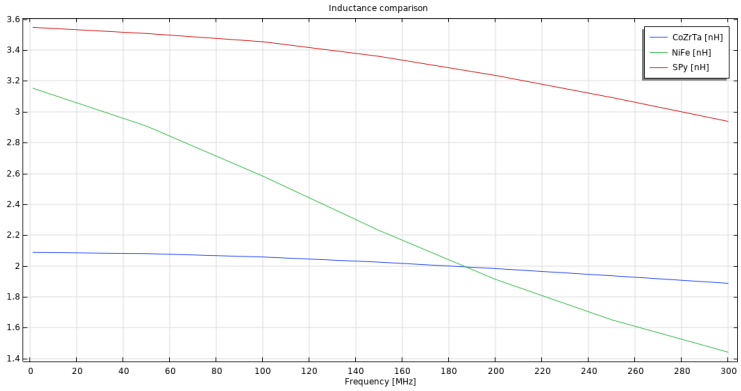


Figura 5.65. Confronto dei valori di induttanza della cella omega per i tre differenti materiali, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutate nel dominio della frequenza

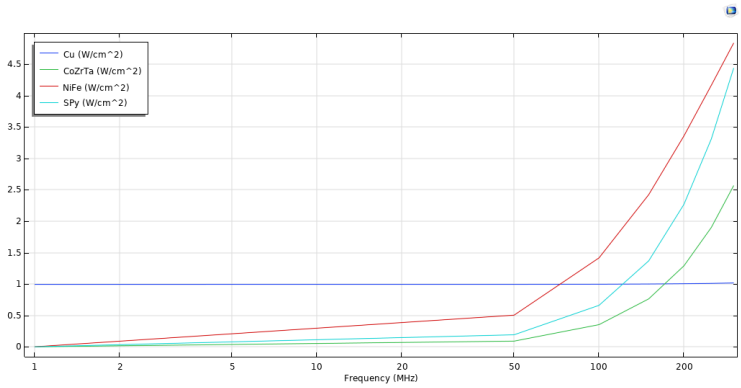


Figura 5.66. Perdite nei cladding ferromagnetici e nel Rame, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutate nel dominio della frequenza

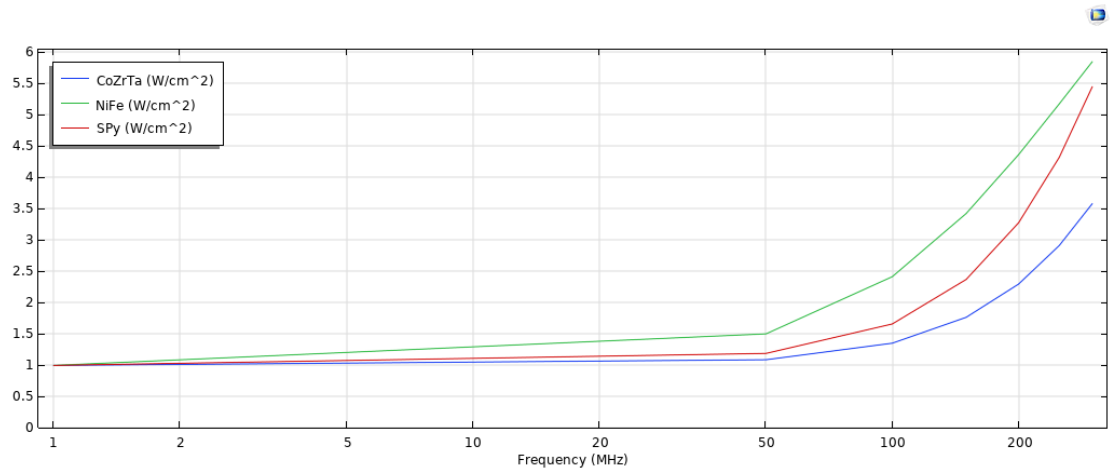


Figura 5.67. Perdite totali di potenza nei tre casi, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutate nel dominio della frequenza

Efficienza

Considerando i valori di densità di potenza per le porte logiche pNML descritti in [1], di 0.5 W/cm^2 alla frequenza di 50 MHz, in seguito vengono riportati i valori dell'efficienza dell'induttore. L'efficienza η del dispositivo in esame è rappresentata dalla formula 5.1:

$$\eta = \frac{P_{pNML}}{P_{pNML} + P_{Cu} + P_{FERR}} \tag{5.1}$$

Dove P_{pNML} rappresenta la densità di potenza dissipata dalle porte logiche pNML, P_{Cu} rappresenta la densità di potenza dissipata dal Rame ed infine, P_{FERR} rappresenta la densità di potenza dissipata dal ferromagnete. Ad una frequenza di 50 MHz, per i tre casi analizzati si è ottenuto:

- $\eta_{CoZrTa} = 31.5\%$
- $\eta_{NiFe} = 25\%$
- $\eta_{SPy} = 29.6\%$

Questi risultati riportano un'efficienza più alta rispetto a [1], nel quale è stata registrata un'efficienza del 17% alla medesima frequenza.

5.7 Fitting dei Valori del Campo Magnetico

In questa sezione i risultati delle simulazioni precedenti vengono analizzati su *Matlab* al fine di ottenere un modello matematico che possa prevedere la distribuzione del campo magnetico, quando uno dei tre parametri d'ingresso subisce una modifica: permeabilità magnetica, corrente attraverso l'induttore e distanza tra i bordi del filo di Rame. Analizzando gli andamenti del campo magnetico formatosi tra i due fili, si è scelto di descrivere il campo mediante una funzione del secondo ordine del tipo:

$$\begin{aligned} B &= \alpha \cdot X^2 + \beta \\ B &= B_Q + B_T \end{aligned} \tag{5.2}$$

Nel quale si ha una parabola con termine del primo ordine nullo e di cui rimangono: il termine quadratico che dipende dalla coordinata spaziale X, il valore medio β ed il coefficiente del termine quadratico α che dipendono entrambi dai parametri fisici del sistema. In seguito vengono studiati, in ordine, il termine noto dove si assume la componente spaziane nulla nel minimo della parabola; ed il coefficiente del termine quadratico nel punto di massimo sinistro del campo, dopo che ai valori del campo è stato sottratto il valore medio, in modo da avere esclusivamente il termine quadratico da analizzare.

5.7.1 Termine noto

Il termine noto è la costante responsabile della traslazione verticale della parabola, quindi è possibile studiarlo nel punto di minimo della parabola, dove la componente del secondo ordine diventa nulla. In seguito, verrà presentata la dipendenza dalla permeabilità magnetica, dalla corrente e dalla distanza tra i bordi del filo di Rame; infine, verrà eseguito un test per valutare la bontà della formula matematica ricavata per il valore medio.

Dipendenza dalla corrente

Dai dati sperimentali ottenuti in regime stazionario (figure 5.41, 5.42, 5.43, 5.44, 5.45, 5.46 e 5.47), sono stati raccolti i valori del minimo delle distribuzioni di campo nella regione di calcolo delle porte logiche, nella figura 5.68, si osserva che la dipendenza è lineare rispetto alla corrente, per tutti i casi analizzati con *spacing* differente. All'aumentare della larghezza della regione di calcolo si nota una diminuzione della pendenza delle rette ed una diminuzione del termine noto delle rette, questo verrà poi analizzato in seguito nella sezione riguardante lo studio della dipendenza dallo

spacing. In ogni caso, si può notare che il termine di traslazione B_T della parabola è direttamente proporzionale alla corrente, con coefficiente del termine del primo ordine α':

$$B_T \propto \alpha' \cdot I \tag{5.3}$$

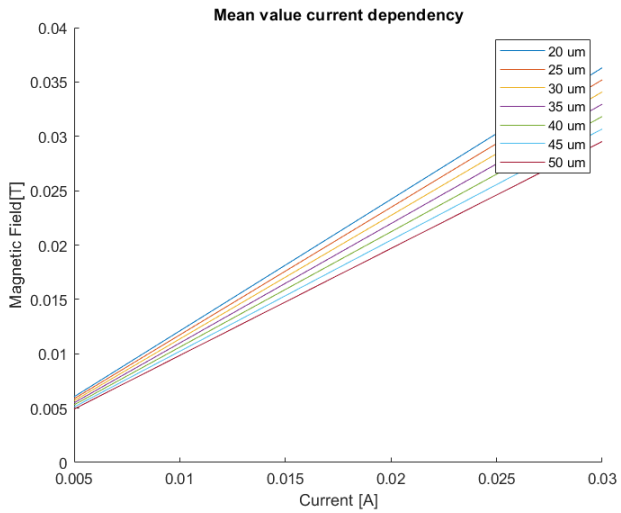


Figura 5.68. Dipendenza del termine noto dalla corrente per differenti valori di *spacing*

Dipendenza dalla permeabilità magnetica

Nella figura 5.69, vengono rappresentati i valori dei minimi del campo al variare della permeabilità magnetica; considerando quest'ultima da 1000 a 10000 con passo di 1000 (il campo è osservabile in figura 5.48) e poi da 10000 a 100000 con passo di 10000. Per queste simulazioni sono stati utilizzati una corrente costante di 20 mA ed uno *spacing* di $40\mu m$.
Osservando la figura 5.69, si può notare che l'andamento del valore medio del campo è legato da una relazione esponenziale rispetto alla permeabilità magnetica *Perm*, del tipo:

$$B_T \propto \alpha_1 \cdot Perm^{\ \beta_1} \tag{5.4}$$

Dove α_1 rappresenta il coefficiente moltiplicativo della base *Perm* dell'esponenziale e β_1 l'esponente. L'obiettivo è di comprendere la dipendenza del coefficiente α' nell'equazione 5.3, rispetto alla permeabilità magnetica e per mezzo delle funzioni di interpolazione di Matlab, la funzione migliore è stata una del tipo: $\alpha' \propto \alpha_1 \cdot Perm^{\ \beta_1} + C_1$, dove C_1 rappresenta l'asintoto orizzontale dell'esponenziale e nel quale si ha:

- α_1 = -53.67 $\frac{T}{A}$;
- β_1 = -0.6004 ;
- C_1 = 1.346 $\frac{T}{A}$;

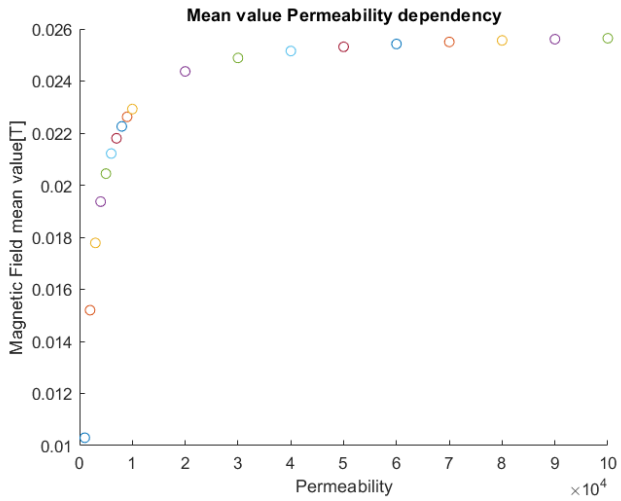


Figura 5.69. Dipendenza del termine noto dalla permeabilità magnetica con 20 mA in ingresso e *spacing* di 40 μm

L'interpolazione è stata eseguita sui valori dei minimi delle distribuzioni di campo, divise per la corrente, in altre parole, l'equazione 5.3 è stata invertita e si è valutata la dipendenza del termine α dalla permeabilità magnetica, consentendo di ottenere l'equazione 5.5:

$$B_T \propto \gamma(\alpha_1 \cdot Perm^{\ \beta_1} + C_1) \cdot I \tag{5.5}$$

Questa in futuro verrà invertita ulteriormente al fine di ottenere la dipendenza del termine γ (coefficiente che lega le funzioni di dipendenza della corrente e della permeabilità magnetica al termine noto B_T del campo magnetico) dallo *spacing*.

Dipendenza dallo spacing

In seguito viene presentato lo studio della dipendenza del termine noto della parabola descrivente il campo magnetico, rispetto alla larghezza della regione di calcolo delle porte logiche. La regione di calcolo è stata approssimata e nelle seguenti analisi si è scelto di non considerare la larghezza (1.5 μm a sinistra e 1.5 μm a destra) delle regioni oblique della struttura, quindi per la valutazione della dipendenza è stato utilizzato uno *spacing* minore di quanto fosse realmente.
Per le simulazioni in questo caso è stata considerata una permeabilità magnetica arbitraria di 6000, come quella del materiale ferromagnetico NiFe e sono state eseguite, per ogni valore dello *spacing*, un numero di simulazioni (in regime stazionario, figure 5.41, 5.42, 5.43, 5.44, 5.45 e 5.47,) corrispondente ai valori della corrente in ingresso all'induttore, ovvero sei: da 5 mA a 30 mA con passo di 5 mA. I valori dei minimi dei campi (sei per ogni simulazione), sono stati divisi per il corrispettivo valore di corrente e per la funzione della permeabilità magnetica ($\alpha_1 \cdot Perm^{\beta_1} + C_1$) ottenuta precedentemente, calcolata tenendo conto di una permeabilità magnetica del NiFe. Dopodiché, dato che i valori dei sei coefficienti alpha, per ogni *spacing*, erano estremamente simili tra di loro, è stata eseguita una media di essi per ottenere un solo valore rappresentativo. Nella figura 5.70 viene mostrata la dipendenza del coefficiente γ rispetto allo *spacing*; il grafico mostra nell'asse verticale il coefficiente, ottenuto invertendo l'equazione 5.5.

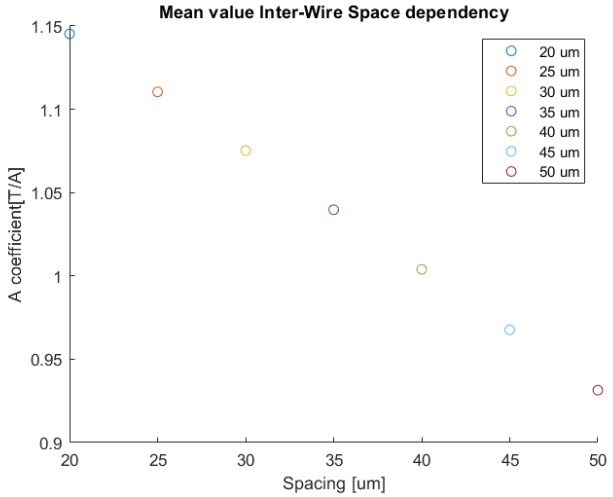


Figura 5.70. Dipendenza del termine noto dallo *spacing*, desensibilizzato dalla corrente e dalla permeabilità magnetica

Il grafico nell'immagine 5.70, mostra che si ha una dipendenza del primo ordine, con coefficiente angolare della retta negativo ed un termine noto positivo. Detto ciò, grazie al risultati in figura 5.71 è possibile modellare il termine γ nel seguente modo:

$$\gamma = C_2 - M \cdot D \tag{5.6}$$

Dove C_2 è il termine noto della retta, M il suo coefficiente angolare e D lo *spacing*. L'obiettivo è valutare sia il termino noto che il coefficiente angolare della retta, utilizzando D come variabile indipendente. Per ragioni di accuratezza, è stata calcolata la pendenza per ogni intervallo (20-25, 25-30, 30-35, 35-40, 45-50) al fine di valutare l'andamento del coefficiente angolare in funzione della larghezza della regione di calcolo, il cui andamento è riportato in figura 5.71. Successivamente sono state utilizzate le funzioni di interpolazione di Matlab ed è stata scelta una funzione, per il coefficiente angolare, del tipo:

$$M = \alpha_2 \cdot D^{\ \beta_2}; \tag{5.7}$$

Nel quale i parametri α_2 (coefficiente moltiplicativo della base dell'esponenziale) e β_2 (esponente) valgono rispettivamente:

- $\alpha_2 = 0.005974 \ \frac{T}{A \cdot um^{\beta_2}}$;
- $\beta_2 = 0.0512$;

Dopo aver calcolato la formula del coefficiente angolare M, rimane da valutare C_2, sfortunatamente la formula non è invertibile in quanto non si hanno a disposizione i dati sperimentali del campo magnetico quando il valore dello *spacing* D è tendente o uguale a zero, pertanto si è scelto di utilizzare la media del coefficiente γ nelcaso di *spacing* $D = 20 \ \mu m$, il quale vale $C_2 = 1.1452 \ T/A$.

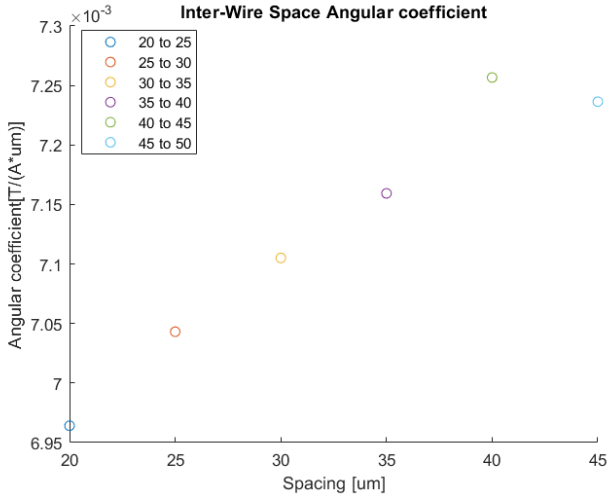


Figura 5.71. Valori del coefficiente angolare

Infine, data l'approssimazione effettuata si è ricercato un fattore correttivo F_C per C_2 e successivamente, si è reso necessario correggere anche il coefficiente angolare con un fattore correttivo F_M.; i valori ritrovati sono i seguenti:

- $F_C = 1.1$;
- $F_M = 0.87$;

Considerando le equazioni 5.3, 5.5, 5.6 e 5.7, la formula finale del valore medio è la seguente:

$$B_T = (C_2 \cdot F_C - (\alpha_2 \cdot F_M \cdot D^{\ \beta_2}) \cdot D) \cdot (\alpha_1 \cdot Perm^{\ \beta_1} + C_1) \cdot I \tag{5.8}$$

Il modello per il termine noto è stato testato per differenti valori dello *spacing*, il quale è stato impostato a: 20 μm, 35 μm, 40 μm e 50 μm, come si può vedere rispettivamente dai grafici 5.72, 5.73, 5.74 e 5.75; dal quale si possono apprezzare le differenze tra il modello sviluppato ed i valori sperimentali ottenuti con *COMSOL*. Il confronto è stato effettuato mettendo sull'asse verticale il valore medio del campo magnetico e la corrente attraverso l'induttore nell'asse orizzontale, che come ci si aspettava, ha prodotto una retta nel piano B-I.

Test del modello

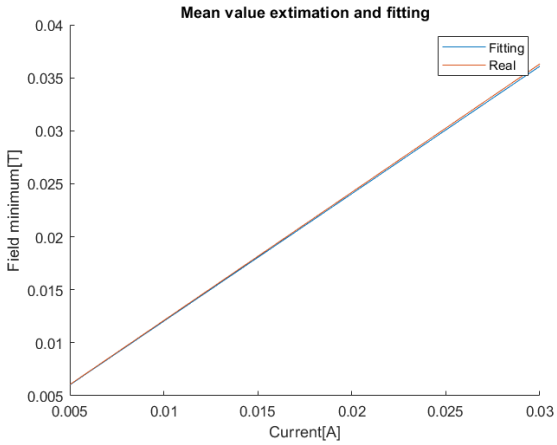


Figura 5.72. Confronto tra i dati sperimentali in regime stazionario dei valori medi ottenuti dalle simulazioni su COMSOL e il modello matematico per 20 μm di *spacing*

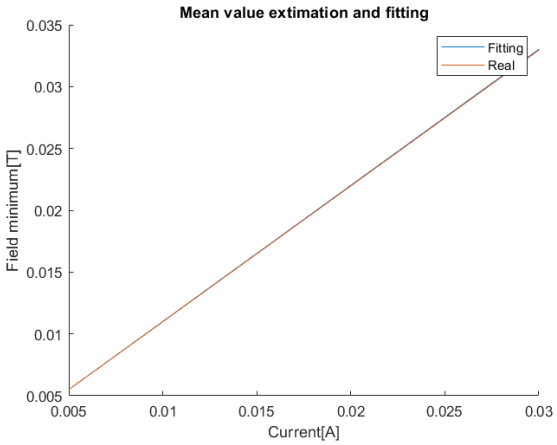


Figura 5.73. Confronto tra i dati sperimentali in regime stazionario dei valori medi ottenuti dalle simulazioni su COMSOL e il modello matematico per 35 μm di *spacing*

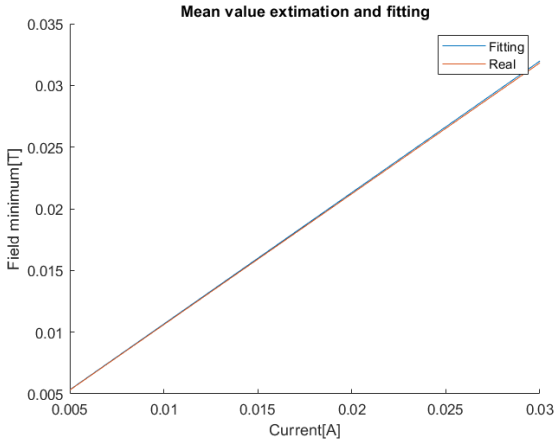


Figura 5.74. Confronto tra i dati sperimentali in regime stazionario dei valori medi ottenuti dalle simulazioni su COMSOL e il modello matematico per 40 μm di *spacing*

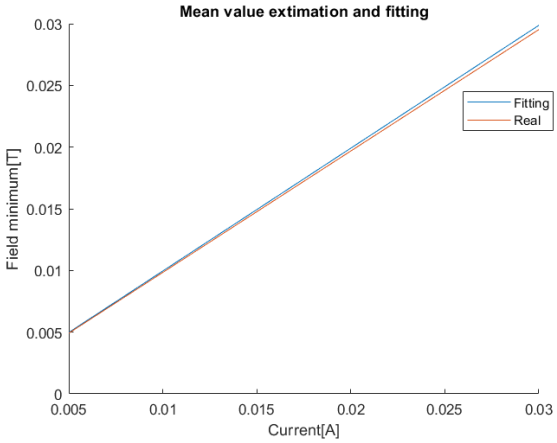


Figura 5.75. Confronto tra i dati sperimentali in regime stazionario dei valori medi ottenuti dalle simulazioni su COMSOL e il modello matematico per 50 μm di *spacing*

5.7.2 Termine del secondo ordine

Il coefficiente del termine quadratico è responsabile dell'apertura della parabola e per calcolarlo occorre isolare il termine del secondo ordine dal valore medio; dai dati sperimentali è stato quindi rimosso il valore medio della parabola per mezzo di una sottrazione. In seguito verrà studiata la dipendenza della componente quadratica $B_Q = \alpha \cdot X^2$, rispetto: alla corrente che scorre nell'induttore, alla permeabilità magnetica e allo *spacing*.

Dipendenza dalla corrente

Successivamente alla rimozione del valore medio dai dati sperimentali (riportati nelle figure 5.41, 5.42, 5.43, 5.44, 5.45, 5.46 e 5.47), è stata valutata la dipendenza del coefficiente del termine quadratico rispetto alla corrente. In figura 5.76 sono ritratti i valori del massimo della parabola, ovvero nell'estremo sinistro o nell'estremo destro, tendendo verso il bordo del filo di Rame. Da esso si nota che la dipendenza del massimo della parabola è una funzione lineare rispetto alla corrente, il che ci porta alla conclusione che l'apertura della parabola, di cui è responsabile il coefficiente del termine quadratico, sia inversamente proporzionale alla corrente; ovvero la parabola si chiude man mano che la corrente aumenta ma tende ad aprirsi quando aumenta lo *spacing*. In ogni caso si ha una dipendenza del coefficiente del termine quadratico del tipo:

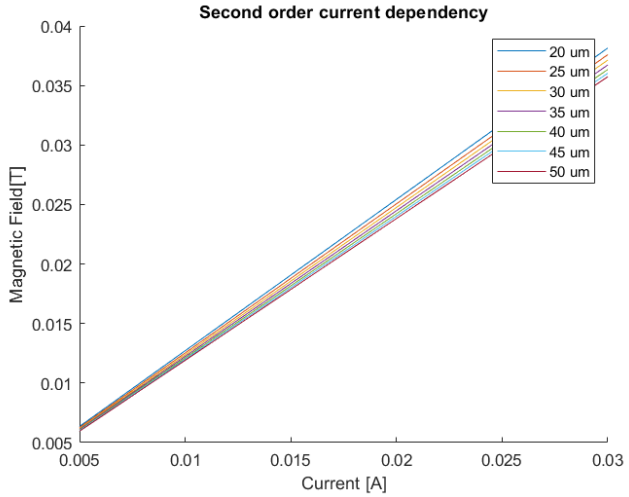


Figura 5.76. Dipendenza del termine quadratico dalla corrente, per differenti valori di *spacing*

Considerando i risultati ottenuti e rappresentati nella figura 5.76, si ha una dipendenza del coefficiente del termine quadratico del tipo:

$$\alpha \propto \beta' \cdot I \tag{5.9}$$

Dipendenza dalla permeabilità magnetica

La dipendenza dalla permeabilità magnetica è stata studiando sfruttando i medesimi dati utilizzati per valutare il termine noto, ovvero considerando una permeabilità magnetica da 1000 a 10000 con passo di 1000 (il campo è osservabile in figura 5.48) e poi da 10000 a 100000 con passo di 10000; per queste simulazioni sono stati utilizzati una corrente costante di 20 mA ed uno *spacing* di $40\mu m$.
Sfruttando l'equazione $B_Q = \alpha \cdot X^2$ ed il risultato ottenuto in 5.9, è possibile valutare la dipendenza della permeabilità magnetica invertendo l'equazione risultante, in cui la variabile dipendente è β'. Perciò i valori del massimo del campo sono stati divisi per la corrente e per il quadrato della loro posizione spaziale associata. Il grafico 5.77 mostra ciò che è stato ottenuto in seguito alla divisione, nel quale l'asse orizzontale rappresenta i valori di permeabilità magnetica e l'asse verticale il coefficiente β'

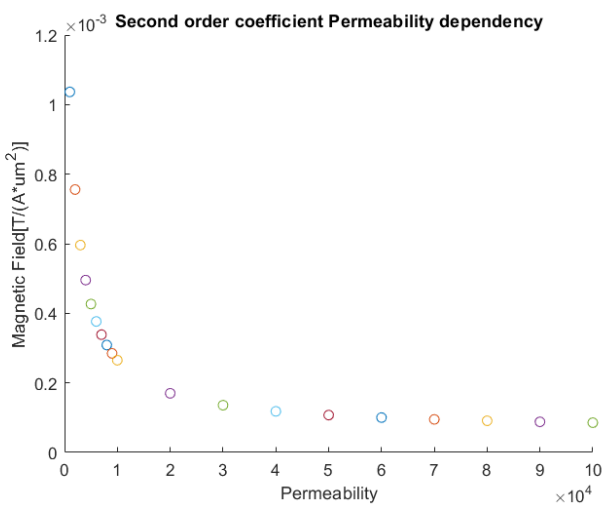


Figura 5.77. Dipendenza del coefficiente del termine quadratico dalla permeabilità magnetica, con 20 mA in ingresso e *spacing* di 40 μm, desensibilizzato dalla corrente e dal quadrato della posizione

Il grafico 5.77 mostra che si ha una funzione del tipo esponenziale decrescente asintotico; facendo nuovamente uso delle funzioni di interpolazione di Matlab, è stato possibile valutare la dipendenza del coefficiente β' rispetto alla permeabilità magnetica *Perm*, il quale è rappresentata dall'equazione 5.10:

$$\beta' \propto \alpha_3 \cdot Perm^{\ \beta_3} \tag{5.10}$$

Nel quale il coefficiente moltiplicativo della base α_3 e l'esponente β_3, sono rappresentati dai seguenti valori:

- $\alpha_3 = 0.05052$;
- β_3 = -0.5607;

In questo caso è stata scelta una funzione del tipo esponenziale senza il termine costante additivo, dato che l'interpolazione dei dati sperimentali è risultata più accurata. L'equazione ritrovata sinora è la seguente

$$B_Q \propto \gamma' \cdot (\alpha_3 \cdot Perm^{\ \beta_3}) \cdot I \cdot X^2 \tag{5.11}$$

Dipendenza dallo spacing

Il risultato ottenuto nell'equazione 5.11, può essere invertito ulteriormente per constatare la dipendenza del coefficiente γ' dallo *spacing*; i dati sperimentali sono stati ricavati utilizzando una permeabilità magnetica di 6000 (NiFe) ed una corrente in ingresso all'induttore variabile. Più precisamente, la corrente è stata fatta variare da 5 mA a 30 mA con passo di 5 mA, per ogni valore dello *spacing* analizzato: da 20 μm a 50 μm, con passo 5 μm, i cui risultati sono mostrati nelle figure 5.41, 5.42, 5.43, 5.44, 5.45, 5.46 e 5.47. Dall'inversione dell'equazione 5.11 è stata eseguita una media dei sei dati sperimentali per ogni valore dello *spacing* in quanto estremamente simili tra loro, l'andamento del valore del coefficiente γ' in funzione della distanza tra i bordi del Rame è osservabile nella figura 5.78:

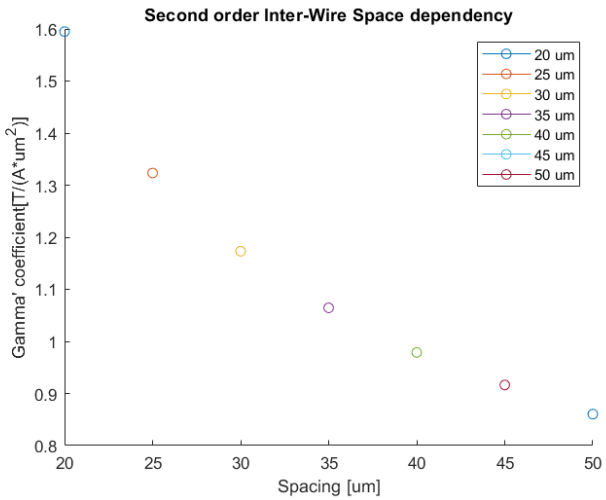


Figura 5.78. Dipendenza del coefficiente del termine quadratico dallo *spacing*, desensibilizzato dalla corrente, dal quadrato della posizione e dalla permeabilità magnetica

La figura mostra che per un aumento della larghezza D della regione di calcolo delle porte logiche , il coefficiente diminuisce con andamento iperbolico o del tipo esponenziale decrescente. Sfruttando le funzioni di interpolazione di Matlab, è stato constatato che la funzione che ha generato il *fitting* migliore, è stata del tipo esponenziale decrescente, descritto dall'equazione 5.12:

$$\gamma' = \alpha_4 \cdot D^{\ \beta_4} + C_4; \tag{5.12}$$

Dove il coefficiente moltiplicativo della base α_4, l'esponente β_4 ed il termine noto C_4, valgono rispettivamente:

- $\alpha_4 = 41.51\ \frac{T}{A \cdot \mu m^{2+\beta_4}}$;
- β_4 = -1.219 ;
- $C_4 = 0.5135\ \frac{T}{A \cdot \mu m^2}$;

Per mezzo delle equazioni 5.11 e 5.12, è possibile stabilire che l'equazione del termine quadratico B_Q in funzione della corrente I, della permeabilità magnetica $Perm$, della larghezza D di calcolo delle porte logiche e della coordinata spaziale, vale:

$$B_Q = (\alpha_4 \cdot D^{\ \beta_4} + C_4) \cdot (\alpha_3 \cdot Perm^{\ \beta_3}) \cdot I \cdot X^2 \tag{5.13}$$

In conclusione, considerando le equazioni ottenute per il termine noto 5.8 e per il termine quadratico 5.13, il modello matematico finale per il campo magnetico B è descritto dal seguente sistema:

$$\begin{cases} B = B_Q + B_T \\ B_Q = (\alpha_4 \cdot D^{\ \beta_4} + C_4) \cdot (\alpha_3 \cdot Perm^{\ \beta_3}) \cdot I \cdot X^2 \\ B_T = (C_2 \cdot F_C - \alpha_2 \cdot F_M \cdot D^{\ \beta_2+1}) \cdot (\alpha_1 \cdot Perm^{\ \beta_1} + C_1) \cdot I \end{cases} \tag{5.14}$$

Il modello matematico appena descritto è stato testato ed in seguito vengono presentati i risultati ottenuti, rispettivamente nei tre differenti casi: CoZrTa, NiFe e SPy; l'obiettivo è stato quello di valutare qualitativamente e quantitativamente la sua bontà in termini numerici, infatti a tal fine sono stati valutati, per ogni valore di corrente in ingresso all'induttore: l'errore percentuale per ogni coppia ordinata Campo-Spazio (B, X), la media dell'errore percentuale, il massimo errore percentuale e la deviazione standard dell'errore percentuale. Il campo è stato valutato solo per una larghezza della regione di calcolo delle porte logiche di 40 μm; inoltre, per ogni valore di corrente sono stati confrontati 160 campioni.

Test del modello per CoZrTa

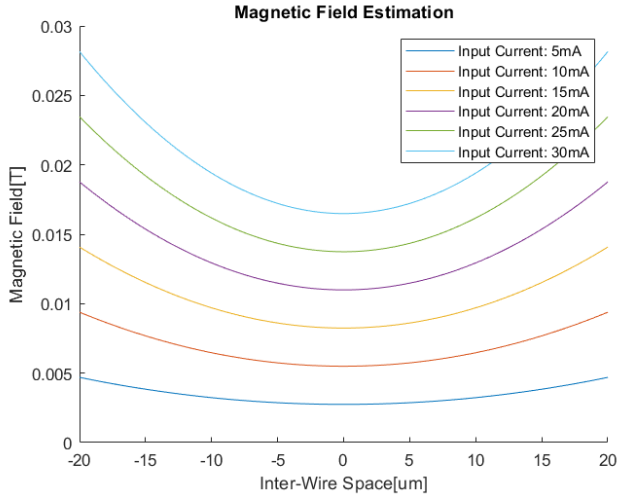


Figura 5.79. Modello per il CoZrTa in regime stazionario, con 40 μm di *spacing* e differenti valori di corrente in ingresso

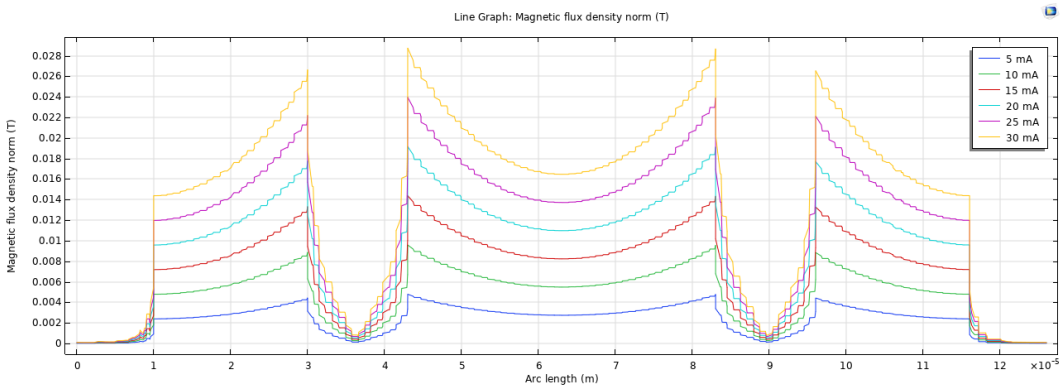


Figura 5.80. Distribuzione del campo magnetico per CoZrTa con 40 μm di *spacing* e differenti valori di corrente in ingresso, valutato in regime stazionario su COMSOL, nella sezione trasversale della cella omega

Il grafico in figura 5.79 rappresenta la previsione, per differenti valori della corrente di ingresso, del modello matematico calcolato con una permeabilità magnetica di 1100 (CoZrTa) e una larghezza della regione di calcolo delle porte logiche di 40 μm. I valori ottenuti sono stati confrontati con i valori della parabola centrale rappresentata in figura 5.80; l'obiettivo è stato quello di quantificare il discostamento dai dati sperimentali, valutando l'errore percentuale e la tolleranza statistica dell'errore percentuale. Osservando la figura 5.81, si nota che la zona centrale, corrispondente al minimo della parabola o al suo valor medio, è la sezione che ha presentato una stima più simile ai dati sperimentali. Nelle regioni adiacenti invece, l'errore percentuale inizia a crescere raggiungendo il 3.47% di picco (osservabile nell'immagine 5.83). Dai dati ottenuti è stata creata una media per ogni valore della corrente, il cui andamento è riportato nell'immagine 5.82, da cui si nota che per ogni valore di corrente, l'errore percentuale medio è dell'ordine di 1.09% per ogni valore di corrente e si hanno distinzioni dalla sesta cifra decimale in giù.

Lo scarto quadratico medio calcolato è rappresentato nella figura 5.84, il grafico mostra che la deviazione standard di ogni corrente ha valori dell'ordine dello 0.9% e che tra un valore e l'altro della corrente d'ingresso, lo scarto differisce tra un valore e l'altro per valori al di sotto della settima cifra decimale. Considerando ciò, è possibile dichiarare che per il CoZrTa il caso peggiore è quando si ci si trova all'estremo superiore dell'intervallo di tolleranza, ovvero quando si ha la somma tra lo scarto quadratico medio e il valore medio dell'errore percentuale, che arriva a toccare circa il 2%, mentre nel caso migliore possibile la tolleranza arriva allo 0.19%.

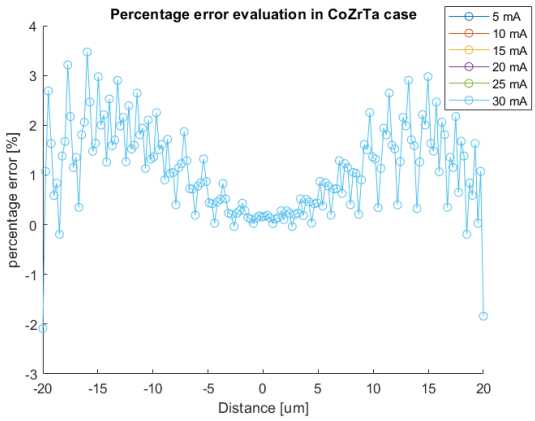


Figura 5.81. Andamento dell'errore percentuale per il CoZrTa

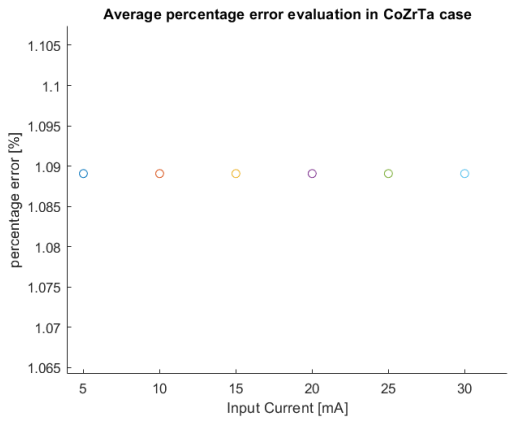


Figura 5.82. Media dell'errore percentuale per il CoZrTa

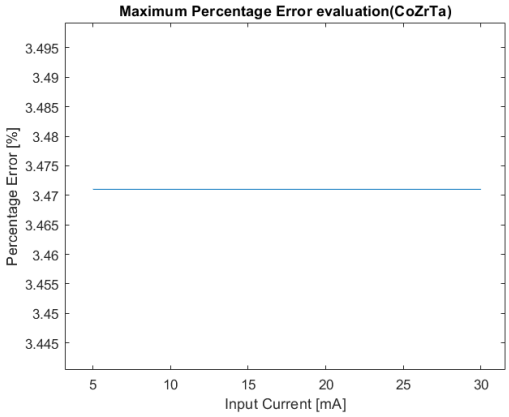


Figura 5.83. Errore percentuale massimo per il CoZrTa

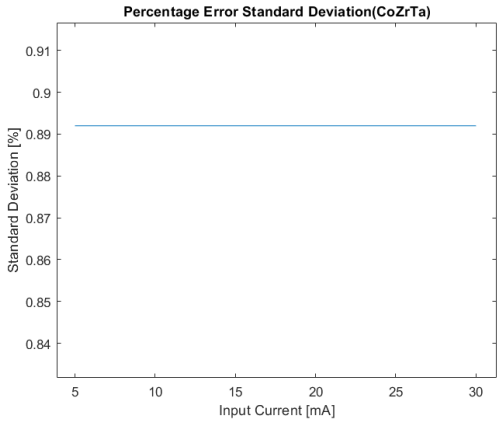


Figura 5.84. Deviazione standard dell'errore percentuale per il CoZrTa

Test del modello per NiFe

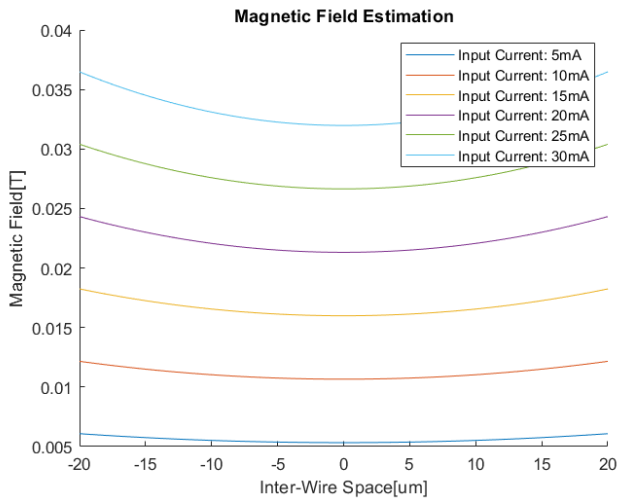


Figura 5.85. Modello per il NiFe in regime stazionario, con 40 μm di *spacing* e differenti valori di corrente in ingresso

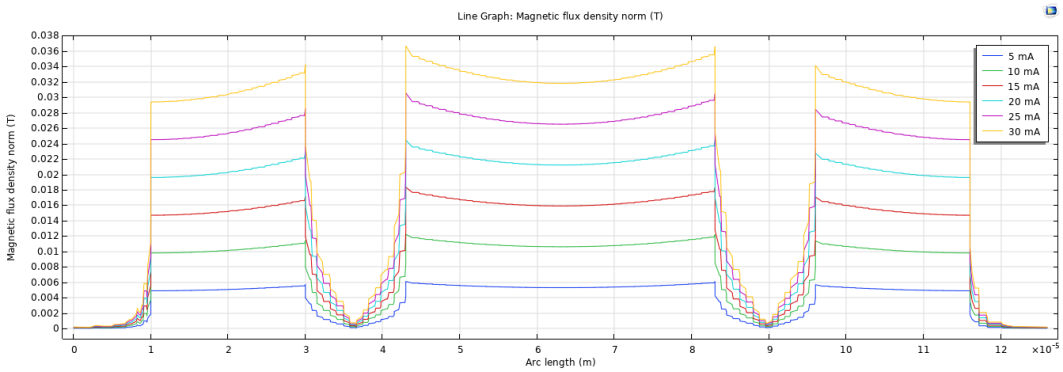


Figura 5.86. Distribuzione del campo magnetico per NiFe con 40 μm di *spacing* e differenti valori di corrente in ingresso, valutato in regime stazionario su COMSOL, nella sezione trasversale della cella omega

Il grafico in figura 5.85 rappresenta la previsione, per differenti valori della corrente di ingresso, del modello matematico calcolato con una permeabilità magnetica di 6000 (NiFe) e una larghezza della regione di calcolo delle porte logiche di 40 μm. I

valori ottenuti sono stati confrontati con i valori della parabola centrale rappresentata in figura 5.86; l'obiettivo, anche in questo caso, è stato quello di quantificare il discostamento dai dati sperimentali, valutando l'errore percentuale e la tolleranza statistica dell'errore percentuale. Osservando la figura 5.87, si nota che la zona centrale, corrispondente al minimo della parabola o al suo valor medio, è la sezione che ha presentato una stima più simile ai dati sperimentali. Nelle regioni adiacenti invece, l'errore percentuale inizia a crescere raggiungendo il 2.65% di picco (osservabile nell'immagine 5.89). Dall'immagine si nota inoltre, che per un valore di corrente di 5 mA, i primi due valori (su un totale di 160 campioni per ogni valore di corrente) arrivano a sfiorare il 45% di errore percentuale locale, questo è dovuto all'irregolarità del campo sperimentale in quanto ora si sta eseguendo il confronto tra una soluzione frutto di un'analisi a modelli finiti ed un modello matematico ideale del secondo ordine. Dalla figura 5.88, si vede che l'errore percentuale medio è dell'ordine di 1.56% per un valore di corrente di 5 mA, mentre per gli altri valori di corrente il valor medio è dell'ordine dell'1.10%.

Lo scarto quadratico medio calcolato per il NiFe è rappresentato nella figura 5.90, i dati hanno mostrato una deviazione standard del 4.8% per una corrente di 5 mA, questo è dovuto ai due valori di cui si è parlato precedentemente; mentre per gli altri valori di corrente, ovvero da 10 mA sino a 30 mA, la deviazione standard è dell'ordine dello 0.6%; inoltre, anche in questo caso, lo scarto differisce tra un valore e l'altro per valori al di sotto della settima cifra decimale. Considerando ciò, è possibile dire che per il NiFe, per valori al di sopra di 5 mA di corrente, la tolleranza è dell'1.7% nel peggiore dei casi e dello 0.4% nel migliore di essi. Mentre per una corrente di 5 mA, si ha una tolleranza del 6.4% nel peggiore dei casi.

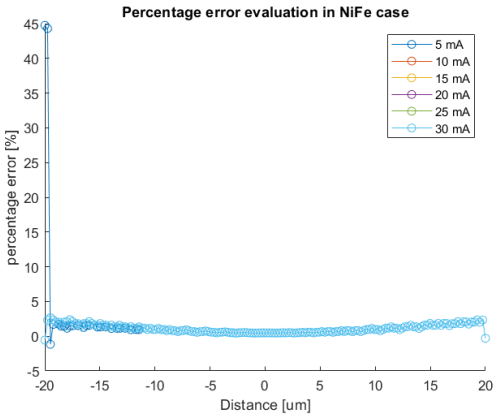


Figura 5.87. Andamento dell'errore percentuale per il NiFe

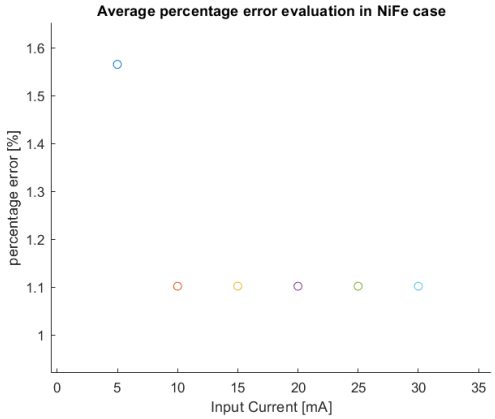


Figura 5.88. Media dell'errore percentuale per il NiFe

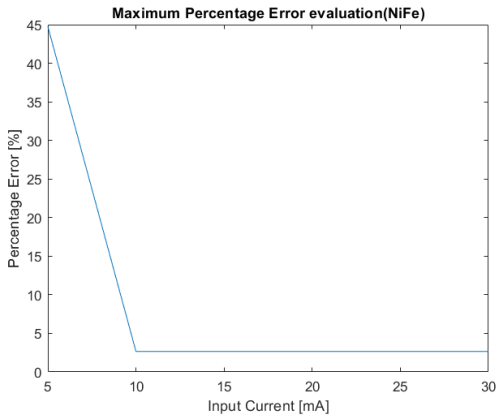


Figura 5.89. Errore percentuale massimo per il NiFe

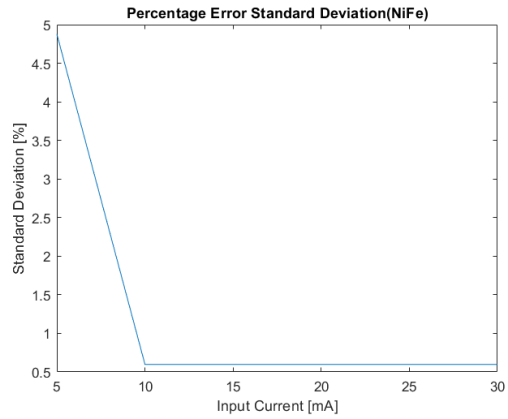


Figura 5.90. Deviazione standard dell'errore percentuale per il NiFe

Test del modello per SPy

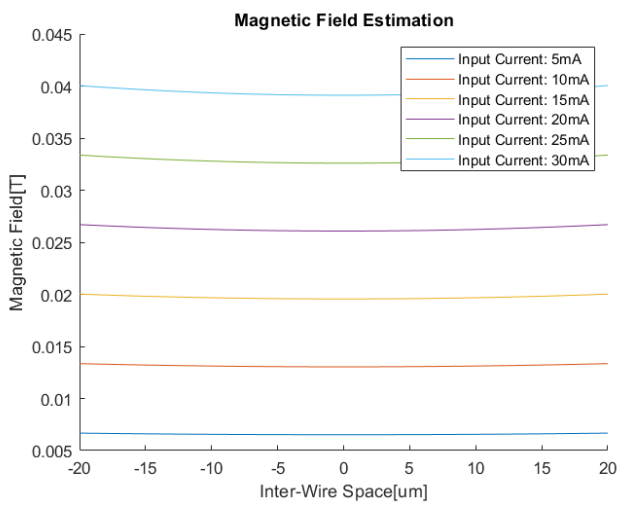


Figura 5.91. Modello per l'SPy in regime stazionario, con 40 μm di *spacing* e differenti valori di corrente in ingresso

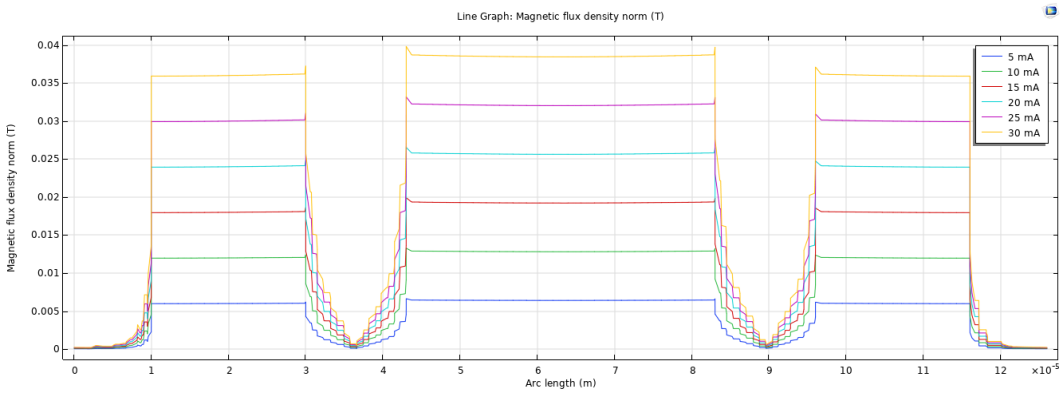


Figura 5.92. Distribuzione del campo magnetico per SPy con 40 μm di *spacing* e differenti valori di corrente in ingresso, valutato in regime stazionario su COMSOL, nella sezione trasversale della cella omega

Il grafico in figura 5.91 rappresenta la previsione, per differenti valori della corrente di ingresso, del modello matematico calcolato con una permeabilità magnetica di 100000 (SPy) e una larghezza della regione di calcolo delle porte logiche di 40 μm. I valori ottenuti sono stati confrontati con i valori della parabola centrale rappresentata in figura 5.92; l'obiettivo, anche in questo caso, è stato quello di quantificare il discostamento dai dati sperimentali, valutando l'errore percentuale e la tolleranza statistica dell'errore percentuale. Osservando la figura 5.93, si nota che la zona centrale, corrispondente al minimo della parabola o al suo valor medio, è la sezione che ha presentato una stima più simile ai dati sperimentali. Nelle regioni adiacenti invece, l'errore percentuale inizia a crescere raggiungendo il 3.33% di picco (osservabile nell'immagine 5.95). Dall'immagine si nota inoltre, che per un valore di corrente di30 mA, l'ultimo valore (su un totale di 160 campioni per ogni valore di corrente) arriva a sfiorare il 45% di errore percentuale locale, questo è dovuto all'irregolarità del campo sperimentale in quanto (come già detto) si sta eseguendo il confronto tra una soluzione frutto di un'analisi a modelli finiti ed un modello matematico ideale del secondo ordine. Dalla figura 5.94, si vede che l'errore percentuale medio è dell'ordine di 2.5% per un valore di corrente di 30 mA, mentre per gli altri valori di corrente il valor medio è dell'ordine del 2.22%.

Lo scarto quadratico medio calcolato per l'SPy è rappresentato nella figura 5.96, i dati hanno mostrato una deviazione standard del 3.4% per una corrente di 30 mA, questo è dovuto all'ultimo valore di cui si è parlato prima; mentre per gli altri valori di corrente, ovvero da 5 mA sino a 25 mA, la deviazione standard è dell'ordine dello 0.53%. Considerando ciò, è possibile dire che per l'SPy, per valori al di sotto dei 30 mA di corrente, la tolleranza vale 2.75% nel peggiore dei casi. Mentre per una

corrente di 30 mA, si ha una tolleranza del 5.9% nel peggiore dei casi.

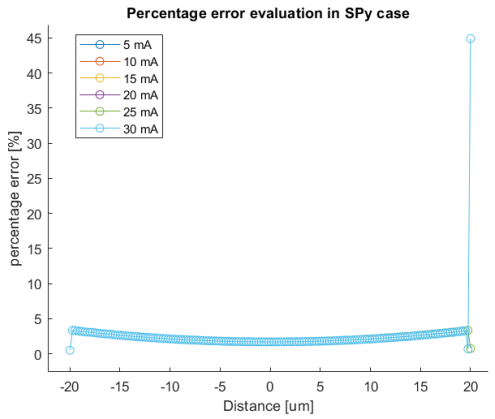


Figura 5.93. Andamento dell'errore percentuale per il SPy

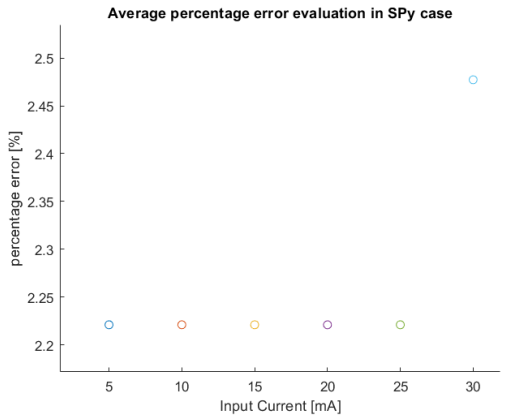


Figura 5.94. Media dell'errore percentuale per il SPy

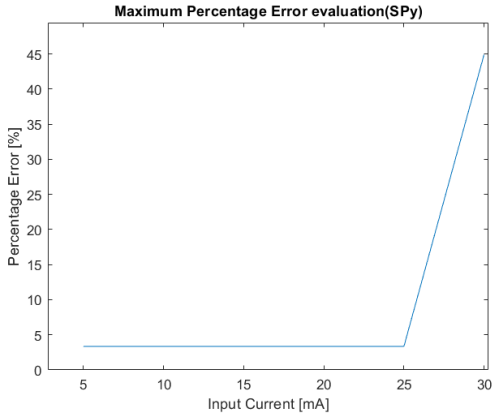


Figura 5.95. Errore percentuale massimo per il SPy

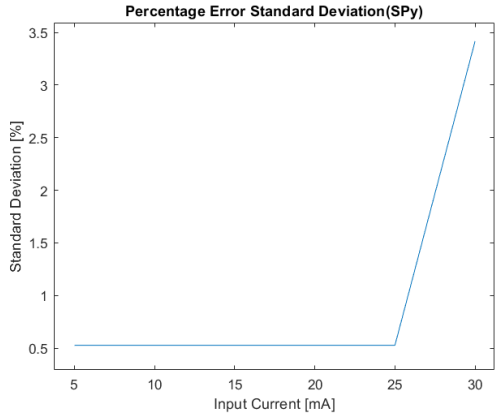


Figura 5.96. Deviazione standard dell'errore percentuale per il SPy

5.8 Distribuzione di VIA nel cladding ferromagnetico

Le ultime analisi dell'induttore che verranno presentate in questa sezione, riguardano l'aggiunta di VIA nel cladding ferromagnetico superiore al di sopra della regione di calcolo. Il dispositivo è stato simulato con due distribuzioni di VIA differenti: la prima consiste in una griglia 35x24 di VIA (larghezza e lunghezza 500 nm e spessore 1 μm) uniformemente distribuiti nel cladding ferromagnetico a distanza di 1 μm tra l'uno e l'altro; la seconda analisi riguarda l'aggiunta di VIA nella zona periferica della regione di calcolo, vicino alle strutture oblique laterali di congiunzione.

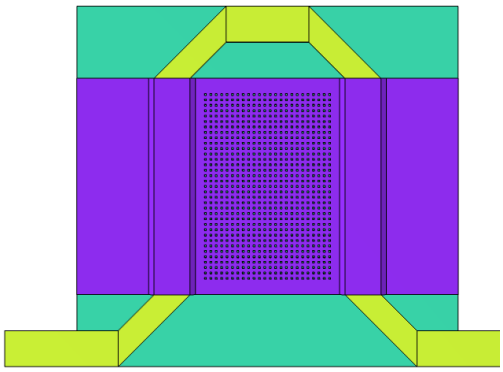


Figura 5.97. Distribuzione di VIA in griglia 35x24

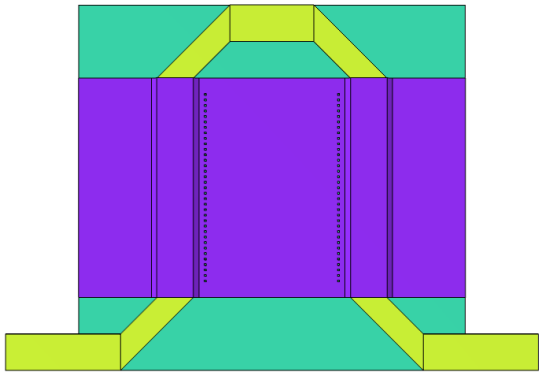


Figura 5.98. Distribuzione periferica dei VIA

Le strutture analizzate sono rappresentate rispettivamente nelle figure 5.97 e 5.97; per entrambe sono stati valutati, al crescere della frequenza (come precedentemente da 1 MHz a 300 MHz): l'andamento del campo magnetico nel core immediatamente sotto al via e al di fuori del via, la resistenza e l'induttanza. Il modello utilizzato per il cladding ferromagnetico è anche in questo caso il *Magnetic Losses*, che considerando il materiale esente da saturazione esegue una simulazione sfruttando la permeabilità magnetica, ponendo il ferromagnete sempre in linearità.

5.8.1 Schiera di VIAs nella regione di calcolo

Le immagini 5.99 e 5.100, mostrano rispettivamente i risultati delle simulazioni della struttura 5.97, per il CoZrTa come ferromagnete. Dalla prima si può notare che il campo è ha basse perdite in funzione della frequenza e i risultati sono simili ai valori ottenuti senza VIA (immagine 5.52), ovvero con un campo massimo di circa 19 mT ed un minimo della parabola di circa 11 mT. Dalla seconda immagine, si nota che la

presenza di VIA al di sopra del core in Diossido di Silicio produce una discontinuità che genera un salto di circa 7 mT vicino alle zone di massimo e circa 4.5 mT nelle zone di minimo della distribuzione parabolica del campo. Inoltre, data la natura periodica della distribuzione dei VIA, i salti che si ritrovano nel grafico del campo magnetico, sono anch'essi periodici, distanziati di 1 μm e larghezza 500 nm.

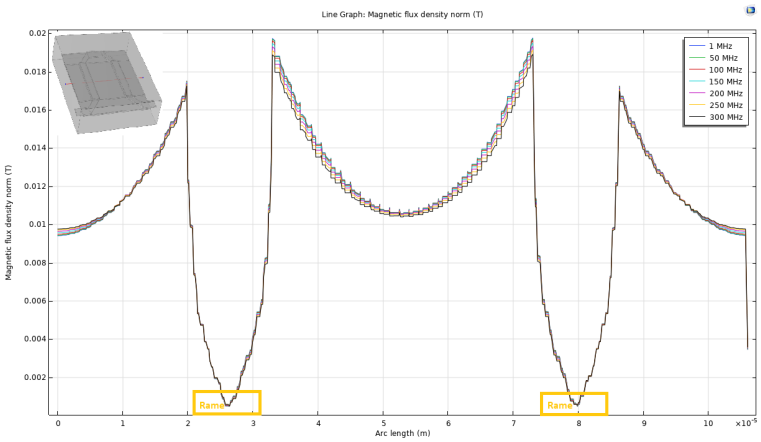


Figura 5.99. Distribuzione del campo magnetico nella cella omega al di fuori dei VIA per CoZrTa, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutato nel dominio della frequenza, nella sezione trasversale della geometria raffigurata in alto a sinistra

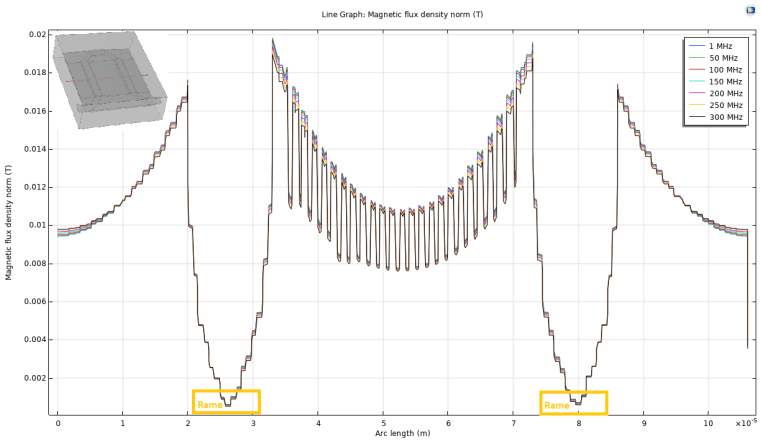


Figura 5.100. Distribuzione del campo magnetico nella cella omega sotto i VIA per CoZrTa, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutato nel dominio della frequenza, nella sezione trasversale della geometria raffigurata in alto a sinistra

Le immagini 5.101 e 5.102, mostrano rispettivamente i risultati delle simulazioni della struttura 5.97, per il NiFe come ferromagnete. Dalla prima si può notare che il campo subisce una decrescita del modulo in funzione della frequenza e i risultati sono simili ai valori ottenuti senza VIA (immagine 5.54), ovvero con un campo magnetico elevato a basse frequenze (circa 24 mT agli estremi ad 1 MHz) ed uno penalizzato alle alte frequenze (circa 17 mT a 300 MHz). Dalla seconda immagine, si nota che la presenza di VIA al di sopra del core in Diossido di Silicio produce una discontinuità che genera un salto molto elevato quando la frequenza è bassa (circa 7 mT ad 1 MHz), riducendosi man mano che essa incrementa (circa 4.5 mT a 300 MHz).

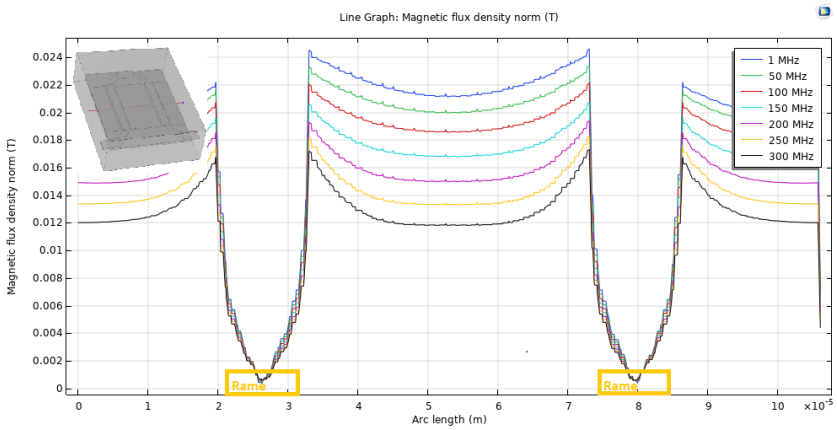


Figura 5.101. Distribuzione del campo magnetico nella cella omega al di fuori dei VIA per NiFe, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutato nel dominio della frequenza, nella sezione trasversale della geometria raffigurata in alto a sinistra

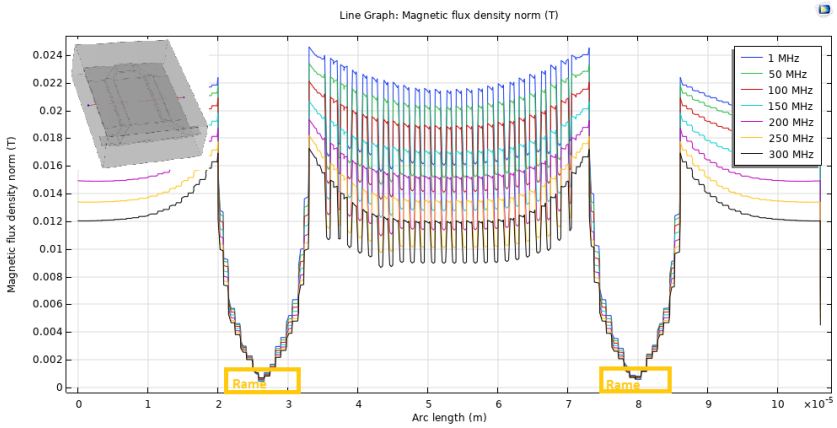


Figura 5.102. Distribuzione del campo magnetico nella cella omega sotto i VIA per NiFe, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutato nel dominio della frequenza, nella sezione trasversale della geometria raffigurata in alto a sinistra

Le immagini 5.103 e 5.104, mostrano rispettivamente i risultati delle simulazioni della struttura 5.97, per l'SPy come ferromagnete. Dalla prima si può notare che il campo subisce una decrescita del modulo in funzione della frequenza e i risultati sono simili ai valori ottenuti senza VIA (immagine 5.56), ovvero con un campo magnetico

elevato a basse frequenze (circa 26 mT agli estremi ad 1 MHz) ed uno penalizzato alle alte frequenze (circa 24 mT a 300 MHz). Come detto per il caso del NiFe, dalla seconda immagine si nota che la presenza di VIA al di sopra del core in Diossido di Silicio produce una discontinuità che genera un salto molto elevato quando la frequenza è bassa, riducendosi man mano che essa incrementa.

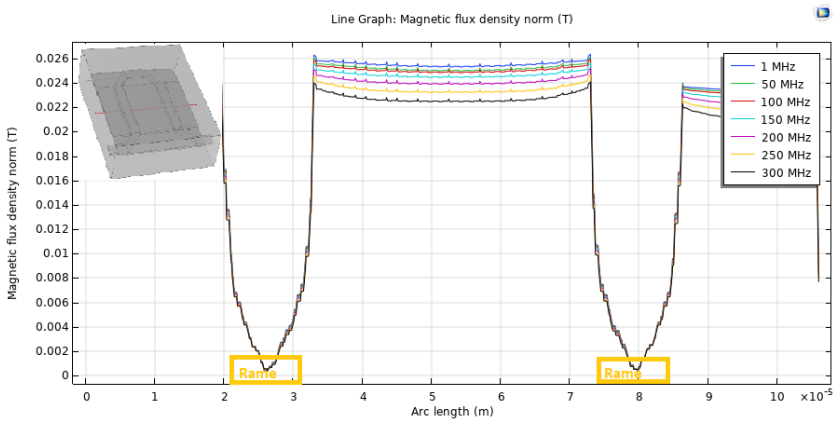


Figura 5.103. Distribuzione del campo magnetico nella cella omega al di fuori dei VIA per SPy, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutato nel dominio della frequenza, nella sezione trasversale della geometria raffigurata in alto a sinistra

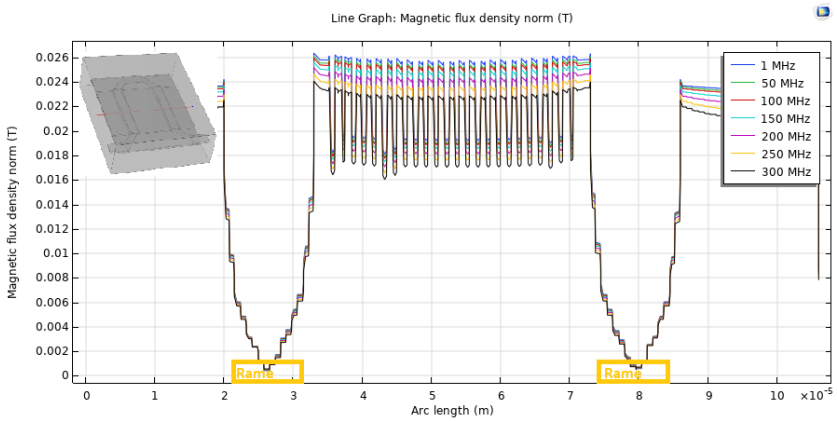


Figura 5.104. Distribuzione del campo magnetico nella cella omega sotto i VIA per SPy, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutato nel dominio della frequenza, nella sezione trasversale della geometria raffigurata in alto a sinistra

5.8.2 Distribuzione periferica dei VIAs

Dai precedenti risultati è stato analizzato il campo magnetico in un caso che rappresenta l'estrema perturbazione di esso, mediante un numero di discontinuità nel cladding elevato. In seguito verrà presentata una situazione più verosimile, nel quale i VIA sono posti nella periferia della regione di calcolo ad una distanza di 1.5 μm dalle congiunzioni oblique. Nelle immagini 5.105 e 5.106, vengono mostrati rispettivamente i risultati delle simulazioni della struttura 5.98, per il CoZrTa come ferromagnete. Dalla prima si può notare che il campo è ha basse perdite in funzione della frequenza e i risultati sono simili ai valori ottenuti senza VIA e con i VIA (immagine 5.52 e 5.99), ovvero con un campo massimo di circa 19 mT ed un minimo della parabola di circa 11 mT. Dalla seconda immagine, si nota che la presenza di VIA al di sopra del core produce una discontinuità che genera un salto di circa 7 mT vicino alle zone di massimo, nel resto della distribuzione il campo magnetico il comportamento è imperturbato e simile al caso senza VIA. Inoltre, data la natura periodica della distribuzione dei VIA, rappresentato nell'immagine 5.52.

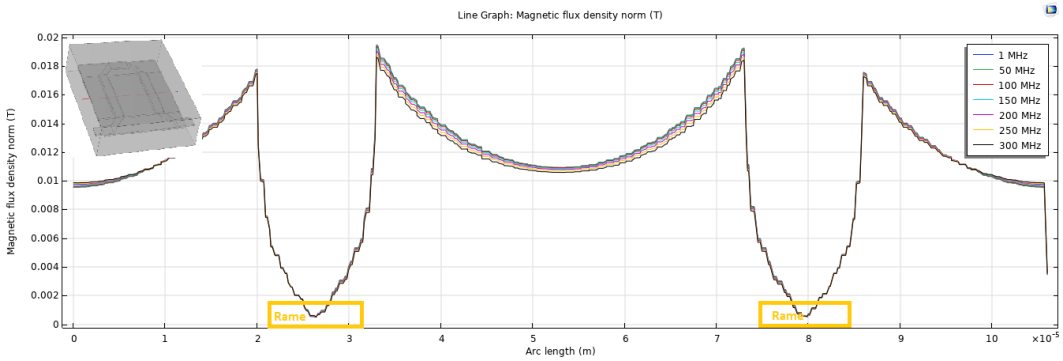


Figura 5.105. Distribuzione del campo magnetico nella cella omega al di fuori dei VIA per CoZrTa, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutato nel dominio della frequenza, nella sezione trasversale della geometria raffigurata in alto a sinistra

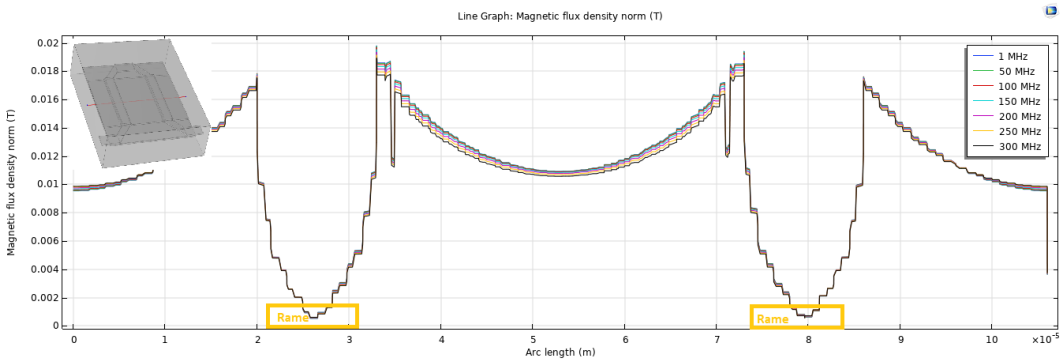


Figura 5.106. Distribuzione del campo magnetico nella cella omega sotto i VIA per CoZrTa, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutato nel dominio della frequenza, nella sezione trasversale della geometria raffigurata in alto a sinistra

Nelle immagini 5.107 e 5.108, vengono mostrati rispettivamente i risultati delle simulazioni della struttura 5.98, per il NiFe come ferromagnete. Dalla prima si può notare che il campo subisce una decrescita del modulo in funzione della frequenza e i risultati sono simili ai valori ottenuti senza VIA (immagine 5.54 e 5.99), ovvero con un campo magnetico elevato a basse frequenze (circa 24 mT agli estremi ad 1 MHz) ed uno penalizzato alle alte frequenze (circa 17 mT a 300 MHz). Dalla seconda immagine, si nota che la presenza di VIA al di sopra del core in Diossido di Silicio produce una discontinuità che genera un salto molto elevato quando la frequenza è bassa (circa 7 mT ad 1 MHz), riducendosi man mano che essa incrementa (circa 4.5 mT a 300 MHz).

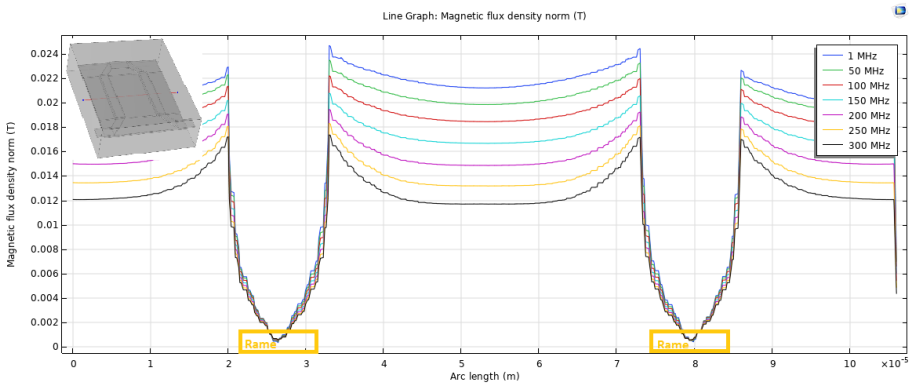


Figura 5.107. Distribuzione del campo magnetico nella cella omega al di fuori dei VIA per NiFe, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutato nel dominio della frequenza, nella sezione trasversale della geometria raffigurata in alto a sinistra

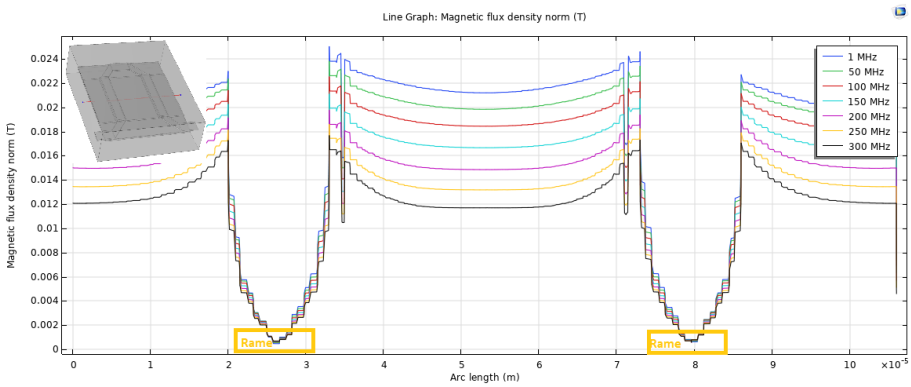


Figura 5.108. Distribuzione del campo magnetico nella cella omega sotto i VIA per NiFe, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutato nel dominio della frequenza, nella sezione trasversale della geometria raffigurata in alto a sinistra

Nelle immagini 5.109 e 5.110, vengono mostrati rispettivamente i risultati delle simulazioni della struttura 5.98, per l'SPy come ferromagnete. Dalla prima si può notare che il campo subisce una decrescita del modulo in funzione della frequenza e i risultati sono simili ai valori ottenuti senza VIA (immagine 5.56 e 5.103), ovvero con un campo magnetico elevato a basse frequenze (circa 26 mT agli estremi ad 1 MHz) ed uno penalizzato alle alte frequenze (circa 24 mT a 300 MHz). Come detto per il caso del NiFe, dalla seconda immagine si nota che la presenza di VIA

al di sopra del core in Diossido di Silicio produce una discontinuità che genera un salto molto elevato quando la frequenza è bassa, riducendosi man mano che essa incrementa.

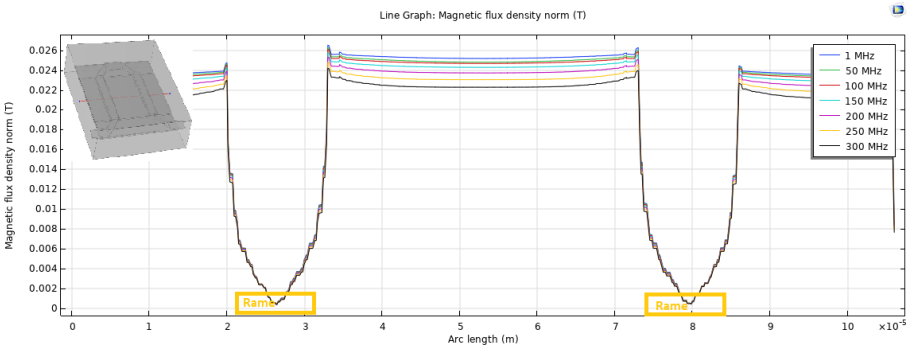


Figura 5.109. Distribuzione del campo magnetico nella cella omega al di fuori dei VIA per SPy, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutato nel dominio della frequenza, nella sezione trasversale della geometria raffigurata in alto a sinistra

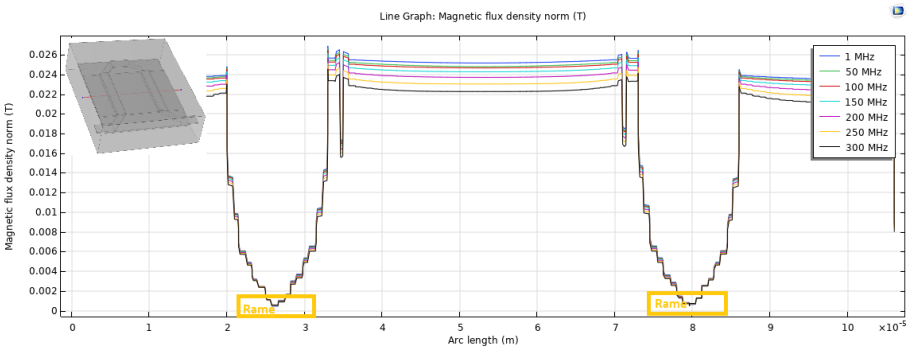


Figura 5.110. Distribuzione del campo magnetico nella cella omega sotto i VIA per SPy, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutato nel dominio della frequenza, nella sezione trasversale della geometria raffigurata in alto a sinistra

5.9 Resistenza, Induttanza e Densità di Potenza con distribuzione di VIA nel cladding ferromagnetico

In questa sezione vengono mostrati i risultati delle simulazioni di resistenza, induttanza e potenza, per la cella omega al variare della frequenza, con distribuzione schiera e distribuzione periferica dei VIA . I risultati sono stati rappresentati sia in forma grafica che in forma tabellare per questioni di completezza; inoltre, sono stati ricavati utilizzando le funzioni di post-processing fornite da COMSOL: *Global evaluation* e *Volume integration*.

5.9.1 Schiera di VIA nel cladding

I risultati dei valori della resistenza sono rappresentati nelle figure 5.111, 5.113 e 5.115, mentre i valori di induttanza sono rappresentati nelle figure 5.112, 5.114 e 5.116. Il quale sono stati riportati nelle tabelle 5.15, 5.18 e 5.21, per ciascuno dei materiali: CoZrTa, NiFe ed SPy. I grafici mostrano che in tutti e tre i casi i valori della resistenza aumentano e i valori dell'induttanza diminuiscono, al crescere della frequenza. In particolare, nel range in esame, per il caso CoZrTa la resistenza cresce di un fattore 3.6 e l'induttanza diminuisce di un fattore 1.1; per il caso NiFe la resistenza cresce di un fattore 5.9 e l'induttanza diminuisce di un fattore 2.2; per il caso SPy la resistenza cresce di un fattore 5.5 e l'induttanza diminuisce di un fattore 1.2.
Per ognuno dei tre casi, sono presentati anche le dissipazioni di potenza elettrica e magnetica, la cui somma è la potenza elettromagnetica (E.M.); in aggiunta la potenza elettromagnetica è stata divisa per l'area del circuito ($100\mu m \cdot 106\mu m$) al fine di ottenere la densità di potenza. Nelle tabelle 5.16 e 5.17, sono rappresentati i risultati ottenuti per il CoZrTa, dal quale si può notare che le perdite nel ferromagnete sono di 2.50 W/cm^2 a 300 MHz; nelle tabelle 5.19 e 5.20, sono rappresentati i risultati ottenuti per il NiFe, dove è stata ottenuta una densità di potenza massima nel ferromagnete di 4.79 W/cm^2 alla medesima frequenza; nelle tabelle 5.12 e 5.13, sono invece rappresentati i risultati ottenuti per l'SPy, che mostra una densità di potenza massima di 4.37 W/cm^2 a 300 MHz. Rispetto alle simulazioni senza i VIA, i risultati delle perdite sono risultati ridotti per valori minori del 2%.

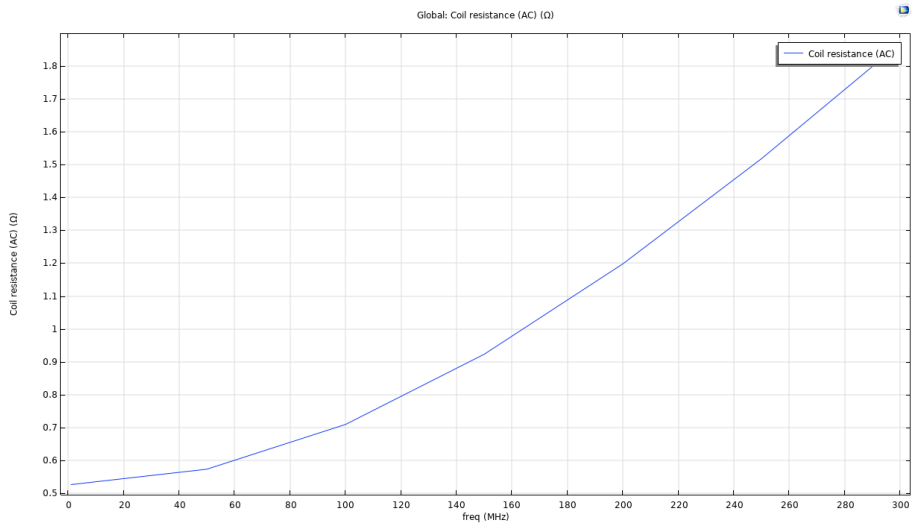


Figura 5.111. Andamento della resistenza per CoZrTa con distribuzione a schiera di VIA, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutata nel dominio della frequenza

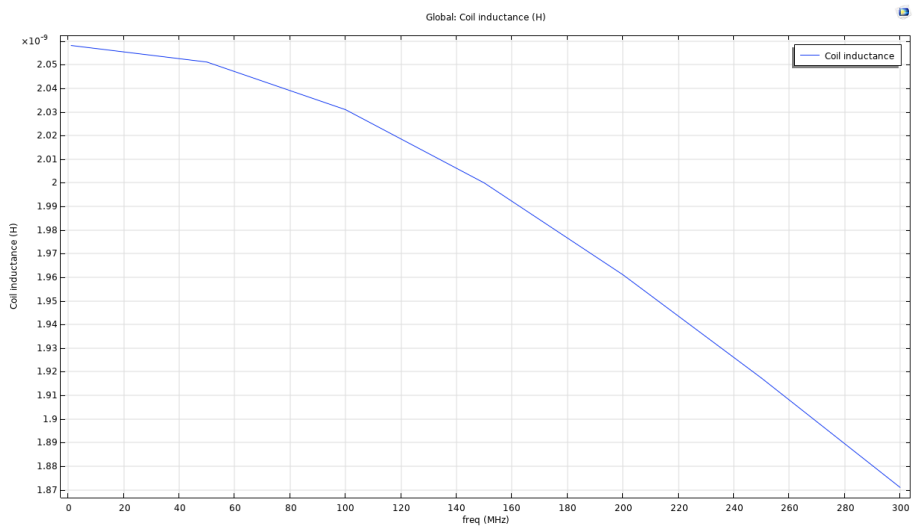


Figura 5.112. Andamento dell'induttanza per CoZrTa con distribuzione a schiera di VIA, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutata nel dominio della frequenza

Frequenza MHz	Resistenza AC [Ω]	Induttanza [nH]
1	0.5270977157646711	2.058171800223422
50	0.573896534076159	2.051158160445042
100	0.7099227249466603	2.030984530676007
150	0.9232862769276485	1.9999626570026305
200	1.19805296755214	1.9610874547298938
250	1.5178047081670853	1.9172888980638096
300	1.8680914859260465	1.870970168999883

Tabella 5.15. Valori di resistenza ed induttanza per CoZrTa con distribuzione a schiera di VIA, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutate nel dominio della frequenza

Frequenza MHz	Perdite Elettriche [W]	Perdite Magnetiche [W]
1	1.8246184157257984E-9	1.9233253036112964E-9
50	4.53850536099124E-6	4.754241407427256E-6
100	1.7884841706377076E-5	1.8402398380745026E-5
150	3.928443860602781E-5	3.932949401664955E-5
200	6.763975768101974E-5	6.545336537046172E-5
250	1.0169670878242473E-4	9.475337282439281E-5
300	1.4021822722453913E-4	1.2558653259881573E-4

Tabella 5.16. Perdite elettriche e magnetiche del ferromagnete per CoZrTa con distribuzione a schiera di VIA, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutate nel dominio della frequenza

Frequenza MHz	Perdite E.M. [W]	Densità di Potenza $[W/cm^2]$
1	3.747943719337122E-9	3.53579596163879E-5
50	9.292746768418724E-6	0.08766742234357458
100	3.628724008712173E-5	0.34233245365208875
150	7.861393262267974E-5	0.7416408737988487
200	1.330931230514907E-4	1.255595500485628
250	1.9645008160681346E-4	1.8533026566681254
300	2.658047598233524E-4	2.507592073805212

Tabella 5.17. Perdite elettromagnetiche e densità di potenza del ferromagnete per CoZrTa con distribuzione a schiera di VIA, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutate nel dominio della frequenza

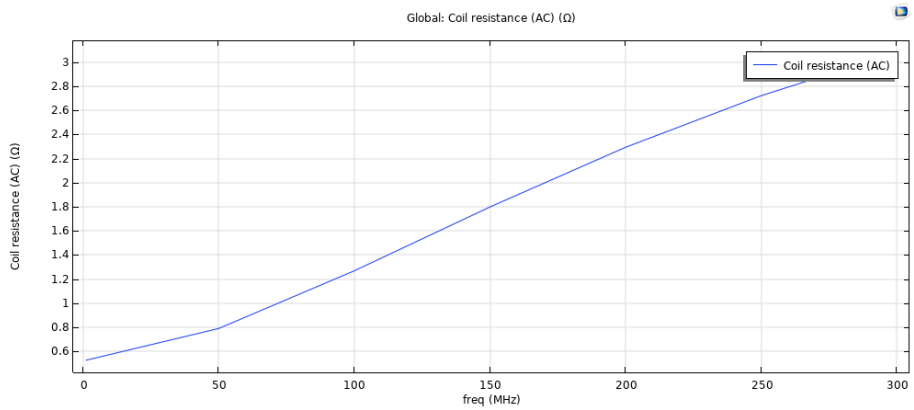


Figura 5.113. Andamento della resistenza per NiFe con distribuzione a schiera di VIA, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutata nel dominio della frequenza

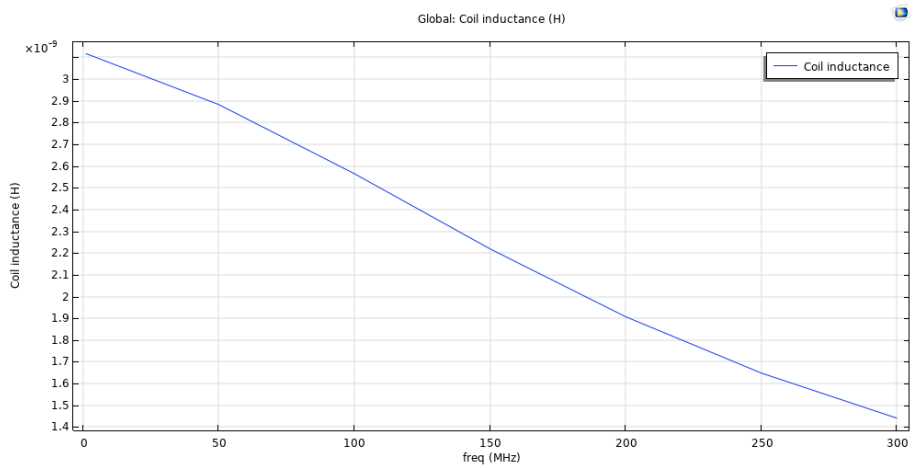


Figura 5.114. Andamento dell'induttanza per NiFe con distribuzione a schiera di VIA, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutata nel dominio della frequenza

Frequenza MHz	**Resistenza AC [Ω]**	**Induttanza [nH]**
1	0.5272480786929646	3.1166231855100683
50	0.7908436929411304	2.882177756530804
100	1.2692243533281715	2.5646270416458075
150	1.798569768068774	2.219234735446075
200	2.293394901850293	1.9073926378380837
250	2.7213450712978733	1.6486015471963535
300	3.080178897162431	1.4412710360368284

Tabella 5.18. Valori di resistenza ed induttanza per NiFe con distribuzione a schiera di VIA, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutate nel dominio della frequenza

Frequenza MHz	**Perdite Elettriche [W]**	**Perdite Magnetiche [W]**
1	2.365754625843077E-8	1.0155356141986536E-8
50	3.646133983007459E-5	1.620446681032753E-5
100	1.132342028833163E-4	3.4863191162858195E-5
150	2.0718735549916226E-4	4.6411162538591E-5
200	2.998150123141055E-4	5.2285559607884986E-5
250	3.8267473897594115E-4	5.4476044312895955E-5
300	4.537993713382427E-4	5.4512834478971284E-5

Tabella 5.19. Perdite elettriche e magnetiche del ferromagnete per NiFe con distribuzione a schiera di VIA, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutate nel dominio della frequenza

Frequenza MHz	**Perdite E.M. [W]**	**Densità di Potenza** $[W/cm^2]$
1	3.3812902400416934E-8	3.1898964528695515E-4
50	5.2665806640403254E-5	0.4968472324566181
100	1.48097394046173E-4	1.3971452268507374
150	2.5359851803775327E-4	2.3924388494127786
200	3.521005719219856E-4	3.3217035086980333
250	4.371507832888349E-4	4.124063993290776
300	5.083122058172261E-4	4.795398168087003

Tabella 5.20. Perdite elettromagnetiche e densità di potenza del ferromagnete per NiFe con distribuzione a schiera di VIA, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutate nel dominio della frequenza

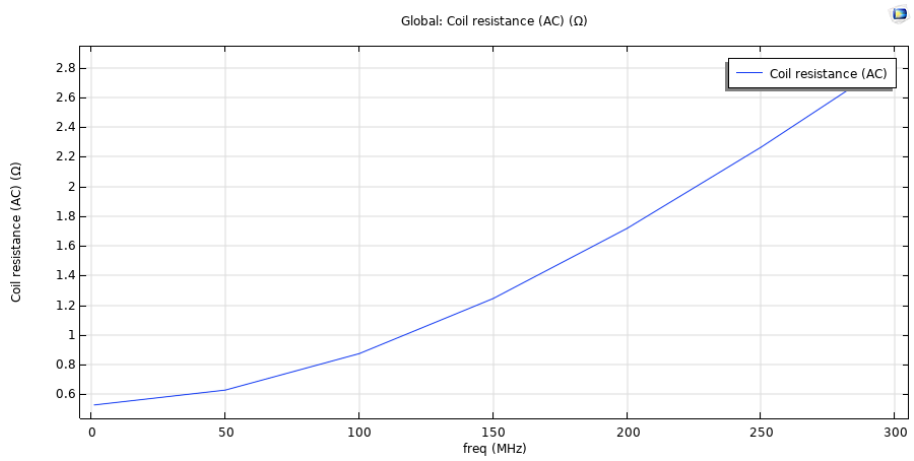


Figura 5.115. Andamento della resistenza per SPy con distribuzione a schiera di VIA, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutata nel dominio della frequenza

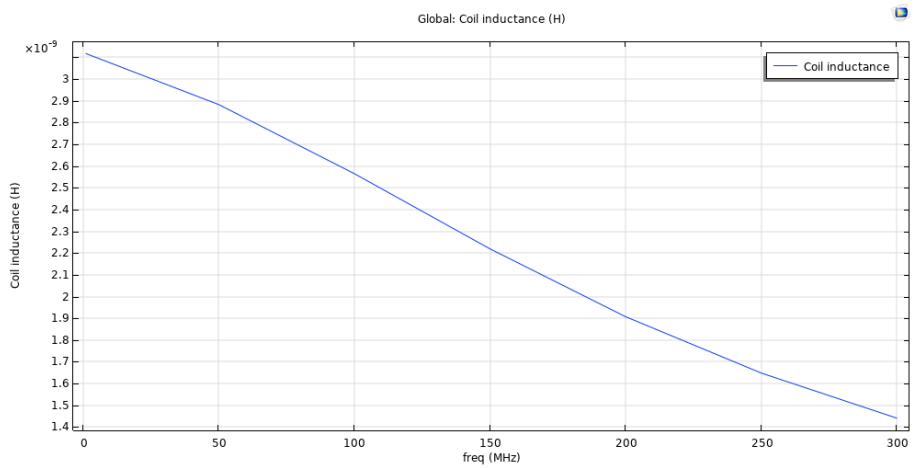


Figura 5.116. Andamento dell'induttanza per SPy con distribuzione a schiera di VIA, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutata nel dominio della frequenza

Frequenza MHz	Resistenza AC [Ω]	Induttanza [nH]
1	0.5271437596256962	3.5137062630864784
50	0.6275969595228159	3.4759538085464947
100	0.8734083552415146	3.424124115016987
150	1.2448335745301586	3.3316751257220845
200	1.7178977006982916	3.2110757419256273
250	2.2650551984197733	3.0713646052883647
300	2.8591311198322056	2.920198775013895

Tabella 5.21. Valori di resistenza ed induttanza per SPy con distribuzione a schiera di VIA, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutate nel dominio della frequenza

Frequenza MHz	Perdite Elettriche [W]	Perdite Magnetiche [W]
1	1.0908088941575796E-8	2.0380436716308173E-9
50	1.5863262022862453E-5	4.143709320645358E-6
100	5.957042311927383E-5	9.31268823324643E-6
150	1.2887478361893836E-4	1.3831034093269075E-5
200	2.1892770621408656E-4	1.777177805981132E-5
250	3.242523796707268E-4	2.1124993692414326E-5
300	4.394369491585163E-4	2.3890405992640138E-5

Tabella 5.22. Perdite elettriche e magnetiche del ferromagnete per SPy con distribuzione a schiera di VIA, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutate nel dominio della frequenza

Frequenza MHz	**Perdite E.M. [W]**	**Densità di Potenza** $[W/cm^2]$
1	1.2946132613206957E-8	1.2213332653968355E-4
50	2.0006971343508022E-5	0.18874501267460736
100	6.88831113525211E-5	0.6498406731369868
150	1.427058177122024E-4	1.346281299171757
200	2.3669948427389878E-4	2.233014002583965
250	3.4537737336313523E-4	3.2582771071994623
300	4.63327355151162E-4	4.371012784444878

Tabella 5.23. Perdite elettromagnetiche e densità di potenza del ferromagnete per SPy con distribuzione a schiera di VIA, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutate nel dominio della frequenza

In quest'ultimo caso, la tabella 5.24 rappresenta le perdite elettriche del Rame e la corrispettiva densità di potenza. I valori delle dissipazioni di potenza precedentemente presentati (tabelle 5.17, 5.20, 5.23 e 5.24), sono stati confrontati tra di loro nei grafici 5.119 e 5.120, che mostrano rispettivamente le densità di potenza di tutti i materiali e le perdite di potenza totali nei tre casi distinti. I grafici mostrano che i materiali ferromagnetici portano un contributo superiore al Rame a frequenze circa superiori a 100 MHz, quando per frequenze sufficientemente basse il Rame è il maggior contributore dei valori di densità di potenza.

Frequenza MHz	**Perdite elettriche [W]**	**Densità di Potenza** $[W/cm^2]$
1	1.0541579520825751E-4	0.9944886340401742
50	1.0548655766867517E-4	0.9951562044214579
100	1.0569729533056243E-4	0.9971442955713605
150	1.0604330127700293E-4	1.0004085026132166
200	1.0651743249185763E-4	1.0048814386024312
250	1.0711080123328441E-4	1.0104792569177927
300	1.078134536764435E-4	1.0171080535513641

Tabella 5.24. Perdite elettriche e densità di potenza del Rame con distribuzione a schiera di VIA, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutate nel dominio della frequenza

I risultati delle simulazioni di resistenza per la cella omega per i tre differenti materiali ferromagnetici con distribuzione a schiera di VIA, sono stati messi a confronto

ed il loro andamento è riportato nella figura 5.117, da essa è possibile evincere che con l'aumentare della frequenza del segnale di ingresso, il cui valore efficace è di 20 mA, il modulo della resistenza cresce a tratti linearmente. La presenza di un film di materiale ferromagnetico causa la variazione della resistenza dell'induttore, per di più la variazione non è la medesima per i differenti materiali ferromagnetici: è maggiore per il NiFe, intermedia per l'SPy e minore per il CoZrTa;

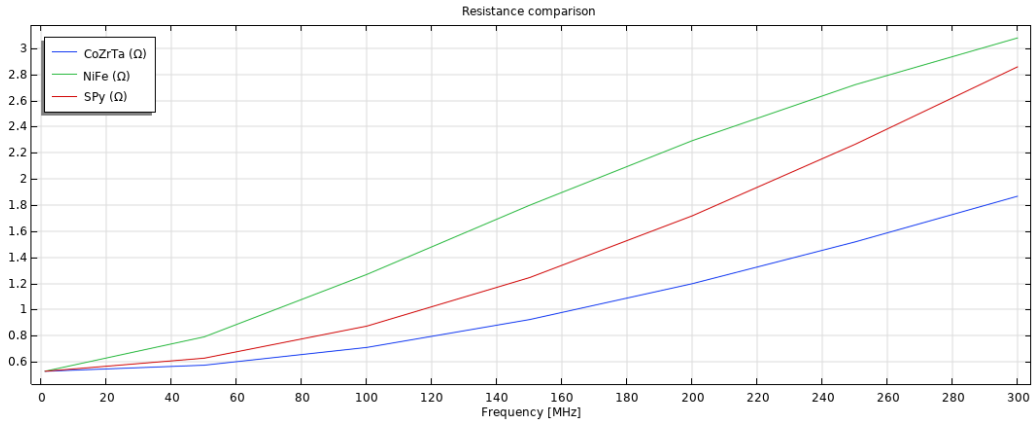


Figura 5.117. Confronto dei valori di resistenza (AC) della cella omega per i tre differenti materiali, con 40 μm di *spacing*, 20 mA di corrente in ingresso e distribuzione a schiera di VIA, valutate nel dominio della frequenza

Nella figura 5.118 sono riportati gli andamenti delle induttanze dell'induttore, per i tre differenti materiali ferromagnetici con distribuzione a schiera di VIA; il grafico ha mostrato non solo che l'induttanza decresce con l'aumentare della frequenza, ma che essa decresce in modo differente e con pendenze differenti. In termini di variazione, i tre materiali hanno mostrato ripidità nella decrescita differenti ed in ordine, dal più stabile al meno stabile: CoZrTa, Spy ed infine il NiFe, quest'ultimo ha mostrato di essere il più sensibile all'incremento della frequenza e la rapidità della decrescita è risultata maggiore che negli altri due casi.

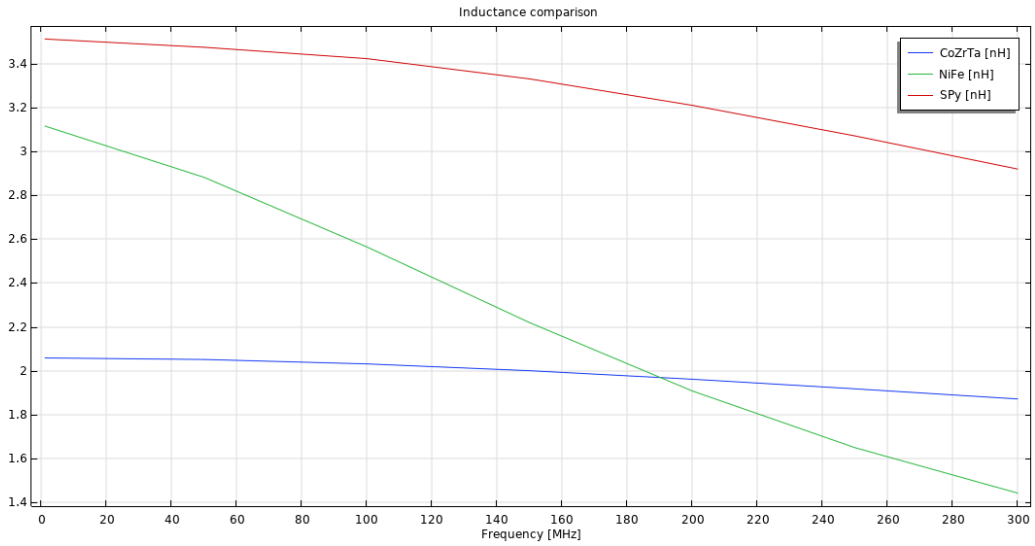


Figura 5.118. Confronto dei valori di induttanza della cella omega per i tre differenti materiali, con 40 μm di *spacing*, 20 mA di corrente in ingresso e distribuzione a schiera di VIA, valutate nel dominio della frequenza

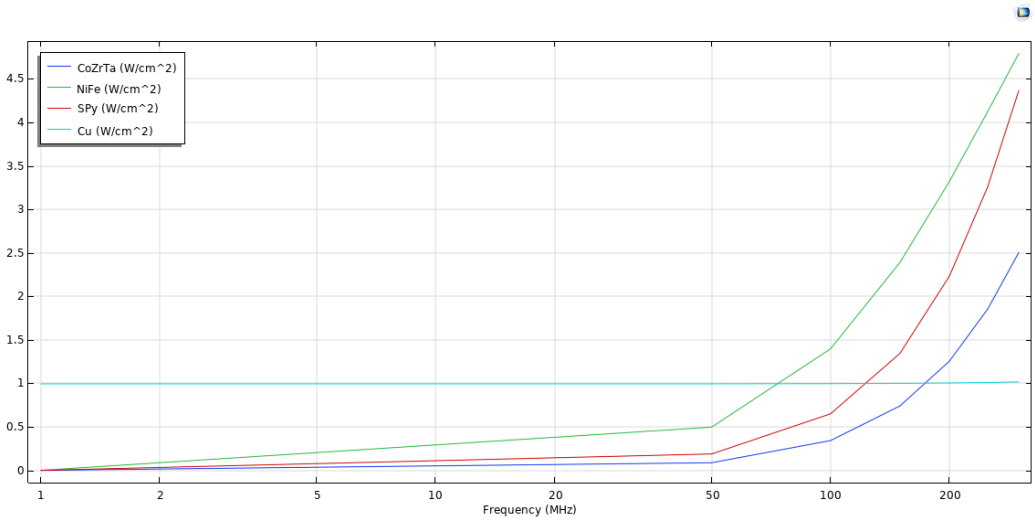


Figura 5.119. Perdite nei cladding ferromagnetici e nel Rame con distribuzione a schiera di VIA, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutate nel dominio della frequenza

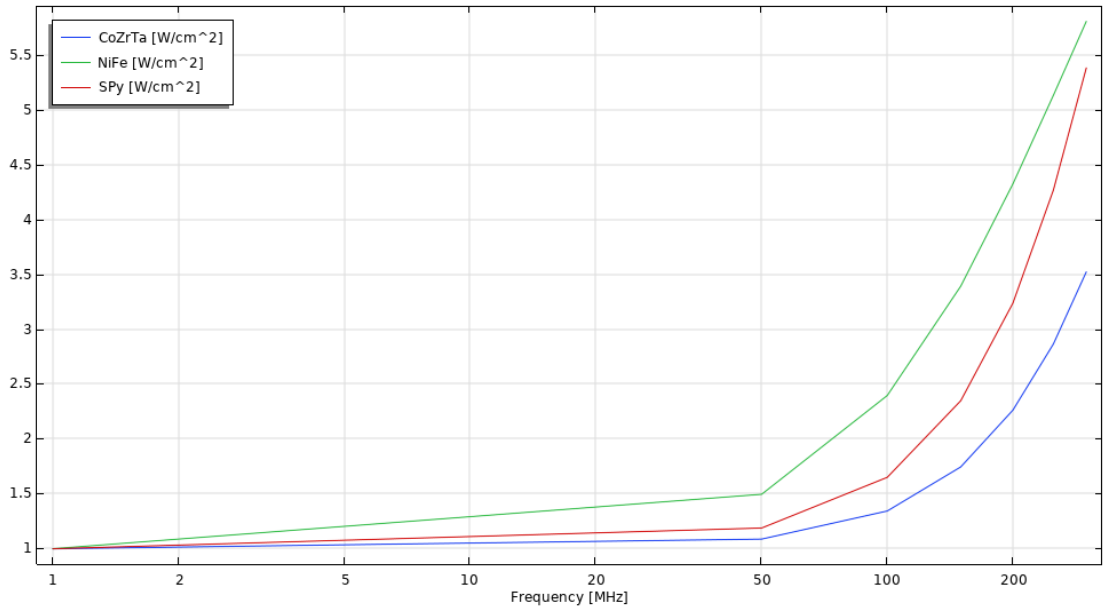


Figura 5.120. Perdite totali di potenza nei tre casi con distribuzione a schiera di VIA, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutate nel dominio della frequenza

5.9.2 Distribuzione periferica dei VIA

I risultati dei valori della resistenza sono rappresentati nelle figure 5.121, 5.123 e 5.125, mentre i valori di induttanza sono rappresentati nelle figure 5.122, 5.124 e 5.126. Il quale sono stati riportati nelle tabelle 5.25, 5.28 e 5.31, per ciascuno dei materiali: CoZrTa, NiFe ed SPy. I grafici mostrano che in tutti e tre i casi i valori della resistenza aumentano e i valori dell'induttanza diminuiscono, al crescere della frequenza. In particolare, nel range in esame, per il caso CoZrTa la resistenza cresce di un fattore 3.6 e l'induttanza diminuisce di un fattore 1.1; per il caso NiFe la resistenza cresce di un fattore 5.9 e l'induttanza diminuisce di un fattore 2.2; per il caso SPy la resistenza cresce di un fattore 5.5 e l'induttanza diminuisce di un fattore 1.2. Per ognuno dei tre casi, sono presentati anche le dissipazioni di potenza elettrica e magnetica, la cui somma è la potenza elettromagnetica (E.M.); in aggiunta la potenza elettromagnetica è stata divisa per l'area del circuito ($100\mu m \cdot 106\mu m$) al fine di ottenere la densità di potenza. Nelle tabelle 5.26 e 5.27, sono rappresentati i risultati ottenuti per il CoZrTa, dal quale si può notare che le perdite nel ferromagnete sono di 2.55 W/cm^2 a 300 MHz; nelle tabelle 5.29 e 5.30, sono rappresentati i risultati ottenuti per il NiFe, dove è stata ottenuta una densità di potenza massima nel ferromagnete di 4.83 W/cm^2 alla medesima frequenza; nelle tabelle 5.32 e 5.33, sono invece rappresentati i risultati ottenuti per l'SPy, che mostra

una densità di potenza massima di 4.43 W/cm^2 a 300 MHz; questi risultati delle perdite sono maggiori rispetto al caso con schiera di VIA distribuiti nella regione di calcolo e simili al caso senza VIA.

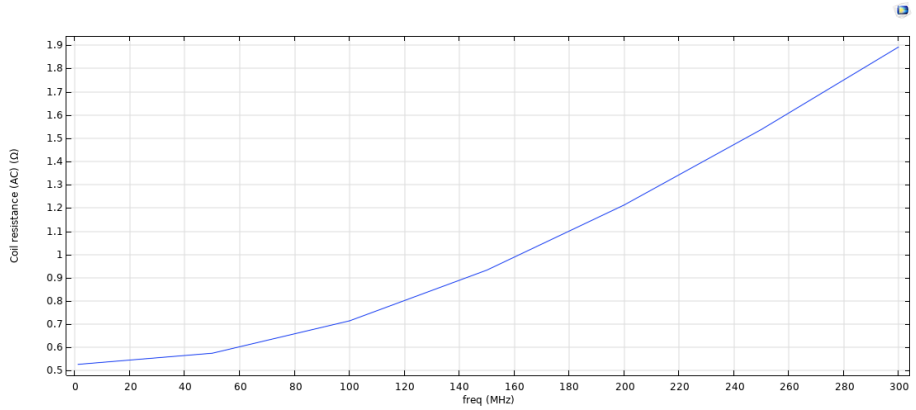


Figura 5.121. Andamento della resistenza per CoZrTa con distribuzione periferica di VIA, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutata nel dominio della frequenza

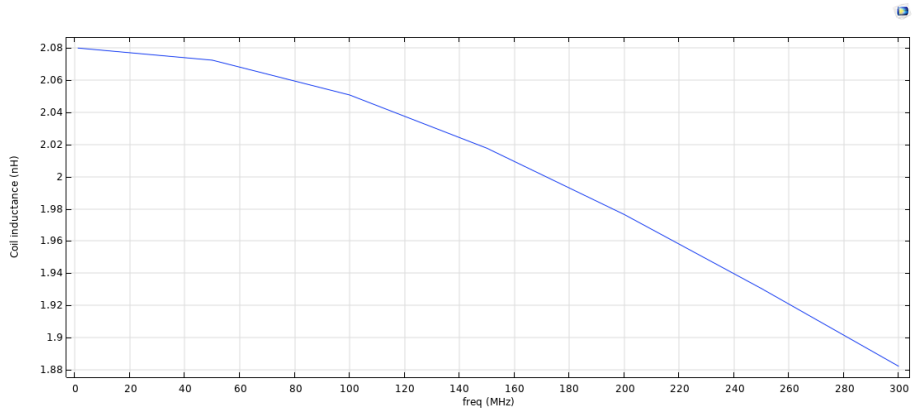


Figura 5.122. Andamento dell'induttanza per CoZrTa con distribuzione periferica di VIA, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutata nel dominio della frequenza

Frequenza MHz	Resistenza AC [Ω]	Induttanza [nH]
1	0.5270982194861771	2.079920995108321
50	0.5751290685377564	2.072381836156479
100	0.7145556985386834	2.050759287950877
150	0.932750509160646	2.0176845127004737
200	1.2129383010558152	1.9765193470994127
250	1.5380368438763574	1.93048740719317
300	1.8932130659733808	1.8821654253502969

Tabella 5.25. Valori di resistenza ed induttanza per CoZrTa con distribuzione periferica di VIA, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutate nel dominio della frequenza

Frequenza MHz	Perdite Elettriche [W]	Perdite Magnetiche [W]
1	1.899626006864486E-9	1.949593526237767E-9
50	4.722647812247835E-6	4.817916494341005E-6
100	1.8583435588689313E-5	1.8635422922199184E-5
150	4.073066455796181E-5	3.978669548105761E-5
200	6.994897388809688E-5	6.613852197769423E-5
250	1.0488197475770687E-4	9.563913925397636E-5
300	1.4422437919355295E-4	1.2663675939748187E-4

Tabella 5.26. Perdite elettriche e magnetiche del ferromagnete per CoZrTa con distribuzione periferica di VIA, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutate nel dominio della frequenza

Frequenza MHz	Perdite E.M. [W]	Densità di Potenza $[W/cm^2]$
1	3.849219533102345E-9	3.6313391821719055E-5
50	9.5405643065888E-6	0.09000532364706618
100	3.721885851088915E-5	0.3511213067064958
150	8.051736003901899E-5	0.7595977362171733
200	1.3608749586579045E-4	1.2838443006206994
250	2.0052111401168768E-4	1.8917086227517703
300	2.708611385910382E-4	2.5552937602928063

Tabella 5.27. Perdite elettromagnetiche e densità di potenza del ferromagnete per CoZrTa con distribuzione periferica di VIA, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutate nel dominio della frequenza

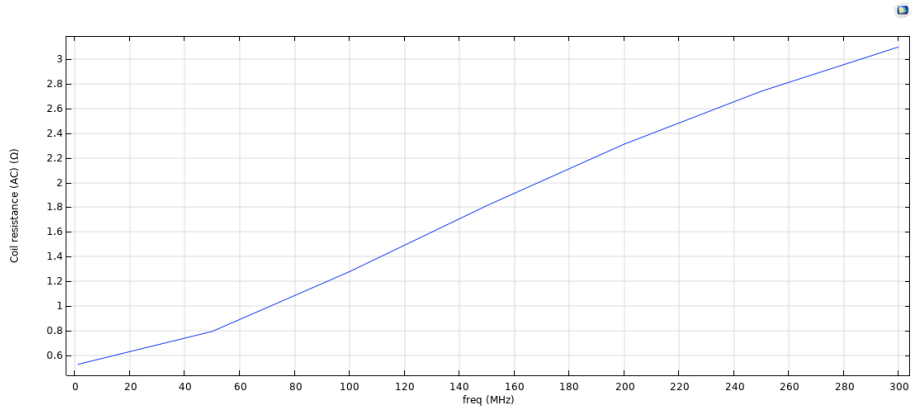


Figura 5.123. Andamento della resistenza per NiFe con distribuzione periferica di VIA, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutata nel dominio della frequenza

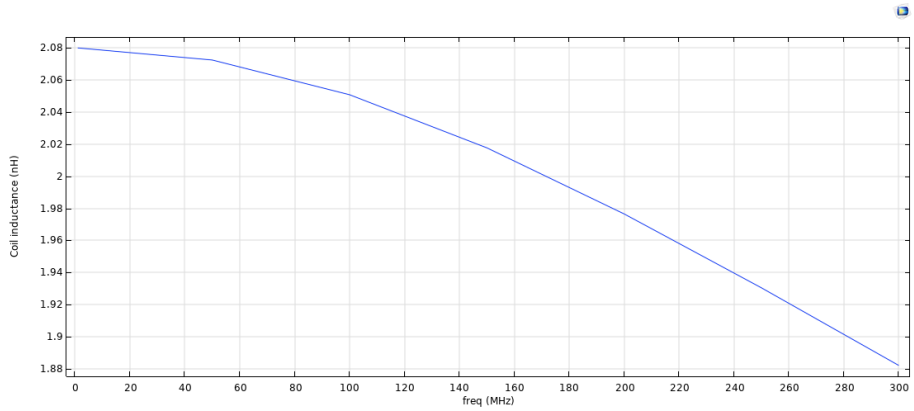


Figura 5.124. Andamento dell'induttanza per NiFe con distribuzione periferica di VIA, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutata nel dominio della frequenza

Frequenza MHz	**Resistenza AC [Ω]**	**Induttanza [nH]**
1	0.5272523335291709	3.146662921496795
50	0.7945207630650652	2.901773435205538
100	1.278670261285834	2.578166969553768
150	1.8131324419164498	2.2268770758222756
200	2.3109425750652295	1.910670891229121
250	2.7399609805959755	1.6491192528447358
300	3.0986266855931204	1.440201462851002

Tabella 5.28. Valori di resistenza ed induttanza per NiFe con distribuzione periferica di VIA, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutate nel dominio della frequenza

Frequenza MHz	**Perdite Elettriche [W]**	**Perdite Magnetiche [W]**
1	2.4493471314890647E-8	1.0170797625406966E-8
50	3.705359477980841E-5	1.6348518348493438E-5
100	1.148764047759263E-4	3.5113468388758674E-5
150	2.0991166655291992E-4	4.660602731009316E-5
200	3.032613868908332E-4	5.235894770194492E-5
250	3.8646338607774354E-4	5.4424147102162244E-5
300	4.576608931320924E-4	5.43573067076465E-5

Tabella 5.29. Perdite elettriche e magnetiche del ferromagnete per NiFe con distribuzione periferica di VIA, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutate nel dominio della frequenza

Frequenza MHz	**Perdite E.M. [W]**	**Densità di Potenza** $[W/cm^2]$
1	3.46642689402979E-8	3.270214050971514E-4
50	5.340211312830162E-5	0.503793520078306
100	1.4998987316468414E-4	1.4149988034404166
150	2.5651769386301506E-4	2.419978243990629
200	3.556203345927845E-4	3.354908816913005
250	4.408875331799031E-4	4.159316350753955
300	5.120181998397284E-4	4.830360375846584

Tabella 5.30. Perdite elettromagnetiche e densità di potenza del ferromagnete per NiFe con distribuzione periferica di VIA, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutate nel dominio della frequenza

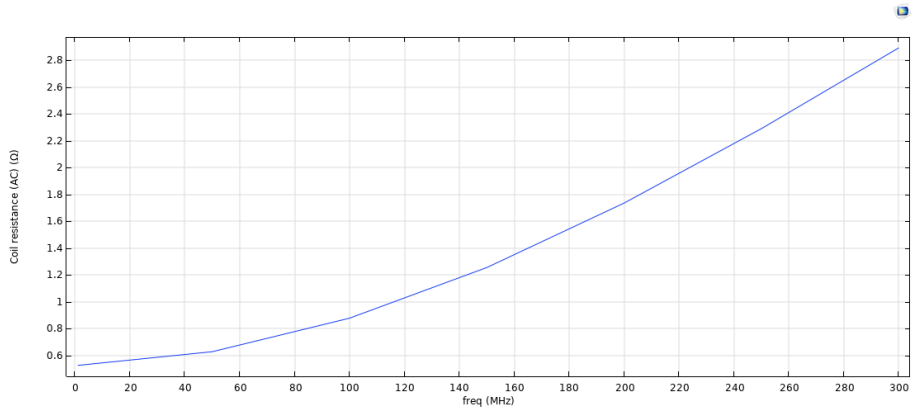


Figura 5.125. Andamento della resistenza per SPy con distribuzione periferica di VIA, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutata nel dominio della frequenza

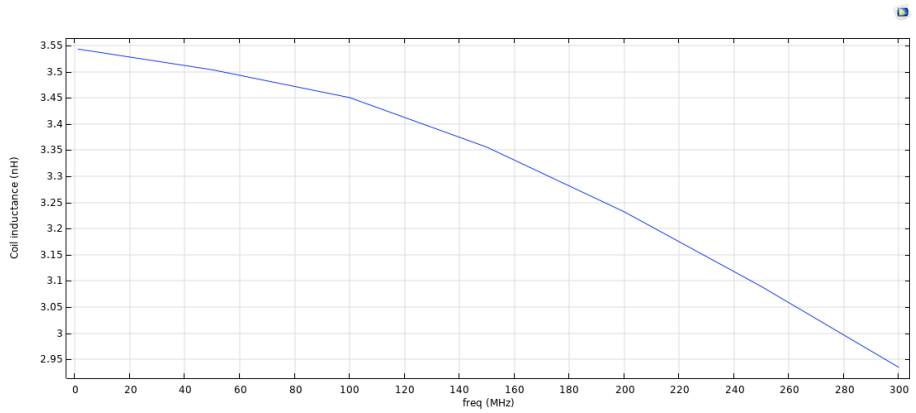


Figura 5.126. Andamento dell'induttanza per SPy con distribuzione periferica di VIA, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutata nel dominio della frequenza

Frequenza MHz	Resistenza AC [Ω]	Induttanza [nH]
1	0.5271454378938524	3.5433446986560275
50	0.6291183939022843	3.5037150561447934
100	0.8789642502135586	3.4505533040194485
150	1.2564086149209095	3.355778825333394
200	1.7366736280404251	3.2322625104353446
250	2.2913969830500704	3.089357792967249
300	2.8927121189746594	2.934977826980904

Tabella 5.31. Valori di resistenza ed induttanza per SPy con distribuzione periferica di VIA, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutate nel dominio della frequenza

Frequenza MHz	Perdite Elettriche [W]	Perdite Magnetiche [W]
1	1.1251111029772495E-8	2.0310335222173583E-9
50	1.612840711556159E-5	4.183653574359084E-6
100	6.061877152248691E-5	9.37861189122941E-6
150	1.3112273595000266E-4	1.3904689826246434E-5
200	2.226248304066241E-4	1.7840821369540578E-5
250	3.294823442293628E-4	2.1179303890803833E-5
300	4.4614265341013124E-4	2.3922054567972383E-5

Tabella 5.32. Perdite elettriche e magnetiche del ferromagnete per SPy con distribuzione periferica di VIA, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutate nel dominio della frequenza

Frequenza MHz	Perdite E.M. [W]	Densità di Potenza $[W/cm^2]$
1	1.3282144551990033E-8	1.2530325049047537E-4
50	2.0312060689920393E-5	0.19162321405584926
100	6.999738341371792E-5	0.6603526737143056
150	1.4502742577624588E-4	1.3681832620400378
200	2.404656517761677E-4	2.2685438846808075
250	3.506616481201631E-4	3.3081287558505
300	4.7006470797809224E-4	4.43457271677452

Tabella 5.33. Perdite elettromagnetiche e densità di potenza del ferromagnete per SPy con distribuzione periferica di VIA, con 40 μm di *spacing* e 20 mA di corrente in ingresso, valutate nel dominio della frequenza

In quest'ultimo caso, la tabella 5.34 rappresenta le perdite elettriche del Rame e la corrispettiva densità di potenza. I valori delle dissipazioni di potenza precedentemente presentati (tabelle 5.27, 5.30, 5.33 e 5.34), sono stati confrontati tra loro e non hanno aggiunto niente alle informazioni ricavate precedentemente negli altri casi, ovvero che l'aggiunta di VIA decrementa le perdite nel cladding ferromagnetico, per il resto, il Rame continua a portare il contributo maggioritario sino a circa 100 MHz, dopodiché il contributo delle perdite dovute al ferromagnete iniziano a crescere esponenzialmente.

Frequenza MHz	Perdite elettriche [W]	Densità di Potenza $[W/cm^2]$
1	1.0541579467618531E-4	0.9944886290206177
50	1.0548524697685216E-4	0.9951438394042645
100	1.0569227144674647E-4	0.997096900440996
150	1.0603271992763505E-4	1.0003086785626258
200	1.0650012575055663E-4	1.004718167458093
250	1.0708619506600995E-4	1.01024712326425
300	1.0778138972236104E-4	1.0168055634184956

Tabella 5.34. Perdite elettriche e densità di potenza del Rame

I risultati delle simulazioni di resistenza per la cella omega per i tre differenti materiali ferromagnetici con distribuzione periferica di VIA, sono stati messi a confronto ed il loro andamento è riportato nella figura 5.127, da essa è possibile evincere che

con l'aumentare della frequenza del segnale di ingresso, il cui valore efficace è di 20 mA, il modulo della resistenza cresce a tratti linearmente. La presenza di un film di materiale ferromagnetico causa la variazione della resistenza dell'induttore, per di più la variazione non è la medesima per i differenti materiali ferromagnetici: è maggiore per il NiFe, intermedia per l'SPy e minore per il CoZrTa;

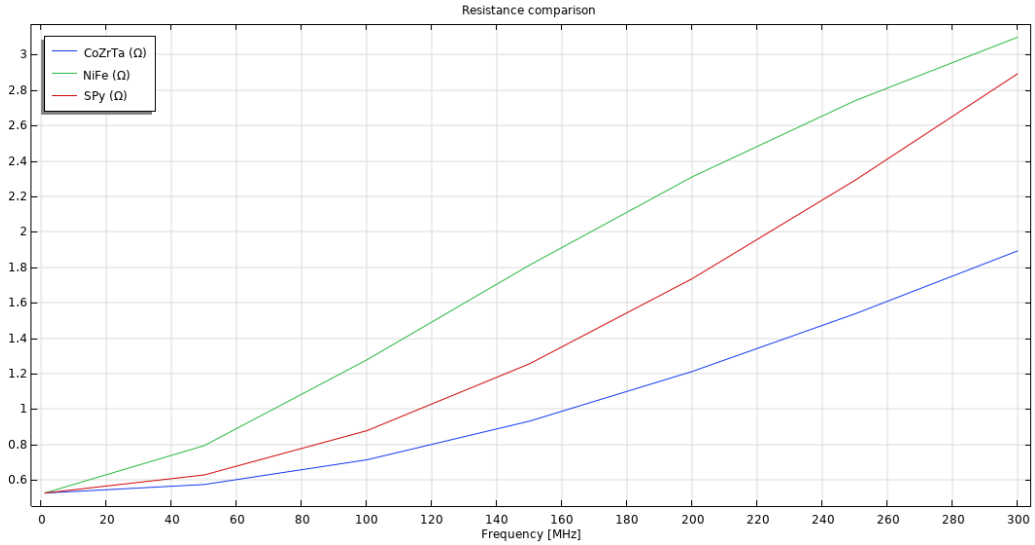


Figura 5.127. Confronto dei valori di resistenza (AC) della cella omega per i tre differenti materiali, con 40 μm di *spacing*, 20 mA di corrente in ingresso e distribuzione periferica di VIA, valutate nel dominio della frequenza

Nella figura 5.128 sono riportati gli andamenti delle induttanze dell'induttore, per i tre differenti materiali ferromagnetici con distribuzione periferica di VIA; il grafico ha mostrato non solo che l'induttanza decresce con l'aumentare della frequenza, ma che essa decresce in modo differente e con pendenze differenti. In termini di variazione, i tre materiali hanno mostrato ripidità nella decrescita differenti ed in ordine, dal più stabile al meno stabile: CoZrTa, Spy ed infine il NiFe, quest'ultimo ha mostrato di essere il più sensibile all'incremento della frequenza e la rapidità della decrescita è risultata maggiore che negli altri due casi.

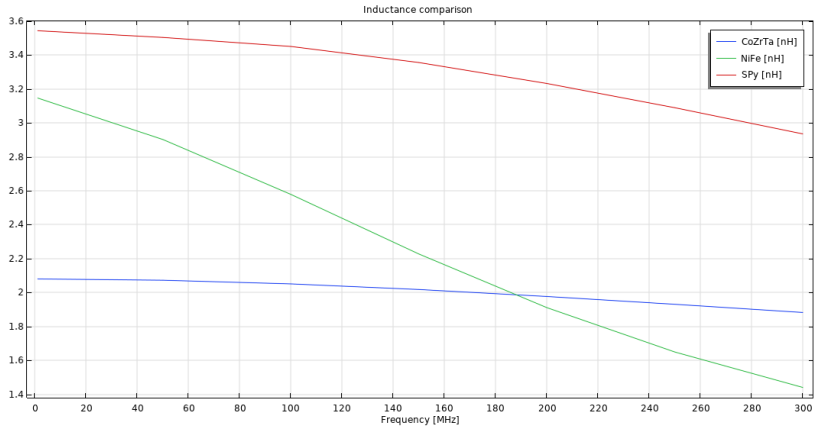


Figura 5.128. Confronto dei valori di induttanza della cella omega per i tre differenti materiali, con 40 μm di *spacing*, 20 mA di corrente in ingresso e distribuzione periferica di VIA, valutate nel dominio della frequenza

Infine, è doveroso mostrare come l'assenza di VIA l'aggiunta di VIA con varie distribuzioni non provochi variazioni significative della resistenza (AC) mostrata in figura 5.129 e dell'induttanza mostrata in figura 5.130, per le quali si osserva un incremento dei loro valori tanto maggiore è la quantità del ferromagnete utilizzato, infatti i valori più alti delle due sono stati riscontrati nelle simulazioni del dispositivo in assenza di VIA e i minori nelle simulazioni con la schiera di VIA. Inoltre, è stata messa a confronto la densità di potenza totale dissipata, dove ai consumi del ferromagnete è stato sommato il contributo elettrico del Rame; come mostrato in figura 5.131, le curve per il caso con schiera di VIA, senza VIA e con distribuzione periferica di VIA, sono approssimabili ad equivalenti per ogni valore di frequenza del segnale d'ingresso.

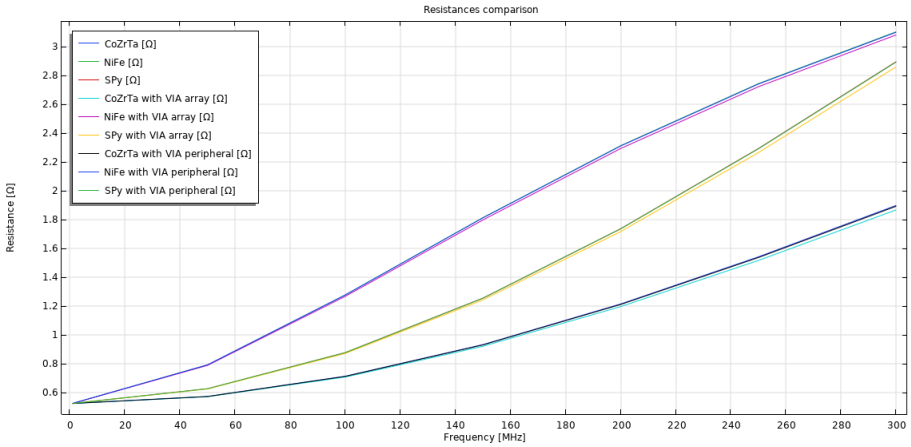


Figura 5.129. Confronto dei valori di resistenza (AC) della cella omega per i tre differenti materiali, con 40 μm di *spacing*, 20 mA di corrente in ingresso senza VIA, con schiera di VIA e distribuzione periferica di VIA, valutate nel dominio della frequenza

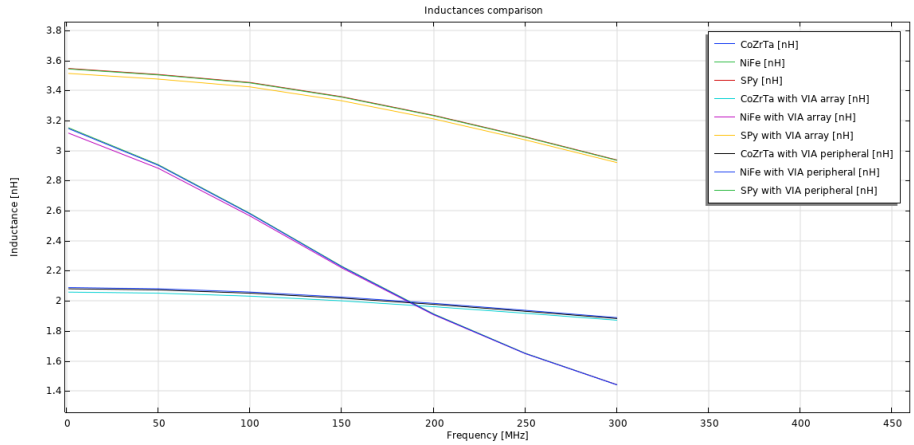


Figura 5.130. Confronto dei valori di induttanza della cella omega per i tre differenti materiali, con 40 μm di *spacing*, 20 mA di corrente in ingresso senza VIA, con schiera di VIA e distribuzione periferica di VIA, valutate nel dominio della frequenza

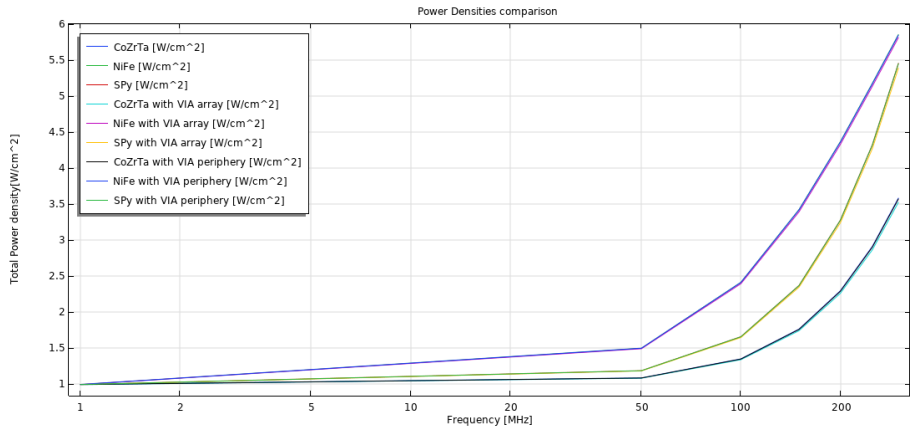


Figura 5.131. Confronto dei valori di densità di potenza elettromagnetica della cella omega per i tre differenti materiali, con 40 μm di *spacing*, 20 mA di corrente in ingresso senza VIA, con schiera di VIA e distribuzione periferica di VIA, valutate nel dominio della frequenza

5.10 Driver

In questa sezione verranno presentati i driver di potenza atti al pilotaggio dell'induttore, implementati in due versioni differenti: la prima con i transistori bipolari e la seconda con i transistori MOSFET ad effetto campo; per entrambe le topologie verranno mostrate le equazioni di progetto e le simulazioni del circuito al variare della frequenza, per un caso specifico, ovvero con carico composto dalla serie RL con induttanza di 203 nH e resistenza 100 Ω.

5.10.1 Implementazione con BJT

Per l'implementazione con transistori bipolari, rispetto alla configurazione base nella figura 4.15, il circuito nella figura 5.132 presenta diverse migliorie: le resistenze di emettitore dei transistori Q1 e Q2 causano la degenerazione di emettitore, producendo un feedback negativo contro l'innalzamento della temperatura; i transistori Q3 e Q4 invece, forniscono la protezione contro il cortocircuito e, se l'erogazione di corrente è troppo elevata, le resistenze di degenerazione accendono i transistori per prelevare (NPN) o iniettare (PNP) corrente nelle basi dei transistori Q1 e Q2; i diodi di polarizzazione D2 e D1 forniscono una polarizzazione delle giunzioni base-emettitore di Q1 e Q2, con l'obiettivo di rimuovere il distrurbo di cross-over; infine, i due specchi di corrente sono responsabili dell'alimentazione delle basi di Q1 e Q2.

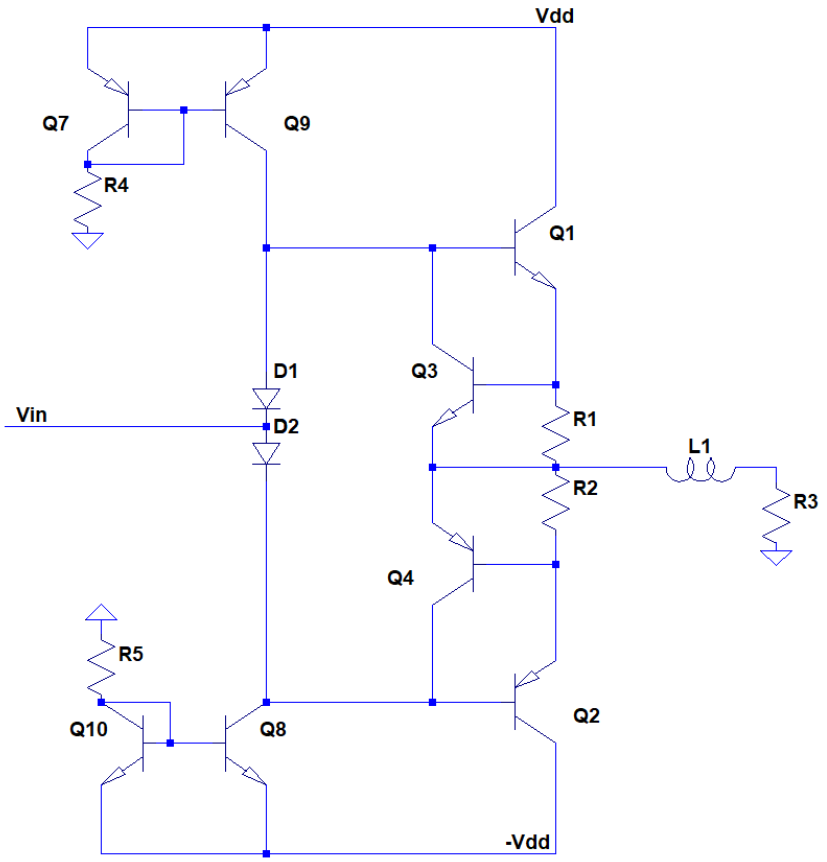


Figura 5.132. Driver Push-Pull dual-rail implementato con Transistori bipolari

Equazioni di progetto

In condizioni stazionarie si assume che la corrente che scorre attraverso il carico venga fornita da un solo transistore, il quale deve tollerare quel quantitativo di corrente erogata. Tra i parametri utili del transistore troviamo: il guadagno in corrente β, la tensione di accensione base-emettitore V_{BE} e la tensione collettore-emettitore $V_{CE,SAT}$ che manda in saturazione il transistor.

Si assuma il carico R_{LOAD} e la corrente attraverso esso I_{LOAD}; la tensione totale sul carico è uguale al prodotto tra la sua resistenza e la corrente che lo attraversa: $V_{LOAD} = I_{LOAD} \cdot R_{LOAD}$. Il carico comprende un valore induttivo L e pertanto è necessario ricorrere al dominio dei fasori per valutare la corrente che scorre attraverso il carico, il quale assume l'impedenza $R_L = j\omega L + R$; la tensione di uscita invece vale:

$$V_{LOAD} = V_L \cdot cos(\omega t) \;\rightarrow\; V_{LOAD}(j\omega) = V_{LOAD} \tag{5.15}$$

Tenendo conto dell'impedenza di carico e dell'equazione 5.15, è possibile calcolare la parte reale della corrente attraverso l'induttore in modo da valutare se la tensione in uscita è sufficiente per generare la corrente desiderata:

$$\Re(I_{LOAD}) = \frac{V_{LOAD}}{\sqrt{\omega^2 L^2 \;+\; R^2}} \tag{5.16}$$

L'equazione 5.15 afferma che incrementando la frequenza della tensione di uscita la corrente diminuisce con andamento iperbolico e viceversa, ovvero se la frequenza del segnale di uscita diminuisse la corrente attraverso il carico incrementerebbe; infine questa equazione ci dice che per mantenere la stessa quantità di corrente attraverso l'induttore, è necessario fornire una tensione di uscita più alta, viceversa se la frequenza è più bassa è possibile diminuire la tensione sul nodo dell'uscita per ottenere lo stesso valore di corrente.

La tensione di alimentazione V_{DD} deve essere scelta in modo tale da fornire tutta la corrente necessaria al carico e mantenere in linearità il transistore bipolare, pertanto:

$$V_{DD} \geq V_{LOAD} + V_{CE,SAT} \tag{5.17}$$

L'equazione 5.20 impone un vincolo sulla tensione di alimentazione, il quale non può essere minore di un certo valore definito dal carico e dai parametri fisici del transistore.
Casomai il carico venisse cortocircuitato, tutta la tensione di alimentazione cadrebbe, nel caso peggiore, su uno dei transistori; è necessario quindi che essi siano capaci di tollerare una potenza dissipata dell'ordine di $P_{CC} = V_{DD} \cdot I_{LOAD}$. A tal fine, per evitare l'erogazione di correnti che porterebbero alla distruzione del circuito, è necessario inserire delle resistenze e dei transistori che vadano a limitare la corrente. Si assuma, per semplicità, che la derivata della tensione V_{BE} rispetto alla temperatura T sia:

$$\frac{dV_{BE}}{dT} = -2.5\ mV/°C \tag{5.18}$$

Quindi se alla temperatura di 25 $°C$ si ha V_{BE}, a 50 $°C$ si avranno V_{BE} - $0.0025 \cdot 25$, il quale causa un'accensione prematura del dispositivo. L'aggiunta del feedback negativo mediante degenerazione di emettitore può essere prodotto mediante la resistenza:

$$R_E = \frac{V_{BE} - 0.0025 \cdot 25}{I_{LOAD}} \tag{5.19}$$

La resistenza di emettitore R_E permette di accendere i transistori di sicurezza Q3 e Q4 anche per tensioni V_{BE} più basse dovute all'innalzamento della temperatura. Infine, è necessario progettare le resistenze di polarizzazione R_M degli specchi di corrente, per tal fine si è assunto che le correnti di base dei bipolari siano trascurabili e chela corrente erogata dallo specchio di corrente sia più o meno simile alla corrente del carico, fratto il guadagno in corrente dei transistori:

$$R_M = \frac{V_{DD} - V_{BE}}{I_{LOAD}/\beta} \tag{5.20}$$

Risultati delle simulazioni

Per le simulazioni sono stati usati i seguenti valori:

- $V_{IN} = V_{PK} \cdot sin(\omega t)$
- $V_{BE} = 0.6$ V
- $\beta = 50$
- $I_{SAT}^{BJT} = 300$ fA
- $V_{DD} = (2.5$ V - 9 V$)$
- $V_{CE,SAT} = 0.3$ V
- $I_{LOAD,PK} = 20$ mA
- $P_{LOAD,PK} = 0.04$ W
- $P_{LOAD,RMS} = 0.02$ W
- $V_\gamma = 0.6$ V
- $R_{LOAD} = 100\ \Omega$

- $L_{LOAD} = 203\ nH$

Da questi sono stati ricavati: la resistenze di emettitore $R_E = 26.875\ \Omega$ e la resistenza di polarizzazione dello specchio $R_M = 4.75\ k\Omega$, scegliendo una corrente di picco $I_{LOAD,PK}$ attraverso il carico; per la scelta dei diodi sono stati usati quelli di default di *LTSpice*, descritti in [33]. Dalle immagini 5.133, 5.134, 5.135, 5.136, 5.137, 5.138 e 5.139 è possibile analizzare la corrente di uscita attraverso l'induttore, per ottenere la medesima corrente è stato necessario incrementare sia la tensione di ingresso, sia la tensione di alimentazione all'aumentare della frequenza.

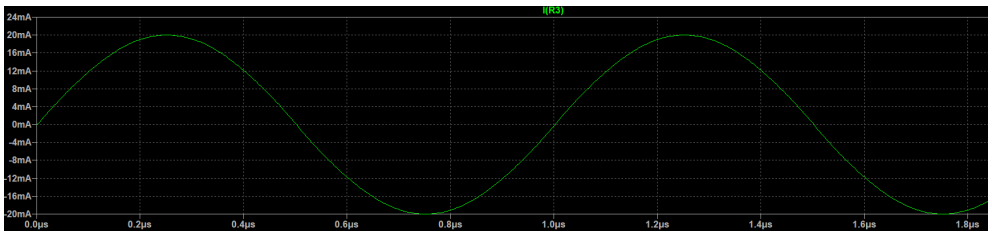


Figura 5.133. Simulazione a 1 MHz, $V_{DD} = 5$ V e $V_{IN} = 2.55$ V

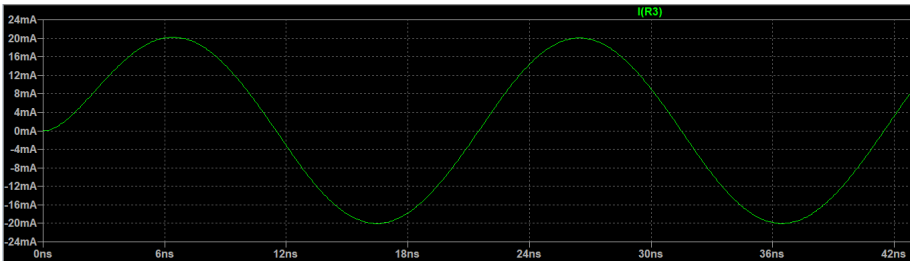


Figura 5.134. Simulazione a 50 MHz, $V_{DD} = 5$ V e $V_{IN} = 2.85$ V

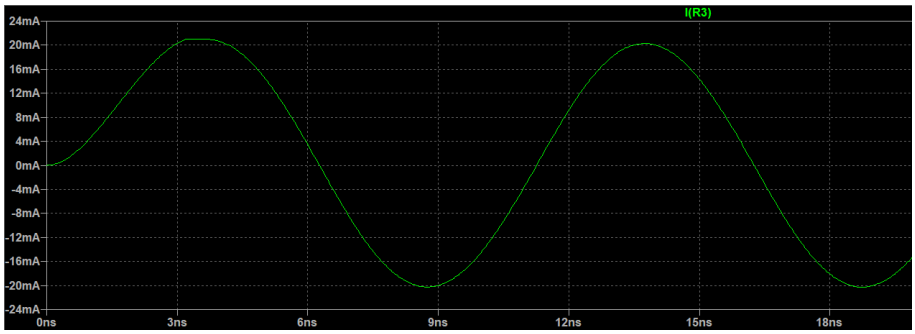


Figura 5.135. Simulazione a 100 MHz, $V_{DD} = 5$ V e $V_{IN} = 3.65$ V

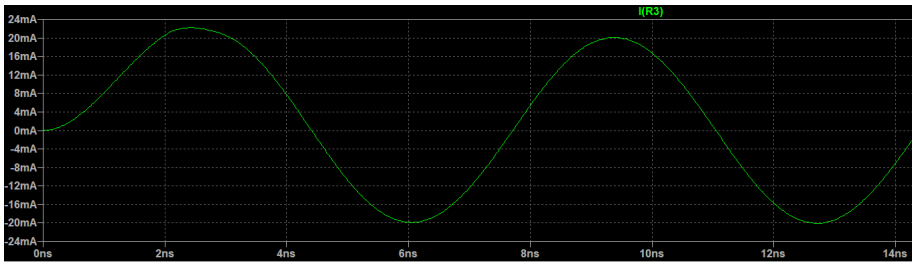


Figura 5.136. Simulazione a 150 MHz, $V_{DD} = 6$ V e $V_{IN} = 4.6$ V

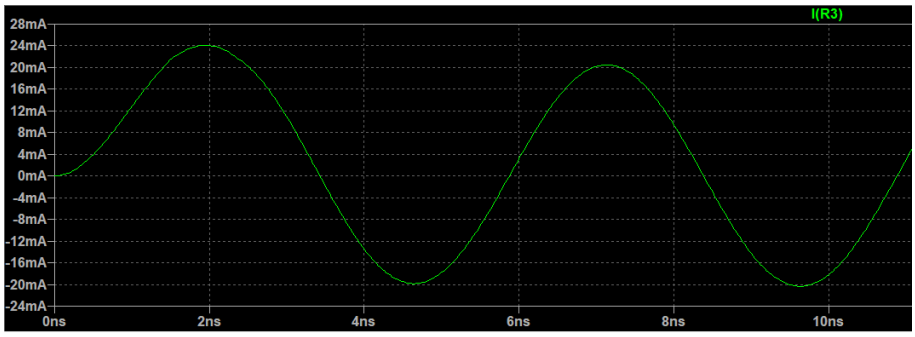


Figura 5.137. Simulazione a 200 MHz, $V_{DD} = 6.5$ V e $V_{IN} = 5.8$ V

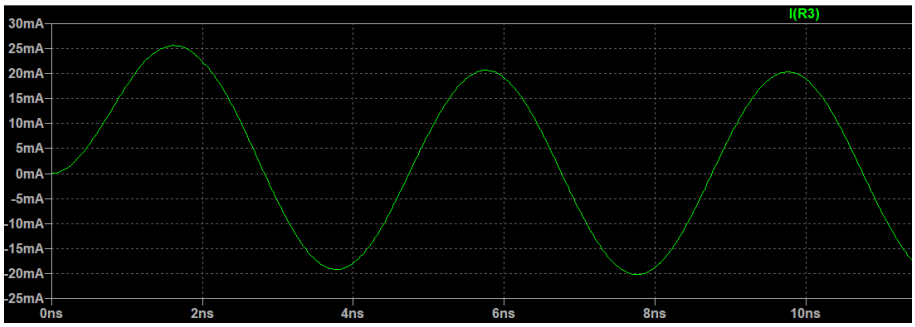


Figura 5.138. Simulazione a 250 MHz, $V_{DD} = 7.5$ V e $V_{IN} = 7$ V

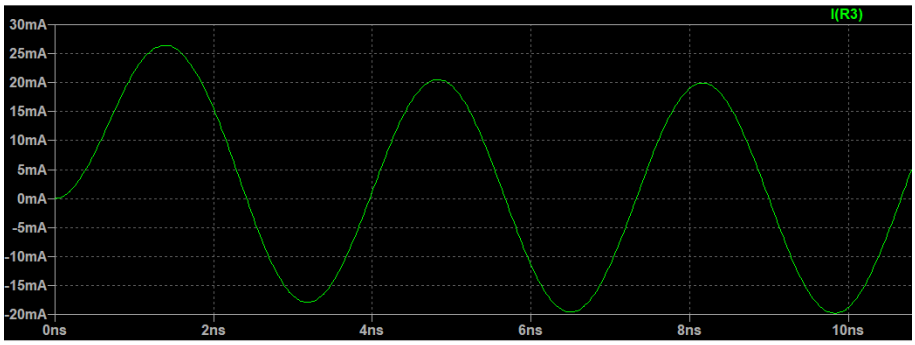


Figura 5.139. Simulazione a 300 MHz, $V_{DD} = 9$ V e $V_{IN} = 8$ V

Consumi ed efficienza

Come ultime analisi sono state valutate le dissipazioni di potenza e l'efficienza del pilota, per i differenti valori della frequenza della sinusoide d'ingresso. La tabella 5.35 mostra i risultati delle simulazioni su *LTSpice*, nel quale il comando *.meas* è stato utilizzato al fine di ricavare il valore efficace, il valore di picco e il valore medio della potenza erogata dalla sorgente di alimentazione; da essa si può notare come le dissipazioni aumentino al crescere della frequenza, ciò è dovuto all'aumentare della tensione di alimentazione, necessario per ottenere una sinusoide di 20 mA di picco nel carico; il vantaggio di questo tipo di circuito è che la potenza dissipata per effetto Joule ($P_{R,RMS} = I^2_{R,RMS} \cdot R$) dal carico rimane sempre la stessa e pertanto la percentuale di potenza trasferita nel carico diminuisce al crescere della frequenza, invece l'efficienza (Efficienza $=P_{LOAD,RMS}/(P_{LOAD,RMS} + P_{Vdd,RMS})$) oscilla tra il 33.4% ed il 38%, il che afferma che il resto della potenza trasferita al carico viene utilizzata sempre di più dall'induttore per essere caricato e scaricato ciclicamente.

Freq. [MHz]	$P_{Vdd,RMS}$ $[W]$	$P_{Vdd,PK}$ $[W]$	$P_{Vdd,AVG}$ $[W]$	Effetto Joule	Efficienza
1	0.049	0.094	0.036	29.0%	33.4%
50	0.049	0.094	0.037	29.0%	34.6%
100	0.049	0.097	0.037	29.0%	38.0%
150	0.063	0.123	0.048	24.1%	36.0%
200	0.070	0.136	0.054	22.2%	37.8%
250	0.083	0.163	0.065	19.4%	37.5%
300	0.104	0.206	0.084	16.1%	35.7%

Tabella 5.35. Dissipazioni di potenza del driver che pilota l'induttore, efficienza e dissipazioni per effetto Joule del carico nel quale si è fatta scorrere una corrente sinusoidale di 20mA di picco

5.10.2 Implementazione con MOSFET

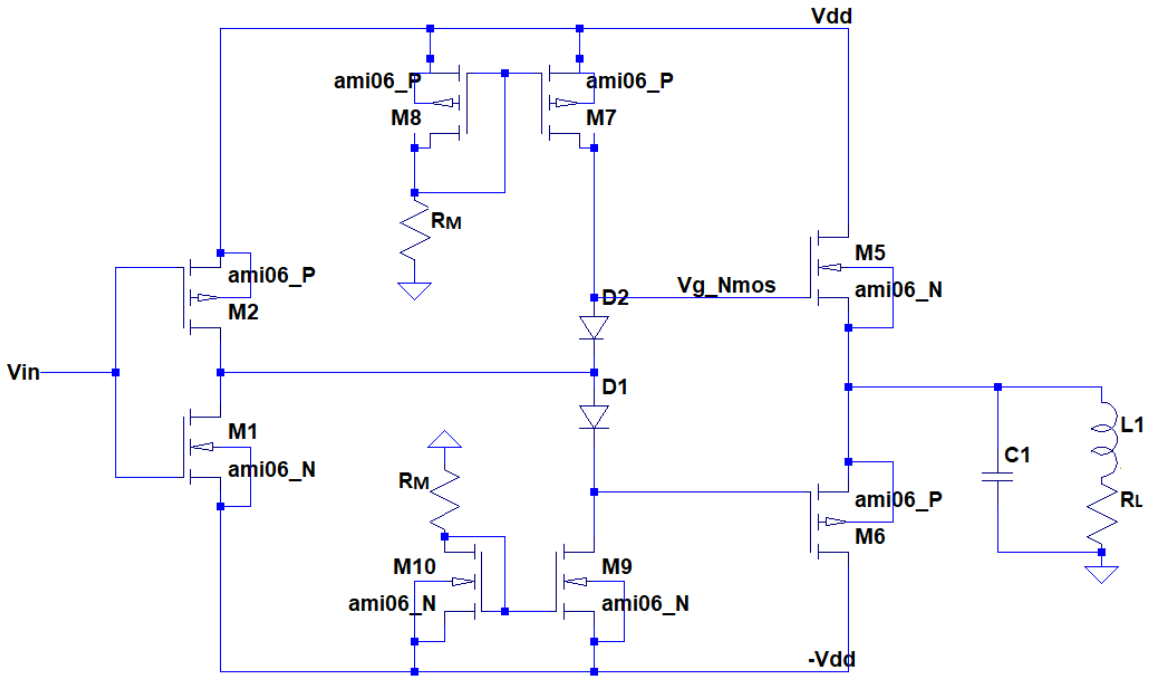


Figura 5.140. Driver Push-Pull dual-rail implementato con Mosfet

Equazioni di progetto

In condizioni stazionarie si assume che la corrente che scorre attraverso il carico venga fornita da un solo transistore (M5 oppure M6), il quale deve tollerare quel quantitativo di corrente erogata. Tra i parametri utili del transistore troviamo: il rapporto di aspetto $\frac{W}{L}$, la tensione di soglia V_{TH}, la tensione overdrive V_{OD} ($V_{OD} = V_{GS} - V_{TH}$) che definisce la soglia triodo-saturazione per il transistor Mosfet e i valori di conduzione β_N β_P che comprendono la mobilità dei portatori maggioritari e la capacità dell'ossido. Detto questo, l'equazione descrivente la corrente di drain dei transistori in saturazione è la seguente:

$$I_D = \frac{1}{2}\,\beta_{N,P}\,\frac{W}{L}\,(V_{GS} - V_{TH})^2 \tag{5.21}$$

Si assuma il carico R_{LOAD} e la corrente attraverso esso I_{LOAD}; la tensione totale sul carico è uguale al prodotto tra la sua resistenza e la corrente che lo attraversa: $V_{LOAD} = I_{LOAD} \cdot R_{LOAD}$. Anche in questo caso valgono le stesse considerazioni e le equazioni ricavate precedentemente 5.15 e 5.16.
La tensione di alimentazione V_{DD} deve essere scelta in modo tale da fornire tutta la corrente necessaria al carico e mantenere in linearità i mosfet M5 ed M7, pertanto:

$$V_{DD} \geq V_{LOAD} + V_{TH}^{M5} + V_{OD}^{M5} + V_{OD}^{M7} \tag{5.22}$$

L'equazione 5.22 impone un vincolo sulla tensione di alimentazione, il quale non può essere minore di un certo valore definito dal carico e dai parametri fisici dei transistori M5 ed M7.

Il secondo vincolo riguarda la tensione di ingresso dei diodi, infatti l'uscita dell'inverter V_{IN_D} non può superare un certo valore, in quanto rischierebbe di mandare fuori linearità i transistori dello specchio di corrente:

$$V_{IN_D} \leq V_{DD} - V_{\gamma} - V_{OD}^{M7} \tag{5.23}$$

Il resto delle equazioni che verranno presentate riguardano la scelta dei componenti e dei loro parametri fisici; il rapporto di aspetto dei transistori M5 ed M6 si possono valutare considerando la corrente di picco $I_{LOAD,PK}$ trasferita verso il carico:

$$\frac{W}{L} = \frac{2 \cdot I_{LOAD,PK}}{\beta_{N,P} \cdot V_{OD}^{2}} \tag{5.24}$$

L'equazione 5.24 può essere invertita per calcolare la tensione di overdrive in funzione della corrente che scorre nel transistore, noti gli altri parametri:

$$V_{OD} = \sqrt{\frac{2 \cdot I_D}{\beta_{N,P} \cdot \frac{W}{L}}} \tag{5.25}$$

Infine, per calcolare la resistenza di polarizzazione degli specchi di corrente si ricorre alla seguente formula, che sfrutta la tensione source-gate del transistore M8 collegato in configurazione diodo:

$$R_M = \frac{V_{DD} - V_{TH}^{M8} - V_{OD}^{M8}}{I_D^{M8}} \tag{5.26}$$

Risultati delle simulazioni

Per le simulazioni sono stati usati i seguenti valori, ricavati attraverso le equazioni precedenti, i parametri di conduzione $\beta_{N,P}$ dei transistori NMOS e PMOS sono stati invece valutati attraverso simulazioni e caratterizzazioni:

- $V_{IN} = V_{PK} \cdot sin(\omega t)$
- $V_{TH} = 0.7$ V
- $\beta_N = 142.85\ \mu A/V^2$
- $\beta_P = 50.86\ \mu A/V^2$
- $V_{DD} = (2.5$ V - 13 V$)$
- $I_{LOAD,PK} = 20$ mA
- $I_{LOAD,PK} = 20$ mA
- $P_{LOAD,PK} = 0.04$ W
- $P_{LOAD,RMS} = 0.02$ W
- $V_\gamma = 0.6$ V
- $R_{LOAD} = 100\ \Omega$
- $R_{LOAD} = 203\ nH$

Da questi sono stati ricavati: i rapporti di aspetto dei mos in classe B $\frac{W}{L}_{M5} = 7000$ e $\frac{W}{L}_{M6} = 14000$ (scegliendo una corrente di picco $I_{LOAD,PK}$ attraverso il carico) la resistenza di polarizzazione dello specchio (supponendo una corrente erogata 20 μA ed una tensione di alimentazione di 3 V) di $R_M = 130\ k\Omega$ e dei rapporti di aspetto $\frac{W}{L}_{M7,M8} = 4.22$ e $\frac{W}{L}_{M9,M10} = 2.11$, $\frac{W}{L}_{M1} = 50$ e $\frac{W}{L}_{M2} = 100$. Inoltre, il condensatore di uscita inserito per smorzare i disturbi introdotti dall'induttore è stato impostato a C = 1 pF ed i diodi D2 e D1 sono stati utilizzati per rimuovere il disturbo di cross-over, per di più essi sono stati lasciati di default se non per la capacità di giunzione a riposo C_{J0}, che è stata modificata al fine di ottenere il comportamento desiderato dei diodi $C_{J0} = 50$ pF.
Dalle immagini 5.141, 5.142, 5.143, 5.144, 5.145, 5.146 e 5.147 è possibile analizzare la corrente di uscita attraverso l'induttore, per ottenere la medesima corrente è stato necessario incrementare sia l'ampiezza della sinusoide di ingresso, sia il valore della tensione di alimentazione all'aumentare della frequenza.

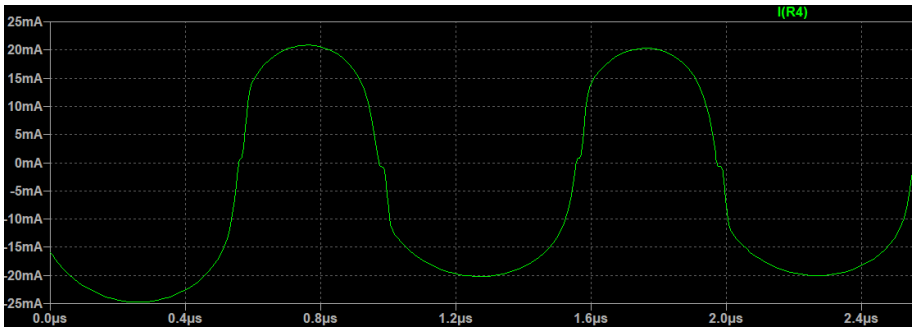


Figura 5.141. Simulazione a 1 MHz, $V_{DD} = 4$ V e $V_{IN} = 0.78$ V

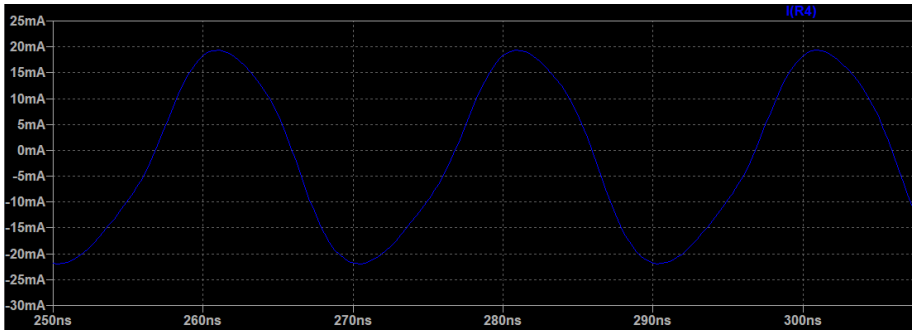


Figura 5.142. Simulazione a 50 MHz, $V_{DD} = 5$ V, $V_{IN} = 1.4$ V e con rapporto di aspetto per M1 modificato a $\frac{W}{L}_{M1} = 47$

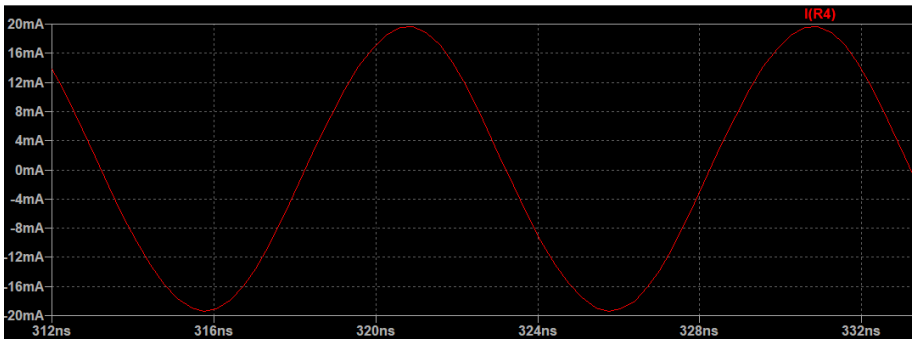


Figura 5.143. Simulazione a 100 MHz, $V_{DD} = 5$ V , $V_{IN} = 3.5$ V

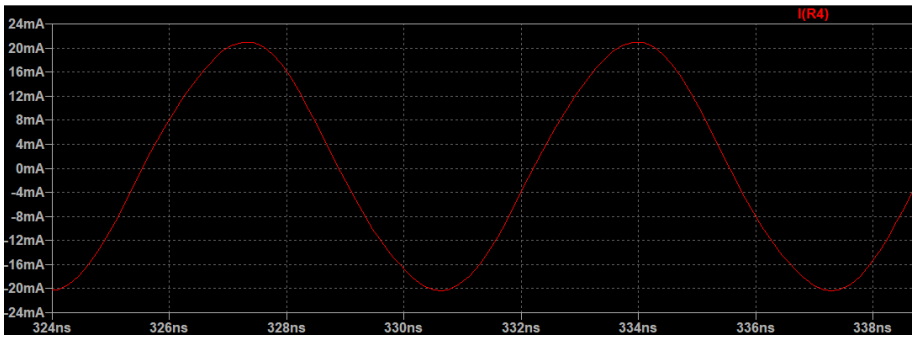


Figura 5.144. Simulazione a 150 MHz, $V_{DD} = 6$ V, $V_{IN} = 4.5$ V e con rapporto di aspetto per M1 modificato a $\frac{W}{L}_{M1} = 49$

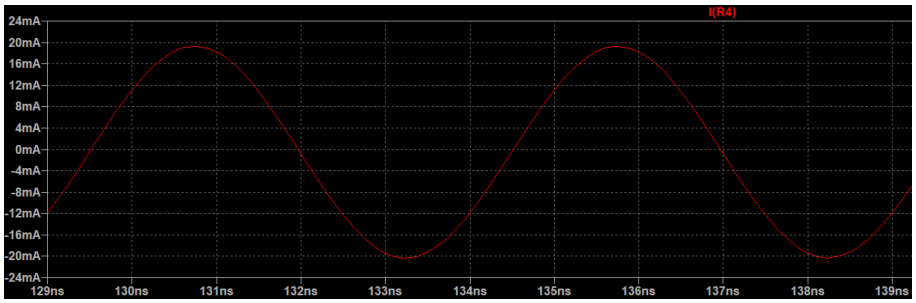


Figura 5.145. Simulazione a 200 MHz, $V_{DD} = 8$ V e $V_{IN} = 5.2$ V e con rapporto di aspetto per M1 modificato a $\frac{W}{L}_{M1} = 48$

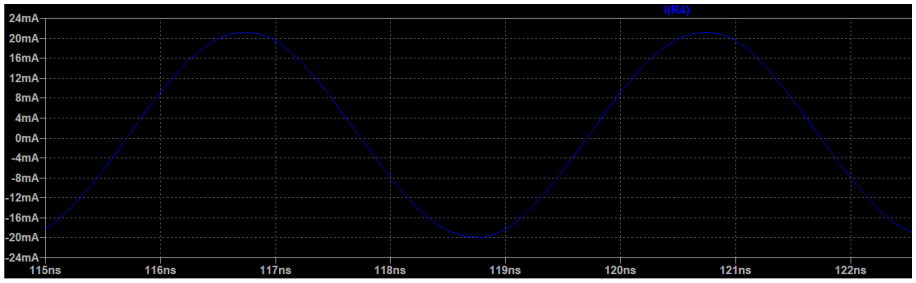


Figura 5.146. Simulazione a 250 MHz, $V_{DD} = 8.5$ V, $V_{IN} = 7.8$ V e con rapporto di aspetto per M1 modificato a $\frac{W}{L}_{M1} = 48$

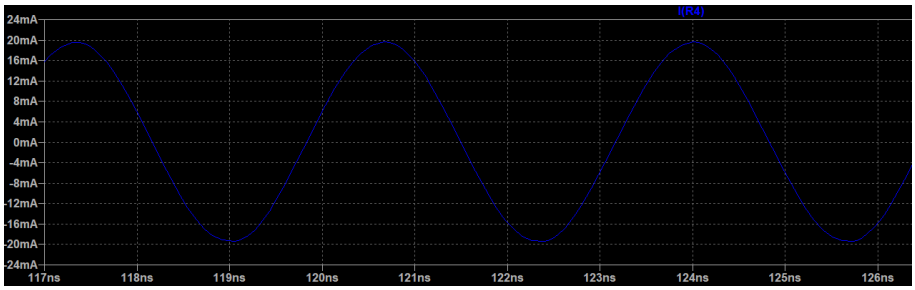


Figura 5.147. Simulazione a 300 MHz, $V_{DD} = 12$ V e $V_{IN} = 11$ V

Consumi ed efficienza

Come ultime analisi sono state valutate le dissipazioni di potenza e l'efficienza del pilota, per i differenti valori della frequenza della sinusoide d'ingresso. La tabella 5.35 mostra i risultati delle simulazioni su *LTSpice*, nel quale il comando *.meas* è stato utilizzato al fine di ricavare il valore efficace, il valore di picco e il valore medio della potenza erogata dalla sorgente di alimentazione; da essa si può notare come le dissipazioni aumentino al crescere della frequenza, ciò è dovuto all'aumentare della tensione di alimentazione, necessario per ottenere una sinusoide di 20 mA di picco nel carico; il vantaggio di questo tipo di circuito è che la potenza dissipata per effetto Joule ($P_{R,RMS} = I^2_{R,RMS} \cdot R$) dal carico rimane sempre la stessa e pertanto la percentuale di potenza irradiata dal carico diminuisce al crescere della frequenza; l'efficienza (Efficienza $=P_{LOAD,RMS}/(P_{LOAD,RMS} + P_{Vdd,RMS})$) anch'essa diminuisce progressivamente all'aumentare della frequenza. Il maggior contributore delle dissipazioni di potenza è l'inverter del primo stadio, esso è stato inserito con l'obiettivo di centrare la caratteristica d'uscita e renderla simmetrica ed in particolare consente di ridurre di tre ordini di grandezza la corrente di picco erogata dal segnale d'ingresso, limitando quest'ultima alle frazioni del mA.

Freq. [MHz]	$P_{Vdd,RMS}$ $[W]$	$P_{Vdd,PK}$ $[W]$	$P_{Vdd,AVG}$ $[W]$	Effetto Joule	Efficienza
1	0.074	0.120	0.066	21.3%	27.4%
50	0.110	0.171	0,103	15.3%	18.7%
100	0.099	0.168	0.087	16.8	25.6%
150	0.134	0.211	0.123	13.0%	22.8%
200	0.249	0.381	0.242	7.4%	15.1%
250	0.260	0.449	0.243	7.1%	15.8%
300	0.607	1.015	0.570	3.2%	9%

Tabella 5.36. Dissipazioni di potenza del driver che pilota l'induttore, efficienza e dissipazioni per effetto Joule del carico nel quale si è fatta scorrere una corrente sinusoidale di 20mA di picco

Capitolo 6

Discussione

Le porte logiche pNML si rivelano tutt'ora una tecnologia promettente per la realizzazione di circuiti digitali, come ad esempio mupltiplexer ed accumulatori [6], sommatori ripple carry e macchine a stati finiti [36]. Ma per poter essere utilizzate efficacemente e nel modo corretto, è necessario un meccanismo di sincronia globale che generi una distribuzione del campo magnetico adeguato, nella regione di calcolo. Tra i materiali analizzati nello studio dell'induttore il CoZrTa si è rivelato il migliore dal punto di vista delle perdite, dato che in un intervallo di 300 MHz la distribuzione del campo ha sortito effetti irrisori dal punto di vista dell'attenuazione, come mostrato nell'immagine 5.52. Purtroppo, la bassa permeabilità magnetica del materiale genera una convessità troppo accentuata e questo è un effetto non voluto in quanto sarebbe preferibile una distribuzione uniforme del campo magnetico; questo materiale sarebbe utilizzabile se il minimo della parabola superasse il valore minimo del modulo del campo richiesto per la commutazione delle porte logiche pNML e se la differenza di ampiezza del campo presente tra la regione centrale e le regione periferica, non sortisse effetti indesiderati di alcun tipo. D'altro canto, nel caso si volesse seguire l'approccio di una distribuzione uniforme, il NiFe e l'SPy si sono rivelati essere i materiali adatti, le immagini 5.39 e 5.40 mostrano un'uniformità più elevata rispetto al CoZrTa, in particolare l'SPy si è rivelato possedere distribuzione migliore in quanto estremamente piatta. Tuttavia, i due materiali hanno mostrato subire pesantemente le conseguenze dell'aumento della frequenza del segnale d'ingresso e come rappresentato nelle immagini 5.54 e 5.56, i moduli dei campi magnetici risultano pesantemente penalizzati ed il NiFe è il materiale più sensibile da questo punto di vista.

L'aggiunta della schiera VIA nel cladding ferromagnetico superiore riduce di tanto il modulo del campo magnetico al di sotto dei *gap*, come si può osservare dalle immagini 5.100, 5.102 e 5.104; tutti e tre i materiali quindi ne risentono e la soluzione di distribuire i VIA nella sezione periferica della regione di calcolo si rivela la soluzione

più adeguata in quanto la distribuzione del campo magnetico non risulta pesantemente compromessa, come si può osservare nelle immagini 5.106, 5.108 e 5.110.

Considerando l'induttore con schiera di VIA e senza VIA ed analizzando le corrispettive tabelle rappresentanti la densità di potenza elettromagnetica dissipata (nel caso senza VIA, tabelle: 5.7, 5.10 e 5.13; nel caso con schiera di VIA, tabelle: 5.17, 5.20 e 5.23), a 300 MHz le differenze percentuali ($\frac{P_{VIA}-P_{NO_VIA}}{P_{VIA}}$) per i tre materiali sono di: 2.3% per CoZrTa, 0.86% per NiFe e 1.5% per SPy; dato che si tratta di due casi limite è lecito supporre che, nel caso con distribuzione periferica di VIA i valori della densità di potenza elettromagnetica, siano ancora più simili al caso senza VIA ed inoltre le differenze rilevate sono simili ed è lecito approssimarle come equivalenti dal punto di vista delle dissipazioni come è anche osservabile nella figura 5.131. Detto ciò, le simulazioni hanno dimostrato che è possibile ottenere basse dissipazioni di potenza a frequenze elevate, in particolare gestendo opportunamente la distribuzione di campo per CoZrTa, è possibile avere dissipazioni di potenza minori di 5 W/cm^2 e come prospettiva futura nella regione di calcolo si potrebbero alternare strati paralleli di SPy e di CoZrTa, che andrebbe a generare una distribuzione a gradini dovuta alla differenza di permeabilità magnetica, più piatta del caso con solo CoZrTa e con un consumo di potenza minore che nel caso con solo SPy. Altri due ulteriori punti riguardano l'andamento di resistenza ed induttanza per i tre materiali, dato che l'induttore è un dispositivo che viene utilizzato per la costruzione di circuiti elettronici, sarebbe preferibile che i suoi parametri circuitali rimanessero idealmente costanti e stabili in frequenza e, come si sa, non succede ciò nel caso reale. Infatti, il valore della resistenza (AC) dell'induttore cresce a tratti linearmente per i tre materiali ma con pendenza differente, come si può osservare nell'immagine 5.64 il NiFe produce una sensibilità maggiore all'incremento della frequenza del segnale in ingresso rispetto agli altri due materiali, dal versante opposto l'induttore implementato con CoZrTa si rivela meno sensibile e con la pendenza minore di tutti. Dal punto di vista dell'induttanza invece, i comportamenti dell'induttore con CoZrTa e SPy come materiali ferromagnetici, si sono rivelati molto più stabili del caso con NiFe, che al contrario ha mostrato una variazione molto ampia rispetto agli altri due, come si può osservare nell'immagine 5.65; i due materiali (CoZrTa e SPy) presentano due valori di induttanza differenti (a 300 MHz $L_{CoZrTa} = 1.888\ nH$ e $L_{SPy} = 2.93\ nH$) che determinano conseguenze differenti: da un lato il valore di induttanza elevato permette un maggiore modulo del flusso del campo magnetico prodotto dall'induttore, ma dall'altro sono necessarie tensioni di alimentazione e tensioni di uscita sull'induttore più elevate, dato che come afferma l'equazione 5.16, il valore dell'induttanza è cruciale nel determinare la corrente che scorre attraverso l'induttore, il quale può essere descritto come una serie RL e come si sa, al crescere dell'induttanza si penalizza la tensione ai capi della resistenza, diminuendone la

corrente. Quindi è necessario trovare il giusto *trade-off* tra il valore del flusso del campo magnetico ed i consumi di potenza dell'induttore e del suo *driver*.

La distribuzione del campo magnetico prevista dal modello matematico si rivela simile ai valori sperimentali e con un buon errore percentuale nella previsione; nonostante i valori nelle regioni vicine ai bordi del conduttore di Rame abbiano in alcuni casi prodotto differenze elevate, come si osserva nelle immagini 5.87 e 5.93, nella rimanente parte della regione di calcolo la predizione si è rivelata soddisfacente. Purtroppo, per mancanza di tempo e risorse, il modello risulta incompleto ed in prospettiva per il futuro sarebbe molto utile includere le dipendenze della frequenza che, come si può osservare nelle immagini 5.52, 5.54 e 5.56, produce una diminuzione del valore medio ed aggiunge disturbi che potrebbero essere modellati con polinomi di ordine pari superiori al secondo grado, in quanto si genera un appiattimento nella regione del minimo della parabola ed un aumento della convessità della medesima; infine, sarebbe utile aggiungere le dipendenze rispetto allo spessore del cladding ferromagnetico e alla sezione del filo conduttore di Rame, in modo da avere una descrizione molto più completa se comparata ad un modello con tre parametri liberi in ingresso. Inoltre il modello matematico è stato sviluppato per predire il campo magnetico nella sezione trasversale alla regione di calcolo, laddove si la parte rettilinea della serpentina, questo significa che il modello con tutta probabilità è applicabile in qualsiasi struttura che abbia la regione di calcolo circoscritta da due fili paralleli percorsi da corrente antiparallela, come ad esempio una schiera di stripline parallele, un induttore a spirale che abbia tratti rettilinei oppure un induttore a spirale elongata.

In conclusione, considerando le simulazioni del driver implementato con transistori bipolari e implementato con i mosfet, le corrispettive tabelle 5.35 e 5.36 descriventi le dissipazioni e l'efficienza, mostrano che i risultati ottenuti sono migliori per l'implementazione con BJT, in quanto il valore delle dissipazioni resta estremamente inferiore rispetto alla versione che utilizza i mosfet; inoltre anche l'efficienza si oscilla attorno al 35% senza distaccarsi eccessivamente, al contrario l'implementazione con i mosfet subisce pesantemente le conseguenze dovute all'utilizzo dell'inverter come primo stadio e si potrebbero ridurre di gran lunga i consumi rimuovendolo a patto che la sorgente del segnale d'ingresso riesca a fornire correnti ben superiori alle frazioni del mA e si occupi essa stessa di centrare l'uscita, ma sarebbe necessario un meccanismo di feedback negativo per tale scopo e sarebbe implementabile inserendo un componente che si occupa di invertire il segnale d'uscita per poi permettere una comparazione nel segnale d'ingresso, ma anche in questo caso si avrebbe un aumento di consumi e sopratutto della complessità, in quanto richiederebbe uno studio più approfondito riguardante un'analisi in frequenza della funzione ad anello e dei suoi poli, per assicurare la stabilità del dispositivo.

Bibliografia

[1] Becherer, M., et al. "Towards on-chip clocking of perpendicular nanomagnetic logic." *Solid-State Electronics* 102 (2014): 46-51.

[2] Gardner, Donald S., et al. "Review of on-chip inductor structures with magnetic films." *IEEE Transactions on Magnetics* 45.10 (2009): 4760-4766.

[3] Gardner, Donald S., et al. "High frequency (GHz) and low resistance integrated inductors using magnetic materials." *Proceedings of the IEEE 2001 International Interconnect Technology Conference* (Cat. No. 01EX461). IEEE, 2001.

[4] Gardner, Donald S., et al. "Integrated on-chip inductors using magnetic material." *Journal of Applied Physics* 103.7 (2008): 07E927.

[5] Eichwald, Irina, et al. "Majority logic gate for 3D magnetic computing." *Nanotechnology* 25.33 (2014): 335202.

[6] Turvani, G., et al. "A pNML compact model enabling the exploration of three-dimensional architectures." *IEEE Transactions on Nanotechnology* 16.3 (2017): 431-438.

[7] COMSOL, *Improving Convergence of Non Linear Stationary System* https://www.comsol.com/support/knowledgebase/103

[8] COMSOL, *Introduction to Modeling Electromagnetic Coils in 3D Using COMSOL* https://www.comsol.com/video/introduction-to-modeling-electromagnetic-coils-in-3d-using-comsol

[9] COMSOL, *Modeling 3D Electromagnetic Coils in the Frequency Domain* https://www.comsol.com/support/learning-center/article/

Modeling-3D-Electromagnetic-Coils-in-the-Frequency-Domain-10261

[10] Sedra, Adel, S., et al. "Circuiti per la microelettronica", *Edises* (2019)

[11] Gray, Paul, R., et al. "Analysis and design of analog integrated circuits", *John Wiley & Sons Inc* (2009)

[12] Meeker, D."Finite element method magnetic", *FEMM V4.2* (2012) https://www.femm.info/wiki/HomePage

[13] COMSOL, *Creating a New Material in COMSOL Multiphysics* https://www.comsol.com/video/creating-new-material-comsol-multiphysics

[14] COMSOL, *How to Use Materials in Your COMSOL Multiphysics Models* https://www.comsol.com/video/materials-comsol-multiphysics-models

[15] COMSOL, *Building the Mesh for a Model Geometry in COMSOL Multiphysics* https://www.comsol.it/video/building-the-mesh-for-a-model-geometry-in-comsol-multiphysics

[16] COMSOL, *Magnetic Insulation* https://doc.comsol.com/5.5/doc/com.comsol.help.comsol/comsol_ref_acdc.17.74.html

[17] COMSOL, *Perfect Magnetic Conductor* https://doc.comsol.com/5.5/doc/com.comsol.help.rf/rf_ug_radio_frequency.07.12.html

[18] COMSOL, *Modeling Ferromagnetic Materials in COMSOL Multiphysics* https://www.comsol.com/blogs/modeling-ferromagnetic-materials-in-comsol-multiphysics/

[19] COMSOL, *Selecting Geometric Entities in COMSOL Multiphysics* https://www.comsol.it/video/selecting-geometric-entities-comsol-multiphysics

[20] COMSOL, *Ampère's Law* https://doc.comsol.com/5.5/doc/com.comsol.help.comsol/comsol_ref_acdc.17.69.html

[21] COMSOL, *Specifying Initial Values* https://doc.comsol.com/5.5/doc/com.comsol.help.comsol/comsol_ref_modeling.10.55.html

[22] COMSOL, *Using Coils in 3D Models* https://doc.comsol.com/5.5/doc/com.comsol.help.acdc/acdc_ug_modeling.06.21.html

[23] COMSOL, *AC/DC Module User's Guide* https://doc.comsol.com/5.3/doc/com.comsol.help.acdc/ACDCModuleUsersGuide.pdf

[24] COMSOL, *Introduction to Solvers and Studies* https://doc.comsol.com/5.5/doc/com.comsol.help.comsol/comsol_ref_solver.27.002.html

[25] COMSOL, *What to do when a linear stationary model is not solving* https://www.comsol.com/support/knowledgebase/1260

[26] COMSOL, *Study and Study Step Types* https://doc.comsol.com/5.5/doc/com.comsol.help.comsol/comsol_ref_solver.27.010.html

[27] COMSOL, *Coil Geometry Analysis* https://doc.comsol.com/5.5/doc/com.comsol.help.comsol/comsol_ref_solver.27.047.html#1528060

[28] COMSOL, *Solver Configurations* https://doc.comsol.com/5.5/doc/com.comsol.help.comsol/comsol_ref_solver.27.005.html

[29] COMSOL, *Advanced* https://doc.comsol.com/5.5/doc/com.comsol.help.comsol/comsol_ref_solver.27.135.html#1445675

[30] COMSOL, *Segregated* https://doc.comsol.com/5.5/doc/com.comsol.help.comsol/comsol_ref_solver.27.167.html

[31] COMSOL, *Understanding the Fully Coupled vs. Segregated approach and Direct vs. Iterative linear solvers* https://www.comsol.com/support/knowledgebase/1258

[32] COMSOL, *Model Magnetic Materials in the Frequency Domain with an App* https://www.comsol.com/blogs/model-magnetic-materials-in-the-frequency-domain-with-an-app/

[33] LTwiki, *D. Diode* http://ltwiki.org/LTspiceHelp/LTspiceHelp/D_Diode.htm

[34] Boothby, O. L., and R. M. Bozorth. "A new magnetic material of high permeability." *Journal of Applied Physics* 18.2 (1947): 173-176.

[35] Vito, Daniele, et al. ”Elettrotecnica”, *Monduzzi Editoriale* (2005)

[36] Garlando, Umberto, et al. ”Architectural exploration of perpendicular Nano Magnetic Logic based circuits.” Integration 63 (2018): 275-282