



**Politecnico
di Torino**

Politecnico di Torino

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Elettrica

A.a. 2021/2022

Sessione di Laurea di Luglio 2022

Sistema di preriscaldamento mediante

WPT

Effetti prodotti dalla bobina a induzione ed analisi del
circuito oscillatore di Royer

Relatore: Prof. Aldo Canova

Candidato: Angelo Mottola

Correlatore: Prof. Fabio Freschi

RINGRAZIAMENTI

Questa tesi rappresenta solamente la fine di un percorso di studi durato anni (forse anche troppi anni nel mio caso) che mette fine ad una fase della importante della mia vita. Durante questo tempo ho avuto la fortuna di avere tante persone al mio fianco, alcune già presenti nella mia vita prima di intraprendere questo cammino, altre conosciute nel durante, a cui devo dei ringraziamenti speciali. Senza di loro sono sicuro non sarei arrivato a questo traguardo, o comunque non col sorriso stampato sulle labbra.

Il primo ed immenso grazie va ad i miei genitori, mamma e papà. Grazie perché solo con i vostri grandi sacrifici ho avuto la possibilità di crescere, di allontanarmi tanto da casa per potermi formare, grazie perché mi avete concesso la libertà di decidere “cosa fare da grande”, grazie perché mi avete sempre sostenuto e grazie perché mi avete sempre sorretto.

Grazie papà, senza di te non sarei mai diventato l'uomo che sono oggi. Resti tutt'ora un punto di riferimento ed un modello da seguire, grazie per avermi trasmesso i valori importanti della vita e grazie per aver desiderato sempre il meglio per me.

Grazie mamma, ti sei sempre presa cura di me, nonostante le difficoltà e la distanza. So quanto per te sia stato difficile vedermi andare via da casa così lontano e giovane, grazie perché senza le tue attenzioni sarebbe stato tutto molto più difficile e grazie perché hai sempre messo al primo posto ed al centro di tutta la tua la vita la famiglia.

Un grande ringraziamento va a mio fratello Giuseppe, amico da tutta la mia vita ed anche coinquilino per questi anni. Grazie fra', ne abbiamo passate tante, siamo cresciuti e affrontato anche questi anni di studio, sfide e difficoltà insieme. Averti qui con me mi ha sempre fatto sentire a casa, averti sempre al mio fianco mi ha dato sempre la forza di andare avanti e vederti così pieno di dedizione ed attenzione mi ha spronato, anche indirettamente, ad andare avanti senza demordere. Grazie fra', sei il fratello ed amico su cui ho sempre potuto contare incondizionatamente.

Un grazie davvero speciale lo devo alla mia dolce metà, Maria Grazia. Grazie MG, grazie a te che mi hai sostenuto per tutti questi anni, grazie che mi hai accompagnato ed aiutato a rialzarmi più volte, grazie per avermi aiutato a ritrovare il vero me stesso nei giorni più confusi, grazie per esserci sempre stata, per avermi sempre incoraggiato ad andare avanti e per aver reso ogni giorno della mia vita pieno di felicità. Grazie di cuore di tutto, grazie di esserci.

Un ringraziamento vorrei dedicarlo a Nonno Peppe, Nonna Concetta e Nonna Enza, i miei nonni. È grazie a voi se ho imparato ad apprezzare le piccole gioie della vita, grazie perché siete sempre stati esempio instancabile di sacrificio e di virtù, grazie per tutti i consigli che mi avete sempre dispensato che custodirò gelosamente.

Un ringraziamento lo devo a tutti i miei amici, amiche e a tutto il resto della famiglia perché è anche grazie a loro che sono arrivato a questo traguardo. Ognuno a modo suo ha contribuito a supportarmi ed incoraggiarmi ed è stato parte di questo mio percorso.

Non sono mai stato bravo con le parole e spero che queste poche righe siano abbastanza per descrivere quanto sia grato a tutti voi. Grazie, grazie infinite!

Angelo

Indice

Abstract	4
Introduzione	6
1 Background e richiami teorici	8
1.1 Induction Heating, aspetti generali	8
1.2 Fondamenti teorici dei sistemi Induction Heating	11
1.3 Proprietà dei materiali: resistività elettrica e permeabilità magnetica	14
1.4 Effetto pelle	17
2 Struttura della bobina ad induzione, modello elettromagnetico FEMM	19
2.1 Bobina ad induzione - Struttura degli avvolgimenti	19
2.2 Principio di funzionamento	20
2.3 Struttura delle bobine	23
2.4 Impostazione delle simulazioni FEMM	25
2.5 Confronto delle potenze ottenute	29
2.6 Percorso delle linee di flusso, comportamento magnetico del backplate	32
2.7 Distribuzione dell'induzione e della densità di corrente al backplate	36
2.8 Risultati	41
3 Confronto prestazioni – Variazione di frequenza e gap, modello elettromagnetico FEMM	42
3.1 Parametri strutturali ed elettrici	43
3.2 Modellizzazione bobina	44
3.3 Andamenti delle potenze dissipate dal backplate – Analisi dei risultati	47
3.4 Comportamento magnetico del backplate - Percorsi delle linee di flusso	52
3.5 Distribuzione dell'induzione e della densità di corrente al backplate	55

3.6	Discussione dei risultati _____	64
4	Simulazione di un Oscillatore di Royer Confronto dei risultati ottenuti da SIMSCAPE ed LTSpice con le misure _____	65
4.1	Scopo delle simulazioni _____	65
4.2	Introduzione all'oscillatore di Royer _____	66
4.2.1	Componenti oscillatore di Royer _____	67
4.3	Oscillatore di Royer a vuoto _____	68
4.3.1	Misure svolte su oscillatore di Royer a vuoto _____	68
4.3.2	Simulazioni oscillatore di Royer a vuoto _____	74
4.3.3	Corrente induttore L a vuoto _____	76
4.3.4	Tensione condensatore C a vuoto _____	81
4.3.5	Corrente erogata dall'alimentatore DC a vuoto _____	85
4.4	Oscillatore di Royer a carico _____	91
4.4.1	Misure svolte sull'oscillatore di Royer a carico _____	92
4.4.2	Simulazioni oscillatore di Royer a carico _____	98
4.4.3	Corrente induttore L a carico _____	99
4.4.4	Tensione condensatore C a carico _____	101
4.4.5	Potenza trasmessa e grandezze elettriche lato carico _____	103
4.4.6	Corrente erogata dall'alimentatore DC a carico _____	108
4.5	Confronto simulazioni e misure _____	111
5	Conclusioni _____	112
6	Bibliografia _____	115

Abstract

Lo scopo di questa tesi è quello di verificare la realizzabilità di un dispositivo per riscaldamento ad induzione che riesca a fornire dei livelli di potenza che si attestino sulla centinaia di watt.

A supporto delle varie simulazioni, anche per attribuire dei valori ad alcuni parametri che altrimenti non sarebbe stato possibile definire a priori, sono svolte delle misure sui vari dispositivi e configurazioni analizzate.

Il sistema in analisi è realizzato dall'alimentazione DC, dal sistema di oscillazione costituito da un circuito di Royer, dalla bobina di induzione e dal carico.

Si studia gli effetti che realizzano bobina e carico attraverso l'analisi del comportamento magnetico ed elettrico del sistema in diverse strutture e configurazioni, valutando in prima battuta esclusivamente i risultati ottenuti sul lato carico ed in un secondo momento valutando anche le grandezze ed i limiti sul lato alimentazione.

La bobina ideata ha una struttura piana e deve garantire un buon riscaldamento superficiale, che non punta al raggiungimento di altissime temperature, al carico. Il carico è costituito dal backplate, realizzato in materiale metallico.

L'attenzione è concentrata su diversi aspetti che caratterizzano l'applicazione:

- si strutturano simulazioni per individuare la miglior struttura della bobina in modo che garantisca il miglior accoppiamento magnetico con il workpiece;
- definita la struttura delle spire si procede a simulazioni (svolte con un software ad elementi finiti, FEMM) che hanno lo scopo di definire, per diverse combinazioni di gap-frequenza, quali potenze il sistema riesce a garantire al workpiece, si analizzano anche gli effetti magnetici indotti sullo stesso;
- stabiliti i punti di lavoro di interesse si passa ad una simulazione circuitale di tutto il sistema: si propone una modellizzazione circuitale del dispositivo di oscillazione, sia a vuoto che a carico, e dell'accoppiamento magnetico realizzato tra bobina e workpiece, con lo scopo di verificare gli andamenti che interessano le principali componenti del sistema (in particolare del circuito LC di risonanza) e per controllare il rispetto dei limiti degli altri componenti dell'oscillatore.

Si mettono a confronto i risultati ottenuti utilizzando due diversi software in modo da individuare eventuali errori di calcolo o simulazione e si confrontano i risultati anche con le misure effettuate.

Introduzione

Un sistema Induction Heating (in italiano riscaldamento ad induzione), come dice il nome stesso, è una tecnologia che permette di riscaldare un oggetto elettricamente conduttivo, solitamente si tratta di un componente sottoposto ad una particolare lavorazione che necessita di raggiungere una determinata temperatura, sfruttando la dissipazione di energia prodotta dalle correnti indotte nello stesso e per isteresi (nel caso si tratti anche di materiali magnetici) grazie al principio dell'induzione elettromagnetica.

Un sistema di induction heating è generalmente costituito da una sorgente di alimentazione in AC, una bobina induttiva e dal pezzo da scaldare; la peculiarità di questa tecnologia è che l'accoppiamento tra bobina e workpiece (oggetto sottoposto alla lavorazione) è svolta in aria, senza l'ausilio di un mezzo ferromagnetico che convogli le linee di flusso generate.

I sistemi Induction Heating rientrano in una sottocategoria delle tecnologie WPTS, ovvero sistemi che consentono di trasferire energia elettrica via wireless senza l'ausilio di connessioni cablate (Wireless Power Transfer System); la varietà di WPTS che col tempo sono stati sviluppati, grazie allo sviluppo tecnologico e alla migliore implementazione dell'elettronica di potenza (MOSFET, IGBT), si è sempre più diversificata a seconda del principio sfruttato, del campo di utilizzo, del tipo di applicazione richiesta. Alcune delle applicazioni maggiori sono: per ricarica wireless dell'elettronica di consumo, per ricarica dinamica di batterie auto o i sistemi WPT per Solar Power Satellite. [1]

Nei sistemi Induction Heating, a differenza dagli esempi appena citati, l'energia elettrica trasferita viene dissipata e quindi convertita in energia termica, invece che essere attivamente impiegata per alimentare un carico, come esempio accade nei vari sistemi di ricarica batteria.

Dal punto di vista storico si può affermare che le basi teoriche su cui si fonda questa tecnologia risalgono al 1831, quando Michael Faraday ottenne i primi importanti risultati riguardanti la teoria dell'induzione elettromagnetica. Successivamente, agli inizi del 1900 importanti furono i contributi di Ferranti, Colby e Kjellin, che svilupparono i

primi forni ad induzione per fusione dei metalli. La tecnologia ad induzione soppiantò i classici forni a gas o ad olio utilizzati al tempo fondere i metalli e iniziò ad essere impiegata anche per altri tipi di trattamenti termici per metalli (ad esempio tempra, saldature). [2, p. 2]

Importanti per l'affermazione della tecnologia furono la realizzazione di alternatori in grado di fornire correnti a frequenze superiori rispetto a quella di rete, l'avvento dell'elettronica di potenza, e quindi dei convertitori statici, ha consentito di adattare la tecnologia anche ad applicazioni commerciali e per utilizzo domestico, basti pensare alle moderne cucine ad induzione.

Le grandezze di un sistema di riscaldamento ad induzione che garantiscono di ottenere un buon risultato in termini di efficienza e di calore apportato, in relazione al tipo di applicazione che si vuole realizzare, sono: l'ampiezza e la frequenza della corrente che percorre la bobina, la qualità dell'accoppiamento magnetico che la bobina realizza in aria con il pezzo da riscaldare.

In questa trattazione studierò un sistema per riscaldamento ad induzione composto da: sorgente di alimentazione in DC, sistema di oscillazione composto da un circuito di Royer, bobina ad induzione piana e carico da riscaldare. Come carico si prenderà come riferimento un backplate, un dispositivo costituito da materiale metallico di forma piana, che si affaccia con un lato sulla bobina ad induzione.

Lo studio inizia con l'analisi del tipo di bobina da utilizzare per il sistema, verificando le potenze e le distribuzioni indotte nel backplate e continua alla fine con l'analisi del circuito di Royer utilizzato come oscillatore sia in condizione di lavoro a vuoto che a carico.

1 Background e richiami teorici

1.1 Induction Heating, aspetti generali

I sistemi IH (Induction Heating) sfruttano il principio dell'induzione elettromagnetica per indurre correnti in un componente elettricamente conduttivo da sottoporre ad un processo di riscaldamento (solitamente si tratta di metalli). Le correnti parassite indotte producono perdite per effetto Joule, avviene quindi una dissipazione di energia sottoforma di energia termica che genera calore e riscalda l'oggetto metallico sottoposto al trattamento. Nel caso si sottoponga al processo di induction heating materiali ferromagnetici, parte del calore prodotto è da attribuire anche alle perdite per isteresi magnetica causata dalla continua alternanza di campo, tuttavia risultano essere nettamente inferiori.

Un sistema IH è solitamente costituito da una sorgente di alimentazione AC che garantisce alte frequenze, come soluzione si adoperano: inverter nel caso l'alimentazione sia fornita dalla rete e oscillatori elettronici nel caso sia una batteria ad alimentare il sistema; altra componente necessaria è la bobina ad induzione, che permette l'accoppiamento magnetico con il workpiece e in cui circola la corrente che genera il campo magnetico necessario all'applicazione.

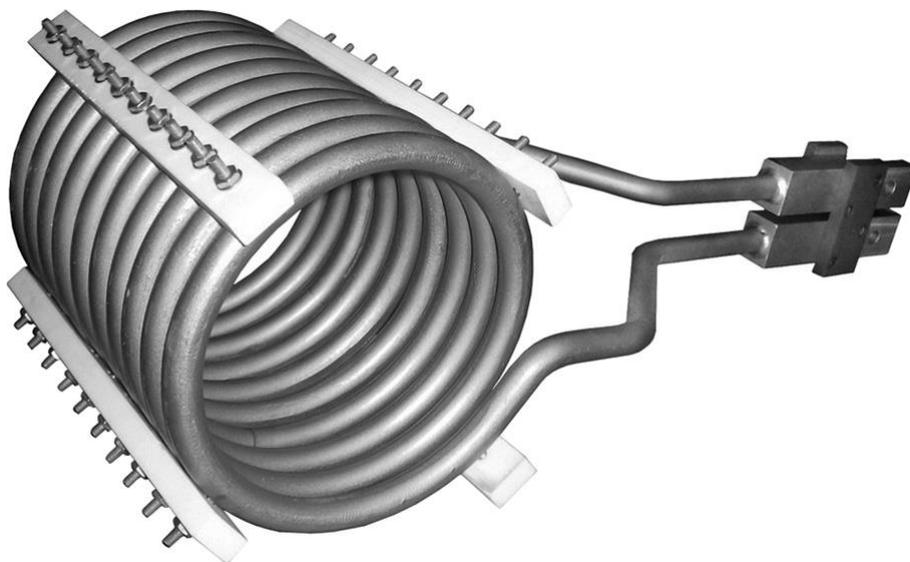


Figura 1.1 Convenzionale Induttore Solenoidale per IH [3, p. 52]

Questa tecnologia trova particolare applicazione in ambito industriale, soprattutto nel settore metallurgico dove sono in gioco spesso lavorazioni che necessitano di importanti potenze, ad esempio: per la tempra dell'acciaio, liquefazione dell'alluminio, saldature, trattamento materiali, riscaldamento di barre o tubi metallici; altre tipiche applicazioni riguardano: polimerizzazione della vernice, collante adesivo e raffinazione di zone per semiconduttori.

I sistemi IH consentono all'oggetto sottoposto alla lavorazione di raggiungere temperature elevate in poco tempo e con alta precisione. Il processo è svolto nel massimo della sicurezza e pulizia, garantisce poco ingombro, necessita di poca manutenzione ed è silenzioso; garantisce un notevole risparmio energetico rispetto ai sistemi tradizionali come forni di tempra a gas o ad olio e si adatta a tipi di processi di produzione veloci ed automatizzati.

I numerosi vantaggi che la tecnologia IH offre ha consentito la diffusione anche in ambito commerciale e domestico, o comunque in applicazioni in cui non sono richieste grandi potenze si parla da alcune centinaia di watt fino a circa pochi chilowatt. L'applicazione domestica per eccellenza di induction heating è rappresentata dalla cucina ad induzione, dove oltre alla sua efficienza e ad un rapido riscaldamento garantisce uno standard di sicurezza maggiore rispetto ai tradizionali piani cottura a gas.

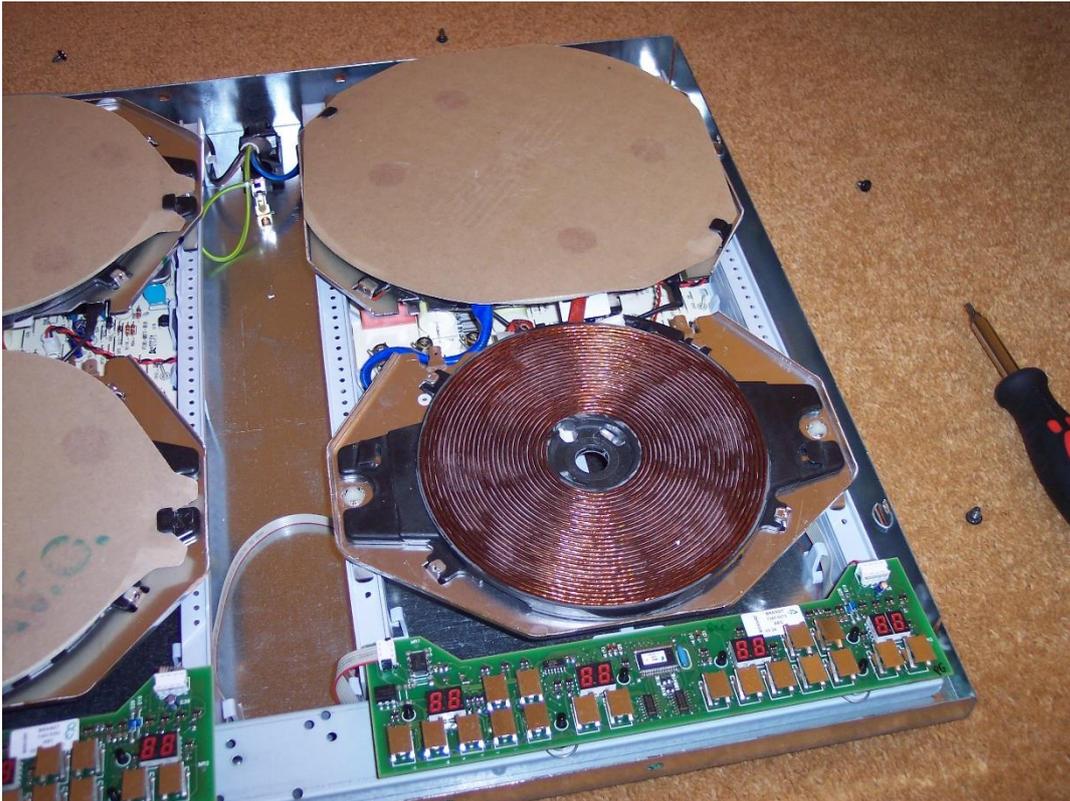


Figura 1.2 Interno di un piano cottura a induzione, con una delle 4 bobine in vista [4]

Nei seguenti paragrafi si riprendono i concetti teorici fondamentali che stanno alla base dei sistemi induction heating in modo da valutare più attentamente i fenomeni ed effetti che si visualizzeranno nei capitoli successivi.

1.2 Fondamenti teorici dei sistemi Induction Heating

Una bobina di induzione percorsa da corrente alternata produce nello spazio circostante un campo magnetico variabile con la stessa frequenza della corrente che lo genera. La circuitazione del campo magnetico lungo un percorso chiuso è definita dalla legge di Ampère-Maxwell (4ª equazione di Maxwell) ed è proporzionale all'intensità della corrente che lo genera:

Equazione 1.1 Legge di Ampère-Maxwell

$$\oint_l H \cdot dl = \int_S J \cdot ds$$

Nel caso di una bobina composta da N spire l'equazione può essere semplificata, considerando l'intensità della corrente I che scorre nella bobina stessa:

Equazione 1.2 Legge di Ampère-Maxwell semplificata nel caso di bobina con N spire

$$\oint_l H \cdot dl = N I$$

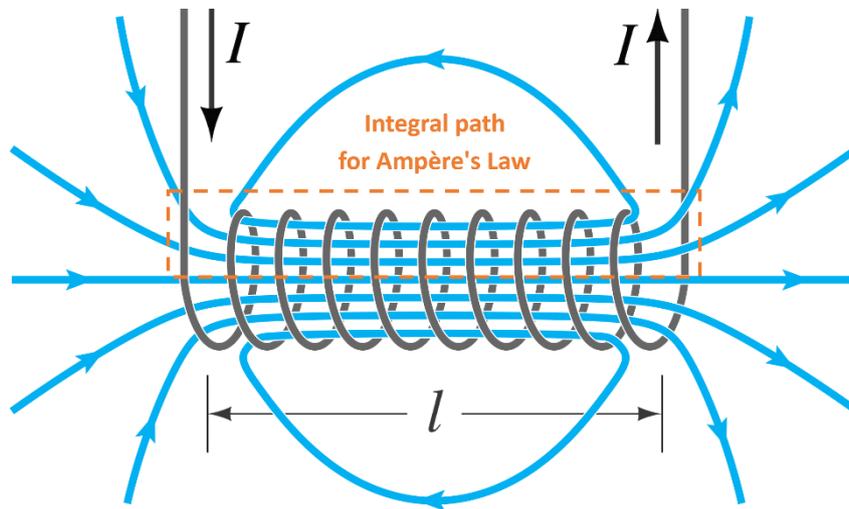


Figura 1.3 Linee di campo magnetico prodotte da un solenoide [5]

Nei più convenzionali sistemi di IH con bobina solenoidale il workpiece (l'oggetto sottoposto al riscaldamento) è posto come nucleo della bobina. Le forme che possono

assumere le bobine a induzione sono molteplici e possono variare a seconda della forma dell'oggetto sottoposto alla lavorazione, alla zona su cui si deve concentrare il calore e alla potenza necessaria. Alcune delle forme più utilizzate per le bobine sono riportate di seguito:

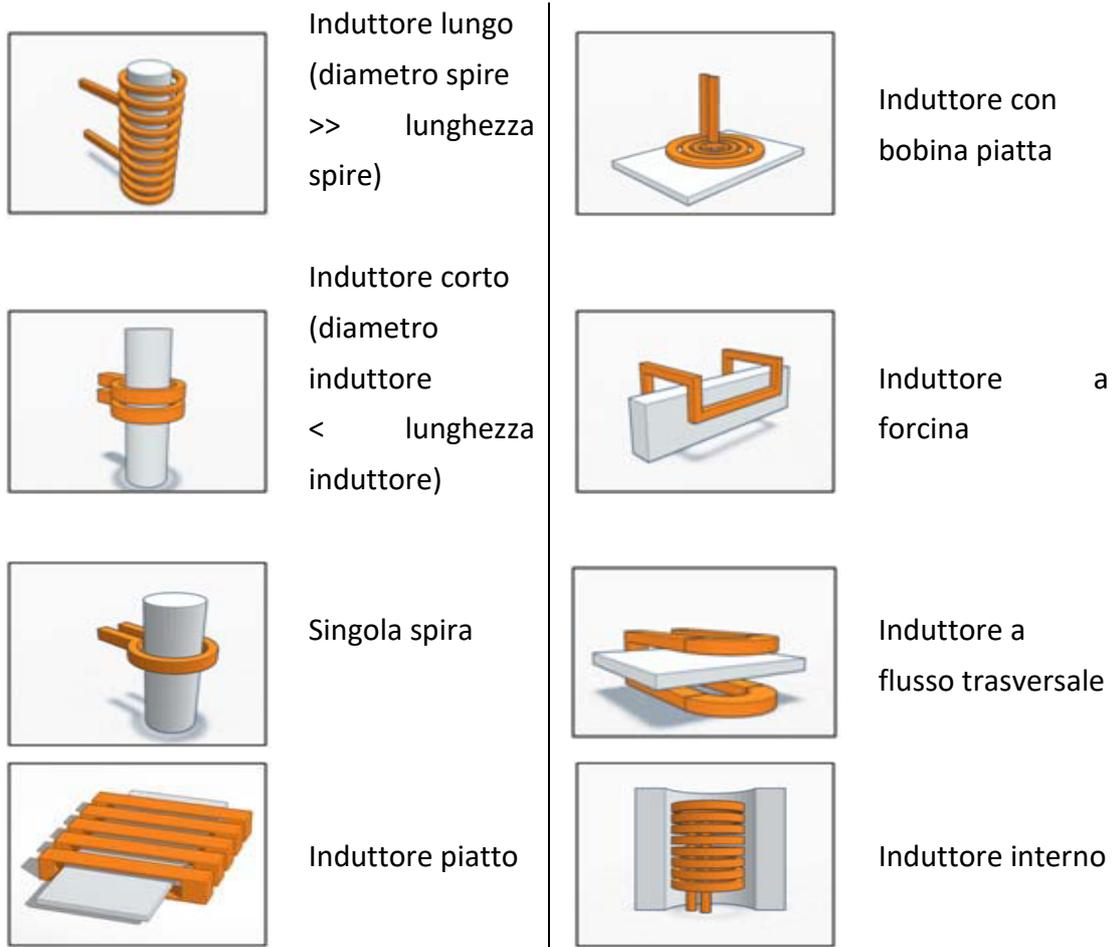


Figura 1.4 Forme di bobina utilizzate in applicazioni IH [6]

Per far sì che un sistema IH funzioni è indispensabile che il materiale sottoposto al riscaldamento sia elettricamente conduttivo, in questo modo la variazione di flusso prodotta dalla bobina che interessa il workpiece indurrà nello stesso una forza elettromotrice, secondo la legge di Faraday-Neumann-Lenz (3^a equazione di Maxwell), con la stessa frequenza:

Equazione 1.3 Legge di Faraday-Neumann-Lenz

$$e = - \frac{\partial \phi_w}{\partial t}$$

Nella legge dell'induzione elettromagnetica e indica la forza elettromotrice indotta mentre con ϕ_w il flusso che interessano il workpiece.

La tensione indotta è funzione della derivata del flusso nel tempo, maggiore è la frequenza del flusso (ha la stessa frequenza della corrente che percorre la bobina che lo determina) più alta sarà la tensione e indotta di conseguenza si produrrà un riscaldamento maggiore dell'oggetto sottoposto al trattamento.

1.3 Proprietà dei materiali: resistività elettrica e permeabilità magnetica

La temperatura raggiunta e la distribuzione del calore nell'oggetto sottoposto al trattamento sono funzione non solo dei valori di corrente e frequenza del sistema di induction heating ma anche dalle proprietà e caratteristiche del materiale di cui è composto.

Uno dei parametri che incide sulla potenza dissipata per via delle correnti parassite indotte è la resistività elettrica del mezzo ρ . Un sistema IH sfrutta le perdite per effetto Joule per riscaldare il componente, la cui espressione ricordiamo essere

Equazione 1.4 Espressione perdite per effetto Joule

$$P_j = R I^2$$

Le diverse leghe o metalli anche se elettricamente conduttori possiedono dei coefficienti diversi di resistività ρ , quindi anche l'effetto di riscaldamento ottenuto, a parità di grandezze elettriche (corrente e frequenza) utilizzate produce diversi risultati.

Di seguito, in Tabella 1.1, si riportano alcuni dei valori di resistività noti di alcuni materiali conduttori a temperatura ambiente:

Tabella 1.1 Tabella resistività di alcuni materiali a temperatura ambiente $t=20^\circ\text{C}$ [7]

<i>Materiale</i>	<i>Resistività, ρ_{20} ($\mu\Omega \cdot m$)</i>	<i>Coefficiente termico, $\alpha_0 \cdot 10^{-3}$ ($^\circ\text{C}^{-1}$)</i>
Argento	0.015	4.1
Rame	0.016	6.8
Oro	0.023	4.0
Alluminio	0.026	4.3
Tungsteno	0.056	4.5
Zinco	0.059	4.2
Nichel	0.068	6.9
Ferro	0.097	6.5
Platino	0.101	3.9
Stagno	0.110	4.7

Niobio	0.125	
Piombo	0.207	3.4
Carbonio (grafite)	13.8	-0.5
Germanio	$0.46 \cdot 10^6$	-48
Silicio	$2.3 \cdot 10^9$	-75

Altro parametro che rientra tra le proprietà dei materiali da tenere in considerazione per un riscaldamento ad induzione è la permeabilità relativa del mezzo, μ_R . La permeabilità relativa indica la capacità del materiale di condurre il flusso magnetico meglio del vuoto o dell'aria (si ricorda che la permeabilità del vuoto è indicata con μ_0 , $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ H/m). I materiali utilizzati per sistemi IH sono spesso ferromagnetici, data la loro alta capacità di magnetizzazione hanno un valore $\mu_R \gg 1$. A parità di campo magnetico H cui è sottoposto il materiale, l'induzione che si verifica all'interno è più alta maggiore è il valore di μ_R

Equazione 1.5 Relazione costitutiva di materiali magnetici

$$B = \mu_r \mu_0 H$$

di conseguenza il flusso magnetico ϕ che condurrà il workpiece di un sistema IH sarà più elevato ottenendo quindi maggiori potenze dissipate a causa delle correnti parassite indotte. Si ricorda l'espressione del calcolo del flusso magnetico attraverso una superficie:

Equazione 1.6 Espressione del flusso magnetico attraverso una superficie

$$\phi = \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S}$$

Permeabilità magnetica e resistività elettrica sono le proprietà di maggior interesse per materiali sottoposti ad induction heating ed entrambe hanno dei comportamenti che possono variare a causa dell'aumento di temperatura, in particolare: per i metallici si verifica una variazione lineare e proporzionale della resistività ρ con la temperatura; per

i materiali ferromagnetici raggiungere la temperatura di Curie determina la perdita delle proprietà magnetizzanti (valori di μ_R prossimi allo zero).

La potenza dissipata dall'applicazione da realizzare non mira al raggiungimento di elevate temperature e a lunghi periodi di esposizione, ciò consente di ritenere trascurabili gli effetti causati dall'aumento di temperatura.

Tabella 1.2 Permeabilità magnetica relativa di alcuni materiali [8]

<i>Materiali</i>	<i>Permeabilità magnetica</i> μ_R
Permalloy	8000
Ferrite	>640
Acciaio	100
Nichel	100 ÷ 600
Magneti al neodimio	1.05
Platino	1.000265
Alluminio	1.000022
Rame	0.999994

1.4 Effetto pelle

In qualsiasi sistema interessato da corrente alternata, sia esso un cavo conduttore in cui la corrente è fatta scorrere intenzionalmente oppure come in sistemi IH in cui la corrente è indotta in un dispositivo con altri scopi, si verifica l'effetto pelle, ovvero la tendenza della densità di corrente a concentrarsi sulla superficie del mezzo conduttore interessato. Questo effetto causa una disuniforme distribuzione della corrente nella sezione del conduttore, che determina l'aumento della resistenza effettiva che incontra la corrente, in quanto la sezione di passaggio effettiva risulta essere ridotta (effetto più consistente nel caso si parli di linee di trasmissione) e di conseguenza un disuniforme riscaldamento (questo nel caso specifico per sistemi IH) che tende ad essere maggiore sulla superficie del dispositivo sottoposto alla lavorazione e quindi non uniforme.

La distribuzione della densità di corrente $\vec{J}(r)$ lungo la sezione di un conduttore percorso da corrente alternata ha un decadimento esponenziale verso il centro del conduttore, l'andamento è espresso come [3, p. 61]

Equazione 1.7 Espressione della densità di corrente funzione del raggio [9]

$$\vec{J}(r) = \vec{J}_0 e^{-r/\delta}$$

$\vec{J}(r)$ è la funzione densità di corrente funzione del raggio della sezione del conduttore preso come esempio, \vec{J}_0 è la densità di corrente che si rileva sulla superficie che decade man mano che ci si avvicina al centro del conduttore; il termine δ , definito come profondità di penetrazione, è la distanza dalla superficie del conduttore entro cui il valore della densità di corrente decade al 37% rispetto il valore massimo \vec{J}_0 che si rileva sulla superficie. [3, p. 62]

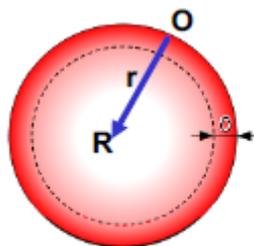


Figura 1.5 Esempio sezione di conduttore, effetto pelle [9]

Equazione 1.8 Espressione della profondità di penetrazione [9]

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\mu_0 \mu_R \pi f}}$$

La profondità di penetrazione è funzione della frequenza ma anche dalle proprietà elettriche e magnetiche del materiale. In linea di principio si può affermare che materiali con bassi valori di resistività elettrica ρ tendono ad avere valori di δ più bassi, rispetto a materiali più conduttivi (si ricorda che la resistività varia con la temperatura raggiunta durante il processo di riscaldamento); discorso opposto vale per la permeabilità magnetica relativa, materiali con alti valori di μ_R hanno profondità di penetrazione più basse.

Tralasciando gli effetti dovuti alle proprietà del materiale, l'unica altra grandezza che incide sull'effetto pelle è la frequenza della corrente che percorre il conduttore. Considerando che in applicazioni IH il range tipico di frequenze varia da 1kHz fino a 300kHz, decidendo di operare in regime di altissima frequenza (es. 300kHz) l'effetto pelle può essere preponderante ottenendo la densità di corrente concentrata quasi esclusivamente sulla superficie.

La scelta della frequenza è un punto cruciale per sistemi IH, infatti ad alte frequenze si raggiungono sicuramente temperature più elevate, col rischio di scaldare esclusivamente la superficie del workpiece. A frequenze più basse le temperature raggiunte sono più basse, ma si opera un riscaldamento più uniforme. La frequenza è scelta in base al tipo di lavorazione da effettuare ma anche in base al limite imposto dal sistema di oscillazione che si decide di adoperare. [10]

2 Struttura della bobina ad induzione, modello elettromagnetico FEMM

2.1 Bobina ad induzione - Struttura degli avvolgimenti

Le simulazioni svolte ed analizzate in questo capitolo hanno lo scopo di verificare l'efficienza in termini di intensità e andamenti delle linee di campo magnetico generato dalla bobina e di quantificare la potenza trasmessa al carico valutando la potenza dissipata dal backplate.

L'obiettivo, in questa prima fase è, tramite i risultati ricavati dalle simulazioni, determinare la miglior struttura che devono assumere gli avvolgimenti della bobina ad induzione, soffermandosi su due punti:

- Tipo di avvolgimento delle spire: avvolgimenti concentrici o avvolgimenti a serpentina;
- Numero di spire che realizzano la bobina;

Lo studio è svolto tramite FEMM (Finite Element Method Magnetics), una suite di programmi per la soluzione di problemi elettromagnetici in 2D che siano essi planari o assiali; per impostare il confronto tra le possibili configurazioni si utilizza il supporto OctaveFEMM di Matlab, in questo modo tramite codici Matlab è possibile analizzare ciclicamente diversi scenari. L'analisi è eseguita a parità di grandezze elettriche (ampiezza e frequenza della corrente) per ogni tipo di configurazione, in modo da ottenere dei risultati coerenti e confrontabili.

Le configurazioni che si studieranno derivano dalla possibilità di disporre i conduttori nella piastra in modi differenti, realizzando due tipologie di bobine che generano diversi effetti magnetici e quindi diversi effetti termici al backplate:

- Bobina piana con avvolgimenti concentrici: il campo magnetico risultante prodotto dalla bobina è normale al workpiece, le spire creano flussi concordi;
- Bobina piana con avvolgimenti a serpentina: il campo magnetico risultante prodotto dalla bobina è tangente al workpiece, le spire creano flussi discordi.

La disposizione delle spire ha un'efficacia diversa in termini di campo magnetico risultante prodotto e quindi di riscaldamento generato al carico; oltre alla struttura anche il numero stesso di avvolgimenti disposti, di conduttori attivi, influiscono notevolmente sul risultato complessivo ottenuto dato dal passaggio di corrente nella bobina. Nelle simulazioni si prevede una bobina composta da 1 fino a 10 spire.

Si trascurano alcuni vincoli meccanici che si potrebbero riscontrare nell'alloggiare i conduttori nella piastra che fa da supporto alla bobina (ad esempio, nella configurazione con avvolgimenti concentrici si riscontra il problema dell'alloggio del conduttore di ritorno della bobina che, dovendo sovrapporsi agli altri conduttori, causa un aumento dello spessore della piastra).

2.2 Principio di funzionamento

Gli effetti di campo magnetico e flusso prodotto dalle due tipologie di bobine sono diversi, così come anche l'entità delle correnti indotte al workpiece (carico) e quindi del calore generato; le differenze sono dovute in primo luogo alla diversa geometria e disposizione delle spire.

Le linee di campo magnetico create da una corrente che percorre un conduttore sono facilmente determinabili applicando la legge della mano destra; sapendo come sono disposti i conduttori e la struttura del sistema in analisi è possibile rappresentare le principali linee di campo prodotte da una coppia di bobine in modo schematico.

I principali effetti magnetici prodotti dalle due configurazioni che verranno analizzate sono semplificati negli esempi sottostanti, tramite i quali si spiegherà brevemente i motivi di determinati risultati e quindi delle relative prestazioni complessive di un eventuale sistema di induction heating ad esse collegate.

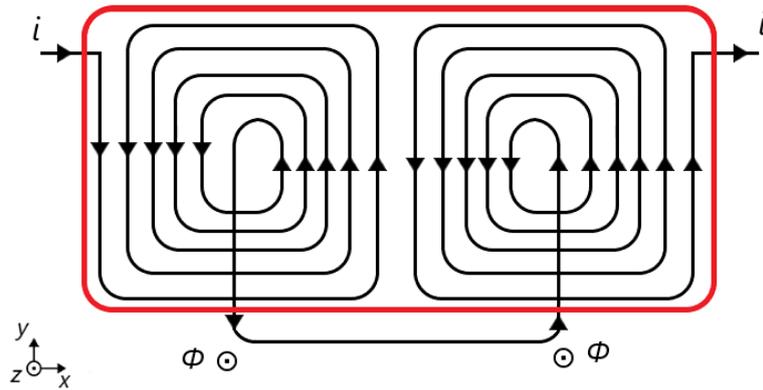


Figura 2.1 Coppia di bobine che crea flussi concordi, vista dall'alto

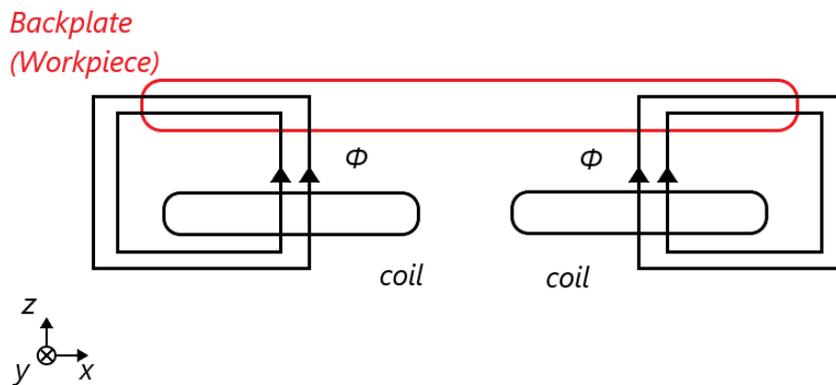


Figura 2.2 Coppia di bobine che crea flussi concordi, vista frontale

In figura 2.2 e 2.3 si riporta il caso di una bobina planare composta da due avvolgimenti concentrici, avvolti entrambi nello stesso verso (antiorario), realizzata da un unico conduttore. La corrente che percorre le due sezioni della bobina è la medesima. Applicando la regola della mano destra è possibile verificare che il campo magnetico generato da entrambi gli avvolgimenti è diretto lungo l'asse z , di conseguenza i flussi creati saranno concordi e diretti entrambi verso il workpiece. La composizione dei campi magnetici prodotti singolarmente è diretta lungo l'asse z ; in conclusione il campo risultante risulta essere normale al workpiece.

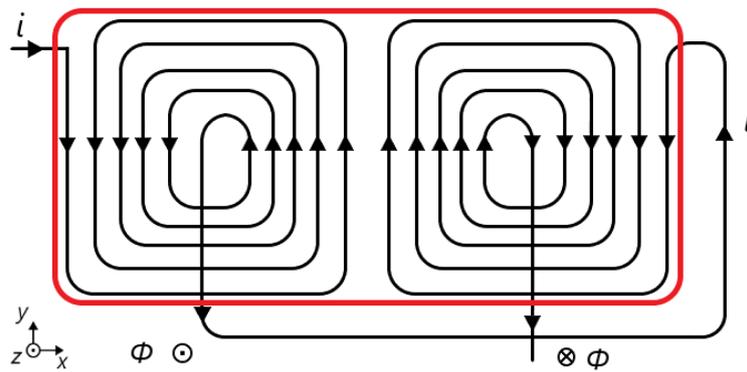


Figura 2.3 Coppia di bobine che crea flussi discordi, vista dall'alto

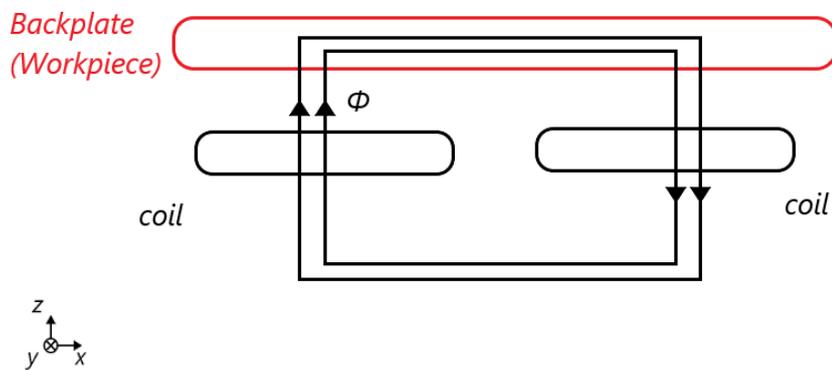


Figura 2.4 Coppia di bobine che crea flussi concordi, vista frontale

Nel caso in cui le spire che costituiscono la bobina sono avvolte nei due sensi opposti (vedi figura 2.3 e 2.4) e disposte sul piano, gli effetti ottenuti in termini di campo magnetico e flussi sono diversi: si generano due campi magnetici opposti in verso, in figura 2.4 le spire a sinistra generano un campo magnetico uscente dal piano xy concorde con l'asse z, il campo magnetico creato a destra invece è entrante nel piano xy. I flussi ottenuti in questo caso sono discordi e com'è rappresentato figura 2.4 le linee di flusso si richiudono attraverso il backplate, il campo magnetico risultante è tangente al backplate.

Nel prossimo paragrafo si tratteranno le reali strutture studiate per la bobina ad induzione del sistema in esame, gli effetti da loro prodotti saranno paragonabili a quelli appena accennati.

2.3 Struttura delle bobine

Gli effetti magnetici determinati dalle bobine in applicazioni induction heating sono funzione non esclusivamente delle grandezze elettriche che generano gli effetti di campo (es. corrente, frequenza) ma anche della geometria strutturale.

Lo scopo di questa analisi è quello di valutare quale sia la migliore struttura per la bobina da adottare per l'applicazione, tramite la verifica della potenza dissipata per effetto Joule dalle correnti parassite indotte al backplate.

Per le bobine si analizzano due tipi di strutture: una struttura che genera un campo magnetico normale e un'altra struttura che genera un campo magnetico tangente al backplate; in entrambi i casi il conduttore che realizza la bobina è in filo di Litz, per ridurre al minimo le perdite causate dall'effetto pelle alle alte frequenze di funzionamento. La piastra che ospita la bobina ha la stessa larghezza del backplate, consente di far alloggiare fino a dieci spire, verranno presi in considerazione tutti i casi intermedi.

Nelle figure 2.5 e 2.6 si mostrano esempi di casi composti da 7 spire per entrambe le strutture:

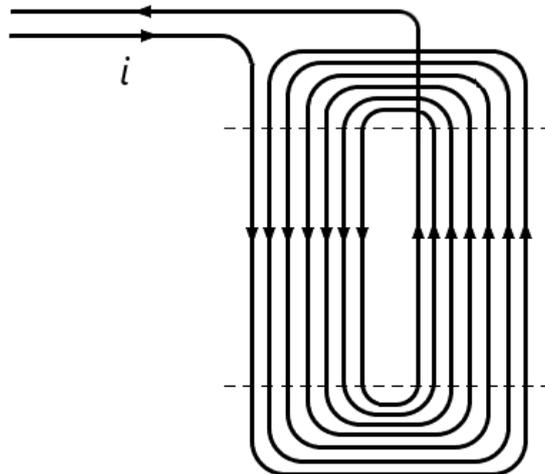


Figura 2.5 Bobina a spire concentriche piana

In figura 2.5 è riportato un esempio in cui la bobina genera campo magnetico normale all'oggetto da scaldare, le spire realizzate sono concentriche disposte sul piano ed equidistanti l'una dall'altra. Dalla direzione della corrente che circola nelle spire si deduce

che il campo magnetico generato è uscente dal piano del disegno, è quindi perpendicolare al workpiece.

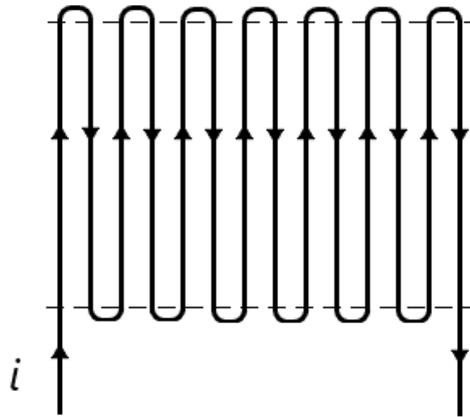


Figura 2.6 Bobina con spire a serpentina piana

In figura 2.6 è riportato l'esempio della bobina con spire disposte a serpentina, genera campo tangente al backplate, anche in questo le spire sono equidistanti, disposte in modo da occupare uniformemente lo spazio disponibile.

Nel caso con una sola spira il conduttore di andata e il conduttore di ritorno sono disposti agli estremi opposti della piastra per entrambe le configurazioni; nel caso con il massimo numero di spire i conduttori sono affiancati l'un l'altro (è comunque sempre presente lo strato di isolante che garantisce l'integrità elettrica ed il corretto funzionamento del circuito) ed occupano l'intera superficie della piastra; in tutti i casi intermedi le spire sono disposte equidistanti all'interno della piastra in modo da occupare uniformemente lo spazio disponibile dove sia il primo che l'ultimo conduttore nella piastra restano ai bordi esterni.

2.4 Impostazione delle simulazioni FEMM

Si considerano bobine di forma rettangola e disposte sul piano, il problema in FEMM è imposto in questo modo: problema di tipo planare con modello realizzato in simmetria di traslazione lungo l'asse e profondità di 10 cm (profondità del sistema bobina/backplate).

Il problema analizzato in questo modo consente di verificare i principali effetti della trasmissione di potenza dal coil carico e quindi il suo relativo riscaldamento. A causa della geometria adottata, è impossibile quantificare l'effetto ai bordi di alcune tratte dei conduttori della bobina che sono ortogonali all'asse di sviluppo del disegno in FEMM. Si parte dal presupposto che l'effetto ai bordi creato dalla bobina sarà trascurabile e non inciderà sui risultati finali che si otterranno.

In figura 2.7 e 2.8 si riportano le rappresentazioni utilizzate per la simulazione; si ricorda che il modello è realizzato in simmetria di traslazione, quindi la figura riporta la sezione del sistema complessivo bobina e carico.

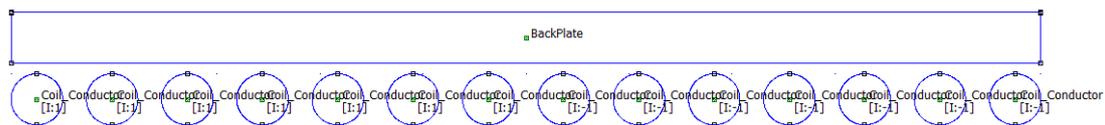


Figura 2.7 Modello backplate + bobina avvolgimenti concentrici, caso 7 spire

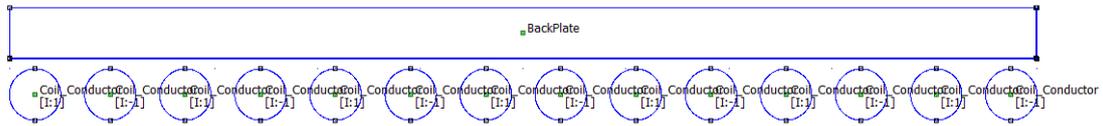


Figura 2.8 Modello backplate + bobina avvolgimenti a serpentina, caso 7 spire

Data la diversa disposizione delle spire, i conduttori sono rappresentati singolarmente, in questo modo sarà possibile associare la corrente che attraversa ogni tratta del conduttore che realizza gli avvolgimenti.

Il tipo di bobina è realizzato imponendo il verso della corrente nelle tratte del conduttore, quindi: in figura 2.7 è imposto lo stesso verso di percorrenza della corrente per la prima metà delle tratte e verso opposto per la restante metà, in figura 2.8 il verso della corrente è alternato tra una sezione del conduttore e l'altra.

La definizione del tipo di condizioni al contorno è fondamentale per riuscire ad ottenere una soluzione univoca, in questo caso si utilizza la Trasformazione di Kelvin (figura 2.9). La trasformazione di Kelvin modella gli effetti del sistema in esame anche oltre i confini definiti che racchiudono i componenti in studio, è un tipo di approccio "Open Boundary" che permette di ottenere risultati esatti sugli effetti della regione esterna in analisi di modelli 2D.

Per applicare questo tipo di trasformazione è indispensabile definire una regione circolare supplementare (o semicircolare nel caso di applicazioni assiali), che rappresenta la regione esterna, di raggio pari o inferiore a quello utilizzato per definire l'area principale di studio. Oltre ciò è importante applicare le PBC (Periodic Boundary Condition) ai bordi delle regioni definite per garantire continuità tra la regione interna e

quella esterna. Applicando la trasformazione di Kelvin sarà possibile visualizzare gli effetti in far field del sistema studiato. [11]

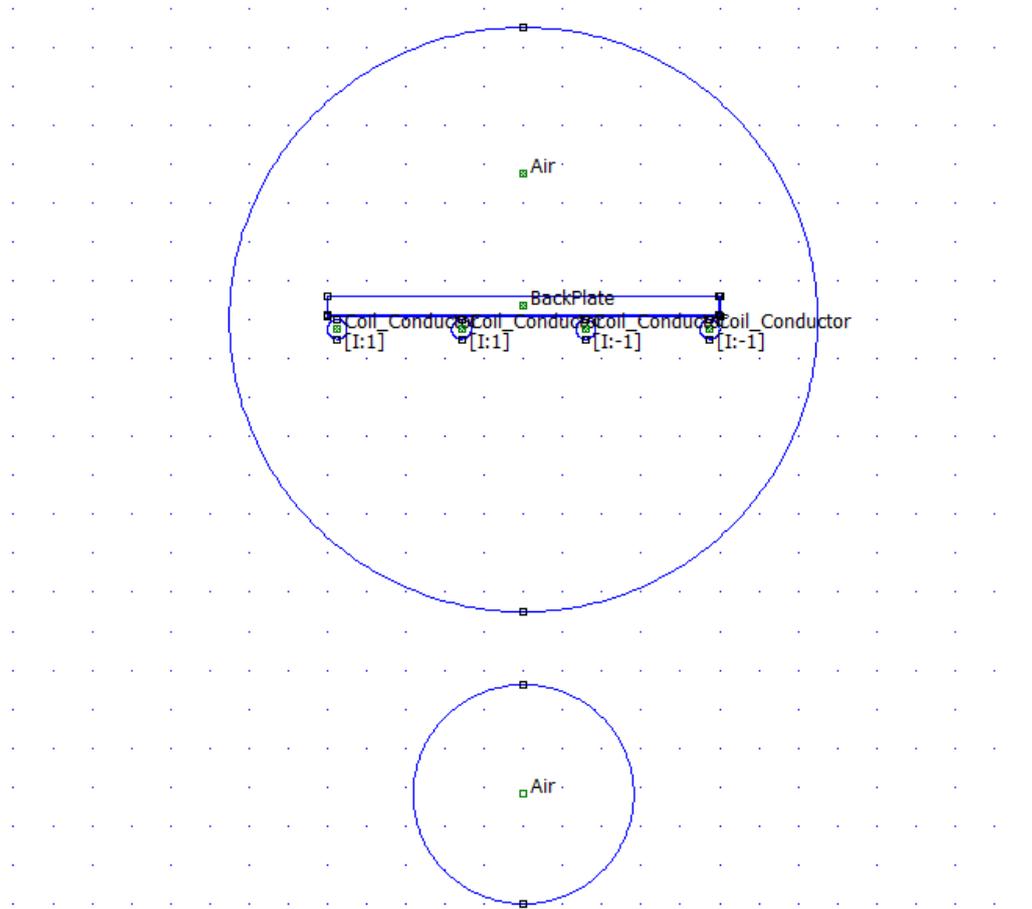


Figura 2.9 Trasformazione di Kelvin per simmetria di traslazione

Il confronto tra i due tipi di bobine al variare del numero di spire è realizzato imponendo valori fissi di ampiezza e frequenza della corrente, di gap tra la bobina ed il carico, simulando un possibile punto di lavoro del sistema:

- frequenza, $f = 100 \text{ kHz}$
- Corrente, $I_{rms} = 19.50 \text{ A}$
- gap, $g = 1 \text{ mm}$

La bobina è realizzata in filo di Litz, garantisce non ci siano eccessive perdite per effetto pelle dovute alle alte frequenze della corrente; per rappresentare questo tipo di effetto in FEMM si impone la conducibilità σ del materiale pari a zero.

Riassumendo, le proprietà del conduttore che realizza le spire sono:

- Conduttività, $\sigma_c = 0$;
- Diametro cavo, $d_c = 5 \text{ mm}$;
- N° spire, da 1 a 10;

Le proprietà e dimensioni relative al backplate sono fornite di seguito:

- Permeabilità magnetica relativa asse x e asse y, $\mu_x = \mu_y = 200$;
- Conduttività backplate, $\sigma_{BP} = 7.46 \text{ MS/m}$;
- Profondità, $d_{BP} = 100 \text{ mm}$;
- Larghezza, $l_{BP} = 100 \text{ mm}$;
- Altezza, $h_{BP} = 5 \text{ mm}$;

Data l'alta frequenza imposta alla corrente di alimentazione del sistema le correnti parassite indotte saranno concentrate prevalentemente sulla superficie del backplate, a causa dell'effetto pelle.

La profondità di penetrazione δ calcolata in questo caso vale di circa $41 \mu\text{m}$

Equazione 2.1 Profondità di penetrazione

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi * f * \sigma * \mu_R * \mu_0}}$$

f = frequenza;

σ = conduttività elettrica del materiale;

μ_R = permeabilità magnetica relativa del materiale;

μ_0 = permeabilità magnetica nel vuoto;

Per questo motivo si infittisce la mesh in quella zona del backplate, in modo da poter ottenere una buona visualizzazione degli effetti prodotti.

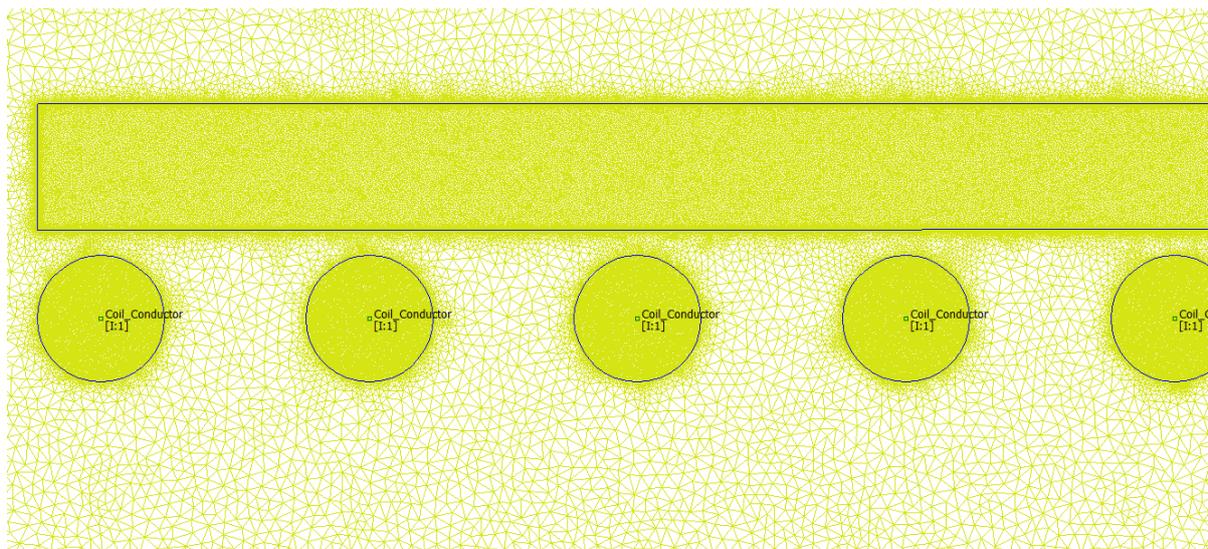


Figura 2.10 Mesh applicata al modello

2.5 Confronto delle potenze ottenute

Le prestazioni garantite da una bobina ad induzione applicazioni di induction heating sono misurate dalla potenza che dissipa il carico ad essa magneticamente accoppiato. Tramite le simulazioni realizzate in FEMM si ottengono i valori di perdita per effetto Joule, gli andamenti delle linee di campo magnetico e la distribuzione della densità di corrente e della densità di flusso sul carico; tutti gli elementi verranno utilizzati per giustificare la miglior configurazione da adottare.

Le simulazioni sono svolte a frequenza e corrente imposte, per entrambe le disposizioni adottate degli avvolgimenti e vengono reiterate aumentando il numero di spire. Si ricorda che lo spazio massimo disponibile ad ospitare la bobina è limitato, i tratti attivi del cavo che realizza gli avvolgimenti sono distribuiti sempre equamente, in modo da coprire uniformemente la superficie utile; nel caso massimo valutato, con dieci spire, i tratti del conduttore che formano la bobina sono affiancati.

In figura 2.11 si riportano gli andamenti delle potenze ottenute nelle varie casistiche.

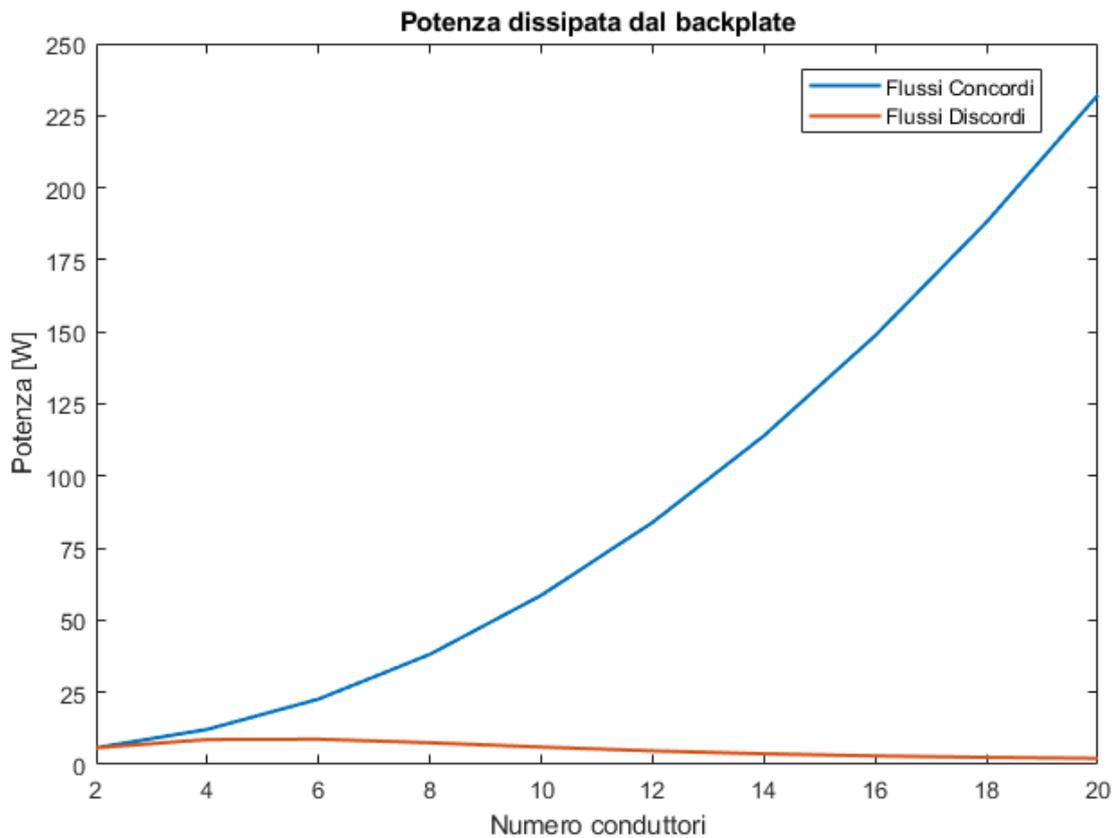


Figura 2.11 Andamenti di potenza dissipata dal backplate

Nel grafico le due curve rappresentano la potenza dissipata per effetto Joule dal backplate in funzione del numero di spire che compongono la bobina; la curva in blu raffigura il caso della bobina piana con avvolgimenti concentrici, la curva in arancione è il caso della bobina con spire a serpentina. I risultati ottenuti sono evidenti: solamente il caso con spire concentriche (curva blu) raggiunge dei livelli di potenza dissipate rilevanti, ed è quindi in grado di generare un flusso magnetico tale da indurre delle correnti nel backplate che producono calore per una applicazione induction heating.

Il primo punto fornito da entrambe le curve è in comune, le configurazioni ad una sola spira per entrambi i casi coincidono, motivo per cui le potenze ottenute sono le medesime.

Nel caso in cui le spire siano disposte a serpentina (si ricorda che il campo magnetico generato da quest'ultima è tangente al backplate) non è prodotto alcun effetto utile in termini di riscaldamento. I valori di potenza dissipati dal backplate in questa

configurazione non raggiungono la decina di watt, il massimo si attesta intorno a 8.75 W nel caso con 3 spire, all'aumentare del numero di spire la potenza tende ad annullarsi, infatti i contributi di campo creato da ogni tratto attivo del conduttore dell'avvolgimento sono annullati dai tratti adiacenti e diventa quasi nulla considerando tutte le sezioni del conduttore affiancate.

Diverso è il discorso per la bobina con avvolgimenti concentrici, la potenza massima si ottiene nel caso in cui c'è il massimo numero di spire disposte, ovvero quando a parità di corrente il contributo in ampere spire fornito dalla bobina è massimo. Com'è possibile visualizzare da figura 2.11 (curva blu) l'incremento di potenza che si ottiene è più che lineare ad ogni spira aggiunta.

Di seguito si riportano i valori di potenza ottenuti a seconda del numero di spire utilizzato:

Tabella 2.1 Valori di potenza ottenuti da bobina con avvolgimenti concentrici

N° spire	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Potenza (W)	5.75	12.15	22.67	38.18	58.66	83.95	113.9	148.7	188.1	232.2

Questa configurazione offre la migliore prestazione per applicazioni induction heating, garantisce il raggiungimento di una potenza di oltre 200 W nel caso siano disposte il massimo numero di spire.

2.6 Percorso delle linee di flusso, comportamento magnetico del backplate

Come anticipato dai brevi richiami teorici ripresi in precedenza, il comportamento magnetico e di conseguenza la potenza ottenuta nel caso si utilizzi la bobina con avvolgimenti a serpentina poteva essere anche prevedibile. È stata effettuata l'analisi per il caso specifico in modo da avere conferma della teoria e per verificare gli effettivi comportamenti delle linee di flusso.

In figura 2.12 si visualizzano quali sono i percorsi di richiusura delle linee di flusso nel caso la bobina operi immersa in aria senza alcun materiale ferromagnetico che possa convogliare i flussi prodotti:

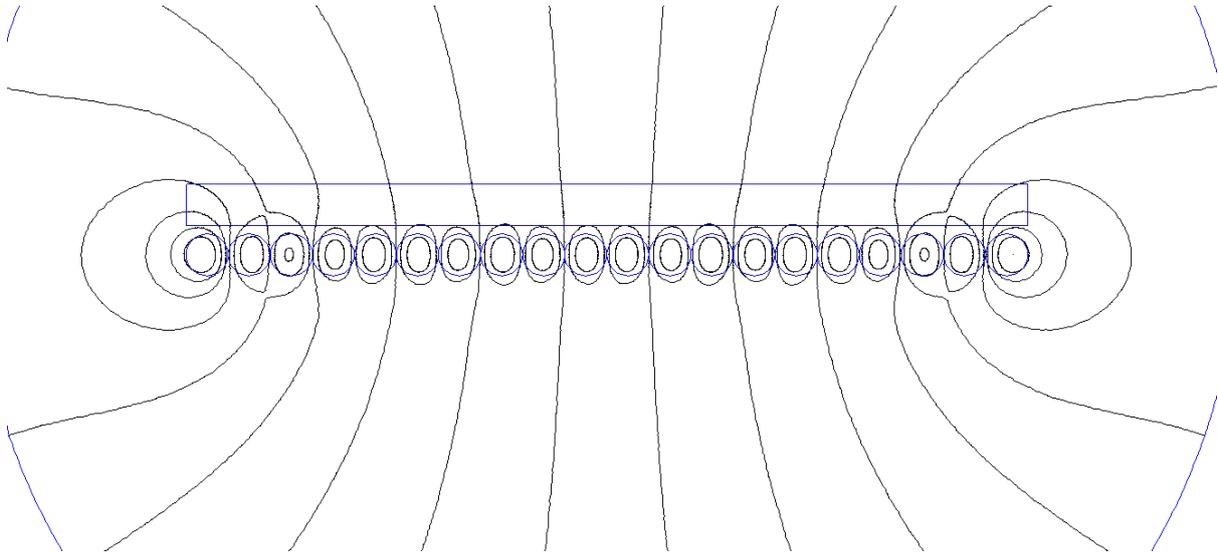


Figura 2.12 Flussi creati dalla bobina a serpentina a vuoto, caso 10 spire

Il verso della corrente è alternato in ogni tratta adiacente del conduttore, per questo motivo i flussi generati dalla corrente che percorre le spire vengono reciprocamente annullati al punto da rendere quasi nullo l'effetto magnetico totale della bobina.

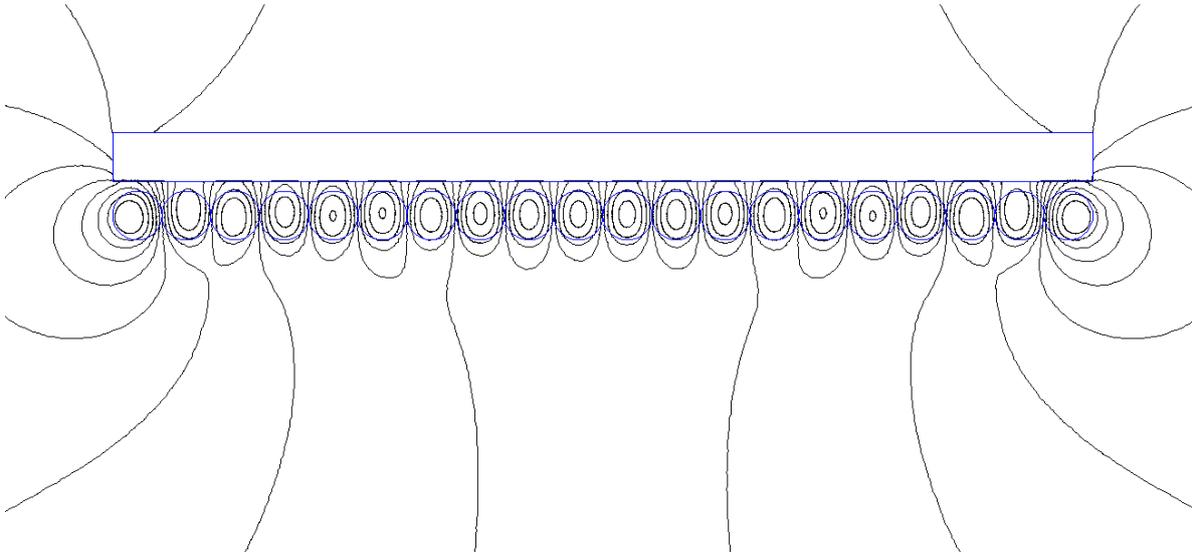


Figura 2.13 Flussi creati dalla bobina a serpentina con backplate, caso 10 spire

In figura 2.13 si possono apprezzare le linee di flusso che effettivamente interessano il backplate, c'è un debole concatenamento dei flussi col workpiece e ciò determina la scarsa prestazione totale di questo sistema di bobina.

Gli effetti più rilevanti restano quelli generati dai conduttori disposti ai bordi esterni che tuttavia si possono ritenere trascurabili data la potenza ottenuta, figura 2.14:

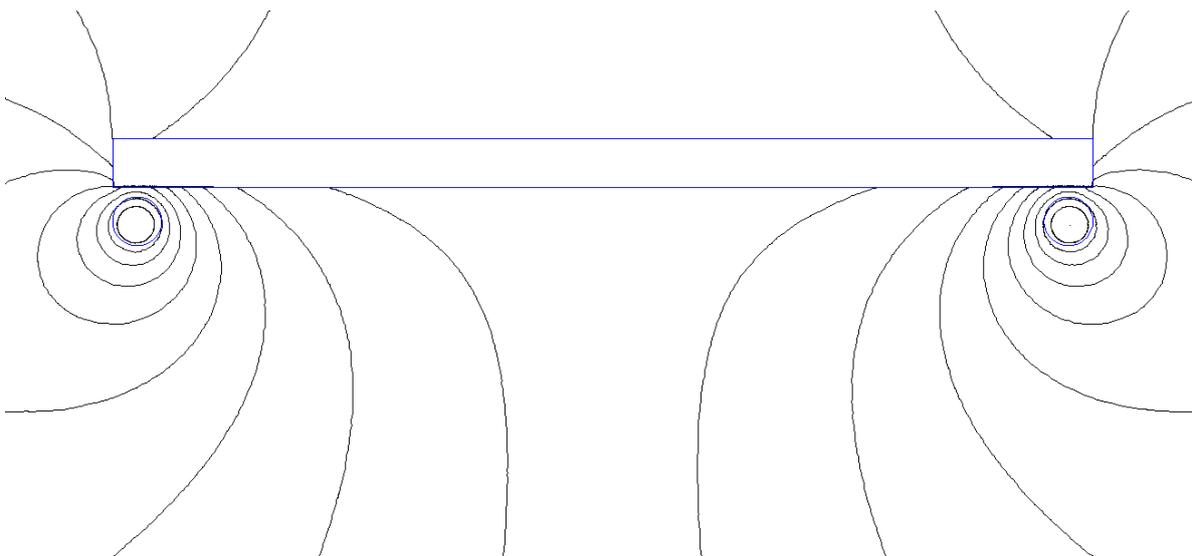


Figura 2.14 Flussi creati dalla bobina a serpentina con backplate, caso 1 spira

Il caso con una singola spira appena visto in figura 2.14 fornisce gli stessi risultati anche nel caso si tratti della bobina con spire concentriche (sono la stessa struttura nel caso ad 1 spira), aumentando il numero di spire la situazione cambia drasticamente. In figura 2.15 si riporta il comportamento della bobina con spire concentriche nel caso composta da 10 spire a vuoto:

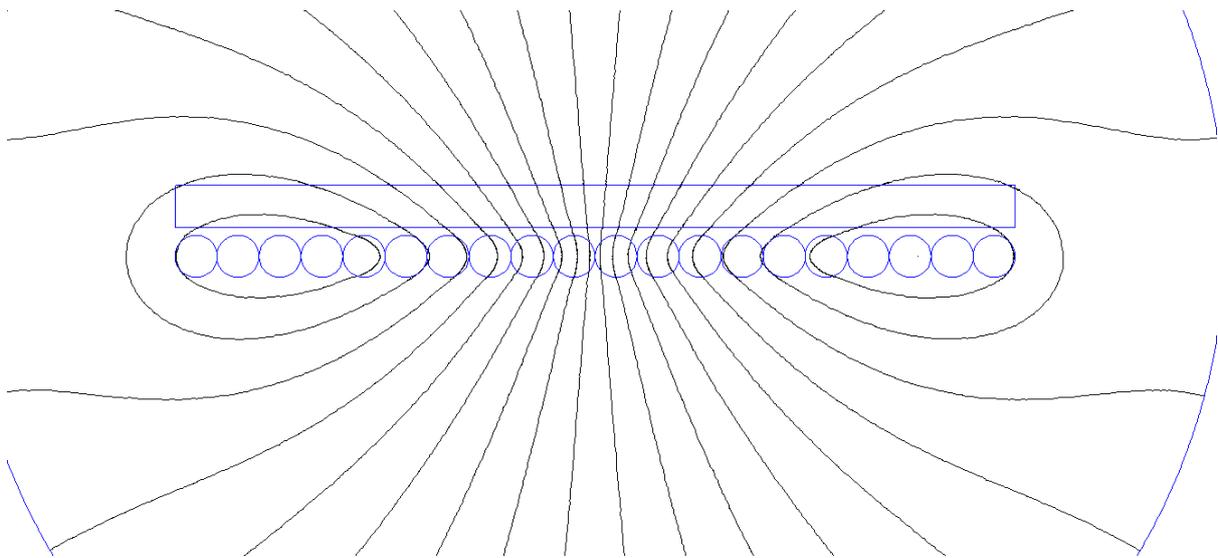


Figura 2.15 Flussi creati dalla bobina a spire concentriche in aria, caso 10 spire

In figura 2.15 la corrente ha lo stesso verso di percorrenza nella prima metà della bobina (nei primi 10 conduttori da sinistra) e verso opposto nella seconda metà dei conduttori che compongono la bobina. Questo tipo di struttura genera un unico flusso, risultante dal contributo di ogni singola spira, normale al piano di sviluppo della bobina stessa. Nel caso si consideri anche il backplate gli andamenti delle linee di flusso generati sono riportati in figura 2.16

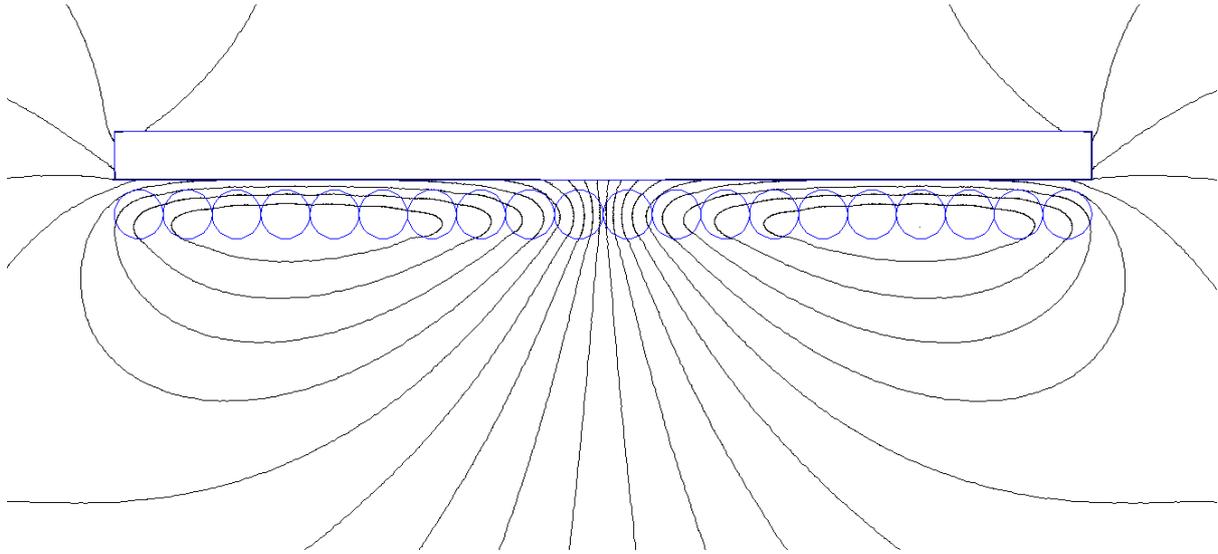


Figura 2.16 Flussi creati dalla bobina a spire concentriche con backplate, caso 10 spire

Il flusso interessa quasi completamente la superficie esterna del backplate più vicina alla bobina, ad esclusione del tratto della spira centrale, e garantisce la maggior potenza dissipata dal componente.

Sono stati analizzati i comportamenti delle linee di flusso creati dalla bobina nei casi limite, considerando delle situazioni intermedie per la bobina concentrica il flusso generato avrà un percorso simile ma con intensità minore, di conseguenza con un minore trasferimento di potenza al backplate.

2.7 Distribuzione dell'induzione e della densità di corrente al backplate

In questo paragrafo si visualizzano gli effetti generati sul backplate dalla bobina, soffermandosi in particolare sull'induzione e sulla densità di corrente indotte.

Il primo caso che si analizza riguarda il caso ad una spira che non ha particolare interesse pratico, dato che dai risultati visti in precedenza non garantisce una potenza rilevante, tuttavia è un punto in comune per entrambe le tipologie di bobine studiate.

Di seguito sono riportate le mappe di densità ottenute per l'induzione e la densità di corrente delle zone maggiormente interessate; gli andamenti delle due grandezze è simile, è presente un fattore di proporzionalità tra le due. In questa prima analisi non si indagherà sulle profondità di penetrazione degli effetti della corrente indotta dato che tutte le prove sono effettuate a pari frequenza.

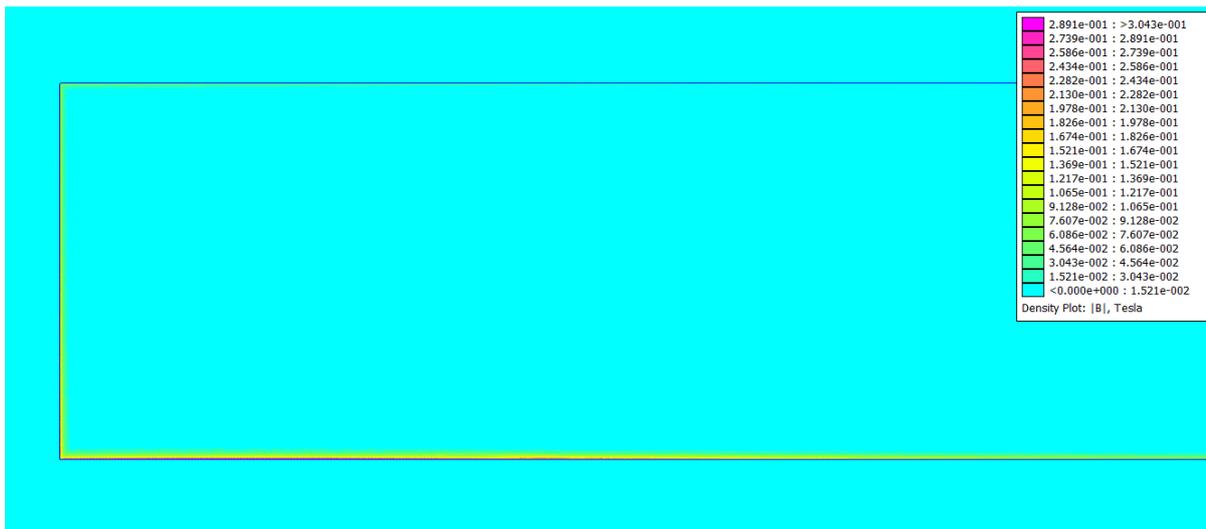


Figura 2.17 Bobina con 1 spira, Induzione $|B|$ (T), $f = 100$ kHz

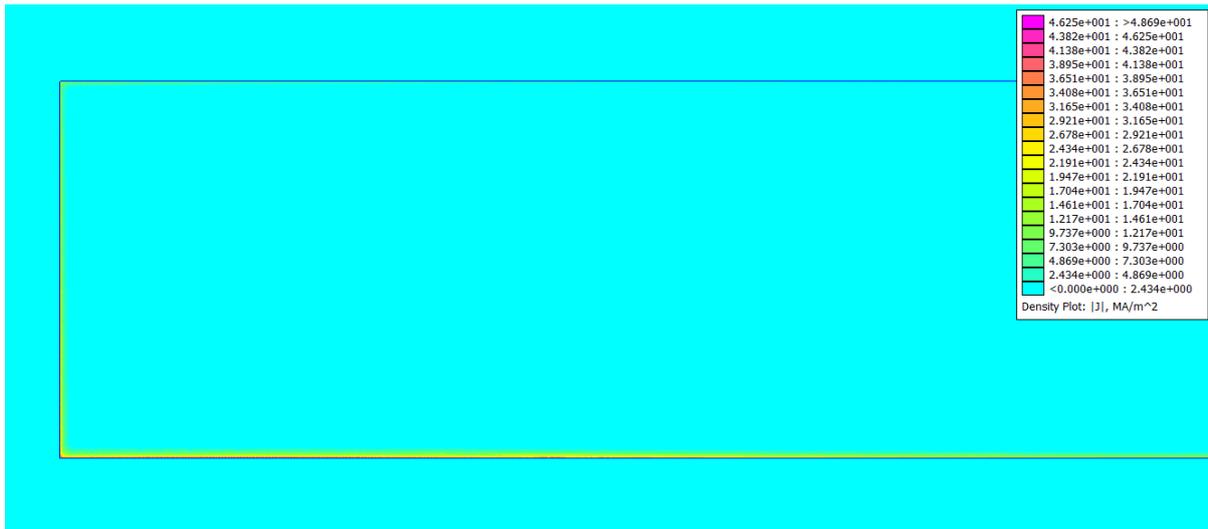


Figura 2.18 Bobina con 1 spira, Densità di corrente $|J|$ (MA/m²), $f = 100\text{kHz}$

Il caso ad una spira produce un effetto solamente le zone più esterne, ai bordi del backplate, ed è apprezzabile la distribuzione di induzione e densità di corrente esclusivamente sulla superficie. La densità di corrente raggiunge un picco di 48.7 MA/m² mentre l'induzione ha il picco di 0.304 T, i valori massimi sono raggiunti in superficie e decrescono esponenzialmente, nel giro di circa 30 μm.

In figura 2.19 e figura 2.20 sono riportate le distribuzioni ottenute con bobina a serpentina con 10 spire:

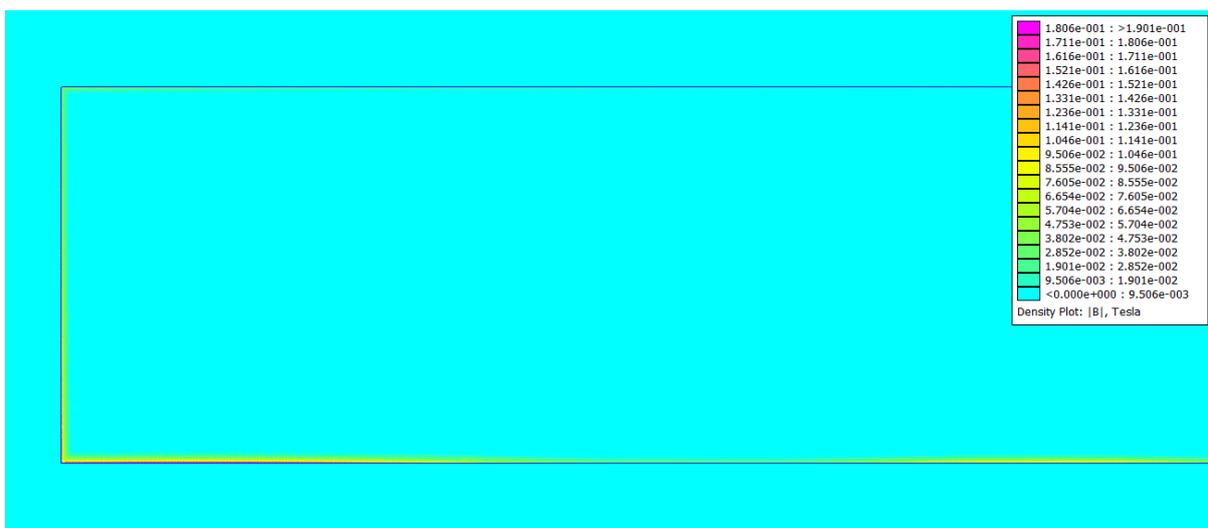


Figura 2.19 Bobina con avvolgimenti a serpentina, Induzione $|B|$ (T), $f = 100\text{kHz}$, 10 spire

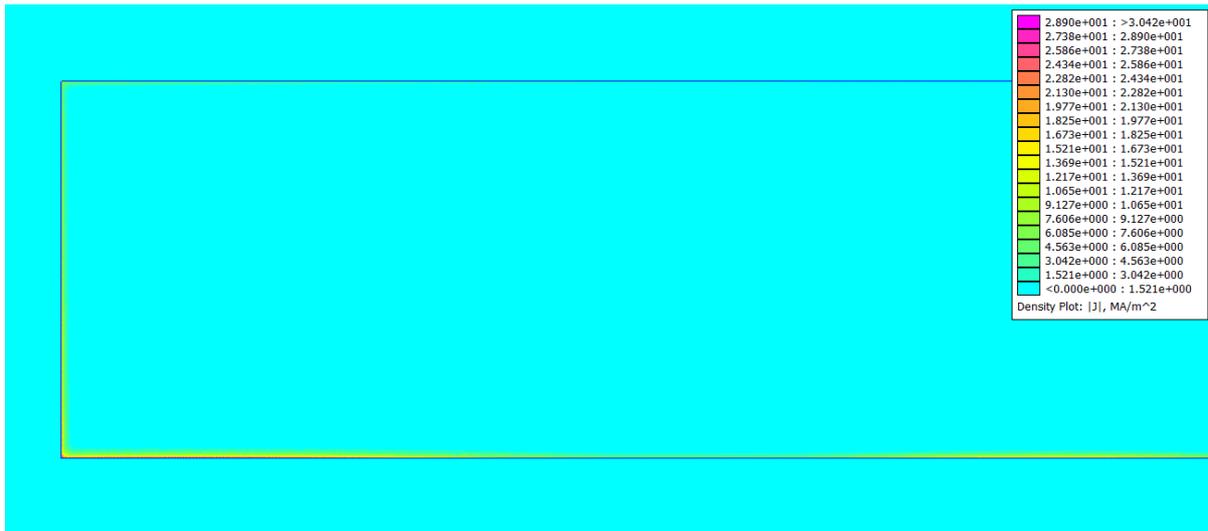


Figura 2.20 Bobina con avvolgimenti a serpentina, Densità di corrente $|J|$ (MA/m²), $f = 100\text{kHz}$, 10 spire

I valori massimi raggiunti di induzione e densità di corrente sono inferiori rispetto al caso visto in precedenza, nonostante la quantità di spire sia maggiore. Nello specifico l'induzione raggiunge nel punto di massimo 0.19 T mentre la densità di corrente 30.42 MA/m². La distribuzione non è uniforme lungo la superficie del backplate ma interessa solamente a tratti le zone adiacenti a conduttori dove si realizza la richiusura del flusso creato dalla corrente.

Di seguito si riporta la distribuzione della densità di corrente J (MA/m²) creata dalla bobina con avvolgimenti a serpentina lungo la superficie del backplate, come anticipato nel precedente paragrafo gli effetti più consistenti, seppure di scarsa intensità, si manifestano agli estremi del backplate, ovvero dove il flusso creato dalla spira esterna è meno disturbato.

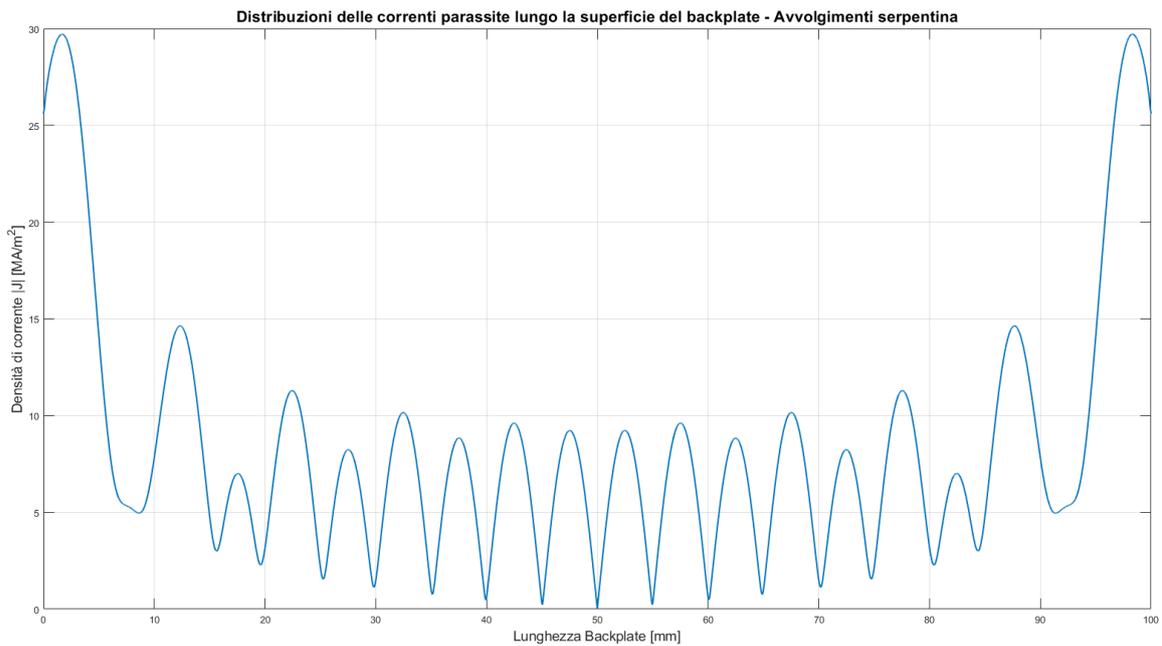


Figura 2.21 Distribuzione densità di corrente $|J|$ (MA/m^2) lungo la superficie del backplate - Avvolgimento a serpentina 10 spire

Il caso più interessante rappresentato dalla bobina con avvolgimenti concentrici garantisce degli effetti più consistenti, nel caso sia composta da dieci spire:



Figura 2.22 Bobina con avvolgimenti concentrici, Induzione $|B|$ (T), $f = 100\text{kHz}$, 10 spire

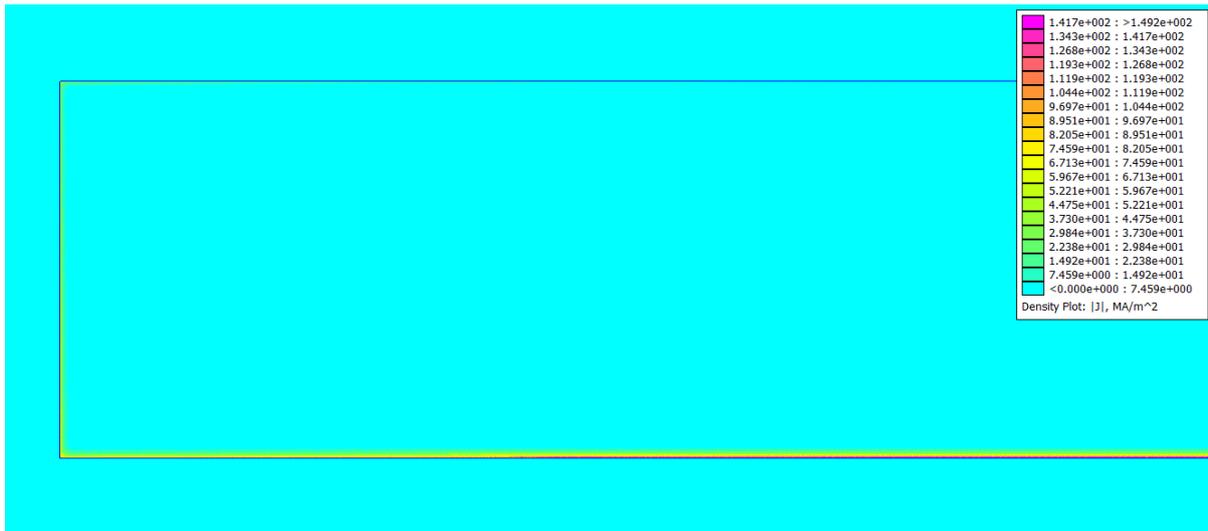


Figura 2.23 Bobina con avvolgimenti concentrici, Densità di corrente $|J|$ (MA/m²), $f = 100\text{kHz}$, 10 spire

Gli effetti dell'induzione e della densità di corrente indotti sono nettamente rilevanti, il picco raggiunto sulla superficie del backplate si attestano rispettivamente a 0.932 T e 149.2 MA/m². La distribuzione sulla superficiale delle grandezze interessa quasi interamente la superficie del backplate che si affaccia alla bobina, con un effetto di minore entità sulle sezioni laterali e nella mezzeria del dispositivo.

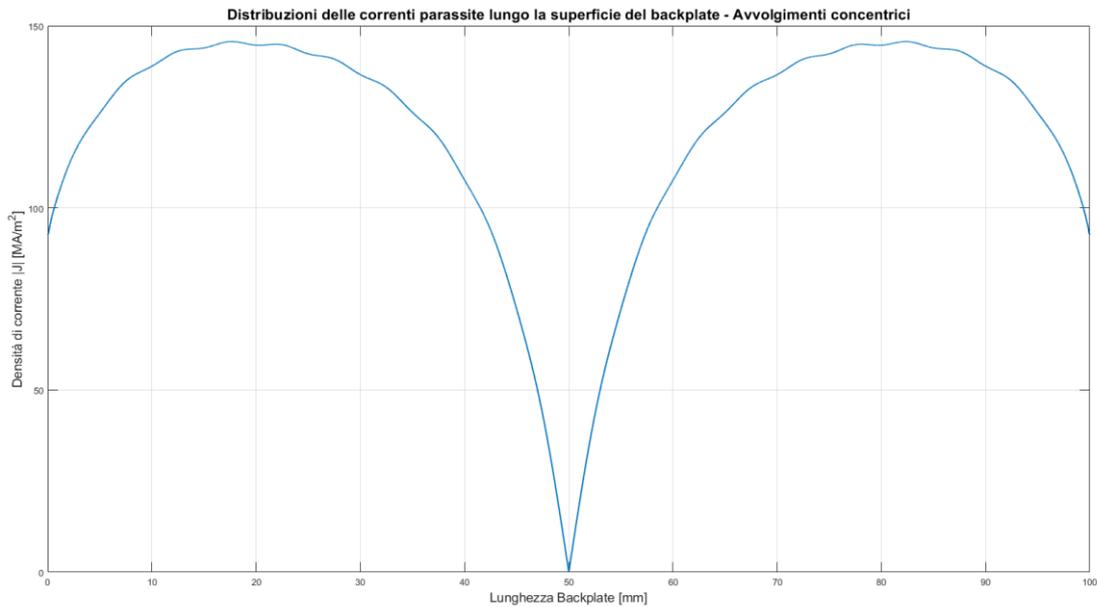


Figura 2.24 Distribuzione densità di corrente $|J|$ (MA/m²) lungo la superficie del backplate - Avvolgimento concentrico 10 spire

2.8 Risultati

I risultati ottenuti dalle simulazioni svolte in questa analisi hanno dimostrato chiaramente che esclusivamente la bobina con avvolgimenti concentrici può essere utilizzata in applicazioni di riscaldamento ad induzione.

Gli andamenti e l'intensità delle linee di flusso generati in questa configurazione garantiscono dei livelli di correnti indotte che riescono a riscaldare il backplate.

Le prove sono state svolte impostando un gap fisso tra i due componenti del sistema, mantenendo fisse anche la frequenza e l'ampiezza della corrente. In questo modo si visualizza a parità di condizioni elettriche e meccaniche il comportamento del sistema al variare delle spire.

Il range di potenza coperto va da 5.75 W fino ad un massimo di 232 W con concentrazione di massima dissipazione sulla superficie esterna del backplate. Il tipo di disposizione adottati per bobina e carico garantiscono che il calore, prodotto dalla dissipazione termica a causa delle correnti indotte, sia maggiormente distribuito sulla superficie del workpiece; non è da escludere che per effetto di conduzione termica non si diffonda sulla restante sezione del dispositivo.

3 Confronto prestazioni – Variazione di frequenza e gap, modello elettromagnetico FEMM

Definita la tipologia di avvolgimenti da utilizzare per il corretto funzionamento del sistema di induction heating, in questa analisi si modella e si riconsidera il sistema con bobina (con avvolgimenti concentrici) e workpiece di forma circolare; i due dispositivi sono realizzati in modo che siano perfettamente affacciati per evitare dispersioni di campo e massimizzare l'accoppiamento magnetico.

Definiti i nuovi parametri meccanici che compongono le due componenti, partendo dalle considerazioni ottenute nel paragrafo precedente riguardanti la struttura degli avvolgimenti, restano da stabilire e da verificare come influenzano le prestazioni di un dispositivo IH due parametri fondamentali:

- frequenza della corrente che alimenta la bobina ad induzione;
- gap di aria presente tra bobina e backplate.

Entrambi i valori influenzano notevolmente le prestazioni del sistema, infatti: la corrente parassita indotta ha la stessa frequenza della corrente che scorre nella bobina; il gap, la distanza presente tra la superficie della bobina e quella del backplate, influisce sull'accoppiamento magnetico presente tra i due dispositivi;

L'analisi delle diverse combinazioni frequenza - gap è realizzata, anche per queste valutazioni, su FEMM.

3.1 Parametri strutturali ed elettrici

La forma della bobina non influenza sull'andamento delle linee di campo magnetico generato, gli avvolgimenti in questa trattazione si considereranno disposti ancora concentricamente.

Il cavo che realizza le spire è in filo di Litz, ciò garantisce che non ci sia effetto pelle nei conduttori, o almeno è limitato in applicazioni ad alte frequenze dove questo fenomeno può essere preponderante ed essere una componente importante che riduce il rendimento complessivo del sistema.

Le proprietà meccaniche della bobina sono:

- Diametro cavo, $d = 2.5 \text{ mm}$
- Numero spire, $n = 10$;
- Raggio interno bobina, $r_{int} = 2 \text{ mm}$;
- Raggio esterno bobina, $r_{ext} = 32.5 \text{ mm}$

Il backplate è il workpiece dell'applicazione, ovvero il dispositivo da sottoporre al processo di trattamento. È anch'esso di forma circolare e presenta le seguenti proprietà:

- Raggio backplate, $r_{BP} = 32.5 \text{ mm}$;
- Altezza backplate, $h_{BP} = 5 \text{ mm}$;
- Permeabilità magnetica relativa in asse z ed asse r, $\mu_R = \mu_Z = 200$;
- Conducibilità elettrica, $\sigma = 7.46 \text{ MS/m}$

Tra i due componenti è presente un gap, uno strato di dielettrico costituito esclusivamente da aria, che influisce notevolmente sulle prestazioni del sistema; per valutare diversi scenari si studierà il comportamento del sistema con quattro diversi gap:

- Gap, $g = 0.5 - 1 - 1.5 - 2 \text{ mm}$

Le grandezze elettriche che si considerano sono relative esclusivamente alla bobina e sono:

- Corrente, $I_{rms} = 13.80 \text{ A}$
- Frequenza, $f = 50 - 100 - 150 - 200 \text{ kHz}$

Anche per la frequenza della corrente che percorre la bobina si considerano quattro diversi valori per valutare le prestazioni complessive del sistema.

3.2 Modellizzazione bobina

La configurazione con bobina e pastiglia tonde, a seconda del livello di precisione richiesto nell'analisi svolta FEMM, può essere modellizzata graficamente in due modi diversi, ovvero:

- Bobina massiccia (solid coil): la bobina è rappresentata con un unico blocco strutturale su FEMM, il numero di spire presenti che costituisce l'avvolgimento è imposto come proprietà circuitale;
- Bobina con conduttori (wired coil): ogni spira della bobina è rappresentata singolarmente con le relative proprietà e corrente;

in figura 3.1 e 3.2 sono riportate le due configurazioni studiate:

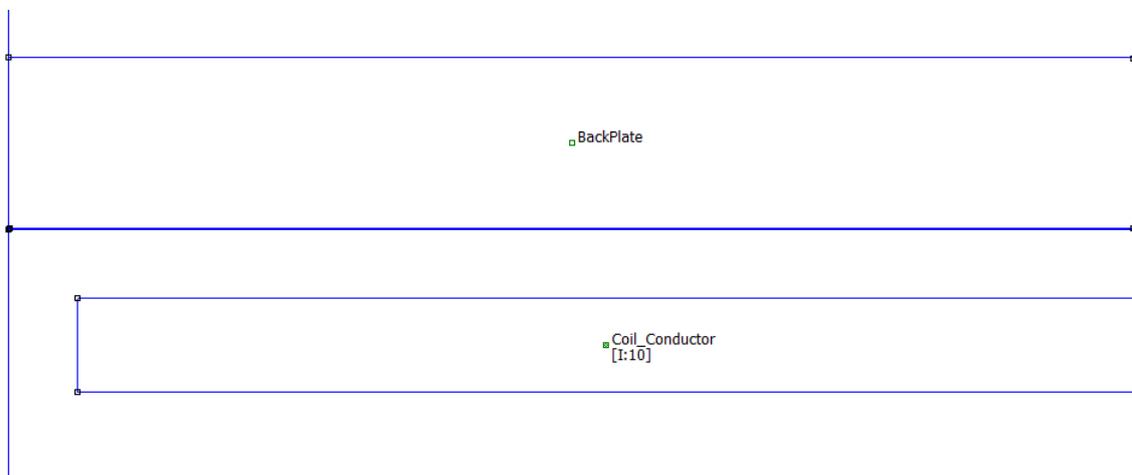


Figura 3.1 Solid coil, gap 2 mm

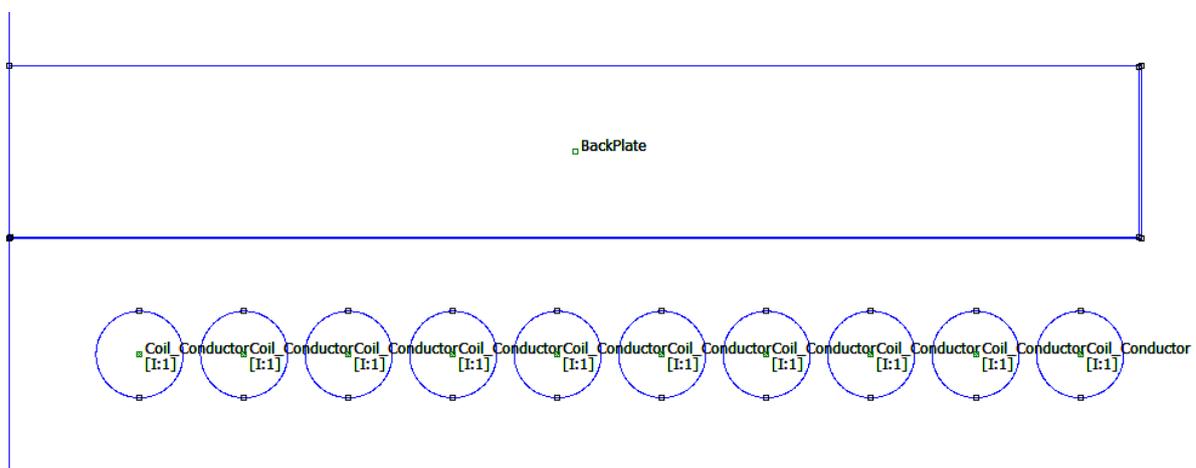


Figura 3.2 Wired coil, gap 2 mm

Dato il tipo di simmetria che presentano i componenti, per studiare il problema tramite modello 2D si sfrutta la simmetria assiale, quindi le immagini appena viste rappresentano la metà della sezione del backplate e della bobina.

Anche in questo caso si utilizza la trasformazione di Kelvin come condizioni al contorno e in questo caso la regione esterna è rappresentata da un semicerchio.

In figura 3.3 è possibile visualizzare la rappresentazione più in alto del semicerchio realizzato per applicare la trasformazione di Kelvin:

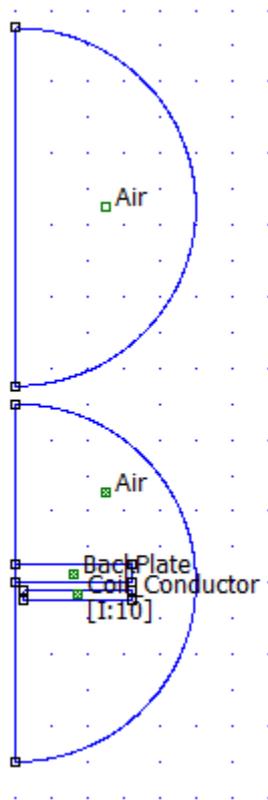


Figura 3.3 Esempio della Trasformazione di Kelvin, caso Solid coil

Queste sono le condizioni in cui si effettuerà l'analisi del sistema.

Le differenze sostanziali presenti tra i due modelli che si analizzeranno sono legate al tipo di rappresentazione della bobina.

La bobina è costituita da cavi in filo di Litz, quindi si considera nullo l'effetto pelle nei conduttori, e per definire questa proprietà dei cavi si impone conduttività elettrica σ [MS/m] dei conduttori pari a zero.

Dai dati disponibili, data la composizione del backplate, al variare della frequenza di funzionamento del sistema, la profondità di penetrazione δ risulta attestarsi da circa $58\mu\text{m}$ a $29\mu\text{m}$.

Per riuscire a valutare al meglio gli effetti delle correnti parassite in prossimità della superficie del backplate più vicina alla bobina si aggiunge un segmento distante $50\mu\text{m}$ dal bordo esterno del backplate, in questo modo è possibile infittire la mesh nell'area compresa. In figura 3.4 è riportato il dettaglio:

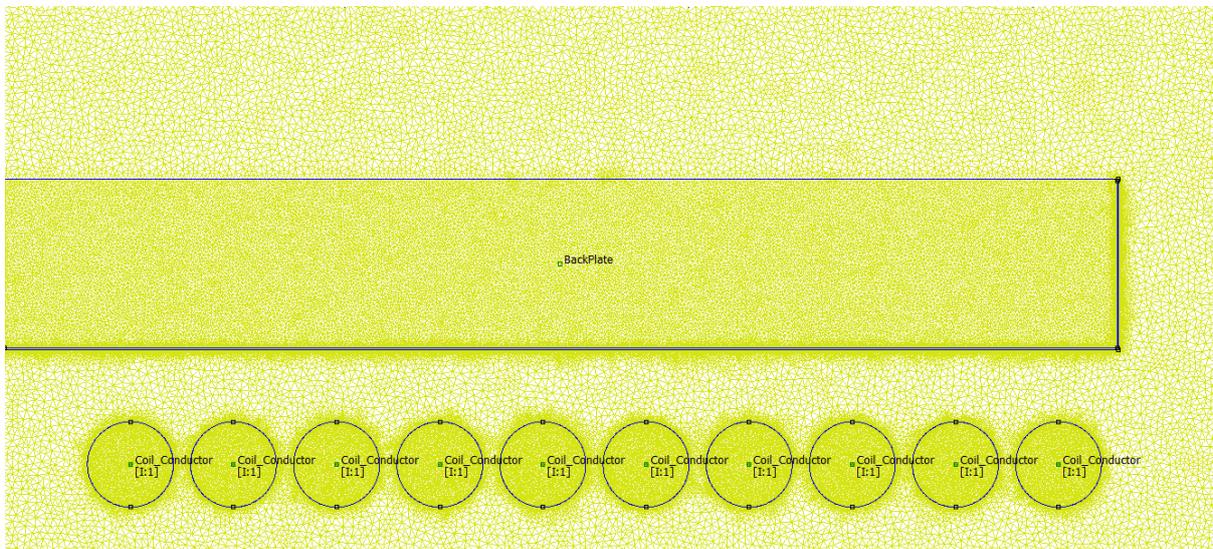


Figura 3.4 Dettaglio segmento aggiunto per infittire la mesh in prossimità dei bordi

Il valore di ampiezza della corrente imposto alla bobina non è scelto casualmente, è stato ricavato da alcune misurazioni e test svolti in precedenza sul dispositivo in modo che rappresentasse un possibile scenario operativo, ed è assunto come valore di riferimento per tutte le diverse configurazioni al variare sia del gap che della frequenza della corrente stessa.

Il valore di corrente imposto nella bobina equivale al suo valore di picco, ovvero 19.8 A , in quanto FEMM fornisce i risultati in termini di valore di picco.

3.3 Andamenti delle potenze dissipate dal backplate – Analisi dei risultati

I grafici proposti in Figura 3.5 e Figura 3.6 riportano il confronto tra i risultati dei due tipi di modelli adoperati: con linea continua i risultati ottenuti dal modello con bobina multifilare, che in questa trattazione verrà definita “wired coil”; in linea tratteggiata i risultati della bobina massiccia, “solid coil”.

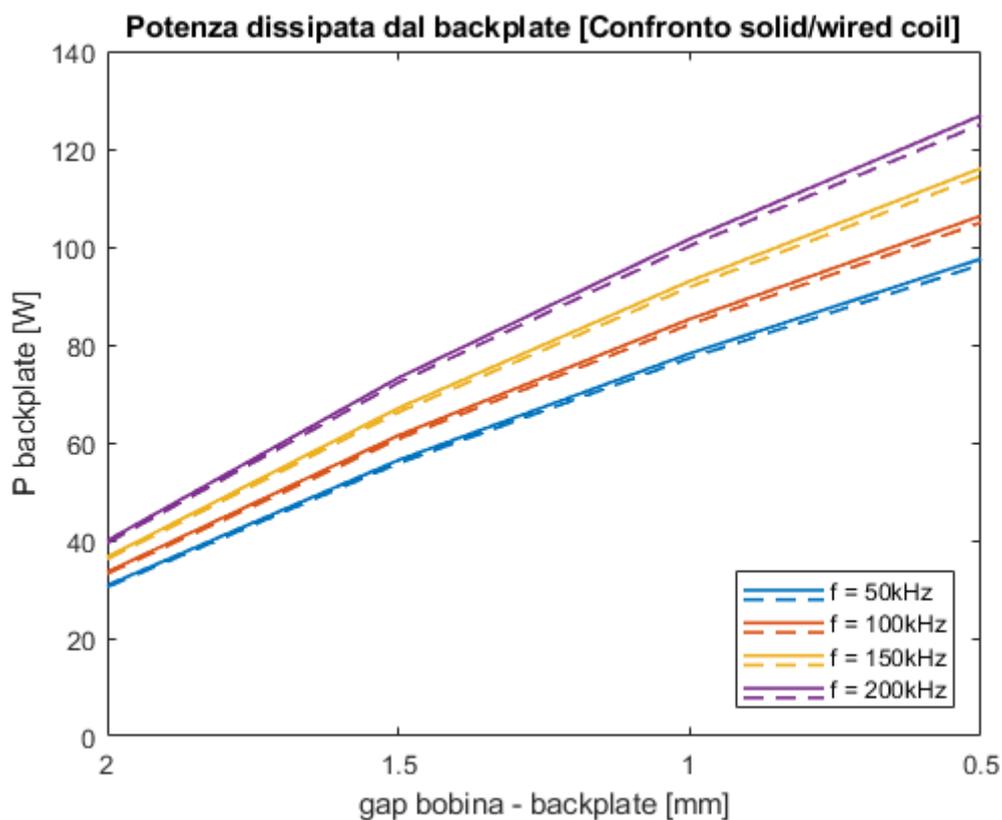


Figura 3.5 Confronto potenza dissipata dal backplate, frequenze imposte e gap variabile

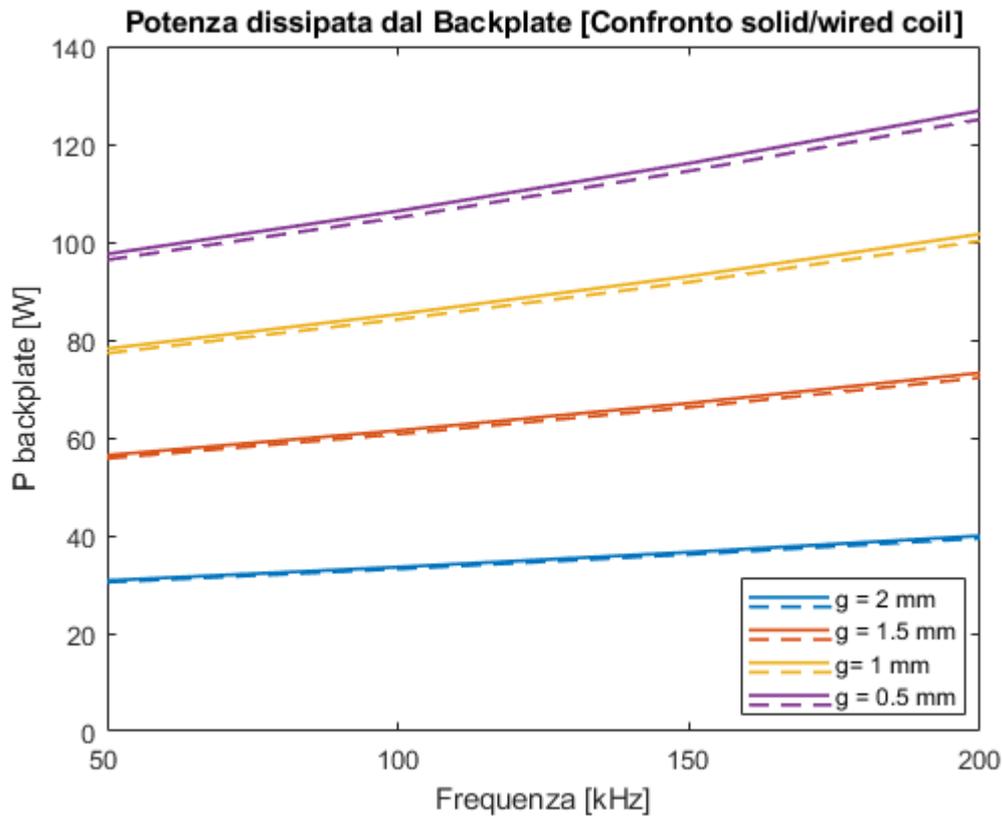


Figura 3.6 Confronto potenza dissipata dal backplate, gap imposto e frequenza variabile

Le curve sono tracciate utilizzando i dati delle stesse analisi FEMM: in figura 3.5 è riportata la variazione di potenza al backplate considerando una frequenza di lavoro fissa della corrente, facendo variare il gap da 0.5mm a 2mm con step da 0.5mm, analisi ripetuta successivamente per tutte le altre frequenze trattate; in figura 3.6 le curve sono realizzate imponendo il gap costante e variando la frequenza della corrente da 50kHz a 200kHz con step da 50kHz, ripetuta per gli altri gap considerati.

Dagli andamenti ottenuti emergono due principali risultati. Il primo è relativo agli andamenti delle curve ottenuti: dall'analisi a frequenza imposta, dove a parità di frequenza della corrente si varia il gap, la potenza trasmessa al backplate diminuisce man mano che il gap aumenta; nell'analisi a gap imposto, la potenza trasmessa al backplate aumenta con l'aumentare della frequenza della corrente.

Queste ultime due considerazioni sono dal punto di vista teorico così giustificabili:

- l'aumento del gap, ovvero dello strato di dielettrico che in questo sistema è rappresentato da uno strato di aria tra i componenti, incide enormemente sull'efficacia dell'accoppiamento magnetico bobina-workpiece, e quindi sull'efficienza dello scambio energetico realizzato. Aumentare lo spessore del dielettrico si traduce in un aumento della riluttanza del sistema e quindi diminuzione delle linee di flusso che raggiungono il backplate; maggiori saranno le linee di flusso più elevata sarà la forza elettromotrice indotta nel backplate, di conseguenza correnti parassite più intense nel backplate;
- la frequenza a cui lavora la corrente che percorre la bobina determina la frequenza della variazione di flusso e quindi delle correnti parassite indotte che portano al riscaldamento del backplate per effetto Joule; valori più alti di frequenze garantiscono una maggiore dissipazione per effetto Joule e quindi maggior riscaldamento del componente. Si ricorda inoltre che la frequenza incide anche sulla profondità di penetrazione che si ottiene sulla superficie del backplate.

Alla luce di queste osservazioni e come dimostrano anche i grafici, la configurazione che consente il maggior trasferimento di potenza al backplate è quella con gap minimo 0.5 mm e frequenza massima 200 kHz .

Il secondo risultato riguarda le variazioni di potenza che si ottiene al backplate a seconda che ci sia una variazione di gap o di frequenza.

Gli andamenti ottenuti in figura 3.5 dimostrano che l'incremento di potenza che si ottiene grazie alla riduzione del gap è nettamente superiore rispetto all'incremento di potenza che garantisce l'aumento della sola frequenza del sistema.

Partendo ad esempio dai risultati dell'analisi wired coil con configurazione che offre la potenza più bassa tra quelle ottenute (frequenza 50 kHz e gap 2 mm): a fronte di una diminuzione del 25% del gap di partenza (*da 2 mm a 1.5 mm*) si ottiene un aumento di potenza del 83% ($\cong 26\text{ W}$), diversamente raddoppiando la frequenza di lavoro iniziale (*da 50 kHz a 100 kHz*) la potenza aumenta solamente del 10% circa ($\cong 3\text{ W}$). Si riesce

ad ottenere una potenza di circa 100 W anche lavorando a 50 kHz se si riesce a ridurre al minimo il gap tra bobina e backplate.

Com'è possibile verificare dagli andamenti dei grafici di figura 3.5 e 3.6 gli incrementi di potenza restano quasi costanti ad ogni variazione sia di frequenza che di gap, gli andamenti sono sostanzialmente lineari per entrambe le curve tracciate.

A supporto di questa breve analisi si riportano in tabella 3.1 e 3.2 i risultati analitici della potenza ottenuta.

Tabella 3.1 Risultati analisi wired coil

POTENZA [W]	$f = 50 \text{ kHz}$	$f = 100 \text{ kHz}$	$f = 150 \text{ kHz}$	$f = 200 \text{ kHz}$
$g = 2 \text{ mm}$	30.80	33.56	36.60	39.95
$g = 1.5 \text{ mm}$	56.41	61.48	67.05	73.25
$g = 1 \text{ mm}$	78.20	85.24	93.01	101.63
$g = 0.5 \text{ mm}$	97.55	106.35	116.10	126.86

Tabella 3.2 Risultati analisi solid coil

POTENZA [W]	$f = 50 \text{ kHz}$	$f = 100 \text{ kHz}$	$f = 150 \text{ kHz}$	$f = 200 \text{ kHz}$
$g = 2 \text{ mm}$	30.47	33.17	36.15	39.43
$g = 1.5 \text{ mm}$	55.76	60.73	66.20	72.26
$g = 1 \text{ mm}$	77.26	84.17	91.79	100.22
$g = 0.5 \text{ mm}$	96.35	105.00	114.52	125.07

Oltre ad evidenziare il comportamento del sistema di induction heating nelle diverse configurazioni, si mettono a confronto i due metodi di modellizzazione della bobina: nel "wired coil" (linea continua nei grafici) ogni sezione della spira della bobina è rappresentata singolarmente con le sue proprietà e corrente; nel "solid coil" la bobina è rappresentata come unico blocco, in cui il numero di spire sono riportati come parametri circuitali del componente.

Il "wired coil" è il modello che si avvicina maggiormente all'effettiva composizione della bobina, si assume che i risultati ottenuti da questa analisi siano più attendibili, tuttavia

il “solid coil”, anche se meno accurato, dà il vantaggio di essere velocemente rappresentato in FEMM.

Nel modello wired coil (linea continua) la potenza è in tutte le configurazioni più alta rispetto quella ottenuta dal modello solid coil. Differenza che tuttavia non risulta essere così determinante per precludere l'utilizzo del modello semplificato. La differenza numerica maggiore si attesta per la configurazione che garantisce la potenza più alta al backplate, si attesta intorno a $1.8 W$, in tutte le altre opzioni aumentando il gap o diminuendo la frequenza della corrente, la disparità tra i valori ottenuti tende a diminuire; raggiunge il valore minimo di $0.4 W$ nel caso di massimo gap e minore frequenza ($2 mm$ e $50 kHz$).

I risultati numerici sono concordi a ciò che ci si aspettava dal punto di vista teorico, come già anticipato in precedenza. Il confronto dimostra che ci sono delle differenze tra i due modelli che possono essere tuttavia ritenute trascurabili.

Lo spettro di potenza ottenuto varia in un range da $30 W$ fino ad un massimo di $126 W$ circa, che a seconda della configurazione utilizzata può soddisfare l'esigenza di diversi tipi di applicazioni a seconda della richiesta. Gli andamenti delle potenze sono praticamente lineari, sia quelli a gap che a frequenza imposti, è quindi possibile ottenere anche valori intermedi rispetto quelli dell'analisi giocando sullo spessore del dielettrico o sulla frequenza della corrente.

3.4 Comportamento magnetico del backplate - Percorsi delle linee di flusso

Nel precedente paragrafo sono stati ricavati i valori di potenza che riusciva a dissipare il backplate a seconda della combinazione gap – frequenza imposti al sistema.

Dopo aver introdotto i valori di riferimento per la profondità di penetrazione relativi all'effetto pelle dovuto alle correnti indotte, si approfondisce il comportamento magnetico del sistema e si cerca di visualizzare gli effetti dovuti alla bobina.

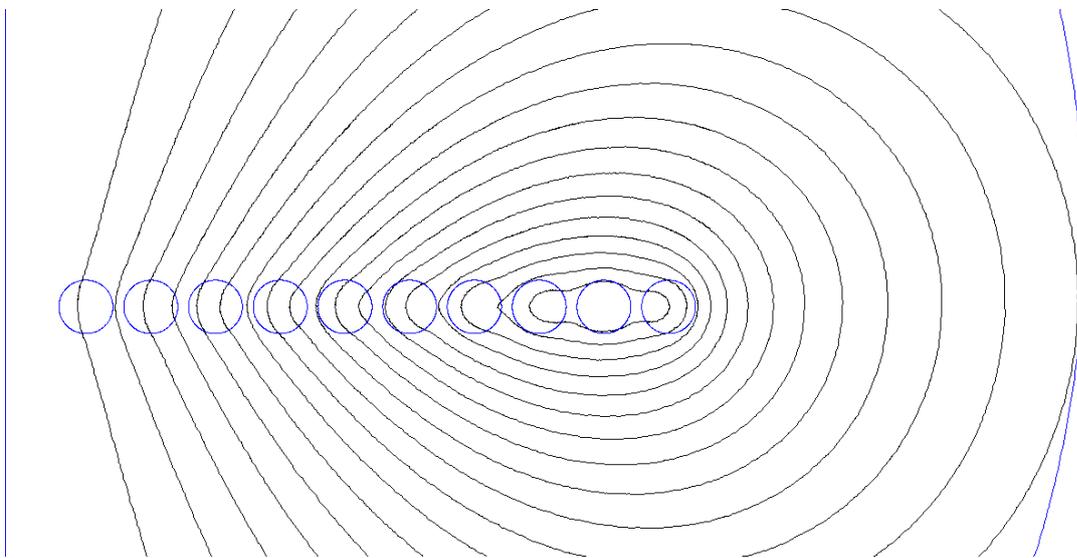


Figura 3.7 Linee di flusso generate dalla bobina piana circolare

In figura 3.7 si riporta il caso della bobina nel suo funzionamento a vuoto. Non c'è alcun dispositivo o altro mezzo in prossimità della stessa che possa convogliare il flusso e modificarne la distribuzione, è immersa in aria (mezzo dielettrico), il percorso delle linee di flusso prodotte sono mostrate in figura 3.7.

Si visualizza questo tipo di richiusura dei flussi perché si sta analizzando solamente una parte della sezione della bobina circolare in un modello assialsimmetrico dove l'asse di simmetria è sulla sinistra dell'immagine.

Nel caso la bobina sia magneticamente accoppiata al backplate del sistema (materiale ferromagnetico) è garantito per le linee di flusso un percorso a minor riluttanza, l'andamento di richiusura si modifica e non segue più i percorsi di figura 3.7. Il backplate

convoglia il flusso generato dalla bobina e l'entità dell'effetto che genera è fortemente legato alla frequenza ed al gap presente tra le componenti. Il gap di aria limita la quantità di linee di flusso che raggiungono il backplate.

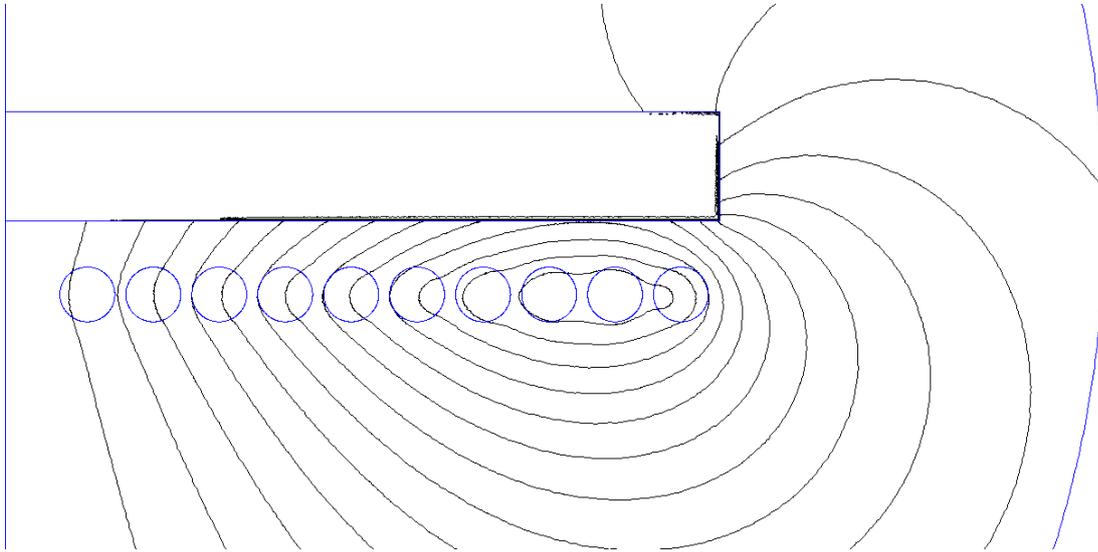


Figura 3.8 Linee di flusso create dalla bobina circolare, caso $f = 50\text{kHz}$, $g = 2\text{mm}$

Si nota da figura 3.8 che la concentrazione delle linee di flusso è prevalente sul bordo esterno del componente

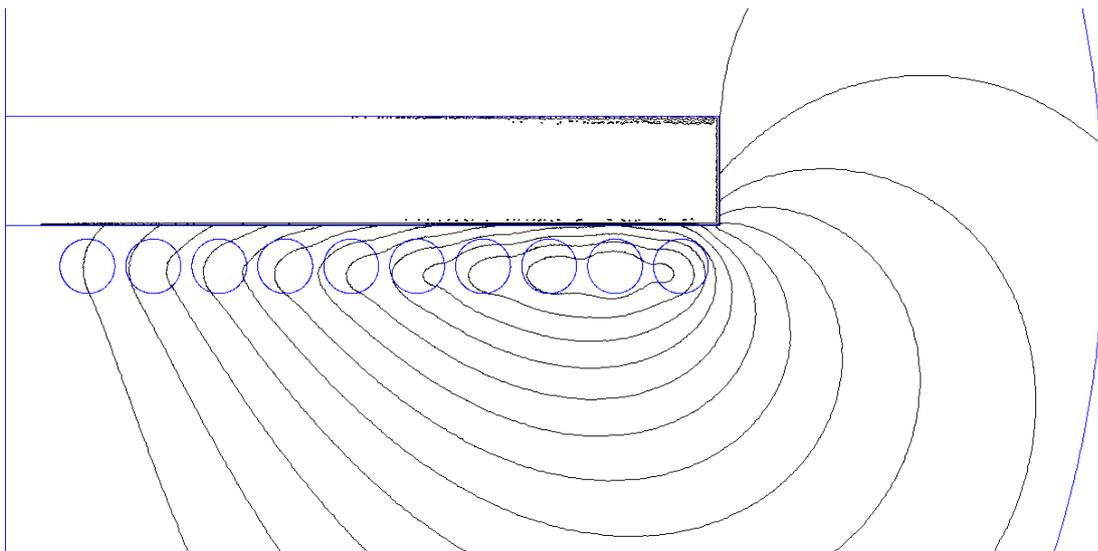


Figura 3.9 Linee di flusso create dalla bobina circolare, caso $f = 200\text{kHz}$, $g = 0.5\text{mm}$

La situazione è simile, anche se con una efficienza migliore, nel caso si consideri la configurazione che garantisce la potenza dissipata dal backplate più elevata, in figura 3.9 è mostrato un esempio. Le linee di flusso seguono lo stesso percorso visto in figura 3.8 tuttavia, grazie al minor spessore di aria (gap) presente tra backplate e bobina, si realizza un miglior accoppiamento magnetico tra i due dispositivi dovuto alla maggior quantità di linee di flusso che riesce ad interessare il backplate.

3.5 Distribuzione dell'induzione e della densità di corrente al backplate

Il valore di densità di corrente ($|J| = [MA/m^2]$) ottenuta sulla superficie del backplate dall'analisi svolta è riportata in figura 3.10. Gli andamenti riportano solamente il valore ottenuto superficialmente ed il confronto ottenuto dai due modelli utilizzati nel caso di massima e minima potenza trasmessa al backplate. La distribuzione è simile a quella ottenuta dal caso planare, infatti nel modello assialsimmetrico è rappresentata solamente metà del componente. I valori ottenuti rispecchiano e sono concordi con i valori di potenza totali dissipati dal backplate, in particolare si nota la differenza tra i due tipi di modelli adottati (in linea continua i risultati del wired coil in linea tratteggiata i risultati del solid coil):

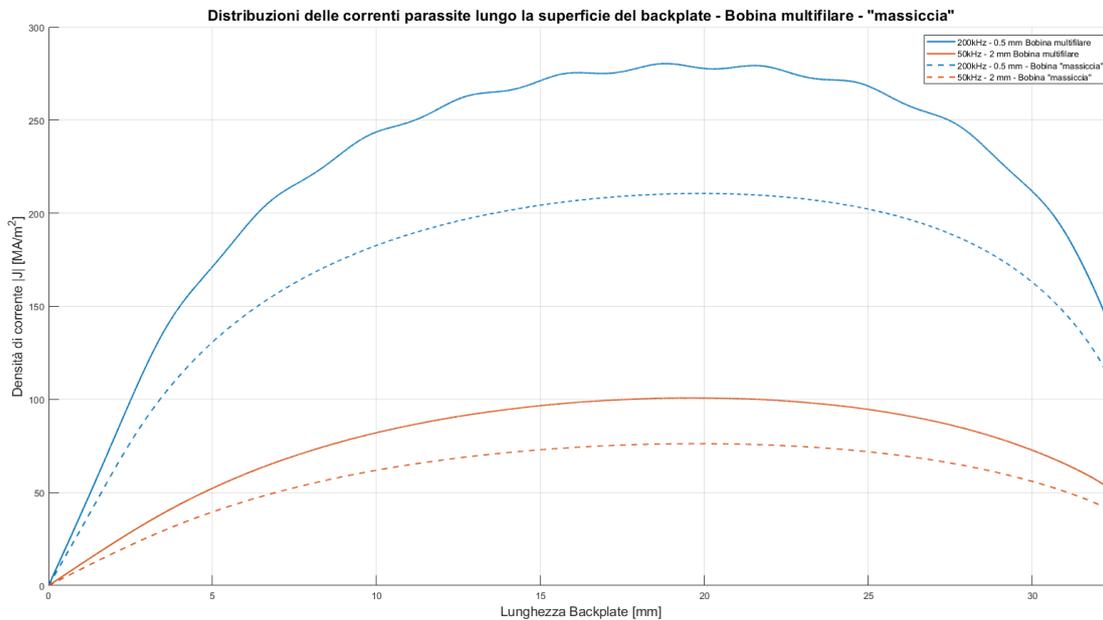


Figura 3.10 Distribuzione ed intensità delle correnti parassite lungo la superficie del backplate

Per la valutazione dettagliata degli effetti che si generano al backplate e per valutare, anche visivamente, l'effetto pelle, si fa ricorso alle mappe di densità dell'induzione ($|B| = [T]$) e della densità di corrente ($|J| = [MA/m^2]$); le due grandezze come si vedrà hanno distribuzione simile all'interno del backplate.

Gli esempi che si riportano in questo paragrafo a cui si farà riferimento sono relativi alle configurazioni che trasferiscono la minima e la massima potenza al backplate, in modo da far risaltare le differenze presenti nei due casi estremi.

In figura 3.11 e 3.12 sono riportati i risultati relativi all'induzione. Dato che gli effetti principali sono concentrati dalla superficie del backplate fino ad una decina di nanometri, non è apprezzabile la differenza tra i risultati dei due modelli, tuttavia è visibile che la concentrazione di induzione nel backplate è sul bordo esterno più vicino alla bobina, ovvero dove c'è maggior concentrazione di flusso.

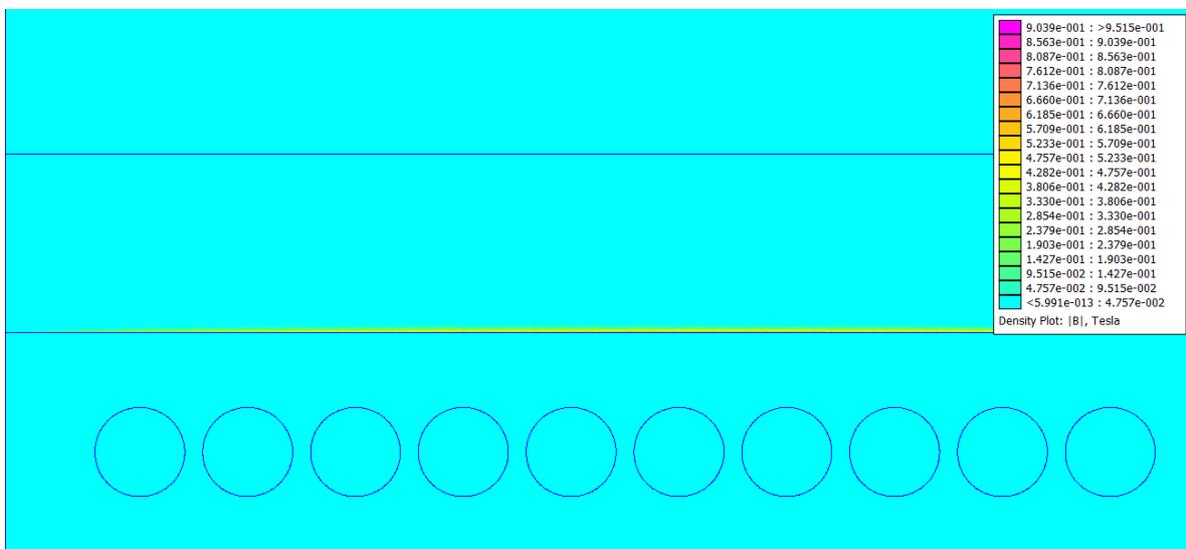


Figura 3.11 Mappa di densità, Induzione B (T), $f = 50\text{kHz}$, $g = 2\text{mm}$

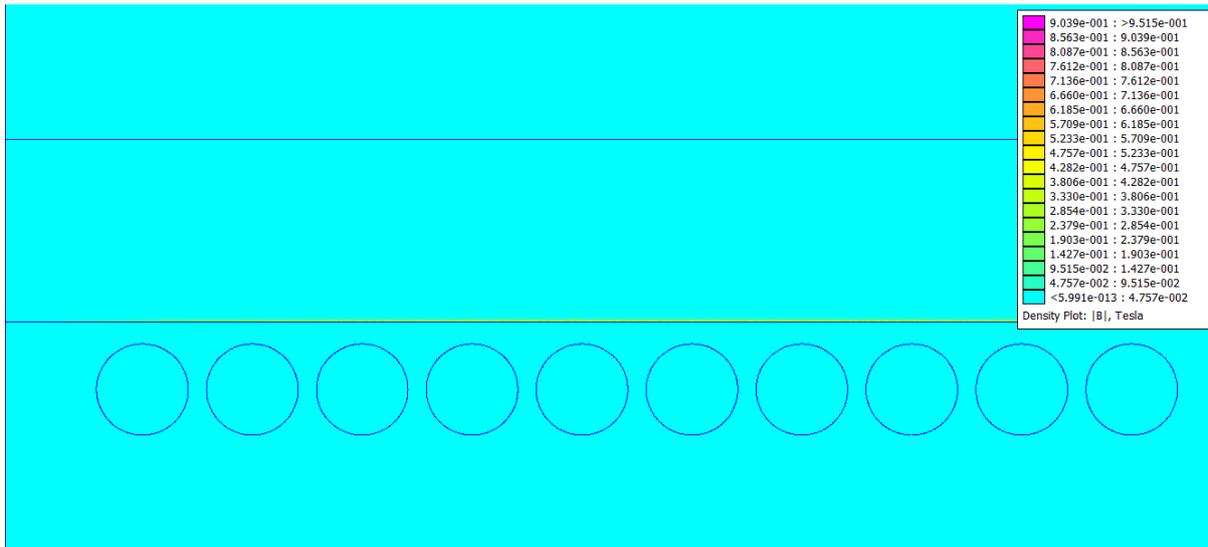


Figura 3.12 Mappa di densità, Induzione B (T), $f = 200\text{kHz}$, $g = 0.5\text{mm}$

Effettuando uno zoom al bordo del backplate (figura 3.13 e 3.14) le differenze diventano nettamente più evidenti:

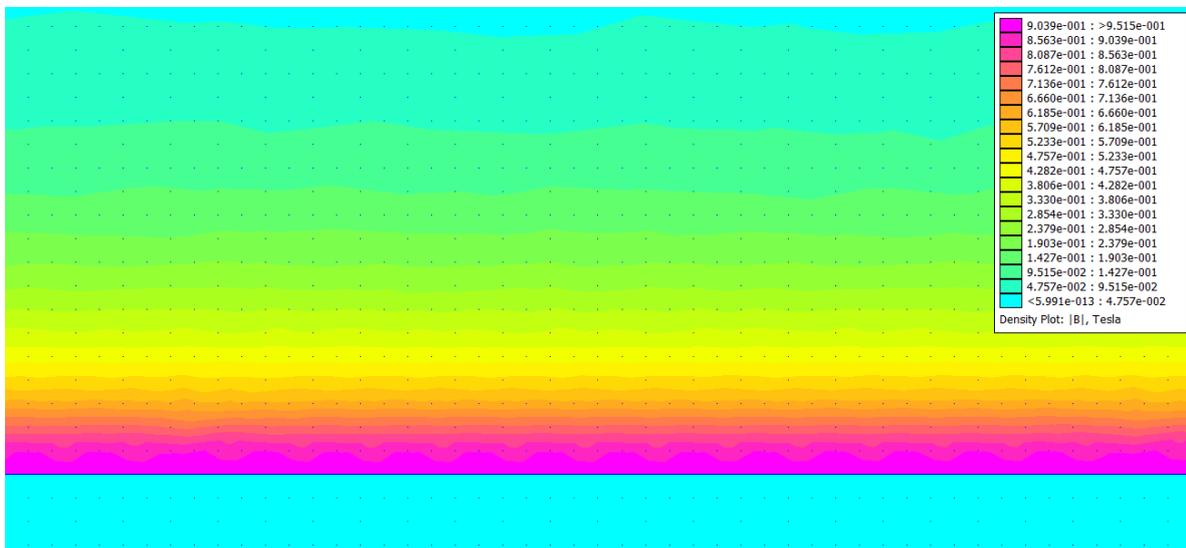


Figura 3.13 Mappa di densità, dettaglio Induzione $|B|$ (T), $f = 50\text{kHz}$, $g = 2\text{mm}$

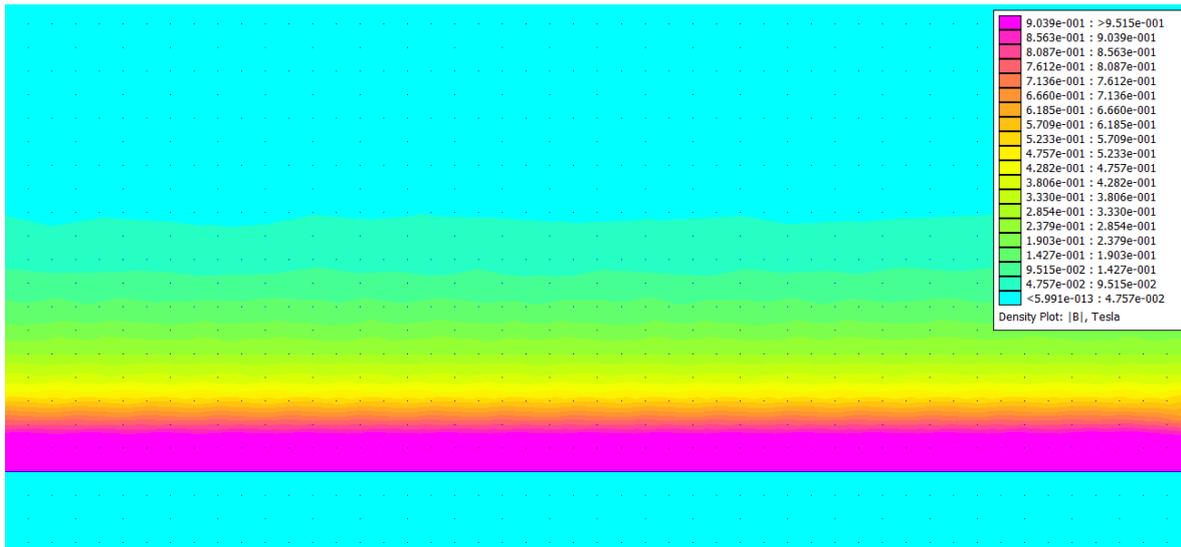


Figura 3.14 Mappa di densità, dettaglio Induzione $|B|$ (T), $f = 200\text{kHz}$, $g = 0.5\text{mm}$

Per il confronto tra due risultati si utilizzano mappe di densità di induzione imposta con la stessa scala di colori, in modo da apprezzare anche visivamente le differenze. Le zone in viola rappresentano il limite superiore della scala, 0.951 T in valore di picco. In figura 3.13 e figura 3.14 sono riportati i casi rispettivamente con $f = 50\text{kHz}$, $g = 2\text{mm}$ e $f = 200\text{kHz}$, $g = 0.5\text{mm}$; ovvero le due configurazioni che offrono la minima e massima potenza dissipata.

L'induzione raggiunge il suo massimo sulla superficie del backplate e a seconda della frequenza imposta determina una differente distribuzione all'interno del dispositivo.

Con frequenza 50kHz la profondità per cui l'induzione si attesta al valore massimo è di circa $1\mu\text{m}$ e diminuisce gradualmente fino a diventare trascurabile circa intorno a $15\mu\text{m}$ di profondità. Nel caso a 200kHz l'induzione ha il valore massimo (secondo la scala imposta) per $2\mu\text{m}$ circa di profondità, a differenza del caso precedente però si nota come decade più velocemente ed intorno a $10\mu\text{m}$ assume valori trascurabili.

Il valore più alto raggiunto nella configurazione a 200kHz e 0.5mm è più elevato rispetto il limite imposto nella scala appena visualizzata, si aggira intorno a 1.207 T; in figura 3.14 è mostrata la distribuzione dell'induzione normalizzata al suo valore massimo:

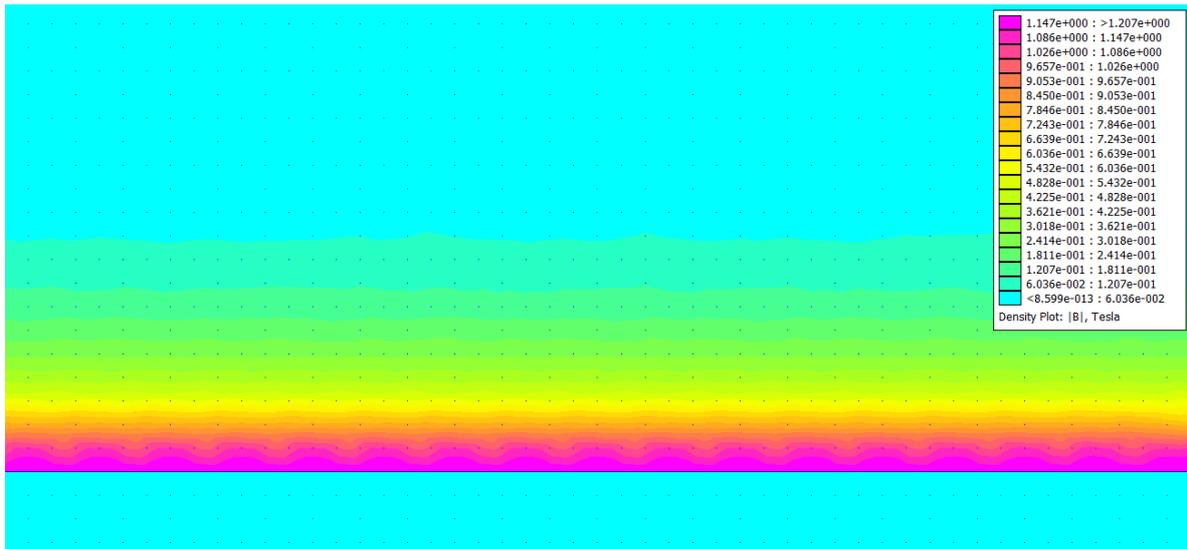


Figura 3.15 Mappa di densità, dettaglio Induzione $|B|$ (T), $f = 200\text{kHz}$, $g = 0.5\text{mm}$

Un comportamento analogo a quello visto per l'induzione si verifica per la densità di corrente nel backplate: la corrente indotta nel backplate ha la stessa frequenza del flusso magnetico che la determina, la distribuzione della densità di corrente all'interno del dispositivo, l'effetto pelle e la profondità di penetrazione variano a seconda della frequenza a cui si sta lavorando.

Di seguito sono riportate le distribuzioni di densità di corrente negli stessi casi visti per l'induzione, ovvero le due configurazioni che forniscono la minima e la massima potenza.

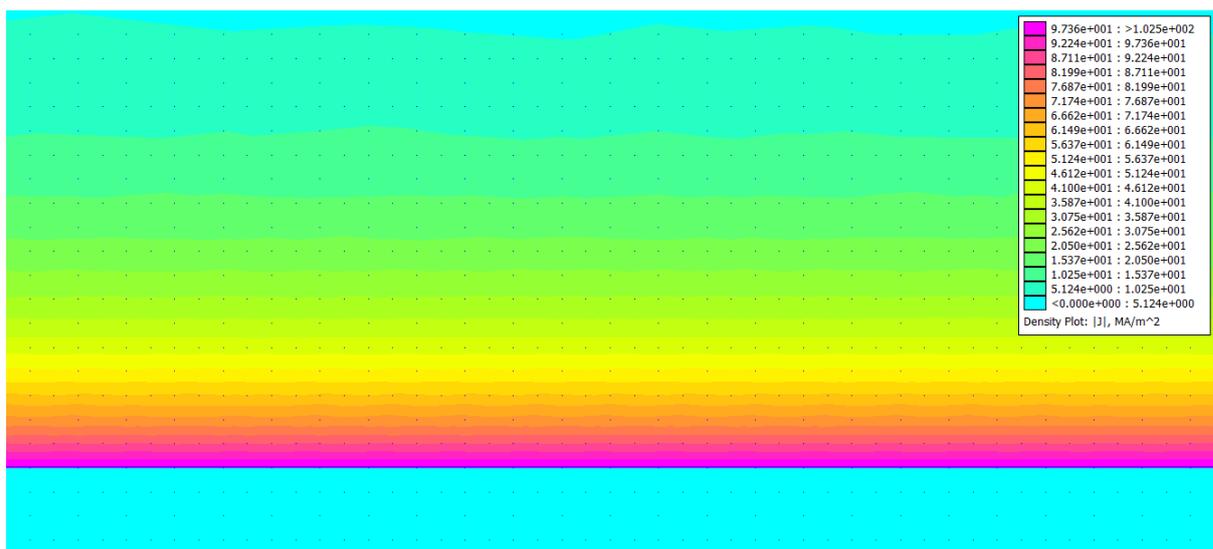


Figura 3.16 Mappa di densità – dettaglio, Densità di corrente, $|J|$ (MA/m²), $f = 50\text{kHz}$, $g = 2\text{mm}$

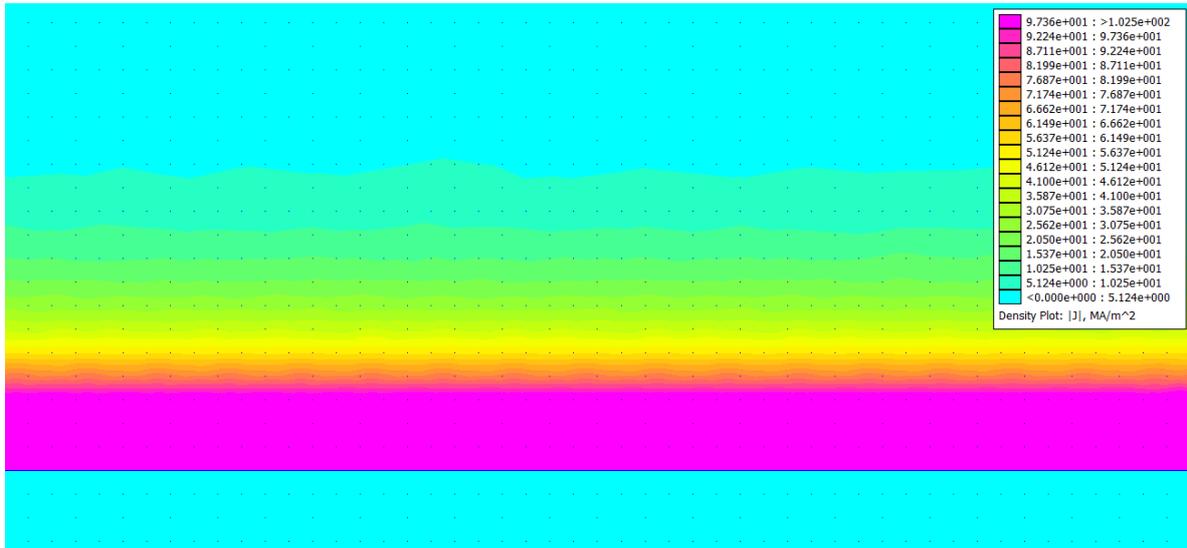


Figura 3.17 Mappa di densità – dettaglio, Densità di corrente, $|J|$ (MA/m²), $f = 200\text{kHz}$, $g = 0.5\text{mm}$

Anche in questo caso si realizza il confronto della distribuzione di densità di corrente ottenuta adoperando la medesima scala. Si impone come limite superiore di densità $|J|$ 102.5 MA/m². La densità maggiore è raggiunta sulla superficie del componente, l'effetto pelle è evidente dalle immagini sia in figura 3.15 che in figura 3.16. Il valore massimo di densità di corrente nel caso della configurazione a 200kHz e con gap 0.5mm si verifica per profondità maggiori, fino a circa 40 μm dalla superficie, allo stesso tempo però decade più velocemente e assume valore trascurabile a profondità inferiori, intorno a 80 μm , rispetto al caso a 50kHz e gap 2mm, dove persiste fino a circa 110 μm di profondità dalla superficie.

In figura 3.17 si riporta il caso in cui la scala di riferimento della densità di corrente $|J|$ sia normalizzata rispetto al valore massimo raggiunto nella configurazione 200kHz e gap 0.5mm che si attesta a 289.6 MA/m²:

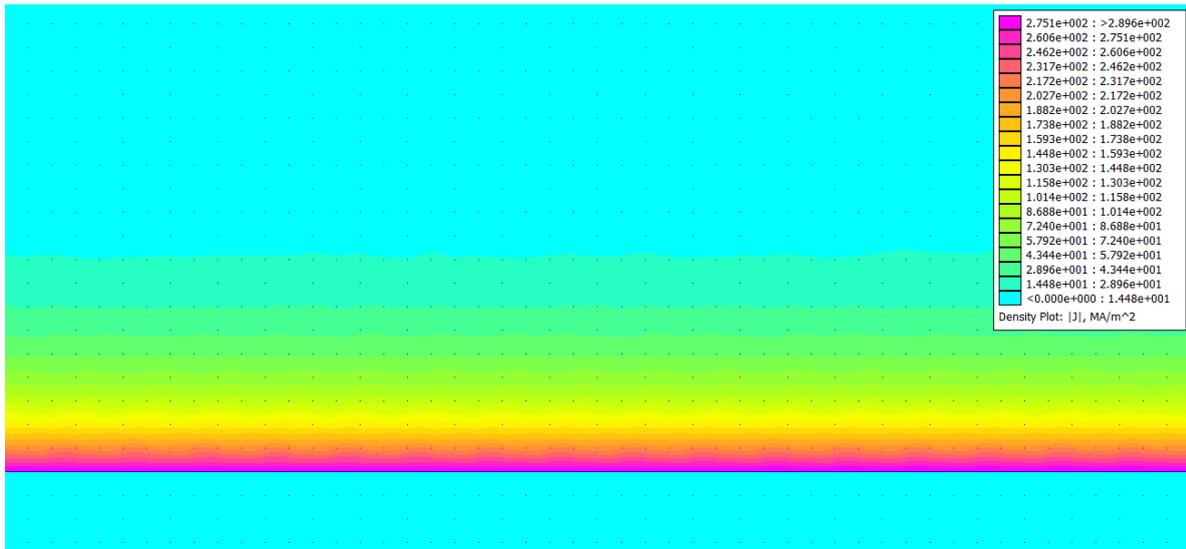


Figura 3.18 Mappa di densità – dettaglio, Densità di corrente, $|J|$ (MA/m²), $f = 200\text{kHz}$, $g = 0.5\text{mm}$

I risultati appena visti riportano le soluzioni nel caso del modello “wired coil”, ovvero nel modello in cui è rappresentato ogni spira. Si assume che i risultati di questo modello siano i più accurati dato che è più vicino alla reale struttura del sistema. Si riportano per completezza anche i risultati ottenuti dal modello “solid coil”, per apprezzare le differenze ottenute non solamente dal punto di vista delle potenze dissipate, ma anche per i valori dell’induzione e della densità di corrente. Dal “solid coil” entrambe le configurazioni viste forniscono risultati di densità di corrente ed induzione che sono inferiori rispetto a quelli ottenuti nel “wired coil”, in particolare: nell’analisi del modello a 50kHz e gap 2mm il valore di picco dell’induzione $|B|$ si attesta a 0.719 T mentre quello della densità di corrente $|J|$ a 77.50 MA/m²; nella configurazione a 200kHz e gap 0.5mm il picco dell’induzione raggiunta sulla superficie vale 0.907 T e per la densità di corrente $|J|$ 210.5 MA/m².

La distribuzione e gli andamenti di $|B|$ e $|J|$ all’interno del backplate sono del tutto analoghi a quelli visti nel modello “wired coil”, il principio di funzionamento del sistema non cambia, così come non cambiano i valori di profondità di penetrazione che si rilevano in questo modello.

Per completezza si riportano i risultati ottenuti dal modello “solid coil”, in queste ultime immagini la scala per la mappa di densità è normalizzata per il valore massimo raggiunto al caso specifico:

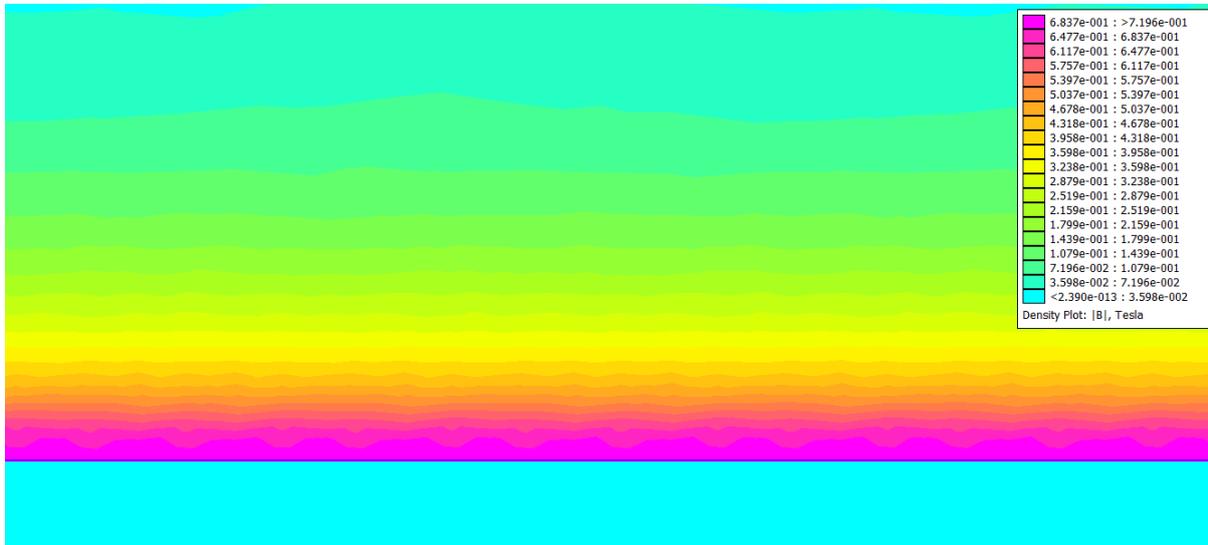


Figura 3.19 Mappa di densità – dettaglio, Induzione $|B|$ (T), $f = 200\text{kHz}$, $g = 0.5\text{mm}$

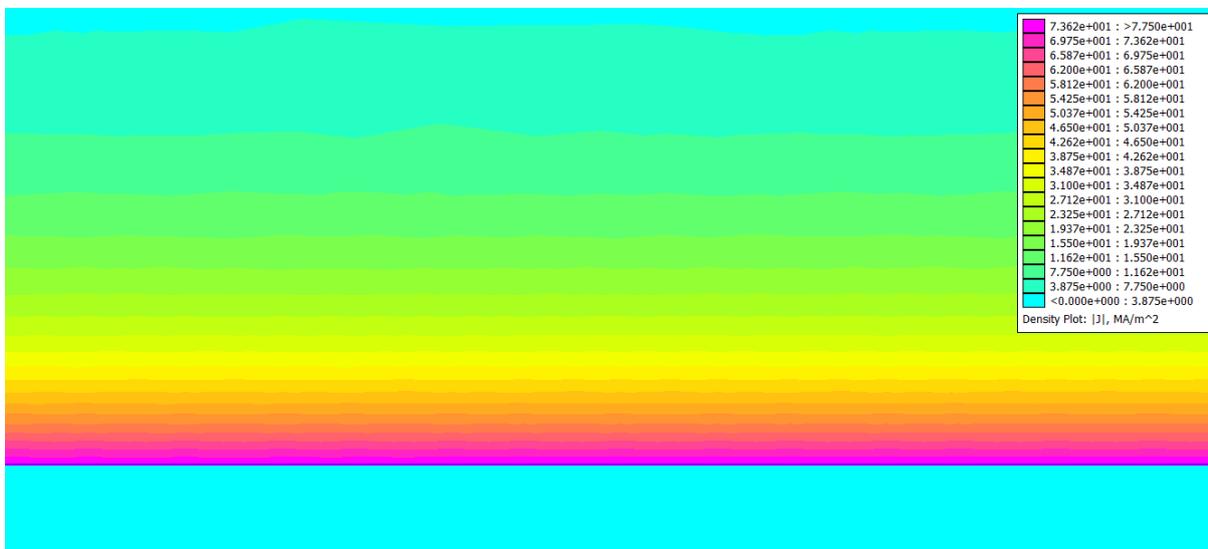


Figura 3.20 Mappa di densità – dettaglio, Densità di corrente $|J|$ (MA/m²), $f = 50\text{kHz}$, $g = 2\text{mm}$

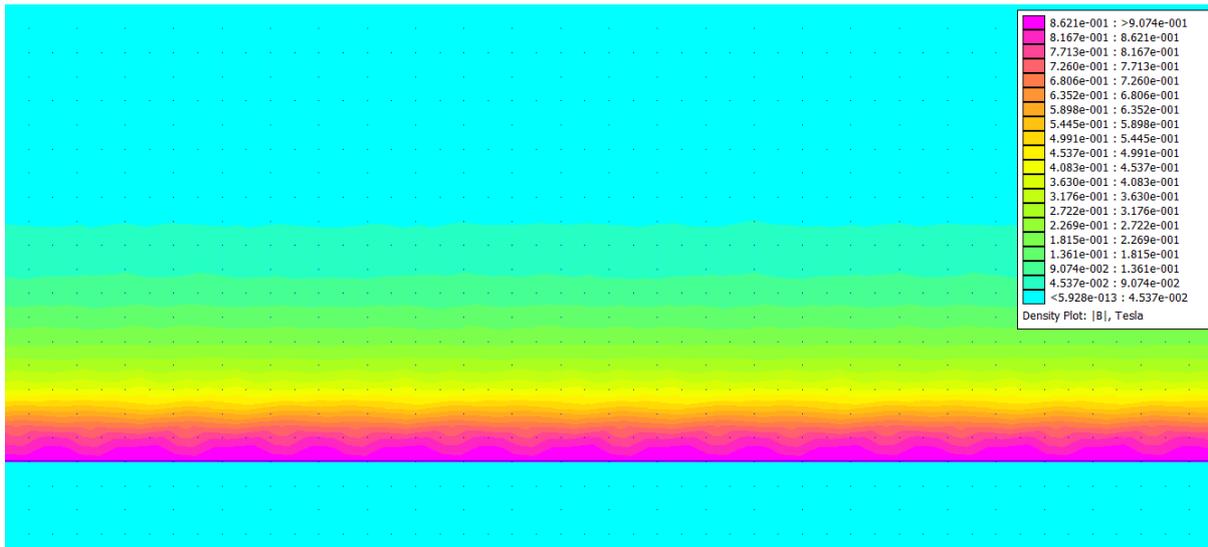


Figura 3.21 Mappa di densità – dettaglio, Induzione $|B|$ (T), $f = 200\text{kHz}$, $g = 0.5\text{mm}$

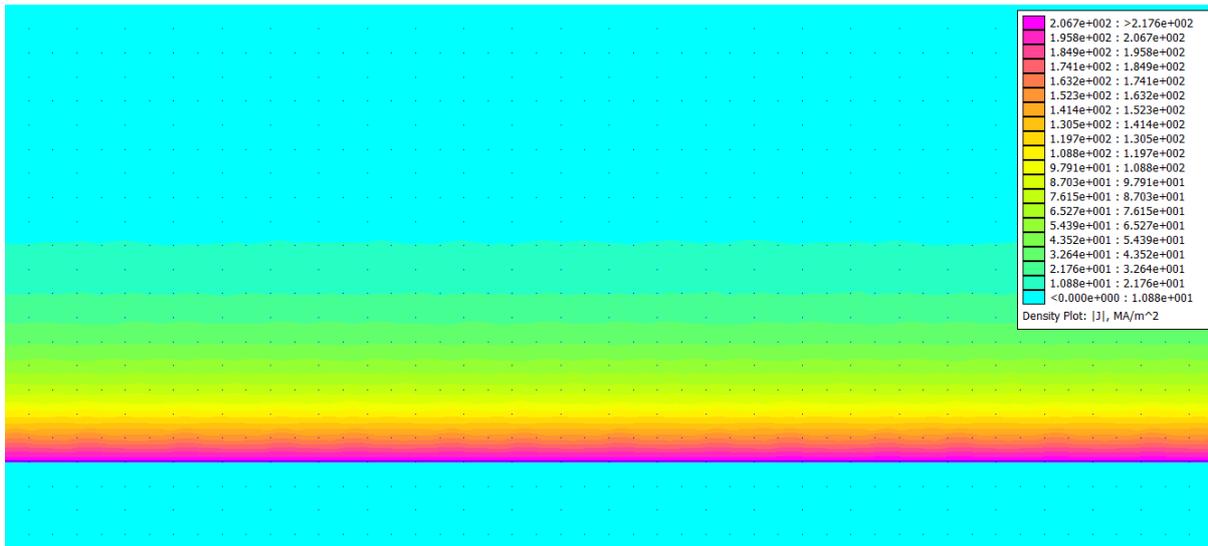


Figura 3.22 Mappa di densità – dettaglio, Densità di corrente, $|J|$ (MA/m²), $f = 200\text{kHz}$, $g = 0.5\text{mm}$

3.6 Discussione dei risultati

Imposto il numero di spire ed il valore in ampiezza della corrente che le percorre, la potenza che viene trasmessa al backplate è funzione principalmente di due altri parametri: il gap e la frequenza.

L'analisi svolta in questo capitolo ha messo in evidenza come la variazione dell'uno o dell'altro parametro incida sulla prestazione complessiva del sistema. È evidente quanto il gap, ovvero lo spessore d'aria, possa limitare il trasferimento di potenza; diminuire il gap nel sistema significa migliorare l'accoppiamento magnetico che si realizza tra backplate e bobina tramite il quale avviene il passaggio di energia. La frequenza svolge un ruolo sempre di massima importanza per applicazioni di induction heating, tuttavia è difficile garantire potenze elevate se il sistema prevede uno scarso accoppiamento magnetico. Si può sempre migliorare l'effetto utile ottenuto aumentando la frequenza di lavoro, col rischio però di ottenere dei risultati modesti.

Il discorso ha valenza generica, non si è tenuto conto del fatto che gap e frequenza sono dei parametri legati a vincoli di progetto. Spesso è indispensabile predisporre un determinato gap di aria per garantire il corretto funzionamento di un meccanismo, oppure non è possibile superare una soglia di frequenza o di corrente perché è la massima che supporta il sistema di oscillazione utilizzato. Gli aspetti dell'oscillatore verranno trattati nel prossimo capitolo.

I valori di potenza dissipata e le sue variazioni dovute al cambiamento di gap o frequenza, le distribuzioni di corrente e induzione, la profondità di penetrazione, sono strettamente legati al materiale che costituisce il carico (un backplate nello specifico). L'analisi non fornisce dei risultati assoluti, tuttavia, utilizzando materiali diversi si otterranno andamenti e comportamenti analoghi.

Nelle varie condizioni analizzate il sistema fornisce potenza nel range del centinaio di watt, ordine di grandezza che può soddisfare modeste applicazioni.

4 Simulazione di un Oscillatore di Royer

Confronto dei risultati ottenuti da SIMSCAPE ed LTSpice con le misure

4.1 Scopo delle simulazioni

Nel seguente capitolo si cercherà di verificare, tramite simulazioni, corrente e tensione che interessano il circuito risonante di un oscillatore di Royer e confrontarli con i valori ottenuti da misurazioni svolte sullo stesso oscillatore.

Si analizzano due condizioni operative:

- A vuoto, quando il circuito risonante non è collegato a nessun dispositivo;
- A carico, quando l'induttore del circuito risonante è mutuamente accoppiato con un dispositivo a cui trasmette potenza.

Le grandezze di maggiore interesse per tipiche applicazioni induction heating, e che quindi saranno il fulcro delle simulazioni sono:

- f_R , la frequenza di risonanza delle grandezze nel lato AC;
- I_L , la corrente che circola nell'induttore L del circuito risonante;
- V_C , la tensione che si stabilisce ai capi del condensatore C del circuito risonante;
- I_{DC} , corrente erogata dall'alimentatore lato DC;
- P, potenza trasmessa al dispositivo nel caso di oscillatore a carico.

Le simulazioni sono svolte su due software diversi, Simscape di Matlab ed LTSpice, e sono messe in risalto le principali differenze degli andamenti ottenuti.

4.2 Introduzione all'oscillatore di Royer

L'oscillatore di Royer è un circuito alimentato in DC in grado di generare una frequenza in oscillazione grazie alla presenza di un circuito risonante LC, per via di questa caratteristica è spesso utilizzato in applicazioni di Induction Heating.

In figura 4.1 è riportato lo schema circuitale dell'oscillatore nella configurazione a vuoto:

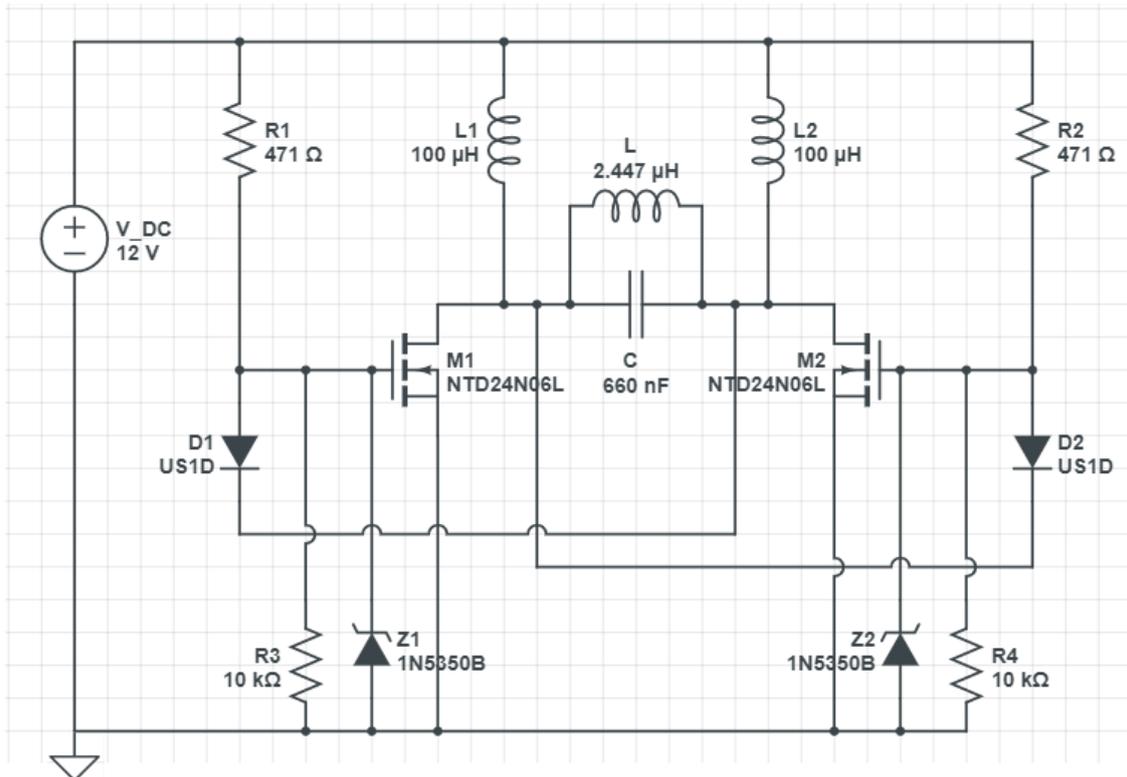


Figura 4.1 Schema circuitale Oscillatore di Royer [12]

Il funzionamento dell'oscillatore di Royer si basa sulle differenze presenti tra i due MOSFET (M1 ed M2) i quali costruttivamente non potranno mai essere perfettamente uguali. L'alimentazione dell'oscillatore, fornita in DC, innesca la conduzione dei MOSFET. Uno dei due MOSFET andrà in conduzione prima dell'altro a causa delle differenze costruttive garantendo l'alimentazione del circuito risonante LC. Uno dei due interruttori di potenza, una volta entrato in conduzione, assume un potenziale diverso da zero, e grazie ai diodi di feed-back D1 e D2 (che solitamente sono dei fast o ultrafast-recovery), che collegano il DRAIN di un MOSFET con il GATE dell'altro MOSFET, si forza il MOSFET che non è in conduzione nello stato di OFF. [13]

L'alimentazione così è fornita al circuito risonante LC che va in risonanza e genera andamenti sinusoidali di tensione e corrente. Terminata la prima semionda, durante il quale uno dei MOSFET era in conduzione, al passaggio della tensione per lo zero, l'interruttore che era in conduzione passa nello stato di OFF, si innesca la conduzione del secondo MOSFET, garantendo al circuito risonante di percorrere la successiva semionda.

La configurazione analizzata è ZVS (Zero Voltage Switching), ovvero una tecnica che garantisce la commutazione dei due MOSFET con una tensione applicata ai loro capi di circa zero, per ridurre al minimo le perdite di commutazione. [13]

L'inserzione degli induttori L1 ed L2 è necessaria al fine di limitare gli spikes di tensione durante le commutazioni che potrebbero danneggiare i MOSFET ed a limitare il passaggio di componenti AC ad alta frequenza. [14]

La frequenza in oscillazione ottenuta sul lato AC del circuito è funzione solamente dei parametri L e C del circuito risonante.

4.2.1 Componenti oscillatore di Royer

Per svolgere correttamente le simulazioni ed ottenere i risultati quanto più vicini ai reali andamenti e ampiezze delle grandezze da valutare, è necessario che si riportino correttamente i componenti presenti nel circuito in esame. Oltre a componenti passivi come resistenze, induttori e condensatori, nell'oscillatore di Royer sono presenti alcuni componenti attivi non lineari, come diodi fast recovery, diodi Zener e MOSFET.

Per una corretta modellizzazione di questi ultimi si fa riferimento ai modelli forniti dalle rispettive case costruttrici.

In definitiva, i componenti che costituiscono l'oscillatore di Royer in questione, mostrati anche nello schema circuitale di Figura 4.1, sono:

- Alimentatore in DC da 12V;
- D1 e D2: diodi di feedback fast recovery, modello US1D;
- M1 e M2: MOSFET di potenza, modello NTD24N06L;
- Z1 e Z2: diodi Zener, modello 1N5350B;
- L1 ed L2: induttori da 100 μ H;

- R1 ed R2: resistenze da 471 Ω ;
- R3 ed R4: resistenze da 10 k Ω ;
- C: condensatore da 660 nF;
- L: induttore del circuito risonante.

Il valore dell'induttore L si determina effettuando le misure a vuoto di corrente e tensione ai suoi capi, si calcola il valore della sua impedenza complessiva, determinando così oltre al valore dell'induttanza anche quello della resistenza serie dei conduttori.

4.3 Oscillatore di Royer a vuoto

Nella configurazione di oscillatore a vuoto non è presente un particolare flusso di potenza trasmesso dalla sorgente al circuito, questo perché l'alimentazione in DC fornisce solamente la corrente atta a far funzionare l'oscillatore e quindi a soddisfare le perdite che comunque sono presenti nei vari componenti.

Si ottengono sul lato AC, a valle dei MOSFET, andamenti di correnti e tensioni sinusoidali con frequenza che è funzione esclusivamente dei componenti L e C del circuito risonante.

4.3.1 Misure svolte su oscillatore di Royer a vuoto

Per effettuare un giusto confronto tra i reali valori di corrente e tensione che interessano l'oscillatore e i risultati delle simulazioni si sono svolte sul dispositivo delle misure sia lato DC, che riguardano corrente e potenza erogata dall'alimentatore DC da 12 V, sia sul lato AC, in particolare: la corrente che percorre la bobina L del circuito risonante e la tensione ai suoi capi.

Di seguito sono riportati gli andamenti del segnale originale delle misure:

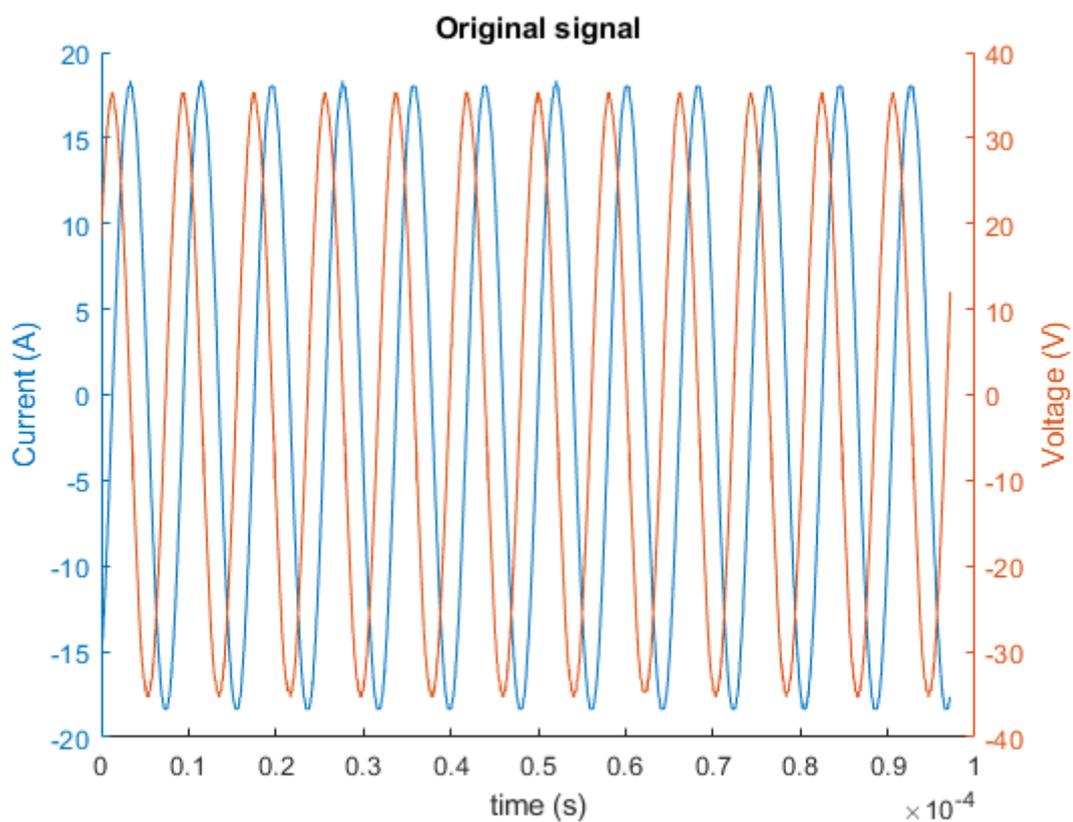


Figura 4.2 Andamenti di corrente di \bar{I}_L e tensione \bar{V}_L ottenuti dalle misure a vuoto

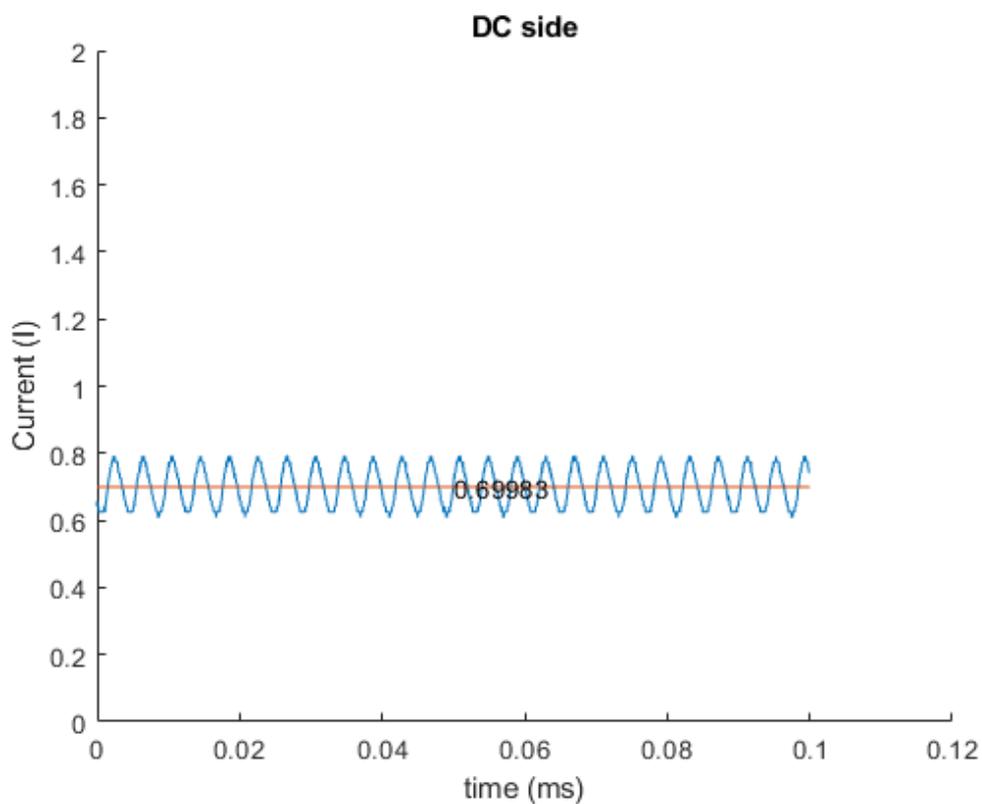


Figura 4.3 Corrente erogata dall'alimentatore DC dalle misure a vuoto

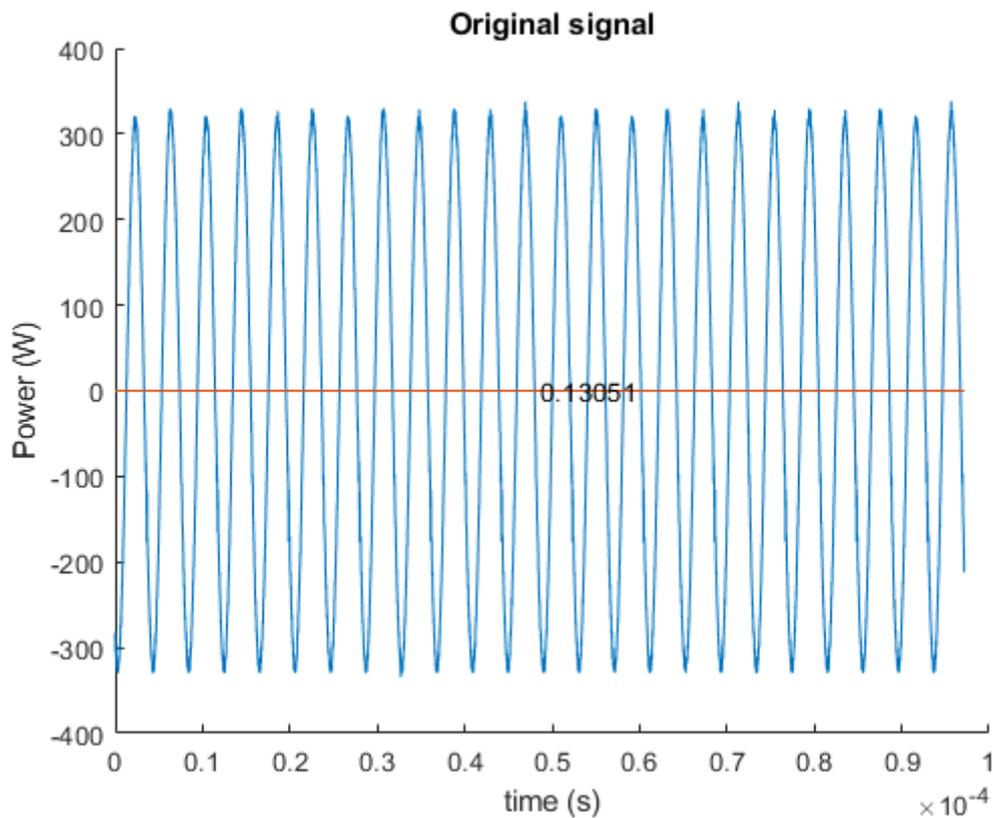


Figura 4.4 Andamento della potenza P ricavata dalle misure a vuoto

Figura 4.3 mostra che la corrente erogata dall'alimentazione DC necessaria a garantire il funzionamento dell'oscillatore a vuoto è piuttosto modesta, con un valor medio che ha un ripple di circa 0.1 A

Risulta chiaro da figura 4.2 che sia la tensione che la corrente che interessano la bobina L sono sinusoidali, tuttavia presentano delle componenti armoniche di ordine superiore rispetto alla frequenza fondamentale, particolarmente evidenti sulla forma d'onda della tensione.

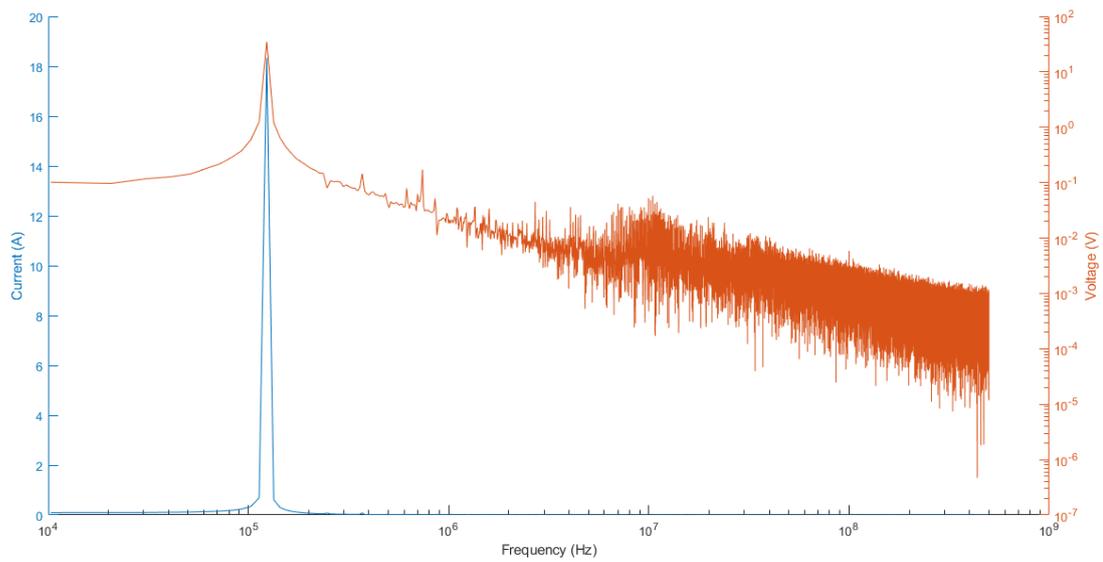


Figura 4.5 Contenuto armonico delle misure di \bar{I}_L e \bar{V}_L a vuoto

Quindi prima di procedere al calcolo dei valori di impedenza della bobina si ricavano i segnali di prima armonica di \bar{I}_L e \bar{V}_L e successivamente, conoscendone i valori complessi, si calcola l'impedenza complessiva.

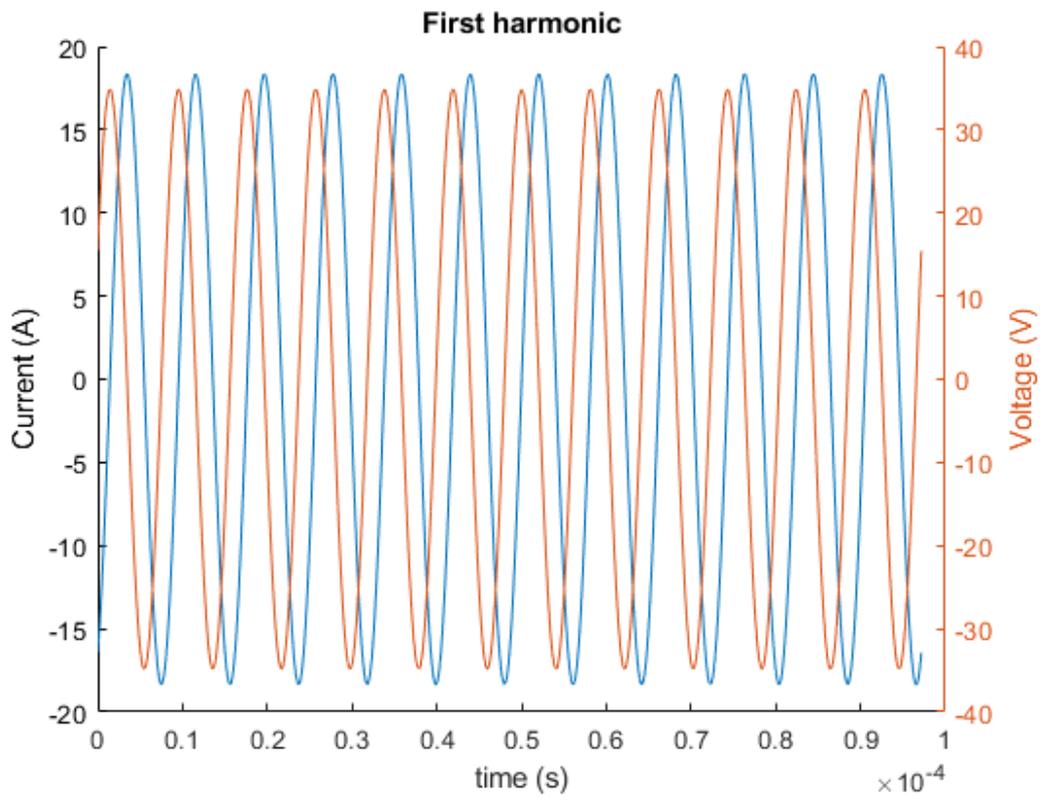


Figura 4.6 Andamenti di prima armonica di corrente di \bar{I}_L e \bar{V}_L a vuoto

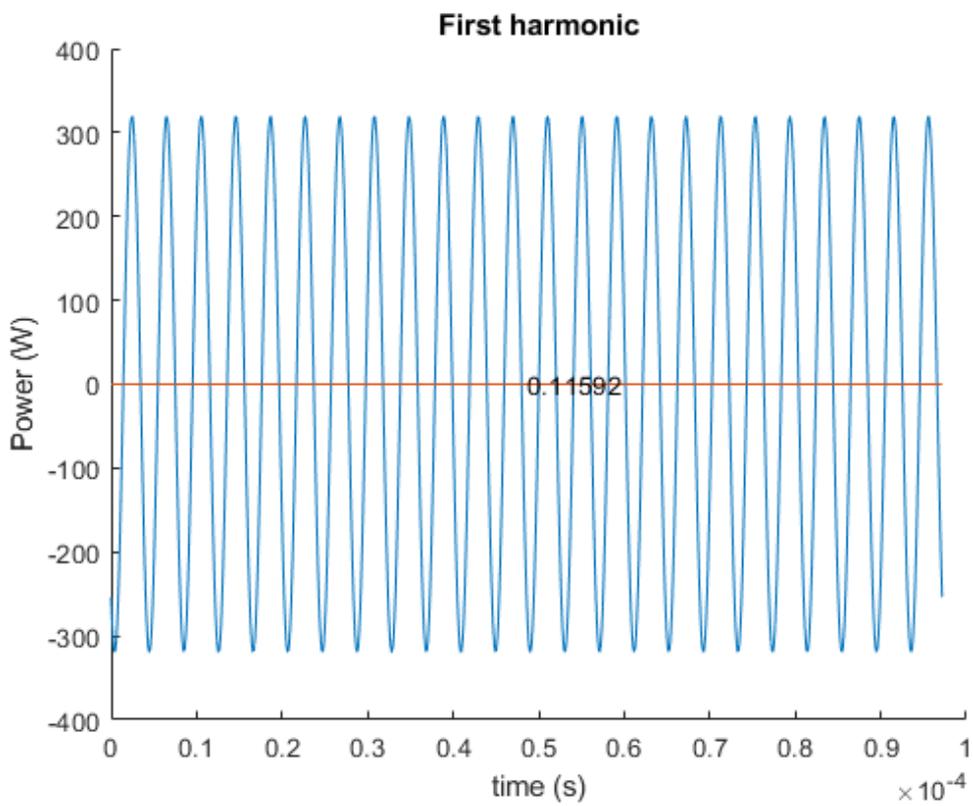


Figura 4.7 Andamento della potenza P di prima armonica a vuoto

In tabella 4.1 sono riportati i valori ricavati dalle misure

Tabella 4.1 Risultati misure caso a Vuoto

I_{L_rms}	12,9 A
V_{L_rms}	24,7 V
P	0,12 W
f_0	123,5 kHz
I_{DC}	699 mA

Il valore di \bar{Z}_0 ottenuto fornisce il termine di reattanza induttiva X_0 e quindi dell'induttanza L_0

$$\bar{Z}_0 = \frac{\bar{V}_L}{\bar{I}_L} = (0.000689 + j 1.8986) \Omega$$

$$L_0 = L = \frac{X_s}{2\pi f_0} = 2.447133 \mu H$$

Mentre la parte reale dell'impedenza \bar{Z}_0 rappresenta la resistenza interna della bobina L

$$R_0 = 0.689 m\Omega$$

L_0 è utilizzato come valore di induttanza per le simulazioni dell'oscillatore a Vuoto.

4.3.2 Simulazioni oscillatore di Royer a vuoto

Le simulazioni che verificano il funzionamento dell'oscillatore di Royer a vuoto sono svolte su Simscape Electric di Matlab e su LTSpice. I componenti MOSFET, diodi fast e diodi Zener sono stati importati nella libreria dai modelli forniti dalle case costruttrici.

Di seguito sono riportati i circuiti disegnati su entrambi i software:

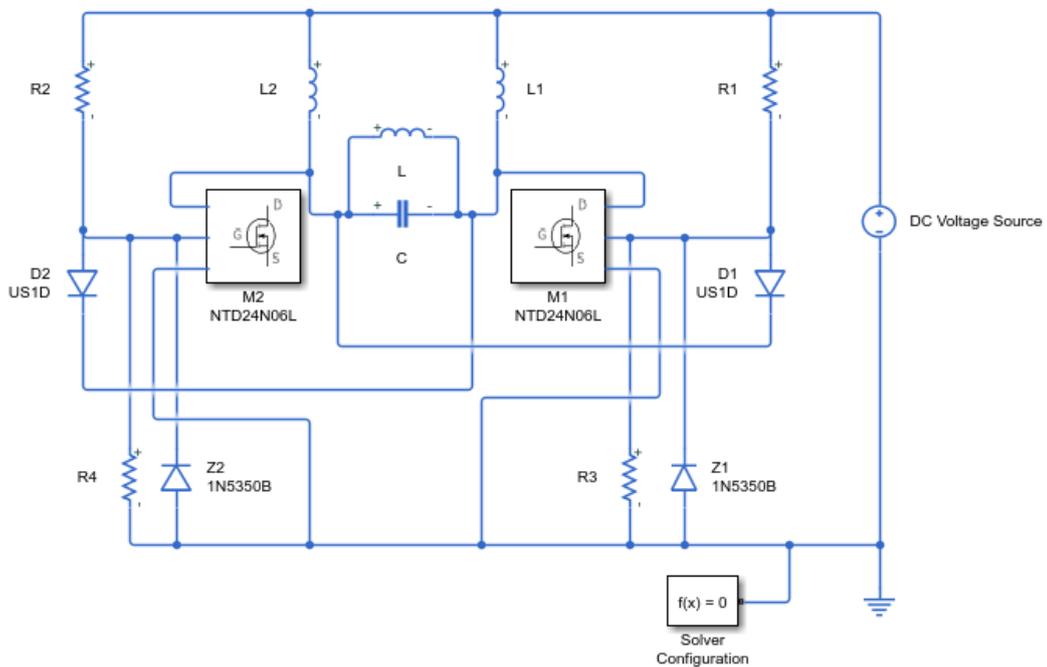


Figura 4.8 Circuito oscillatore di Royer a vuoto, Simscape

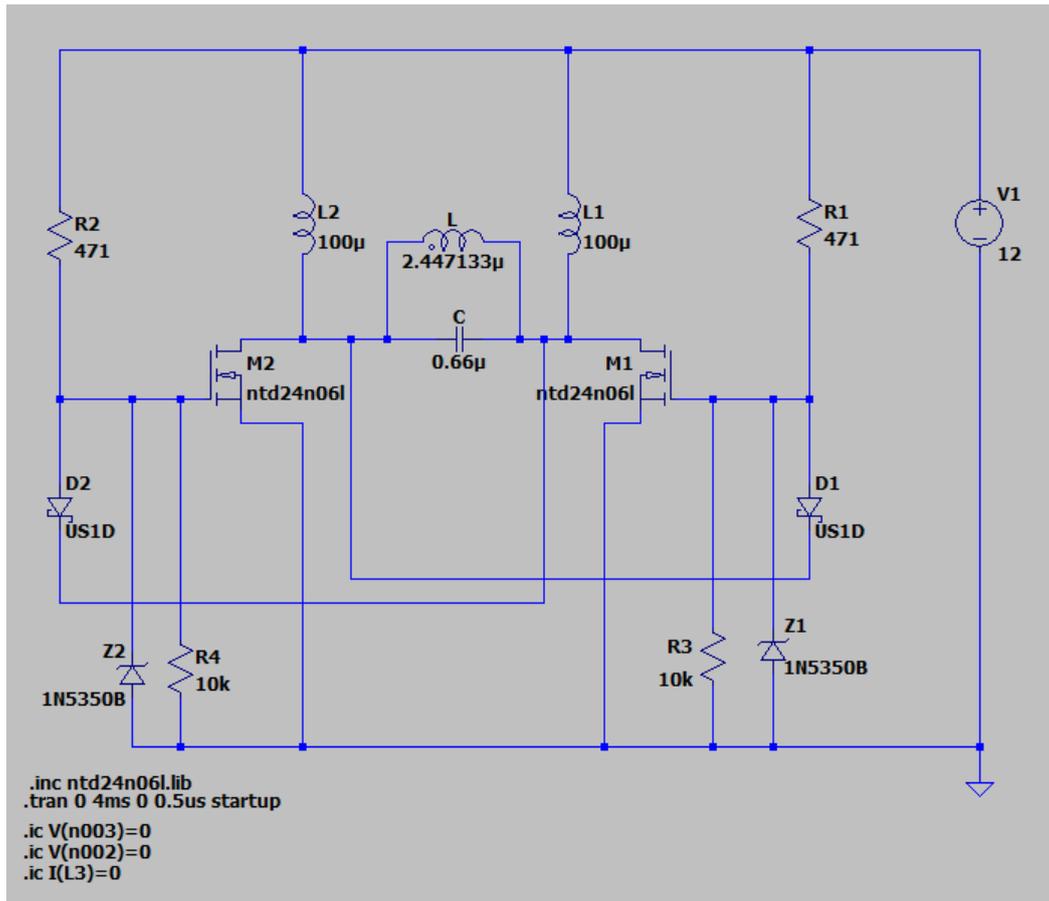


Figura 4.9 Circuito oscillatore di Royer a vuoto, LTSpice

Le simulazioni sono interrotte a 4ms; in questa finestra temporale gli andamenti delle grandezze elettriche risultano aver raggiunto le condizioni stazionarie.

4.3.3 Corrente induttore L a vuoto

L'andamento ottenuto della corrente che circola nell'induttore L della sezione AC dell'oscillatore dà un'idea di quali siano i valori massimi di corrente nel circuito. Inoltre, da questa è possibile valutare la frequenza di oscillazione che si ottiene. I risultati sono riportati in figura 4.9 e 4.10 rispettivamente per la simulazione Simscape ed LTSpice:

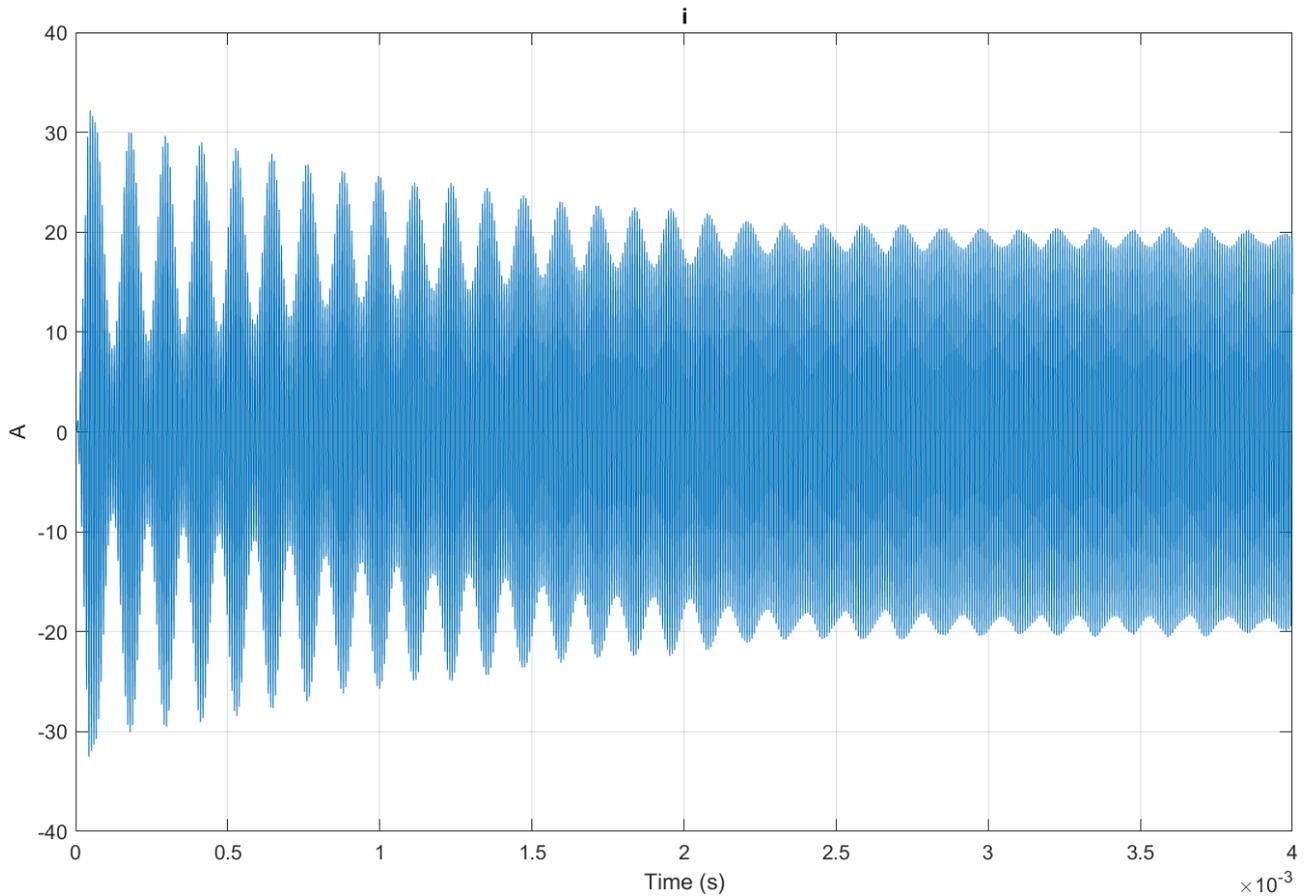


Figura 4.10 Corrente i_L Simscape

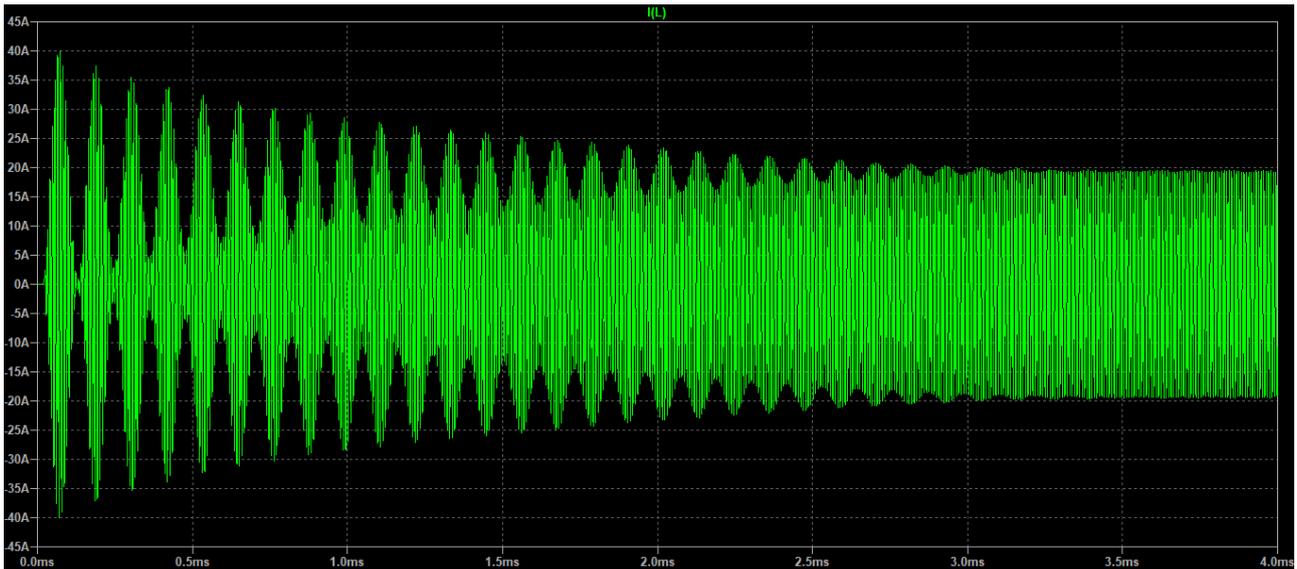


Figura 4.11 Corrente I_L , LTSpice

La corrente I_L che percorre la bobina L mostra una forte modulazione in ampiezza, che si protrae fino a circa 2.5ms della simulazione, dovuta alla mancanza di un carico resistivo. Questo effetto è tipico nel caso di oscillatori armonici a vuoto, in cui le resistenze del circuito non sono sufficienti a smorzare le oscillazioni. Il picco massimo di corrente raggiunto durante le primissime oscillazioni tende man mano ad attenuarsi, infatti è comunque presente un valore di resistenza interna dell'induttore che opera da smorzatore, e le oscillazioni in ampiezza diventano sempre meno importanti fino ad annullarsi ed ottenere un andamento quasi completamente sinusoidale.

I due software utilizzati mostrano una differenza nei valori di corrente massima ottenuta durante la fase transitoria probabilmente dovuta al sistema stesso di innesco dell'oscillatore. I MOSFET in entrambi i software sono identici, e l'innesco di uno o l'altro dei componenti è dovuto a differenze numeriche nei valori di tensione e corrente e non da differenze costruttive dei componenti. Queste differenze numeriche agiscono in maniera diversa nelle due simulazioni fornendo un transitorio iniziale diverso (che sarà quindi anche diverso dal transitorio misurato). Questa differenza si annulla una volta giunti in condizioni stazionarie.

Valutando gli istanti temporali di due picchi consecutivi della corrente, una volta attestato la condizione stazionaria, si calcola il valore della frequenza di oscillazione a vuoto.

In tabella 4.2 sono riportati i risultati ottenuti dalle due simulazioni:

Tabella 4.2 Risultati I_L nel caso di oscillatore a vuoto

	$I_{L_{MAX}}$	$I_{L_{rms}}$	f_0
SIMSCAPE	32,21 A	13,78 A	125,9 kHz
LTSPICE	40,12 A	13,78 A	125,8 kHz

$I_{L_{MAX}}$ valore massimo raggiunto dalla corrente I_L durante le prime oscillazioni;

$I_{L_{rms}}$ valore efficace della corrente I_L nel tratto ad andamento sinusoidale;

f_0 frequenza di oscillazione della corrente I_L .

Utilizzando la formula della frequenza di risonanza per un circuito LC si nota come il valore di frequenza ottenuto dalla simulazione si avvicini di molto al valore teorico dovuto alla sola induttanza di carico e capacità di risonanza:

$$f = \frac{1}{2\pi * \sqrt{L * C}} = \frac{1}{2\pi * \sqrt{2.447133 * 10^{-6} * 0.66 * 10^{-6}}} = 125.2 \text{ kHz}$$

Di seguito sono riportati: il tratto 0 - 1ms (Figura 4.11 e 4.12), dove è ben visibile il tratto di oscillazione non smorzata della corrente, e il tratto 3.8 - 4 ms (figura 4.13 e 4.14) dove l'andamento è completamente sinusoidale.

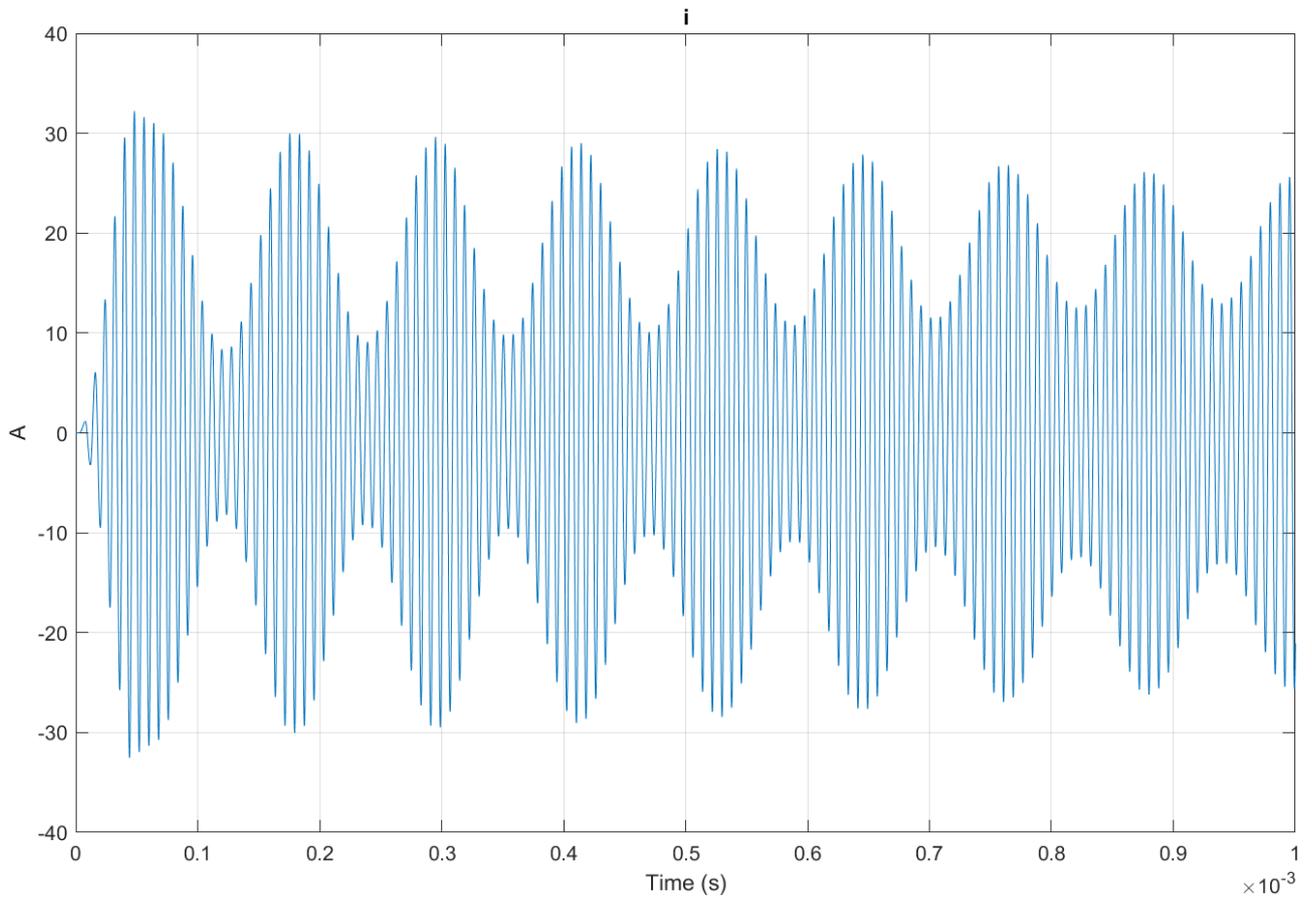


Figura 4.12 Andamento della corrente i_L da 0 a 1 ms, Simscape

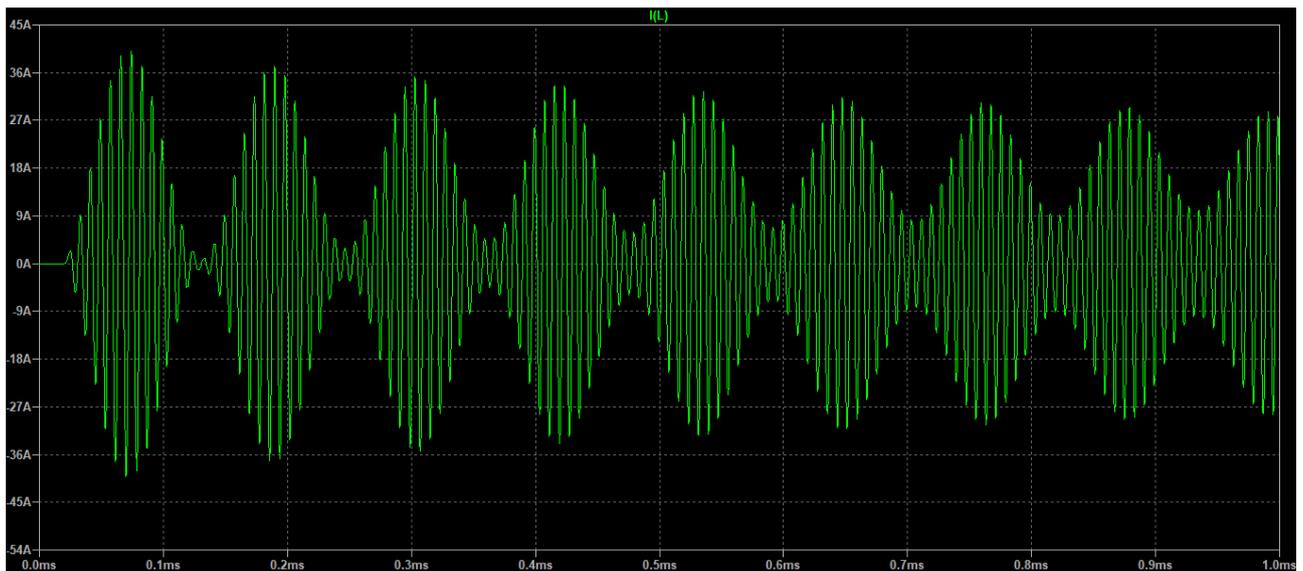


Figura 4.13 Andamento della corrente i_L da 0 a 1ms, LTSpice

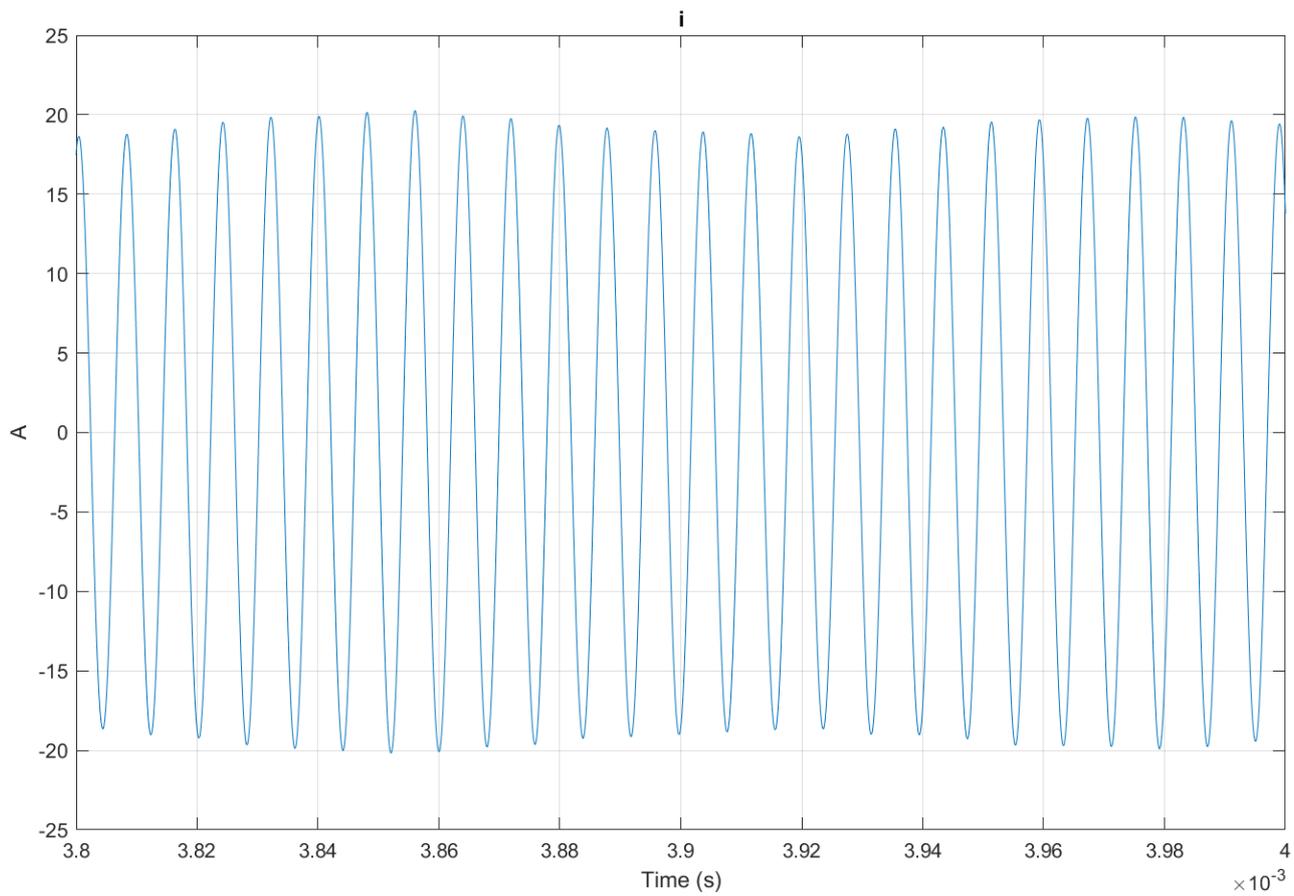


Figura 4.14 Andamento corrente I_L da 3.8 a 4 ms, Simscape

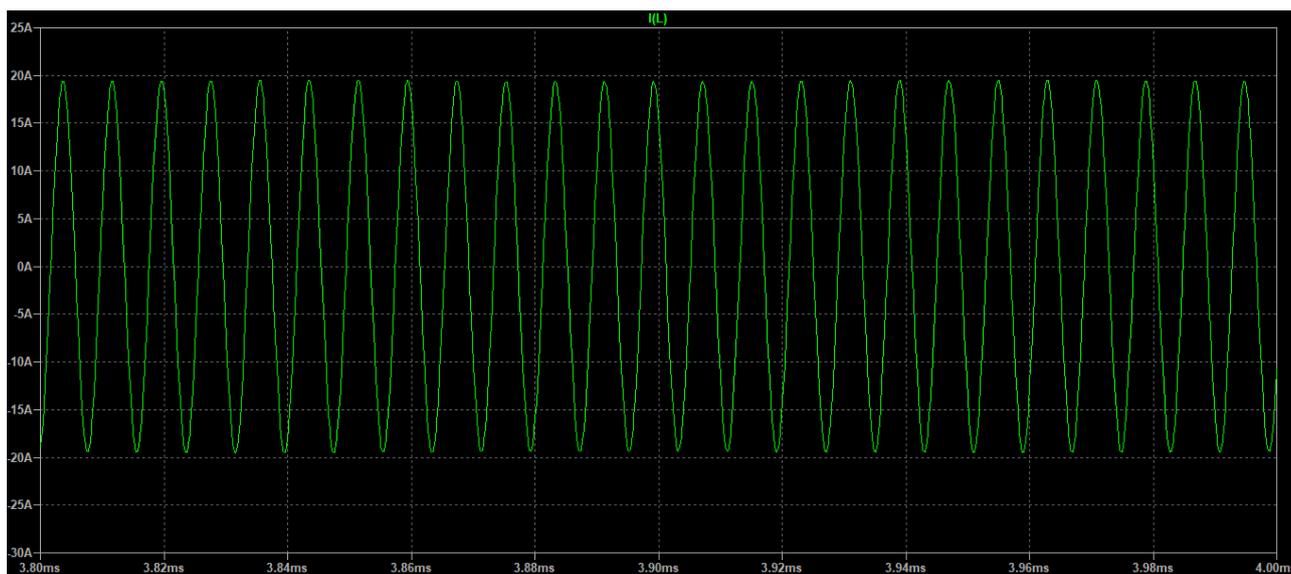


Figura 4.15 Andamento corrente I_L da 3.8 a 4 ms, LTSpice

4.3.4 Tensione condensatore C a vuoto

La tensione che si attesta ai capi del condensatore C, che è la stessa tensione a cui è sottoposto l'induttore L essendo i due componenti collegati in parallelo, dalle misure effettuate vale $V_{C_{rms}} = V_{L_{rms}} = 24.7 \text{ V}$, quindi di valore sicuramente più alto, quasi del doppio, della tensione fornita dall'alimentatore DC. Questo risultato è garantito dall'effetto risonante del circuito LC.

In figura 4.15 e 4.16 sono riportati gli andamenti della tensione V_C :

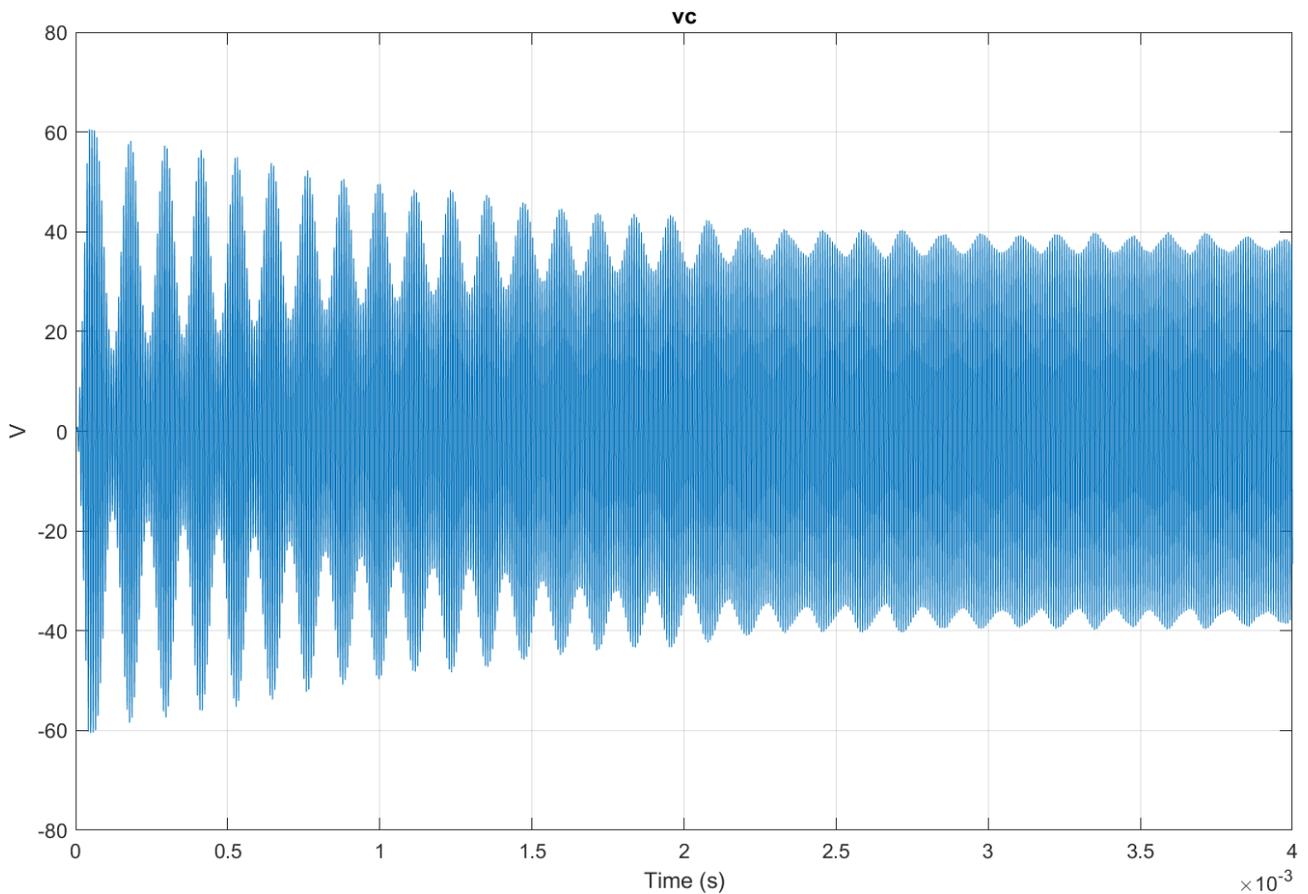


Figura 4.16 Tensione V_C ai capi del condensatore C, Simscape

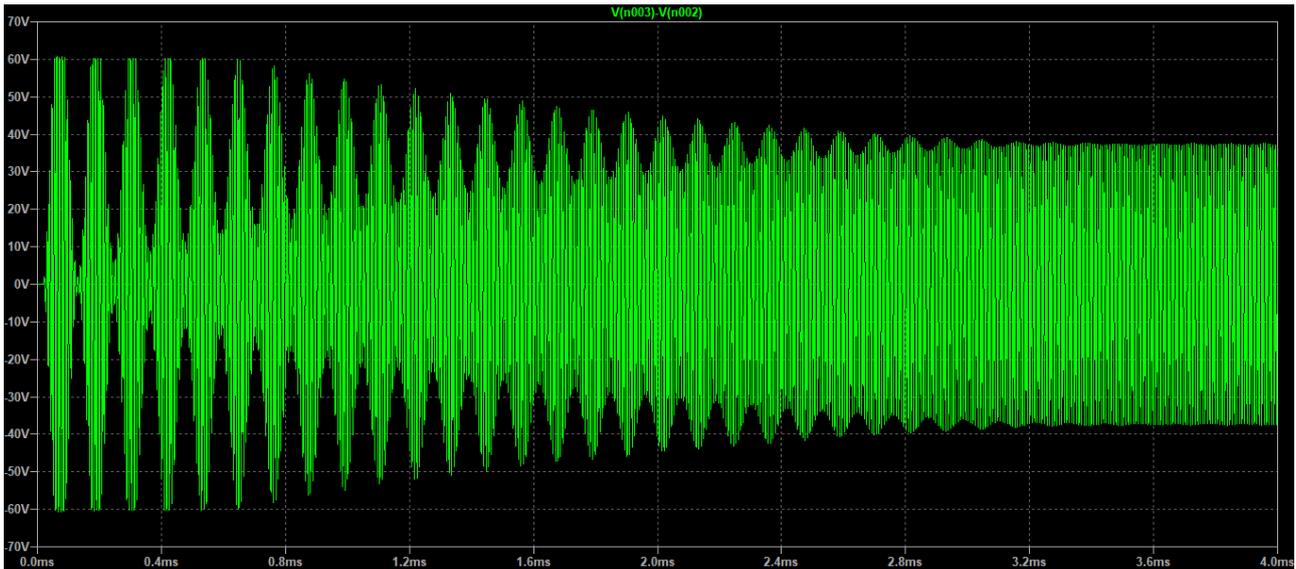


Figura 4.17 Tensione V_c ai capi del condensatore C, LTSpice

I risultati mostrano che la tensione V_c ha lo stesso comportamento che si verifica per la corrente dell'induttore I_L , quindi oscillazioni non smorzate che si annullano nel tempo fino ad attestarsi a regime con andamento sinusoidale.

Nell'istante temporale intorno a 0.05 ms i picchi che raggiunge la tensione durante le prime oscillazioni in ampiezza risultano essere limitati a 60 V circa (risulta ben visibile in figura 4.17 e 4.18). Questo comportamento è legato ai MOSFET, con più precisione alla modellizzazione dei diodi interni ai MOSFET, che hanno come effetto quello di limitare la tensione massima in oscillazione. [13]

I valori ottenuti dalle due simulazioni sono riportati in Tabella 4.3:

Tabella 4.3 Valori della tensione V_c sul condensatore C

	V_{C_MAX}	V_{C_rms}
SIMSCAPE	60,52 V	26,87 V
LTSpice	60,60 V	26,52 V

Nelle seguenti immagini sono riportati gli andamenti della tensione V_c negli intervalli temporali dove risulta evidente l'andamento oscillato non smorzato (figura 4.17 e 4.18) e sinusoidale (figura 4.19 e 4.20) della tensione.

Dato che la tensione V_C è parte del circuito risonante LC, la frequenza di oscillazione f_0 che si ottiene è la stessa calcolata per I_L .

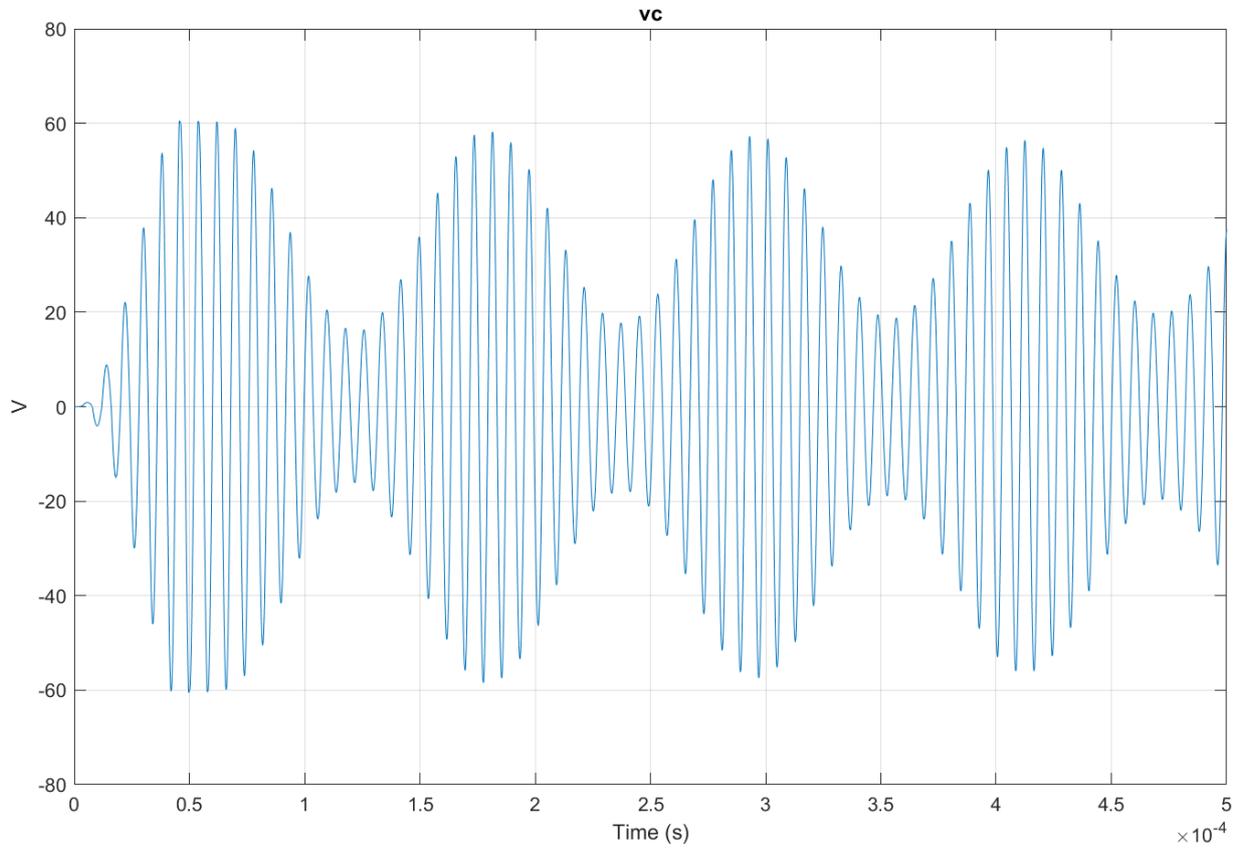


Figura 4.18 Andamento della tensione V_C da 0 a 0.5 ms, Simscape

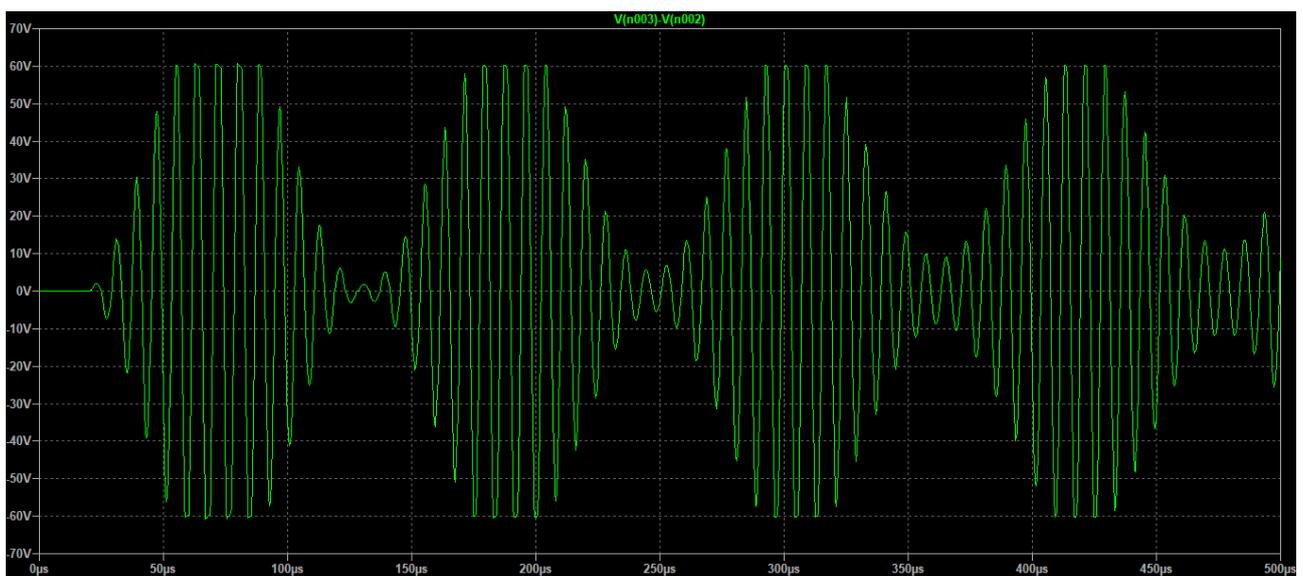


Figura 4.19 Andamento della tensione V_C da 0 a 0.5 ms, LTSpice

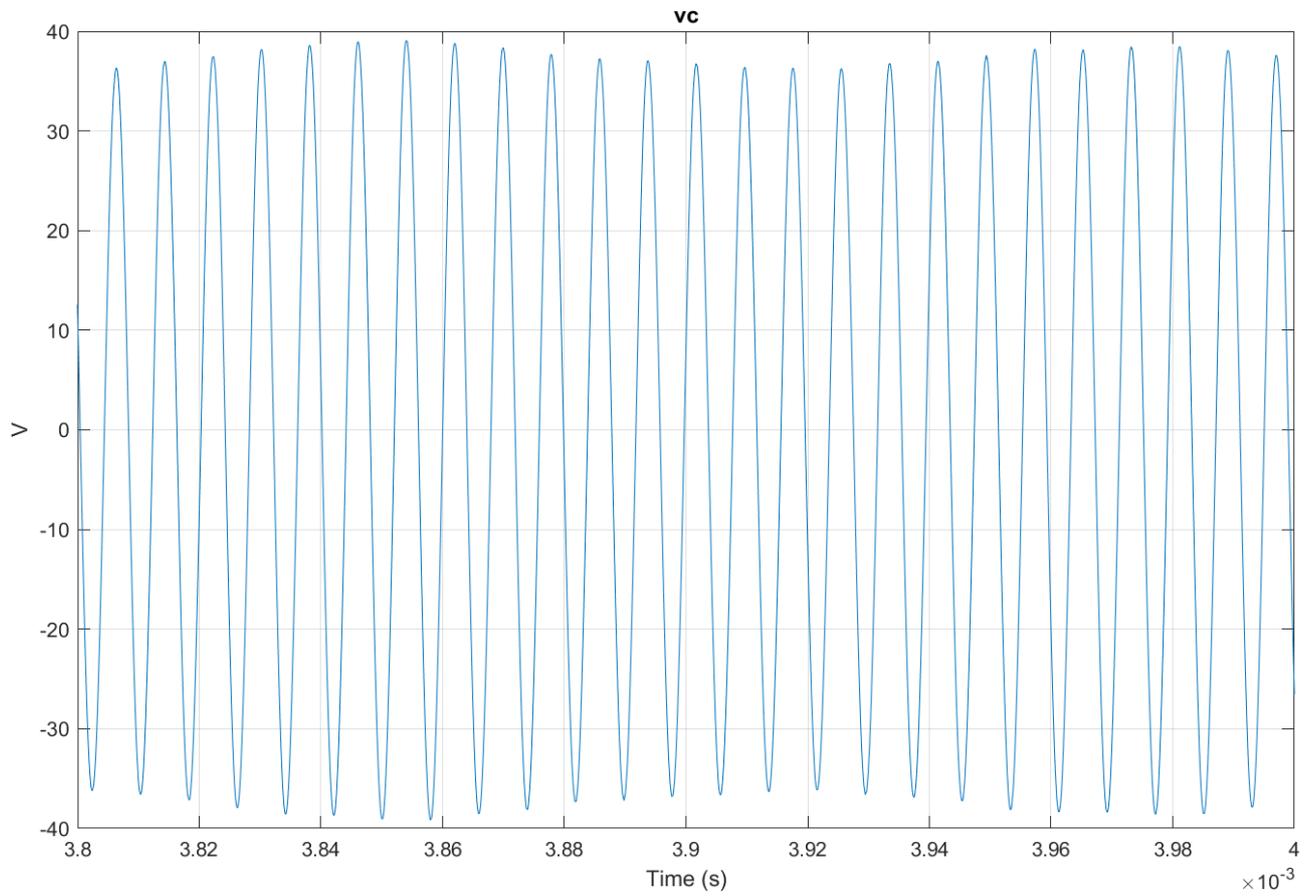


Figura 4.20 Andamento della tensione V_c da 3.8 a 4 ms, Simscape

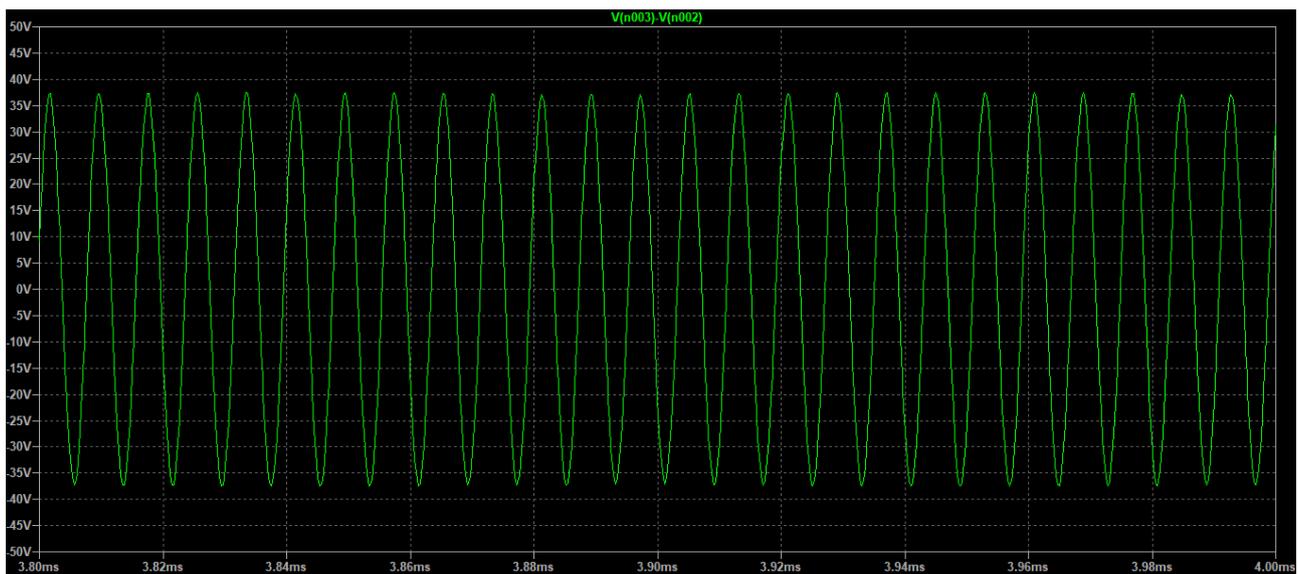


Figura 4.21 Andamento della tensione V_c da 3.8 a 4 ms, LTSpice

4.3.5 Corrente erogata dall'alimentatore DC a vuoto

L'alimentatore DC fornisce una tensione di 12V al circuito, la corrente che eroga, dato che l'oscillatore in questa analisi lavora a vuoto, serve a soddisfare le perdite presenti nei componenti e quindi il suo valore in ampiezza è di molto inferiore a quello che si ha in risonanza nel circuito LC.

In figura 4.21 e 4.22 sono riportate le correnti erogate dall'alimentatore DC:

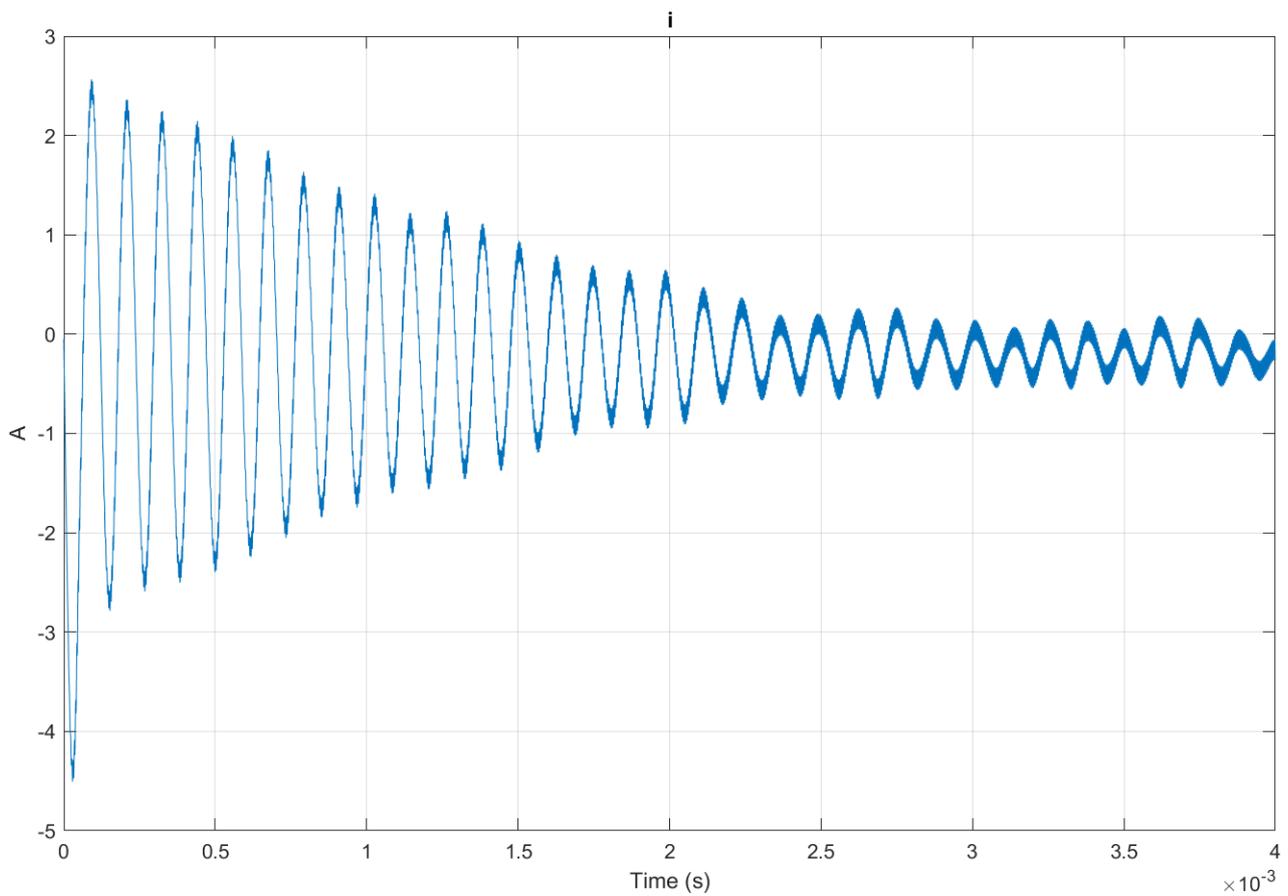


Figura 4.22 Corrente I_{DC} erogata dall'alimentatore, Simscape

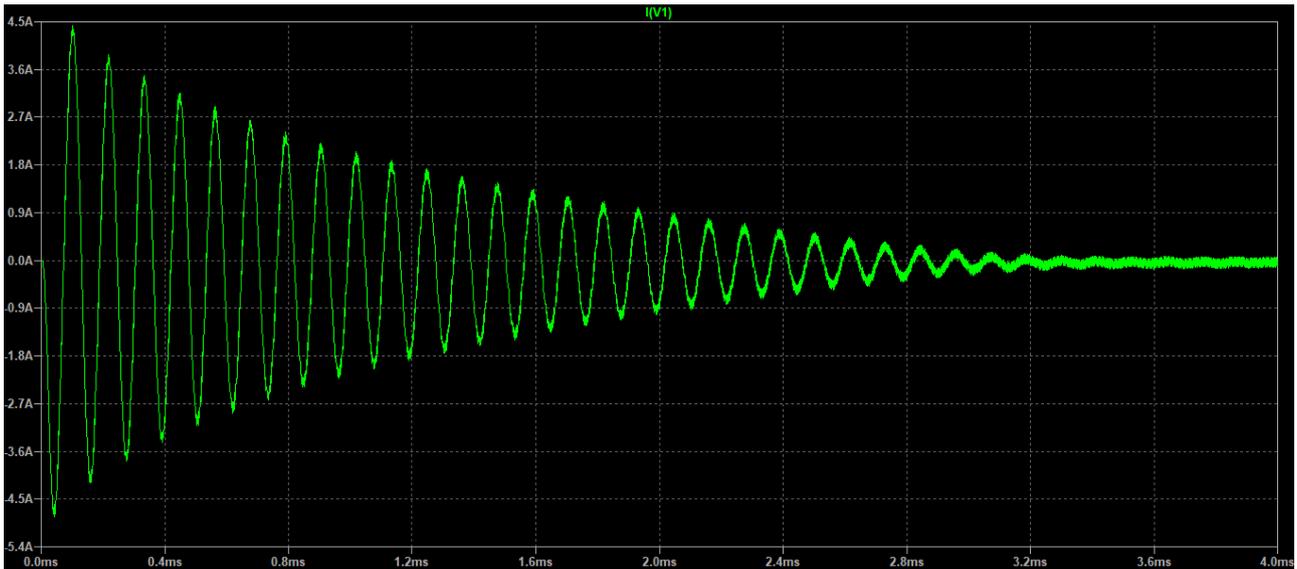


Figura 4.23 Corrente IDC erogata dall'alimentatore, LTSpice

Durante la prima fase della simulazione la corrente erogata dall'alimentatore ha andamento con oscillazioni in ampiezza smorzati che si protraggono fino a circa 2.5ms. Terminate le oscillazioni (figura 4.23 e 4.24) la corrente si attesta con ripple ad un valore medio relativamente modesto (nei grafici I_{DC} ha valor medio negativo perché il generatore di tensione è studiato secondo la convenzione degli utilizzatori).

I valori in ampiezza assunti da I_{DC} sono riportati in Tabella 4.4:

Tabella 4.4 Ampiezza corrente I_{DC} erogata dall'alimentatore

	$I_{DC\ MAX}$	$I_{DC\ medio}$
SIMSCAPE	4,5 A	0,3 A
LTSPICE	4,9 A	0,1 A

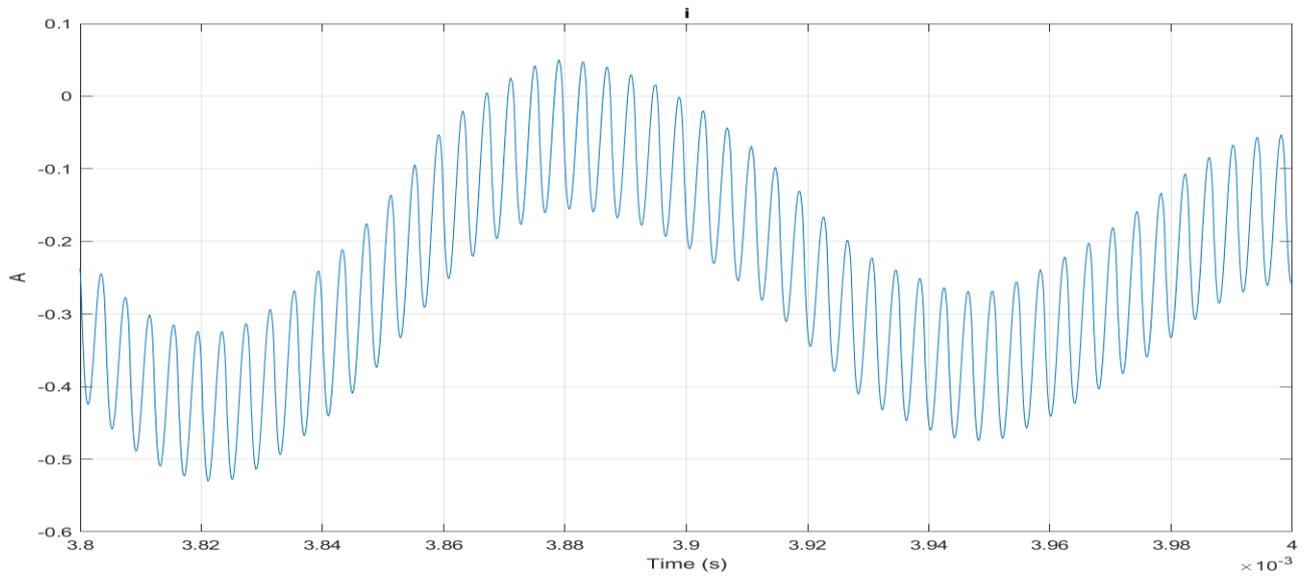


Figura 4.24 Andamento I_{DC} al termine delle oscillazioni, Simscape

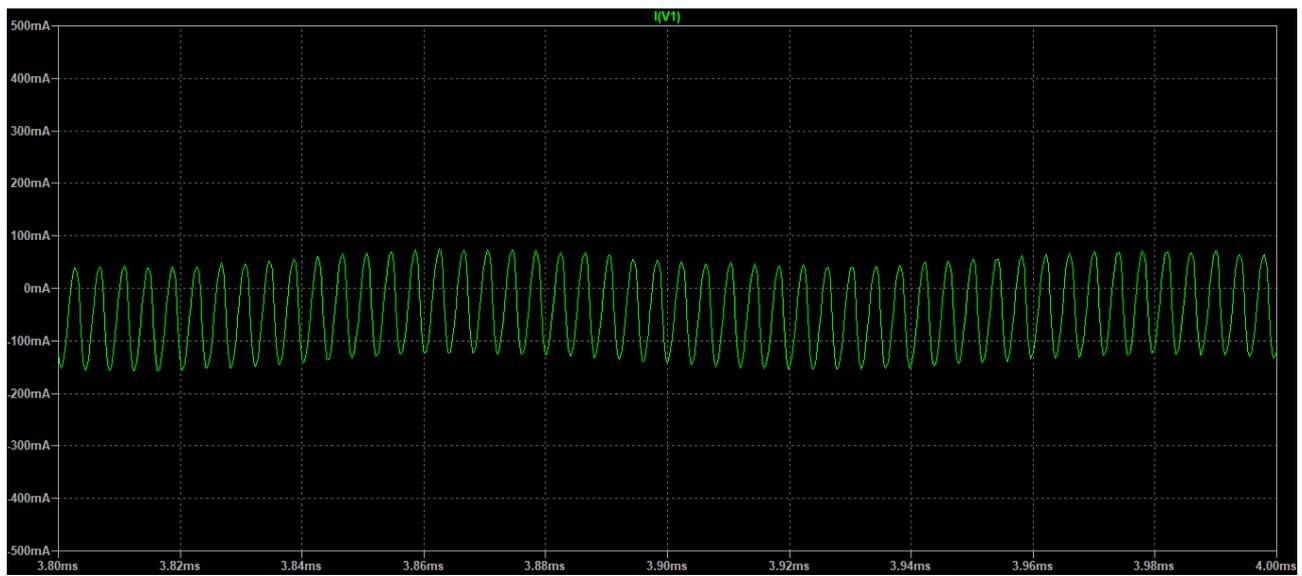


Figura 4.25 Andamento I_{DC} al termine delle oscillazioni, LTSpice

3.4 Potenze dissipate dalle resistenze R_1 e R_2

La potenza media dissipata dalle due resistenze è uguale e si attesta intorno a:

$$P_{R1} = P_{R2} \cong 0.15 \text{ W}$$

Si nota come le potenze abbiano andamento quasi ad onda quadra e siano in controfase, infatti le resistenze si alternano nella conduzione tramite la rispettiva conduzione ed interdizione del MOSFET a cui sono collegate, e sono percorse dalla corrente erogata dall'alimentazione, non dalla corrente che circola nel circuito risonante, ciò garantisce che il valore della potenza dissipata abbia un valore trascurabile.

Di seguito sono riportati gli andamenti delle potenze dissipate da R_1 ed R_2 stabilito l'andamento a regime sinusoidale:

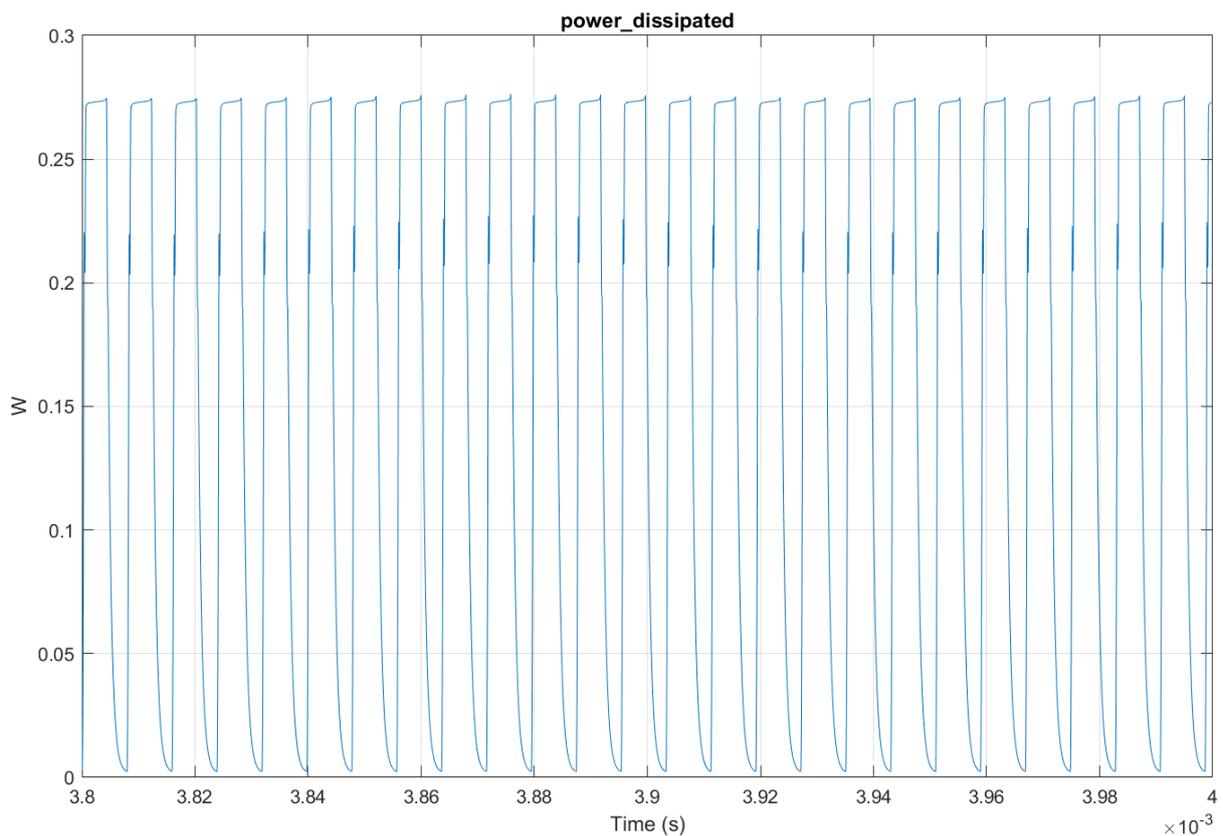


Figura 4.26 Potenza P_{R1} dissipata da R_1 , Simscape

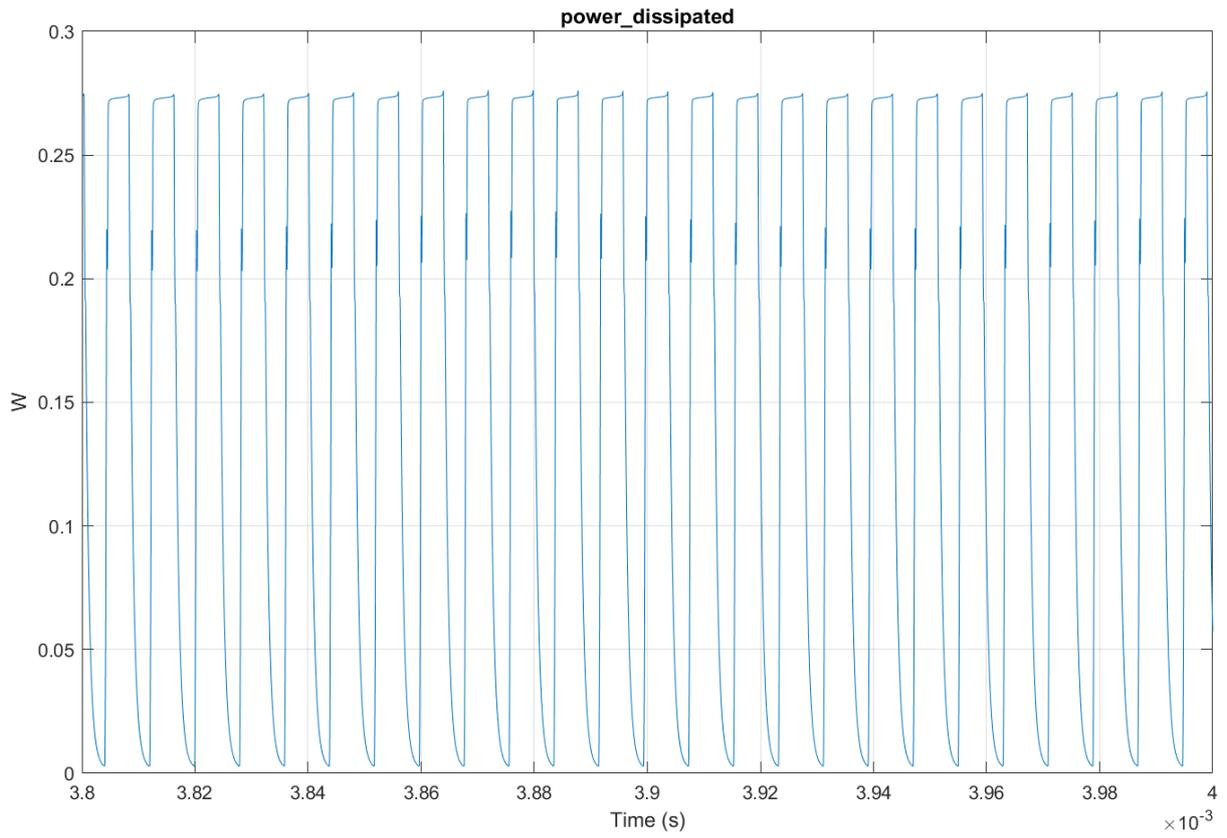


Figura 4.27 Potenza P_{R2} dissipata da R_2 , Simscape

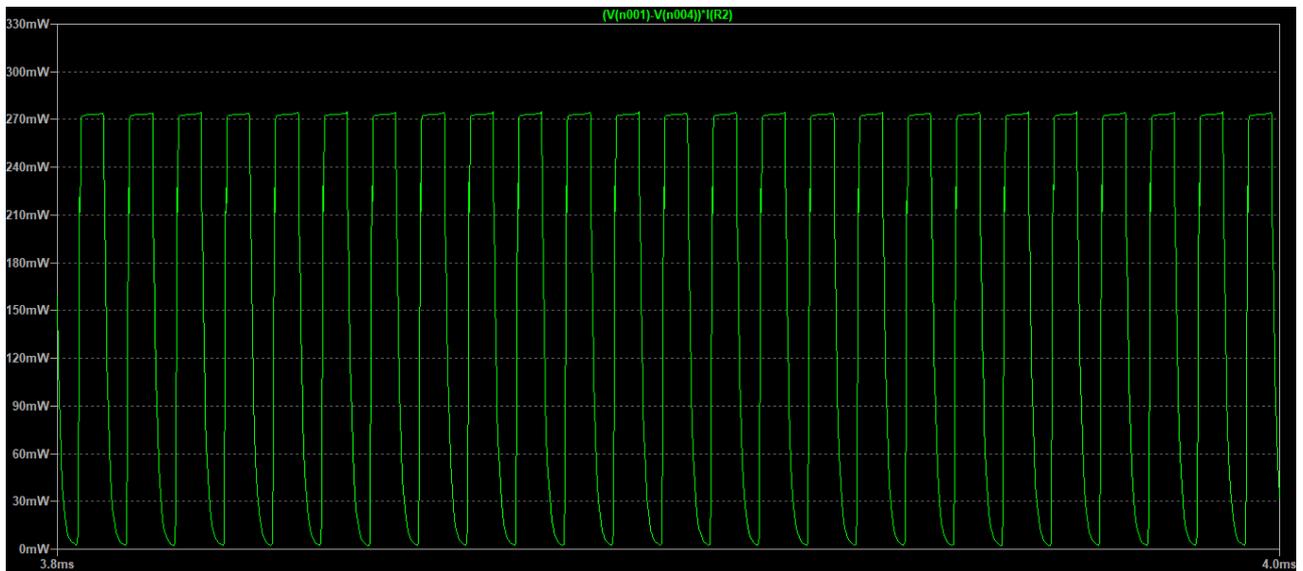


Figura 4.28 Potenza P_{R1} dissipata da R_1 , LTSpice

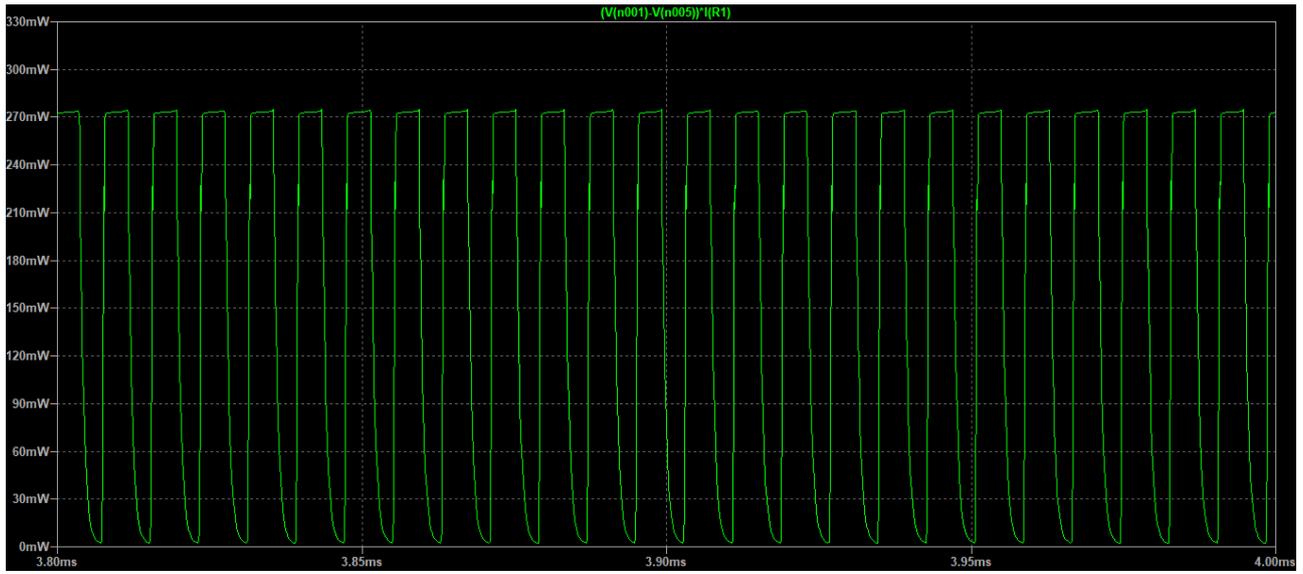


Figura 4.29 Potenza P_{R2} dissipata da R_2 , LTSpice

4.4 Oscillatore di Royer a carico

Nella configurazione a carico dell'oscillatore di Royer lo scopo è trasmettere potenza ad un carico accoppiato magneticamente alla bobina L. L'accoppiamento tra i due dispositivi è realizzato in aria. La frequenza di oscillazione di tensione e corrente che si ottengono sul carico è prevalentemente funzione dei parametri L e C dell'oscillatore, che potrebbe leggermente variare dato il contributo induttivo apportato dal carico stesso.

Il collegamento dell'oscillatore al carico è schematizzato tramite un induttore L_c mutuamente accoppiato alla bobina L, di cui viene definito il coefficiente di accoppiamento k , e ad una resistenza R_c che rappresenta l'effetto resistivo e quindi la potenza attiva che viene trasmessa. Questa configurazione è di fatto un trasformatore in cui però l'accoppiamento magnetico è svolto in aria.

Di seguito è riportato il circuito in analisi:

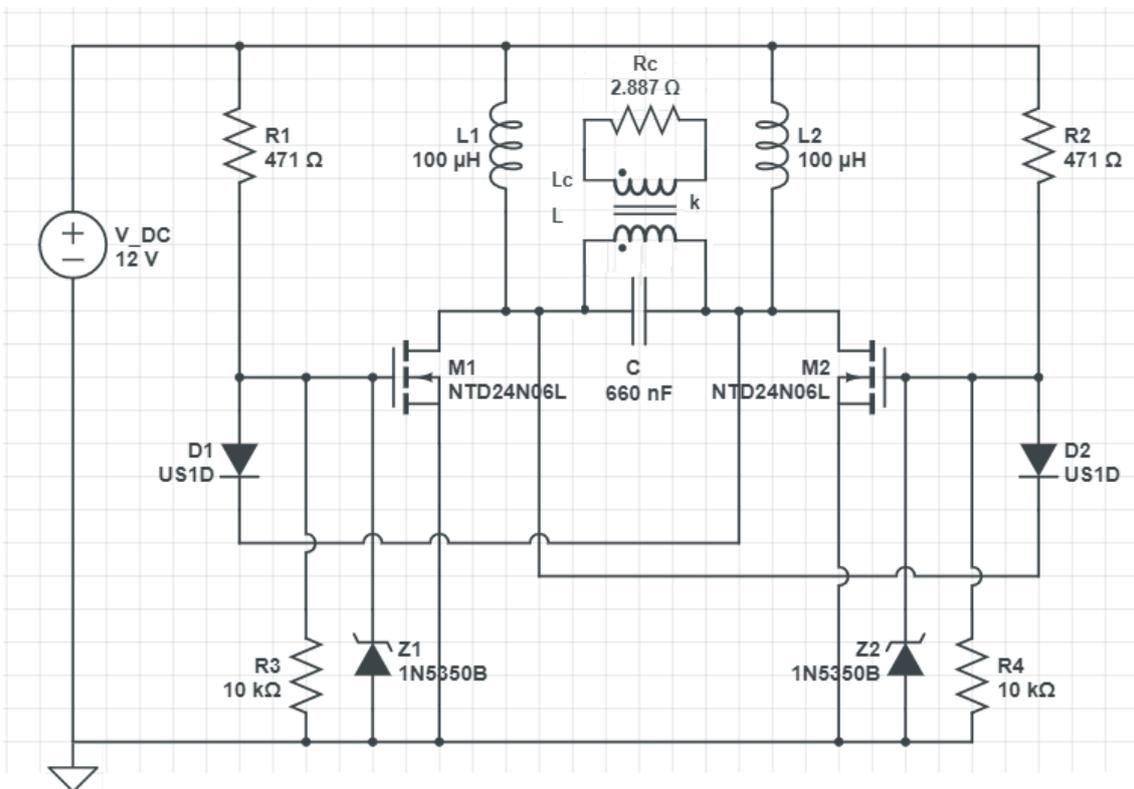


Figura 4.30 Oscillatore di Royer magneticamente accoppiato ad un carico

Lo schema dell'oscillatore di Royer non cambia, si sono aggiunti i parametri L_c ed R_c e il coefficiente di accoppiamento k tra L e L_c di cui si valutano i rispettivi valori tramite delle misurazioni.

4.4.1 Misure svolte sull'oscillatore di Royer a carico

Dato che il "circuito" del carico non è direttamente accessibile, essendo questo formato principalmente dal backplate, per determinare la potenza al carico si misurano la corrente e la tensione a cui lavora la bobina L del circuito risonante, che determina l'accoppiamento tra l'oscillatore e carico a cui trasmette potenza tramite induzione elettromagnetica. Nel seguente paragrafo sono riportati gli andamenti delle misure svolte ed il procedimento svolto per stimare l'impedenza complessiva rappresentata dal carico.

Di seguito sono riportate le misure di I_L , V_L e della potenza P_c :

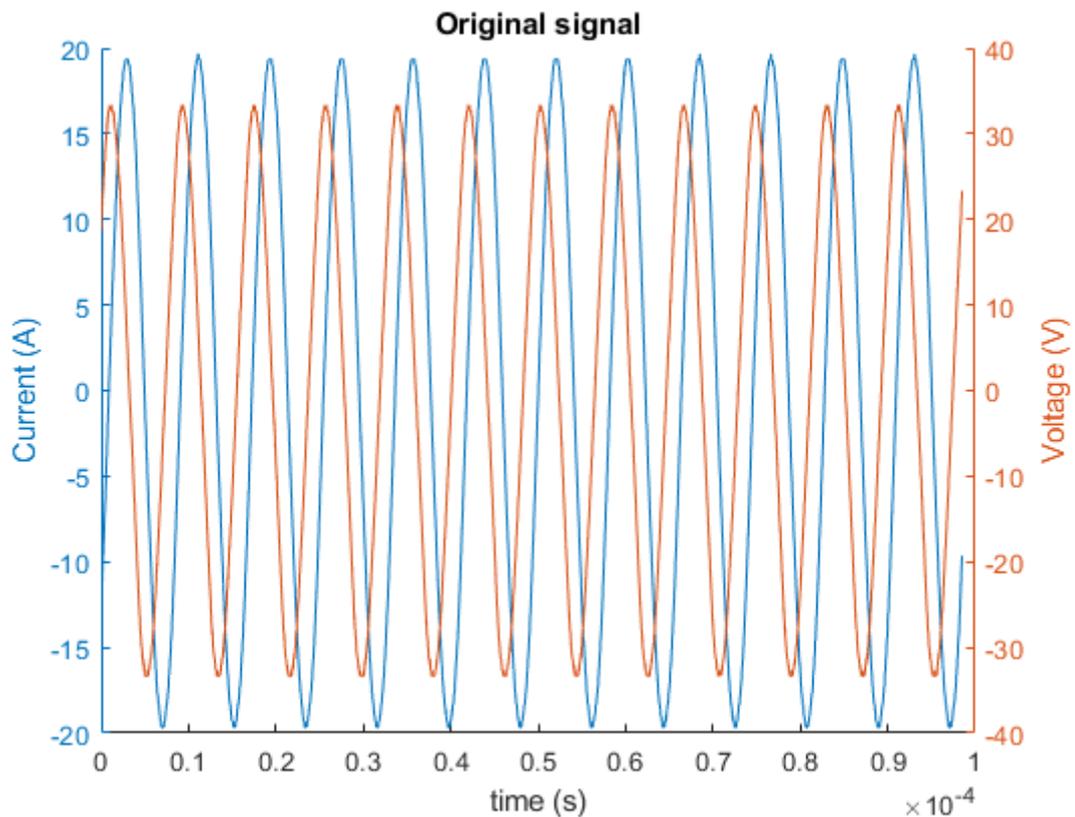


Figura 4.31 Andamenti di corrente di \bar{I}_L e tensione \bar{V}_L ottenuti dalle misure a carico

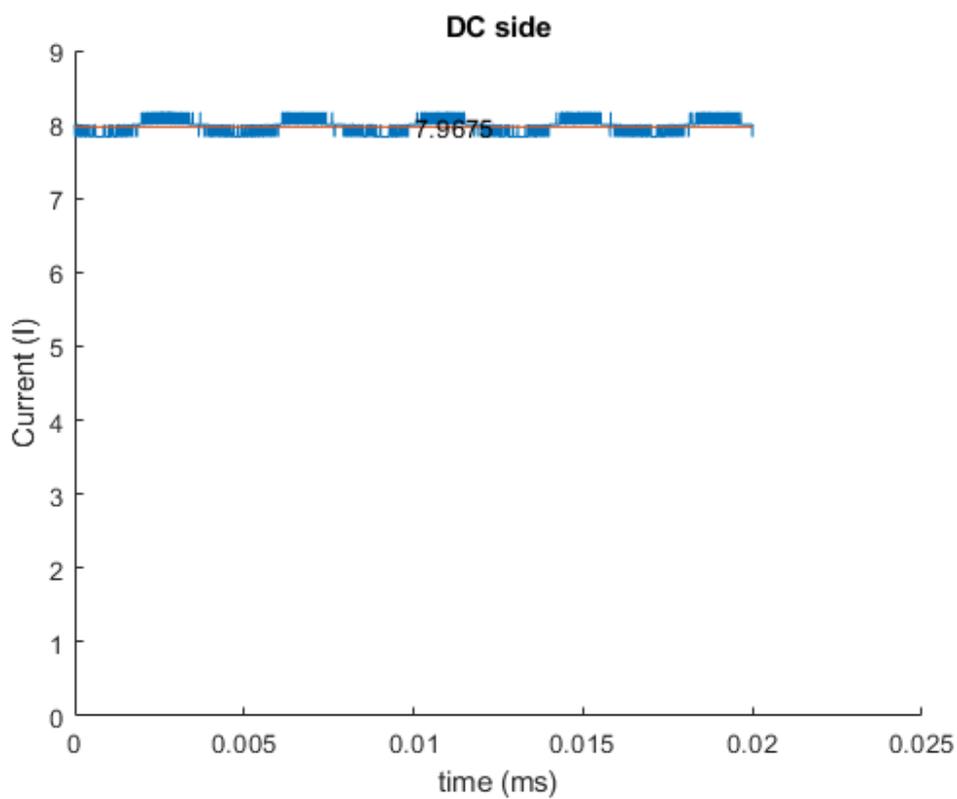


Figura 4.32 Corrente erogata dall'alimentatore DC dalle misure a carico

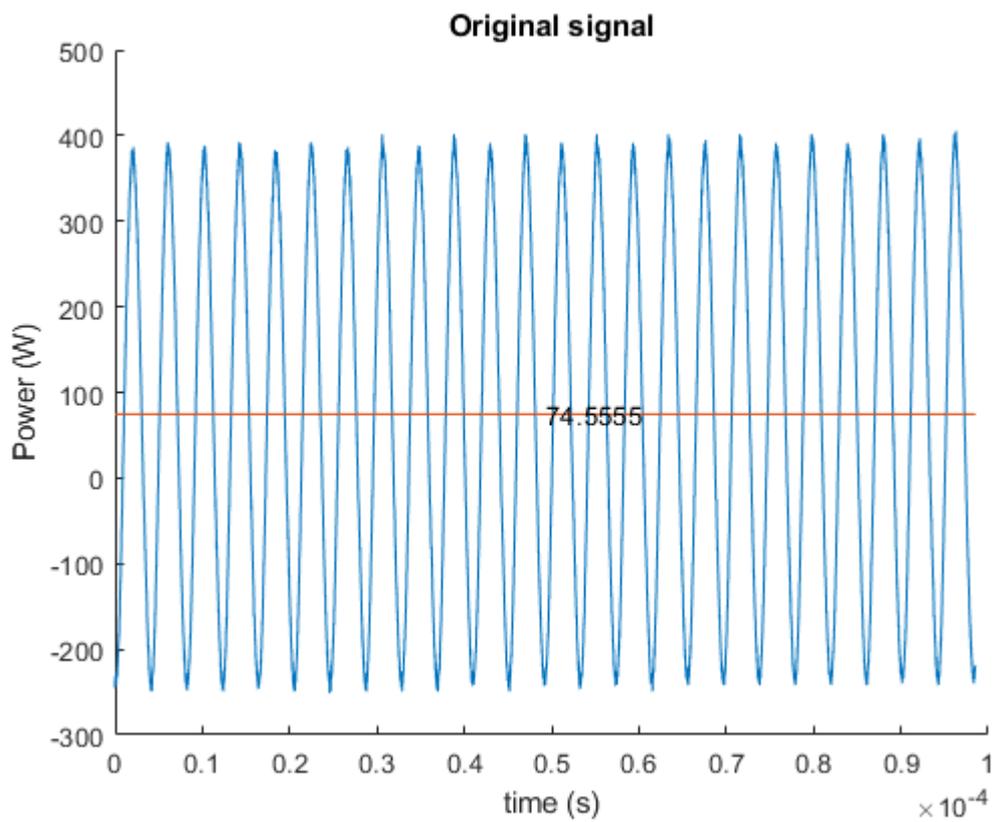


Figura 4.33 Andamento della potenza P ricavata dalle misure a carico

La corrente erogata dall'alimentazione DC in condizione di carico ha un valore non trascurabile dato il trasferimento di potenza che realizza il sistema, anche in questo caso è presente un ripple, di circa 0.17A.

Il segnale ottenuto dalle misure è sinusoidale sia per la tensione V_L che per la corrente I_L (figura 4.30) tuttavia, in particolare per V_L , è presente un contributo armonico non trascurabile come riportato in figura 4.32:

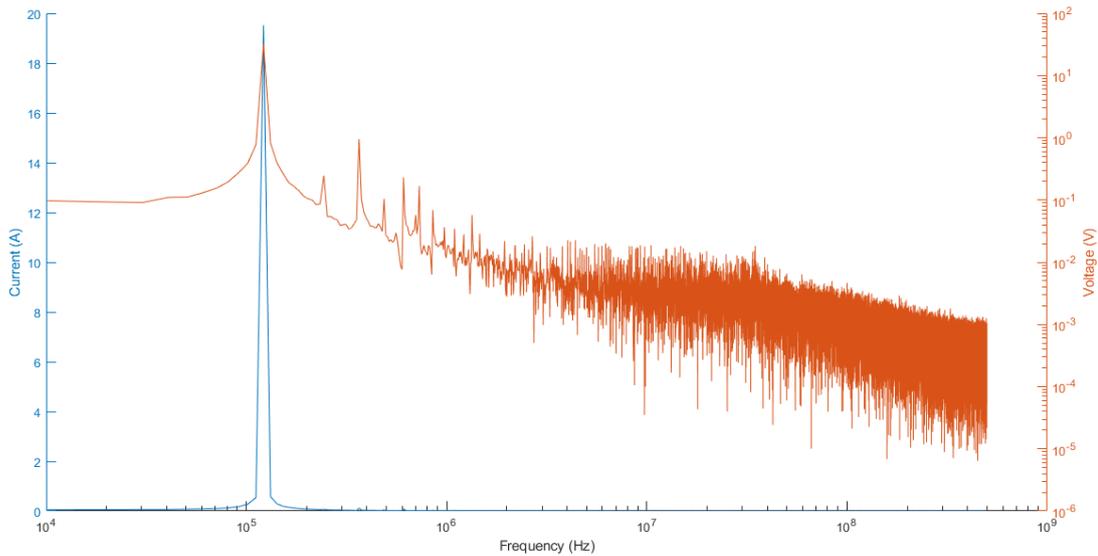


Figura 4.34 Contenuto armonico delle misure di \bar{I}_L e \bar{V}_L a carico

Prima di procedere al calcolo dell'impedenza complessiva vista dalla bobina primaria del circuito risonante \bar{Z}_S si ricavano gli andamenti di prima armonica sia di I_L che di V_L

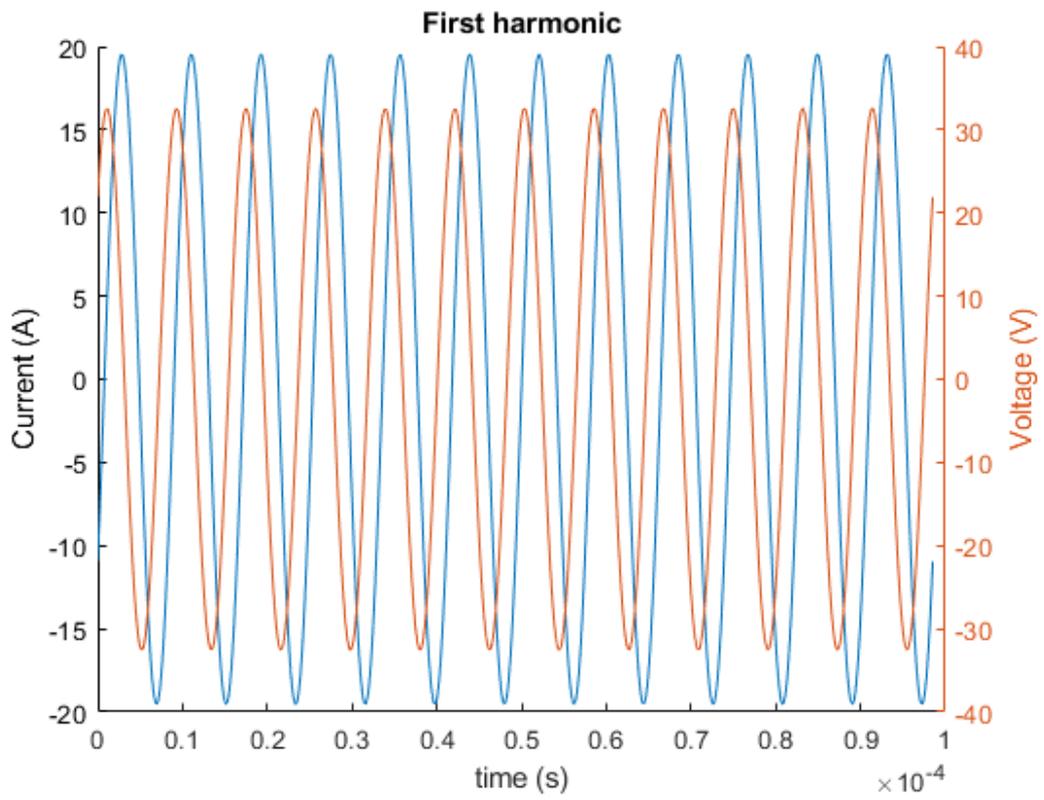


Figura 4.35 Andamenti di prima armonica di corrente di \bar{I}_L e tensione \bar{V}_L a carico

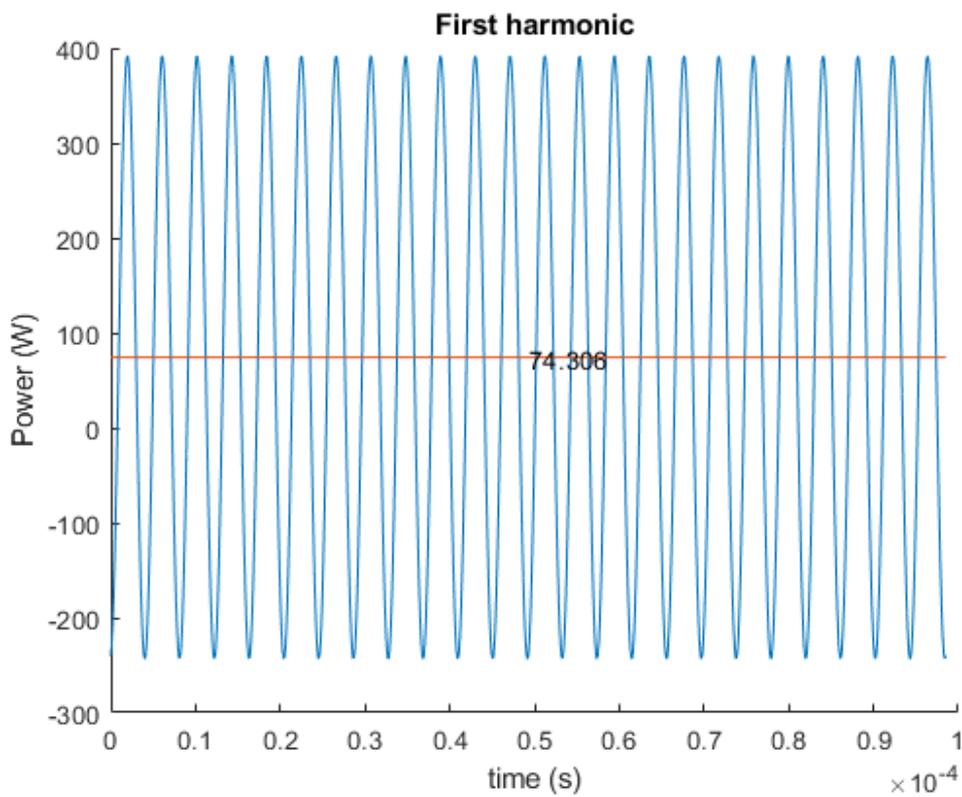


Figura 4.36 Andamento della potenza P di prima armonica a carico

Con i valori di prima armonica di I_L e V_L ricavati si procede al calcolo dell'impedenza complessiva vista dalla bobina primaria del circuito risonante \overline{Z}_s . L'impedenza ottenuta, oltre a contenere l'impedenza della bobina L, include la componente resistiva R_C ed induttiva L_C del carico.

I valori di prima armonica ottenuti dalle misure sono riportati in tabella 4.5:

Tabella 4.5 Risultati misure oscillatore di Royer a carico

I_{L_RMS}	13,80 A
V_{L_RMS}	23 V
f	121,8 kHz
P_c	74,31 W
R_s	0,389937 Ω
L_s	2,11663 μH
I_{DC}	7.97 A

Per ricavare L_C ed R_C e il coefficiente di accoppiamento k si scrivono le equazioni degli induttori accoppiati (Figura 4.35)

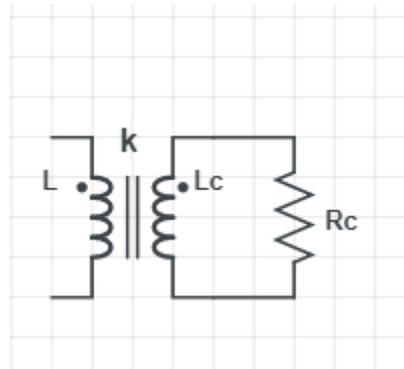


Figura 4.37 Induttori accoppiati

$$\begin{cases} \overline{V}_1 = j\omega(L\overline{I}_1 + M\overline{I}_2) \\ \overline{V}_2 = j\omega(M\overline{I}_1 + L_c\overline{I}_2) \end{cases}$$

Nel caso a vuoto, $\overline{I}_2 = 0$, quindi $L_c = L_0$. A carico, il secondario dei due induttori accoppiati alimenta Rc, per cui

$$\overline{V}_2 = -R_c\overline{I}_2$$

Sostituendo nella seconda equazione degli induttori accoppiati e inserendo il risultato nella prima, dopo alcuni passaggi si ottiene l'impedenza vista al primario dei due induttori accoppiati

$$\bar{Z}_1 = \frac{\bar{V}_1}{\bar{I}_1} = \frac{\omega^2 M^2 R}{R^2 + (\omega L_c)^2} + j\omega \left(L - \frac{\omega^2 M^2 L_c}{R^2 + (\omega L_c)^2} \right) = R_s + j\omega L_s$$

A partire dai valori misurati di R_s e L_s in Tabella 4.5, ed imponendo la condizione $L = L_c$ è possibile ricavare i valori dalla soluzione del sistema non-lineare di equazioni, ottenendo i risultati relativi a L, L_c, R_c e k da inserire nel modello delle simulazioni:

$$L = L_c = 2.4471 \mu H$$

$$R_c = 2.8872 \Omega$$

$$k = 0.6753$$

4.4.2 Simulazioni oscillatore di Royer a carico

Le simulazioni dell'oscillatore di Royer a carico sono svolte anche in questo caso su due software: Simscape ed LTSpice. Sono rappresentati in figura 4.36 e 4.37 gli schemi circuitali:

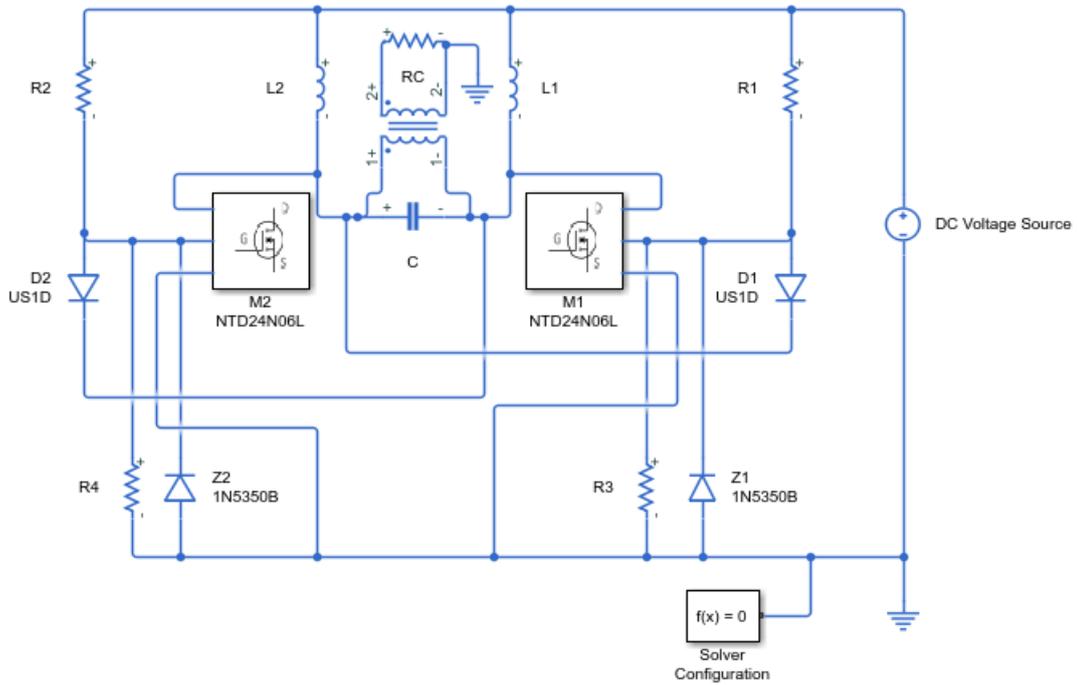


Figura 4.38 Schema oscillatore di Royer a carico, Simscape

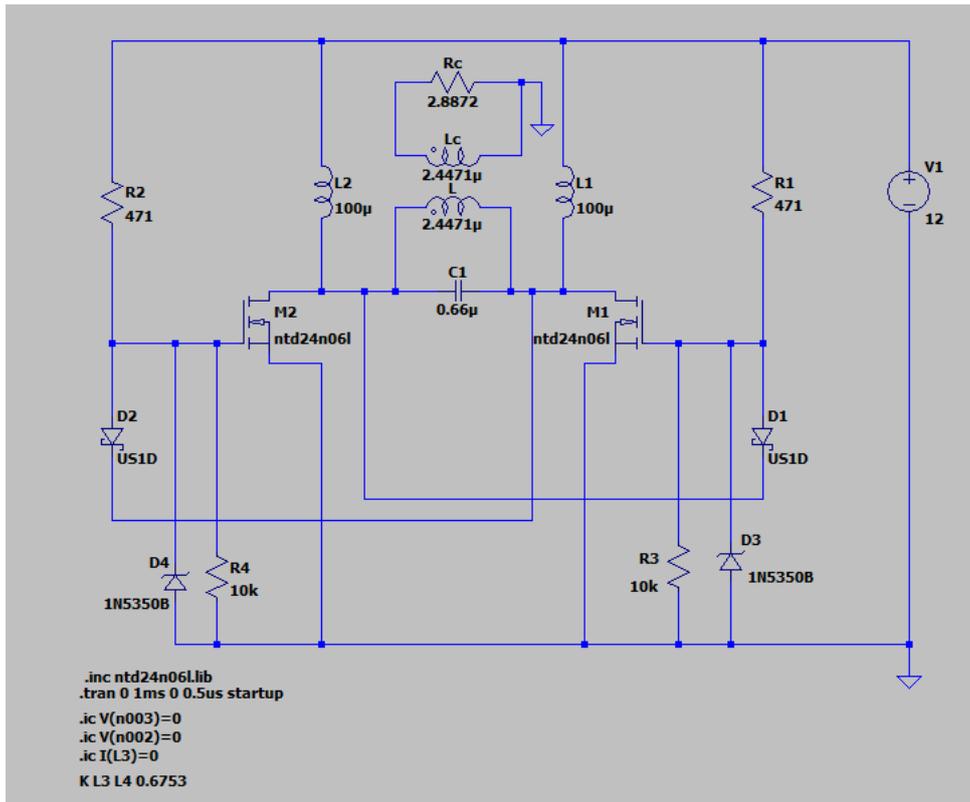


Figura 4.39 Schema oscillatore di Royer a carico, LTSpice

4.4.3 Corrente induttore L a carico

Valutare la corrente I_L è di fondamentale importanza per analizzare il comportamento dell'oscillatore in condizioni di carico e per verificare gli effetti sul carico stesso.

In questa configurazione non è possibile svolgere misure dirette di tensione e corrente sul carico per valutarne la potenza trasmessa, informazioni però che possono essere ricavate da I_L , in quanto è la corrente che garantisce l'accoppiamento tra l'oscillatore ed il carico stesso

I grafici seguenti rappresentano I_L ottenuta dalle simulazioni:

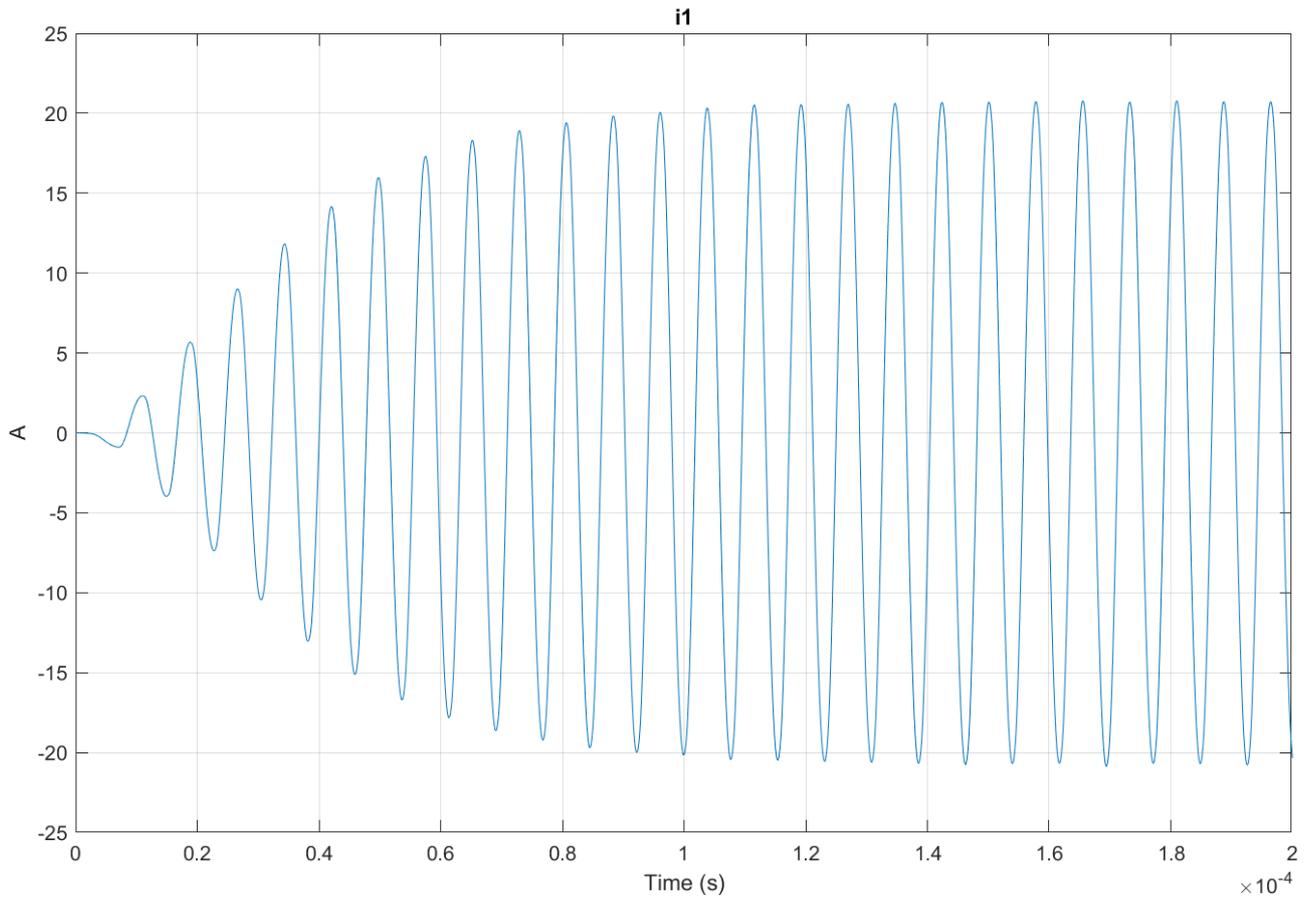


Figura 4.40 Corrente I_L a carico, Simscape

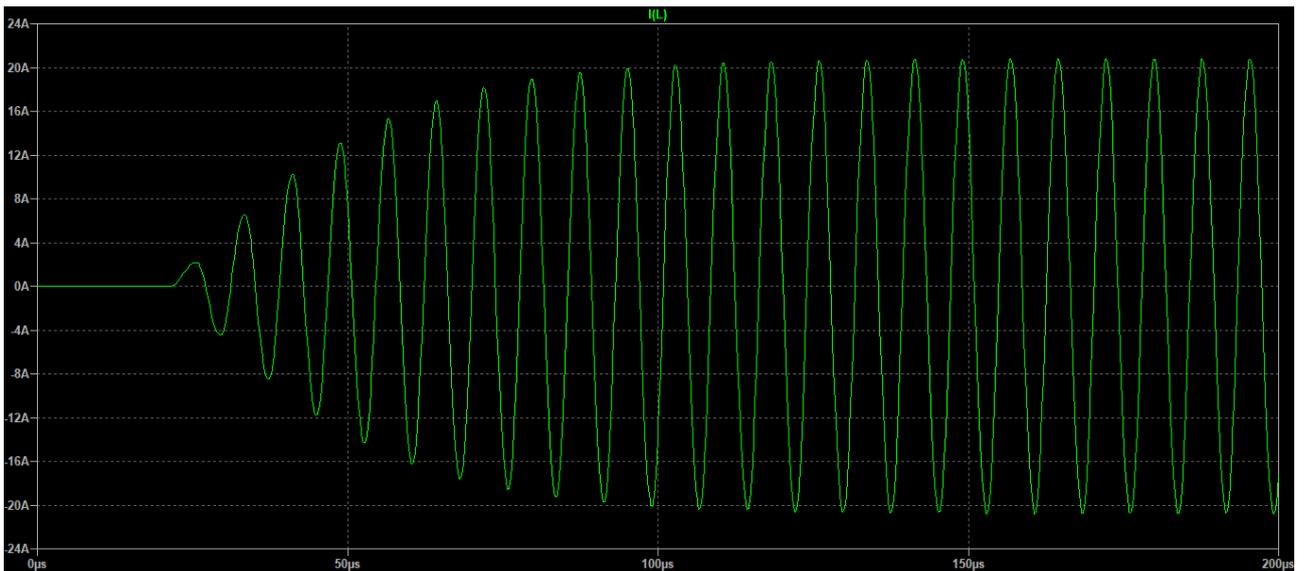


Figura 4.41 Corrente I_L a carico, LTSpice

La corrente I_L ha risposta risonante smorzata, questo perché la presenza del carico, magneticamente accoppiato con la bobina L aggiunge un contributo resistivo non trascurabile, ed evita si creino oscillazioni in ampiezza della corrente. Infatti, esaurito il transitorio di salita della corrente (che termina intorno a 0.1 ms), l'andamento risulta essere fin da subito sinusoidale.

I_L in entrambe le simulazioni vale:

$$I_{L_{rms}} = 14.7 A$$

Con frequenza di oscillazione:

$$f_r = 129.6 kHz$$

4.4.4 Tensione condensatore C a carico

Come nel caso a vuoto, anche nella configurazione a carico, la tensione V_C ai capi del condensatore e la tensione V_L sulla bobina L si equivalgono.

Il comportamento di V_C è del tutto analogo a quello ottenuto per I_L : non risulta esserci alcuna oscillazione in ampiezza data la presenza dell'effetto resistivo del carico ed esaurito il transitorio per raggiungere il regime la tensione resta sinusoidale. Il valore di picco raggiunto da V_C è comunque più alto della tensione V_{DC} di alimentazione grazie all'effetto risonante e la frequenza è f_r calcolata per la corrente I_L .

In termini di valori efficaci:

$$V_{C_{rms}} = 25.8 V$$

Le seguenti immagini riportano il comportamento di V_C ottenuto:

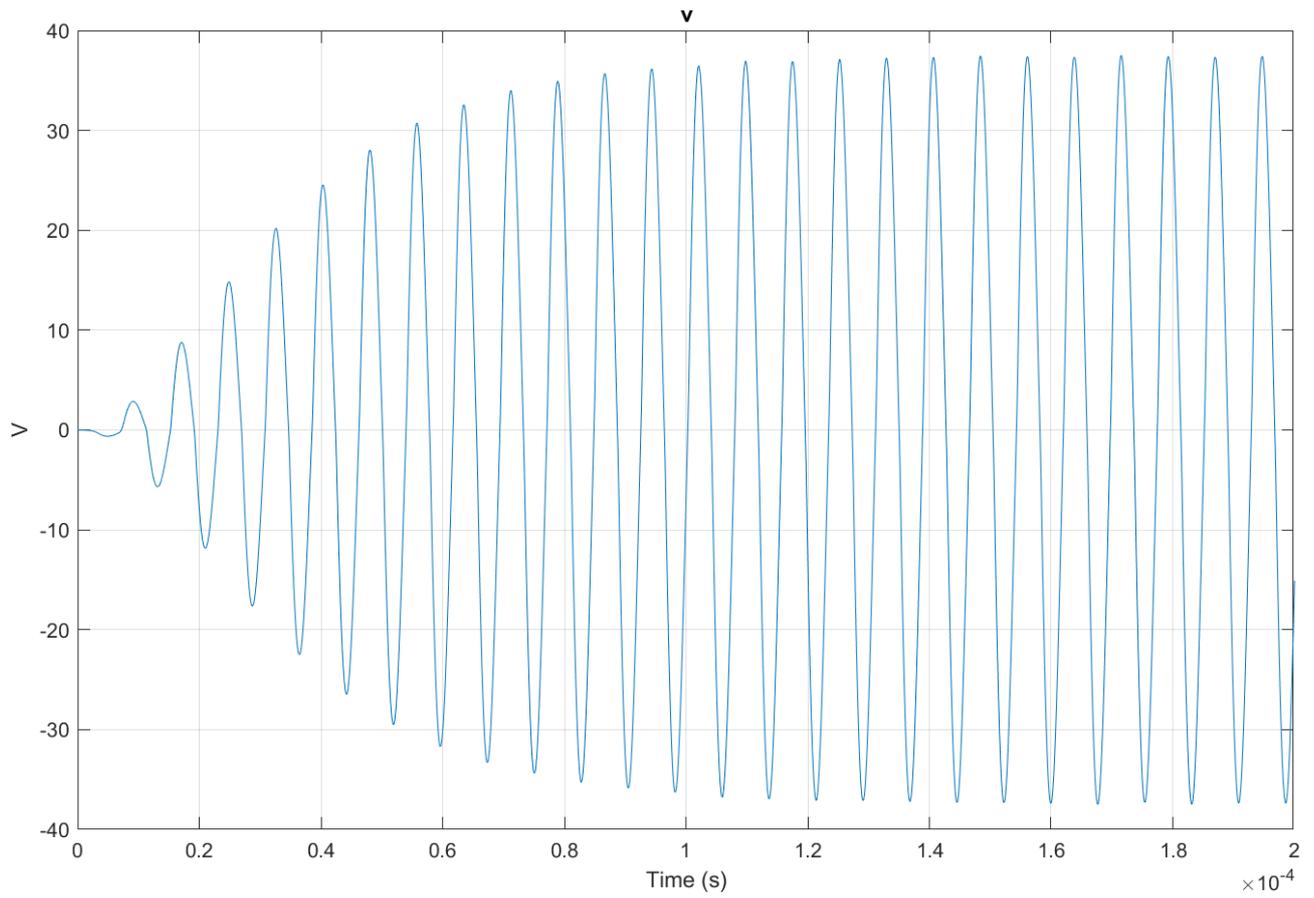


Figura 4.42 Tensione ai capi di C, Simscape



Figura 4.43 Tensione ai capi di C, LTSpice

4.4.5 Potenza trasmessa e grandezze elettriche lato carico

Una delle principali applicazioni dell'oscillatore di Royer è nei circuiti per Induction Heating, ovvero si trasmette potenza al dispositivo da riscaldare (rappresentato in questa trattazione come un carico resistivo) per induzione elettromagnetica attraverso due bobine magneticamente accoppiate.

La frequenza di tensione e corrente indotte sul lato carico è la stessa di quella generata dall'oscillatore, quindi funzione dei parametri L e C del circuito risonante.

La potenza utile, ovvero il riscaldamento che si ottiene del dispositivo carico, nel circuito simulato, è rappresentata dalla potenza dispersa dalla resistenza R_c .

Il termine di potenza P_c è legato sia alla corrente I_L , che garantisce l'accoppiamento magnetico tra l'oscillatore e il carico, che al coefficiente k che indica l'efficacia dell'accoppiamento realizzato, dato che quest'ultimo avviene in aria la quantità di flusso disperso non è da considerarsi trascurabile.

Gli andamenti di corrente e tensione indotti sul lato carico sono riportati nelle seguenti immagini:

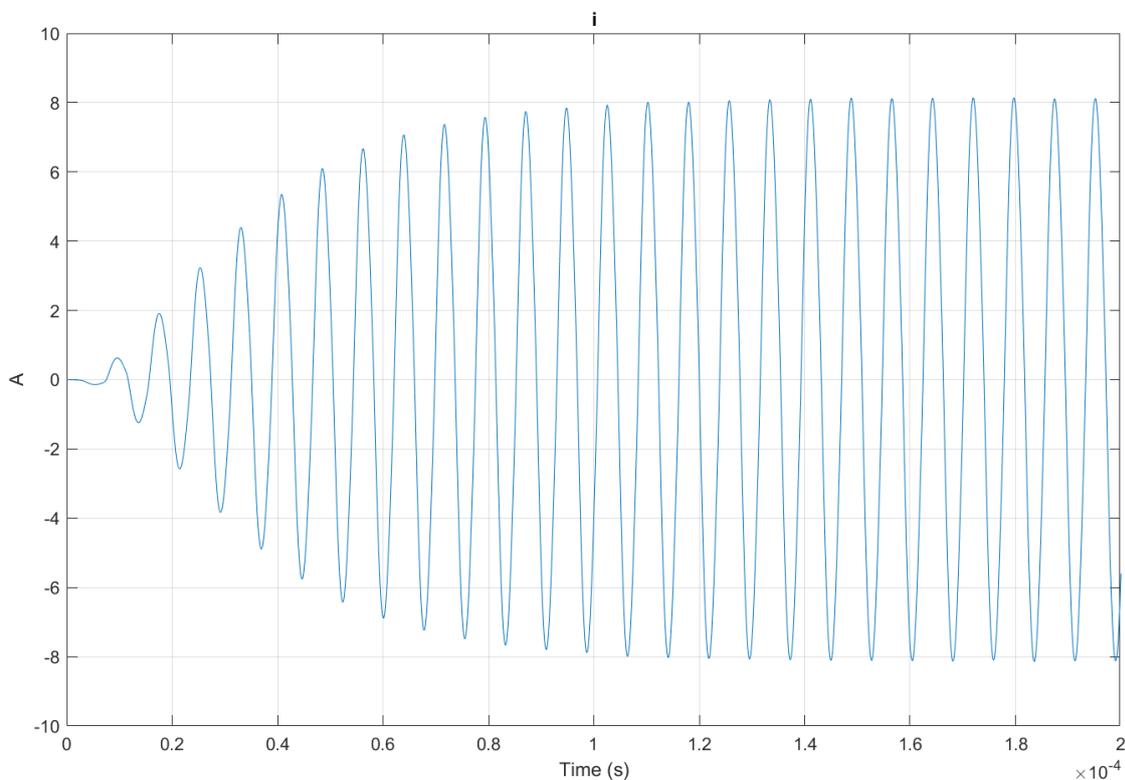


Figura 4.44 Corrente I_{Rc} che percorre la resistenza R_c , Simscape

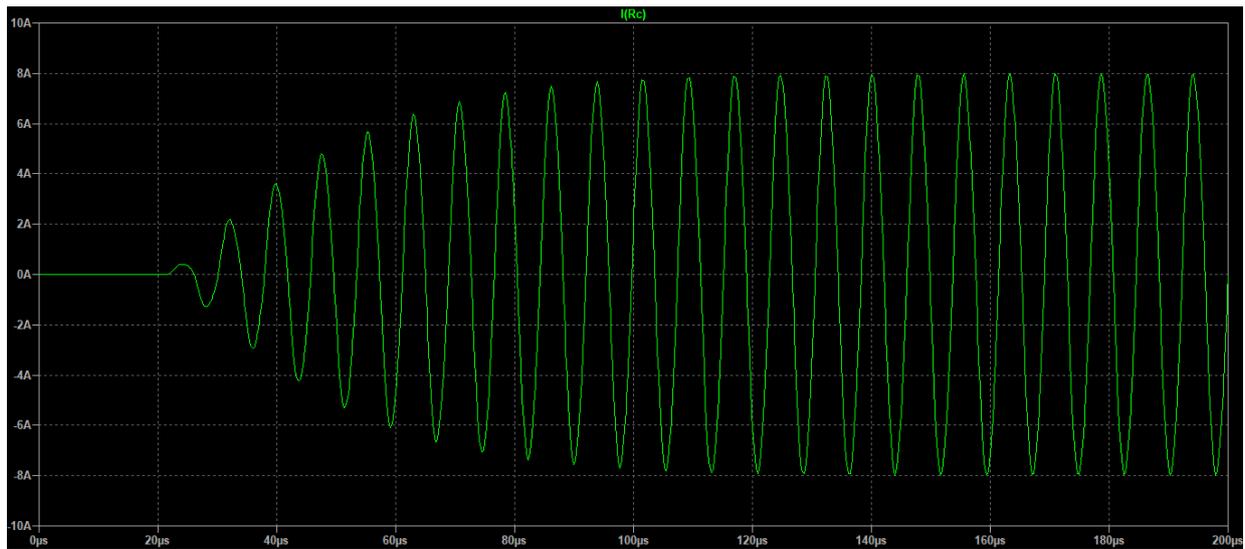


Figura 4.45 Corrente I_{R_c} che percorre la resistenza R_c , LTSpice

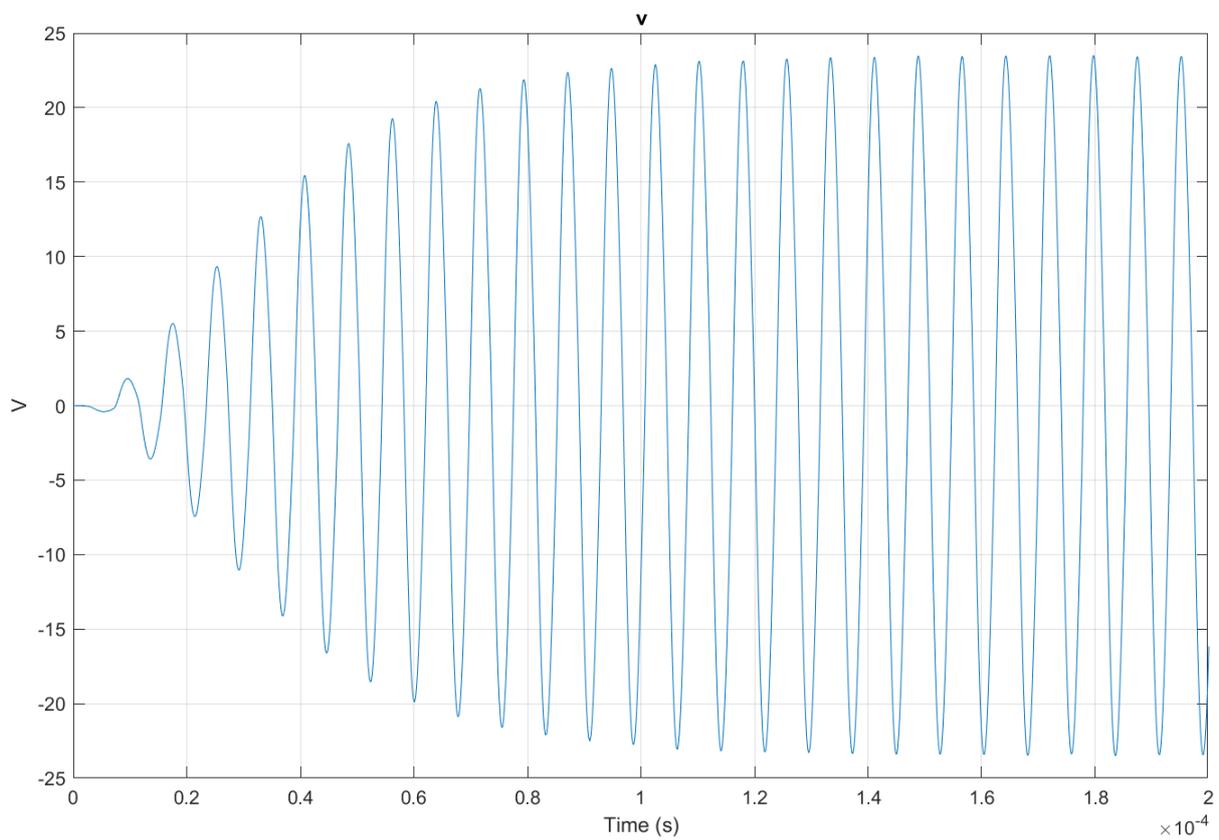


Figura 4.46 Tensione V_{R_c} ai capi della resistenza R_c , Simscape

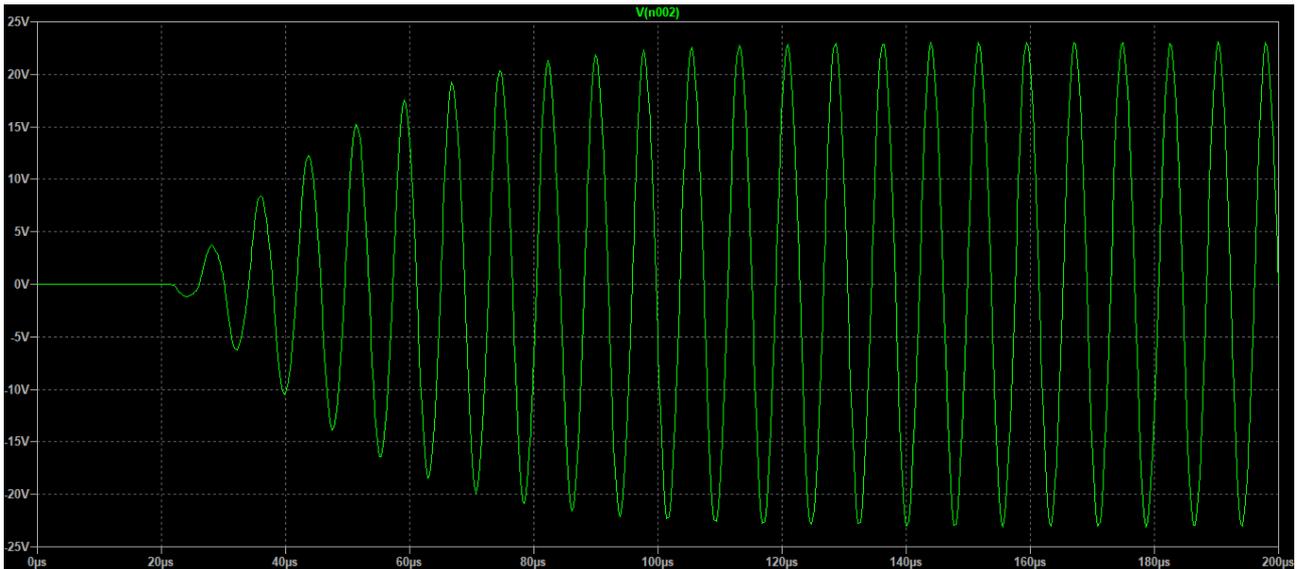


Figura 4.47 Tensione V_{RC} ai capi della resistenza R_C LTSpice

Sia la tensione V_{RC} che la corrente I_{RC} (riportate rispettivamente in figura 4.42 e 4.43 e figura 4.44 e 4.45) hanno andamenti sinusoidale con frequenza f_r (stesso valore di frequenza della corrente I_L), comportamento che viene raggiunto dopo una breve fase transitoria che porta da zero al valore di regime le due grandezze.

Inoltre, come dimostrano i valori ottenuti, non essendo unitario il termine k , sia V_{RC} che I_{RC} sono in termini di ampiezza inferiori rispetto a quelli visti sul lato oscillatore.

I valori di ampiezza per corrente e tensione sul carico sono riportati di seguito (i risultati delle due simulazioni sono simili tra loro):

$$I_{RC_{rms}} \cong 5.65 \text{ A}$$

$$V_{RC_{rms}} \cong 16.5 \text{ V}$$

$$f_r \cong 129.6 \text{ kHz}$$

La resistenza R_c , è alimentata dalla tensione sinusoidale indotta sulla bobina secondaria L_c accoppiata all'oscillatore, che attraversata dalla corrente I_{RC} disperde una potenza P_c per effetto Joule, con frequenza doppia rispetto quella valutata per I_L . Esaurito il transitorio iniziale e raggiunto il regime, il valor medio di potenza vale:

$$P_c \cong 93 \text{ W}$$

L'andamento di P_c è riportato nei seguenti grafici:

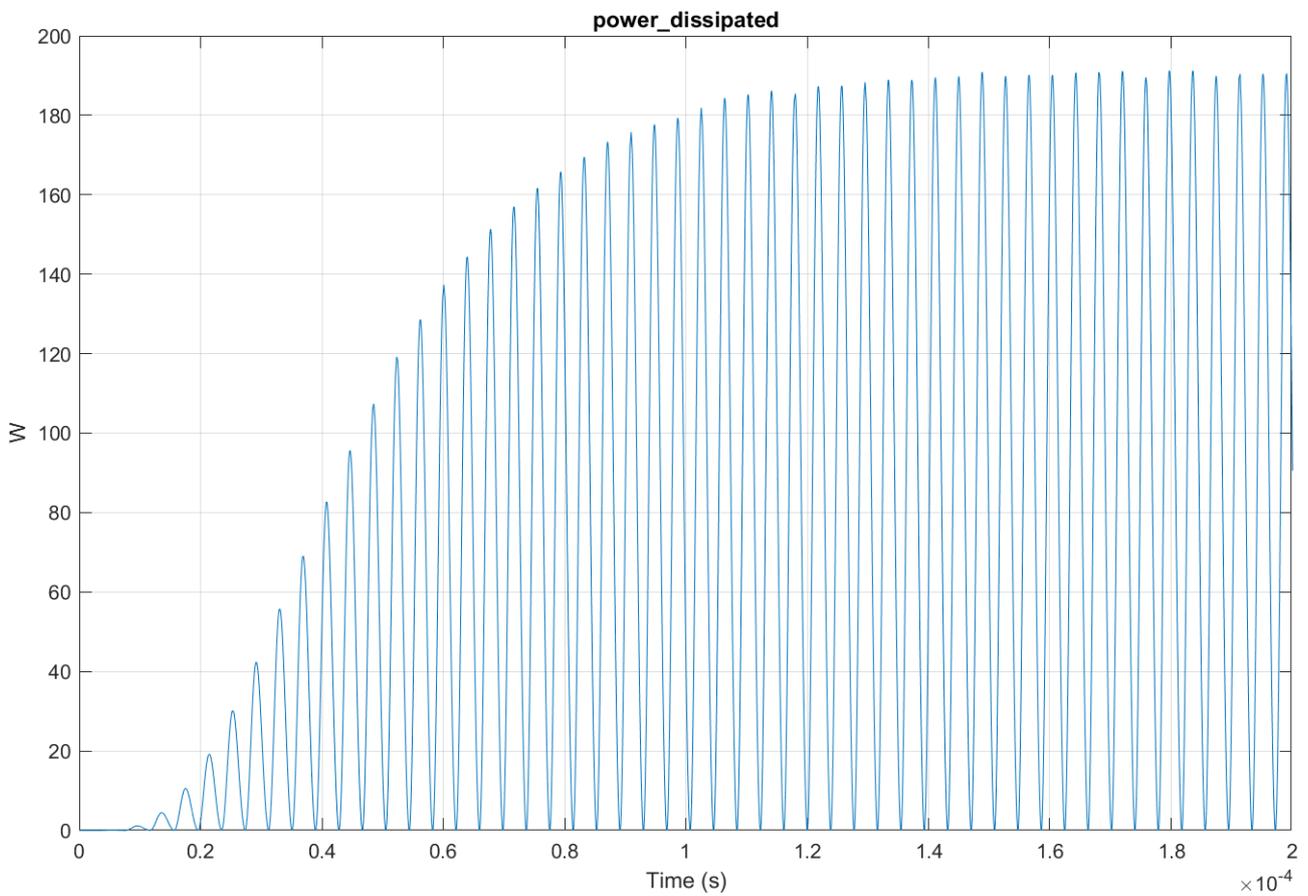


Figura 4.48 Potenza P_c dissipata dalla resistenza R_c Simscape

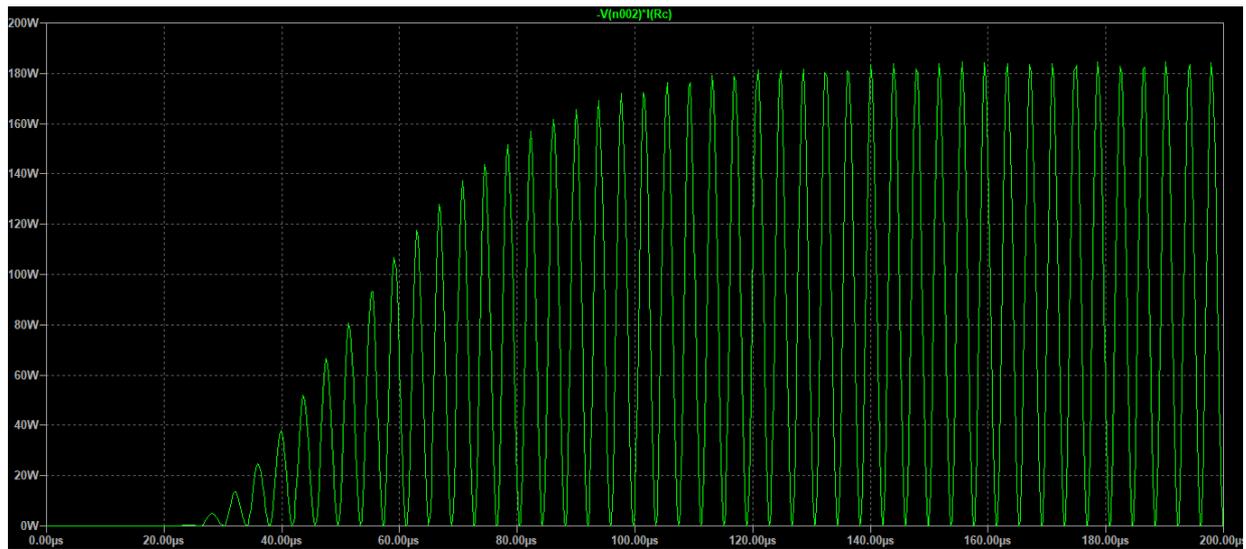


Figura 4.49 Potenza P_c dissipata dalla resistenza R_c LTSpice

4.4.6 Corrente erogata dall'alimentatore DC a carico

La necessità di un trasferimento di potenza non trascurabile dalla sorgente al carico influisce sul valore di corrente erogato dall'alimentazione. Nel caso a vuoto I_{DC} era fornita sostanzialmente per consentire all'oscillatore di innescarsi e compensare le perdite.

Nel caso a carico l'andamento di I_{DC} è significativamente diverso:

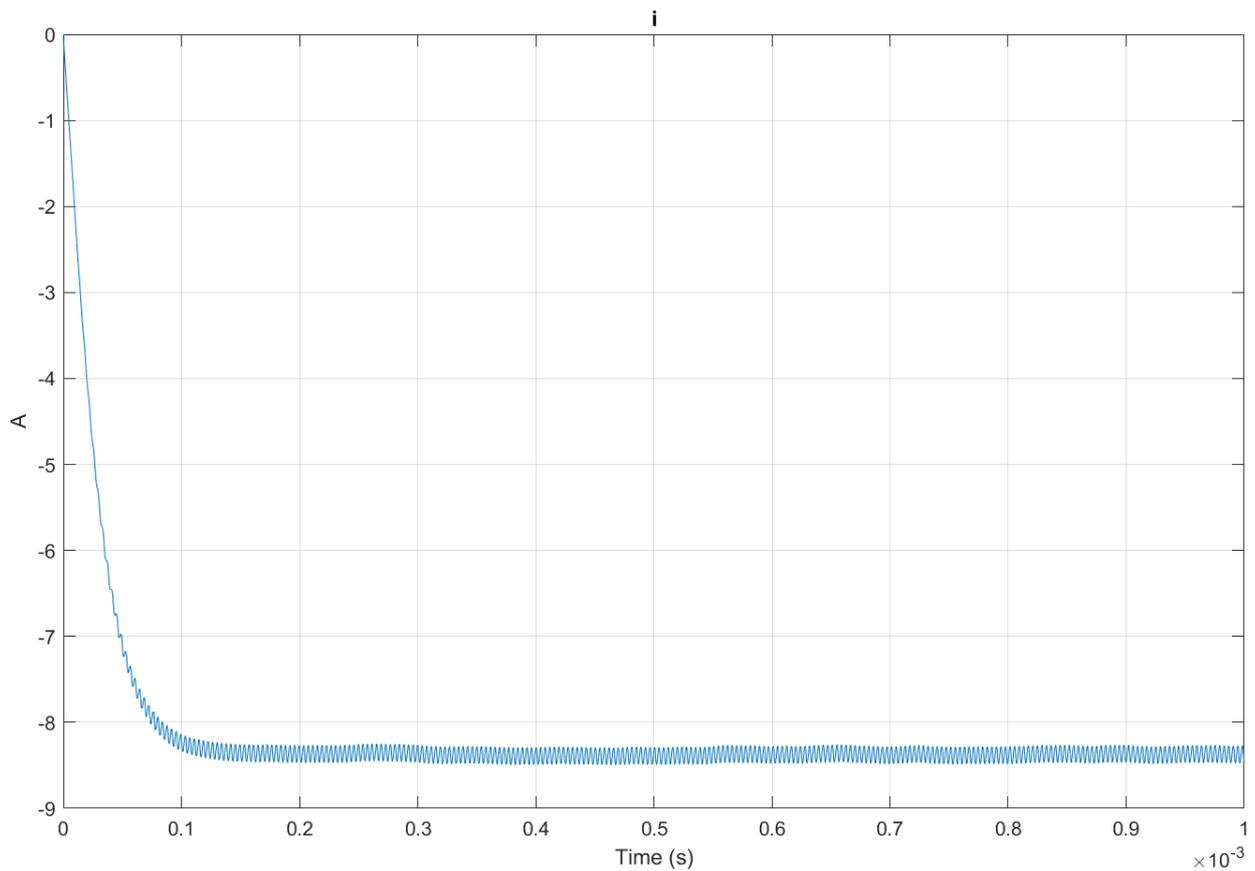


Figura 4.50 Corrente I_{DC} erogata dall'alimentatore, Simscape

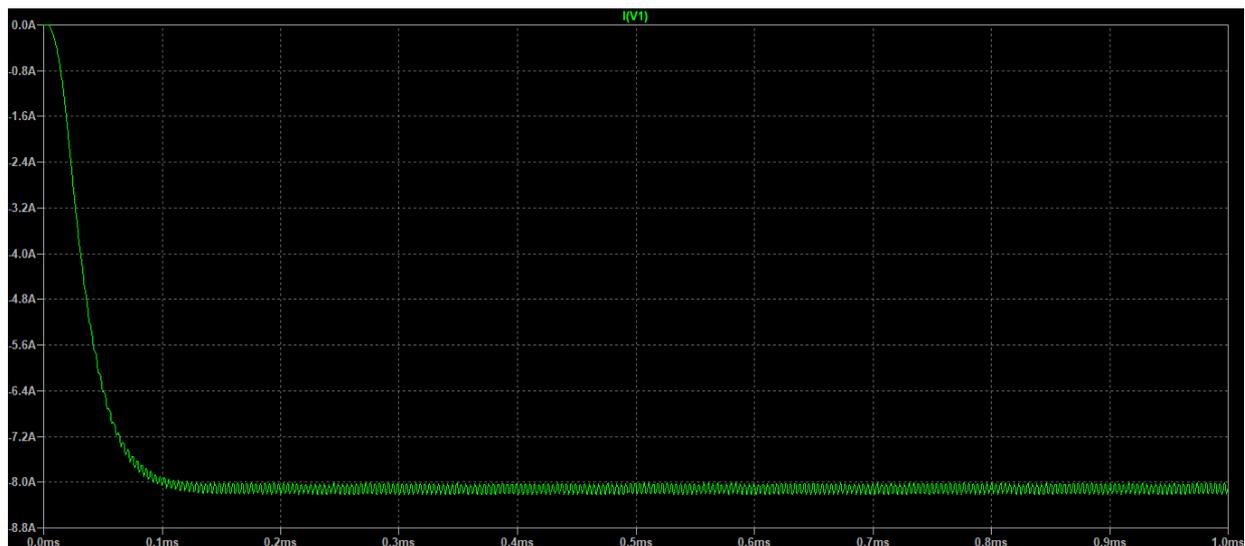


Figura 4.51 Corrente I_{DC} erogata dall'alimentatore, LTSpice

La corrente erogata dall'alimentazione in DC dai grafici è negativa perché vista come corrente entrante nella sorgente di alimentazione. È presente durante la fase iniziale il transitorio che porta la corrente erogata da zero al valore di regime, che si attesta con valore medio di circa 8 A, in particolare:

$$I_{DC\text{Sim scape}} = 8.37 \text{ A}$$

$$I_{DC\text{Lts pice}} = 8.1 \text{ A}$$

L'andamento della corrente non è costante, a regime ha un ripple con frequenza doppia rispetto la frequenza generata dall'oscillatore:

$$\Delta I_{DC\text{ripple}} \cong \pm 0.1 \text{ A}$$

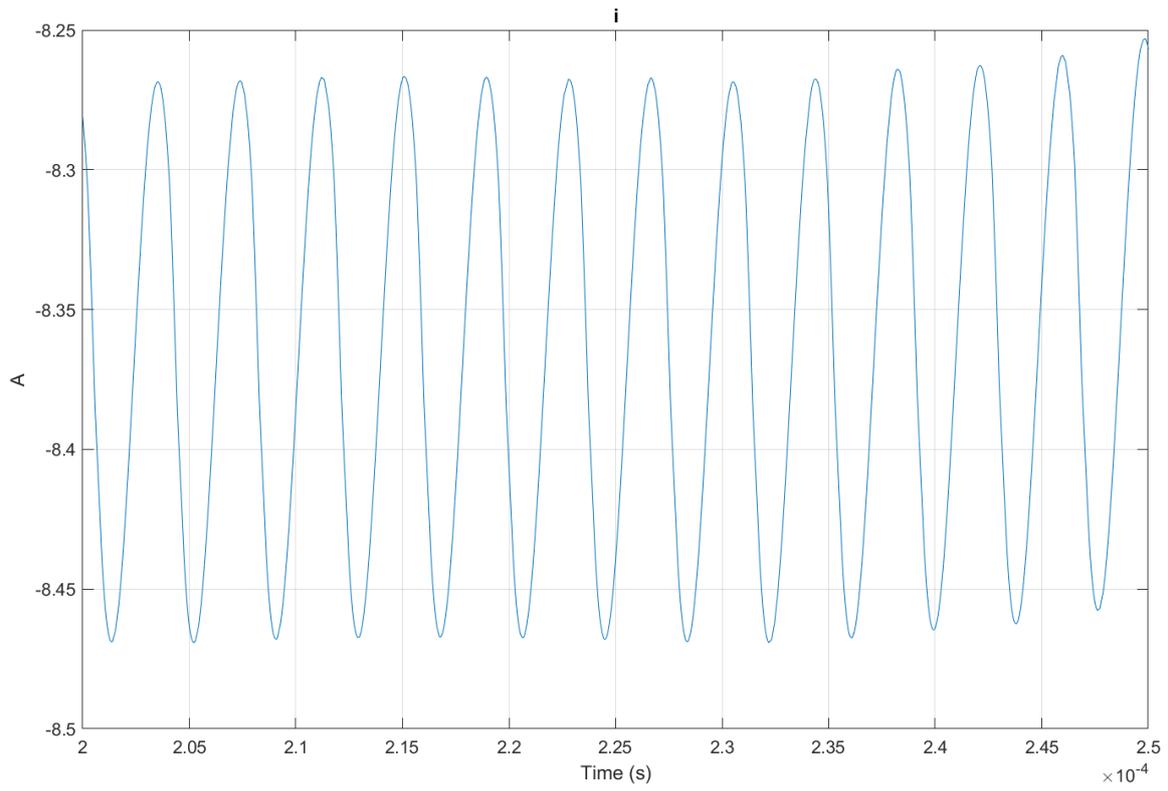


Figura 4.52 Andamento a regime da 2 a 2.5 ms di I_{DC} , Simscape

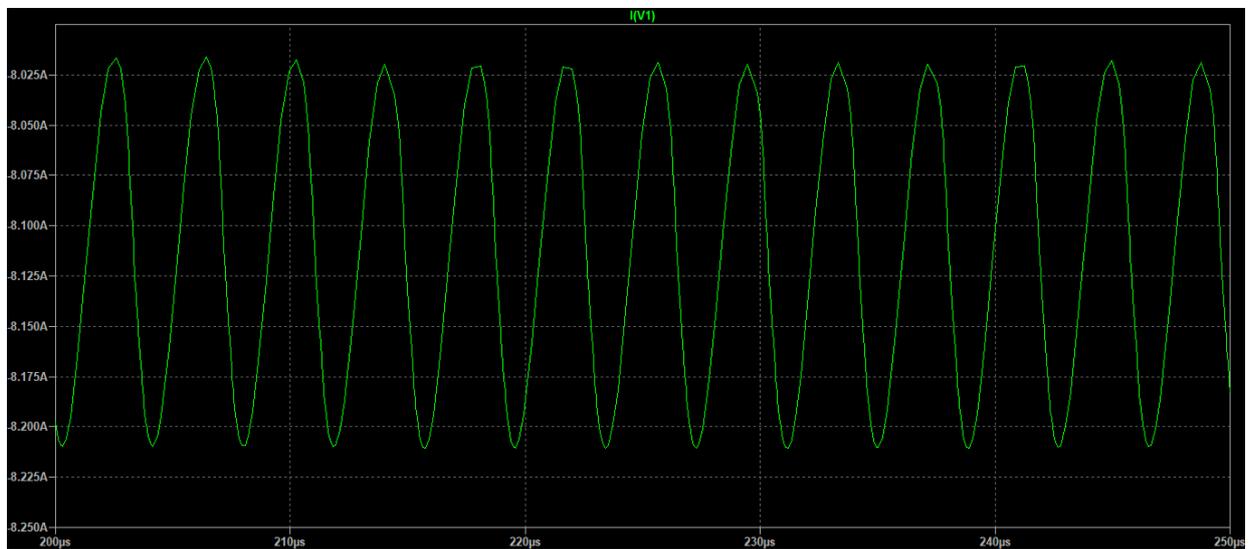


Figura 4.53 Andamento a regime da 2 a 2.5 ms di I_{DC} , LTSpice

4.5 Confronto simulazioni e misure

I risultati ottenuti dai due software utilizzati mostrano che sia le tensioni che le correnti valutate hanno valori ed andamenti molto simili tra loro, tuttavia presentano alcune differenze: in Simscape la simulazione inizia dal primo istante con l'innesco della conduzione dell'oscillatore, cosa che invece non accade in LTSpice, infatti trascorrono circa $20\mu\text{s}$ prima che si ottengano valori diversi da zero; il valore di picco raggiunto dalla corrente, durante il transitorio nel caso a vuoto, è leggermente più elevato in LTSpice; in Simscape il regime è raggiunto in anticipo che in LTSpice.

Una causa delle differenze tra i risultati potrebbe derivare dal principio di innesco dell'oscillatore, i MOSFET presenti nel circuito sono modellizzati con gli stessi parametri, questo probabilmente provoca il ritardo che si osserva in LTSpice; a causa di questo fatto, la fase transitoria di accensione del circuito non può essere ricostruita tramite le simulazioni.

Discorso diverso vale per il comportamento a regime dove sia nella configurazione a vuoto che in quella a carico i risultati di entrambi i software sono concordi, si ottengono andamenti sinusoidali di corrente e tensione del circuito risonante confrontabili sia in valore efficace che in frequenza.

Le misure svolte mostrano l'evoluzione di I_L e V_L , sia nella trattazione a vuoto che a carico dell'oscillatore, una volta raggiunto la condizione stazionaria. Dai segnali di misura ottenuti non è possibile confrontare il comportamento nel transitorio dell'oscillatore. Tuttavia, gli andamenti a regime dimostrano che c'è piena compatibilità tra le misure e le simulazioni, correnti e tensioni sono sinusoidali, si rileva una lieve differenza di valori nelle ampiezze, in particolare nella condizione di carico dell'oscillatore. Differenze che potrebbero essere causate dalla mancata modellizzazione in fase di simulazione di alcuni effetti di perdita sul dispositivo che rappresenta il carico. Infatti, anche la potenza media trasmessa al carico, che nella simulazione circuitale è rappresentata dalla potenza dispersa da R_C , è più elevata rispetto quella rilevata dalle misure.

5 Conclusioni

Questo elaborato ha l'obiettivo di studiare ed analizzare un sistema di induction heating che sia in grado di riscaldare un carico composto da un dispositivo metallico. Il sistema si considera alimentato da una sorgente di alimentazione in DC, ciò porta a non escludere quindi un adattamento come dispositivo per un'applicazione mobile date anche le sue modeste dimensioni, comunque non ha l'ambizione di garantire altissime temperature, si parla del centinaio di Watt di potenza. Nonostante anche correnti e tensioni restino dell'ordine della decina di Volt ed Ampere è importante verificare che rientrino entro i limiti ammessi dai dispositivi che costituiscono il circuito oscillatore di Royer adattato per l'applicazione.

La bobina ideata per è di tipo planare, ciò porta a problemi legati ad un non ideale accoppiamento magnetico tra la stessa ed il carico.

La prima parte dell'analisi si è incentrata su questo aspetto che implica: tipo di struttura da adottare per gli avvolgimenti, numero di spire, valori di gap e frequenze per una buona efficienza; trascurando quindi i limiti elettrici del sistema e adottando dei valori di riferimento ottenuti dalle misure realizzate.

I risultati delle simulazioni FEMM hanno fornito risultati che ci si aspettava dal punto di vista teorico e che tramite i modelli sono stati quantificati, hanno fornito range di valori di potenza raggiungibili a seconda della combinazione di spire/gap/frequenza di risonanza adottati: un range di potenza coperto che va da pochi Watt fino a raggiungere circa i 200 W dissipata per effetto Joule dal backplate. Questo tipo di risultato fornisce un ampio spettro di combinazioni possibili da poter adottare nel caso si dovesse adattare il sistema per applicazioni specifiche.

La seconda parte dello studio si è incentrata sull'analisi del circuito di Royer che si è preso come riferimento per l'applicazione. In questa fase importante è stata la modellizzazione circuitale del sistema, completo delle sue varie componenti (diodi, MOSFET, diodi Zener, induttori, resistenze e condensatori), e dell'accoppiamento magnetico tra bobina e carico.

Il comportamento del circuito di Royer è stato verificato sia nel caso di funzionamento a vuoto che a carico, i risultati ottenuti sono diversi.

L'analisi dell'oscillatore di Royer a vuoto mostra che le grandezze che interessano il circuito risonante LC hanno delle oscillazioni in ampiezza iniziali dovute all'assenza di effetti resistivi che limiterebbero la corrente.

Trascurando la fase transitoria, dove è presente un'incertezza dell'analisi, a regime gli andamenti ed i valori di tensione e corrente sono congruenti e simili sia su Simscape che su LTSpice.

L'oscillazione in ampiezza che si ottiene durante il transitorio può essere attenuata aggiungendo in serie agli induttori L1 ed L2 delle resistenze, che opererebbero come limitatori di corrente.

Il secondo caso trattato analizza l'oscillatore di Royer che alimenta il carico esterno. Il collegamento al carico è realizzato tramite l'accoppiamento magnetico della bobina L con una bobina esterna L_C a cui è collegato un carico resistivo.

In questa configurazione tensione e corrente del lato AC dell'oscillatore non sono più caratterizzati da modulazione in ampiezza, questo effetto è garantito dal carico resistivo che smorza le oscillazioni rispetto al caso a vuoto.

Le grandezze indotte al carico sono sinusoidali, dato che sono funzione della corrente che circola nella bobina del circuito risonante e la potenza P_C che dissipa la resistenza R_C rappresenta l'effetto attivo di riscaldamento che si ottiene sul dispositivo stesso.

Grazie ai circuiti oscillatori è possibile creare un dispositivo che, seppur alimentato in DC, è in grado di generare delle variazioni di corrente e tensioni che consentono applicazioni di riscaldamento ad induzione. La prestazione ottenuta dipende sia da grandezze meccaniche, che in alcuni casi possono essere dei vincoli da rispettare: numero di spire e gap di dielettrico principalmente; che da vincoli elettrici: limiti di tensione delle componenti MOSFET e condensatori in particolare, limite di corrente erogabile dalla sorgente di alimentazione, frequenza di oscillazione massima ottenibile (è possibile variare la frequenza di risonanza regolando i valori di induttanza e capacità del circuito risonante LC).

La simulazione circuitale di oscillatori armonici è notoriamente considerata poco affidabile, probabilmente la causa è legata sia della tolleranza con cui i costruttori forniscono le specifiche per i modelli delle componenti di elettronica di potenza sia al

principio di funzionamento del Royer stesso. A causa di ciò non è possibile considerare assoluti gli andamenti ottenuti da simulazioni circuitali, come dimostrano i risultati che forniscono i due programmi diversi utilizzati.

In questo caso specifico, escludendo l'evoluzione ottenuta dai segnali nella fase transitoria, i risultati forniti a regime dalle simulazioni confrontati con i segnali ricavati dalle misure risultano essere pienamente concordi ed accettabili.

L'oscillatore di Royer analizzato si ritiene compatibile con l'applicazione ideata, si garantisce il raggiungimento della potenza richiesta ed il rispetto dei vincoli elettrici di tutte le sue componenti.

6 Bibliografia

- [1] Wikipedia, «Wikipedia: Wireless power transfer,» [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Wireless_power_transfer#Field_regions.
- [2] S. Zinn e S. L. Semiatin, Elements of Induction Heating - Design, Control, and Applications, ASM International, Electric Power Research Institute, Metals Park, Ohio, USA: Asm Intl, 1988.
- [3] V. Rudnev, D. Loveless e R. L. Cook, «Theoretical Background,» in *Handbook of Induction Heating*, CRC Press, 11 Jul 2017, pp. 50-62.
- [4] Twostaricebox, «Wikipedia: Fornello ad Induzione,» 30 Dicembre 2006. [Online]. Available: <https://commons.wikimedia.org/w/index.php?curid=8737045>.
- [5] Goodphy, «Wikipedia: Solenoid,» CC-BY-SA-4.0, 2019 Febbraio 2019. [Online]. Available: <https://commons.wikimedia.org/w/index.php?curid=74899571>.
- [6] R. Francesco, Numerical Analysis of Inhomogeneous Inductive Heating of Forging Parts, Università degli Studi di Padova - Leibniz Universität Hannover, 2015.
- [7] P. Mazzoldi, M. Nigro e C. Voci, Elementi di Fisica - Elettromagnetismo Onde- II Edizione, EdiSES s.r.l., 2008.
- [8] «Wikipedia: Permeabilità magnetica - Permeabilità di alcuni materiali,» [Online]. Available: https://it.wikipedia.org/wiki/Permeabilit%C3%A0_magnetica.
- [9] F. Dughiero, «Induction Heating: fundamentals,» in *ELECTROMAGNETIC PROCESSING OF MATERIALS TECNOLOGIE DEI PROCESSI ELETTROTERMICI*.
- [10] A. Italia e A. P. I. Heating, «Le basi del riscaldamento a induzione,» [Online]. Available: <https://www.aminditalia.com/pdf/Le%20basi%20del%20riscaldamento%20a%20induzione%20Ambrell%20-%20AA1502030.pdf>.
- [11] D. Meeker, «Finite Element Method Magnetics - Version 4.2, User's Manual,» 16 May 2020. [Online]. Available: <https://www.femm.info/Archives/doc/manual42.pdf>.

- [12] «StackExchange-ElectricalEngineering: ZVS LC Frequency,» [Online]. Available: https://electronics.stackexchange.com/questions/321111/zvs-lc-frequency#comment749975_321622.
- [13] Kaos la leggenda, «YouTube: #166 Oscillatore Royer ZVS, spiegazione del funzionamento,» [Online]. Available: <https://www.youtube.com/watch?v=1-xyJmJWVfw&t=143s>.
- [14] Elettronico, «Grix - La community dell'elettronica amatoriale,» [Online]. Available: http://www.grix.it/UserFiles/Elettronico/File/royer_pdf2.pdf.