



UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA

DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA INDUSTRIALE

CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN
INGEGNERIA DELL'ENERGIA ELETTRICA

**PROGETTAZIONE E OTTIMIZZAZIONE DI UN
INDUTTORE AUTO-RISONANTE PER
APPLICAZIONI WIRELESS POWER TRANSFER**

Relatore: Ing. Riccardo Torchio

Laureando: Giulio Poggiana

MATRICOLA: 2053010

Anno Accademico 2022/2023

Sogno di dipingere e poi dipingo il mio sogno
- Vincent Willem van Gogh -

Abstract

L'elettrificazione dei trasporti e delle industrie è una componente fondamentale in qualsiasi scenario energetico, consentendo di ridurre l'inquinamento atmosferico, la dipendenza dalle importazioni di petrolio e di combattere il cambiamento climatico. Tuttavia, nonostante i rapidi sviluppi nel recente passato, possiamo osservare come esistano ancora barriere alla diffusione su larga scala dei veicoli elettrici quali i costi (comunque elevati), la poca autonomia del sistema di propulsione ed i lunghi tempi di ricarica. Questi problemi possono trovare una soluzione facendo leva su sistemi di accumulo di energia elettrica ad alta densità di energia e di potenza e sfruttando sistemi di ricarica innovativi. Focalizzando il nostro interesse sui sistemi di ricarica, possiamo identificare due macro tipologie: la ricarica via cavo e la ricarica wireless. La ricarica wireless comunemente adottata nell'ambito della mobilità elettrica è di tipo induttivo ed utilizza quindi un campo magnetico per trasferire energia tra due bobine accoppiate: una posta a bordo strada e l'altra posta sul veicolo elettrico. La tecnologia Wireless Power Transfer (WPT) rende quindi più semplice l'utilizzo della ricarica dei veicoli elettrici e apre nuove possibilità per rendere il processo non solo più sicuro per l'utente stesso, prevenendo di fatto il contatto diretto con il sistema di ricarica, ma complessivamente ancora più efficiente. La ricarica wireless può essere effettuata a veicolo fermo (ricarica statica) o in movimento (ricarica dinamica).

Questo lavoro si propone come approfondimento e analisi di un completo sistema di ricarica wireless statico nei vari aspetti che ne identificano la progettazione e l'installazione: lo studio è condotto partendo dal dimensionamento e progettazione di un sistema di bobine accoppiate, per poi simulare la connessione completa alla rete elettrica. In particolare, lo scopo principale dello studio è identificare una soluzione basata su bobine auto-risonanti che consenta non solo di raggiungere un ottimo in termini di efficienza, ma allo stesso tempo sia più economica e risparmi più spazio e peso rispetto alle soluzioni comunemente adottate. Nelle comuni applicazioni, infatti, viene spesso posto in serie ad ogni induttore un condensatore in risonanza, allo scopo di ridurre il dimensionamento della tensione di alimentazione e di aumentare l'efficienza complessiva del sistema. Volendo validare in modo più semplice i metodi e i risultati ottenuti dalle simulazioni, abbiamo concentrato la nostra analisi su un dispositivo di piccola scala: un sistema di trasferimento induttivo di potenza progettato per la ricarica di batterie su piccoli droni. Lo scopo finale della tesi è stato quindi progettare la bobina ricevente basata su una geometria a due strati, per sfruttare in questo modo le capacità parassite ad alte frequenze e ottenere i vantaggi di una risonanza in serie, senza utilizzare alcun componente aggiuntivo.

Lista dei simboli usati

Simbolo	Grandezza	Unità di misura
B	campo di induzione magnetica	T
<i>C</i>	capacità elettrica	F
C	densità di carica elettrica	-
<i>c</i>	capacità per unità di lunghezza	Fm^{-1}
<i>c</i> ₀	velocità della luce nel vuoto	ms^{-1}
D	campo di spostamento elettrico	Cm^{-2}
<i>d</i>	distanza tra due layer di un circuito stampato	m
<i>d</i> _{out}	diametro esterno dell'induttore	m
<i>d</i> _{in}	diametro interno dell'induttore	m
<i>d</i> _{avg}	diametro medio dell'induttore	m
E	campo elettrico	Vm^{-1}
<i>f</i>	frequenza	Hz
H	campo magnetico	Am^{-1}
<i>h</i>	larghezza della traccia	m
<i>j</i>	unità immaginaria	-
<i>k</i>	coefficiente di accoppiamento	-
i	corrente elettrica	A
I	armonica fondamentale della corrente elettrica in uscita dall'inverter	A
<i>I</i> _k	Intervallo numerico	-
<i>k</i>	coefficiente di accoppiamento	-
J	densità di corrente	Am^{-1}
<i>L</i>	induttanza magnetica	H
<i>l</i>	induttanza per unità di lunghezza	Hm^{-1}
<i>M</i>	mutua induttanza	H
<i>N</i>	numero di spire	-
<i>Q</i>	fattore di qualità	-
<i>q</i>	carica per unità di lunghezza	C
<i>R</i>	resistenza elettrica	Ω
<i>S</i>	superficie	m^2
<i>s</i>	spaziatura interspira	m
<i>t</i>	tempo	s
V	tensione	V
<i>V</i>	volume	m^3
<i>X</i>	distanza tra due layer di un circuito stampato	m
<i>w</i>	larghezza della traccia conduttiva	m

Table 1: continua

Table 1: continua

Simbolo	Grandezza	Unità di misura
W_m	energia magnetica	J
W_e	energia elettrica	J
Z	impedenza elettrica	Ω
α	fattore di dimensionamento in tensione	-
ϵ	tolleranza	-
ϵ_0	permettività elettrica del vuoto	$Fm - 1$
ϵ_r	permettività elettrica relativa	-
δ	spessore di penetrazione	-
δ	deauty cycle	-
ψ	flusso magnetico	Wb
ξ	radice di un intervallo	-
γ	fattore di carico	-
η	rendimento	-
μ_0	permeabilità magnetica del vuoto	$Hm - 1$
μ_r	permeabilità magnetica relativa	-
ρ	coefficiente di riempimento della spira	-
ρ	resistività	Ωm
ω	pulsazione	rad/s

Contents

1	Introduzione ed architettura dei sistemi di ricarica wireless	1
1.1	Vantaggi nell'utilizzo della ricarica wireless	2
1.2	Elementi e principio di funzionamento di un caricabatterie wireless	4
1.2.1	Fattori di merito	6
1.2.2	Sistema Wireless Power Transfer risonante serie	6
2	Sistemi auto-risonanti e scelta della frequenza di lavoro	9
2.1	Principi di auto risonanza nelle linee trasmissive	10
2.2	Standard costruttivi e scelta della frequenza di lavoro	12
3	Scelta della forma della bobina ricevente	15
3.1	Cenni del metodo risolutivo PEEC e funzionamento del solver elettromagnetico	15
3.1.1	Solver elettromagnetico e valutazione della frequenza di auto-risonanza	17
3.2	Confronto tra diverse forme di bobine riceventi	19
3.2.1	Valutazione condizione di risonanza con avvolgimento circolare	20
3.2.2	Valutazione condizione di risonanza con avvolgimento di tipo "A"	21
3.2.3	Valutazione condizione di risonanza con avvolgimento di tipo "B"	21
3.3	Considerazioni e scelta della forma della bobina ricevente	23
4	Ottimizzazione degli avvolgimenti della bobina ricevente	25
4.1	Comportamento in frequenza della bobina ricevente al variare dei parametri geometrici	25
4.1.1	Frequenza di risonanza in funzione della distanza tra i due layer	26
4.1.2	Frequenza di risonanza in funzione della larghezza della traccia conduttiva	27
4.1.3	Frequenza di risonanza in funzione della estensione della bobina	27
4.1.4	Frequenza di risonanza in funzione del numero di spire	28
4.2	Algoritmi di ottimizzazione genetici ed algoritmo SHADE	29
4.2.1	Algoritmi Differential Evolution: DE e SHADE	30
4.3	Risultati dell'ottimizzazione della bobina ricevente	32
5	Implementazione della struttura completa della receiver: aggiunta di dielettrico e ferrite	35
5.1	Definizione della frequenza di risonanza mediante formule analitiche	35
5.1.1	Valutazione dell'auto induttanza mediante formule analitiche	36
5.1.2	Valutazione della capacità parassita mediante formule analitiche	37
5.1.3	Validazione delle formule analitiche utilizzate	38
5.2	Scelta del materiale ed analisi dell'induttore con aggiunta di dielettrico	39
5.2.1	Valori di auto-risonanza a seguito aggiunta del dielettrico	40
5.3	Analisi dell'induttore con aggiunta di dielettrico e ferrite	42
5.4	Valutazione della resistenza equivalente della bobina ricevente	43
5.5	Considerazioni finali sulla bobina ricevente	47

6	Dimensionamento della bobina ricevente e del sistema di accoppiamento induttivo	49
6.1	Dimensionamento del carico e valore ottimale di mutua induttanza	51
6.2	Progettazione della bobina trasmittente e del sistema accoppiato	53
6.2.1	Parametri geometrici e limiti della struttura trasmittente	53
6.2.2	Risultati finali della struttura ricevente ed analisi dell'accoppiamento	55
6.3	Analisi del sistema auto-risonante accoppiato	56
6.4	Confronto con una sistema tradizionale non auto-risonante	59
7	Conclusioni	65

List of Tables

3.1	Effetto della forma dell'induttore nella frequenza di auto risonanza	23
4.1	Parametri elettrici della struttura ricevente considerando solo gli avvolgimenti	34
5.1	Coefficienti della formula modificata di Wheeler	37
5.2	Valutazione dell'errore tra le formule analitiche ed il risultato del software	39
5.3	Parametri elettrici della Struttura receiver considerando la presenza di uno strato dielettrico . . .	41
5.4	Parametri elettrici della Struttura receiver finale, considerando la presenza del dielettrico e uno strato di ferrite	44
5.5	Tabella riassuntiva dei diversi parametri e stage nella progettazione della struttura ricevente . . .	47
6.1	Parametri elettrici della sola struttura transmitter	56
6.2	Parametri che caratterizzano il sistema auto-risonante accoppiato	58
6.3	Caratteristiche geometriche ed elettriche della struttura finale accoppiata tradizionale	61
6.4	Parametri che caratterizzano l'accoppiamento il sistema standard equivalente	62

Chapter 1

Introduzione ed architettura dei sistemi di ricarica wireless

I carichi elettrici sono normalmente alimentati tramite un cavo collegato alla rete. Lo stesso metodo viene utilizzato per i caricabatteria collegati a molti dispositivi elettrici ed elettronici, come ad esempio quelli montati a bordo dei veicoli elettrici, progettati per essere collegati alle colonnine di ricarica installate nei parcheggi o lungo le strade. I caricabatteria cablati hanno il vantaggio di sfruttare una tecnologia piuttosto semplice, ma obbligano gli utilizzatori ad armeggiare con cavi e spine, anche in condizioni climatiche avverse o nella fretta della vita quotidiana. Risulta inoltre necessario, nella progettazione di un sistema di ricarica cablato, assicurarsi che non si presentino pericoli per l'utente legati alle apparecchiature in tensione.

La ricarica wireless, definita anche wireless Power Transfer (WPT) libera l'utente dall'affrontare qualsiasi problema di connessione nel caricare il proprio dispositivo o veicolo. Questo, prendendo come esempio l'applicazione della tecnologia WPT nella ricarica di veicoli elettrici, diventa vantaggioso per molte ragioni: non è richiesta infatti nessuna operazione richiesta da parte del conducente, non c'è nessun contatto tra utente e sistema elettrico ed inoltre non si presenta alcun impatto visivo sullo skyline cittadino.

I sistemi di ricarica wireless sono sistemi di ricarica in cui non c'è collegamento galvanico e si preleva energia elettrica da una fonte, tipicamente la rete, consegnandola ad un carico senza alcuna connessione cablata. La forma in cui si trasmette potenza dipende dal dispositivo di trasmissione e dalla tipologia di accoppiamento:

- Mediante *campo elettrico*: soluzione adottata per dispositivi a bassa potenza, si adottano due piastre (transmitter e receiver) che si comportano come le due armature di un condensatore.
- Mediante *campo magnetico*: posso trasferire potenza elevata sfruttando l'accoppiamento di due bobine.
- Mediante *approccio elettromagnetico*: posso trasmettere energia elettrica anche mediante sistemi a microonde, in cui l'onda viene generata da un magnetron e convertita in energia elettrica da una rectenna, oppure mediante laser accoppiato ad un dispositivo fotovoltaico.

In figura 1.1 possiamo osservare, attraverso degli schemi base, la differenza tra il trasferimento wireless di potenza mediante accoppiamento capacitivo ed induttivo.

Effettuando un confronto tra la densità di energia magnetica ed elettrica trasferibile nel vuoto, si può osservare come la densità di energia magnetica sia più grande di quella elettrica di circa un fattore 10^5 . Infatti l'energia elettrostatica accumulata nel vuoto si può calcolare come:

$$W_e = \frac{1}{2} \cdot \varepsilon_0 \cdot E^2 \quad (1.1)$$

mentre l'energia magnetica è esprimibile come:

$$W_m = \frac{1}{2} \cdot \mu_0 \cdot H^2 \quad (1.2)$$

dove ϵ_0 è pari a $8,854 \cdot 10^{-12} \text{ C}^2\text{N}^{-1}\text{m}^{-2}$ e μ_0 è pari a $1,26 \cdot 10^{-6} \text{ H/m}$.

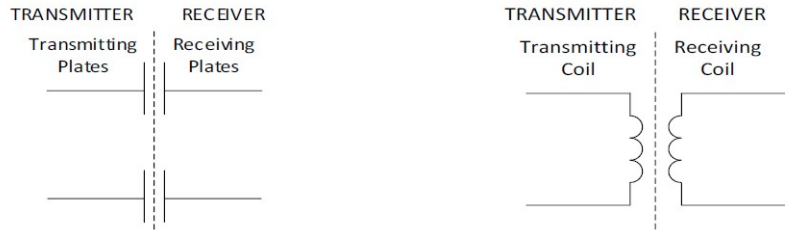


Figure 1.1: Schemi base di trasferimento wireless di potenza mediante accoppiamento capacitivo o induttivo

Solo da queste semplici considerazioni si può osservare come l'accoppiamento magnetico abbia il vantaggio di poter trasferire molta più potenza rispetto a quello elettrico, presentando però lo svantaggio generare interferenze per la rete, perdite negli induttori e l'incapacità di trasferire potenza se vi sono oggetti metallici interposti.

In seguito andremo quindi a riferirci solamente a WPT di tipo magnetico, essendo quello che comunemente viene adottato nei sistemi di ricarica di questo tipo. Il sistema di ricarica wireless di tipo magnetico sfrutta le proprietà induttive di due bobine accoppiate e pertanto viene definito induttivo. L'insieme delle due bobine, di cui una viene definita come trasmittente mentre l'altra viene definita come ricevente, definisce l'accoppiamento. Di fatto la bobina trasmittente converte mediante un campo elettrico alternato l'energia elettrica in magnetica, mentre la bobina ricevente converte l'energia magnetica in elettrica ed alimenta il carico. I sistemi di ricarica possono essere stazionari o dinamici: nei sistemi dinamici la bobina ricevente scivola sopra la trasmittente, nei sistemi statici le due bobine sono una ferma rispetto all'altra.

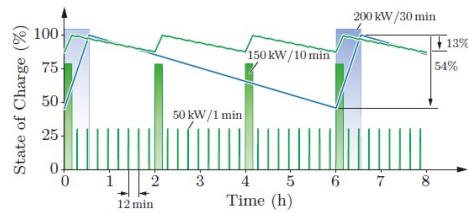
1.1 Vantaggi nell'utilizzo della ricarica wireless

Come è ormai noto, l'elettrificazione dei processi domestici ed industriali e dei trasporti è una componente fondamentale in qualsiasi scenario energetico, consentendo di ridurre l'inquinamento atmosferico, la dipendenza dalle importazioni di petrolio e di contrastare il cambiamento climatico.

Concentrandoci nello specifico nel settore dei trasporti, possiamo osservare come, nonostante i rapidi sviluppi del recente passato, permangano ancora una serie di limitazioni tecniche che impediscono l'adozione diffusa di veicoli elettrici. Secondo l'agenzia internazionale per l'energia, le principali sfide tecnologiche sono infatti [1]:

- Costo e prestazioni della batteria: In un tipico veicolo elettrico per passeggeri, la batteria rappresenta fino ad un terzo del costo totale.
- Autonomia limitata
- Sicurezza e affidabilità: i guasti elettrici e relativi alla batteria sono un fattore importante per dimostrare la sicurezza e l'affidabilità dei veicoli elettrici.

Si ritiene che l'utilizzo delle apparecchiature di ricarica in maniera diffusa contribuirà a promuovere la mobilità elettrica. Risulta infatti immediato osservare come i tempi di ricarica più brevi, dell'ordine del minuto, che sono ormai raggiungibili con le moderne stazioni di ricarica rapida possano ridurre il limite della ridotta autonomia. Tenendo conto di questi fattori, l'infrastruttura di ricarica dei veicoli elettrici può essere identificata come un secondo driver tecnologico. In conclusione, concetti innovativi come la ricarica della batteria mediante trasferimento induttivo di potenza hanno sicuramente il potenziale per accelerare la diffusione



(a) Confronto tra diversi scenari di ricarica



(b) Linea di autobus elettrici in servizio a Torino

Figure 1.2: Esempi di applicazioni della tecnologia WPT su mobilità pubblica

ed il passaggio ai veicoli elettrici. Il grande vantaggio della ricarica wireless non risiede infatti solamente nel fatto che l'utente non debba più gestire un connettore di alimentazione, aumentando la convenienza ed eliminando i relativi problemi di sicurezza legati alle apparecchiature elettriche ad alta potenza, ma consente inoltre di avviare il processo di ricarica in un tempo molto più breve rispetto a un caricabatterie convenzionale, in quanto di fatto basta che il veicolo stazioni sopra una piattaforma di ricarica. Ciò rende questa tecnologia particolarmente interessante per l'implementazione di una rete di ricarica distribuita. Le piattaforme di ricarica possono essere infatti installate in luoghi in cui i veicoli si fermano durante il loro normale tragitto. In letteratura si trovano esempi molto interessanti di proposte innovative a tal fine, soprattutto per quanto concerne il trasporto pubblico: per fare un esempio, l'utilizzo di stazioni di ricarica WPT poste lungo le fermate del tragitto degli autobus di linea consente infatti di effettuare ricariche regolari, di breve durata, più volte durante il servizio. Grazie alla possibilità di effettuare ricariche intermedie gli autobus risultano quindi più economici, con batterie più piccole ed in cui inoltre le celle hanno una durata maggiore, presentando un minore grado di scarica per tutta la durata del loro ciclo vita. In questo modo si ottengono inoltre i vantaggi di trasportare molto meno peso ed escludere viaggi speciali verso le stazioni di sostituzione della batteria. Ciò ha un effetto positivo sul costo complessivo e sull'efficienza del sistema. [2].

Una riprova di quanto detto è osservabile nella figura 1.2a in cui vengono confrontati due scenari: nel primo brevi intervalli di ricarica di 50 kW per 1 min vengono utilizzati in combinazione con intervalli di ricarica più lunghi da 150 kW per 10 min effettuati ogni due ore; nel secondo scenario viene mostrato uno schema di ricarica convenzionale, in cui la batteria viene ricaricata a un livello di potenza di 200 kW per 30 minuti ogni 6 ore presso un deposito di autobus. Il confronto dei due scenari mostra che la profondità di scarica è ridotta dal 54% al 13% per le ipotesi elencate, poiché l'energia di ricarica viene fornita in modo più continuo. Una minore profondità di scarica aumenta quindi la durata della batteria e può essere utilizzata per una riduzione del peso e del volume dell'accumulo di energia a bordo. Come risultato del tempo di sosta ridotto di 10 min rispetto a 30 min, il numero di veicoli necessari per operare su un determinato percorso è potenzialmente inferiore. Questi aspetti implicano un costo totale inferiore del veicolo stesso minori costi operativi, il che rende il concetto molto interessante per gli operatori del trasporto pubblico. [3, p.6]

Per fare un esempio, nel 2003 l'azienda ENRX ha messo in servizio nella città di Torino due linee di autobus elettrici con ricarica wireless, mostrati in figura 1.2b. Ad oggi questi autobus sono ancora in servizio con il medesimo pacco batteria.

Sebbene in queste righe ci siamo concentrati solamente sulle applicazioni di ricarica wireless per quanto concerne la mobilità elettrica, non bisogna comunque dimenticarsi che tale tecnologia è ampiamente utilizzata in una vasta gamma di settori quali: dispositivi elettronici portatili, dispositivi medici impiantati, circuiti integrati, satelliti a energia solare, veicoli aerei senza pilota (UAV) e così via. Grazie infatti alle sue notevoli caratteristiche di flessibilità, libertà di posizionamento e mobilità, la tecnologia del Wireless Power Transfer è stata adottata come

soluzione tecnica ideale per energizzare ed accelerare la transizione verso dispositivi elettrici ed elettronici all'interno di alcuni campi di lavoro specifici.[4]

1.2 Elementi e principio di funzionamento di un caricabatterie wireless

Possiamo illustrare i vari stage di un caricabatteria wireless ad accoppiamento induttivo attraverso lo schema a blocchi di figura 1.3[5].

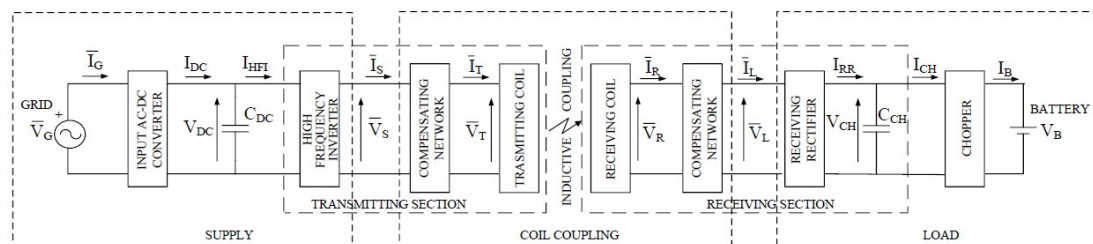


Figure 1.3: Schema generale di un sistema di ricarica wireless

Lo stadio di conversione della potenza di trasmissione è costituito in primo luogo da un raddrizzatore cui è collegato un filtro capacitivo ed un inverter ad alta frequenza. L'inverter ricopre un ruolo necessario nell'imprimere al mutuo accoppiamento una tensione sinusoidale a frequenza differente da quella di rete, visto che il trasferimento di potenza dipende dalla frequenza di alimentazione. Per fare un esempio, il report tecnico J2954 emanato dalla *Society of Automotive Engineers* (SAE) raccomanda, nel caso di sistemi di alimentazione per veicoli, di fissare la frequenza nominale di funzionamento nel range tra 81.39 a 90 kHz. Generalmente si assume in questo caso come frequenza nominale di alimentazione della batteria un valore di 85 kHz. [6]

Andando ad analizzare nello specifico il modello di accoppiamento induttivo in figura 1.4, possiamo esprimere le equazioni dei flussi e quindi della tensione indotta in funzione della frequenza.

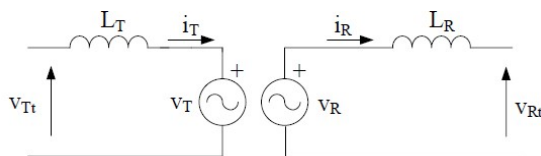


Figure 1.4: Schema accoppiamento induttivo

Le equazioni dei flussi risultano quindi essere:

$$\begin{cases} \psi_T = L_T \cdot i_T + M \cdot i_R \\ \psi_R = L_R \cdot i_R + M \cdot i_T \end{cases} \quad (1.3)$$

Dove L è l'autoinduttanza della bobina trasmittente o ricevente ed M la mutua induttanza tra le due. Le equazioni delle tensioni indotte sono esprimibili come:

$$\begin{cases} V_T = M \cdot \frac{di_R}{dt} \\ V_R = -M \cdot \frac{di_T}{dt} \end{cases} \quad (1.4)$$

Assumendo tensioni e correnti sinusoidali, i valori assoluti di queste possono essere espresse in funzione della frequenza come: $V_T = \omega M I_R$ e $V_T = \omega M I_R$. Ricordando come $\omega = 2\pi f$, si evince pertanto la stretta correlazione tra frequenza di alimentazione e tensione.

La qualità dell'accoppiamento è definita dal coefficiente di accoppiamento k , dove :

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_T \cdot L_R}} \quad (1.5)$$

Lo stadio receiver consiste in un raddrizzatore a diodi con uscita capacitiva a cui viene posto in cascata un chopper (tipicamente un buck) che adegua tensione e corrente a quanto richiesto dal carico in continua, solitamente una batteria. Prima di procedere nello studio del sistema, risulta a tal proposito interessante andare a vedere come il sistema stesso percepisca lo stadio receiver composto dalla cascata raddrizzatore, chopper e batteria.

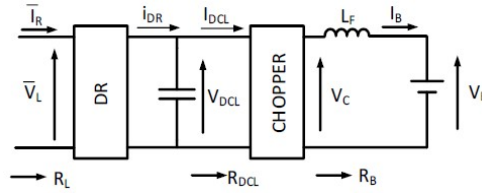


Figure 1.5: Focus stadio receiver

Sia $R_B = \frac{V_B}{I_B}$ la resistenza equivalente della batteria; la resistenza equivalente vista all'ingresso del chopper può quindi essere espressa come $R_{DCL} = \frac{R_B}{\delta^2}$, dove δ rappresenta il duty cycle del convertitore DC/DC. Lo stadio receiver visto in ingresso al raddrizzatore può essere quindi in conclusione visto come una resistenza pari a:

$$R_L = \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{1}{\delta^2} \cdot R_B \quad (1.6)$$

Il sistema di ricarica può pertanto essere in conclusione rappresentato attraverso lo schema circuitale 1.6, dove si indica con \mathbf{V}_S la fondamentale della tensione in uscita dall'inverter.

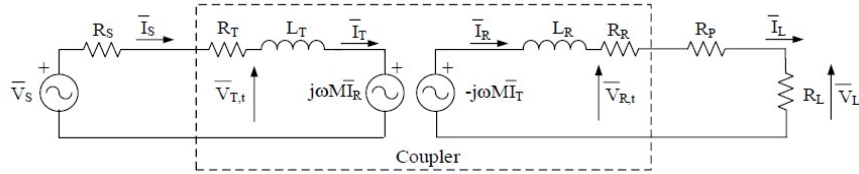


Figure 1.6: Circuito semplificato

dove:

- Con R_S si indicano le perdite nello stadio di conversione di potenza nell'alimentazione
- Con $\dot{Z}_T = R_T + j\omega L_T$ si rappresenta l'impedenza lato transmitter
- Con R_P si indicano le perdite del sistema nello stadio receiver
- L'impedenza lato receiver si esprime come $\dot{Z}_R = R_L + R_R + j\omega L_T$

Per semplicità, nelle formule seguenti si andrà ad incorporare le resistenze R_S e R_P relative alle perdite all'interno delle resistenze R_T ed R_R che rappresentano le resistenze proprie della bobina trasmittente e ricevente.

Andando a risolvere i due circuiti accoppiati mediante le equazioni della tensione si ottiene:

$$\begin{cases} \mathbf{V}_S = \dot{Z}_T \mathbf{I}_S + j\omega M \mathbf{I}_R \\ 0 = j\omega M \mathbf{I}_S + \dot{Z}_R \mathbf{I}_R \end{cases} \quad (1.7)$$

Da cui si può scrivere la corrente sul carico in funzione della corrente lato transmitter come:

$$\mathbf{I}_R = -\frac{j\omega M}{R_L + R_R + j\omega L_R} \cdot \mathbf{I}_T \quad (1.8)$$

Andando a sostituire all'interno dell'equazione precedente, si può andare pertanto a definire la corrente di alimentazione della bobina trasmittente e la corrente indotta sulla ricevente come funzione della tensione di alimentazione \mathbf{V}_S . [5]

$$\begin{cases} \mathbf{I}_S = \frac{\dot{Z}_R}{\dot{Z}_t \dot{Z}_R + \omega^2 M^2} \cdot \mathbf{V}_S \\ \mathbf{I}_R = -\frac{j\omega M}{\dot{Z}_t \dot{Z}_R + \omega^2 M^2} \cdot \mathbf{V}_S \end{cases} \quad (1.9)$$

1.2.1 Fattori di merito

Attraverso i parametri circuitali qui esposti, risulta possibile andare a definire una serie di fattori che consentono di valutare e definire il comportamento del sistema di accoppiamento induttivo.

Si definisce come fattore di qualità di una bobina il rapporto tra l'energia massima immagazzinata nella bobina e l'energia dissipata per ciclo. Di fatto tale valore è una misura della potenza dissipata nella resistenza parassita della bobina, rispetto alla potenza reattiva assorbita dalla bobina stessa. [7]

$$Q_i = \frac{\omega L_i}{R} \quad (1.10)$$

Dove il pedice i indica alternativamente la bobina trasmittente e la bobina ricevente. Tale relazione risulta comunque essere un'approssimazione, valida solamente assumendo che le perdite nei materiali ferromagnetici delle bobine siano trascurabili rispetto alle perdite nei conduttori.

Il rendimento può essere definito come il rapporto tra la potenza attiva assorbita dal carico R_L e la potenza attiva erogata dalla sorgente sinusoidale.

$$\eta = \frac{P_L}{P_S} = \frac{R_L \omega^2 M^2}{|\dot{Z}_R|^2 R_T + \omega^2 M^2 \cdot (R_L + R_R)} \quad (1.11)$$

Possiamo osservare come l'efficienza del sistema dipenda da tanti parametri. Se ad esempio $\omega^2 M^2$ fosse elevato, anche l'efficienza tenderebbe a crescere. Assume quindi ancora una volta senso avere un grande valore di mutua induttanza e lavorare ad alta frequenza. Altri modi per aumentare l'efficienza sono annullare la resistenza serie della bobina trasmittente o ridurre il modulo dell'impedenza lato receiver. Proprio sulla base di quest'ultima considerazione nascono i sistemi risonanti, di cui parleremo in seguito.

Ulteriore parametro che va tenuto in considerazione è il fattore di dimensionamento in tensione dell'alimentazione. Attraverso il rapporto tra la potenza apparente nominale erogata dall'alimentazione e la potenza nominale assorbita dal carico si può infatti effettuare una considerazione su quanto sia maggiore la potenza di dimensionamento della sorgente rispetto alla potenza assorbita dal carico. Tale parametro è un indice della potenza della sorgente non utilizzata dal carico.

$$VSSF = \alpha = \frac{|\dot{Z}_R| |\dot{Z}_T \cdot \dot{Z}_R + \omega^2 M^2|}{R_L \omega^2 M^2} \quad (1.12)$$

Quello che si può osservare da questa relazione è che riducendo la componente reattiva di Z_T si va a migliorare il fattore di dimensionamento in tensione.

1.2.2 Sistema Wireless Power Transfer risonante serie

Dall'analisi dei fattori di merito del sistema di ricarica wireless, si è visto come la parte reattiva delle impedenze lato receiver e transmitter è coinvolta sia per quanto concerne il rendimento che per quanto riguarda il fattore di dimensionamento.

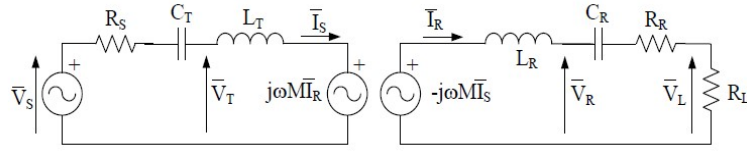


Figure 1.7: Circuito risonante serie

La logica dei sistemi wireless power transfer risonanti è quella di inserire due condensatori, uno nella sezione trasmittente e l'altro nella sezione ricevente, con lo scopo di risuonare alla frequenza del sistema. In un circuito LC in condizioni di risonanza c'è uno scambio di energia tra induttore e condensatore e pertanto non è necessaria la tensione di alimentazione per fornire potenza reattiva. Data una condizione di risonanza, l'impedenza è nulla per una connessione serie ed infinita per una connessione parallelo, a parte le resistenze parassite. La soluzione che pertanto si sceglie di adottare e che è mostrata nella seguente figura è quella di inserire un condensatore in serie ad entrambe le bobine. Mediante la risonanza lato receiver si migliora il rendimento η , mediante la risonanza lato transmitter si migliora il fattore di dimensionamento della tensione di alimentazione α . Da cui: $Z_T = R_S$ e $Z_R = R_L$ e i fattori di merito risultano:

$$\begin{cases} \eta = \frac{\omega^2 M^2}{R_L R_S + \omega^2 M^2} = \frac{K^2 Q_T Q_R}{1 + K^2 Q_T Q_R} \\ \alpha = \frac{R_L R_S + \omega^2 M^2}{\omega^2 M^2} = \frac{1 + K^2 Q_T Q_R}{K^2 Q_T Q_R} = \frac{1}{\eta} \end{cases} \quad (1.13)$$

Come risulta quindi immediato osservare, la presenza dei condensatori di risonanza migliora non solo il rendimento, ma anche il fattore di dimensionamento del sistema.

Il fatto che il condensatore vada ad elidere il parametro di autoinduttanza delle bobine non è di fatto un problema, in quanto il parametro che interessa per lo scambio di potenza è la mutua induttanza. Un'analisi dell'architettura e del comportamento dei sistemi risonanti serie verrà ripresa e maggiormente approfondita nel susseguirsi di questo testo, in particolare nel capitolo 6.

A partire dalla formulazione di rendimento proposta, si può comunque esprimere l'efficienza in funzione della potenza erogata al carico P_L per un dato valore di tensione al carico V_L . Trascurando la resistenza interna della bobina ricevente, posso quindi scrivere:

$$\eta = \frac{P_L}{R_T I_T^2 + R_R I_R^2 + P_L} = \frac{P_L}{R_T \left(\frac{V_L}{\omega M}\right)^2 + R_R \left(\frac{P_L}{V_L}\right)^2 + P_L} \quad (1.14)$$

Possiamo quindi osservare come il rendimento sia basso per bassi carichi, alto per carichi medio-alti per poi diminuire per carichi elevati. Inoltre le perdite sulla bobina trasmittente prevalgono per bassi carichi, mentre quelle sulla bobina ricevente per carichi elevati.

Tali considerazioni, possono essere direttamente correlate alla equazione del rendimento espressa nel sistema 1.13 e pertanto ai fattori di qualità ed al coefficiente di accoppiamento. In tal modo risulta quindi possibile andare a definire un modo per comprendere, dato un sistema di bobine accoppiate, se stiamo sfruttando l'accoppiamento magnetico nella maniera ottimale o meno.

Procediamo definendo il fattore di carico γ come una funzione della resistenza di carico equivalente R_L :

$$\gamma = \frac{R_L}{\omega L_2} \quad (1.15)$$

Si può poi definire il fattore di perdita totale λ , che dipende solo dall'accoppiamento magnetico k , dai due fattori di qualità Q_T , Q_R e dal fattore di carico γ .

$$\lambda = \frac{P_{loss}}{P_R} = \frac{1}{\lambda Q_T k^2} \cdot \left(\gamma + \frac{1}{Q_R}\right)^2 + \frac{1}{\gamma Q_R} \quad (1.16)$$

Ne segue quindi che il fattore di carico γ_{opt} che minimizza il fattore di perdita totale λ è pari a:

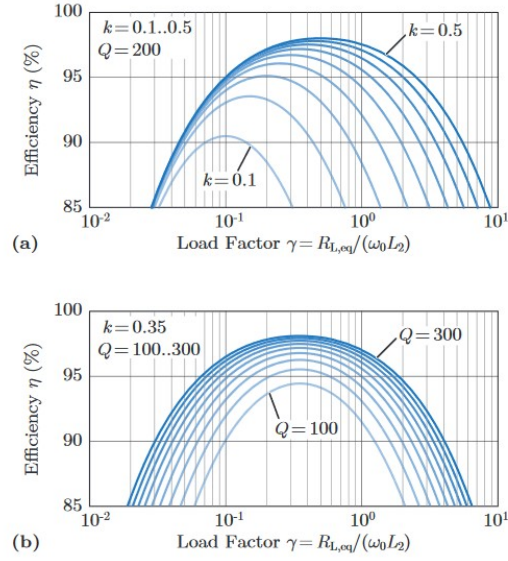


Figure 1.8: Efficienza di trasmissione in funzione del fattore di carico al variare di k (fig.a) ed al variare di Q (fig.b)

$$\gamma_{opt} = \frac{1}{Q_R} \sqrt{1 + k^2 Q_R Q_T} \quad (1.17)$$

Inserendo il risultato nella 1.14 e risolvendo per l'efficienza di trasmissione η si ottiene quindi l'efficienza massima:

$$\eta_{max} = \frac{k^2 Q^2}{(1 + \sqrt{1 + k^2 Q^2})^2} \approx 1 - \frac{2}{kQ} \quad (1.18)$$

dove si introduce il fattore di qualità $Q = \sqrt{Q_1 Q_2}$ come la media geometrica dei singoli fattori di qualità delle singole bobine. [8]

Possiamo quindi considerare nei grafici di figura 1.8 l'andamento dell'efficienza al variare del fattore di carico γ .

Chapter 2

Sistemi auto-risonanti e scelta della frequenza di lavoro

Nel capitolo precedente è stato evidenziato come nei sistemi di ricarica wireless vengano adottati dei condensatori di risonanza, spesso posti in serie agli avvolgimenti, di modo da migliorare il rendimento del sistema ed il fattore di dimensionamento. La presenza di questi condensatori ha comunque degli aspetti negativi su cui è necessario tenere conto in sede di progettazione: il condensatore risonante, oltre ad essere un componente aggiuntivo per il sistema e quindi un fattore che ne aumenta il costo, deve infatti essere dimensionato per resistere alle alte tensioni che possono essere applicate (si pensi ad esempio nel caso di sistemi di ricarica per mezzi pesanti). La presenza di componenti aggiuntivi aumenta anche il rischio di guasto del sistema. La sostituzione dei condensatori potrebbe quindi risultare motivo di aumento ulteriore dei costi di gestione dell'impianto.

Una soluzione possibile per risolvere queste problematiche è quella di adottare un sistema auto-risonante, di modo da ottenere gli stessi benefici di un condensatore posto in serie all'avvolgimento, sfruttando però le capacità parassite che si vengono a creare in una bobina aperta quando si lavora ad alte frequenze. Quello che si è scelto di fare, è di adottare per la sola bobina ricevente una struttura a doppio strato come in figura 2.1 , in cui l'interstrato diventi sede di capacità parassite in serie. [9]

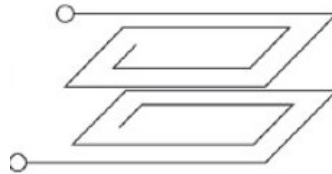


Figure 2.1: Esempio di struttura doppio strato con avvolgimento aperto

Quello che di fatto si andrà a considerare risulta quindi essere una struttura che assomiglia ad un circuito stampato (PCB, *Printed Circuit Board*), in cui i due avvolgimenti che costituiscono la bobina ricevente vengono adagiati sui due lati dello strato di dielettrico.

Un circuito stampato in prima approssimazione può essere visto come una particolare tipologia di linea trasmissiva, assume quindi senso andare ad analizzare il funzionamento in auto risonanza delle *transmission lines*. Infatti un circuito stampato può essere visto come una linea monofilare con piano di massa.

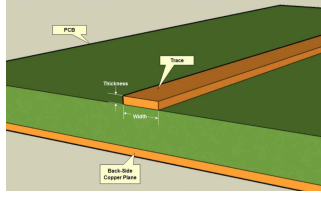


Figure 2.2: Esempio di Printed Circuit Board

2.1 Principi di auto risonanza nelle linee trasmissive

In maniera esemplificativa, ai fini della trattazione, andiamo a considerare una linea trasmissiva come una linea bifilare, composta da due conduttori. Andiamo ad analizzare la situazione sotto le seguenti ipotesi:

- Il campo elettromagnetico si propaga lungo la linea di trasmissione secondo la *Transverse Electromagnetic Mode* (TEM). Questo vuol dire che il campo elettrico ed il campo magnetico giacciono in un piano che è perpendicolare alla direzione di trasmissione lungo la linea. Pertanto, assumendo che la direzione di trasmissione sia lungo la direzione z , i campi elettrico e magnetico hanno solamente componenti x ed y , comportandosi similmente a delle onde piane.
- In questa analisi semplificata assumiamo inoltre che il background della linea sia vuoto e che i conduttori siano perfetti. La linea di trasmissione e l'interstrato dielettrico non sono quindi sede di perdite.
- La sezione dei conduttori può essere arbitraria, ma non cambia lungo la direzione di propagazione.

Sotto queste ipotesi, risulta possibile andare a definire il valore di induttanza e capacità per unità di lunghezza, di modo da andare quindi a rappresentare una porzione infinitesima di linea trasmissiva. Pertanto:

$$l = \lim_{\Delta z \rightarrow 0} \frac{\int_S \mathbf{B} \cdot \mathbf{n} ds}{\mathbf{i}(\mathbf{z} + \Delta \mathbf{z})} \cdot \frac{1}{\Delta z} \quad (2.1)$$

Dove \mathbf{B} è il campo magnetico generato dalla corrente \mathbf{i} che fluisce nella linea. Visto che nella formula si considera il rapporto tra l'integrale del campo e la corrente, si può asserire come l'induttanza dipenda solamente dalla geometria della struttura e dalle proprietà del background (espresse mediante ϵ e μ).

Analogamente si possono effettuare considerazioni simili per quanto riguarda la capacità:

$$c = \lim_{\Delta z \rightarrow 0} \frac{q(z)}{\mathbf{V}(z)} \cdot \frac{1}{\Delta z} \quad (2.2)$$

Anche questo parametro dipende solamente dalla geometria della linea trasmissiva e dalle proprietà del background.

A valle di queste considerazioni, possiamo rappresentare una porzione infinitesima della struttura di linea bifilare mediante il seguente circuito equivalente:

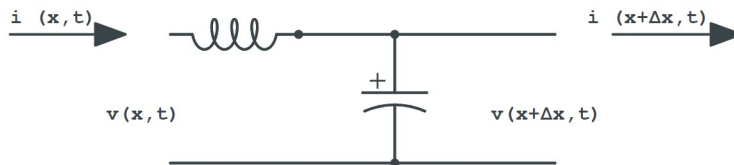


Figure 2.3: Circuito equivalente di una porzione infinitesima linea di trasmissione

Come già detto prima, nel circuito equivalente considerato non sono stati introdotti componenti resistivi in quanto si può assumere in prima approssimazione che la linea di trasmissione e l'interstrato dielettrico non siano sedi di perdite.

Andando a risolvere questo circuito e giungendo alle *equazioni di D'Alambert* attraverso quelle che sono chiamate le *Equazioni dei telegrafisti* si può osservare come tensione e corrente si propagano lungo lo spazio ed il tempo comportandosi come onde, viaggianti ad una velocità $v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon c}}$, che nel caso ideale è pari alla velocità della luce. [10]

La soluzione delle equazioni delle onde è rappresentata mediante il seguente sistema:

$$\begin{cases} \mathbf{V}(\mathbf{z}, \mathbf{t}) = V^+(t - \frac{z}{v}) + V^-(t + \frac{z}{v}) \\ \mathbf{i}(\mathbf{z}, \mathbf{t}) = i^+(t - \frac{z}{v}) + i^-(t + \frac{z}{v}) \end{cases} \quad (2.3)$$

Possiamo vedere come V^+ e i^+ rappresentino la componente di onda progressiva, mentre V^- e i^- le componenti d'onda regressiva.

Si può inoltre definire l'*Impedenza caratteristica* come il rapporto tra le onde incidenti di tensione e corrente. Nel nostro caso specifico, senza perdite:

$$Z_c = \frac{V^+(t - \frac{z}{v})}{i^+(t - \frac{z}{v})} = -\frac{V^-(t - \frac{z}{v})}{i^-(t - \frac{z}{v})} = \sqrt{\frac{l}{c}} \quad (2.4)$$

Si può inoltre andare a definire la *costante di propagazione* di una linea ideale come:

$$k = j\omega\sqrt{lc} \quad (2.5)$$

Ritornando alla struttura di bobina ricevente a vuoto, da cui era partita la nostra analisi sulla base della similitudine tra circuito stampato e linea di trasmissione, possiamo assimilare il sistema a vuoto secondo il seguente schema semplificato:

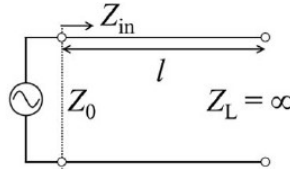


Figure 2.4: Circuito equivalente semplificato di una linea di trasmissione aperta

L'impedenza equivalente ai capi della linea può essere espressa come:

$$Z_i = Z_c \cdot \frac{Z_L + jZ_c \tan(kl)}{Z_c + jZ_L \tan(kl)} \quad (2.6)$$

Dove Z_L ed l rappresentano in questo caso rispettivamente l'impedenza del carico e la lunghezza della linea. La bobina open-end può essere approssimata come una linea di trasmissione aperta che termina quindi su un'impedenza infinita, in quanto la corrente di terminazione sull'impedenza Z_L è nulla. Pertanto, l'impedenza della bobina aperta viene espressa come segue:

$$Z_i = -jZ_c \frac{1}{\tan kl} \quad (2.7)$$

La condizione di risonanza, ricordando che il caso semplificato in esame è quello di un circuito ideale LC, si ottiene quando si annulla l'impedenza Z_i ovvero quando $kl = \frac{\pi}{2}$. Ulteriori considerazioni sui fenomeni di risonanza elettrica e risposta in frequenza di reti di bipoli passivi verranno trattati inoltre con maggior dettaglio nel paragrafo 3.1.1 .

Visto che nel caso ideale la costante di propagazione può essere espressa come ω/c_0 , dove c_0 è la velocità della luce, la lunghezza l a cui la linea risona alla frequenza f si può ricavare

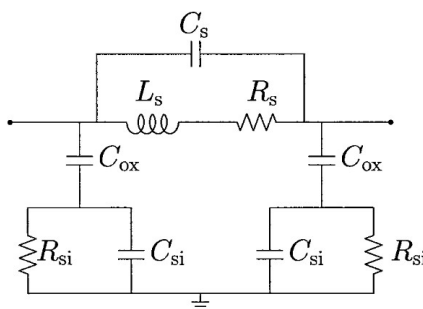


Figure 2.5: Esempio di parametri concentrati in un circuito stampato

come:

$$l = -\frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{k} = \frac{c_0}{4f} \quad (2.8)$$

Da cui ne segue che, se volessimo ad esempio un sistema risonante a 300kHz, avremmo bisogno di una linea bifilare ideale di lunghezza pari a circa 250 m, il che sarebbe improponibile per le applicazioni che stiamo considerando.

In virtù di queste considerazioni, possiamo quindi concludere che la struttura di linea trasmissiva bifilare, sebbene ci consente di analizzare il problema dell'auto risonanza in chiave generale, non è adatta alle applicazioni proposte, visto che nel nostro caso infatti andremo a considerare una struttura a doppio strato con forma a spirale. Poiché la struttura a spirale aumenta il campo magnetico e la struttura a doppio strato aumenta la capacità parassita, la bobina aperta proposta può infatti auto-risonare, per una data frequenza, con una lunghezza di linea inferiore a $c_0/4f$. [11]

Risulta inoltre opportuno osservare come l'induttanza e la capacità della bobina non siano descrivibili mediante un circuito serie a coefficienti costanti ma, a causa degli accoppiamenti parassiti che nascono alle diverse frequenze, il circuito serie equivalente presenterà coefficienti differenti a seconda della frequenza di lavoro. Infatti, per una data frequenza, possiamo immaginare una struttura a parametri concentrati di un circuito stampato a due strati con la forma proposta in figura 2.5. Il peso e la natura degli accoppiamenti induttivi e capacitivi dipende dalla frequenza di lavoro, pertanto ne segue quindi che lo schema circuitale serie equivalente avrà valori differenti a seconda della frequenza cui si alimenta l'induttore.

Visto che, come è stato detto in precedenza, induttanza e capacità dipendono dalle caratteristiche geometriche della linea di trasmissione, si possono ottenere frequenze di risonanza differenti desiderata regolando le spire, lo spazio tra i due strati e la forma della bobina. In seguito vedremo come ottimizzare questi parametri di modo da raggiungere la frequenza di auto risonanza desiderata.

2.2 Standard costruttivi e scelta della frequenza di lavoro

Come abbiamo avuto modo di vedere anche nel capitolo precedente, l'efficacia ed il funzionamento dei sistemi di trasferimento di potenza induttivi dipende fortemente dalla frequenza di lavoro. Constatando come il wireless power transfer sia una tecnologia applicabile a molti campi, non bisogna quindi stupirsi se i vari enti normatori che regolano gli standard per le differenti applicazioni elettriche ed elettroniche, evidenzino frequenze di funzionamento diverse a seconda del dispositivo su cui implementare tale tipologia di ricarica od alimentazione. Ritornando a considerare il caso automotive che era stato preso come esempio iniziale, la gamma di frequenza evidenziata dallo standard SAE J2954 è compresa tra 79 e 90 kHz, con valore nominale posto a 85 kHz.[6] Sempre secondo questo standard, se è necessario utilizzare una diversa frequenza di trasferimento di potenza al fine di ottimizzare le prestazioni, la determinazione di tale frequenza deve essere effettuata all'inizio di una sessione di ricarica e deve essere eseguita a non più del 25% della piena potenza del sistema di ricarica (la più bassa tra la potenza nominale

in ingresso lato bobina trasmittente e la potenza nominale in uscita lato veicolo). La frequenza di trasferimento della potenza inoltre deve rimanere costante (entro un intervallo di ± 50 Hz) per tutta la durata della sessione di carica.

Volendo analizzare e studiare strutture con funzionamento in condizioni di auto risonanza e ricordando come le dimensioni della struttura siano, in prima approssimazione, assumibili come inversamente proporzionali alla frequenza di auto-risonanza, risulta quindi semplice osservare come, se volessimo lavorare in ambito automotive, avremmo bisogno di coil molto estesi per poter raggiungere la condizione di auto-risonanza a 85 kHz. In questi contesti quindi, a parità di potenza, risulterebbe più conveniente procedere in maniera tradizionale accoppiandovi in serie un condensatore esterno. Lo studio di sistemi wireless power transfer auto-risonanti assume quindi maggior senso pratico e convenienza in applicazioni in cui è possibile lavorare a frequenze elevate, di modo da mantenere il coil entro dimensioni facilmente gestibili, soprattutto in previsione di possibili realizzazioni o sviluppi commerciali.

Si è scelto quindi di far riferimento agli standard legati ai dispositivi mobili, per i quali la *International telecommunication Union* consiglia di attenersi all'interno di un range di frequenza da 100 a 300 kHz.[12] In particolare modo, lo standard costruttivo che abbiamo preso maggiormente come riferimento nello sviluppo di questo lavoro è lo standard *Qi*, promosso dall'organizzazione *Wireless Power Consortium* e che si applica ai dispositivi a superficie piana come i dispositivi mobili, telefoni o tablet, che richiedono trasferimenti di potenza di almeno 5 W e sino al limite di potenza di carico di circa 30 W. [13]

Ad onor del vero è opportuno far presente come, per via del fervente interesse che si sta creando nel mercato elettronico attorno all'alimentazione wireless per piccoli dispositivi, ci sono diversi standard e lavori che fanno riferimento a frequenze operative ben più alte. In particolare si segnala l' AFA Magnetic Resonance standard, in cui la frequenza di lavoro si attesta sui 6.78 MHz. [14] Abbiamo comunque preferito far riferimento allo standard *Qi* in quanto, oltre ai vantaggi in termini di interferenze legati al lavorare con frequenze più basse, tale standard è attualmente il più adottato dai marchi leader del mercato.

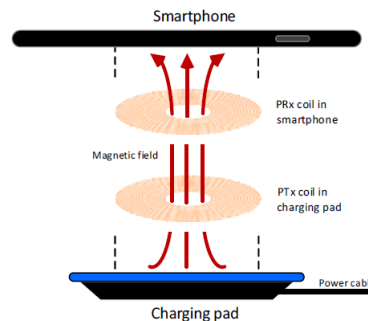


Figure 2.6: Immagine esemplificativa delle funzionalità descritte nello standard Qi

Facendo capo ai limiti imposti dallo standard *Qi* in termini di potenza e frequenza, si è scelto quindi di proseguire il lavoro di analisi cercando di ottenere una struttura che presentasse un comportamento auto-risonante alla frequenza di lavoro di circa 300 kHz e che andasse a comporre un accoppiamento in grado di trasmettere 30 W di potenza nominale.

Chapter 3

Scelta della forma della bobina ricevente

All'interno dello standard Qi, che abbiamo preso come riferimento per un'indicazione di massima, sono presentate possibili geometrie che possono essere adottate, in maniera conforme alla normativa, in termini di forma, dimensioni e numero di avvolgimenti. Il primo step nella progettazione di un induttore con caratteristica di lavoro auto-risonante consiste quindi in primis nel selezionare ed identificare la geometria che consenta di raggiungere la condizione di auto-risonanza alla frequenza di lavoro più vicina ai 300 kHz presi come obiettivo.

Visto che la frequenza di auto-risonanza dipende dall'autoinduttanza della spira e dalle capacità parassite che si vengono a creare tra le due bobine del sistema ricevente, si può affermare come tale frequenza sia una caratteristica intrinseca della geometria dell'avvolgimento. Come già indicato nelle equazioni (2.1) e (2.2), l'autoinduttanza dipende infatti dal campo magnetico generato dalla corrente che fluisce nell'avvolgimento, mentre la capacità dalla disposizione delle cariche. Assume quindi senso pensare che ci sia una forma dell'avvolgimento che consente di avere valori di induttanza e capacità intrinsecamente maggiori rispetto ad altre, abbassando così la frequenza alla quale si ottiene la condizione di auto risonanza all'interno del range da noi desiderato.

Quello che è stato fatto è quindi considerare tre diverse forme di bobina con struttura a doppio layer e calcolarne per ciascuna, a parità di parametri, il valore della frequenza di auto risonanza. Il calcolo del valore di frequenza, che come già detto passa attraverso il calcolo di auto induttanza e capacità parassita e quindi di campo magnetico ed elettrico, è stato effettuato mediante un solver basato sul metodo PEEC, che consente di determinare le grandezze campistiche di una struttura attraverso la risoluzione del problema elettromagnetico accoppiato con la formulazione a parametri concentrati dei componenti circuitali.

3.1 Cenni del metodo risolutivo PEEC e funzionamento del solver elettromagnetico

Il comportamento dei campi elettromagnetici può essere descritto mediante la formulazione differenziale delle equazioni di Maxwell:

- Legge di Farady-Neumann-Lenz

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (3.1)$$

- Legge di Ampere-Maxwell

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (3.2)$$

- Legge di Gauss per il campo di induzione magnetico

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (3.3)$$

- Legge di Gauss per il campo elettrico

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \mathbf{C} \quad (3.4)$$

Le equazioni di Maxwell in forma differenziale, che sono valide in qualsiasi punto dello spazio, forniscono delle informazioni in merito alla relazione puntuale tra i campi elettromagnetici.

In queste equazioni $\nabla \times$ indica l'operatore rotore, $\nabla \cdot$ l'operatore divergenza, \mathbf{E} il campo elettrico, \mathbf{H} il campo magnetico, \mathbf{J} il campo di densità di corrente, \mathbf{B} il campo di induzione magnetica, \mathbf{D} il campo di spostamento elettrico e \mathbf{C} la densità di carica.

La legge di Faraday-Neumann-Lenz 3.1 esprime il fenomeno dell'induzione, che comprende due effetti: l'effetto trasformatore, nel quale il campo elettrico è legato alla variazione nel tempo del campo di induzione magnetica, e l'effetto mozionale, in cui il campo elettrico è dovuto al movimento rispetto ad un campo di induzione magnetica che può anche essere costante nel tempo. Nello specifico caso in esame quest'ultimo contributo non è presente.

Uno dei metodi più popolari per la soluzione del problema elettromagnetico (a bassa frequenza) è il ben noto metodo degli elementi finiti (FEM). Tale metodo è stato ampiamente studiato e ottimizzato per la soluzione di diversi tipi di problemi elettromagnetici ed è stato efficacemente accoppiato anche con altre fisiche, per esempio alla termodinamica. Al di là della sua ampia generalità e del livello di ottimizzazione, il metodo FEM presenta comunque alcune criticità quando applicato a problemi simili a quello in esame. In effetti, una delle caratteristiche principali del FEM è la necessità di discretizzare sia i domini attivi (cioè conduttivi e dielettrici diversi dal vuoto e mezzi magnetici) che inattivi (ad esempio l'aria). Inoltre, quando un problema viene risolto mediante FEM, il dominio computazionale deve essere limitato a una porzione di spazio sufficientemente grande che circonda i dispositivi ed una condizione al contorno artificiale deve essere tipicamente imposta. Pertanto, quando devono essere discretizzati piccoli dettagli geometrici e parti conduttive sottili, il FEM incorre facilmente in costi computazionali proibitivi. Inoltre, anche il tempo richiesto per la costruzione del modello e la sua discretizzazione è spesso considerevole e richiede una grande competenza da parte degli utilizzatori finali del software. D'altra parte, va comunque detto come il sistema algebrico finale di equazioni ottenuto da FEM sia solitamente esiguo e nel corso degli anni siano state sviluppate molte tecniche numeriche per risolverlo in modo efficiente (ad esempio risolutori iterativi combinati con tecniche di preconditionamento ad hoc).

In alternativa al FEM, possono essere adottati gli *Integral Equation Methods* (IEMs), che si basano sulla formulazione integrale delle equazioni di Maxwell. Due grandi famiglie di IEM sono il VIE (Equazione Integrale di Volume) ed il SIE (Equazione Integrale di Superficie). [15] La potenza della formulazione integrale risiede sul fatto che consente di esprimere la relazione che lega il campo elettromagnetico prodotto da una sorgente ad un altro punto dello spazio, conoscendo le condizioni di corrente e distribuzione di carica della sorgente. Questo le rende particolarmente utili nell'analisi delle antenne.

Il metodo Partial Element Equivalent Circuit (PEEC), introdotto per la prima volta da A. Ruehli negli anni '70 per la soluzione di problemi elettromagnetici accoppiati a componenti circuitali concentrati [16], è una particolare forma di VIE in cui l'approccio di discretizzazione fornisce un'utile interpretazione circuitale del problema elettromagnetico [17]. Infatti, le entità geometriche della mesh sono interpretate come nodi e rami del circuito elettrico (vedi 3.1), che possono essere facilmente collegati con componenti circuitali concentrati. Pertanto, il problema finale del circuito elettromagnetico è interpretato come un circuito equivalente connesso con un circuito esterno concentrato. Questo rende il metodo PEEC veloce ed efficiente.

Nella forma originale solo i mezzi conduttivi erano considerati nei modelli PEEC, mentre

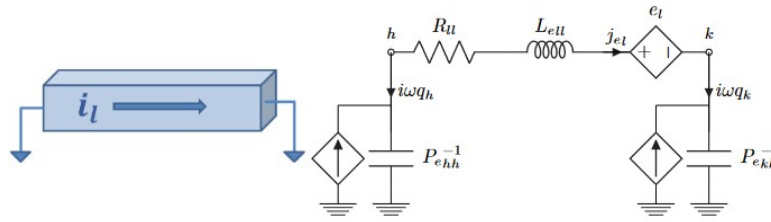


Figure 3.1: Circuito equivalente secondo metodo PEEC

successivamente il metodo è stato esteso per includere regioni dielettriche con proprietà elettriche diverse da quelle del vuoto, effetti di ritardo e campi incidenti. [18].

3.1.1 Solver elettromagnetico e valutazione della frequenza di auto-risonanza

La valutazione dei parametri elettrici che vanno a descrivere la bobina auto-risonante sono stati ricavati sfruttando un software risolutivo già esistente, su cui sono state effettuate piccole modifiche di modo da renderlo maggiormente adatto e performante per le esigenze del caso in esame. [19] Il solver fornisce in output, una volta forniti in input i dati geometrici della bobina in termini di posizione spaziale dei punti e le indicazioni in merito alla frequenza di lavoro e le proprietà del materiale che la costituisce, i valori di capacità, autoinduttanza e resistenza del coil stesso ed il valore di frequenza di auto-risonanza. Il solver del problema elettrico riporta poi l'induttore ad uno schema circuitale serie equivalente, in linea con quanto richiesto dal metodo PEEC. Se vengono forniti al solver anche i dati di una seconda bobina, il programma è in grado di andare a calcolare, oltre ai valori del circuito equivalente della seconda, anche il valore della mutua induttanza tra le due.

Per quanto concerne il calcolo dei singoli parametri che costituiscono lo schema equivalente del circuito, il software procede nel seguente modo:

- Mediante il metodo PEEC va a risolvere il problema elettromagnetico, ottenendo la distribuzione di corrente nel circuito e l'energia legata ai campi magnetico ed elettrico, che esprimeremo rispettivamente come W_m ed W_e .
- Sulla base di questi valori, il valore di induttanza equivalente nello schema circuitale si può esprimere ricordando la relazione $W_m = \frac{1}{2} \cdot L_{eq} I^2$, ossia $L_{eq} = \frac{2W_m}{I^2}$
- In maniera assolutamente analoga, ricordando che $W_e = \frac{1}{2} \cdot C_{eq} V^2$, allora si ottiene $C_{eq} = \frac{2W_e}{V^2}$

Risposta in frequenza e valutazione della risonanza con metodo dicotomico

Visto che accoppiamenti induttivi e capacitivi variano in base alla frequenza di lavoro, i valori equivalenti di induttanza e capacità possono essere ritenuti costanti solamente in una prima approssimazione. Pertanto non è da ritenersi il metodo più preciso esprimere la frequenza di auto-risonanza come :

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (3.5)$$

Quello che si sceglie di fare, nel valutare la frequenza di auto-risonanza, è di adottare un metodo numerico, sulla base delle considerazioni teoriche sulla risposta in frequenza di un circuito RLC serie.

Assunto che si possa schematizzare la bobina come un circuito equivalente in cui sono posti in serie un induttore (che rappresenta l'autoinduttanza), un condensatore (che rappresenta le capacità parassite) ed una resistenza (che rappresenta le perdite per effetto Joule), possiamo osservare come l'impedenza e l'ammettenza della rete di bipoli passivi in regime sinusoidale così creata presenti una parte reale ed una parte immaginaria che dipende dai parametri reattivi. Esse sono quindi funzioni della pulsazione $\omega = 2\pi f$. Lo stesso vale per modulo e argomento.

Tali andamenti in funzione di ω o f sono chiamati risposte in frequenza. Nei circuiti che contengono almeno due bipoli dinamici di tipo diverso, succede che al variare di ω il modulo dei suddetti parametri complessi presenti massimi o minimi, che in casi specifici possono divergere o annullarsi, mentre l'argomento può tendere a zero oppure a $\pm\frac{\pi}{2}$. In particolare, se l'argomento è negativo tendente a $-\frac{\pi}{2}$ allora si dice che il sistema ha comportamento ohmico-induttivo, altrimenti si dice che il comportamento è ohmico-capacitivo. La serie di tre bipoli ideali R,L e C ha impedenza equivalente $\dot{Z}_S = R + j(X_L + X_C)$ ossia:

$$\dot{Z}_S(\omega) = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \quad (3.6)$$

il modulo e l'argomento della quale risultano funzioni di ω :

$$\begin{cases} Z_S(\omega) = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} \\ \varphi_S(\omega) = \arctng\left(\frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}\right) \end{cases} \quad (3.7)$$

Possiamo considerare nella figura 3.2 come esempio un andamento tipico di modulo e fase al variare di ω .

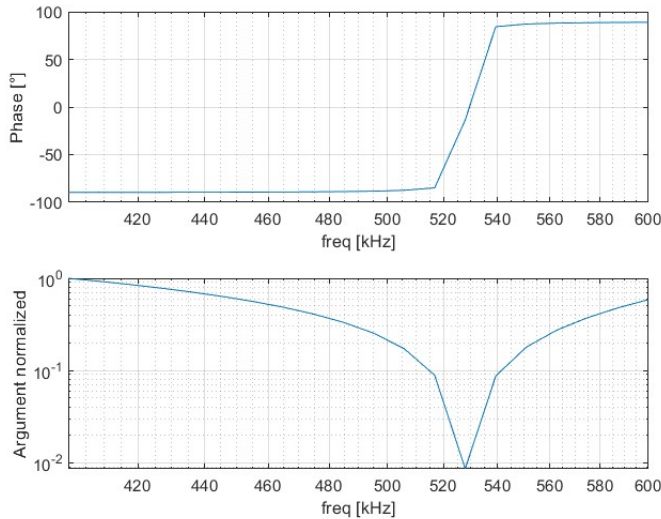


Figure 3.2: Risposta in frequenza di un circuito RLC serie

Dal grafico si può vedere come a bassa frequenza il comportamento induttivo sia prevalente e φ tenda a $-\frac{\pi}{2}$. Viceversa, ad alte frequenze prevale la reattanza capacitiva e φ tende a $\frac{\pi}{2}$. Le due reattanze si compensano quando la frequenza di lavoro è pari alla frequenza di risonanza, alla quale il modulo dell'impedenza serie è minimo e l'argomento è nullo. Si può affermare come il fenomeno di risonanza sia una specie di sincronizzazione tra la frequenza di funzionamento, che è imposta dalle grandezze impresse, ed il comportamento naturale della rete inerte, definito dai bipoli passivi. [20].

Focalizzandoci sulla prima curva, si può osservare come la frequenza di risonanza, nella quale appunto l'impedenza ha argomento nullo, possa essere vista di fatto come la radice della funzione non lineare che esprime il comportamento dell'argomento dell'impedenza serie equivalente in funzione della frequenza. Si può quindi pensare di individuare la frequenza di auto-risonanza del coil andando ad individuare la radice di questa funzione, risolvendo numericamente l'equazione non lineare associata.

Il software che è stato adottato per analizzare il comportamento elettrico dei coil adotta a tal proposito il metodo di bisezione o dicotomico. Il metodo dicotomico è utilizzato per localizzare un intervallo sufficientemente piccolo che contenga la radice e si presenta come un vero e proprio metodo iterativo per la soluzione di equazioni non lineari. Dato un intervallo

$I_0 = [a, b]$ che contiene la radice ξ , che assumiamo sia unica, si costruiscono due successioni s_k e d_k che convergono a ξ rispettivamente da sinistra e da destra e che individuano una successione di intervalli $I_i = [s_i, d_i]$ che tende a zero mantenendo la condizione $\xi \in I_k$. Ad ogni iterazione si prendono come estremi del nuovo intervallo il punto medio ed uno dei due estremi dell'intervallo precedente, in modo tale da garantire la permanenza della radice ξ all'interno del nuovo intervallo. Essendo la radice sempre compresa all'interno dell'intervallo $I_k = [s_k, d_k]$ si può dire che l'errore k-esimo ϵ_k è sempre maggiorato dall'ampiezza di tale intervallo:

$$|\epsilon_k| = |\xi - \xi_k| \leq |d_k - s_k| \quad (3.8)$$

Siccome nel metodo dicotomico l'intervallo I_k viene dimezzato ad ogni iterazione, abbiamo che l'errore viene dimezzato:

$$|\epsilon_{k+1}| \leq \frac{|\epsilon_k|}{2} \quad (3.9)$$

da cui si vede che la successione degli errori tende a zero per k tendente ad infinito, ovvero lo schema è stabile e quindi, siccome è evidentemente consistente, lo schema converge alla soluzione ξ . [21].

3.2 Confronto tra diverse forme di bobine riceventi

Sulla base quindi di quanto già espresso in precedenza, siamo andati a considerare tre diverse forme di bobine riceventi. Ciascuna bobina si figura composta da due layer metallici che costituiscono gli avvolgimenti e che vengono disposti sui due lati di un materiale dielettrico, di modo da formare una sorta di circuito stampato. I morsetti con il quale il coil ricevente viene connesso alla struttura del caricabatterie si trovano uno su ciascun layer. Pensando già in un'ottica di maggior semplicità costruttiva, le strutture che abbiamo selezionato e valutato presentano inoltre la caratteristica di avere i morsetti facilmente accessibili. Non sono state quindi scelte soluzioni presentanti connessioni elettriche tipo vias.

Al fine di poter agevolmente confrontare l'effetto della sola forma degli avvolgimenti nella valutazione della frequenza di auto-risonanza, si è scelto di confrontare le strutture a parità di condizioni geometriche per quanto riguarda le dimensioni e la disposizione degli avvolgimenti. Le strutture confrontate sono quindi state caratterizzate con i seguenti parametri geometrici:

- Numero di avvolgimenti pari a 6
- Lato o diametro della bobina pari a 20 cm
- Distanza tra i due layer (e quindi spessore dell'eventuale dielettrico) pari a 100 μm
- Traccia con sezione di $\frac{1}{8} mm^2$, avente larghezza 1.19 mm ed altezza 105 μm
- Distanza tra le tracce di uno stesso layer pari alla larghezza della traccia metallica

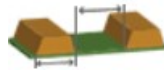


Figure 3.3: Rappresentazione della sezione di una traccia

Tali valori sono stati confrontati con quanto presente all'interno di alcuni siti come PCB Way ed Eurocircuits, che forniscono la possibilità di customizzare ed acquistare online un circuito stampato. In questo modo si è andati a selezionare delle strutture che potrebbero poi venir facilmente prodotte, nell'ottica di una possibile prototipazione. [22] [23]

Visto che in questa fase, come già più volte detto, l'interesse è solamente nell'evidenziare quale forma consenta intrinsecamente di raggiungere più facilmente la condizione di auto-risonanza a frequenze vicine ai 300 kHz, andremo ad immaginare per il momento che lo strato dielettrico abbia costante dielettrica unitaria. L'aggiunta del dielettrico risulta infatti essere un'operazione computazionalmente onerosa, sulla quale non ha senso soffermarsi in questa

prima fase di scelta della forma dell'induttore. Vediamo nel dettaglio il confronto tra le varie geometrie, due con bobine di forma quadrata ed una con forma spiroidale.

3.2.1 Valutazione condizione di risonanza con avvolgimento circolare

La prima geometria che abbiamo scelto di analizzare è quella con forma a spirale, che abbiamo schematizzato per una maggior comprensione ed impatto grafico nell'immagine 3.4. I morsetti che andranno a collegare la struttura ricevente al caricabatterie sono rappresentati in rosso.

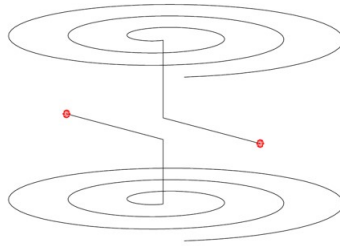


Figure 3.4: Coil con forma a spirale

Al fine di fornire le coordinate tridimensionali dei punti in input al software di analisi elettromagnetica, la struttura è stata costruita ed implementata in ambiente MATLAB. La struttura è stata implementata andando a creare una sorta di mesh tridimensionale usando esaedri con otto vertici.

La frequenza di auto-risonanza di una struttura di questo tipo, valutata attraverso i metodi descritti nella sezione 3.1.1, si attesta essere su 5.14 MHz, come anche si può evincere dal grafico 3.5 che rappresenta il comportamento in frequenza dell'avvolgimento.

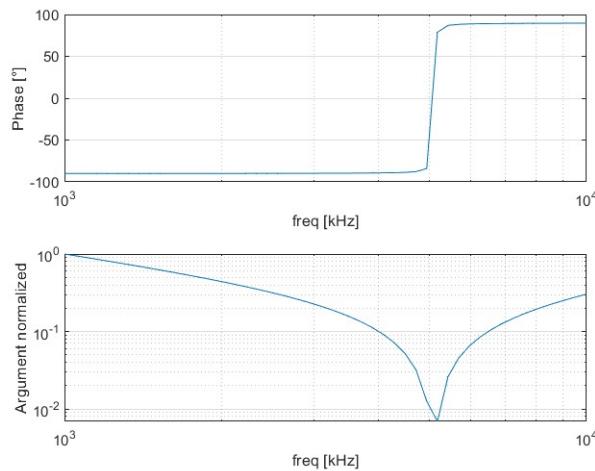


Figure 3.5: Risposta in frequenza coil circolare

Una considerazione importante in merito a questa forma di coil è legata al fatto che, avendo scelto di portare i morsetti sull'esterno al fine di rendere la bobina elettricamente accessibile, non si può adottare un layer dielettrico troppo sottile, pertanto i due strati che compongono la bobina non possono essere troppo vicini. Come vedremo in seguito, la frequenza di auto-risonanza di una struttura a due layer è inversamente proporzionale alla distanza tra gli stessi. Quindi è plausibile che con strutture di questo tipo non si possa raggiungere la condizione di risonanza a frequenze relativamente basse.

3.2.2 Valutazione condizione di risonanza con avvolgimento di tipo "A"

In seguito si è andata a considerare una geometria quadrata, che anche in questo caso abbiamo schematizzato nell'immagine seguente per fornire maggior comprensione. La peculiarità di questa struttura, come si può vedere dall'immagine 3.6 è che i due avvolgimenti seguono di fatto lo stesso verso, con un morsetto che si trova lato esterno ed uno che si trova nel lato interno. L'obiettivo di questa geometria è quello di rendere sovrapponibili gli avvolgimenti e massimizzare così la componente legata alle capacità parassite a discapito di quella legata all'autoinduttanza, in questo modo si ritiene di abbassare la frequenza di auto-risonanza rispetto al caso precedente.

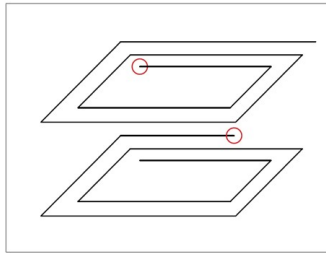


Figure 3.6: Coil di forma quadrata di tipo "A"

Anche in questo caso, la struttura è stata costruita ed implementata in ambiente MATLAB andando a creare una mesh tridimensionale usando esaedri con otto vertici. Abbiamo riportato in figura il coil così ottenuto, in cui sono stati evidenziati in rosso i terminali.

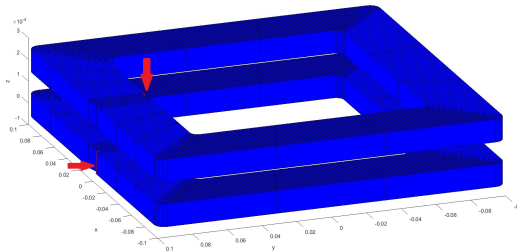


Figure 3.7: Mesh di esaedri coil di forma quadrata di tipo "A"

Adottando ancora una volta il software ed i metodi descritti nella sezione 3.1.1, la frequenza di auto-risonanza di una struttura di questo tipo, si attesta essere su 1.6 MHz, come anche si può evincere dal grafico 3.8 che rappresenta il comportamento in frequenza dell'avvolgimento. Il valore di autoinduttanza del coil alla frequenza di risonanza in questo caso è di $18.3 \mu H$, mentre il valore della capacità equivalente è di 0.54 nF.

3.2.3 Valutazione condizione di risonanza con avvolgimento di tipo "B"

Come attestato nella sezione precedente 3.2.2, la scelta di una geometria quadrata con gli avvolgimenti dei due layer aventi lo stesso verso era volta a far in modo che puntualmente ci fosse la possibilità per le cariche di saltare da un layer all'altro, di modo da massimizzare l'effetto delle capacità parassite. La terza geometria che abbiamo preso in considerazione, che viene inoltre considerata anche in letteratura [24], punta ad evitare elisioni del campo magnetico tra i due strati, di modo da conseguire una autoinduttanza complessiva della bobina maggiore. Come per le altre configurazioni, anche in questo caso proviamo a fornire nell'immagine 3.9 una rappresentazione schematizzata per maggior comprensione.

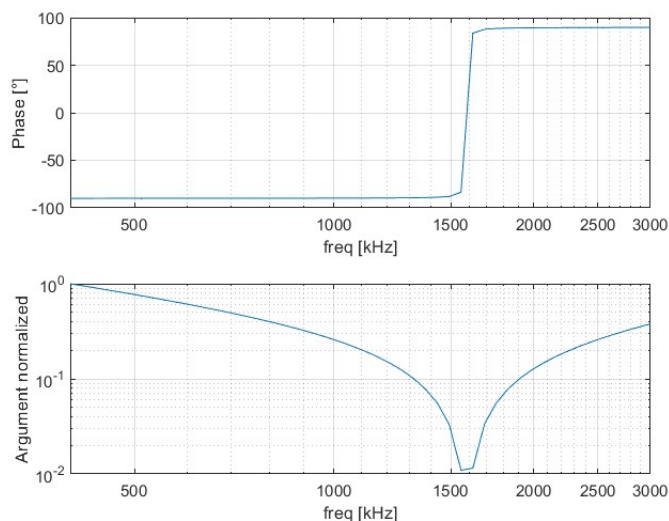


Figure 3.8: Risposta in frequenza coil di forma quadrata di tipo "A"

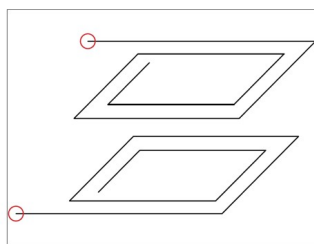


Figure 3.9: Coil di forma quadrata di tipo "B"

La peculiarità di questa struttura, come si può vedere dall'immagine 3.9 è che i due avvolgimenti seguono verso speculare con entrambi i morsetti che si trovano nel lato esterno, facilitando quindi anche di molto le operazioni di connessione.

Si evidenzia per completezza espositiva anche la struttura della mesh, in cui i morsetti sono evidenziati in rosso.

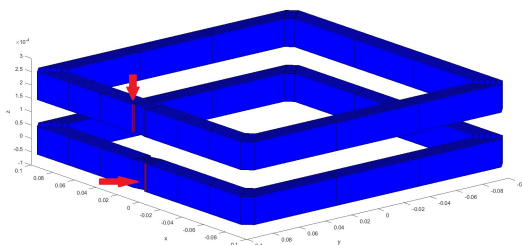


Figure 3.10: Mesh di esadri coil di forma quadrata di tipo "B"

Adottando ancora una volta il software ed i metodi descritti nella sezione 3.1.1, la frequenza di auto-risonanza di una struttura di questo tipo, si attesta essere su 1.34 MHz, come anche si può evincere dal grafico 3.11 che rappresenta il comportamento in frequenza dell'avvolgimento. Il valore di autoinduttanza del coil alla frequenza di risonanza in questo caso è di $30.9 \mu H$, mentre il valore della capacità equivalente è di 0.45 nF.

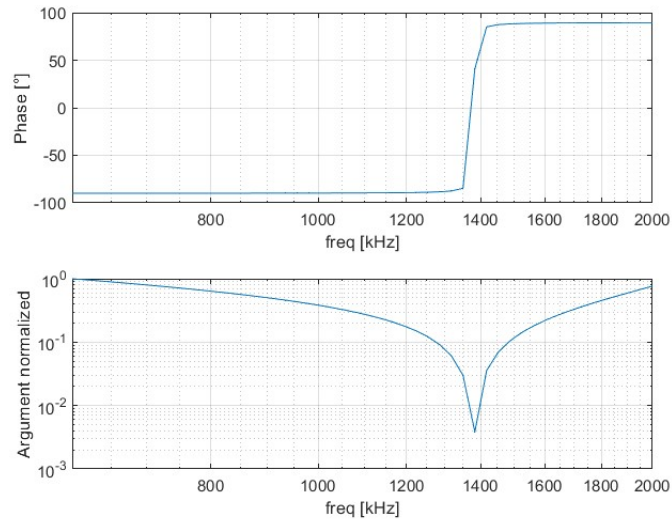


Figure 3.11: Risposta in frequenza coil di forma quadrata di tipo "B"

3.3 Considerazioni e scelta della forma della bobina ricevente

Possiamo riassumere nella tabella 3.1 le considerazioni di questo capitolo, ricordando come le valutazioni ed i calcoli siano stati effettuati mantenendo uguali nei tre casi i parametri legati alle dimensioni degli avvolgimenti ed al numero, ossia cambiando solamente la forma della struttura. Siamo andati a considerare 6 spire, avvolgimenti con sezione 0.125 mm^2 e distanza tra layer $100 \mu\text{m}$.

Confronto tra le diverse strutture			
Parametri Elettrici ottenuti	Struttura di forma circolare	Struttura con forma di tipo A	Struttura con forma di tipo B
Capacità equivalente	0.25 nF	0.54 nF	0.45 nF
Auto-induttanza equivalente	$3.8 \mu\text{H}$	$18.3 \mu\text{H}$	$30.9 \mu\text{H}$
Frequenza di auto-risonanza	5.14 MHz	1.6 MHz	1.34 MHz

Table 3.1: Effetto della forma dell'induttore nella frequenza di auto risonanza

Ne segue quindi che la forma che consente di raggiungere in maniera più agevole la condizione di risonanza per frequenze di lavoro più basse è la forma di tipo B (fig.3.9). Assume quindi senso concentrarsi in seguito esclusivamente sull'ottimizzazione di questa struttura, andando a vedere come i vari parametri in gioco incidono sulla risposta in frequenza del coil.

Chapter 4

Ottimizzazione degli avvolgimenti della bobina ricevente

Dopo aver identificato nel capitolo precedente quale forma di bobina andare a considerare ed analizzare, risulta importante andare ora ad ottimizzare i parametri geometrici che la definiscono, al fine di ottenere una struttura in grado di avere un comportamento di risonanza ad una frequenza di lavoro che quanto meno si avvicini alla frequenza obiettivo di circa 300 kHz.

Si è scelto di procedere in primo luogo capendo quali parametri concorrano a definire differenti comportamenti in frequenza ed in che modo questi contribuiscano. Una volta individuato singolarmente l'effetto della variazione di ciascun parametro in questione, è stato poi adottato un algoritmo di ottimizzazione genetico per selezionare la geometria che considerasse la miglior combinazione di questi parametri.

Risulta importante far presente come in una prima fase, per questioni legate al peso computazionale dell'analisi, la struttura sia stata analizzata in assenza di dielettrico, ovvero considerando un materiale interposto tra i due layer con $\varepsilon_r = 1$. Solamente in un momento successivo, una volta individuata la geometria ottimale della receiver, questa è stata ultimata aggiungendo uno strato di materiale dielettrico ed uno strato di ferrite.

Sempre al fine di ridurre il più possibile il costo computazionale del processo, sono state adottate delle formule analitiche, su cui è stata verificata l'efficacia, per stimare l'effetto del dielettrico nel sistema. In questo modo la simulazione completa basata sul metodo PEEC è stata effettuata solamente in condizioni in cui si era certi di avere il comportamento risonante all'interno di un dato intervallo, ritenuto accettabile.

4.1 Comportamento in frequenza della bobina ricevente al variare dei parametri geometrici

Una prima fase, necessaria per gettare le basi in merito all'ottimizzazione della bobina, si fonda sul capire ed analizzare quali parametri influiscono in maniera preponderante sul comportamento in frequenza della stessa.

In particolare abbiamo voluto analizzare il variare della frequenza di risonanza del coil, modificando alternativamente i seguenti parametri:

- Distanza tra i due layer (ovvero spessore dello strato dielettrico)
- Larghezza della traccia
- Estensione della bobina
- Numero di avvolgimenti

Quello che è stato fatto, per ciascun caso, è stato considerare la struttura quadrata di tipo "B" vista nel capitolo precedente e far variare alternativamente un solo parametro all'interno

di un range prestabilito, mantenendo invariati gli altri. Al fine di non incontrare difficoltà dal punto di vista computazionale si è scelto di configurare la struttura con una geometria semplice, tendenzialmente adottando poche spire. Per il momento inoltre, come già detto in precedenza, non si va a considerare l'interposizione di uno strato dielettrico tra i due layer che costituiscono l'induttore.

Ciascuna struttura così delineata è stata poi analizzata mediante il già citato software di analisi, da cui si è poi estratto il valore della frequenza di risonanza secondo le modalità descritte nel paragrafo 3.1.1

Di seguito presenteremo i risultati come grafici dell'andamento della frequenza di risonanza della bobina in funzione del parametro alternativamente considerato.

Proprio perché in questa fase ci interessa valutare solamente come varia in termini di frequenza il punto di lavoro in cui si raggiunge il comportamento in risonanza, si è scelto di rappresentare graficamente i valori di frequenza normalizzandoli al valore di frequenza massimo che si ottiene facendo variare i parametri nell'intervallo scelto.

4.1.1 Frequenza di risonanza in funzione della distanza tra i due layer

Andiamo in primo luogo osservato l'effetto nel comportamento in risonanza in funzione dell'aumento dello spessore del dielettrico. In particolare abbiamo scelto di far variare lo spessore del dielettrico da $8 \mu m$ a $100 \mu m$. Tali valori non sono stati scelti in modo casuale, ma sempre pensando a quella che potrebbe essere una futura fattibilità costruttiva: il valore minimo corrisponde infatti a quello utilizzato per dielettrici ultra sottili [25], mentre il valore di $100 \mu m$ è un valore comunemente usato nei circuiti stampati.

L'andamento della frequenza di auto risonanza, normalizzato al valore massimo nell'intervallo, è rappresentato in figura 4.1

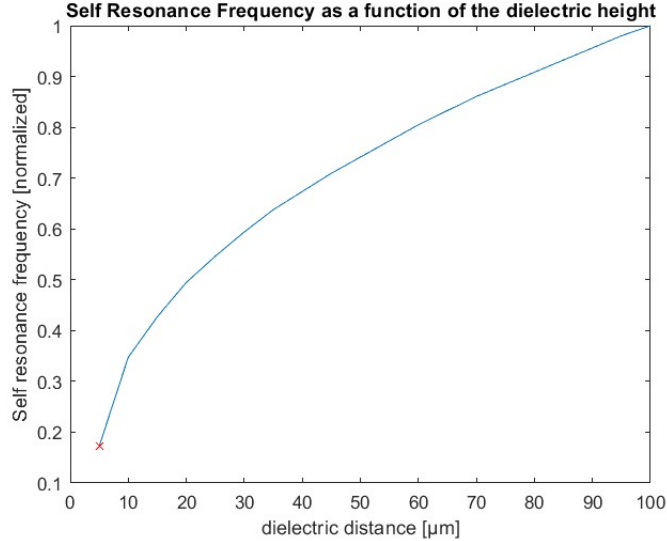


Figure 4.1: Frequenza di auto-risonanza in funzione dello spessore del dielettrico

Come si può osservare dal grafico, la frequenza per la quale si raggiunge la condizione di risonanza della struttura a doppio layer aumenta all'aumentare dello spessore del dielettrico. Più è sottile lo strato del dielettrico, più la condizione di risonanza è raggiunta a basse frequenze.

Tale andamento non ci stupisce, assumendo in prima approssimazione che l'effetto delle capacità aumenti al diminuire della distanza tra i due layer. Se infatti andassimo, provando a fare una sorta di similitudine concettuale, a pensare la struttura a due layer come un condensatore a facce piane, la capacità equivalente sarebbe:

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{S}{d} \quad (4.1)$$

Assume pertanto senso che gli effetti capacitivi siano inversamente proporzionali alla distanza e quindi, ricordando la definizione della condizione di risonanza 3.5, si può concludere che è perfettamente coerente come in una primissima approssimazione la frequenza di risonanza sia proporzionale alla radice quadrata della distanza tra i due layer. $f \propto \sqrt{d}$.

4.1.2 Frequenza di risonanza in funzione della larghezza della traccia conduttiva

Un secondo parametro del quale si sono voluti evidenziare gli effetti è la larghezza della traccia. Abbiamo scelto di far variare la larghezza della traccia da 0.7 mm, equivalenti a 3 millesimi di pollice ossia il valore più piccolo tra le apparecchiature standard, sino a 1.8 mm.

L'andamento della frequenza di auto-risonanza, normalizzato al valore massimo nell'intervallo, è rappresentato in figura 4.2

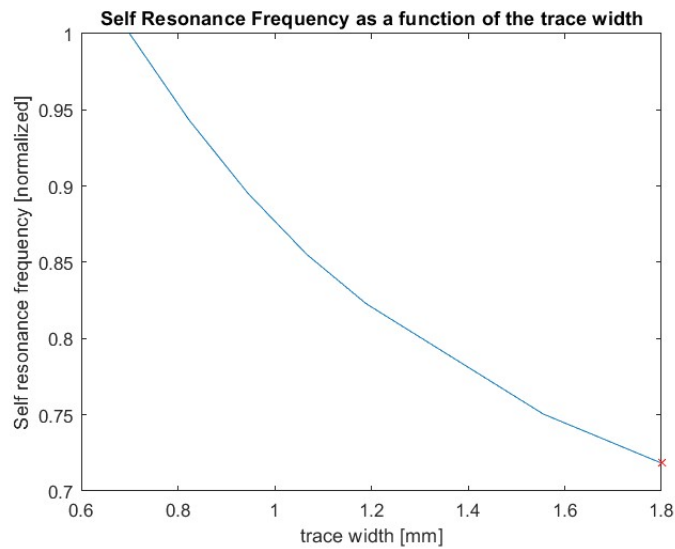


Figure 4.2: Frequenza di auto-risonanza in funzione della larghezza della traccia

Quello che si può osservare è che la frequenza di lavoro necessaria per raggiungere la condizione di risonanza è massima per tracce sottili, risulta invece diminuire man mano che la traccia diventa più larga.

Non rimaniamo stupiti nemmeno da questo comportamento ricordando, dalla formulazione 4.1, come la capacità di un condensatore a facce piane sia proporzionale alla superficie delle facce. Immaginando che ogni avvolgimento formi un condensatore a facce piane con il corrispettivo avvolgimento del layer inferiore, assume quindi senso osservare che aumentando la superficie coperta da ciascun conduttore aumenti il valore della capacità parassita complessiva.

Si può quindi concludere che è perfettamente coerente come in una primissima approssimazione la frequenza di risonanza sia inversamente proporzionale alla radice quadrata della larghezza del conduttore, che indichiamo con w . Pertanto $f \propto \frac{1}{\sqrt{w}}$.

4.1.3 Frequenza di risonanza in funzione della estensione della bobina

Volendo ora andare ad osservare come varia il comportamento in risonanza della bobina ricevente al variare dell'estensione dell'induttore, si è andati a far variare in questo caso il lato più esterno della bobina quadrata. Il lato maggiore della bobina è stato quindi fatto variare tra 10 e 15 cm, assumendo queste come le dimensioni di nostro interesse per applicazioni legate a dispositivi elettronici portatili. Aumentando il lato della spira maggiore, conseguentemente aumenteranno anche i lati degli altri avvolgimenti.

Come si può osservare dal grafico, la frequenza di risonanza del sistema diminuisce all'aumentare dell'estensione degli avvolgimenti. Anche questo è un risultato atteso, in quanto aumentando

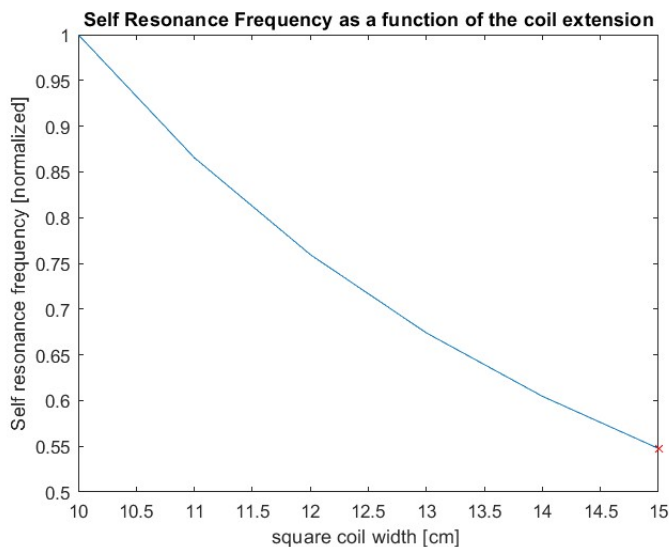


Figure 4.3: Frequenza di auto-risonanza in funzione della lato della spira

la superficie della spira ci si aspetta che aumentino sia gli effetti capacitivi, per quanto già espresso nella relazione 4.1, ed anche gli effetti induttivi. Infatti dalla relazione 2.1 si vede come il valore di auto-induttanza dipenda dall'integrale di superficie del campo di induzione magnetica.

4.1.4 Frequenza di risonanza in funzione del numero di spire

L'ultimo parametro che siamo andati a considerare nel valutare il comportamento in frequenza del coil è il numero di spire. In questo caso abbiamo fatto variare il numero di spire di entrambi i layer da 5 a 10 (abbiamo scelto un intervallo ristretto per questioni di rapidità computazionale).

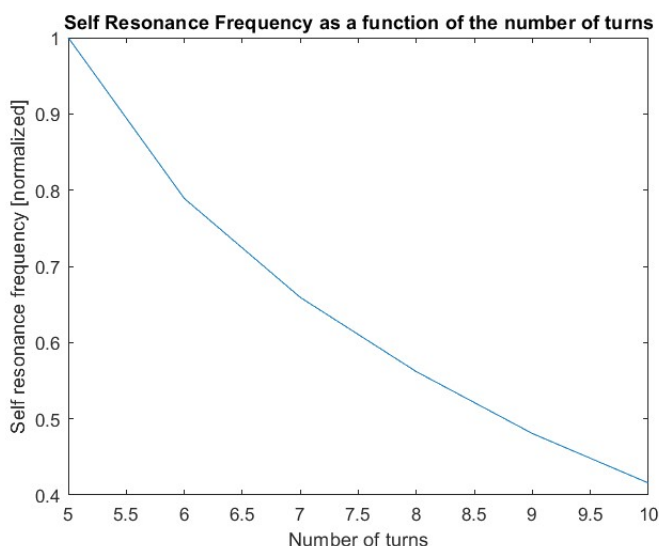


Figure 4.4: Frequenza di auto-risonanza in funzione del numero di spire

Come si può osservare dal grafico 4.4, la frequenza di risonanza dell'induttore diminuisce all'aumentare del numero delle spire.

Il risultato atteso è conforme a quanto ci aspettavamo, in quanto è corretto che l'autoinduttanza della struttura aumenti rapidamente al crescere del numero di spire. Ricordiamo infatti che,

dato un induttore percorso da corrente \mathbf{i} avente N spire e che concatena un flusso ψ , il valore di induttanza è pari a:

$$L = \frac{N\psi}{\mathbf{i}} \quad (4.2)$$

Pertanto, a parità di flusso concatenato e corrente che circola nel sistema, aumentando il numero di spire aumenta anche l'induttanza.

Inoltre è opportuno segnalare che aumentando il numero di spire aumentano anche gli effetti capacitivi non solo tra i due layer (è come se il condensatore a facce piane equivalente avesse una superficie maggiore), ma anche gli effetti capacitivi nello stesso layer tra ciascun avvolgimento.

4.2 Algoritmi di ottimizzazione genetici ed algoritmo SHADE

Aver valutato separatamente il contributo dei vari parametri è estremamente utile al fine di capire in linea di massima il comportamento del sistema: dopo l'analisi effettuata nella sezione 4.1 è infatti possibile notare delle somiglianze tra il comportamento dell'induttore disposto su due layer ed una sorta di condensatore a facce parallele, avente però due induttori piani su ciascuna faccia.

Nella progettazione della struttura risulta però ovviamente necessario combinare gli effetti di tutti questi parametri di modo da ottenere un coil che presenti esattamente le caratteristiche richieste, o che vi si discosti il meno possibile.

Al fine di trovare la combinazione ottimale di più parametri si è ricorsi ad un algoritmo di ottimizzazione stocastico, ovvero un metodo di ottimizzazione nel quale la ricerca della soluzione ottimale coinvolge intrinsecamente la valutazione dei parametri in maniera casuale. In particolare, se S denota il possibile set di tutte le infinite soluzioni, l'obiettivo che consideriamo è quello di massimizzare o minimizzare una determinata *funzione obiettivo* $f : S \rightarrow R$. Nel caso della minimizzazione, sul quale ci siamo concentrati nello specifico, il problema è quello di trovare una configurazione $x_{opt} \in S$ tale per cui:

$$f(x_{opt}) \leq f(x) \text{ per ogni } x \in S \quad (4.3)$$

Dove con configurazione x si intende una precisa combinazione di valori da assegnare ai parametri geometrici sotto esame.

Esistono diversi metodi ed algoritmi stocastici di ottimizzazione, che traggono concettualmente similitudine da diversi fenomeni sociali e naturali. Tutti i metodi di ottimizzazione stocastici più utilizzati presentano comunque come caratteristica una sequenza di ricerca a tempo discreto, in cui un elemento iniziale x_0 di S viene scelto in qualche modo e diventa la configurazione corrente x_t all'istante $t=0$, e l'algoritmo quindi ripete iterativamente il processo di decisione, confrontando il valore della funzione obiettivo alla configurazione x_t con quello della successiva configurazione proposta x_{t+1} . [26] È facile vedere che all'aumentare della dimensione di S , il compito diventa più difficile ed è necessario più tempo per trovare la configurazione ottimale, o almeno quasi ottimale. Un'altra difficoltà comune in questo problema è che la funzione obiettivo abbia molti ottimi locali.

Tra le diverse tipologie di algoritmi, siamo andati ad utilizzare un algoritmo genetico chiamato *Success-History based Adaptive Differential Evolution (SHADE)*, ovvero una particolare implementazione dell'algoritmo DE (Differential Evolution). Gli algoritmi genetici, introdotti per la prima volta da Holland (1975) sono un metodo popolare per risolvere grandi problemi di ottimizzazione con più ottimi locali. Rappresentando un modello computazionale dell'evoluzione biologica, prendono il nome dall'analogia tra i componenti del vettore di configurazione x e la struttura genetica di un cromosoma.

Negli algoritmi genetici, le stringhe binarie vengono archiviate nella memoria di un computer e nel tempo vengono modificate più o meno allo stesso modo in cui le popolazioni di individui si evolvono sotto la selezione naturale. Sebbene l'impostazione computazionale sia

molto semplificata rispetto al mondo naturale, questi algoritmi sono in grado di evolvere strutture complesse, chiamate individui, che rappresentano di fatto le possibili soluzioni al problema. Gli algoritmi genetici sono basati su idee tratte dalla genetica delle popolazioni. Innanzitutto, una popolazione di individui viene creata in maniera casuale. Nel caso più semplice, ogni individuo è un vettore composto dai valori assegnati ai vari parametri e può essere pensato come una soluzione per il problema di interesse, come mostrato nella Figura 4.5. Le variazioni tra gli individui nella popolazione fanno sì che alcuni individui siano più adatti di altri (ad esempio, migliori soluzioni ai problemi). Queste differenze vengono utilizzate per influenzare la selezione di un nuovo insieme di soluzioni candidate nella fase temporale successiva.

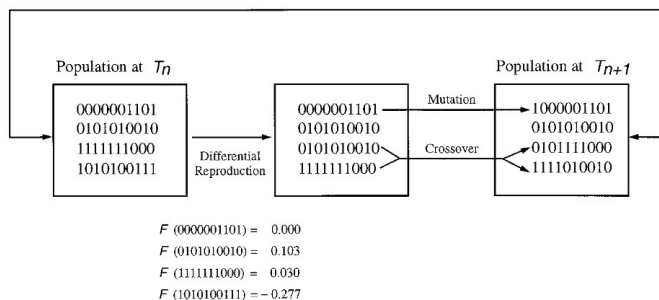


Figure 4.5: Schema di principio di un algoritmo genetico

Durante la selezione, viene creata una nuova popolazione copiando gli individui di maggior successo ed eliminando quelli di minor successo. Tuttavia, le copie non sono esatte. Esiste una probabilità di mutazione (flip casuali), crossover (scambio di sottostringhe corrispondenti tra due individui) o altre modifiche alla stringa durante l'operazione di copia. Trasformando il precedente insieme di individui buoni in uno nuovo, le operazioni di mutazione e crossover generano un nuovo insieme di individui, o campioni, che idealmente hanno una probabilità superiore alla media di essere anch'essi buoni. Quando questo ciclo di valutazione, selezione e operazioni genetiche viene ripetuto per molte generazioni, l'idoneità complessiva della popolazione al problema generalmente migliora e gli individui nella popolazione rappresentano "soluzioni" migliorate. [27]

4.2.1 Algoritmi Differential Evolution: DE e SHADE

All'interno della famiglia degli algoritmi genetici, noi abbiamo preso in considerazione una particolare versione dell'algoritmo Differential Evolution (DE). Tale algoritmo è un metodo di ricerca stocastico, progettato principalmente per problemi di ottimizzazione numerica. Nonostante la sua relativa semplicità, DE ha dimostrato di essere competitivo con altri algoritmi di ottimizzazione più complessi, ed è stato applicato a molti problemi pratici [28]. Come con altri algoritmi evolutivi, le prestazioni di ricerca degli algoritmi DE dipendono dalle impostazioni dei parametri di controllo. Un DE standard ha tre parametri di controllo principali, che sono la dimensione della popolazione NP, il fattore di scala F e il tasso di crossover CR. Proviamo a spiegare in breve queste tre fasi e la funzione di questi parametri:

Per ogni popolazione ad una data generazione G $x_{i,G}$ con $i=1,2,3...NP$, viene generato un vettore mutato secondo la relazione:

$$v_{i,G+1} = x_{r_1,G} + F(x_{r_2,G} - x_{r_3,G}) \quad (4.4)$$

con indici casuali $r_1, r_2, r_3 \in 1, 2, 3, NP$, interi, mutuamente diversi e con fattore di scala $F > 0$. Anche gli interi determinati casualmente r_1, r_2 e r_3 sono scelti per essere diversi dall'indice corrente i , quindi NP deve essere maggiore o uguale a quattro per consentire questa condizione. F è un fattore reale, positivo e costante minore di due, $F \in [0, 2]$ che controlla l'amplificazione della variazione differenziale $(x_{r_2,G} - x_{r_3,G})$.

Per aumentare la diversità dei vettori dei parametri perturbati, viene poi introdotto il crossover. Al termine del quale si forma il vettore $u_{i,G+1} = (u_{1i,G+1}, u_{2i,G+1}, \dots, u_{Di,G+1})$ dove

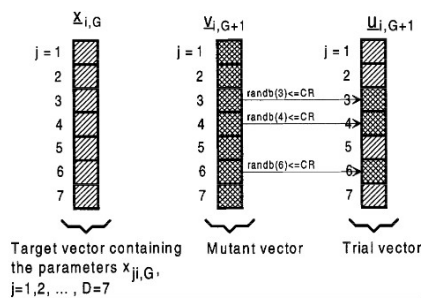


Figure 4.6: crossover per vettori a 7 dimensioni

D è il numero di parametri che costituiscono ciascun elemento della popolazione. Il vettore $u_{i,G+1}$ è formato da elementi $u_{ji,G+1}$ assumendo che questi elementi siano pari a :

$$\begin{cases} v_{ji,G+1} & \text{se } \text{randb}(j) \leq CR \text{ o } j = \text{rnbr}(i) \\ x_{ji,G} & \text{se } \text{randb}(j) \geq CR \text{ o } j \neq \text{rnbr}(i) \end{cases} \quad (4.5)$$

Dove $\text{randb}(j)$ è la j -esima valutazione di un generatore di numeri casuali uniformi con esito $\in [0, 1]$ e CR è la costante di crossover $\in [0, 1]$ che deve essere determinata dall'utente. $\text{rnbr}(i)$ è un indice scelto a caso $\in 1, 2, \dots, D$ che assicura che $u_{i,G+1}$ ottenga almeno un parametro da $v_{i,G+1}$. La Figura 4.6 fornisce un esempio del meccanismo di crossover per vettori a 7 dimensioni.

Infine, per decidere se debba o meno diventare un membro della generazione $G + 1$, il vettore di prova $u_{i,G+1}$ viene confrontato con il vettore target $x_{i,G}$: se il vettore $u_{i,G+1}$ produce un valore della funzione obiettivo minore di $x_{i,G}$, allora $x_{i,G+1}$ viene impostato su $u_{i,G+1}$, in caso contrario, viene mantenuto il vecchio valore $x_{i,G}$. [29]

Quando si parla di DE è inoltre importante far notare come le impostazioni ottimali dei parametri di controllo, che come si è visto incidono in maniera preponderante sul comportamento dell'algoritmo, dipendono dal problema. Pertanto, quando si applica DE a un problema del mondo reale, è spesso necessario regolare questi parametri per ottenere i risultati desiderati. Poiché questo è un problema significativo nella pratica, molti ricercatori hanno studiato meccanismi auto adattativi per regolare i parametri di controllo durante il processo.

Per esempio, JADE è una variante dell'algoritmo DE ben nota ed efficace, che utilizza un meccanismo di adattamento dei parametri di controllo. Oltre all'adattamento dei parametri online, JADE utilizza anche una nuova strategia di mutazione chiamata *current-to-p-best/1* e un archivio esterno per memorizzare individui generati in precedenza. Invece di un tasso di crossover statico CR e fattore di scala F , JADE ha due variabili adattive corrispondenti: μ_{CR} e μ_F . Il tasso di crossover e il fattore di scala associati a ciascun individuo sono generati secondo una distribuzione normale o di Cauchy con medie μ_{CR} e μ_F . Alla fine di ogni generazione, i valori di μ_{CR} e μ_F sono aggiornati secondo la Coppia CR ed F che ha portato alla generazione del vettore di prova in quella generazione. Man mano che la ricerca procede, μ_{CR} e μ_F dovrebbero gradualmente avvicinarsi ai valori ottimali per il problema dato.

In questo lavoro, l'algoritmo di ottimizzazione utilizzato è *Success-History based Adaptive Differential Evolution (SHADE)*, un miglioramento dell'algoritmo JADE che utilizza uno schema adattivo basato sulla memoria. Invece di generare nuove impostazioni dei parametri di controllo basate su una distribuzione attorno a una singola coppia di parametri μ_{CR} e μ_F , si usa una memoria storica M_{CR} e M_F che memorizza una serie di valori F e CR che hanno avuto buoni risultati in passato e generano coppie di nuovi parametri CR ed F campionando direttamente lo spazio dei parametri vicino a una di queste coppie memorizzate. [30].

Nell'algoritmo SHADE classico la dimensione della popolazione N rimane costante per tutta la ricerca. La dimensione della popolazione utilizzata gioca un ruolo significativo nel controllo del tasso di convergenza: infatti piccole dimensioni della popolazione tendono a portare a una convergenza più rapida, ma aumentano il rischio di convergere verso un ottimo locale. Viceversa,

popolazioni di grandi dimensioni possono incoraggiare un' esplorazione più ampia dello spazio di ricerca, ma il tasso di convergenza tende ad essere più lento. La dimensione ottimale della popolazione dipende dalla complessa interazione di una serie di fattori, incluso il problema a cui viene applicato, nonché i valori di altri parametri di controllo come il tasso di mutazione. Al fine di migliorare anche questo aspetto, si è adottato una versione dell' algoritmo che sfrutta un metodo di ridimensionamento adattivo della popolazione. In particolare viene adottata una riduzione lineare della dimensione della popolazione, riducendo continuamente la dimensione della popolazione secondo una funzione lineare. [31]

4.3 Risultati dell'ottimizzazione della bobina ricevente

Nella sezione 4.1 è stato visto e testato l'effetto di diversi parametri nel comportamento in frequenza della struttura a doppio layer in esame. Non tutti questi parametri sono però stati presi in considerazione all'interno del processo di ottimizzazione genetico: si è infatti scelto di fissare alcune variabili, di modo da ridurre la complessità del sistema e nel contempo assicurarsi che la configurazione ottenuta a valle del processo fosse facilmente realizzabile dal punto di vista fisico. Ancora una volta si è fatto riferimento ai valori proposti da alcuni servizi online di realizzazione customizzabile di PCB. [22] [23] .

I vicoli che sono stati quindi imposti all'interno dell' algoritmo di ottimizzazione e che risultano quindi in parametri costanti nelle varie generazioni sono pertanto:

- Struttura: è stata fissata l'ottimizzazione per la **struttura quadrata di tipo "B"**
- Spessore del dielettrico: per maggior semplicità costruttiva si è scelto di fissare una distanza tra i due layer pari a **100 μm**
- Sezione del conduttore: si è scelta una sezione di **1/8 mm^2** ossia **0.125 mm^2**
- Larghezza del conduttore (width) pari a **1.19 mm**
- Spessore del conduttore (hight) pari a **105 μm**
- Distanza tra gli avvolgimenti di una bobina pari alla larghezza del conduttore **1.19 mm**

I parametri sui quali è stata effettuata l'ottimizzazione sono stati quindi solamente due: il numero di spire e le dimensioni della bobina. In particolare si è scelto di non eccedere con le dimensioni della bobina, mantenendoci in linea con gli standard Qi pensati per alimentazione di piccoli dispositivi elettrici ed elettronici. Anche per quanto concerne il numero di spire non si è voluto eccedere troppo, al fine di creare comunque un dispositivo che rispettasse gli standard richiesti e presentasse nel contempo una buona efficienza.

I range entro i quali abbiamo fatto variare i parametri sono

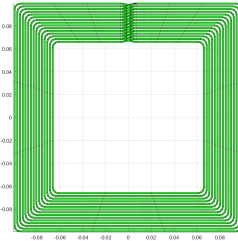
- Numero di spire: **da 5 a 15 spire**
- Lato della bobina quadrata: **da 5 a 20 cm**

Come funzione obiettivo si è scelta semplicemente la differenza tra la frequenza di auto-risonanza del sistema e la frequenza target di 300 kHz.

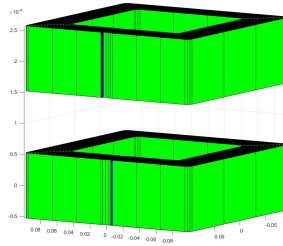
Ricordiamo inoltre che, per una questione di rapidità computazionale, queste simulazioni sono state effettuate considerando solamente i due avvolgimenti conduttori che vanno a costituire la struttura a doppio layer. Lo spazio tra i due strati è stato quindi per il momento assunto come aria.

Una volta eseguita l'ottimizzazione, la struttura ottenuta è stata quella rappresentata nella figura 4.7.

La struttura ottimizzata presenta 15 avvolgimenti ed un lato di 20 cm. Tali valori non ci sorprendono in quanto sono perfettamente in linea con quanto visto nella sezione 4.1: è infatti normale che, visto che questi due parametri concorrono entrambi a diminuire il valore della frequenza di risonanza all'aumentare del loro valore, l' algoritmo veda come soluzione più conveniente quella che prende il valore massimo di entrambi all'interno del range proposto.



(a) Vista frontale coil ricevente



(b) Vista laterale espansa del coil ricevente

Figure 4.7: Struttura bobina ricevente ottimizzata

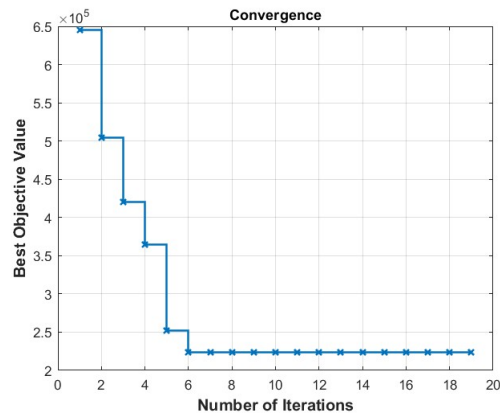


Figure 4.8: Convergenza dell'ottimizzatore SHADE

Risulta inoltre opportuno sottolineare come l'algoritmo di ottimizzazione, nel quale abbiamo impostato una popolazione di 10 individui, raggiunga la configurazione di ottimo in un numero esiguo di iterazioni 4.8.

La frequenza di risonanza della struttura così ottenuta è di **525 kHz**, come si osserva in figura 4.9

Ricordando come il software utilizzato sia in grado anche di valutare i valori di auto-induttanza e capacità equivalente, possiamo riassumere tutte le specifiche di questa geometria ottimizzata nella tabella 4.1. Nel valutare i parametri, sapendo come questi dipendano dalla frequenza di lavoro, risulta importante sottolineare come si proceda in primo luogo ottenendo la frequenza di auto-risonanza e successivamente facendo lavorare il sistema a tale frequenza. In questo modo si può quindi evincere il comportamento della struttura nelle condizioni di studio.

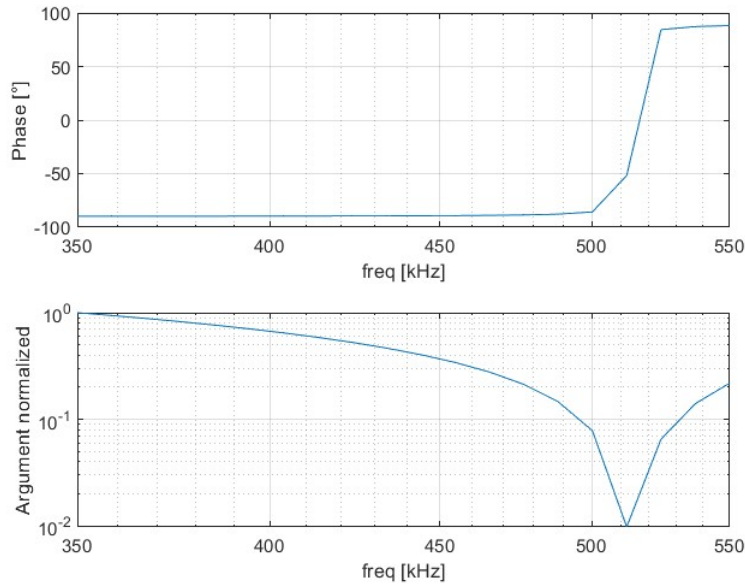


Figure 4.9: Risposta in frequenza induttore ottimizzato

Struttura receiver (solo avvolgimenti)	
Parametri Elettrici ottenuti	Valori
Frequenza di auto-risonanza	525 kHz
Numero di spire (in ciascun layer)	15
Lato della spira esterna	20 cm
Spessore dello strato dielettrico	100 μm
Sezione del conduttore	0.125 mm^2
Distanza tra le spire dello stesso avvolgimento	1.19 mm
Induttanza equivalente del receiver coil alla frequenza di auto-risonanza	134.7 μH
Capacità equivalente del receiver coil alla frequenza di auto-risonanza	0.682 nF

Table 4.1: Parametri elettrici della struttura ricevente considerando solo gli avvolgimenti

Chapter 5

Implementazione della struttura completa della receiver: aggiunta di dielettrico e ferrite

La geometria ottenuta nel precedente capitolo rappresenta la configurazione che consente di raggiungere la condizione di risonanza alla frequenza di lavoro minore possibile, rispettando i limiti geometrici che sono stati imposti a vari parametri.

Come si può osservare però nella sezione 4.3, il valore di frequenza di risonanza ottenuto è maggiore rispetto ai 300 kHz che avevamo posto come obiettivo e che rappresentano anche il limite per lo standard Qi. Tale situazione è comunque giustificabile dal fatto che, come è stato anche visto nella sezione 4.1, possiamo in primissima approssimazione confondere la struttura a doppio layer come un condensatore a facce piane. Assume pertanto senso pensare che, frapponendo tra i due layer uno strato di dielettrico con valore di $\varepsilon_r > 1$, il valore di capacità parassita aumenti e pertanto vada a diminuire il valore della frequenza per la quale si raggiunge la condizione di risonanza.

Aggiungere uno strato di dielettrico rende la simulazione molto più onerosa dal punto di vista computazionale. Si è ritenuto pertanto in primo luogo necessario, mediante delle formule analitiche trovate in letteratura, stimare il valore della frequenza di auto-risonanza che si avrebbe inserendo il dielettrico nella configurazione sinora ottenuta. Tale approccio ci consente, nel caso in cui già da una prima stima analitica il valore di frequenza fosse superiore ai 300 kHz target, di ritornare allo stage precedente di design degli avvolgimenti senza perdere tempo e risorse di calcolo nella simulazione completa.

Una volta evidenziata la struttura ottimale ed implementato anche lo strato di dielettrico, si è proceduto concludendo le valutazioni sulla bobina ricevente aggiungendo anche una lastra di ferrite.

5.1 Definizione della frequenza di risonanza mediante formule analitiche

La valutazione della frequenza di auto risonanza per via analitica si basa sulla formula 3.5 già citata in precedenza. Pertanto si può scrivere:

$$f_{res} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (5.1)$$

Risulta quindi necessario andare a valutare il valore di auto-induttanza e capacità della struttura composta da due layer, presentante in ciascun layer un induttore a spirale planare.

5.1.1 Valutazione dell'auto induttanza mediante formule analitiche

Per una data forma, un induttore disposto su un piano è completamente specificato dal numero di avvolgimenti N , dalla larghezza della traccia w , dalla spaziatura s e da uno qualsiasi dei seguenti: il diametro esterno d_{out} , il diametro interno d_{in} , il diametro medio $d_{avg} = 0.5(d_{out} + d_{in})$ o il rapporto di riempimento ρ , definito come:

$$\rho = \frac{d_{out} - d_{in}}{d_{out} + d_{in}}$$

Lo spessore dell'induttore ha solo un effetto molto piccolo sull'induttanza e possiamo quindi considerarlo trascurabile.

Assume dunque senso cercare di valutare l'induttanza dell'avvolgimento solamente sulla base di queste sue caratteristiche geometriche.

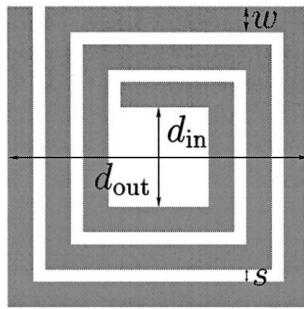


Figure 5.1: Schema di induttore planare quadrato

Per la valutazione dell'induttanza equivalente di una spira si è partiti dalla formulazione presentata da Wheeler per il calcolo dell'induttanza delle bobine elicoidali con uno o più strati[32]. Si è poi visto, analizzando la letteratura specifica in merito, come una semplice modifica della formula originale di Wheeler permetta di ottenere un'espressione valida per induttori a spirale planare:

$$L = k_1 \mu_0 \frac{N^2 d_{avg}}{1 + k_2 \rho} \quad (5.2)$$

In questo modo si è quindi derivata un'equazione che descrive una qualsiasi bobina a spirale disposta su un singolo strato e che dipende da due coefficienti k_1 e k_2 relativi alla disposizione della bobina, alla permeabilità al vuoto e ad alcuni parametri geometrici della bobina come: il numero di spire N , il suo diametro medio d_{avg} e rapporto di riempimento ρ . [33]

Il rapporto ρ rappresenta quanto è cavo l'induttore: se il rapporto è piccolo abbiamo infatti un induttore cavo ($d_{out} \approx d_{in}$), mentre se il rapporto ha un valore grande abbiamo un induttore pieno ($d_{out} \gg d_{in}$). Due induttori con lo stesso diametro medio ma diversi rapporti di riempimento avranno, ovviamente, valori di induttanza differenti. Quello pieno ha un'induttanza minore perché le sue spire interne sono più vicine al centro della spirale e quindi contribuiscono di meno alla mutua induttanza positiva e di più alla mutua induttanza negativa. I valori da adottare per i parametri k_1 e k_2 in base alla geometria della bobina sono forniti nella tabella 5.1.

Questa formula considera solamente un layer, pertanto non è sufficiente per descrivere la configurazione oggetto dei nostri studi. Per quanto riguarda il calcolo dell'induttanza di una bobina planare a più strati, essa non solo dipende dalla parametrizzazione della bobina di ogni strato (sulla base di geometria, numero di spire, spazio tra le spire, larghezza del filo, diametro interno ed esterno), ma dipende anche dalla distanza tra di esse. Quindi, per ottenere l'induttanza totale di una bobina a 2 strati è necessario sommare le auto induttanze di ogni strato, e sommare o sottrarre, a seconda della direzione della corrente, il doppio della mutua induttanza tra gli strati.

coefficienti k_1 e k_2		
Layout	k_1	k_2
Quadrata	2.34	2.75
Esagonale	2.33	3.82
Ottagonale	2.25	3.55

Table 5.1: Coefficienti della formula modificata di Wheeler

$$L_T = L_1 + L_2 \pm 2M \quad (5.3)$$

Dove L_T è l'induttanza totale, L_1 e L_2 sono i valori di autoinduttanza delle spire in ogni strato, ed M è l'induttanza reciproca tra le due spire, calcolabile tramite:

$$M = K\sqrt{L_1L_2} \quad (5.4)$$

dove K è il coefficiente di accoppiamento tra le spire di ogni strato. Nel nostro specifico caso, considerando la direzione della corrente nei due avvolgimenti, siamo andati ad adottare un valore di M positivo.

Per quanto concerne il valore di autoinduttanza, si utilizzano i valori ottenuti dalla formula di approssimazione precedentemente citata 5.2 . Per quanto riguarda invece il coefficiente K , tipicamente, viene calcolato analiticamente o utilizzando un modello numerico, oppure può anche essere misurato sperimentalmente. L'equazione 5.5 è l'espressione analitica comunemente usata per calcolare il coefficiente di accoppiamento tra le spire. È stata derivata sperimentalmente attraverso bobine multistrato con la distanza tra strati adiacenti variabile da 0,75 mm a 2 mm, considerando bobine con 5-20 spire. Questa equazione ha la particolarità di essere valida solo all'interno dell'intervallo che è stato derivato, e le spire di tutti gli strati devono essere uguali e perfettamente allineate. Fortunatamente, le condizioni in cui stiamo eseguendo l'analisi sono comprese all'interno di questi parametri, pertanto possiamo adottare le formule proposte.[34]

$$K = 2 \cdot \frac{N^2}{0.64[(0.184X^3 - 0.525X^2 + 1.038X + 1.001)(1.67N^2 - 5.84N + 65)]} \quad (5.5)$$

Dove N è il numero di avvolgimenti di ciascun layer ed X la distanza tra i due layer.

Risulta poi importante precisare come la distribuzione della corrente negli avvolgimenti non sia uniforme. Sapendo infatti che i morsetti di alimentazione si trovano uno su un layer ed uno sull'altro, possiamo vedere ciascun layer, se preso singolarmente, come un circuito aperto. Quindi la corrente sarà massima in prossimità di ciascun morsetto di alimentazione, mentre sarà nulla andando verso il lato aperto. Mediamente possiamo considerare questo effetto di distribuzione della corrente come se complessivamente la distribuzione fosse metà su layer e metà sull'altro. Analizzeremo maggiormente nel dettaglio questo comportamento della corrente nella sezione 5.4

Sapendo che, a parità di energia magnetica, l'induttanza dipende dal quadrato della corrente, possiamo descrivere mediamente questo effetto andando a considerare nel complesso metà della corrente per ciascun layer e quindi moltiplicare per un fattore 0.25 la relazione 5.3. La formula che abbiamo utilizzato per valutare l'induttanza equivalente risulta quindi essere:

$$L_T = \frac{1}{4}(L_1 + L_2 + 2M) \quad (5.6)$$

5.1.2 Valutazione della capacità parassita mediante formule analitiche

La valutazione analitica della capacità equivalente viene effettuata, in maniera analoga a quanto è stato effettuato per l'auto induttanza, basandoci sui parametri geometrici che vanno a definire la struttura. Il principio di dimensionamento, anche alla luce di quanto è stato evidenziato nella

sezione 4.1, non sarà lontano da quello di un dimensionamento convenzionale di un condensatore. Dipende quindi essenzialmente dalle superfici di rivestimento, dallo spessore e dalla permittività dell'isolante, tutti questi parametri essendo legati dalla formula: $C = \varepsilon \frac{S}{d}$. Inoltre, dato che è presente una forma di avvolgimento a spirale, in questa formula interverrà un coefficiente che dipenderà dal numero di spire. La semplice osservazione della distribuzione del campo elettrico nella struttura a spirale permette di affermare come l'armatura negativa contribuirà all'effetto capacitivo con gli strati ad eccezione dell'ultimo avvolgimento, in cui manca il corrispettivo strato affacciato. Il valore della capacità può essere pertanto determinato calcolando le superfici affacciate per un perimetro medio e ipotizzando un numero di avvolgimenti equivalente pari a $(2N-1)$. [35]

Mediante semplici considerazioni geometriche si può determinare poi la lunghezza dell'avvolgimento medio, che indicheremo come l_{media} .

La formula che stima la capacità parassita tra i due strati può essere quindi espressa attraverso la seguente relazione [36]:

$$C = (2N - 1) \frac{\varepsilon \cdot w \cdot l_{media}}{\text{spessore dielettrico}} \quad (5.7)$$

Dove w indica la larghezza della traccia e $\varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0$.

Al fine di considerare anche in questa relazione, come già fatto per l'induttanza, il fatto che la corrente non si distribuisca uniformemente lungo ciascun layer, ma si possa pensare che metà della corrente si distribuisca su un layer e metà sull'altro, si è assunta la corrente su ciascun layer mediamente pari alla metà di quella che si ha all'alimentazione. Non si ha quindi una distribuzione uniforme delle cariche lungo i due layer.

La relazione che si è andati ad adottare al fine di considerare questi effetti risulta quindi essere la seguente:

$$C = (2N - 1) \frac{\varepsilon \cdot w \cdot l_{media}}{\text{spessore dielettrico}} \frac{1}{2} \quad (5.8)$$

In realtà, nel computo della capacità parassita totale, non bisognerebbe scordare anche la presenza di capacità parassite tra gli avvolgimenti dello stesso layer, che drenano il semplice passaggio delle cariche tra gli induttori posti nei due strati, come si può osservare in figura 5.2 [37].

In realtà, visto che lo scopo dell'utilizzo delle formule analitiche serve solamente per stimare il range all'interno del quale si trovi la frequenza di auto - risonanza della struttura nel caso di inserimento di uno strato di materiale dielettrico tra i due layer, possiamo trascurare l'effetto di queste capacità che intervengono tra i conduttori che si trovano sullo stesso piano.

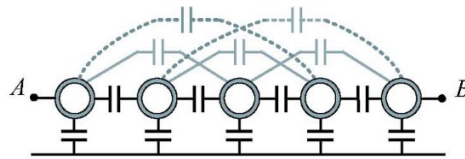


Figure 5.2: Effetto delle capacità parassite tra conduttori dello stesso layer

5.1.3 Validazione delle formule analitiche utilizzate

Prima di sfruttare il calcolo della frequenza di auto - risonanza mediante le formule analitiche, risulta necessario andare a verificare se queste rispecchino bene il comportamento della struttura in esame e se quindi siano efficaci nel descrivere (sebbene in maniera approssimata) il comportamento dell'induttore in oggetto.

Si procede quindi semplicemente confrontando i parametri di induttanza, capacità e frequenza di auto risonanza che si ottengono applicando il software che si basa sulla risoluzione delle equazioni di Maxwell con i risultati ottenuti applicando le formule analitiche.

Valutazione dell'errore delle formule analitiche			
Parametri Elettrici	Software basato su risoluzione campistica	Formule Analitiche	Errore relativo percentuale
Induttanza equivalente del receiver coil alla frequenza di auto-risonanza	134.7 μH	106.34 μH	21.05 %
Capacità equivalente del receiver coil alla frequenza di auto-risonanza	0.682 nF	1.019 nF	49.4 %
Frequenza di auto-risonanza	525 kHz	483.6 kHz	7.88 %

Table 5.2: Valutazione dell'errore tra le formule analitiche ed il risultato del software

Questa analisi di confronto è stata effettuata sulla struttura ottenuta a seguito dell'ottimizzazione effettuata nella sezione 4.3, in cui si considerava solamente l'effetto delle tracce conduttive e si assumeva che i due layer fossero semplicemente separati in aria l'uno dall'altro. In questo caso quindi, dovendo verificare l'attendibilità di queste formulazioni attraverso il confronto in condizioni di assenza di materiale dielettrico frapposto tra i due layer, si è scelto di adottare nella formulazione analitica $\epsilon_r = 1$.

Possiamo quindi confrontare nella seguente tabella 5.2 i parametri che descrivono l'induttore a doppio layer in uno schema serie equivalente. I parametri che si ottengono dal software sono quelli già descritti nel precedente capitolo all'interno della tabella 4.1.

Come si può vedere dalla tabella, l'induttanza ottenuta mediante la formulazione analitica viene sottostimata rispetto a quella che effettivamente è presente nel sistema, ma l'errore è comunque accettabile. Al contrario, si può vedere invece come la capacità del sistema venga valutata con un errore in eccesso molto importante rispetto a quanto invece è calcolato dal software.

Tali errori sono imputabili alle approssimazioni effettuate, per esempio la scelta di trascurare le capacità parassite tra i conduttori dello stesso layer, ed il fatto che le formule analitiche non tengono conto dei diversi comportamenti in frequenza del sistema e dei conseguenti differenti accoppiamenti, ma solamente della geometria della struttura. Tenere in considerazione differenti comportamenti in frequenza, soprattutto per quanto riguarda la valutazione della capacità, è di fondamentale importanza per potersi ricondurre ad uno schema serie equivalente, visto che le capacità parassite hanno natura e valore differente a seconda della frequenza di lavoro, come già visto in figura 2.5.

Errori di questo tipo nella valutazione dell'induttanza e della capacità risultano comunque accettabili alla luce di quello che è lo scopo nell'utilizzo delle formule analitiche, ossia la valutazione rapida di quella che è una prima stima sensata della frequenza di auto risonanza. Si può infatti vedere come l'utilizzo delle formule analitiche fornisca una valutazione della frequenza di auto - risonanza che si discosta meno del 10 % da quella che è la frequenza attesa, consentendoci di stimare quindi un intervallo di frequenza ragionevolmente ristretto all'interno del quale si trova il comportamento risonante.

5.2 Scelta del materiale ed analisi dell'induttore con aggiunta di dielettrico

La struttura a doppio layer che è stata sino a questo momento considerata presentava i due induttori planari semplicemente distanziati tra loro in aria. In realtà però, da un punto di vista pratico, questi due layer dovranno per forza adagiarsi su uno strato di materiale solido.

La scelta della tipologia di materiale non è scontata, in quanto ci sono diversi aspetti su cui porre attenzione. Risulta infatti necessario considerare il fatto che il materiale debba garantire stabilità meccanica al dispositivo, mantenendo le proprie proprietà ed essendo lavorabile anche a spessori ridotti quali 100 μm .

Da un punto di vista elettrico il materiale deve non essere conduttivo, per evitare che i due strati presentino un cortocircuito vanificando così gli sforzi di lavorare in condizioni di risonanza. Inoltre, ricordando come le capacità parassite che si vengono a creare tra i due layer dipendono anche dalla permittività relativa del materiale frapposto, si vuole adottare un materiale che aumenti il valore della capacità al punto tale da consentire di ridurre la frequenza di funzionamento in auto-risonanza sino a sotto la soglia dei 300 kHz. Possiamo infatti notare come la frequenza di risonanza diminuisca all'aumentare della costante dielettrica del materiale con un fattore $\sqrt{\epsilon_r}$.

In questa sede comunque non sono state affrontate le questioni di natura termica e meccanica del materiale, ma solamente quelle di natura elettrica.

Il materiale che abbiamo selezionato come maggiormente adatto alla nostra applicazione è il RO4350B, prodotto da Rogers Corporation. I materiali Rogers offrono diversi vantaggi rispetto ai materiali dielettrici tradizionalmente usati (per esempio FR-4), come minori perdite di potenza e minori perdite dielettriche, migliore gestione termica e migliore controllo dell'impedenza. [38] Siamo stati inoltre indirizzati verso la scelta di materiali Rogers in quanto sono ampiamente utilizzati nei PCB ed in generale nelle antenne per applicazioni ad alta frequenza. Tali materiali possono essere fabbricati utilizzando processi epossidici/vetro standard (come l'altro materiale largamente usato FR-4) offerti a prezzi competitivi, ottenendo quindi circuiti a basso costo.

Consultando il datasheet del produttore, si può vedere come il materiale RO4350B presenti uno spessore standard proprio di 0.1 mm, conformemente a quanto richiesto nel nostro caso, ed una costante dielettrica di 3.5. [39]

5.2.1 Valori di auto-risonanza a seguito aggiunta del dielettrico

Una volta stabilito il valore della costante dielettrica da utilizzare, pari a 3.5, si procede in primo luogo applicando con tale valore di ϵ_r le formule analitiche descritte nella sezione 5.1.

Si ottiene in questo caso quindi un valore di frequenza di auto-risonanza pari a 258.5 kHz. Tale valore, come è già stato detto, è puramente indicativo in quanto affetto da pesanti errori, soprattutto in merito al calcolo della capacità. Visto che però l'errore abbiamo visto essere abbastanza contenuto, l'aspetto positivo che ne possiamo trarre è che effettivamente è possibile, aggiungendo uno strato di dielettrico, abbassare il valore della frequenza di risonanza e portare questo valore in un intorno di 300 kHz.

Una volta verificata quindi la bontà dell'operazione, assume molto più senso investire risorse nel disporre uno strato di dielettrico e valutare le caratteristiche del sistema così ottenuto.

Lo strato di dielettrico è stato modellizzato come un parallelepipedo inserito esattamente nello spazio tra i due layer conduttivi e con estensione pari a quella della bobina. È stato inoltre lasciato uno spazio vuoto di 1 μm rispetto a ciascuno strato per ragioni numeriche: si è voluto infatti evitare che i nodi della mesh che costituisce il dielettrico entrassero a contatto con quelli della mesh delle tracce conduttive. Anche per il dielettrico si sceglie di adottare una mesh tridimensionale usando esaedri con otto vertici.

La struttura su cui viene applicato il software di calcolo è quella rappresentata in figura 5.3

Una volta risolta questa struttura mediante il solver elettromagnetico, la frequenza per la quale la bobina a doppio layer presenta un comportamento risonante si attesta essere su **337.5 kHz**. Il comportamento in frequenza del coil in cui viene interposto uno strato di dielettrico è rappresentato in figura 5.4

I valori dei parametri elettrici di questa nuova struttura sono presentati nella tabella 5.3, effettuando anche un confronto con quanto visto invece nella tabella 4.1 per la sola struttura ricevente senza materiale dielettrico frapposto tra i layer.

Dai risultati ottenuti si può osservare come la presenza del dielettrico vada a modificare il comportamento dell'induttore in maniera conforme a quanto ci aspettavamo. La capacità aumenta di circa 3 volte il proprio valore, segno che è valida in prima approssimazione l'affermazione che la capacità parassita si comporti con andamento quasi lineare rispetto alla costante dielettrica del materiale. Notiamo poi come la frequenza di risonanza si riduca di un fattore 1.5, segno che comunque in prima approssimazione si può anche in questo caso affermare che la frequenza di risonanza diminuisca con un fattore pari alla radice della costante dielettrica del materiale isolante.

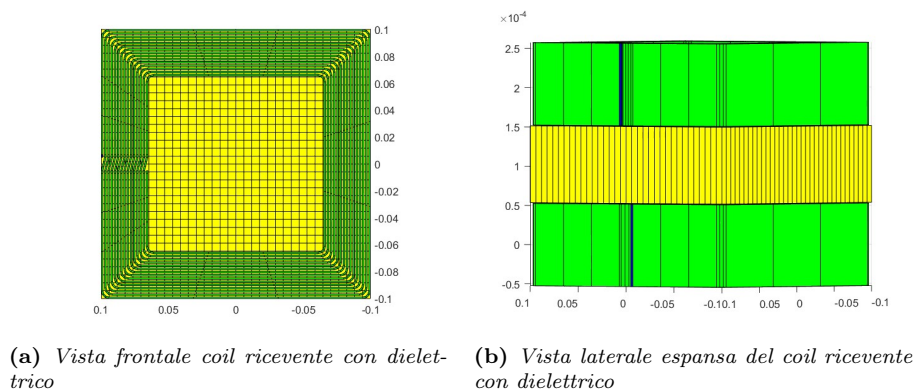


Figure 5.3: Struttura bobina ricevente con strato dielettrico

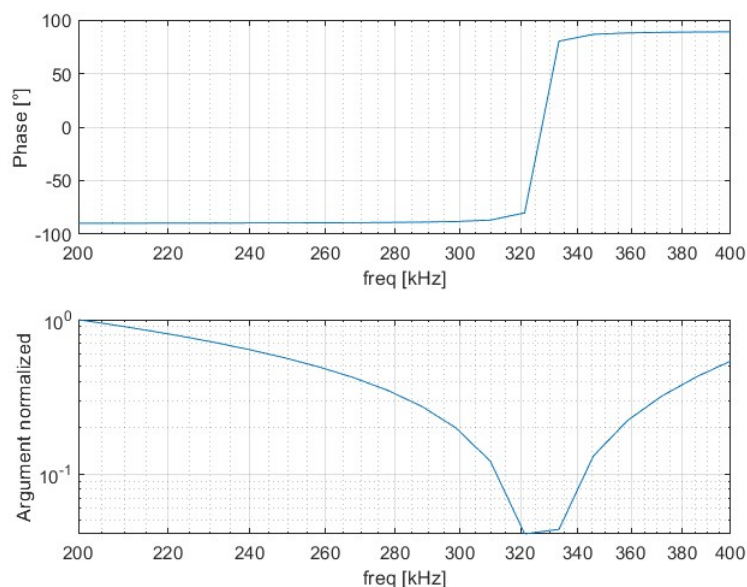


Figure 5.4: Risposta in frequenza induttore ricevente con strato dielettrico

Struttura receiver (avvolgimenti e dielettrico)		
Parametri Elettrici ottenuti	Valori	variazione rispetto al caso senza dielettrico
Frequenza di auto-risonanza	331.25 kHz	-37 %
Numero di spire (in ciascun layer)	15	
Lato della spira esterna	20 cm	
Spessore dello strato dielettrico	100 μm	
Sezione del conduttore	0.125 mm^2	
Distanza tra le spire dello stesso avvolgimento	1.19 mm	
Induttanza equivalente del receiver coil alla frequenza di auto-risonanza	80.19 μH	
Capacità equivalente del receiver coil alla frequenza di auto-risonanza	2.87 nF	320 %

Table 5.3: Parametri elettrici della Struttura receiver considerando la presenza di uno strato dielettrico

5.3 Analisi dell'induttore con aggiunta di dielettrico e ferrite

La struttura ottenuta a seguito dell'aggiunta dello strato di materiale dielettrico non soddisfa ancora le specifiche di progetto, in quanto la frequenza di funzionamento in risonanza è ancora maggiore della frequenza limite di 300 kHz che era stata scelta come obiettivo per far rientrare il dispositivo all'interno dello standard Qi. In realtà però il coil così ottenuto non è ancora completo, mancando un altro componente fondamentale per il corretto funzionamento di un sistema di trasferimento wireless induttivo: uno strato di ferrite.

Nei sistemi ad accoppiamento wireless induttivo, una grossa parte del campo magnetico prodotto dalla bobina trasmittente non raggiunge la bobina ricevente a causa della presenza di traferri elevati tra le due. Si produce così un flusso di dispersione consistente ed un basso valore della mutua induttanza M , comportando un basso valore del coefficiente di accoppiamento. Per migliorare questa situazione è buona norma adagiare le bobine su nuclei magnetici. I materiali magnetici in ferrite sono utilizzati in virtù della loro proprietà di alta permeabilità magnetica associata a bassa conducibilità elettrica che mantiene basse le perdite magnetiche nei cicli ad alta frequenza.

Le barre di ferrite vengono quindi utilizzate in molte applicazioni per aiutare a dirigere e modellare il percorso del flusso magnetico, visto che questo viene attratto dalla ferrite piuttosto che circolare liberamente nell'aria. [40] Come si può osservare nell'immagine 5.5, la ferrite viene posta sotto la bobina trasmittente e sopra la bobina ricevente, di modo da lasciare ovviamente i due coil affacciati. Spesso viene inserito anche uno strato di alluminio con funzioni di schermo, che però noi non andremo a considerare nello specifico caso in oggetto.

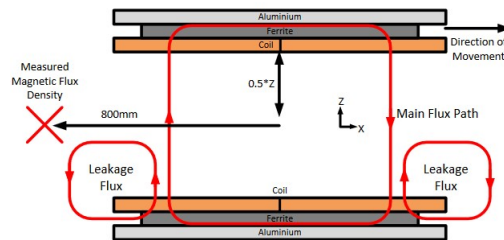


Figure 5.5: Esempio di accoppiamento magnetico con ferrite

Lo strato di ferrite però risulta molto utile nella nostra trattazione non solo negli aspetti già citati, ma anche nel ridurre ulteriormente il valore della frequenza di risonanza. La ferrite infatti, raccogliendo il flusso e conducendolo in un modo specifico, non dà solamente origine ad un migliore accoppiamento, ma aumenta la densità di flusso magnetico, aumentando il valore di auto-induttanza. [41] Si può quindi logicamente pensare che, aggiungendo il dielettrico, l'aumento dell'induttanza della bobina ricevente porti a raggiungere la condizione di risonanza per frequenze minori.

Quello che si è andato a fare è stato quindi aggiungere una lastra di ferrite sopra il dispositivo sinora creato. La ferrite è stata modellizzata in maniera analoga a quanto fatto per lo strato di dielettrico, costruendo una mesh ad esaedri ad otto vertici. Si è poi scelto di estendere la ferrite di 2.5 mm rispetto a ciascun bordo della spira. Anche in questo caso, per ragioni numeriche, si è scelto di disporre la ferrite leggermente staccata rispetto al coil, per evitare che ci fosse un conflitto tra i nodi delle due mesh.

Per quanto riguarda invece le caratteristiche elettriche, si è assegnato un valore di permeabilità magnetica relativa pari a 100. Non abbiamo considerato l'instaurarsi di correnti parassite e di perdite lungo la ferrite.

La struttura che si ottiene, e che possiamo considerare essere il design finale ed ottimale della bobina ricevente a doppio layer, è esposto in figura 5.6

Una volta risolta questa struttura mediante il solver elettromagnetico, la frequenza per la quale la bobina a doppio layer presenta un comportamento risonante si attesta essere su **287.5 kHz**. Il comportamento in frequenza del coil in cui viene interposto uno strato di dielettrico è

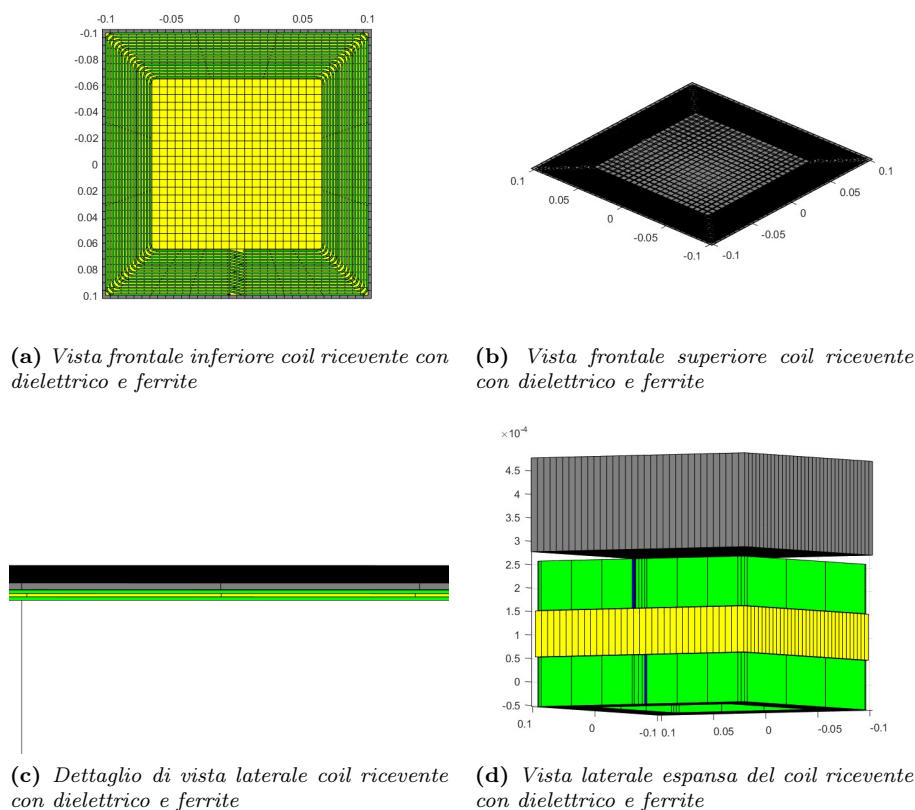


Figure 5.6: Struttura finale bobina ricevente con strato di dielettrico e ferrite

rappresentato in figura 5.7

I valori dei parametri elettrici di questa nuova struttura sono presentati nella tabella 5.4, effettuando anche un confronto con quanto visto invece nella tabella 5.3 per la struttura ricevente con il solo materiale dielettrico frapposto tra i layer, di modo da osservare chiaramente l'effetto della ferrite nel sistema.

Come si può osservare dalla tabella, la presenza dello strato di ferrite sortisce gli effetti aspettati e desiderati, andando ad aumentare l'induttanza equivalente e quindi a ridurre la frequenza di auto risonanza sino ad un valore accettabile per lo standard proposto. Interessante notare inoltre come la presenza della ferrite, andando a raccogliere il flusso magnetico e modificandone la densità, vada ad incidere anche sulla distribuzione delle cariche e quindi sugli accoppiamenti capacitivi.

5.4 Valutazione della resistenza equivalente della bobina ricevente

Il software di calcolo utilizzato per valutare i parametri elettrici della bobina, sebbene come abbiamo visto ci fornisce indicazioni importanti sul comportamento della stessa, non riesce a determinare con precisione il valore di resistenza degli avvolgimenti.

Determinare tale valore non è per nulla scontato in quanto la corrente non si distribuisce assolutamente in maniera uniforme non solo lungo la sezione della traccia, ma anche lungo la traccia conduttiva stessa.

In primo luogo ricordiamo infatti che i morsetti con cui l'induttore a doppio layer verrà collegato al carico si trovano uno su ciascun layer e pertanto, se preso singolarmente, ciascun layer figurerà come un circuito aperto. Questo vuol dire che la corrente in ciascun layer sarà massima nel primo avvolgimento, in prossimità del morsetto, mentre mano a mano andrà a

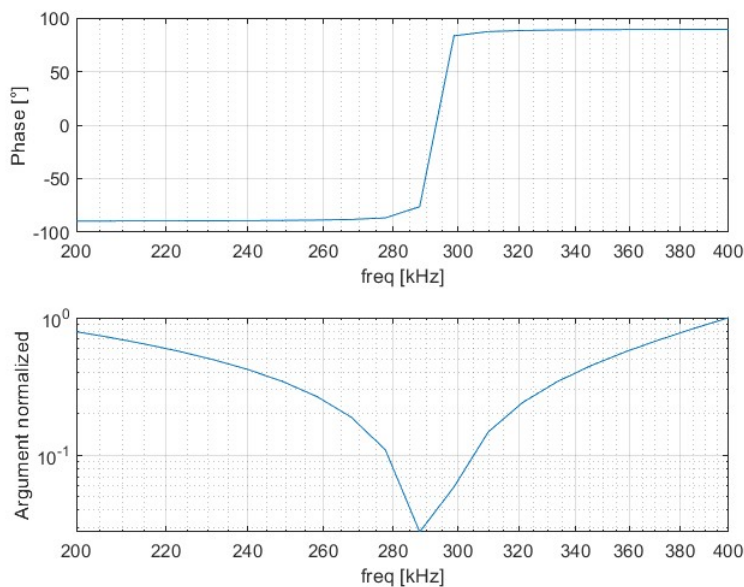


Figure 5.7: Risposta in frequenza induttore ricevente finale con strato dielettrico e ferrite

Struttura receiver (avvolgimenti, dielettrico e ferrite)		
Parametri Elettrici ottenuti	Valori	variazione rispetto al caso con solo dielettrico, senza ferrite
Frequenza di auto-risonanza	287.5 kHz	-13 %
Numero di spire (in ciascun layer)	15	
Lato della spira esterna	20 cm	
Spessore dello strato dielettrico	100 μm	
Sezione del conduttore	0.125 mm^2	
Distanza tra le spire dello stesso avvolgimento	1.19 mm	
Induttanza equivalente del receiver coil alla frequenza di auto-risonanza	96.82 μH	+18 %
Capacità equivalente del receiver coil alla frequenza di auto-risonanza	3.17 nF	+10 %

Table 5.4: Parametri elettrici della Struttura receiver finale, considerando la presenza del dielettrico e uno strato di ferrite

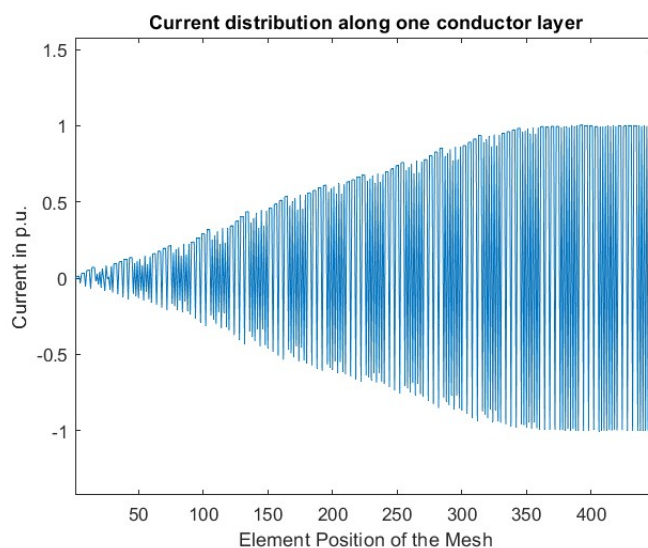


Figure 5.8: Distribuzione di corrente lungo i vari elementi della mesh di un singolo layer

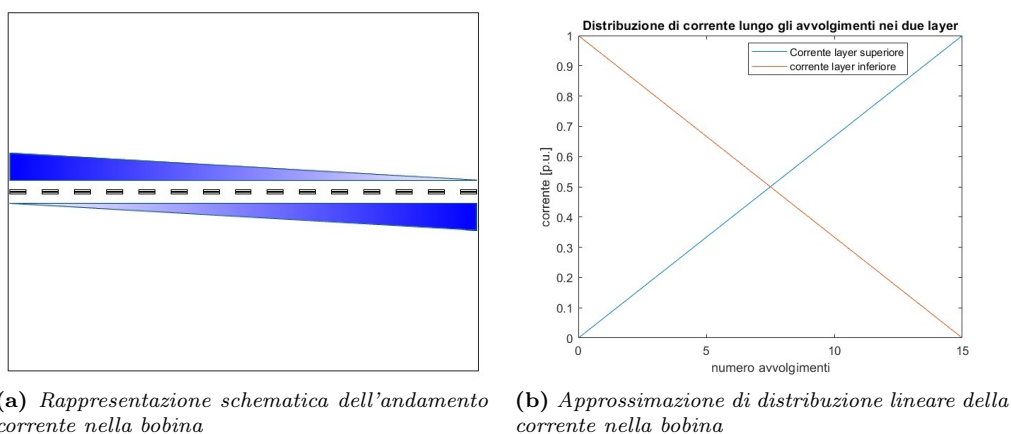


Figure 5.9: Distribuzione lineare della corrente nei due layer della bobina

scendere sino a zero verso l'ultimo avvolgimento. Il software adottato per l'analisi è in grado di fornire, risolvendo le equazioni elettromagnetiche accoppiate in ciascun punto, il valore e la distribuzione della corrente lungo ciascun layer. Riportiamo nella seguente figura 5.8 tale distribuzione di corrente lungo i vari elementi della mesh, espressa in per unità.

Come si osserva dall'andamento della distribuzione della corrente, tale comportamento non è lineare. Risulta comunque comodo, in prima approssimazione ed al fine del calcolo, assumere che la corrente si distribuisca in maniera lineare in ciascun layer. Mediante si può quindi affermare che nel complesso la corrente si distribuisca metà nel layer superiore e metà in quello inferiore. Al fine di garantire una comprensione maggiore, abbiamo provato a schematizzare nella seguente immagine 5.9 l'andamento della corrente lungo una sezione della bobina, considerando la corrente positiva uscente dal layer superiore, mentre la corrente negativa entrante nel layer inferiore.

Al fine di calcolare per ciascun layer il valore efficace di corrente circolante in ogni avvolgimento, si è scelto di suddividere la corrente in maniera lineare nei quindici avvolgimenti, assumendo che in *per unità* andasse da 1 (in corrispondenza del morsetto di alimentazione) a 0 (in corrispondenza del lato lasciato aperto). Si è quindi approssimato che la corrente circolante in ciascun avvolgimento fosse uniforme in valore efficace e pari alla media tra la corrente che si ha all'inizio dell'avvolgimento considerato e quella all'inizio dell'avvolgimento successivo.

In aggiunta a questa non uniformità in valore efficace lungo gli avvolgimenti, legata a come è costruito il dispositivo, la corrente presenta poi un altro tipo di non uniformità, che si verifica lungo la sezione del conduttore. A causa degli effetti pelle ed effetti di prossimità, dovuti alle alte frequenze in gioco ed al campo magnetico generato da ciascuna spira nei confronti delle altre, la corrente andrà infatti ad occupare una sezione del conduttore minore rispetto a quella che occuperebbe se fosse una corrente continua ed il medesimo conduttore fosse isolato.

Possiamo definire come effetto pelle la tendenza della corrente alternata a distribuirsi all'interno di un conduttore. La densità di corrente J sarà infatti massima sulla superficie esterna del conduttore e si distribuirà con un andamento esponenziale del tipo:

$$J(r) = J_0 e^{-\frac{r}{\delta}} \quad (5.9)$$

Dove δ si definisce spessore di penetrazione e dipende dai materiali e dalla frequenza di lavoro. In particolare possiamo infatti definire :

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu_r\mu_0}} \quad (5.10)$$

Dove $\omega = 2\pi f$ dipende pertanto dalla frequenza di lavoro, ρ è la resistività del materiale e dipende dalla temperatura e μ_r è la permeabilità magnetica e dipende dal campo magnetico e dalla temperatura. [42]

Bisogna poi ricordare come il conduttore non sia isolato, ma influenzato dalla presenza dell'avvolgimento vicino, percorso anch'esso da corrente. Si verifica quindi un effetto di prossimità, nel quale si può osservare una sorta di effetto attrattivo delle correnti: le correnti tenderanno infatti a concentrarsi nella faccia affacciata tra i due pezzi.

Ricordando infatti, per la legge di Ohm, che la resistenza in DC è pari a $R_{DC} = \rho \frac{l}{S}$, si può osservare che se in corrente alternata la sezione utile si riduce, la resistenza AC andrà naturalmente ad aumentare.

Al fine di considerare nella completezza tutti questi effetti e poter valutare in maniera corretta la resistenza equivalente della bobina, siamo andati ad effettuare una simulazione degli effetti del campo magnetico attraverso il software di simulazione FEM *COMSOL Multiphysics*.

L'andamento della densità di campo magnetico e la densità di corrente si possono osservare nell'immagine 5.10.

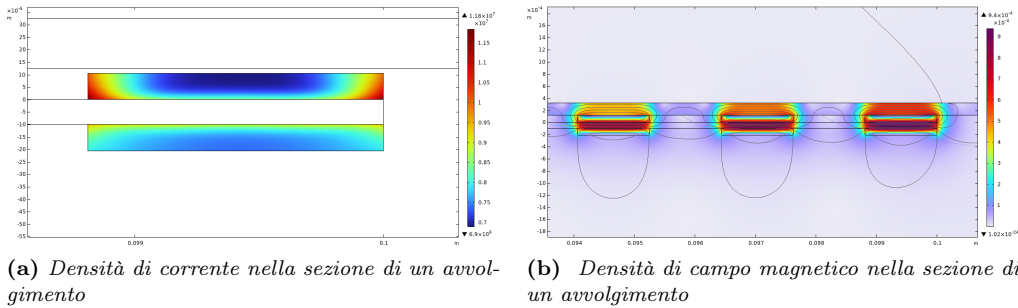


Figure 5.10: Densità di campo magnetico e la densità di corrente

Dalle immagini proposte si possono effettuare due importanti considerazioni. In primo luogo si può vedere come l'effetto pelle e l'effetto anello siano molto marcati alla frequenza di 287.5 kHz: risulta quindi immediato osservare come la corrente si distribuisca essenzialmente in una zona molto ristretta della sezione del conduttore. Si può inoltre osservare, guardando le linee di campo magnetico in una sezione di avvolgimento, l'effetto della ferrite, che dirige il percorso del flusso magnetico, aumentandone la densità e quindi il valore di auto induttanza.

In Comsol, il valore di resistenza equivalente della bobina ricevente è stato calcolato come:

$$R = \frac{\text{losses}}{I_{eff}^2} = \frac{\int_V E \cdot J dV}{I_{eff}^2} \quad (5.11)$$

Dove l'integrale di volume è stato esteso ad entrambi i layer.

Nel nostro caso specifico, la resistenza della struttura ricevente a doppio layer alla frequenza di 287.5 kHz si attesta essere di circa **0.771 Ω**

5.5 Considerazioni finali sulla bobina ricevente

In conclusione, sulla base dei parametri elettrici calcolati, si può affermare di essere riusciti a progettare un induttore ricevente composto da due layer aventi 15 avvolgimenti ciascuno e ciascun layer separato dall'altro attraverso un sottile strato di materiale dielettrico RO4350B. A completare la struttura del dispositivo è stata poi posta sopra di esso una mattonella di ferrite.

Le dimensioni ed il design con cui è stata implementata la struttura concettualmente si rifanno a quelli di un circuito stampato, pertanto, come già affermato in precedenza, tali valori geometrici sono stati determinati ponendo attenzione a quelli che sono gli standard solitamente adottati nelle piattaforme che consentono di ordinare e customizzare online questo genere di componenti. Si è cercato in questo modo di progettare un dispositivo il cui prototipo possa essere costruito con costi anche contenuti.

In una stima di primo pugno, utile al fine di avere un'idea generale della effettiva producibilità di una struttura di questo tipo, la quotazione di un singolo circuito stampato avente le caratteristiche geometriche e le dimensioni da noi desiderate, si aggira attorno ai 78 \$. [22]

Il grande risultato che siamo riusciti ad ottenere comunque, e su cui di fatto si sono concentrati i nostri sforzi, è stato quello di far in modo di avere una struttura che presentasse un comportamento di risonanza serie quando alimentata ad una frequenza inferiore ai 300 kHz, in particolare siamo riusciti ad ottenere questo comportamento per una frequenza di lavoro pari a 287.5 KHz. In questo modo si avrà quindi il vantaggio di aumentare l'efficienza di trasferimento del sistema accoppiato, pur non avendo il problema di monitorare ed aggiungere componenti aggiuntivi.

In tal senso, abbiamo inoltre verificato anche il grande effetto di dielettrico e ferrite nell'abbassare il valore di questa frequenza, modificando i parametri elettrici di capacità ed induttanza dello schema serie equivalente.

Riproponiamo in seguito nella tabella riassuntiva 5.5 proprio per visualizzare l'impatto di ferrite e dielettrico in questi parametri elettrici.

Confronto tra le diverse strutture			
Parametri Elettrici	Solo tracce conduttive	Struttura con tracce conduttive e materiale dielettrico	Struttura con tracce conduttive, materiale dielettrico e ferrite
Frequenza di auto-risonanza	525 kHz	331.25 kHz	287.5 kHz
Induttanza equivalente del receiver coil alla frequenza di auto-risonanza	134.7 μH	80.18 μH	96.82 μH
Capacità equivalente del receiver coil alla frequenza di auto-risonanza	0.682 nF	2.87 nF	3.17 nF

Table 5.5: Tabella riassuntiva dei diversi parametri e stage nella progettazione della struttura ricevente

In seguito ci concentreremo nel dimensionare la bobina trasmittente, di modo da costruire così un sistema wireless in grado di trasmettere energia elettrica mediante accoppiamento induttivo.

Chapter 6

Dimensionamento della bobina ricevente e del sistema di accoppiamento induttivo

Gli sforzi sinora profusi ci hanno consentito di progettare e dimensionare la bobina ricevente del sistema di trasferimento wireless preso in esame. Questa però, come è stato anche accennato nella sezione 1.2, è solamente una parte della più complesso schema che consente il corretto funzionamento di un sistema wireless power transfer induttivo.

Nel seguente capitolo, al fine di dimensionare totalmente il sistema induttivo accoppiato, andremo quindi a riprendere l'architettura ed il funzionamento del caricabatterie wireless ed identificare i parametri che dobbiamo tenere in considerazione nella progettazione della bobina ricevente. Una volta stabiliti quindi gli obiettivi ed i vincoli che è necessario la bobina trasmittente rispetti, di modo da poter garantire un corretto funzionamento dell'accoppiamento, si è proceduto andando a selezionare la configurazione di parametri geometrici che garantissero il rispetto di tali vincoli. Tale processo di selezione è stato effettuato ancora una volta attraverso l'algoritmo di ottimizzazione evolutivo SHADE, adattando opportunamente la funzione obiettivo. [31]

Uno schema generale di un sistema Wireless Power Transfer con funzionamento in risonanza serie e dei suoi principali componenti di potenza è mostrato in figura 6.1.

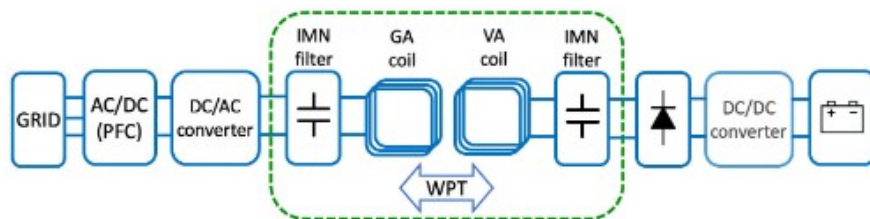


Figure 6.1: Schema dell'architettura di un caricabatterie wireless

Sul lato trasmissione, il sistema comprende un convertitore AC/DC per l'interfaccia con la rete elettrica ed un convertitore DC/AC, che alimenta la bobina del trasmettitore e i suoi componenti di compensazione alla frequenza di lavoro richiesta. Sul lato ricevente, la bobina del ricevitore e i suoi componenti di compensazione sono collegati a un raddrizzatore a diodi ed infine alla batteria da alimentare. L'interfaccia con la batteria può essere gestita da un convertitore DC/DC opzionale la cui presenza non è stata considerata in questo studio.

Per quanto riguarda il raddrizzatore, nello specifico caso in esame abbiamo scelto un raddrizzatore a diodi per convertire la corrente alternata d'ingresso in corrente continua in modo non controllato. Solitamente il raddrizzatore assume anche il ruolo di correttore del fattore di

potenza (PFC). Il PFC è formato dall'induttore L_{PFC} , dal diodo D e dall'interruttore di alimentazione S . Funziona come un convertitore boost, che forza la corrente di rete I_G a ottenere una forma d'onda sinusoidale in fase con V_G . Il funzionamento del PFC richiede che la tensione V_{DC} ai capi del condensatore C_{DC} sia superiore alla tensione di picco di rete $V_{G,pk}$. [5]. Sebbene questo componente sia spesso usato nei sistemi WPT, nel nostro specifico caso abbiamo deciso di non considerarlo, in quanto interessati ad ottimizzare il puro accoppiamento induttivo piuttosto che l'intera architettura del caricabatterie. Nell'immagine 6.2 confrontiamo il raddrizzatore non controllato in cui è presente un correttore del fattore di potenza con il solo ponte raddrizzatore a diodi monofase che è stato utilizzato in questo caso. Considerazioni analoghe sono state adottate per il convertitore raddrizzatore lato carico.

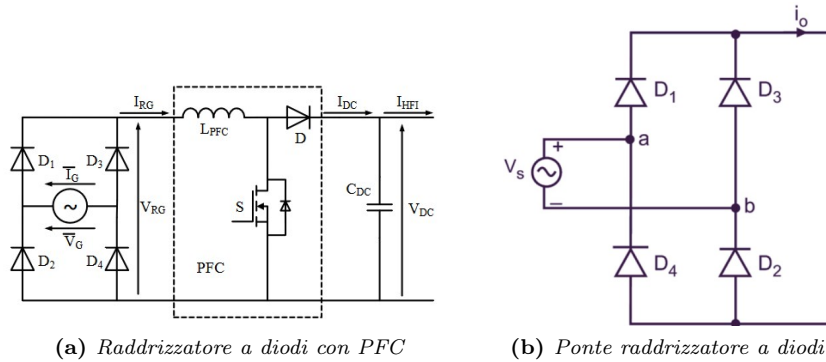


Figure 6.2: Confronto tra raddrizzatore con PFC e ponte raddrizzatore semplice

In linea con gli standard Qi, abbiamo immaginato che il dispositivo di alimentazione venisse connesso alla rete monofase domestica, assorbendo pertanto una tensione in valore efficace di 230 V ad una frequenza di 50 Hz ed una potenza che abbiamo assunto essere di 30 W.

Assumendo che il condensatore di filtro sia adeguatamente dimensionato, possiamo affermare che il valore di tensione al DC link sia pari al valore medio di tensione in uscita dal raddrizzatore. Si ricava pertanto:

$$V_d = \frac{2}{\pi} \sqrt{2} V_s = 0.9 V_s \quad (6.1)$$

Dove V_s è il valore efficace della tensione in ingresso. [43] La tensione che si presenta al DC link sarà pertanto di 207 V.

Per quanto riguarda l'inverter, si è scelto di adottare la topologia del ponte ad H mostrata in figura 6.3.

Spesso agli inverter il cui ingresso è una sorgente di tensione continua, come nel nostro specifico caso, viene richiesto di controllare l'ampiezza e la frequenza della tensione di linea. Questo è ottenuto mediante una modulazione a larghezza d'impulso PWM. Nel caso in esame si è però scelto di non adottare la tecnica PWM convenzionale in quanto la frequenza di commutazione diventerebbe troppo elevata per gli interruttori di potenza comunemente disponibili. Si assume comunque che l'azione filtrante del circuito risonante fornito sia sufficientemente robusta a 287.5 kHz.

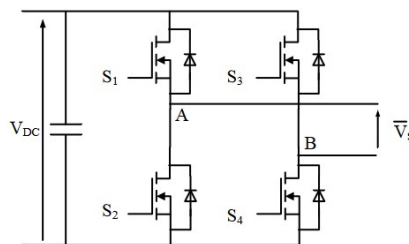


Figure 6.3: Inverter H-bridge

Si è scelto quindi di far lavorare l'inverter ad onda quadra, ossia il convertitore deve controllare solamente la frequenza della tensione d'uscita. In particolare, ogni interruttore del ramo dell'inverter è chiuso per un semiperiodo della frequenza d'uscita desiderata. Nel nostro caso si impone all'inverter di presentare in uscita una tensione con frequenza pari a 287.5 kHz. La tensione d'uscita alternata ha una forma d'onda simile a quella quadra, per cui questi inverter sono chiamati ad onda quadra. Con questo tipo di modulazione, nel caso in cui si volesse controllare l'ampiezza della tensione alternata d'uscita bisognerebbe controllare la tensione continua d'ingresso.

Seguiamo la nomenclatura presentata in figura 6.4. Considerando che il circuito è risonante serie, ponendo un condensatore lato bobina trasmittente e sfruttando l'auto-risonanza della ricevente, solo la prima armonica $V_{1,AC}$ di V_d influenza la corrente della bobina. L'ampiezza di picco $V_{1,pk}$ viene valutata sulla base della seguente relazione, basata sull'analisi di Fourier della forma d'onda [43]:

$$V_{1,pk} = \frac{4}{\pi} V_d \quad (6.2)$$

Pertanto, nel nostro specifico caso, il valore di picco della fondamentale della corrente alternata in uscita dall'inverter è di 263.5 V

6.1 Dimensionamento del carico e valore ottimale di mutua induttanza

Dopo aver valutato i convertitori di potenza ed i livelli di tensione con cui andare ad alimentare la bobina trasmittente, andiamo a concentrare la nostra attenzione su quello che è il vero e proprio cuore del sistema di trasferimento di potenza wireless: l'accoppiamento magnetico.

La parte magnetica direttamente responsabile della trasmissione di potenza comprende le due bobine ed altri componenti elettromagnetici e meccanici ausiliari. Facendo riferimento nuovamente alla figura 6.1, i blocchi che contengono gli elementi di compensazione sono generalmente indicati come rete di adattamento di impedenza (IMN), in quanto possono contenere un solo condensatore così come un circuito più complesso costituito da più componenti reattivi. Nel caso in esame, il blocco IMN lato trasmittente è considerato come costituito da un unico condensatore di compensazione collegato in serie alla bobina, al fine di semplificare l'analisi, mentre di fatto lato ricevente tale blocco non è presente in quanto, come già detto, la bobina ricevente verrà fatta lavorare in condizioni di auto-risonanza proprio per evitare di adottare questo componente. Infine, è opportuno ricordare che complesse topologie di connessione tra IMN e bobina possono comunque essere rappresentate ai loro capi come la serie di una capacità e di una induttanza.

La presenza del raddrizzatore a diodi sul lato del ricevitore ne forza la corrente e la tensione di ingresso ad essere in fase. Pertanto, il sistema può essere efficacemente rappresentato mediante il circuito mostrato in figura 6.4 basato sulla prima approssimazione armonica. Ovviamente anche in questo caso risulta opportuno specificare come il condensatore C_1 venga aggiunto in serie di modo da risuonare con l'induttanza L_1 alla frequenza di lavoro, mentre il condensatore C_2 sia il valore equivalente che risulta dallo schema serie della bobina ricevente. Le bobine del trasmettitore e del ricevitore sono rappresentate mediante le induttanze L_1 e L_2 , rispettivamente, e la loro interazione elettromagnetica è modellata attraverso la mutua induttanza M . R_1 e R_2 rappresentano le resistenze in serie equivalenti delle bobine compensate. Ricordiamo che il valore di R_2 è quello calcolato mediante il software *COMSOL Multiphysics* alla sezione 5.4.

L'uscita dell'inverter è quindi rappresentata da una sorgente di tensione sinusoidale V_1 mentre tutti i componenti collegati alla bobina ricevente sono rappresentati da una resistenza di carico equivalente R_L il cui valore dipende dalla potenza nominale della batteria P_{batt} e dalla tensione V_{batt} secondo la seguente relazione:

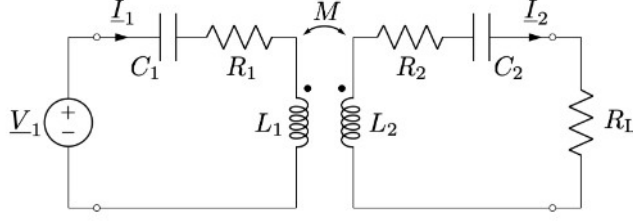


Figure 6.4: Circuito equivalente compensazione serie assumendo solo la prima armonica di tensione

$$R_L = \frac{8}{\pi} \cdot \frac{V_{batt}^2}{P_{batt}} \quad (6.3)$$

La quale altro non è che una rielaborazione di quanto già visto in 1.6, solamente senza la presenza di un convertitore DC/DC a valle.

Nel nostro specifico caso abbiamo scelto una tensione di batteria di 24 V ed una potenza da erogare al carico di 30 W, pertanto la resistenza di carico equivalente sarà $R_L = 48.9 \Omega$.

Prendendo a riferimento il set di equazioni 1.7, le due parti del sistema possono essere descritte nel seguente modo, considerando anche i condensatori accoppiati.

$$\begin{cases} \mathbf{V}_1 = [R_1 + j(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1})]\mathbf{I}_1 + j\omega M\mathbf{I}_2 \\ 0 = [(R_2 + R_L) + j(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2})]\mathbf{I}_2 - j\omega M\mathbf{I}_1 \end{cases} \quad (6.4)$$

Per un generico valore della frequenza angolare ω , l'intero sistema è visto dai terminali della sorgente come impedenza totale Z_T , che può essere espressa dalla seguente relazione [44]:

$$Z_T = R_1 + j(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}) + \frac{\omega^2 M^2}{(R_2 + R_L) + j(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2})} \quad (6.5)$$

Ricordando che nella risonanza serie ($\omega L = \frac{1}{\omega C}$) e sapendo come la pulsazione che viene imposta $\omega = 2\pi f$ sia tale per cui la bobina trasmittente risuona con il condensatore che le viene posto in serie e la bobina ricevente a doppio layer abbia invece spontaneamente, come già visto, un comportamento risonante, possiamo quindi riscrivere l'equazione 6.5 come:

$$Z_T = R_1 + \frac{\omega^2 M^2}{(R_2 + R_L)} \quad (6.6)$$

Da cui ne segue pertanto che, in un accoppiamento di trasferimento di potenza wireless induttivo risonante serie, il mutuo accoppiamento tra le due bobine, che indicheremo in seguito come *Mutuo accoppiamento richiesto* M_{opt} deve essere pari a:

$$M_{opt} = \sqrt{\frac{(Z_T - R_1) \cdot (R_2 + R_L)}{\omega^2}} \quad (6.7)$$

Conoscendo il valore della potenza assorbita dal dispositivo e della tensione di picco $V_{1,peak}$ relativa alla fondamentale in uscita al convertitore DC/AC, possiamo quindi calcolare in maniera analitica il valore della corrente di picco I_1 come $I_{1,peak} = 2 \frac{P_{in}}{V_{1,peak}}$. Ricordando come in un sistema risonante serie il carico sia perfettamente rifasato e risulti quindi puramente resistivo agli occhi della rete, possiamo di conseguenza calcolare il valore del modulo dell'impedenza totale vista ai terminali della sorgente come:

$$Z_T = \frac{V_{1,peak}}{I_{1,peak}} \quad (6.8)$$

Dove tale definizione nasce appunto dal fatto che, se il sistema è topologicamente risonante serie, Z_T è un'impedenza puramente ohmica.

Ne consegue quindi che, per una data configurazione di accoppiamento tra bobina trasmit-

tente e ricevente, possiamo a priori (conoscendo il valore delle resistenze delle due bobine) valutare il mutuo accoppiamento che deve sussistere tra le due affinché venga rispettato il sistema di equazioni 6.4 e sussista pertanto uno scambio di potenza elettrica tra le due bobine accoppiate.

6.2 Progettazione della bobina trasmittente e del sistema accoppiato

Attraverso l'equazione 6.7 abbiamo visto come una volta definito il carico, la frequenza di lavoro, l'impedenza vista ai terminali della sorgente e la bobina ricevente, allora esista una sola coppia di valori di resistenza della bobina trasmittente e mutuo accoppiamento che soddisfi il sistema di trasferimento induttivo di energia.

La scelta della geometria della bobina trasmittente è stata quindi effettuata mantenendo fissa la ricevente, con le caratteristiche e la geometria che abbiamo studiato nei capitoli precedenti, ed osservando quale tra le diverse bobine trasmettenti riuscisse ad avere un mutuo accoppiamento di valore pari a M_{opt} , in base alla resistenza della stessa.

Selezionare una geometria per la bobina ricevente che consenta di rispettare queste caratteristiche non è affatto semplice dal punto di vista analitico, in quanto al variare di dimensioni e numero di spire cambiano ovviamente sia il valore di resistenza equivalente della bobina che l'accoppiamento elettromagnetico del sistema.

Al fine di riuscire a selezionare abbastanza rapidamente la configurazione finale per il sistema in oggetto, siamo ricorsi nuovamente all'algoritmo di ottimizzazione stocastico SHADE, adottando in questo caso come funzione obiettivo la differenza relativa percentuale tra il mutuo accoppiamento ottenuto da una particolare configurazione e il valore di mutuo accoppiamento richiesto M_{opt} :

$$f = \frac{|M - M_{opt}|}{M_{opt}} \cdot 100 \quad (6.9)$$

Viene da sé che minimizzare la funzione obiettivo f vuol dire selezionare una configurazione della bobina trasmittente che assicuri un mutuo accoppiamento con la ricevente il più vicino possibile a quanto richiesto. Visto che è estremamente difficile, anche per una questione numerica, ritrovare l'esatto valore M_{opt} , sono stati ritenuti accettabili le geometrie che assicurassero uno scarto inferiore al 5 % , che è stato visto essere il limite massimo di tolleranza accettabile nel calcolo della mutua induttanza. [44]

6.2.1 Parametri geometrici e limiti della struttura trasmittente

La struttura trasmittente è stata fatta il più simile possibile alla struttura ricevente, sebbene in questo caso, non essendo interessati a lavorare in auto-risonanza ma avendo disposto l'utilizzo di un condensatore di accoppiamento, si sia andato a considerare un solo layer.

Per tale motivo, molti dei parametri legati alla geometria dei conduttori sono gli stessi adottati in sede di progettazione della bobina ricevente. In particolare abbiamo imposto:

- Struttura: è stata fissata l'ottimizzazione per una **struttura di forma quadrata**
- Sezione del conduttore: si è scelta una sezione di **1/8 mm²** ossia **0.125 mm²**
- Larghezza del conduttore (width) pari a **1.19 mm**
- Spessore del conduttore (hight) pari a **105 μm**
- Distanza tra gli avvolgimenti di una bobina pari alla larghezza del conduttore **1.19 mm**
- Distanza tra bobina trasmittente e bobina ricevente pari a **30 mm**,

La distanza tra bobina trasmittente e bobina ricevente è stata scelta in linea con quanto ci si aspetta per la ricarica di piccoli dispositivi, seguendo sempre le direttive dello standard Qi. Tale distanza è stata scelta sulla base del fatto che, dal punto di vista dell'efficienza, il trasferimento di potenza induttiva è fattibile solo se le bobine del trasmettitore e del ricevitore sono molto vicine. In particolare si consiglia, per mantenere alta l'efficienza, un rapporto tra la distanza tra i due avvolgimenti ed il lato dell'avvolgimento maggiore pari a 0.01. All'aumentare infatti della distanza tra i due avvolgimenti l'efficienza degrada velocemente, come si può osservare in figura 6.5. [45]

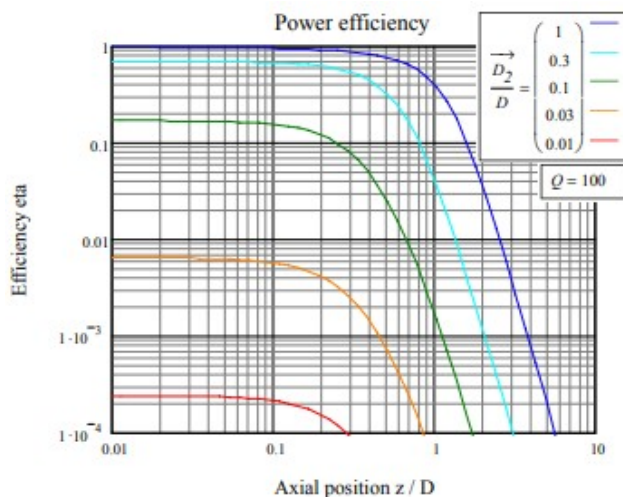


Figure 6.5: Efficienza in funzione del rapporto tra distanza degli avvolgimenti e lato dell'avvolgimento maggiore

Anche per quanto concerne la ricevente i parametri sui quali è stata effettuata l'ottimizzazione sono stati quindi solamente due: il numero di spire e le dimensioni della bobina. In questo caso entrambi i parametri sono stati scelti all'interno di range maggiori rispetto a quelli adottati dalla ricevente, di modo da avere la possibilità di far variare all'interno di un maggiore spettro gli individui della popolazione ed aumentare la probabilità di trovare i parametri che consentano la soluzione del nostro problema. Si è scelto ad ogni modo di non eccedere troppo con le dimensioni della bobina, mantenendoci in linea con gli standard Qi pensati per alimentazione di piccoli dispositivi elettrici ed elettronici. Anche per quanto concerne il numero di spire non si è voluto eccedere, al fine di creare comunque un dispositivo che presentasse un valore non troppo elevato di resistenza e quindi una buona efficienza.

I range entro i quali abbiamo fatto variare i parametri sono

- Numero di spire: **da 1 a 20 spire**
- Lato della bobina quadrata: **da 5 a 30 cm**

Si è scelto, per velocizzare l'analisi dal punto di vista computazionale, di trascurare lo strato dielettrico sul quale viene adagiata la bobina, non essendo interessati in questo caso agli effetti capacitivi.

Si è comunque scelto di considerare una mattonella di ferrite posta al di sotto dell'induttore, al fine di evitare riduzioni di accoppiamento dovute alla presenza di flussi dispersi. Anche in questo caso la mattonella di ferrite è stata scelta con un'estensione di ciascun lato maggiore di 2.5 mm rispetto a quella della bobina trasmittente.

Nell'ottimizzazione del sistema accoppiato si è poi scelto di considerare le due bobine esattamente in asse l'una con l'altra, senza pertanto alcun disallineamento. Tale assunzione ci pone direttamente nella condizione di accoppiamento massimo, visto che anche un piccolo disallineamento nella posizione o una differente inclinazione tra le due bobine possono portare a riduzioni anche importanti dell'accoppiamento, in termini di potenza trasferita. [46]

6.2.2 Risultati finali della struttura ricevente ed analisi dell'accoppiamento

Una volta eseguita l'ottimizzazione, si ottiene la seguente struttura, rappresentata nella figura 6.6.

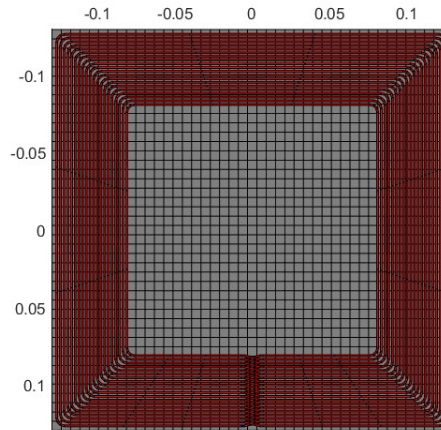


Figure 6.6: Vista frontale coil trasmittente

Come già detto, tale struttura è stata scelta in modo da minimizzare la differenza tra il mutuo accoppiamento atteso dalla risoluzione del circuito magnetico accoppiato ed il mutuo accoppiamento effettivo, calcolato dal software tra l'avvolgimento trasmittente e quello ricevente. Tale differenza, in questo specifico caso, si attesta essere sullo 0.6 %. Anche in questo caso risulta importante sottolineare come l'algoritmo di ottimizzazione, nel quale abbiamo impostato una popolazione di 10 individui, raggiunga la configurazione di ottimo in un numero esiguo di iterazioni 6.7

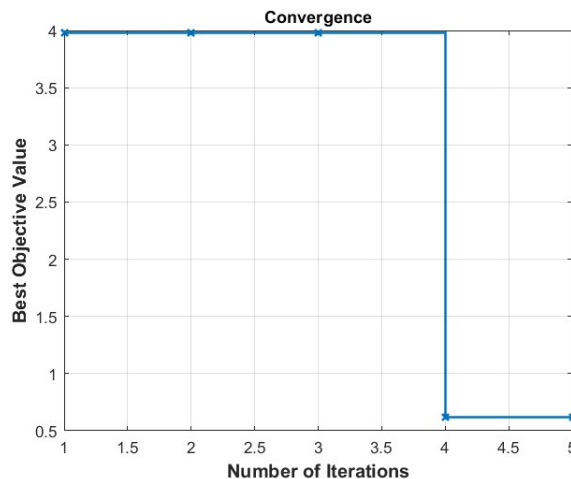


Figure 6.7: Convergence dell'ottimizzatore SHADE per il sistema accoppiato

La struttura ottimizzata presenta 20 avvolgimenti ed un lato di 25.37 cm. Tali valori non ci sorprendono in quanto è normale che la bobina trasmittente abbia dimensioni e numero di spire maggiore della ricevente, dovendo infatti generare un flusso maggiore rispetto a quello che verrà concatenato dalla ricevente, a causa delle perdite e del flusso disperso.

Possiamo riassumere nella tabella 6.1 le caratteristiche elettriche e geometriche della bobina trasmittente così ottenuta.

In questo caso la resistenza equivalente della bobina è stata calcolata direttamente dal software, considerando solamente la presenza dell'effetto pelle e dell'effetto di prossimità. Non è

Struttura transmitter	
Parametri Elettrici ottenuti	Valori
Frequenza di lavoro imposta	287.5 kHz
Numero di spire	20
Lato della spira esterna	25.37 cm
Sezione del conduttore	0.125 mm ²
Distanza tra le spire dello stesso avvolgimento	1.19 mm
Induttanza equivalente del transmitter coil alla frequenza di lavoro	178.8 μH
Capacità che va posta in serie per lavorare in risonanza	1.71 nF
Resistenza equivalente del transmitter coil alla frequenza di lavoro	2.32 Ω

Table 6.1: Parametri elettrici della sola struttura transmitter

stato necessario adottare la metodologia di analisi proposta nella sezione 5.4 in quanto, trattandosi in questo caso di un solo layer con entrambi i morsetti collegati all'alimentazione, la distribuzione di corrente lungo la spira non presenta andamenti disuniformi in termini longitudinali.

6.3 Analisi del sistema auto-risonante accoppiato

Possiamo considerare il sistema risultante accoppiato nell'immagine 6.8.

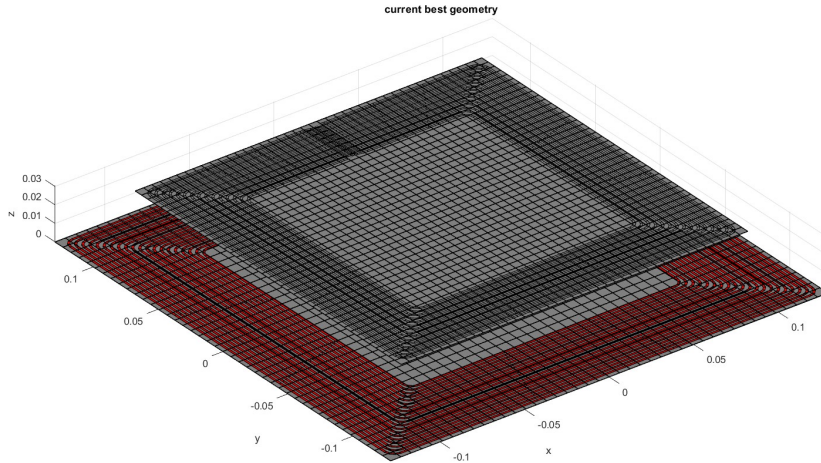


Figure 6.8: Sistema Trasmittente e Ricevente accoppiato

Il software per la modellazione ed analisi dei sistemi di ricarica wireless [19] che abbiamo adottato per analizzare singolarmente le due bobine fornisce la possibilità di valutare anche l'accoppiamento delle stesse. In particolare, nel caso in cui venga presentato al software un sistema composto da trasmettente e ricevente, è in grado di valutare il mutuo accoppiamento tra i due avvolgimenti sulla base dell'energia magnetica scambiata. Ricordiamo infatti che in generale, la mutua induttanza tra qualsiasi coppia di avvolgimenti che hanno forma arbitraria e posizione relativa può essere calcolata come: [47]

$$M_{12} = \frac{\psi_{12}}{I_1} = \frac{\int_{S_2} \mathbf{B}, ds_2}{I_1} \quad (6.10)$$

La valutazione dell'induttanza è di estrema importanza ai nostri fini, non solo per poter selezionare la bobina trasmittente che rispetti il sistema di equazioni accoppiate 6.4, ma anche perché ci fornisce importanti indicazioni sulla bontà dell'accoppiamento e sulla potenza effettivamente trasmessa.

Sulla base dei valori di mutua induttanza e delle auto induttanze delle bobine trasmittente e ricevente si possono infatti ricavare diversi parametri fondamentali quali il coefficiente di accoppiamento k ed il fattore di qualità dell'avvolgimento Q .

Riprendendo quanto già scritto nella sezione 1.2 ed in particolare nelle relazioni 1.5 e 1.10, ricordiamo infatti:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_T \cdot L_R}} \text{ e } Q_i = \frac{\omega L_i}{R_i}$$

Introducendo poi nuovamente il fattore di qualità $Q = \sqrt{Q_1 Q_2}$ come la media geometrica dei singoli fattori di qualità delle singole bobine e ricordando l'equazione 1.18 che definisce il rendimento massimo della potenza trasmessa, diventa evidente come la massima efficienza del sistema sia limitata dal prodotto dell'accoppiamento magnetico k e dal fattore di qualità Q . Chiamiamo tale prodotto *Figure of Merit* (FOM) del sistema di trasmissione induttiva di potenza:

$$FOM = kQ \tag{6.11}$$

Il FOM consente di calcolare rapidamente quanto vale il valore massimo di rendimento possibile, in base alle condizioni del nostro accoppiamento. Sempre a partire dal FOM è poi possibile valutare, attraverso la relazione 1.17 il valore di carico che consentirebbe di sfruttare al massimo l'accoppiamento induttivo.

L'efficienza del trasferimento di potenza, nel nostro specifico caso, non è stata valutata mediante l'equazione 1.14, bensì direttamente valutando le perdite e rapportando la potenza entrante nel sistema (che come già detto abbiamo assunto essere 30 W) con quella effettivamente erogata al carico.

$$\eta = \frac{P_{in} - \text{losses}}{P_{in}} \tag{6.12}$$

dove :

$$\text{losses} = R_T I_T^2 + R_R I_R^2 \tag{6.13}$$

Abbiamo scelto di trascurare le perdite sul dielettrico della bobina ricevente a doppio layer in quanto, dipendendo dalla frequenza e dal quadrato del campo elettrico, sono in questo caso diversi ordini di grandezza inferiori rispetto alle perdite nei conduttori per effetto Joule. Ricordiamo infatti che le perdite specifiche nel dielettrico possano essere valutate come [42]:

$$p_{diel} = \omega E^2 \epsilon_0 \epsilon_r \tan(\delta) \tag{6.14}$$

Andando a sostituire i valori numerici del nostro caso specifico e ricordando come il fattore di dissipazione del dielettrico scelto sia 0.0037, ne segue che le perdite specifiche nel dielettrico ammontano a $0.135 \frac{mW}{m^3}$.

In maniera analoga abbiamo scelto di non valutare le perdite nella ferrite, in quanto trascurabili rispetto alle perdite nei conduttori.

In conclusione, possiamo quindi riportare nella tabella 6.2 i parametri sopracitati che, come abbiamo visto, definiscono l'accoppiamento ottenuto.

Come si può osservare dai valori ottenuti, notiamo che la struttura che abbiamo ricavato è in grado di trasmettere potenza con un'efficienza molto buona, seppur con qualche punto percentuale in meno rispetto a quella che sarebbe l'efficienza massima ottenibile. Notiamo infatti che il fattore di carico è molto basso rispetto al fattore di carico ottimale, segno che non stiamo sfruttando al meglio le potenzialità dell'accoppiamento induttivo in questione. Al fine di aumentare il fattore di carico e sfruttare al meglio l'accoppiamento creato, si ritiene sensato pensare a carichi che presentano un maggior livello di tensione a parità di potenza. Aumentando la tensione aumenta infatti il valore di R_L e pertanto di γ . Da un punto di vista

Struttura finale accoppiata con comportamento auto risonante	
Parametri Elettrici ottenuti	Valori
Frequenza di lavoro imposta	287.5 kHz
Potenza in ingresso	30 W
Tensione di alimentazione	230 V
Tensione di Batteria	24 V
Potenza della Batteria	30
R_L	15.56 Ω
Mutua Induttanza M	76.51 μH
Coefficiente di accoppiamento k	0.58
Q Transmitter	139.2
Q Receiver	227.14
Q	177.8
FOM	103.13
Fattore di carico γ	0.055
Fattore di carico ottimale γ_{opt}	0.454
$\eta_{max} \approx 1 - \frac{2}{FOM}$	98.06 %
Perdite Transmitter	0.06 W
Perdite Receiver	1.43 W
Rendimento totale	95 %

Table 6.2: Parametri che caratterizzano il sistema auto-risonante accoppiato

pratico in questo caso infatti si otterrebbe, a parità di potenza trasmessa, una corrente minore negli avvolgimenti della bobina ricevente e quindi un valore minore di perdite per effetto Joule nella stessa. Notiamo infatti che è proprio il valore delle perdite nella bobina ricevente quello preponderante.

Coefficiente di accoppiamento k e biforcazione

Aumentare il valore della tensione da erogare al carico, a parità di potenza assorbita dalla rete, risulterebbe inoltre vantaggioso in quanto ci consentirebbe di evitare il problema della biforcazione, problema che è attualmente presente nella configurazione da noi evidenziata.

Risulta infatti interessante notare dalla figura 6.9 come l'angolo di fase dell'impedenza di ingresso abbia tre passaggi per lo zero invece di uno solo. In letteratura questo effetto è appunto chiamato *pole-splitting* o *biforcazione*.

Per il sistema di trasferimento di potenza induttivo con compensazione serie, come quello da noi trattato, tale effetto si verifica quando: [48]

$$k > \frac{RL}{\omega L_R} \quad (6.15)$$

Di fatto quello che accade è che, non appena i due circuiti risonanti serie inizialmente accoppiati debolmente e formati ciascuno da un condensatore e dall'avvolgimento, si accoppiano più fortemente, questi iniziano ad interagire tra loro e i due poli si separano.

Considerare il fenomeno della biforcazione risulta fondamentale in sede di design del sistema di controllo per il trasferimento della potenza. L'alimentatore e il controllore normalmente controllano infatti sia la frequenza che la corrente primaria per ottenere la massima capacità di trasferimento di potenza al carico. È possibile utilizzare sia il controllo a frequenza fissa che quello a frequenza variabile: i controllori a frequenza fissa sono molto più semplici, ma aumentano la potenza complessa richiesta dell'alimentatore, mentre i controllori a frequenza variabile funzionano invece idealmente nel punto in cui l'angolo di fase dell'impedenza di carico vista dall'alimentatore passa per lo zero, per ridurre al minimo la potenza complessa dell'alimentatore. Tuttavia, diventa difficile determinare il punto di controllo ideale se nello spettro di frequenza esiste più di una condizione di passaggio per lo zero della fase. Se un controllore a frequenza

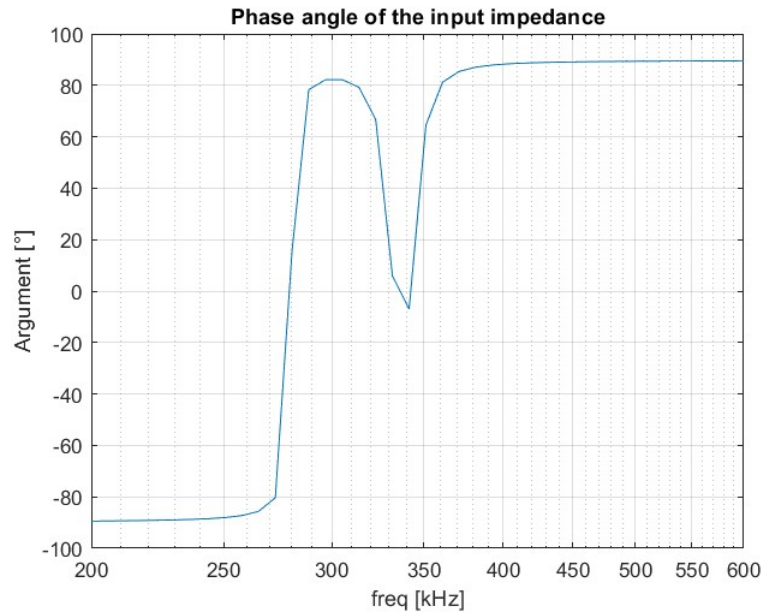


Figure 6.9: Angolo di fase dell'impedenza di ingresso

variabile non è in grado di gestire l'incertezza nella regione di biforcazione, la frequenza operativa dell'alimentatore si allontanerà quindi dalla posizione operativa desiderata o si sposterà instabilmente tra diverse condizioni operative indesiderate. Di conseguenza, la capacità di trasferimento di potenza diminuirà in modo significativo. [49]

Sebbene sia quindi preferibile evitare il fenomeno della biforcazione, possiamo ritenere valido anche l'accoppiamento ottenuto in questa sede, visto che questo aspetto incide esclusivamente sulla parte di controllo e va tenuto conto nella scelta del controllore, ma non pregiudica il funzionamento del sistema. Semplicemente, se si desidera un funzionamento senza biforcazione il controllore deve funzionare entro il limite della biforcazione, se invece il sistema può funzionare anche nella regione della biforcazione, il controllore deve essere progettato adeguatamente, di modo da funzionare nella modalità operativa desiderata.

Nel nostro specifico caso il valore di k limite sopra il quale si ha la biforcazione è 0.08, pertanto era prevedibile che si assistesse a questo fenomeno con un valore del coefficiente di accoppiamento che nel nostro caso si attesta a $k = 0.58$.

Introducendo la definizione 6.3 in 6.15 ne segue che, se volessimo evitare la biforcazione, dovremmo aumentare il valore della tensione di batteria, di modo da aumentare il valore di resistenza equivalente del carico e di conseguenza il limite sul coefficiente di accoppiamento.

6.4 Confronto con una sistema tradizionale non auto-risonante

Il lavoro sinora proposto ci ha consentito di andare a definire una struttura, composta da due bobine accoppiate, in grado di scambiare potenza elettrica mediante un accoppiamento induttivo. La peculiarità della struttura progettata è che la bobina ricevente è stata ottenuta a partire da un circuito stampato composto da due layer separati da un sottile strato dielettrico. In questo modo, se la frequenza di alimentazione è quella stabilita di 287.5 kHz, abbiamo visto che nascono nell'induttore ricevente delle capacità parassite di valore tale da compensare l'auto-induttanza dello stesso. In questo modo siamo quindi riusciti a sortire gli stessi effetti di una topologia risonante serie-serie, risparmiando però un componente, ovvero il condensatore di accoppiamento lato ricezione.

Risulta importante andare a confrontare la struttura così ottenuta con una topologia risonante serie "tradizionale", di modo da poter valutare se la scelta di lavorare con una struttura a doppio layer, che comporta una serie di attenzioni nella progettazione e dei costi di produzione

dell'induttore più elevati, risulti comunque vantaggiosa rispetto a lavorare a parità di condizioni con una struttura tradizionale.

Al fine di poter confrontare parimenti le due strutture, si è scelto di andare a considerare un accoppiamento induttivo con geometria e dimensioni analoghe a quello ottenuto a seguito delle considerazioni espresse nella sezione 6.3. Le uniche differenze sono legate al fatto che è stato fatto variare il numero di spire sia lato trasmittente che ricevente e che i condensatori di risonanza sono stati posti in ambo i lati del circuito.

I parametri che sono stati imposti risultano quindi essere:

- Struttura: è stata fissata l'ottimizzazione per una **struttura di forma quadrata**
- Sezione del conduttore: si è scelta una sezione di $1/8 \text{ mm}^2$ ossia **0.125 mm^2**
- Larghezza del conduttore (width) pari a **1.19 mm**
- Spessore del conduttore (hight) pari a **$105 \text{ }\mu\text{m}$**
- Distanza tra gli avvolgimenti di una bobina pari alla larghezza del conduttore **1.19 mm**
- Distanza tra bobina trasmittente e bobina ricevente pari a **30 mm** ,
- Lato maggiore della spira trasmittente pari a **25.37 cm**
- Lato maggiore della spira ricevente pari a **20 cm**
- Mattonella di ferrite posta sotto la bobina trasmittente e sopra la bobina ricevente

Anche in questo caso, come già fatto per l'accoppiamento auto - risonante, per delineare la configurazione ottimale si è scelto di procedere mediante l'algoritmo evolutivo SHADE, considerando ancora una volta come funzione obiettivo l'equazione 6.9. Anche in questo caso quindi la struttura è stata scelta in modo da minimizzare la differenza tra il mutuo accoppiamento atteso dalla risoluzione del circuito magnetico accoppiato ed il mutuo accoppiamento effettivo, calcolato dal software tra l'avvolgimento trasmittente e quello ricevente.

Il sistema che ne risulta è quindi il seguente esposto in figura 6.10 ed è caratterizzato da una bobina trasmittente con 28 avvolgimenti ed una ricevente con 17.

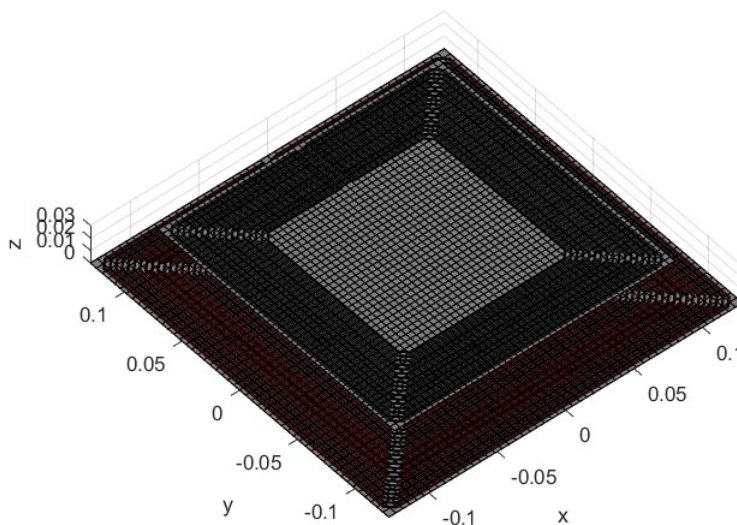


Figure 6.10: Sistema accoppiato "tradizionale"

Caratteristiche geometriche ed elettriche della struttura finale accoppiata tradizionale	
Parametri Elettrici ottenuti	Valori
Frequenza di lavoro imposta	287.5 kHz
Numero di spire bobina trasmittente Tx	28
Lato della spira esterna Tx	25.37
Induttanza equivalente del transmitter coil alla frequenza di lavoro	266.83 μH
Capacità che va posta in serie per lavorare in risonanza	1.14 nF
Resistenza equivalente del transmitter coil alla frequenza di lavoro	2.95 Ω
Numero di spire bobina ricevente Rx	17
Lato della spira esterna Rx	20 cm
Induttanza equivalente del receiver coil alla frequenza di lavoro	102.6 μH
Capacità che va posta in serie per lavorare in risonanza	3 nF
Resistenza equivalente del receiver coil alla frequenza di lavoro	1.51 Ω

Table 6.3: Caratteristiche geometriche ed elettriche della struttura finale accoppiata tradizionale

Possiamo schematizzare nella tabella 6.3 le caratteristiche geometriche ed elettriche delle bobine trasmettenti e riceventi così ottenute. I parametri di auto induttanza e resistenza equivalente di ciascuna bobina sono stati determinati direttamente dal software di analisi elettromagnetica, mentre i valori delle capacità da porre in serie al fine di ottenere una struttura di tipologia risonante S-S sono stati determinati come $C_i = \frac{1}{L_i \omega^2}$

Come si può osservare dalla tabella 6.3, i condensatori da mettere in serie alle bobine per ottenere una struttura risonante non hanno taglie (e quindi costi) particolarmente onerosi. In particolare notiamo infatti che una capacità tipica per i condensatori, e che pertanto delinea dei componenti prodotti in serie a costi molto bassi, è proprio di 3.3 nF. Possiamo pertanto affermare che creare ed utilizzare una struttura auto-risonante con il solo scopo di risparmiare sui condensatori non assume particolarmente senso per questa particolare applicazione.

Un discorso diverso va invece fatto per il rendimento: si può infatti vedere non solo come il rendimento totale della struttura tradizionale con il fattore di carico definito dalla batteria in questione sia più basso di diversi punti percentuale rispetto a quella auto-risonante, ma come anche il rendimento massimo della struttura tradizionale sia leggermente inferiore a quello della struttura auto-risonante. Pertanto, anche se lavorassimo in entrambi i casi a tensioni e potenze differenti e quindi con fattori di carico più vicini all'ottimale, rimarrebbe comunque più vantaggioso in termini di rendimento utilizzare la struttura auto-risonante.

La spiegazione di questa differenza nel rendimento la si può trovare attraverso il confronto tra i parametri elettrici delle due strutture proposte: a parità di dimensioni e di potenza trasmessa (anche se in realtà il valore di mutua induttanza nel secondo caso è leggermente maggiore rispetto al primo di un 6 %) nella soluzione a singolo layer abbiamo bisogno di un maggior numero di spire sia lato receiver che transmitter per eguagliare l'auto induttanza della struttura a doppio layer. A livello di resistenza equivalente, il fatto che la corrente non si distribuisca in maniera uniforme nei due layer gioca un ruolo fondamentale nel fare in modo che le perdite sulla bobina ricevente siano più contenute rispetto al caso a singolo layer in cui, a parità di dimensioni, non solo si ha un numero maggiore di spire, ma la corrente le attraversa tutte in maniera quasi uniforme.

Va comunque sottolineato che il confronto tra la struttura auto-risonante e la struttura tradizionale è stato effettuato a parità di dimensioni, cosa che comporta però uno svantaggio inutile per la struttura con ricevente a singolo layer. Infatti, al fine di ottenere una struttura auto - risonante ad una frequenza di lavoro di 287.5 kHz, siamo stati costretti a considerare

Struttura finale accoppiata tradizionale	
Parametri Elettrici ottenuti	Valori
Frequenza di lavoro imposta	287.5 kHz
Potenza in ingresso	30 W
Tensione di alimentazione	230 V
Tensione di Batteria	24 V
Potenza della Batteria	30
R_L	15.56 Ω
Mutua Induttanza M	81.20 μH
Coefficiente di accoppiamento k	0.4907
Q Transmitter	163.39
Q Receiver	122.74
Q	141.61
FOM	69.49
Fattore di carico γ	0.0839
Fattore di carico ottimale γ_{opt}	0.566
$\eta_{max} \approx 1 - \frac{2}{FOM}$	97 %
Perdite Transmitter	0.0766 W
Perdite Receiver	2.90 W
Rendimento totale	90 %

Table 6.4: Parametri che caratterizzano l'accoppiamento il sistema standard equivalente

dimensioni molto estese della bobina ricevente. Non avendo questa necessità, in realtà la struttura tradizionale potrebbe alimentare comunque lo stesso carico mantenendo dimensioni molto più contenute e sfruttando meglio gli avvolgimenti. Prendiamo solo a carattere d'esempio le specifiche tecniche di un prodotto commerciale pensato per alimentare una batteria di 30 W ad una tensione di 20 V. Gli avvolgimenti si presentano di dimensioni molto più compatte, avendo infatti forma rettangolare con dimensioni dell'avvolgimento maggiore di 40 x 27 mm. [50]

Electrical Properties:

Properties	Test conditions	Value		Unit	Tol.
		1	2		
Inductance	L 125 kHz/ 10 mA 13.56 MHz	7.8	1.6	μH	$\pm 10\%$
Q-Factor	Q 125 kHz/ 10 mA 13.56 MHz	19	47		typ.
Rated Current DC	I_{rDC} $\Delta T = 40 K$	1.5	4	A	max.
Power Capability	P $V_{DC} = 20 V$	30	80	W	max.
DC Resistance	R_{DC} @ 20 °C	330	80	m Ω	typ.
DC Resistance	R_{DC} @ 20 °C	340	90	m Ω	max.
Self Resonant Frequency	f_{res}	22	54	MHz	typ.

(a) Struttura di un alimentatore commerciale

(b) Parametri elettrici di un prodotto commerciale

Figure 6.11: Specifiche tecniche di un prodotto commerciale

Come si può osservare dall'immagine 6.11, se non ci sono esigenze particolari di dimensioni o frequenze di lavoro, ricorrere ad una struttura tradizionale nell'alimentazione di piccoli dispositivi elettronici sembra ancora essere la scelta preferibile, in termini di costi e di prestazioni elettriche.

Al contrario, se fosse invece necessario lavorare a tensioni e potenze già più elevate (pensiamo ad esempio per alimentare automobili o veicoli elettrici leggeri quali biciclette o scooter), con strutture di dimensioni anche maggiori, ricorrere ad una struttura auto-risonante può essere una

6.4. CONFRONTO CON UNA SISTEMA TRADIZIONALE NON AUTO-RISONANTE

scelta possibile e da tenere in considerazione, in virtù di una maggior efficienza e del risparmio sui condensatori, che per potenze e tensioni elevate possono diventare difficilmente reperibili e costosi.

Chapter 7

Conclusioni

L'obiettivo di questo lavoro di tesi è stato progettare ed ottimizzare i due induttori, trasmettente e ricevente, che costituiscono il cuore di un sistema di ricarica wireless con funzionamento auto-risonante.

La caratteristica peculiare di questo sistema così progettato risiede nel fatto che l'induttore posto lato ricezione è stato pensato come un circuito stampato sui cui due strati, tra loro separati da un dielettrico, è stato posto l'induttore planare le cui caratteristiche geometriche sono state analizzate in questo testo. In tal modo si è pensato quindi di sfruttare le capacità parassite che sono presenti nel dispositivo quando si lavora ad alta frequenza al fine di ottenere una condizione di risonanza serie tra queste e l'induttanza della bobina ricevente, senza necessità di condensatori ausiliari.

La presenza dei condensatori, che solitamente vengono posti esternamente in serie alle bobine nei sistemi tradizionali, ha infatti degli aspetti negativi su cui è necessario tenere conto e possibilmente evitare: il condensatore risonante, oltre ad essere un componente aggiuntivo per il sistema e quindi un fattore che ne aumenta il costo, deve infatti essere dimensionato per resistere alle tensioni che possono esservi applicate. La presenza di componenti aggiuntivi aumenta pertanto il rischio di guasto del sistema e la sostituzione dei condensatori potrebbe quindi risultare motivo di aumento ulteriore dei costi di gestione dell'impianto.

In tale ottica, al fine di evitare problematiche di questo tipo, prende quindi piede la nostra analisi e ricerca nel progettare un sistema che, almeno per quanto concerne la bobina ricevente, non necessiti di condensatori ausiliari per lavorare in maniera ottimale.

Per avvicinarci allo studio di questa nuova topologia di induttore avendo comunque una linea operativa di riferimento, si è scelto di prendere come esempio i range di potenza e frequenza dello standard costruttivo Qi, immaginando quindi di andare ad alimentare mediante accoppiamento induttivo una batteria con tensione 24 V prelevando da rete una potenza di 30 W, pensata per dispositivi di piccola taglia quali ad esempio droni.

Riassumiamo brevemente le considerazioni che sono state effettuate nei vari stadi di analisi di questo lavoro:

- A partire da un'analisi generale della topologia di un sistema caricabatterie wireless, si è visto come la parte reattiva delle impedenze lato receiver e transmitter è coinvolta sia per quanto concerne il rendimento che per quanto riguarda il fattore di dimensionamento della bobina. Si è quindi andati a comprendere la logica secondo la quale solitamente nei sistemi wireless power transfer si inseriscono due condensatori, uno nella sezione trasmettente ed uno nella ricevente, con lo scopo di risuonare alla frequenza del sistema. Mediante la risonanza lato receiver si migliora il rendimento, mentre mediante la risonanza lato transmitter si migliora il fattore di dimensionamento della tensione di alimentazione.

Abbiamo poi osservato come il rendimento di un sistema di trasferimento di potenza wireless possa essere espresso in funzione della potenza erogata al carico e come il rendimento sia massimo in corrispondenza di un determinato fattore di carico, che minimizza le perdite globali.

- Il fenomeno della auto-risonanza è stato analizzato attraverso la similitudine tra una linea di trasmissione ed un circuito stampato, in quella che è la rappresentazione attraverso parametri concentrati. Si è però visto come l'induttanza e la capacità della bobina non siano descrivibili in frequenza mediante un circuito serie a coefficienti costanti ma, a causa degli accoppiamenti parassiti che nascono alle diverse frequenze, il circuito serie equivalente presenterà coefficienti differenti a seconda della frequenza di lavoro. Infatti, per una data frequenza, il peso e la natura degli accoppiamenti induttivi e capacitivi si modifica. Ne segue quindi che lo schema circuitale serie equivalente avrà valori differenti a seconda della frequenza cui si alimenta l'induttore.

Facendo capo ai limiti imposti dallo standard Qi in termini di potenza e frequenza, si è scelto quindi di proseguire il lavoro di analisi cercando di ottenere una struttura che presentasse un comportamento auto-risonante alla frequenza di lavoro di circa 300 kHz e che andasse a comporre un accoppiamento in grado di trasmettere 30 W di potenza nominale.

- La prima fase nella progettazione della bobina auto-risonante è stata identificare quale forma consentisse di ridurre il valore di frequenza per il quale si attesta un comportamento in risonanza. Tre diverse forme sono state testate attraverso un solver elettromagnetico, in grado di risolvere le equazioni di Maxwell per il sistema accoppiato mediante il metodo PEEC: circolare, quadrata con morsetti disposti in maniera alternata e quadrata con morsetti disposti sullo stesso lato. I risultati di questa prima analisi hanno dimostrato come sia quest'ultima forma a consentire il bilanciamento ottimale tra gli accoppiamenti capacitivi ed induttivi, garantendo quindi un comportamento risonante a frequenze più basse.
- Una volta definita la forma della struttura ricevente, si è passati alla progettazione vera e propria degli avvolgimenti dei due layer, con lo scopo di raggiungere una frequenza di auto risonanza inferiore a 300 kHz. In primo luogo è stato analizzato separatamente l'effetto di ciascuno dei vari parametri che caratterizzano la geometria della struttura. In particolare si è visto che la frequenza di auto risonanza dipende in maniera preponderante dal numero di spire, dall'estensione della bobina e dalla distanza tra i due layer. Di fatto abbiamo quindi osservato che si può assimilare il comportamento della struttura a doppio layer a quello di un condensatore a facce piane, avente un induttore planare su ciascuna faccia.
- I vari parametri geometrici sono stati poi fatti variare assieme all'interno di un algoritmo di ottimizzazione stocastico, basato su uno schema genetico di evoluzione differenziale. Una volta eseguita l'ottimizzazione, la struttura ottenuta presenta 15 avvolgimenti, un lato di 20 cm e risuona a 525 kHz. In questa ottimizzazione non è stato considerato un materiale dielettrico frapposto tra i due layer per non appesantire troppo il calcolo, concentrandoci solamente sulla geometria delle tracce conduttive ed assumendo che fossero separate da aria.
- Prima di investire tempo e risorse di calcolo nell'inserire uno strato di dielettrico tra i due layer della struttura precedentemente creata, si è provato a stimare il comportamento in frequenza della struttura mediante delle formule analitiche ricavate dalla letteratura specifica. Si è visto che le formule analitiche descrivono abbastanza bene il range di frequenza attorno al quale si può osservare il fenomeno della risonanza. Assunto che le formule analitiche davano un risultato valido e conforme alle aspettative, si è proceduto ultimando la struttura ricevente con lo strato di dielettrico e la ferrite e simulandone il comportamento in frequenza mediante il software di calcolo. I parametri elettrici dell'induttore ricevente sono stati ottenuti dal software, mentre il calcolo della resistenza equivalente è stato effettuato mediante il programma di analisi agli elementi finiti *COMSOL Multiphysics*. Si è visto come la corrente abbia una distribuzione disuniforme in ciascun layer ed come il sistema sia pesantemente influenzato dagli effetti pelle e di prossimità.
- Dopo aver verificato che la bobina ricevente così progettata presenti un comportamento in auto-risonanza quando alimentata a 287.5 kHz, si è proceduto a determinare la geometria

della bobina trasmittente in maniera analoga a quanto fatto prima. Nel dimensionamento della trasmittente ci siamo concentrati sul verificare che il mutuo accoppiamento tra le due rispettasse le condizioni imposte dall'architettura del sistema wireless risonante serie.

In conclusione possiamo quindi affermare di essere riusciti a progettare un accoppiamento induttivo funzionante con caratteristica auto-risonante lato ricezione, in grado di trasmettere energia ed alimentare una batteria con potenza 30 W alla tensione di 24 V.

Attraverso un confronto con una struttura tradizionale abbiamo poi osservato come il dispositivo auto-risonante presenti, a parità di dimensioni, un indice di sfruttabilità maggiore degli avvolgimenti ed un rendimento maggiore. Il vantaggio di adottare un condensatore in meno non è invece troppo sentito per queste potenze, in quanto per questi carichi si tratta di piccoli condensatori usati nell'ambito dell'elettronica, che costano poco, sono facilmente reperibili e non presentano ingombri importanti.

Le migliori prestazioni in termini di rendimento sono legate al fatto che la corrente, nel sistema a doppio layer, non si distribuisce uniformemente su entrambi gli strati e pertanto si ottengono meno perdite. Risulta comunque opportuno specificare come anche questo vantaggio nell'utilizzo di un sistema risonante sia solamente circoscritto a questo specifico caso, perché nel confronto abbiamo imposto dimensioni considerevoli per le spire. Un sistema wireless power transfer tradizionale per piccoli dispositivi elettronici può essere infatti progettato con dimensioni molto più contenute.

Al termine di questo lavoro di tesi possiamo pertanto affermare come sia possibile andare ad ideare e progettare un sistema di trasferimento di potenza induttivo che lavori in auto-risonanza a frequenze di lavoro inferiori ai 300 kHz. Questa soluzione può essere ritenuta un'alternativa valida ai sistemi tradizionali solamente per alti livelli di tensione di lavoro e potenza, quando le dimensioni degli induttori diventano importanti ed anche la capacità richiesta dai condensatori e la tensione che viene loro applicata risulta essere elevata.

Ringraziamenti

Al termine di questo lavoro, che conclude il ciclo degli studi universitari, sento la necessità di ringraziare tutte le persone che mi sono state vicine in questi anni, dandomi un grosso supporto e consentendomi di arrivare a questo traguardo.

In primo luogo ringrazio il mio relatore Ing. Riccardo Torchio, sempre puntuale e disponibile. Lo ringrazio per essere stato presente ed avermi ispirato e consigliato non solo in questo lavoro, ma in tutto il percorso di studi.

Ringrazio poi mio fratello, la mia fidanzata ed i miei amici per tutto il tempo che mi hanno donato ed i continui e proficui dialoghi. È bello essere circondati da persone che sappiano tirare fuori il meglio di te.

Il ringraziamento più importante va infine ai miei genitori, per avermi cresciuto in un ambiente culturalmente stimolante. Mi hanno insegnato ad essere sempre curioso e l'importanza del lavoro alla base di ogni obiettivo.

Bibliografia

- [1] International Energy Agency, *Global Electric Vehicle Outlook 2022*, May 2022.
- [2] Conductix Wampfler/Delachaux SA. “News: 10 years of electric buses with IPT[®] Charge | Conductix Wampfler Global.” (), [Online]. Available: <https://www.conductix.com/en/news/2012-05-31/10-years-electric-buses-iptr-charge>.
- [3] R. Bosshard, “Multi-Objective Optimization of Inductive Power Transfer Systems for EV Charging,” ETH Zurich, Zurich, 2015.
- [4] C. C. Mi, G. Buja, S. Y. Choi, and C. T. Rim, “Modern Advances in Wireless Power Transfer Systems for Roadway Powered Electric Vehicles,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 10, pp. 6533–6545, Oct. 2016, ISSN: 0278-0046, 1557-9948. DOI: 10.1109/TIE.2016.2574993. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7491313/>.
- [5] G. Buja, M. Bertoluzzo, and K. N. Mude, “Design and Experimentation of WPT Charger for Electric City Car,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 12, pp. 7436–7447, Dec. 2015, ISSN: 0278-0046, 1557-9948. DOI: 10.1109/TIE.2015.2455524. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7155552/>.
- [6] Society of Automotive Engineers, *Wireless Power Transfer for Light-Duty Plug-in/Electric Vehicles and Alignment Methodology*, Aug. 2022.
- [7] R. Bosshard and J. W. Kolar, “Multi-Objective Optimization of 50 kW/85 kHz IPT System for Public Transport,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, no. 4, pp. 1370–1382, Dec. 2016, ISSN: 2168-6777, 2168-6785. DOI: 10.1109/JESTPE.2016.2598755. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7539308/>.
- [8] R. Bosshard, J. W. Kolar, J. Muhlethaler, I. Stevanovic, B. Wunsch, and F. Canales, “Modeling and η - α - Pareto Optimization of Inductive Power Transfer Coils for Electric Vehicles,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, no. 1, pp. 50–64, Mar. 2015, ISSN: 2168-6777, 2168-6785. DOI: 10.1109/JESTPE.2014.2311302. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6762832/>.
- [9] K. Hanawa, T. Imura, and N. Abe, “Basic Evaluation of Electrical Characteristics of Ferrite-less and Capacitor-less Coils by Road Embedment Experiment for Dynamic Wireless Power Transfer,” in *2021 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW)*, San Diego, CA, USA: IEEE, Jun. 1, 2021, pp. 1–5, ISBN: 978-1-72819-548-3. DOI: 10.1109/WoW51332.2021.9462862. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9462862/>.
- [10] Antonio Paolucci, *Lezioni Di Trasmissione Dell’Energia Elettrica*, Quarta Edizione. Padova: Cleup, 1998, ISBN: 88-7178-310-7.
- [11] Y. Takahashi, K. Hata, T. Imura, and Y. Hori, “Comparison of Capacitor- and Ferrite-Less 85kHz Self-Resonant Coils Considering Dielectric Loss for In-Motion Wireless Power Transfer,” in *IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Washington, DC: IEEE, Oct. 2018, pp. 5159–5163, ISBN: 978-1-5090-6684-1. DOI: 10.1109/IECON.2018.8591164. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8591164/>.

- [12] International Telecommunication Union, *Frequency ranges for operation of non-beam wireless power transmission systems*, 2017.
- [13] Wireless Power Consortium, *Qi Specification Version 1.3*, Jan. 2021.
- [14] B. J. Varghese, K. Sealy, S. Gupta, and Z. Pantic, "Experimental and Usability Evaluation of Wireless Power Devices Based on the AirFuel Alliance Magnetic Resonance Standard," in *2021 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Phoenix, AZ, USA: IEEE, Jun. 14, 2021, pp. 2586–2592, ISBN: 978-1-72818-949-9. DOI: 10.1109/APEC42165.2021.9487226. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9487226/>.
- [15] P. Yla-Oijala, J. Markkanen, S. Jarvenpaa, and S. P. Kiminki, "Surface and Volume Integral Equation Methods for Time-Harmonic Solutions of Maxwell's Equations," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 149, 2014.
- [16] A. Ruehli, "Equivalent Circuit Models for Three-Dimensional Multiconductor Systems," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 22, no. 3, pp. 216–221, Mar. 1974, ISSN: 0018-9480. DOI: 10.1109/TMTT.1974.1128204. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1128204/>.
- [17] Albert E. Ruehli, Giulio Antonini, and Lijun Jiang, "Introduction," in *Circuit Oriented Electromagnetic Modeling Using the Peec Techniques*, Summary of the Book of Ruehli introducing PEEC
 This introduction presents the key concepts discussed in the subsequent chapters of the book. The book introduces electromagnetic partial element equivalent circuit (PEEC) models in a practical useful way. It presents all aspects of building PEEC models in a logical way and dedicates the computation of capacitances - an integral part of PEEC models. PEEC provides a stable dc solution, which is important for many realistic electromagnetic and circuit (EM/Ckt) problems. Circuit-based EM approaches are usually differential equation (DE) based. This includes the transmission line method (TLM) method. Other equivalent circuit methods are derived from DEs. The book considers important aspects of inductance calculations and discusses the development of partial inductance concepts since they are the fundamental building block of most PEEC models. It also presents the building details for PEEC models that utilize partial inductances as well as partial coefficients of potential and resistances.
 The fundamental technical idea of the PEEC approach is to convert an IE-based solution of Maxwell's equations into appropriate equivalent circuits, which can then be used in conjunction with other different linear or nonlinear circuits in a circuit solver mode. We should not assume that this will compromise the solution from an electromagnetic point of view. In many situations, the opposite is true. Solutions can very often be found in the circuit domain, which are much more difficult to obtain without circuits., John Wiley & Sons, Ltd, 2017, pp. 1–7, ISBN: 978-1-119-07838-8. DOI: 10.1002/9781119078388.ch1. eprint: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1002/9781119078388.ch1>. [Online]. Available: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/9781119078388.ch1>.
- [18] R. Torchio, "Extending the Unstructured PEEC Method to Magnetic, Transient, and Stochastic Electromagnetic Problems," Università degli Studi di Padova e Communauté Université Grenoble Alpes, May 2016.
- [19] R. Torchio, *EM Solver for Wireless Charging Antenna Modelling*, version 3.0, Apr. 18, 2023.
- [20] M. Guarnieri, *Elettrotecnica Circuitale*, Seconda Edizione. Padova: Libreria Universitaria, Feb. 2019, ISBN: 978-88-335-9102-5.
- [21] M. Putti, *Appunti Dalle Lezioni Di Calcolo Numerico*. Dipartimento di Matematica, Università di Padova, Mar. 2019.
- [22] "Prototype PCB - Online PCB Quote - Full feature custom PCB prototype service at low cost - PCBWay." Website in which we can quote and custom PCB prototype, PCBWay. (), [Online]. Available: <https://www.pcbway.com/orderonline.aspx>.

- [23] “Eurocircuits :Configure your PCB and Assembly.” Website in which we can quote and custom PCB prototype, Eurocircuits.com. (), [Online]. Available: <https://be.eurocircuits.com/shop/assembly/configurator.aspx?sessionId=d79c71b0-6e2c-4dcd-8882-02eb86a3f463>.
- [24] K. Hanawa, T. Imura, Y. Hori, and N. Abe, “Comparison of Circular Coil, Double-D Coil, and 85 kHz Self-Resonant Coil in Road Embedment for Dynamic Wireless Power Transfer,” in *IECON 2022 – 48th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Brussels, Belgium: IEEE, Oct. 17, 2022, pp. 1–6, ISBN: 978-1-66548-025-3. DOI: 10.1109/IECON49645.2022.9968375. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9968375/>.
- [25] J. Peiffer, B. Greenlee, and I. Novak, “Electrical Performance Advantages of Ultra-Thin Dielectric Materials Used for Power-Ground Cores in High Speed, Multilayer Printed Circuit Boards,” presented at the IPC Expo, Long Beach, CA, Mar. 2003.
- [26] D. Fouskakis and D. Draper, “Stochastic Optimization: A Review,” *International Statistical Review*, vol. 70, no. 3, pp. 315–349, Dec. 2002, ISSN: 03067734. DOI: 10.1111/j.1751-5823.2002.tb00174.x. [Online]. Available: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1111/j.1751-5823.2002.tb00174.x> (visited on 08/07/2023).
- [27] S. Forrest, “Genetic algorithms,” *ACM Computing Surveys*, vol. 28, no. 1, 1996.
- [28] S. Das and P. N. Suganthan, “Differential Evolution: A Survey of the State-of-the-Art,” *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, vol. 15, no. 1, pp. 4–31, Feb. 2011, ISSN: 1089-778X, 1941-0026. DOI: 10.1109/TEVC.2010.2059031. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5601760/>.
- [29] R. Storn, “Differential Evolution – A Simple and Efficient Heuristic for Global Optimization over Continuous Spaces,” *Journal of Global Optimization*, 1996.
- [30] R. Tanabe and A. Fukunaga, “Success-history based parameter adaptation for Differential Evolution,” in *2013 IEEE Congress on Evolutionary Computation*, Cancun, Mexico: IEEE, Jun. 2013, pp. 71–78, ISBN: 978-1-4799-0454-9. DOI: 10.1109/CEC.2013.6557555. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6557555/>.
- [31] R. Tanabe and A. S. Fukunaga, “Improving the search performance of SHADE using linear population size reduction,” in *2014 IEEE Congress on Evolutionary Computation (CEC)*, Prova, Beijing, China: IEEE, Jul. 2014, pp. 1658–1665, ISBN: 978-1-4799-1488-3. DOI: 10.1109/CEC.2014.6900380. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6900380>.
- [32] H. Wheeler, “Simple Inductance Formulas for Radio Coils,” *Proceedings of the IRE*, vol. 16, pp. 1398–1400, Oct. 1928. DOI: 10.1109/JRPR0C.1928.221309. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1669896/>.
- [33] S. Mohan, M. Del Mar Hershenson, S. Boyd, and T. Lee, “Simple accurate expressions for planar spiral inductances,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 34, no. 10, pp. 1419–1424, 1999, ISSN: 00189200. DOI: 10.1109/4.792620. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/792620/>.
- [34] A. Faria, L. Marques, C. Ferreira, F. Alves, and J. Cabral, “A Fast and Precise Tool for Multi-Layer Planar Coil Self-Inductance Calculation,” *Sensors*, vol. 21, no. 14, p. 4864, Jul. 16, 2021, ISSN: 1424-8220. DOI: 10.3390/s21144864. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/1424-8220/21/14/4864>.
- [35] P. Goubier, “Etude et Conception de composants passifs LCT intégrés,” Sciences de l’ingénieur [physics]. Université Joseph-Fourier - Grenoble I, Jun. 11, 2023.
- [36] Y. Lembeye, P. Goubier, and J.-P. Ferrieux, “Integrated Planar L–C–T Component: Design, Characterization and Experimental Efficiency Analysis,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 3, pp. 593–599, May 2005, ISSN: 0885-8993. DOI: 10.1109/TPEL.2005.846558. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1427817/>.

- [37] L. Dalessandro, F. Da Silveira Cavalcante, and J. W. Kolar, "Self-Capacitance of High-Voltage Transformers," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 5, pp. 2081–2092, Sep. 2007, ISSN: 0885-8993. DOI: 10.1109/TPEL.2007.904252. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/4300868/>.
- [38] I. Ndip, T. H. Le, O. Schwanitz, and K.-D. Lang, "A comparative analysis of 5G mmWave antenna arrays on different substrate technologies," in *2018 22nd International Microwave and Radar Conference (MIKON)*, Poznan, Poland: IEEE, May 2018, pp. 222–225, ISBN: 978-83-949421-1-3. DOI: 10.23919/MIKON.2018.8405183. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8405183/>.
- [39] Rogers Corporation, *RO4000® Series High Frequency Circuit Materials*, S. Roosevelt Avenue, Chandler, AZ, 2018.
- [40] F. Y. Lin, A. Zaheer, M. Budhia, and G. A. Covic, "Reducing leakage flux in IPT systems by modifying pad ferrite structures," presented at the 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Pittsburgh, PA: IEEE, Sep. 2014, pp. 1770–1777, ISBN: 978-1-4799-5776-7. DOI: 10.1109/ECCE.2014.6953632. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6953632/>.
- [41] K. Knaisch, M. Springmann, and P. Gratzfeld, "Comparison of coil topologies for inductive power transfer under the influence of ferrite and aluminum," presented at the 2016 Eleventh International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), Monte Carlo, Monaco: IEEE, Apr. 2016, pp. 1–9, ISBN: 978-1-5090-2464-3. DOI: 10.1109/EVER.2016.7476339. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7476339/>.
- [42] S. Lupi, *Appunti Di Elettrotecnica*. Dipartimento di Ingegneria, Università di Padova, 2005.
- [43] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Elettronica Di Potenza*. Ulrico Hoepli Milano, 2005, ISBN: 978-88-203-3428-4.
- [44] V. Cirimele, R. Torchio, J. L. Villa, *et al.*, "Uncertainty Quantification for SAE J2954 Compliant Static Wireless Charge Components," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 171 489–171 501, 2020, ISSN: 2169-3536. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.3025052. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9200591/> (visited on 07/26/2023).
- [45] E. Waffenschmidt, P. Research, and T. Staring, "Limitation of inductive power transfer for consumer applications," in *Proc. 13th European Conf. on Power Electronics and Applications (EPE - ECCE Europe)*, Barcellona, ES, Sep. 2009.
- [46] K. Fotopoulou and B. W. Flynn, "Wireless Power Transfer in Loosely Coupled Links: Coil Misalignment Model," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 47, no. 2, pp. 416–430, Feb. 2011, ISSN: 0018-9464, 1941-0069. DOI: 10.1109/TMAG.2010.2093534. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/5639082/>.
- [47] M. Q. Nguyen, P. Woods, Z. Hughes, Y.-S. Seo, S. Rao, and J.-C. Chiao, "A mutual inductance approach for optimization of wireless energy transmission," in *Texas Symposium on Wireless and Microwave Circuits and Systems*, Waco, TX, USA: IEEE, Apr. 2014, pp. 1–4, ISBN: 978-1-4799-7309-5. DOI: 10.1109/WMCaS.2014.7015874. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7015874/>.
- [48] R. Bosshard, U. Badstubner, J. W. Kolar, and I. Stevanovic, "Comparative evaluation of control methods for Inductive Power Transfer," presented at the 2012 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), Nagasaki, Japan: IEEE, Nov. 2012, pp. 1–6, ISBN: 978-1-4673-2330-7. DOI: 10.1109/ICRERA.2012.6477400. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6477400/>.
- [49] C.-S. Wang, G. Covic, and O. Stielau, "Power Transfer Capability and Bifurcation Phenomena of Loosely Coupled Inductive Power Transfer Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 1, pp. 148–157, Feb. 2004, ISSN: 0278-0046. DOI: 10.1109/TIE.2003.822038. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1265794/>.

- [50] Würth Elektronik. “WE-WPCC WPT/NFC Combination Coil | Passive Components | Würth Elektronik Product Catalog.” Website in which we can buy electronic devices for WPT, Würth Elektronik. (2023), [Online]. Available: https://www.we-online.com/en/components/products/WE-WPCC_COMBINATION_COILS.