



**Politecnico
di Torino**

Politecnico di Torino

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Elettronica
a.a. 2022/2023
Sessione di Laurea luglio 2023

Analisi e progetto di induttori planari per applicazioni cordless kitchen

Relatori:

Prof. Francesco Musolino
Prof. Paolo Stefano Crovetto
Ing. Mario Giuseppe Pavone

Candidato:

Pierpaolo Mippi

Sommario

La trasmissione *wireless* di potenza elettrica (abbreviato in inglese *WPT*) rappresenta uno dei campi emergenti della tecnologia più interessanti degli ultimi anni, che promette di cambiare radicalmente il nostro modo di interfacciarci con i dispositivi elettronici di vita quotidiana.

Attualmente, la trasmissione di potenza senza fili è presente trasversalmente in molti settori: dagli ambiti industriali a quelli civili, passando per la biomedica.

La crescente attenzione verso questa tecnologia è dovuta ai grandi vantaggi offerti: basti pensare, ad esempio, alla mancanza di antiestetici e ingombranti fili esposti, alla facilità e comodità nella ricarica di dispositivi e alla trasmissione di energia senza rischi anche in caso di condizioni ambientali avverse.

La potenza viene trasferita su brevi distanze da campi magnetici mediante l'accoppiamento induttivo tra bobine di filo o campi elettrici mediante accoppiamento capacitivo tra elettrodi metallici. Nel primo caso, oggetto di questa Tesi, il principio di funzionamento sfrutta i meccanismi di risonanza tipici dei circuiti risonanti contenenti sia induttori che condensatori (LC) per aumentare l'efficienza del trasferimento di potenza. Il trasferimento di potenza a distanze maggiori utilizza, invece, onde radio o microonde.

Questa Tesi, realizzata in collaborazione con STMicroelectronics, ha come oggetto la progettazione dei circuiti induttivi di accoppiamento e i necessari convertitori di potenza di un sistema di trasmissione *wireless* di potenza fino a 2,2 kW ad alta efficienza per uso domestico.

L'attività di Tesi, in particolare, si focalizza sul progetto dei circuiti induttivi da realizzarsi anche su circuiti stampati (*Printed Circuit Board, PCB*). In questo campo, ha rivestito un ruolo importante lo studio della dissipazione del calore della *PCB* e delle normative di esposizione del corpo umano a campi elettromagnetici, in modo da realizzare un dispositivo sicuro e inseribile sul mercato.

Il progetto sperimentale, basato sul rispetto delle specifiche geometriche, termiche ed elettriche imposte dallo standard *Ki Cordless Kitchen* del consorzio internazionale Wireless Power Consortium (WPC), è stato validato attraverso analisi *FEM* (*Finite Element Method*, Metodo degli Elementi Finiti).

Indice

Elenco delle tabelle	7
Elenco delle figure	9
1 Introduzione	13
2 Wireless Power Transfer: Fondamenti e sfide da affrontare	17
2.1 Storia della tecnologia	17
2.2 Applicazioni nei diversi settori	21
2.2.1 Trasmissione wireless di potenza nei dispositivi domestici	21
2.2.2 Trasmissione wireless di potenza per dispositivi medici impiantabili	23
2.2.3 Trasmissione wireless di potenza nel settore industriale	24
2.2.4 Trasmissione wireless di potenza nel settore automotive	26
2.3 Principio di funzionamento	29
2.3.1 WPT con tecnica di Far-Field	30
2.3.1.1 WPT per mezzo di microonde (MPT)	31
2.3.1.2 WPT per mezzo di laser (LPT)	32
2.3.2 WPT con tecnica di Near-Field	32
2.3.2.1 Accoppiamento capacitivo	33
2.3.2.2 Accoppiamento elettromagnetico indotto	35
2.3.2.3 Accoppiamento induttivo risonante	36
2.4 Sfide da affrontare	37
2.4.1 Compatibilità elettromagnetica EMC	39
2.4.2 Sicurezza per gli esseri umani	40
2.4.3 Disallineamento tra le bobine	42
3 Standard Ki Cordless Kitchen e Flusso di Progetto	45
3.1 Wireless Power Consortium	45
3.1.1 Standard Qi	46
3.1.2 Standard Ki Cordless Kitchen	48

3.1.2.1	Protocollo di trasmissione	49
3.1.2.2	Schema del sistema	51
3.1.2.3	Trasmettitore di potenza	51
3.1.2.4	Ricevitore di potenza	53
3.1.2.5	Specifiche meccaniche e termiche	55
3.2	Metodologia di progetto	61
3.2.1	Introduzione ai lavori precedenti	61
3.2.2	Progetto di partenza: layer PCB in parallelo	67
3.2.2.1	Progetto delle spire su circuiti stampati	69
3.2.2.2	Progetto definitivo: layer PCB in serie	79
4	Validazione del progetto e analisi delle prestazioni	81
4.1	Progetto induttori su PCB con layer in parallelo	82
4.1.1	Analisi del circuito elettrico con software PSIM	84
4.1.2	Analisi FEM	86
4.2	Progetto induttori su PCB con layer in serie	95
4.2.1	Geometria quadrata	95
4.2.2	Geometria circolare	98
	Conclusioni	107

Elenco delle tabelle

3.1	Requisiti geometrici definiti dallo standard per il ricevitore di potenza	57
3.2	Requisiti geometrici definiti dallo standard per il trasmettitore di potenza	58
3.3	Requisiti geometrici definiti dallo standard per disallineamento orizzontale e distanza di interazione	59
3.4	Requisiti implementati in questa Tesi	60
3.5	Parametri elettrici di progettazione del circuito di accoppiamento .	69
3.6	Parametri di partenza per l'individuazione della geometria delle spire	70
3.7	Coefficienti C_i per la definizione del valore di induttanza in base alla forma geometrica	73
4.1	Parametri elettrici del progetto dei circuiti stampati con <i>layer</i> connessi in parallelo	82
4.2	Parametri geometrici di L_T e L_R individuati tramite applicazione del flusso di progetto	83
4.3	Componenti elettrici di trasmettitore e ricevitore ricavati analiticamente	84
4.4	Confronto tra i parametri ricavati analiticamente e i risultati ottenuti dal software di analisi <i>PSIM</i>	85
4.5	Confronto tra i parametri ricavati analiticamente e i valori del modello 3D realizzato sul tool <i>Ansys3D</i>	87
4.6	Confronto tra i parametri di induttanza e resistenza TX ricavati analiticamente e quelli estratti da analisi <i>FEM</i>	88
4.7	Confronto tra i parametri ricavati analiticamente e i valori del modello 3D realizzato sul tool <i>Ansys3D</i>	92
4.8	Confronto tra i parametri di induttanza e resistenza RX ricavati analiticamente e quelli estratti da analisi <i>FEM</i>	93
4.9	Parametri geometrici di L_T e L_R caratterizzati da collegamento serie tra i <i>layer</i> delle <i>PCB</i>	96
4.10	Confronto tra i parametri ricavati analiticamente e i valori del modello 3D realizzato sul tool <i>Ansys3D</i>	96

4.11	Parametri geometrici di L_T e L_R caratterizzati da collegamento in serie tra i <i>layer</i> delle <i>PCB</i> e forma circolare	98
4.12	Confronto tra le differenze del progetto analitico e del progetto realizzato su <i>Ansys</i>	100
4.13	Risultati delle analisi prestazionali del progetto induttori circolari con <i>layer</i> in serie alla frequenza di 70 kHz	101
4.14	Risultati delle analisi prestazionali del progetto induttori circolari con <i>layer</i> in serie alla frequenza di 40 kHz	104
4.15	Confronto tra i parametri ricavati alle frequenze di 70 kHz e 40 kHz	104

Elenco delle figure

2.1	Torre di Tesla, Long Island (New York), 1902	18
2.2	Schema di principio del satellite-solare ideato da Gasler per convertire radiazione solare in energia da trasmettere sulla Terra	19
2.3	Trasferimento di energia senza file tra due spire elicoidali auto-risonanti. Istituto di tecnologia del Massachusetts (MIT), 2007	20
2.4	Esempio di utilizzo di un bollitore elettrico senza fili alimentato da un bobina trasmittitrice presente al di sotto del piano cottura	22
2.5	Componenti del sistema intelligente per il monitoraggio dei livelli di glucosio e iniezione di insulina in pazienti diabetici	24
2.6	Stazione di ricarica <i>wireless</i> di robot autonomi utilizzati nella logistica	25
2.7	‘Arena del Futuro’, tracciato sviluppato in Lombardia per la sperimentazione della trasmissione di potenza senza fili dinamica (<i>DWPT</i>)	27
2.8	Schema di funzionamento della tecnologia di trasmissione di potenza <i>wireless</i> alla base del progetto ‘Arena del Futuro’	28
2.9	Spire inserite all’interno dell’asfalto per la ricarica dei veicoli elettrici in transito	28
2.10	Differenti metodi di trasferimento di potenza senza fili in base alle due tecniche di <i>Near Field</i> (Electromagnetic induction) e <i>Far-Field</i> (Electromagnetic radiation). In rosso è indicata la tecnologia utilizzata in questa Tesi	30
2.11	Dimostrazione del sistema di trasmissione di potenza laser dell’azienda PowerLight Technologies	33
2.12	Struttura di un tipico sistema di trasmissione <i>wireless</i> con accoppiamento capacitivo	34
2.13	(a) Schema semplificato di un inverter DC-AC a ponte intero o ‘a ponte H’ (b) Esempio di funzionamento di un inverter DC-AC tramite la chiusura di due transistor per volta	34
2.14	Schema a blocchi base del funzionamento della tecnologia <i>WPT</i> ad accoppiamento induttivo	36

2.15	Livelli di riferimento per esposizioni a campi elettromagnetici da 100 kHz a 300 GHz in ambito lavorativo di durata media maggiore-uguale a 6 min	41
2.16	Livelli di riferimento per esposizioni a campi elettromagnetici da 100 kHz a 300 GHz in ambito generale di durata media maggiore-uguale a 6 minuti	42
3.1	Pad di ricarica rapida <i>wireless</i> basato su standard Qi	46
3.2	Chip STWLC98 e STWBC2-HP sviluppati da STMicroelectronics per la trasmissione di potenza ultra-rapida fino a 70 W	47
3.3	Esempio di dispositivi senza fili compatibili con lo standard Ki	48
3.4	Esempio di trasmettitore montato al di sotto di un piano di lavoro. La distanza massima tra bobina di trasmissione e ricezione è pari a 43 mm	49
3.5	Le diverse fasi del protocollo di comunicazione dello standard Ki <i>Cordless kitchen</i>	50
3.6	Schema a blocchi del sistema di trasferimento di potenza secondo lo standard Ki	51
3.7	Schema a blocchi del trasmettitore di potenza	52
3.8	Schema a blocchi del ricevitore di potenza	54
3.9	Modello meccanico del sistema di trasmissione <i>wireless</i> (vista laterale)	56
3.10	Schema elettrico per la trasmissione di potenza <i>wireless</i> [1]	62
3.11	Circuito elettrico equivalente di un sistema <i>WPT</i> induttivo risonante con tipologia di compensazione serie-serie (SS)	63
3.12	Geometria delle bobine a confronto. A sinistra, in rosso, si possono notare le aree non utilizzate della geometria circolare	64
3.13	Struttura di bobine su <i>multilayer</i> collegati in parallelo	66
3.14	Sezione laterale di una bobina stampata su <i>PCB</i> e realizzata su due <i>layer</i>	66
3.15	Schema elettrico ideato per lo standard Ki	67
3.16	Schemi circuitali di inverter a tipologia <i>Half-Bridge</i> e <i>Full-Bridge</i>	68
3.17	Bobina stampata su <i>PCB</i> : (a) Vista dall'alto (b) Vista laterale della bobina realizzata su tre <i>layer</i> (c) Sezione di una pista	71
3.18	Esempio di variazione delle grandezze elettriche di carico per due sistemi <i>WPT</i> basati sulla topologia di compensazione SS. Configurazione stabile in nero e condizione di biforcazione in blu [7].	77
3.19	Esempio di una bobina su tre <i>layer</i> collegati in serie e circuito equivalente con riferimenti a autoinduttanze e mutue induttanze tra i tre <i>layer</i> di metallo	80
4.1	Schema circuitale del sistema progettato	84

4.2	Tensioni ai capi del condensatore primario (VC1) e secondario (VC2). Tensione in Volt sull'asse delle ordinate e tempo in millisecondi sull'asse delle ascisse	86
4.3	Modello 3D dell'induttore di trasmissione (TX)	87
4.4	Vista superiore della distribuzione di corrente elettrica nella spira TX e sezione laterale della <i>PCB</i> con particolare sui VIAS	88
4.5	Distribuzione densità di corrente elettrica: ingrandimenti della se- zione centrale e laterale della spira di trasmissione	89
4.6	Distribuzione densità di corrente elettrica: sezione laterale sinistra della spira TX. La spira è divisa in tre parti	90
4.7	Distribuzione densità di corrente elettrica: sezione laterale destra della spira TX. La spira è stata divisa in tre parti	90
4.8	Risultati delle analisi termiche condotte sulla spira TX	91
4.9	Modello 3D dell'induttore di ricezione (RX)	92
4.10	Vista superiore della distribuzione di corrente elettrica nella spira RX e sezione laterale della <i>PCB</i> con particolare su i VIAS	93
4.11	Risultati delle analisi termiche condotte sulla spira RX	94
4.12	Distribuzione della temperatura sulla spira RX. La temperatura risulta elevata su tutta la superficie	94
4.13	Modello 3D dell'induttore di trasmissione (<i>layer</i> in serie): Vista dall'alto e laterale	97
4.14	Modello 3D dell'induttore di ricezione (<i>layer</i> in serie): Vista dal- l'alto e laterale	97
4.15	Modello 3D dell'induttore di trasmissione (<i>layer</i> in serie): (a) Vi- sta dall'alto. (b) Vista laterale (c) Simulazione del vettore campo magnetico alla frequenza di 70 kHz	99
4.16	Modello 3D dell'induttore di ricezione (<i>layer</i> in serie): (a) Vista dall'alto. (b) Vista laterale (c) Simulazione del vettore campo ma- gnetico alla frequenza di 70 kHz	100
4.17	Andamento dei valori di induttanza, potenza dissipata e resistenza AC per la spira di trasmissione in termini della frequenza	102
4.18	Andamento dei valori di induttanza, potenza dissipata e resistenza AC per la spira di ricezione in termini della frequenza	103
4.19	Schema circuitale del sistema simulato alla frequenza di 40 KHz. In tabella i parametri elettrici principali	106
4.20	Risultati delle analisi delle prestazione del sistema alla frequenza di 40 kHz. In particolare è presentato l'andamento delle corren- ti e tensioni delle due spire in funzione del tempo, l'andamento dell'efficienza e, in tabella, i valori dei parametri elettrici principale	106

Capitolo 1

Introduzione

L'elettricità ricopre un ruolo fondamentale nella vita umana, persino nei processi più semplici. Tuttavia, essa è una fonte limitata e la sua distribuzione presenta diversi problemi, tra cui l'efficienza di trasmissione e l'utilizzo di ingombranti cablaggi.

In ogni contesto, da quello domestico a quello lavorativo, si è invasi da cavi elettrici necessari ai dispositivi elettronici per il collegamento alla rete elettrica. Oltre l'impatto estetico, soprattutto in ambito industriale, le linee elettriche comportano notevoli sfide a livello economico e ambientale. Il costo del rame e degli altri materiali necessari alla realizzazione dei cavi, infatti, è in continuo aumento e non mostra segno di cedimento, anche a causa dell'enorme domanda sul mercato. Per quanto riguarda l'impatto ambientale, l'estrazione di rame nelle miniere provoca effetti irrimediabili sulle ecologie locali e ciò non fa altro che peggiorare l'impronta ambientale globale.

Per questo motivo, molte aziende investono sempre più risorse per la ricerca di soluzioni alternative. Una delle più promettenti al momento è la trasmissione di potenza senza fili (*Wireless Power Transfer, WPT*), già attualmente in uso in numerosi campi: in ambito medico per la realizzazione di dispositivi impiantabili, nel settore automobilistico per la realizzazione di veicoli con batterie a ricarica

wireless e in ambito domestico per la ricarica *wireless* di telefonini, spazzolini e rasoi.

L'obiettivo di questa Tesi consiste nella progettazione e realizzazione degli induttori di potenza di un sistema *WPT* per uso domestico. I requisiti meccanici, termici ed elettrici di progetto sono forniti dallo standard *Ki Cordless Kitchen* del consorzio internazionale Wireless Power Consortium. Gli induttori sono realizzati attraverso la tecnica *multilayer* su circuiti stampati (*PCB*); la tecnica *multilayer* è una tecnica di produzione di circuiti stampati, che prevede l'utilizzo di più strati di materiali conduttori separati da isolanti. La loro progettazione è stata eseguita sulla base dei risultati descritti in [1], nel quale è realizzato un sistema ad alta potenza senza fili fino a 1 kW per applicazioni domestiche.

Questa Tesi rispetto a [1] espande il progetto alla realizzazione dei circuiti induttivi su circuito stampato apportando le necessarie modifiche al flusso di progetto e alla geometria delle induttanze di accoppiamento. Lo studio teorico e le simulazioni dei circuiti realizzati hanno permesso l'individuazione della geometria più congeniale per la realizzazione e il collegamento dei *layer* che compongono l'induttore di potenza. In particolare, la geometria ipotizzata inizialmente, caratterizzata da una connessione in parallelo tra i diversi *layer* del circuito stampato, ha permesso una migliore gestione della corrente che scorre nella *PCB*. Tuttavia, a seguito delle simulazioni degli induttori progettati, sono emersi problemi di surriscaldamento e un'elevata potenza dissipata. Per tali motivi, si è reso necessario un cambiamento nella tipologia di *PCB* e, nello specifico, si è scelto di analizzare una nuova geometria, che prevedesse la connessione in serie tra i *layer*. Le successive simulazioni hanno mostrato un significativo miglioramento delle prestazioni dei circuiti individuati.

Il progetto degli induttori planari è stato supportato dall'esecuzione di simulazioni agli elementi finiti (*Finite Element Method, FEM*), le quali hanno verificato

la correttezza della metodologia analitica sperimentale. Si è prestata, inoltre, particolare attenzione all'analisi termica e alle temperature raggiunte durante il normale funzionamento delle bobine.

Questo lavoro è suddiviso in cinque capitoli. Nel primo capitolo sono stati descritti il quadro tecnologico che fa da sfondo a questa Tesi, gli obiettivi principali e il metodo seguito per raggiungerli. Nel secondo viene offerta una panoramica generale sulla tecnologia. Di esso, la prima parte è dedicata ai cenni storici della sua evoluzione, dal pioniere del trasferimento di potenza attraverso la densità di flusso elettromagnetico, Nikola Tesla, fino alle innovazioni più recenti. Nella seconda sezione, vengono presentate le applicazioni che tale tecnologia sta avendo nei diversi settori tecnologici, da quello industriale alla vita quotidiana e il principio di funzionamento. Infine, la terza e ultima parte, presenta i principali ostacoli alla realizzazione di dispositivi a trasmissione *wireless* di potenza. Essi derivano dall'emissione di un campo elettromagnetico in aria. È necessario che vengano rispettate rigide normative riguardanti l'esposizione del corpo umano e siano evitate interferenze elettromagnetiche con altri dispositivi. Nel terzo capitolo vengono esposti il Wireless Power Consortium e gli standard per la trasmissione senza fili di potenza elettrica da esso sviluppato: il *Qi* per la ricarica a induzione fino a 15 W di dispositivi mobili e il nuovo *Ki Cordless Kitchen*, su cui si basa suddetta Tesi, per l'alimentazione *wireless* di dispositivi da cucina. Il capitolo termina con la descrizione della metodologia di progetto che ha permesso la progettazione degli induttori di potenza su circuiti stampati. In particolare, sono presentati i concetti e i risultati ripresi da [1] e i cambiamenti necessari per adattare il progetto ai requisiti esplicitati dallo standard *Ki*. Nel quarto capitolo sono descritte le analisi compiute sui progetti degli induttori di potenza realizzati con diverse tecniche di connessione tra *layer* e forme geometriche. Infine, nell'ultimo capitolo vengono riassunti i principali risultati emersi da questo lavoro sperimentale e presentate

le possibili aree di miglioramento e direzioni future per perfezionare il flusso di progetto ideato.

Capitolo 2

Wireless Power Transfer: Fondamenti e sfide da affrontare

2.1 Storia della tecnologia

L'idea di trasmettere potenza elettrica senza contatto divenne oggetto di studio in seguito a due scoperte fondamentali:

- Nel 1826, André-Marie Ampère dimostrò che un conduttore attraversato da una corrente elettrica genera un campo magnetico
- Nel 1831, Michael Faraday teorizzò la legge di Faraday sull'induzione elettromagnetica, secondo cui un campo magnetico variabile produce una corrente elettrica in un conduttore

Basandosi su tali teorie, l'ingegnere serbo Nikola Tesla divenne il pioniere di questa tecnologia, iniziando a sviluppare un sistema di trasmissione di potenza su larga scala e su lunghe distanze, addirittura prima della creazione delle reti elettriche.

Nel 1891 realizzò il suo primo grande progetto: la bobina di Tesla. Si trattava di un dispositivo lungo circa 40 metri, alimentato da un segnale di potenza pari a 300 kW e con una frequenza di 150 kHz, in grado di trasmettere elettricità, senza l'utilizzo di fili, fino a una distanza di 3 km [2]. Quasi un decennio dopo, per dimostrare i suoi principi e con l'obiettivo di costruire un sistema per la trasmissione *wireless* dell'energia all'intero globo, egli progettò la 'Wardenclyffe Tower' (Figura 2.1). I lavori per la costruzione della futuristica torre-antenna che sorgeva a Long Island, nota anche come 'Tesla Experiment Transmission Tower', non videro mai la luce poiché, poco prima dell'ultimazione, il finanziatore dell'opera si ritirò. Il progetto di Tesla venne, così, chiuso nel 1906 e la torre demolita nel 1917 [3].

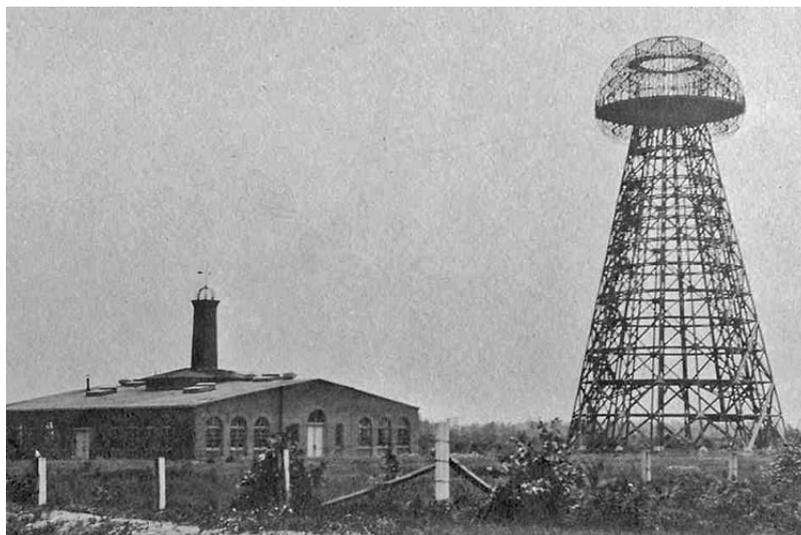


Figura 2.1. Torre di Tesla, Long Island (New York), 1902

Nei decenni successivi furono realizzati diversi esperimenti, a partire dall'esperienza di Tesla: nel 1961 John Schuder e il suo team studiarono la possibilità di alimentare un cuore artificiale in modo indolore e senza la perforazione della pelle attraverso la trasmissione *wireless* di potenza. Il sistema consisteva in un accoppiamento induttivo tra una piccola e sottile bobina presente sulla superficie del

torace e una bobina simile, posta sotto la cute, a poca distanza [4]. Il circuito venne testato con successo su cani e divenne la prima applicazione in ambito biomedico di questa tecnologia.

Nel 1964, William Brown realizzò un modellino di elicottero alimentato a distanza da un fascio di microonde [5]. Qualche anno più tardi, nel 1968, Peter Glasler presentò un progetto innovativo in grado di risolvere potenzialmente il fabbisogno energetico del mondo. L'idea consisteva nel catturare la radiazione solare attraverso satelliti posti nello Spazio, dotati di pannelli fotovoltaici (Figura 2.2); l'energia prodotta sarebbe stata inviata sulla Terra attraverso microonde intercettate per mezzo di una grande antenna ricevitrice [6]. L'idea di Gasler divenne il fondamento della trasmissione di potenza a microonde per la NASA e ispirò numerosi progetti in diverse Nazioni.

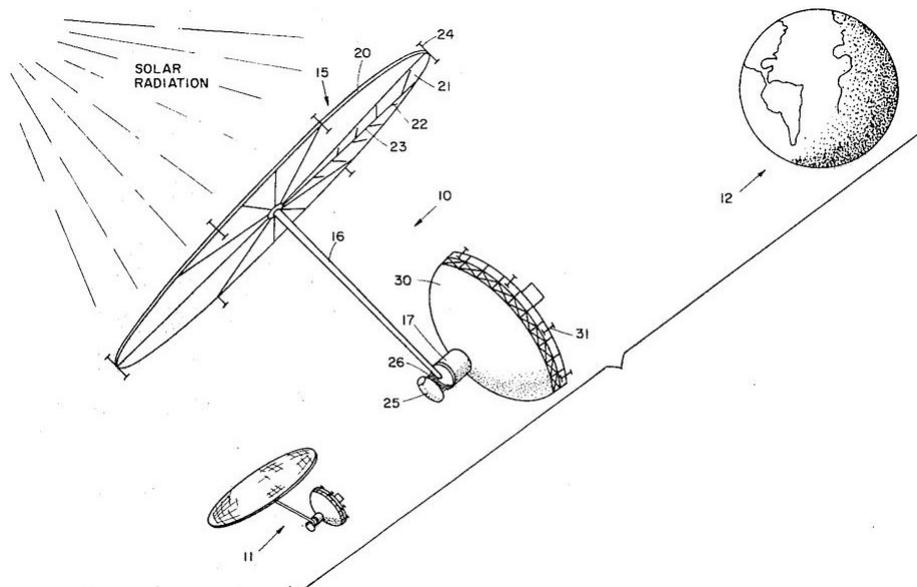


Figura 2.2. Schema di principio del satellite-solare ideato da Gasler per convertire radiazione solare in energia da trasmettere sulla Terra

Fu solo nel XXI secolo, però, che la comunità scientifica acquisì notevole interesse per la trasmissione di potenza senza fili, guidata dallo sviluppo dei convertitori

di potenza, che permisero l'utilizzo di frequenze nella gamma delle decine di kHz e potenze dell'ordine dei kW [7].

Nel 2007 un gruppo di ricercatori del Massachusetts Institute of Technology (MIT) diede l'impulso decisivo per lo sviluppo delle attività di ricerca sulla tecnologia. Essi riuscirono, infatti, ad accendere una lampadina a incandescenza da 60 W, situata a una distanza di due metri dalla sorgente, senza utilizzare fili (Figura 2.3) [8].

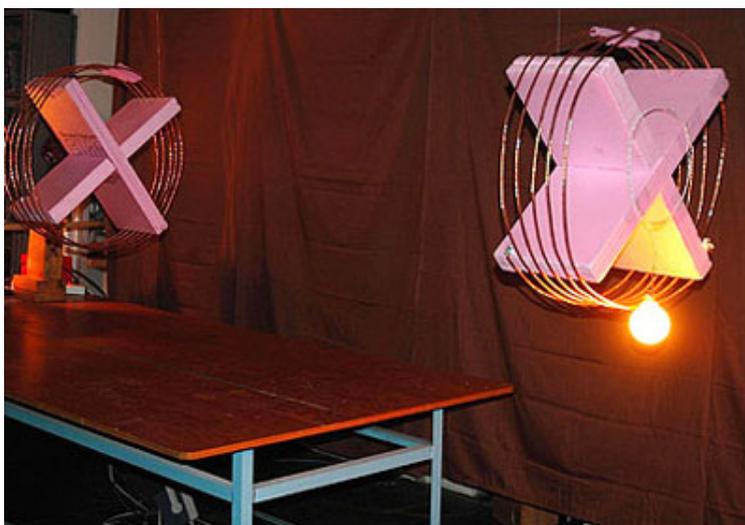


Figura 2.3. Trasferimento di energia senza file tra due spire elicoidali auto-risonanti. Istituto di tecnologia del Massachusetts (MIT), 2007

In questo contesto di sviluppo, nel 2008, otto aziende fondarono un gruppo industriale aperto, il Wireless Power Consortium, con l'obiettivo di creare uno standard comune che permettesse la compatibilità sul mercato tra i dispositivi realizzati dalle diverse compagnie. L'anno successivo il consorzio introdusse lo standard *Qi*, che consente la ricarica e l'alimentazione *wireless* di dispositivi portatili fino a 15 W [9].

Attualmente, la trasmissione *wireless* di potenza è la realtà in molti prodotti commerciali, come spazzolini da denti elettrici, tappetini elettrici per cellulari e

caricabatterie per veicoli elettrici. Nel 2017 furono vendute nel mondo 450 milioni di unità, che incorporano questa tecnologia, soprattutto smartphone, smartwatch e piccoli elettrodomestici. Tale dato è destinato ad aumentare in modo esponenziale, tanto che si prevede che il suo giro di affari raggiungerà oltre 35 miliardi di dollari nel 2030, pari a sette volte la quotazione del 2020, di circa 5 miliardi [10].

2.2 Applicazioni nei diversi settori

I notevoli benefici e il perfezionamento in termini di efficienza, avvenuto soprattutto nell'ultimo decennio, hanno permesso alla trasmissione di potenza *wireless* di essere ampiamente commercializzata. In particolare, è avvenuta una rapida espansione nei caricabatterie per cellulari, nei veicoli elettrici a ricarica fissa e dinamica, e nei piccoli elettrodomestici. Tuttavia, essa ha raggiunto anche settori considerati più di nicchia. È il caso dei dispositivi micro-elettronici multifunzionali come quelli presenti nei più moderni impianti biomedici. Di seguito sono presentati i più importanti esempi di applicazione.

2.2.1 Trasmissione wireless di potenza nei dispositivi domestici

La diffusione di dispositivi elettronici all'interno delle case ha portato alla luce le difficoltà e i limiti delle tecnologie convenzionali di alimentazione elettrica. Il mercato è sempre più alla ricerca di soluzioni che riducano l'ingombro di cavi e prese elettriche, soprattutto in un mondo proiettato verso lo sviluppo di dispositivi intelligenti e interconnessi.

Grazie alla trasmissione di potenza senza fili, un singolo pad potrebbe alimentare più dispositivi contemporaneamente eliminando la dipendenza dai cablaggi.

Questo risultato impatterebbe notevolmente anche sulla sicurezza: gli elettrodomestici da cucina senza fili possono, infatti, rivelarsi sicuri da usare su superfici bagnate, in quanto tutti i componenti elettrici sono presenti all'interno del dispositivo stesso.



Figura 2.4. Esempio di utilizzo di un bollitore elettrico senza fili alimentato da un bobina trasmittitrice presente al di sotto del piano cottura

In quest'ottica, nel 2021, un team di ricercatori dell'università di Tokyo ha realizzato un prototipo di stanza in grado di fornire alimentazione ai dispositivi elettronici presenti all'interno senza la necessità di contatto. Il sistema è costituito da condensatori, inseriti nelle pareti, in grado di generare un campo magnetico che risuona attraverso la stanza e, allo stesso tempo, intrappolare al loro interno campi elettrici che possono risultare pericolosi per l'uomo. Al momento la stanza, ampia 9 m^3 , è in grado di erogare una potenza fino a 50 W , rispettando le linee guida per l'esposizione dell'uomo ai campi magnetici [11]. Lo studio, ancora a livello primordiale, promette di diventare l'apripista per la creazione di abitazioni senza cablaggi.

2.2.2 Trasmissione wireless di potenza per dispositivi medici impiantabili

I dispositivi medici impiantabili, quali defibrillatori cardiaci, pacemaker e impianti cocleari, sono ampiamente utilizzati al giorno d'oggi. Quasi la totalità di questi dispositivi è alimentata attraverso batterie che, spesso, rappresentano la maggior parte dell'impianto.

Le problematiche emerse dall'uso di batterie hanno spinto il settore biomedico a investire ingenti risorse sul trasferimento di potenza *wireless*. I vantaggi risultano evidenti:

- **Design migliorato:** questa tecnologia permette di realizzare dispositivi più piccoli e compatti rendendoli meno invasivi all'interno del corpo
- **Riduzione del rischio di infezione:** grazie all'assenza di batterie, si riduce il rischio di infezioni causate da batteri e altri agenti patogeni che possono accumularsi sulla superficie del dispositivo
- **Riduzione delle procedure chirurgiche:** non sono necessari interventi chirurgici aggiuntivi per sostituire le batterie o effettuare altre regolazioni correlate all'alimentazione; migliora, in questo modo, il comfort del paziente e viene ridotto il rischio di complicazioni chirurgiche
- **Esclusione del rischio di intossicazione:** la trasmissione di potenza *wireless* permette di prevenire rischi di intossicazione o avvelenamento dovuti al rilascio di sostanze pericolose, come gli ioni di litio, da parte delle batterie tradizionali

I vantaggi della connessione senza fili non si limitano alla sola trasmissione di potenza. Negli ultimi anni, infatti, sono in fase di studio diversi dispositivi medici impiantabili in grado di comunicare in modalità *wireless* anche i parametri

vitali del paziente. Un esempio, in Figura 2.5, è rappresentato dallo studio di un sistema che fornisce, tramite un sensore impiantato nel braccio del paziente, i valori di glicemia nel sangue [12].



Figura 2.5. Componenti del sistema intelligente per il monitoraggio dei livelli di glucosio e iniezione di insulina in pazienti diabetici

Il trasmettitore fornisce, in tempo reale, i livelli misurati a un sistema di infusione di insulina intelligente (per esempio pompa per insulina o penna). La piattaforma di rilevamento è alimentata e comunica in modalità *wireless* con un trasmettitore *wireless* indossabile (e.g. uno smartwatch), utilizzando la tecnologia *RFID* standard nella banda di frequenze *UHF*.

2.2.3 Trasmissione wireless di potenza nel settore industriale

Il trasferimento di potenza *wireless* è la soluzione che sta prendendo maggiormente piede in ambito industriale per la ricarica sicura e conveniente di robot, *AGV* (*Automated Guided Vehicle*, veicolo a guida automatizzata) e altri macchinari per l'automazione industriale (Figura 2.6).

La tecnologia senza fili consente, infatti, il trasferimento dinamico e flessibile di energia a più dispositivi, rendendo più semplice la riconfigurazione o l'aggiunta di dispositivi all'interno di un sistema. Questa maggiore flessibilità può apportare un miglioramento della produttività e della reattività alle mutevoli esigenze operative. Inoltre, i sistemi *WPT* possono essere progettati per ottimizzare il consumo

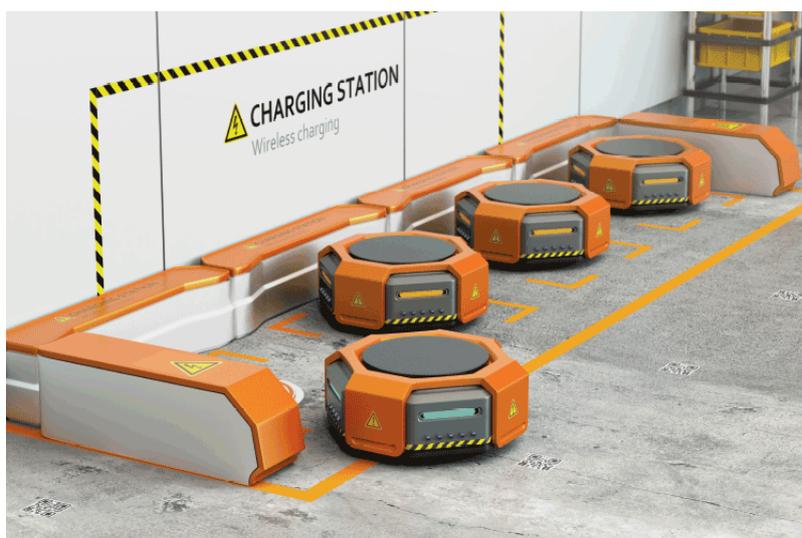


Figura 2.6. Stazione di ricarica *wireless* di robot autonomi utilizzati nella logistica

energetico, riducendo gli sprechi di energia e contribuendo a ridurre i costi energetici complessivi. Ciò può avere un impatto positivo sull'intera linea produttiva, rendendo tale tecnologia una soluzione economica per le attività industriali.

Un ulteriore vantaggio chiave è a favore della sicurezza sui luoghi di lavoro. Eliminando la necessità di connessioni fisiche, si riduce il rischio di scariche elettriche, incendi e altri pericoli associati ai collegamenti cablati tradizionali.

Oltre ai benefici operativi, la trasmissione *wireless* di potenza offre la possibilità di risparmiare spazio, particolarmente importante in ambito industriale dove l'area è spesso limitata, e denaro, grazie a una riduzione della manutenzione. Ciò è reso possibile sia dall'eliminazione delle connessioni fisiche, sia dalla particolare progettazione dei dispositivi, che riduce al minimo l'usura e il rischio di inattività, migliorando l'affidabilità complessiva.

La promessa è quella di trasformare il settore della logistica e rendere ancora più preponderante l'avvento dell'industria 4.0.

2.2.4 Trasmissione wireless di potenza nel settore automotive

La sfida principale per le auto a motorizzazione elettrica è rappresentata, senza dubbio, dalla bassa autonomia delle batterie e dalla durata della loro ricarica. Per questo motivo, numerose case automobilistiche stanno investendo sulla ricarica *wireless*, con l'obiettivo di incrementare ancor di più il mercato dell'elettrico.

Al momento si differenziano due tipologie di studi nel settore: la ricarica statica e la ricarica dinamica. Nel primo caso, il veicolo è fermo, posizionato al di sopra di un pad di trasmissione di potenza, mentre il pad di ricezione è posto sul fondo dell'auto stessa. Questa tipologia è già presente sul mercato: un esempio tutto italiano è rappresentato dalla linea STAR del Gruppo Torinese Trasporti (GTT). Gli autobus della linea STAR, in funzione dal 2006, sono completamente elettrici e si ricaricano in modalità *wireless* una volta in sosta al capolinea [13].

Essa, però, non risolve appieno i problemi di autonomia; consente solamente un miglioramento in termini di comfort e comodità per l'automobilista, non più costretto a scendere dal veicolo per collegare i cavi di ricarica alla colonnina.

Nel secondo caso, quello della ricarica dinamica, invece, si può parlare di un vero e proprio cambiamento epocale per il settore automobilistico. Questa tecnologia permette, infatti, di ricaricare la propria auto elettrica mentre si è in movimento, grazie alla presenza di trasmettitori di potenza collocati sotto il manto stradale. Teoricamente, i sistemi di ricarica *wireless* dinamici risolvono i problemi di autonomia della batteria del veicolo elettrico, offrendo una durata "illimitata" e rendendo possibile l'uso di batterie più piccole, riducendo il costo e alleggerendo il peso dell'auto [14].

La sperimentazione in questo campo è in fase avanzata. Nel 2021 Stellantis, in collaborazione con altri importanti partner internazionali del settore, ha inaugurato l'«Arena del Futuro», un circuito di 1.050 metri situato in un'area privata

dell'autostrada A35 Brebemi, che collega Brescia a Milano (Figura 2.7).



Figura 2.7. ‘Arena del Futuro’, tracciato sviluppato in Lombardia per la sperimentazione della trasmissione di potenza senza fili dinamica (DWPT)

Il circuito è caratterizzato da spire posizionate sotto l’asfalto che, attraverso l’induzione elettromagnetica, trasmettono energia elettrica a una spira ricevitrice, posizionata sotto il veicolo [15]. Il sistema assorbe corrente alternata dalla rete di distribuzione dell’energia elettrica e la converte, tramite una cabina di trasformazione, in una corrente continua a bassa tensione [16]. In questo modo, essa viene incanalata sotto il fondo stradale dove, in tratti dedicati, delle *management units* la trasformano nuovamente in corrente alternata con frequenza pari a 86 kHz (Figura 2.8). L’efficienza dell’infrastruttura è ulteriormente ottimizzata in virtù della caratteristica intrinseca delle spire, le quali erogano potenza solamente al passaggio delle auto (Figura 2.9).

Questa tecnologia può rappresentare un passo decisivo per la decarbonizzazione dei trasporti e la transizione verso energie a impatto zero, grazie anche ai contributi europei pronti a finanziare la realizzazione su larga scala di questa infrastruttura.

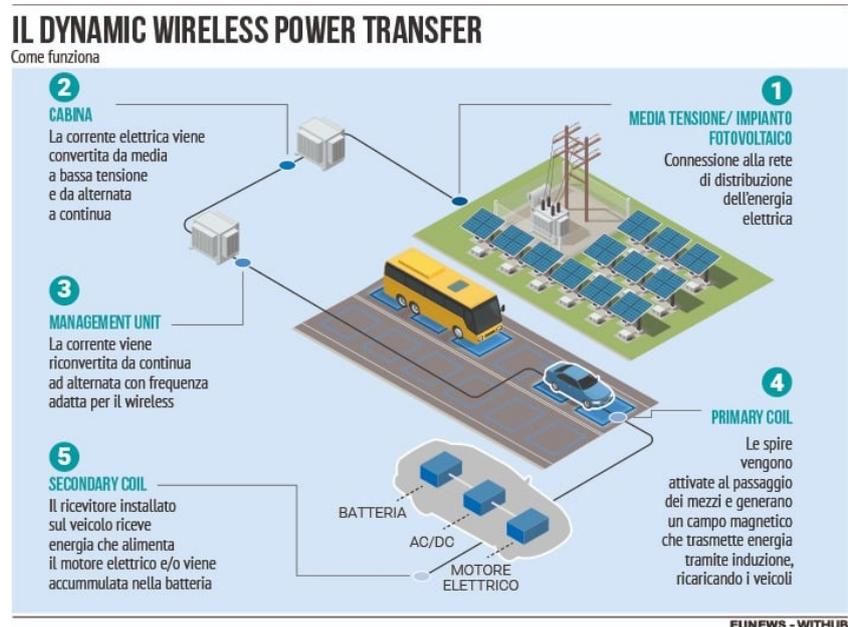


Figura 2.8. Schema di funzionamento della tecnologia di trasmissione di potenza *wireless* alla base del progetto 'Arena del Futuro'



Figura 2.9. Spire inserite all'interno dell'asfalto per la ricarica dei veicoli elettrici in transito

2.3 Principio di funzionamento

La trasmissione di potenza senza fili è una tecnologia emergente che consente il trasferimento di una certa quantità di energia da un sorgente elettrica a un dispositivo target, attraverso l'aria anziché per mezzo di cavi tradizionali [17].

In base al meccanismo di trasmissione di energia, alla potenza e alla distanza di trasferimento, questa tecnologia può essere classificata in:

- Tecnica di **Near-Field** (campo vicino)
- Tecnica di **Far-Field** (campo lontano)

La tecnica *Far-Field*, anche nota come metodo radiativo, utilizza onde elettromagnetiche per trasferire energia sotto forma di radiazione. Le onde maggiormente usate nelle applicazioni sono le microonde e le sorgenti laser [18].

La tecnica *Near-Field*, anche conosciuta come metodo non-radiativo, utilizza l'induzione elettromagnetica per trasferire potenza moderata a distanze ravvicinate, fino a pochi metri.

In Figura 2.10 sono presentate, in modo schematico, le tecnologie comunemente usate per la trasmissione *wireless* di potenza [19].

Un metodo per differenziare le due tecniche di trasmissione può essere ricavato analizzando la relazione che esiste tra il diametro massimo dei dispositivi interessati D e la frequenza operativa [20]; in particolare, le tecniche di *Near-Field* (NF) e *Far-Field* (FF) sono classificate in base alle seguenti condizioni:

$$NF < \frac{2D^2}{\lambda}, \quad FF > \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.1)$$

dove λ , la lunghezza d'onda del segnale, è funzione della frequenza di lavoro (f) e della velocità della luce ($c = 3 \cdot 10^8 \frac{m}{s}$):

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (2.2)$$

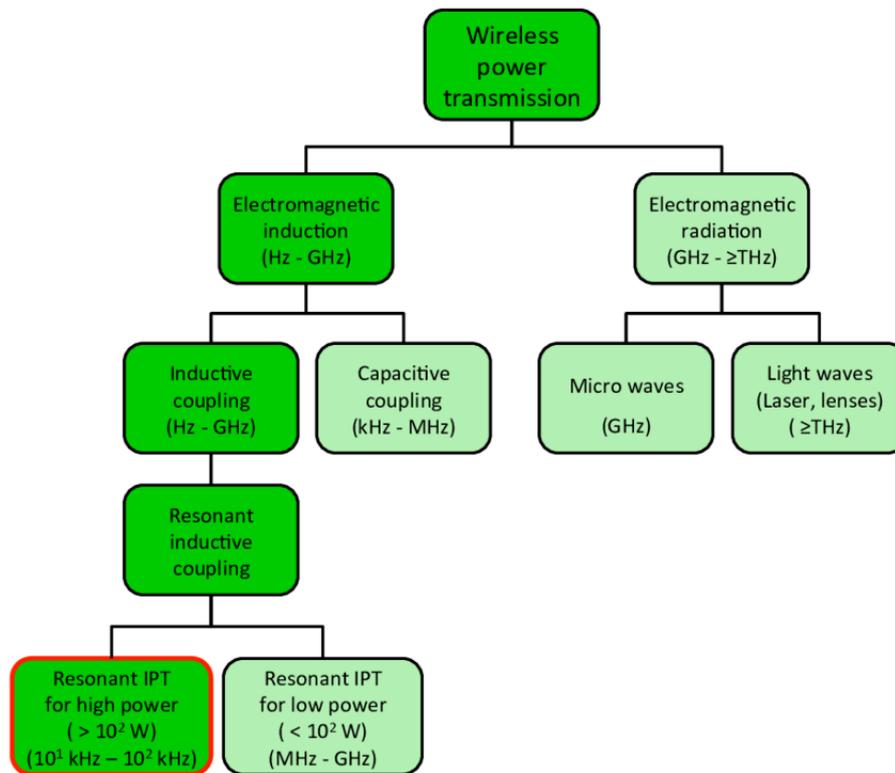


Figura 2.10. Differenti metodi di trasferimento di potenza senza fili in base alle due tecniche di *Near Field* (Electromagnetic induction) e *Far-Field* (Electromagnetic radiation). In rosso è indicata la tecnologia utilizzata in questa Tesi

2.3.1 WPT con tecnica di Far-Field

La tecnica di campo lontano (in inglese *Far-Field*) permette il trasferimento di potenza a lunghe distanze, ad esempio per sensori a bassa potenza, reti e applicazioni spaziali tramite l'uso di radiazione elettromagnetica.

Lo svantaggio principale consiste proprio nell'utilizzo di queste onde: l'esposizione di persone e altri esseri viventi alle radiazioni, infatti, può risultare dannosa.

Ulteriori lati negativi sono rappresentati dai costi di realizzazione elevati e dalla necessità di una linea di vista libera tra le antenne di trasmissione e ricezione, al fine di permettere l'accoppiamento [21]. Inoltre, questa tecnica presenta un'efficienza di trasferimento molto bassa, rendendola utilizzabile unicamente per la trasmissione di informazioni [1].

Le applicazioni della trasmissione di campo lontano prevedono l'utilizzo, in particolare, di microonde (*MPT*) e laser (*LPT*).

2.3.1.1 WPT per mezzo di microonde (MPT)

Il trasferimento di potenza tramite microonde (*MPT*) consiste in un'iniziale conversione di energia in microonde, che vengono poi catturate da un'antenna.

Più nel dettaglio, il sistema prevede una sorgente di corrente continua in trasmissione, che fornisce energia al sistema di generazione delle microonde. Quest'ultimo genera segnali a microonde di bassa potenza che, prima di essere irradiate dall'antenna, passano all'interno di un amplificatore che, a sua volta, genera in uscita segnali a microonde ad alta potenza. L'antenna trasmittente, posta al termine della catena, converte questa energia in onde elettromagnetiche, che vengono irradiate nello spazio libero. Al ricevitore, l'antenna converte le onde elettromagnetiche in segnali a microonde che vengono forniti a un circuito raddrizzatore. Ciò consente di generare una corrente continua idonea ad alimentare un carico [22]

Tali sistemi permettono la trasmissione solo per brevi distanze e sono caratterizzati da un basso livello di potenza di trasmissione.

Al momento lo sviluppo di questa tecnologia è frenata dalle grandi dimensioni del sistema e dalla bassa efficienza di trasferimento.

2.3.1.2 WPT per mezzo di laser (LPT)

La trasmissione di potenza tramite laser (*LPT*) utilizza onde elettromagnetiche caratterizzate da uno spettro di frequenze nell'ordine del visibile o vicino all'infrarosso.

Il sistema in questione utilizza una luce laser concentrata ad alta potenza, che mira al ricevitore per ottenere una quantità di energia trasferita elevata, anche su lunghe distanze. Tale tecnologia è utilizzata soprattutto in ambito spaziale per ricaricare le batterie o i motori installati sui satelliti. Questi ultimi riescono a intercettare il fascio laser e convertirlo in energia grazie a un complesso sistema di celle fotovoltaiche [3].

La complicazione maggiore ha a che vedere con la necessità del ricevitore di utilizzare complicati sistemi di monitoraggio e tracciamento del trasmettitore. Ciò si rende necessario per ottenere sempre il perfetto allineamento del fascio laser ed evitare che la radiazione possa essere pericolosa per le persone e l'ambiente. Inoltre, la trasmissione di potenza per mezzo di laser, a differenza di quella a microonde, è maggiormente suscettibile di fenomeni atmosferici, come assorbimento e scattering, dovuti a condizioni ambientali avverse.

Nonostante ciò, questo metodo di trasmissione di potenza ha catturato l'attenzione del mondo della ricerca.

Nel 2019, l'azienda PowerLight Technologies ha realizzato un sistema di potenza laser in grado di trasmettere 400 W (Figura 2.11). La stessa azienda, nel 2020, ha presentato un ricevitore laser leggero adatto a essere integrato su droni.

2.3.2 WPT con tecnica di Near-Field

La tecnica di *Near-Field* è la più studiata e utilizzata, soprattutto dopo l'avvento dell'*IoT* (*Internet of Things*). Sul mercato è possibile ritrovarla, per esempio, in molti spazzolini elettrici e caricatori per dispositivi mobili.



Figura 2.11. Dimostrazione del sistema di trasmissione di potenza laser dell'azienda PowerLight Technologies

Il funzionamento è basato sull'accoppiamento magnetico tra due induttori posti a distanza ravvicinata. La tecnica di trasmissione a campo vicino può essere ulteriormente suddivisa in due principali sottocategorie:

- Accoppiamento capacitivo
- Accoppiamento induttivo

2.3.2.1 Accoppiamento capacitivo

In un sistema di trasferimento ad accoppiamento capacitivo la trasmissione di potenza avviene tra due coppie simmetriche di condensatori, accoppiati attraverso un campo elettrico (Figura 2.12).

Il trasmettitore è connesso a una sorgente di energia continua (DC), che viene convertita in alternata (AC) attraverso l'uso di un convertitore DC/AC a commutazione (inverter). Un esempio di inverter è mostrato in Figura 2.13 (a).

Questo circuito è composto da quattro transistor che lavorano come interruttori e da una alimentazione DC in ingresso. Il funzionamento si basa sul pilotaggio

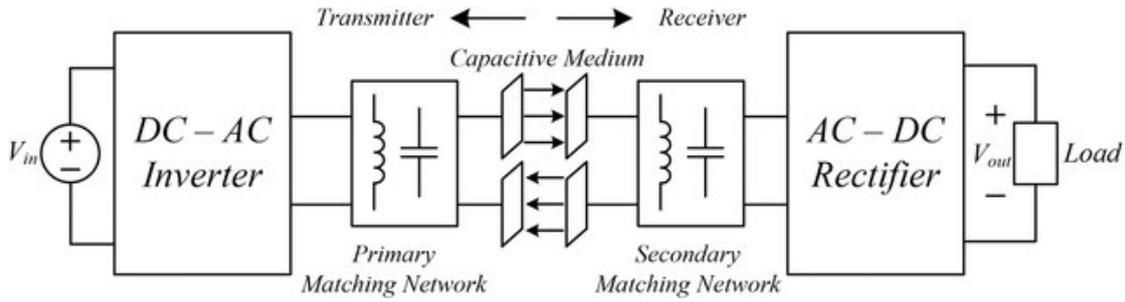


Figura 2.12. Struttura di un tipico sistema di trasmissione *wireless* con accoppiamento capacitivo

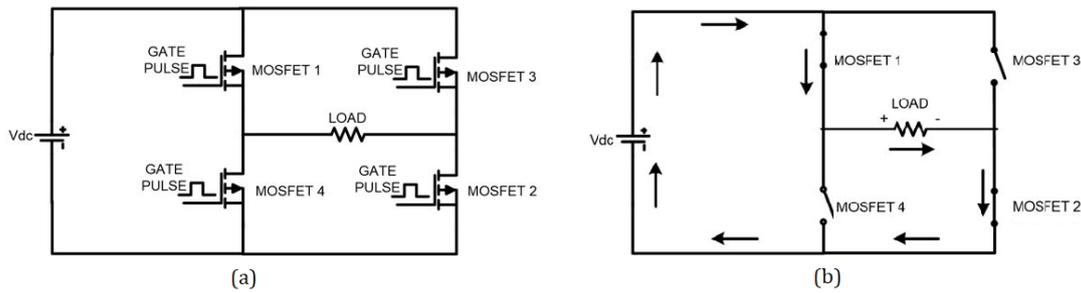


Figura 2.13. (a) Schema semplificato di un inverter DC-AC a ponte intero o ‘a ponte H’ (b) Esempio di funzionamento di un inverter DC-AC tramite la chiusura di due transistor per volta

dei transistor in modo da tenerne periodicamente attivi due contemporaneamente come mostrato in Figura 2.13 (b). La frequenza con la quale gli interruttori a semiconduttore si aprono e chiudono è denominata frequenza di commutazione e può essere compresa tra le decine di kHz e i MHz. La tensione alternata (AC) in uscita dall’inverter, prima di raggiungere le armature di trasmissione, passa attraverso una rete di adattamento dell’impedenza di ingresso, che permette di incrementare l’energia immagazzinata e l’efficienza di trasmissione. Il campo elettrico generato al primario induce una tensione alternata (AC) al ricevitore, caratterizzato da un schema asimmetrico rispetto al trasmettitore, e che è in grado di convertire la tensione in continua (DC), rendendola adatta all’alimentazione di un carico.

I principali vantaggi di questa tecnica consistono nella capacità di evitare la

generazione di correnti parassite (*Eddy current*) e interferenze elettromagnetiche in dispositivi nelle vicinanze, nei bassi costi di realizzazione e nel peso ridotto del sistema [23].

Nonostante ciò, essa è limitata dai livelli di potenza trasferibili. Poiché in un condensatore la densità di energia immagazzinata dipende dalle dimensioni delle armature, un elevato livello di potenza implica la necessità di un'area elevata.

2.3.2.2 Accoppiamento elettromagnetico indotto

Questa tipologia di trasferimento di potenza sfrutta il principio dell'induzione elettromagnetica: una corrente alternata che scorre attraverso la spira primaria (Trasmettitore, TX) produce un campo magnetico alternato, che fluisce all'interno della superficie di una spira secondaria (Ricevitore, RX) posta in prossimità della primaria e induce un campo elettromagnetico. Quest'ultimo, a sua volta, genera una corrente alternata nella spira ricevitrice che, prima di essere trasferita a un carico, viene convertita in continua (DC) da un raddrizzatore (Figura 2.14) [24].

La tecnica è essenzialmente la stessa che è alla base del funzionamento di un trasformatore; la differenza principale sta nel fatto che in questo caso non è presente un nucleo di materiale dielettrico, che migliora le performance di accoppiamento, bensì aria. Da ciò deriva un'elevata dipendenza dell'efficienza dalla posizione reciproca di trasmettitore e ricevitore; aumentando la distanza e il disallineamento orizzontale tra le bobine, infatti, il coefficiente di mutua induttanza (M) diminuisce e, di conseguenza, la potenza trasferita viene notevolmente ridotta.

Al fine di ottenere applicazioni con livelli di efficienza abbastanza elevati, questa tecnica viene utilizzata unicamente per distanze estremamente ridotte, nell'ordine dei millimetri e centimetri [1].

Per conseguire un miglior accoppiamento e distanze di trasmissione più elevate, al principio base presentato in questo paragrafo viene applicato il concetto di

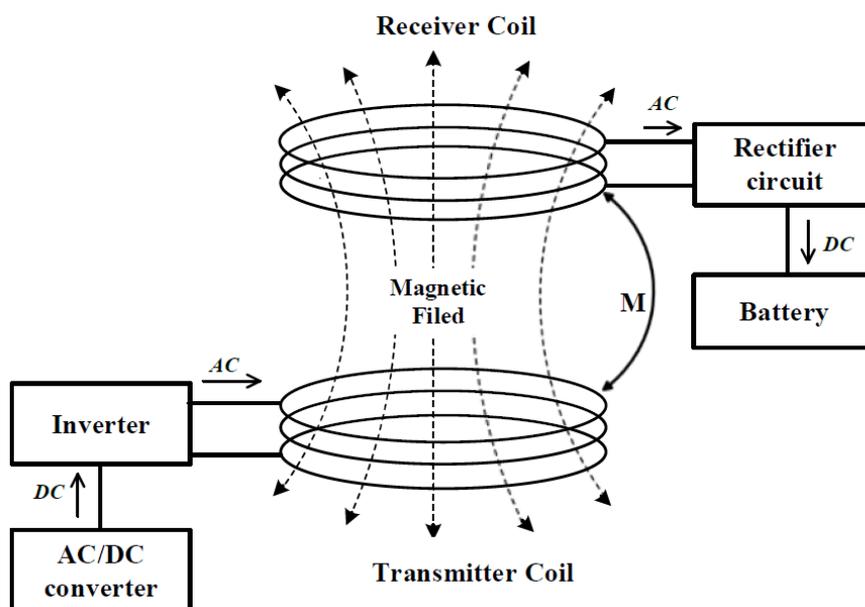


Figura 2.14. Schema a blocchi base del funzionamento della tecnologia *WPT* ad accoppiamento induttivo

risonanza. La trasmissione di potenza con accoppiamento induttivo risonante, presentato nel paragrafo successivo, è il sistema su cui si è basata questa Tesi per il progetto degli induttori planari.

2.3.2.3 Accoppiamento induttivo risonante

L'innovazione principale di questo sistema è la possibilità di creare un forte accoppiamento magnetico tra due bobine progettate per risuonare alla stessa frequenza.

Il principio di funzionamento è il medesimo analizzato per l'accoppiamento induttivo ma, in questo caso, la corrente alternata indotta al ricevitore è caratterizzata dalla stessa frequenza di quella al trasmettitore. La potenza massima, infatti, è trasferita quando la bobina ricevitrice risuona alla stessa frequenza della bobina trasmittente. Nel caso in cui la frequenza operativa sia ben al di sotto delle

frequenze di risonanza naturali delle bobine, vengono inseriti circuiti di compensazione per creare risonanza sia nel trasmettitore, sia nel ricevitore, aumentando l'efficienza globale [25].

La risonanza viene realizzata tramite l'opportuna introduzione di un condensatore, che compensa la reattanza dei due induttori, di trasmissione e ricezione, rilasciando, così, un campo elettromagnetico ad alta potenza. Quando, infatti, un sistema è in risonanza, anche un piccolo stimolo può portare a un elevato immagazzinamento di potenza. Quest'ultimo avviene all'interno del circuito di compensazione RLC , caratterizzato da una frequenza di risonanza f_0 e un fattore di qualità Q . Il fattore di qualità Q , detto anche coefficiente di risonanza, descrive la capacità del sistema di immagazzinare energia. L'obiettivo, perciò, è quello di ottenere un valore elevato per aumentare ulteriormente l'efficienza di trasferimento.

Come analizzato in [1], la trasmissione tramite concetto di risonanza è la tecnologia più adatta alla realizzazione di sistemi per applicazioni a uso domestico in termini di potenza trasferita ed efficienza. Per tali motivazioni, anche il mio lavoro si è basato su questa tecnica per la progettazione degli induttori planari.

2.4 Sfide da affrontare

La tecnologia di WPT è diventata sempre più popolare negli ultimi anni, grazie alla sua capacità di fornire energia ai dispositivi senza la necessità di connessioni fisiche. Tuttavia, con l'aumento del numero di dispositivi utilizzati, i problemi di compatibilità elettromagnetica (EMC), di sicurezza nelle esposizioni ai campi generati, di dissipazione di potenza, di rilevazione di oggetti estranei e di efficienza di disallineamento, sono diventati sempre più importanti.

La compatibilità elettromagnetica è un problema critico nel trasferimento di energia *wireless*. I dispositivi che utilizzano la tecnologia WPT emettono campi elettromagnetici che possono interferire con altri dispositivi nelle vicinanze.

Inoltre, gli stessi dispositivi possono essere sensibili alle interferenze esterne. Per mitigare questi problemi, i dispositivi progettati devono essere conformi a rigide normative di *EMC*.

In questo contesto, un'ulteriore preoccupazione riguarda la sicurezza degli essere umani; in particolare, quando si tratta di dispositivi che trasferiscono grandi quantità di energia attraverso campi elettromagnetici. Una corretta progettazione del sistema e un'adeguata protezione contro sovracorrente e surriscaldamento sono fondamentali per evitare situazioni potenzialmente pericolose. Problematiche di surriscaldamento, inoltre, possono portare a difficoltà realizzative: nel caso in cui la dissipazione di calore si rivelasse troppo elevata, infatti, diventerebbe necessario l'utilizzo di ingombranti, pesanti e costosi dissipatori di calore che comprometterebbero, nel caso in studio, l'integrazione del dispositivo in ambito domestico. Per tali motivi diventa di fondamentale importanza anche lo studio della dissipazione di potenza sotto forma di calore. È importante, in fase di progettazione, curare il sistema affinché la quantità di energia persa sia ridotta al minimo.

Soprattutto in ambienti dove sono presenti numerosi dispositivi elettronici, la sfida maggiore consiste nella rilevazione di oggetti estranei tra i pad di trasmissione e quelli di ricezione. Oggetti metallici posti vicino al dispositivo di ricezione possono alterare i campi magnetici e rendere meno efficiente il trasferimento di energia. È, quindi, importante utilizzare tecniche di rilevazione degli oggetti estranei per garantire un trasferimento efficiente di energia.

Un'ulteriore problematica rilevante nei casi di trasmissione di potenza tramite campo magnetico, ossia con induttanze di accoppiamento, è l'efficienza di disallineamento: se il dispositivo di ricezione non è allineato con il dispositivo di trasmissione, l'efficienza di trasferimento dell'energia può essere notevolmente ridotta. Tecniche come l'uso di bobine di trasmissione multiple e l'ottimizzazione del posizionamento del dispositivo di ricezione possono aiutare a migliorare l'efficienza di

disallineamento.

Nei paragrafi successivi vengono analizzate le sfide principali che la trasmissione di potenza senza fili deve affrontare.

2.4.1 Compatibilità elettromagnetica EMC

La compatibilità elettromagnetica è un aspetto critico da considerare nella progettazione di sistemi di trasferimento di potenza *wireless*.

L'*EMC* si riferisce alla capacità di un sistema elettronico di funzionare correttamente in presenza di altre apparecchiature elettromagnetiche, senza causare interferenze elettromagnetiche (*EMI*), che potrebbero influire sulle prestazioni di altri sistemi elettronici. La generazione di *EMI* nella *WPT* può essere causata da una serie di fattori, tra cui l'uso di componenti elettronici a commutazione, la progettazione del circuito e la scelta della frequenza di commutazione. Il problema principale è che una elevata frequenza di commutazione determina la generazione involontaria di campi EM irradiati oppure condotti caratterizzati da spettri ricchi di armoniche fino ad alta frequenza [26].

In generale, la scelta della frequenza di commutazione è fondamentale per la progettazione di un sistema *WPT*, poiché influisce sulla dimensione del circuito di alimentazione. Ad esempio, circuiti con una frequenza di commutazione più bassa richiedono bobine e condensatori di maggiori dimensioni per evitare la saturazione del nucleo. Ciò può aumentare le dimensioni del circuito, rendendo più difficile la progettazione di dispositivi compatti. Tuttavia, le frequenze di commutazione più elevate richiedono l'uso di filtri più complessi per ridurre l'*EMI*, il che può aumentare i costi e le dimensioni complessive del sistema. Pertanto, la scelta della frequenza di commutazione deve considerare il trade-off tra efficienza del trasferimento di energia, dimensioni del circuito, costo del sistema e generazione di *EMI*. In generale, le frequenze di commutazione che bilanciano l'efficienza con

la generazione di *EMI* sono comprese tra i 100 kHz e i 10 MHz [27]. Tuttavia, la scelta finale dipende dalle specifiche del sistema, dalle esigenze del progetto, ma soprattutto dalla verifica che i campi generati rispettino le rigide normative che regolano l'immissione dei dispositivi sul mercato.

2.4.2 Sicurezza per gli esseri umani

L'emissione di campi elettromagnetici per il trasferimento di potenza, oltre a rappresentare un problema per la compatibilità con altri dispositivi, può risultare anche un pericolo per gli esseri viventi.

Per tutte le tecnologie che utilizzano campi elettromagnetici è molto importante garantire che l'esposizione per gli esseri umani sia inferiore ai limiti di sicurezza stabiliti dalle normative.

La Commissione Internazionale per la Protezione dalle Radiazioni Non Ionizzanti (*ICNIRP*) è un'organizzazione internazionale che si occupa di stabilire i limiti di esposizione ai campi elettromagnetici per la sicurezza umana [28]. L'*ICNIRP* pubblica linee guida e raccomandazioni per la sicurezza per una vasta gamma di applicazioni che utilizzano questi campi, compresa la trasmissione *wireless* di potenza. I limiti di esposizione sono espressi in termini di densità di potenza elettrica e di intensità del campo magnetico al variare della frequenza di operazione del sistema.

La normativa *ICNIRP* del 1998 è stata la prima ad affrontare il problema della sicurezza delle radiazioni non ionizzanti. Essa si basava principalmente sui limiti di esposizione alle radiazioni elettromagnetiche derivati da studi scientifici sull'effetto termico delle radiazioni stesse. In altre parole, i limiti stabiliti dalla normativa del 1998 erano basati sulla quantità di energia che le radiazioni erano in grado di trasferire ai tessuti umani e sulla conseguente elevazione della temperatura [29].

La normativa *ICNIRP* del 2020 ne rappresenta una revisione, alla luce dei

progressi scientifici degli ultimi anni (Figura 2.15, 2.16). In particolare, la nuova normativa tiene conto anche degli effetti non termici delle radiazioni non ionizzanti, cioè di quegli effetti che non sono legati all'aumento della temperatura corporea, ma che possono comunque avere effetti biologici significativi. La normativa del 2020 ha introdotto, quindi, nuovi limiti di esposizione alle radiazioni non ionizzanti, più restrittivi rispetto a quelli del 1998, al fine di garantire una maggiore sicurezza per la popolazione. Inoltre, la normativa del 2020 ha diffuso anche una serie di nuove misure di protezione, come la definizione di zone esenti da radiazioni elettromagnetiche, la valutazione dell'esposizione combinata alle radiazioni da diverse fonti e la promozione di studi sulla salute e la sicurezza delle tecnologie che emettono radiazioni non ionizzanti [30].

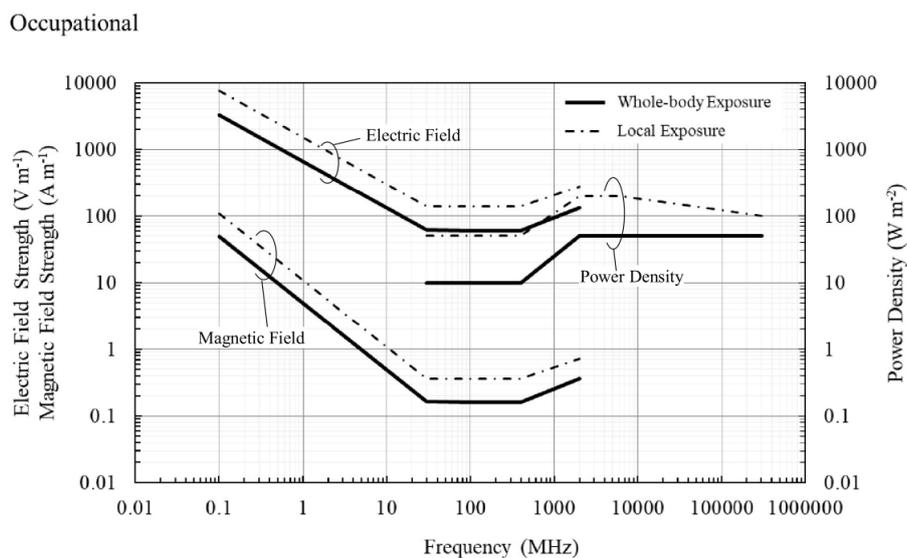


Figura 2.15. Livelli di riferimento per esposizioni a campi elettromagnetici da 100 kHz a 300 GHz in ambito lavorativo di durata media maggiore-uguale a 6 min

Per le basse frequenze, invece, *ICNIRP* nel 2010 ha pubblicato una normativa riguardante radiazioni non ionizzanti a bassa frequenza. I limiti di esposizione della

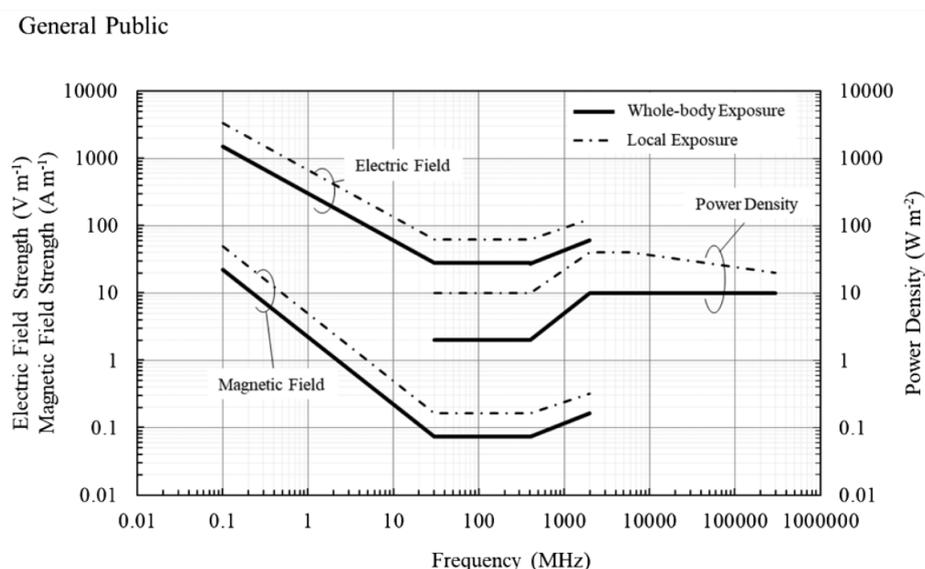


Figura 2.16. Livelli di riferimento per esposizioni a campi elettromagnetici da 100 kHz a 300 GHz in ambito generale di durata media maggiore-uguale a 6 minuti

normativa del 2010 sono stati stabiliti sulla base degli effetti biologici delle radiazioni a bassa frequenza, quali la stimolazione muscolare, la percezione sensoriale e gli effetti sulla salute a lungo termine.

I grafici relativi alle normative di esposizione ai campi EM per la *WPT* sono, spesso, forniti dalle organizzazioni normative e possono variare in base alla regione o al Paese in cui sono applicati. Tuttavia, i limiti di sicurezza stabiliti dall'*ICNIRP* sono ampiamente accettati in tutto il mondo e rappresentano uno standard comune.

2.4.3 Disallineamento tra le bobine

Uno dei principali ostacoli che possono sorgere nei sistemi *WPT* risonanti è il disallineamento verticale e orizzontale tra la bobina di trasmissione e la bobina di ricezione. Questo disallineamento può causare una riduzione significativa dell'efficienza di trasmissione dell'energia elettromagnetica, poiché i campi magnetici

generati dalle bobine non sono allineati in modo ottimale.

Il disallineamento verticale si verifica quando le bobine di trasmissione e ricezione non sono allineate lungo l'asse verticale. In questo caso, la distanza tra le bobine è maggiore o minore rispetto alla distanza di risonanza, il che porta a una riduzione dell'accoppiamento tra le bobine e, quindi, dell'efficienza di trasmissione.

Il disallineamento orizzontale, invece, si verifica quando le bobine di trasmissione e ricezione non sono allineate lungo l'asse orizzontale. In questo caso, le bobine possono essere spostate lateralmente rispetto alla posizione ideale, il che può causare una riduzione dell'accoppiamento tra le bobine e, dunque, dell'efficienza di trasmissione.

La questione diventa cruciale nelle applicazioni in cui è l'utente finale a dover posizionare il dispositivo da alimentare nella posizione opportuna. È questa, infatti, una delle principali difficoltà quando si analizzano dispositivi per uso domestico, quali frullatori, bollitori elettrici e forni a microonde.

Per affrontare questi problemi di disallineamento, sono state proposte diverse soluzioni tecniche, tra cui l'utilizzo di bobine multiple, l'uso di algoritmi di rilevamento dell'orientamento e della posizione del dispositivo di ricezione, l'utilizzo di bobine con design specifici per migliorare l'accoppiamento, e l'utilizzo di tecnologie di tracciamento del movimento del dispositivo di ricezione.

In generale, in fase progettuale, devono essere prese in considerazione deviazioni in termini di distanza tra le due bobine risonanti. In questo modo, possono essere definite aree di lavoro nelle quali il dispositivo possa lavorare in modo corretto.

Capitolo 3

Standard Ki Cordless Kitchen e Flusso di Progetto

Il capitolo presenta una panoramica del Wireless Power Consortium, degli standard principali da esso sviluppati, e della metodologia messa in atto per la progettazione su *PCB* degli induttori planari di potenza. In particolare, vengono elencati i requisiti meccanici, termici e geometrici imposti dallo standard *Ki Cordless Kitchen*.

Nei paragrafi successivi è inoltre illustrato il flusso di progetto adottato in questa Tesi per gli induttori planari, in modo da adattarsi alle specifiche imposte dallo standard di riferimento *Ki*.

3.1 Wireless Power Consortium

Il Wireless Power Consortium (WPC) è un'organizzazione internazionale senza scopo di lucro che si occupa dello sviluppo e della promozione degli standard di ricarica *wireless*. Fondata nel 2008, ad oggi ne fanno parte numerose aziende europee, asiatiche e americane.

Il consorzio ha sviluppato diversi standard per la ricarica *wireless*, tra i quali i più popolari sono il *Qi* e il *Ki Cordless Kitchen*.

3.1.1 Standard Qi

Lo standard *Qi* è stato presentato per la prima volta nel 2008 per fornire una soluzione di ricarica *wireless* per i dispositivi mobili come smartphone, tablet e smartwatch a brevi distanze (1,5 cm o meno).

La tecnologia sfrutta il principio di induzione magnetica per trasferire l'energia dalla base di ricarica al dispositivo compatibile. La base di ricarica è collegata a una fonte di alimentazione, mentre il dispositivo compatibile ha una bobina integrata che riceve l'energia [9].



Figura 3.1. Pad di ricarica rapida *wireless* basato su standard *Qi*

La prima versione dello standard, rilasciata nel 2010, specificava la potenza massima erogabile -pari a 5 W-, la frequenza di lavoro -tra 100 e 205 kHz- e

la distanza massima di ricarica, pari a 5 mm. Negli anni successivi, sono stati apportati numerosi miglioramenti. Con la versione 1.1, datata 2012, per esempio, è stata estesa l'applicazione per supportare la ricarica di dispositivi con batterie di grandi dimensioni, come tablet e laptop. Inoltre, è stata resa possibile la ricarica con una potenza media fino a 120 W ad una distanza massima di 40 mm. Ulteriori miglioramenti sono stati presentati nelle versioni 1.2, del 2014, e 1.3, del 2020. La prima ha introdotto la funzionalità di ricarica rapida fino a 15 W, mentre la seconda la ricarica *wireless* a doppia bobina, che consente di operare a distanze maggiori e con dispositivi posizionati sulla base di ricarica con diverse angolazioni.

Tanti sono i dispositivi realizzati utilizzando standard e lo studio per potenziarne le prestazioni è ancora in atto. Nel 2021, STMicroelectronics ha presentato due chip innovativi per la ricarica ultra-rapida di tipo *wireless*, in grado di raggiungere una potenza di 70 W (Figura 3.2). Il chip STWLC98 rappresenta il ricevitore di

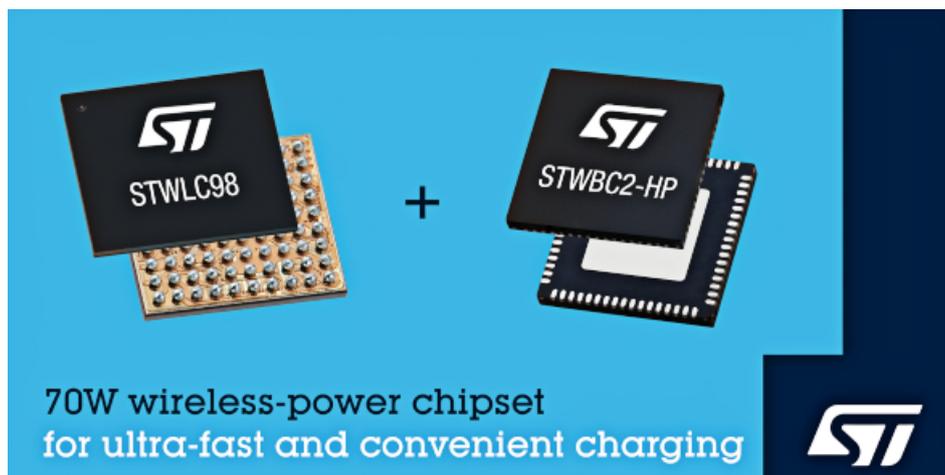


Figura 3.2. Chip STWLC98 e STWBC2-HP sviluppati da STMicroelectronics per la trasmissione di potenza ultra-rapida fino a 70 W

potenza; compatibile con lo standard *Qi* 1.3, permette di caricare cellulari dotati di batterie ad alta capacità in meno di 30 minuti. Il chip STWBC2-HP, invece, è un controllore digitale che pilota lo stadio DC-DC e lo stadio inverter del

trasmettitore. Quando i due chip vengono accoppiati all'interno dello stesso sistema, realizzano un trasferimento ad alta potenza (70 W), permettendo la ricarica ultra-rapida dei dispositivi associati [31].

Visto il grande successo dello standard *Qi*, nel 2019 il Wireless Power Consortium presenta il *Ki Cordless Kitchen*.

3.1.2 Standard *Ki Cordless Kitchen*

Lo standard *Ki Cordless Kitchen* definisce le specifiche di un sistema che, attraverso l'induzione magnetica, alimenta un dispositivo senza fili per uso domestico, generando un potenza fino a 2,2 kW, con un' efficienza globale minima del 92% [32].

Il trasmettitore che genera il campo magnetico può essere:

- Integrato all'interno di un **piano cottura a induzione**; così facendo, è consentita la trasmissione di calore anche per pentole a induzione tradizionali non compatibili con lo standard *Ki*
- Montato al di sotto di un **piano da lavoro** o di una superficie piana simile, ed è invisibile all'utente.



Figura 3.3. Esempio di dispositivi senza fili compatibili con lo standard *Ki*

La differenza essenziale tra i due tipi di posizionamento del trasmettitore consiste nella diversa intensità dell'accoppiamento magnetico. La distanza tra trasmettitore e ricevitore, infatti, nel primo caso può essere inferiore a 10 mm, generando un elevato accoppiamento. Al contrario, nel secondo caso, la distanza può raggiungere i 43 mm, con conseguente minor accoppiamento tra le bobine di potenza (Figura 3.4). Per tale motivo, nella progettazione del sistema di trasmissione *WPT*, è

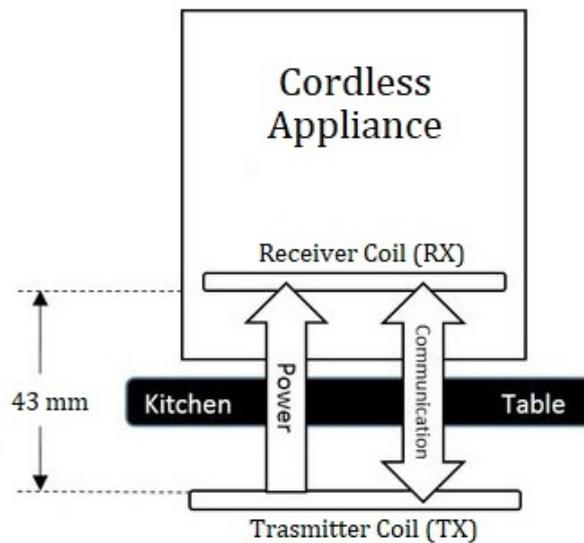


Figura 3.4. Esempio di trasmettitore montato al di sotto di un piano di lavoro. La distanza massima tra bobina di trasmissione e ricezione è pari a 43 mm

stato preso in considerazione il caso peggiore di 43 mm.

Il ricevitore, invece, è presente all'interno dei dispositivi compatibili allo standard, in inglese definiti *Cordless Appliance* (Figura 3.3), e ha lo scopo di intercettare il campo magnetico e convertirlo in potenza elettrica o, come accade in particolari dispositivi, in calore.

3.1.2.1 Protocollo di trasmissione

Il protocollo di trasmissione presenta quattro fasi di funzionamento della tecnologia (Figura 3.5):

- Configurazione e connessione tra ricevitore e trasmettitore
- Riconoscimento di eventuali oggetti estranei nell'area di trasmissione (*FOD*)
- Trasmissione di potenza
- Scambio di comunicazioni *NFC*

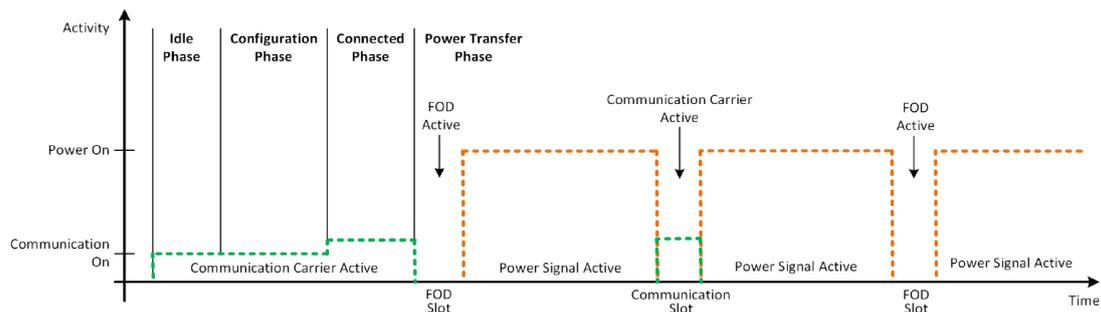


Figura 3.5. Le diverse fasi del protocollo di comunicazione dello standard *Ki Cordless kitchen*

La gestione del trasferimento di potenza e dati è basata su comunicazioni bidirezionali *NFC* (*Near Field Communication*, un tipo di comunicazione *wireless* a corto raggio che consente la trasmissione di dati tra due dispositivi compatibili).

In un'interazione *NFC* bidirezionale, inizialmente, il ricevitore funge da “iniziatore” e invia una “chiave *NFC*” al trasmettitore, in modo da permettergli di autenticare e riconoscere l'oggetto come compatibile. Il trasmettitore, d'altra parte, svolge il ruolo di “target”, inviando un segnale di conferma all'iniziatore. Solo successivamente, i due dispositivi possono scambiare pacchetti dati in entrambe le direzioni [33].

La comunicazione *NFC* avviene a una frequenza portante di 13,56 MHz tramite antenne diverse rispetto a quelle della trasmissione di potenza. Nonostante ciò, durante la fase di connessione, il ricevitore può richiedere al trasmettitore di incrementare il livello di potenza della comunicazione *NFC*, al fine di consentire alcune

funzionalità minori come, ad esempio, l'accensione di un display. La trasmissione di potenza *wireless*, invece, può avvenire a una frequenza portante compresa tra 20 e 74 kHz.

3.1.2.2 Schema del sistema

Il documento di specifiche realizzato dal Wireless Power Consortium definisce lo schema elettrico alla base del funzionamento del sistema (Figura 3.6) [34].

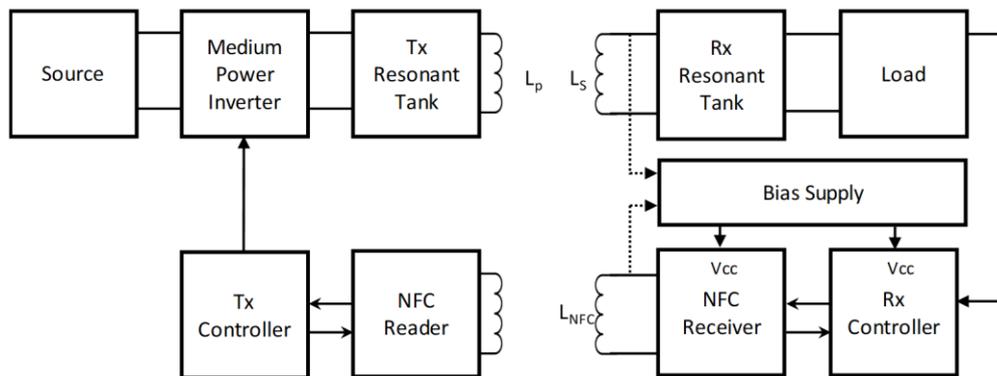


Figura 3.6. Schema a blocchi del sistema di trasferimento di potenza secondo lo standard *Ki*

Nello schema sono facilmente individuabili due sottoparti che concorrono a diverse funzionalità nel sistema: la prima è rappresentata dai circuiti che realizzano la trasmissione di potenza, mentre la seconda è rappresentata dai circuiti che si occupano della gestione della trasmissione tramite tecnologia *NFC*.

Questa Tesi si è concentrata sullo studio dei circuiti incaricati della trasmissione di potenza e, in particolare, del progetto degli induttori planari definiti in Figura 3.6 come L_p e L_s .

3.1.2.3 Trasmettitore di potenza

Il trasmettitore di potenza ha il compito di convertire l'energia elettrica assorbita dalla rete di distribuzione in campo magnetico per trasferire potenza al ricevitore.

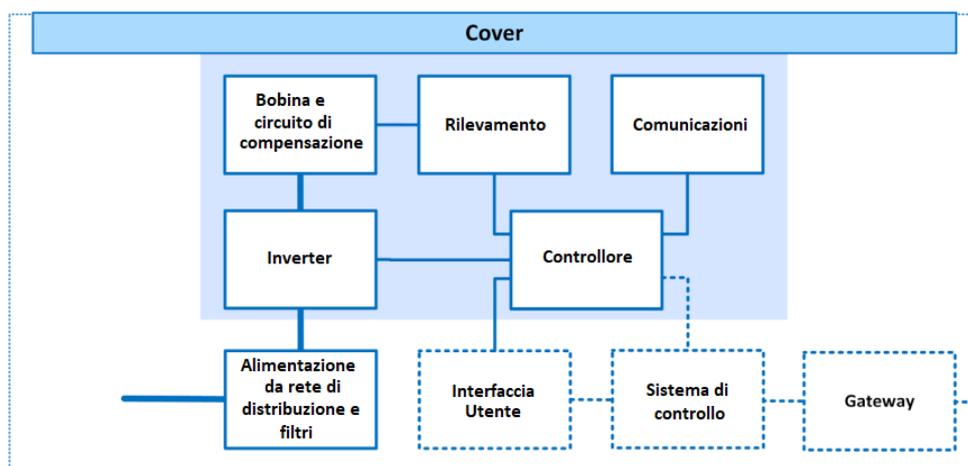


Figura 3.7. Schema a blocchi del trasmettitore di potenza

Le componenti principali di un trasmettitore (Figura 3.7) sono le seguenti:

- **Inverter:** ha il compito di convertire la tensione continua DC in ingresso in una forma d'onda AC in uscita, caratterizzata da specifico livello di tensione e frequenza operativa
- **Bobina e circuito di compensazione:** permettono il trasferimento di potenza con massima efficienza
- **Circuito di comunicazione:** trasmette i dati di gestione tramite tecnologia *NFC-A* con frequenza della portante di 13,56 MHz, attraverso un'antenna dedicata concentrica nella bobina di potenza
- **Circuito di rilevamento:** monitora i parametri del sistema come tensione, corrente e temperature per garantire la sicurezza e la correttezza del trasferimento
- **Controllore:** dialoga con il ricevitore di potenza per rilevare eventuali oggetti estranei nella zona di trasmissione di potenza

- **Alimentazione dalla rete e filtri:** i filtri, in particolare, impediscono al rumore ad alta frequenza, generato dall'inverter, di essere iniettato nella rete di distribuzione elettrica
- **Gateway:** opzionale, fornisce la connessione a Internet
- **Interfaccia utente:** presenta un comando di ON/OFF ed, eventualmente, informazioni di stato del sistema
- **Sistema di controllo:** opzionale, può essere usato per pilotare l'interfaccia utente e gestire la connessione a servizi sulla rete Internet

Le specifiche classificano il trasmettitore in due tipologie, che differiscono per i livelli di potenza trasferiti. Il Trasmettitore *Generale* può generare una potenza fino a 2,2 kW, mentre il Trasmettitore *Base* fino a 1,35 kW. I vantaggi di quest'ultimo possono essere individuati nelle dimensioni minori e nei requisiti di installazione meno stringenti. Inoltre, questo tipo di trasmettitore può essere alimentato da qualsiasi presa di corrente monofase, anche in nazioni che utilizzano una rete a 100-120 V.

Il lavoro di questa Tesi si è incentrato sulla progettazione di un trasmettitore *Generale* che permette la trasmissione fino a 2,2 kW.

3.1.2.4 Ricevitore di potenza

Il ricevitore di potenza ha il compito di convertire il campo magnetico indotto dal trasmettitore in potenza elettrica o calore. Come per il trasmettitore, di seguito vengono analizzate le componenti del ricevitore (Figura 3.8):

- **Bobina e circuito di compensazione:** permettono il trasferimento di potenza con efficienza elevata

I ricevitori di potenza definiti dallo standard differiscono, come nel caso del trasmettitore, per il livello di potenza generato:

- **Applicazioni Standard:** progettati per generare una potenza fino a 1350 W
- **Applicazioni ad alta potenza:** progettati per generare una potenza tra 1350 W e 2200 W. Un esempio è rappresentato da friggitrice e bollitori

Inoltre, vengono specificati i tipi di carico che lo standard deve essere in grado di alimentare:

- **Carichi motore:** la potenza elettrica è utilizzata per pilotare uno o più motori
- **Carichi resistivi:** la potenza elettrica pilota una resistenza per produrre calore
- **Riscaldamento a induzione:** la potenza elettrica è convertita in *Eddy current* per permettere il riscaldamento a induzione

3.1.2.5 Specifiche meccaniche e termiche

Lo standard definisce in modo rigoroso le dimensioni fisiche del sistema.

Come discusso in precedenza, il trasmettitore e il ricevitore di potenza presentano due antenne ausiliarie che consentono la comunicazione *NFC*. Le antenne e le spire sono caratterizzate da una forma circolare.

Come si può notare in Figura 3.9, il trasmettitore presenta una dimensione maggiore rispetto al ricevitore, in modo tale che il ricevitore possa essere alimentato con maggiore margine di posizionamento. Questa conformazione geometrica fornisce l'ulteriore vantaggio di alimentare il dispositivo di ricezione anche nel caso in cui esso non sia completamente fermo, bensì compia piccoli movimenti.

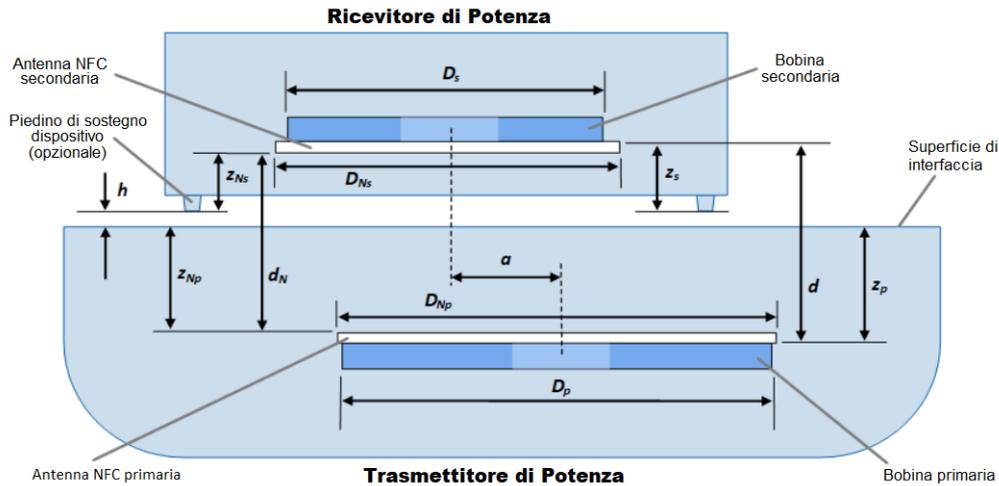


Figura 3.9. Modello meccanico del sistema di trasmissione *wireless* (vista laterale)

In particolare, in Figura 3.9 è presentato l'esempio di trasmettitore montato al di sotto di un piano di lavoro. Come si può osservare, la distanza tra la bobina secondaria e il piano di lavoro ($z_s + h$) può essere maggiore di quella tra la bobina secondaria e il fondo del dispositivo di ricezione (z_Ns , Tabella 3.1). Ciò comporta la possibilità, da parte dell'utente, di sollevare il dispositivo dal piano di lavoro fino a un'altezza massima (h , Tabella 3.3), definita tramite requisito, che permetta comunque il trasferimento di potenza senza interruzioni. Questo spazio consente anche all'utente di inserire un elemento magneticamente inerte, come un tappetino di protezione, tra i due elementi.

Inoltre, è definita una tolleranza di disallineamento (a , Tabella 3.3): l'utente non deve allineare con precisione gli assi delle bobine di trasmissione e ricezione per ottenere la massima efficienza di trasferimento.

I valori di disallineamento orizzontale a e verticale h sono correlati tra loro: la tolleranza di allineamento è maggiore se l'altezza è pari a zero; è il caso del dispositivo alimentato attraverso il contatto con la superficie di interfaccia.

Lo standard fornisce i requisiti puntuali per le distanze e le geometrie, mostrate

in Figura 3.9; i requisiti sono presentati nelle Tabelle 3.1 e 3.2.

Ricevitore di Potenza			
Simbolo	Descrizione dei parametri	Valore min. [mm]	Valore max [mm]
D_S	Diametro esterno bobina secondaria	80	235
D_{NS}	Diametro esterno antenna NFC	100	210
Z_S	Distanza tra il livello più basso della bobina secondaria e il fondo del dispositivo	3	8
Z_{NS}	Distanza tra il livello inferiore dell'antenna NFC e il fondo del dispositivo	3	8

Tabella 3.1. Requisiti geometrici definiti dallo standard per il ricevitore di potenza

Trasmettitore di Potenza			
Simbolo	Descrizione dei parametri	Valore min. [mm]	Valore max [mm]
D_P	Diametro esterno bobina primaria	150	210
D_{NP}	Diametro esterno antenna NFC	190	210
Z_P	Distanza tra la parte superiore della bobina primaria e la superficie di interfaccia	7	33
Z_{NP}	Distanza tra il livello inferiore dell'antenna NFC e il fondo del dispositivo	6	32

Tabella 3.2. Requisiti geometrici definiti dallo standard per il trasmettitore di potenza

Il dispositivo, essendo pensato per uso domestico, deve rispettare anche specifici requisiti termici. Un ricevitore di potenza in un apparecchio di riscaldamento o di cottura, infatti, può generare calore a causa del suo funzionamento. Un riscaldamento eccessivo può rappresentare un pericolo per il contatto umano e quello con altri materiali presenti sul tavolo. Le temperature dei ricevitori di potenza conformi allo standard *Ki*, per tale motivo, devono rispettare i limiti di sicurezza applicabili.

Inoltre, per resistere a un posizionamento accidentale su un piano cottura a induzione ancora caldo, l'apparecchio a batteria deve essere in grado di resistere a temperature iniziali fino a 200 °C per almeno due minuti. Un apparecchio a batteria *Ki* deve includere una protezione per evitare danni da alte temperature. La protezione può comprendere una combinazione di mitigazioni, come una progettazione inferiore dell'apparecchio senza fili in grado di resistere a calore elevato,

dei processi di raffreddamento interno che si attiveranno quando necessario, un limite inferiore della potenza richiesta al trasmettitore di potenza, un'interruzione del trasferimento di potenza, o un'interfaccia utente che avverte e invita l'utente a rimuovere l'apparecchio senza fili dalla superficie calda.

Un piano cottura a induzione conforme allo standard *Ki* misura la temperatura effettiva della superficie e la invia regolarmente all'apparecchio senza fili a intervalli non superiori a 1 s. Se la temperatura superficiale è 80 °C, sull'interfaccia utente del piano di cottura deve essere indicata la temperatura elevata.

Requisiti di disallineamento e distanza di interazione			
Simbolo	Descrizione dei parametri	Valore min. [mm]	Valore max [mm]
a	Tolleranza di disallineamento tra gli assi delle bobine di potenza	40	–
h	Distanza il fondo del dispositivo di ricezione e la superficie di interfaccia	0	2
d	Distanza tra la parte superiore della bobina primaria e il fondo della bobina secondaria ($Z_P + h + Z_S$)	10	43
d_N	Distanza tra la parte superiore dell'antenna NFC primaria e il fondo dell'antenna NFC secondaria ($Z_{NP} + h + Z_{NS}$)	9	42

Tabella 3.3. Requisiti geometrici definiti dallo standard per disallineamento orizzontale e distanza di interazione

Questa Tesi ha analizzato la progettazione di una parte del sistema di trasmissione di potenza *wireless*: le bobine di potenza. Per tale motivo, in Tabella 3.4 è presentato un sottoinsieme di requisiti dello standard *Ki* che ha guidato la

progettazione degli induttori planari.

Requisiti dello standard <i>Ki</i> implementati in questa Tesi			
Simbolo	Descrizione dei parametri	Valore min.	Valore max
f_{OP}	Frequenza Operativa della trasmissione di potenza	20 kHz	74 kHz
P	Potenza da trasferire	2,2 kW	–
η	Efficienza globale	92 %	–
h	Distanza verticale tra le bobine	10 mm	43 mm
a	Disallineamento orizzontale tra le bobine	40 mm	–
D_P	Diametro esterno bobina primaria	150 mm	210 mm
D_S	Diametro esterno bobina secondaria	80 mm	235 mm

Tabella 3.4. Requisiti implementati in questa Tesi

3.2 Metodologia di progetto

Nei paragrafi successivi è presentata in sintesi la metodologia descritta in [1], che ha rappresentato il punto di partenza per lo sviluppo del metodo di progetto implementato in questa Tesi. In seguito sono illustrati i diversi processi che hanno consentito di realizzare un progetto definitivo conforme alle dimensioni e ai livelli di potenza dichiarati dallo standard *Ki Cordless Kitchen*.

Le bobine di potenza sono state realizzate su circuiti stampati tramite la tecnica denominata *multilayer*, nella quale diversi strati di *PCB* sono impilati uno sull'altro, per dare vita a un singolo circuito stampato [35].

Nella prima parte, il lavoro ha interessato lo studio e il progetto di strati di spire collegati tra loro in parallelo. Durante le validazioni del flusso di progetto, effettuate tramite analisi *FEM*, questa tipologia ha rivelato problemi in termini di potenza dissipata e surriscaldamento che non permettevano il rispetto delle specifiche imposte dallo standard *Ki*.

Per questi motivi, si è deciso di virare su un nuovo tipo di *multilayer*, caratterizzato da un collegamento di tipo serie tra i diversi *layer* della *PCB*. La scelta, nella successiva fase di validazione, ha rivelato numerosi benefici.

3.2.1 Introduzione ai lavori precedenti

In [1] è descritta l'implementazione di un sistema risonante di trasmissione *wireless* di potenza in grado di alimentare applicazioni domestiche fino a 1 kW.

Particolare attenzione è stata posta alla progettazione degli induttori planari di accoppiamento; sono stati, infatti, analizzati induttori fabbricati attraverso due diversi materiali:

- Fili Litz
- Induttori stampati su *PCB* (*Printed Coil Board*)

Lo schema elettrico generale, presentato in Figura 3.10, è caratterizzato da due stadi: lo stadio di trasmissione e quello di ricezione. Lo stadio di trasmissione presenta in ingresso la rete di distribuzione elettrica, che fornisce una tensione monofase di 230 V a una frequenza di 50 Hz; essa viene raddrizzata e fornita a un circuito, chiamato *Power Factor Correction (PFC)*, il quale ha lo scopo di aumentare l'efficienza elettrica del sistema e di ridurre i disturbi iniettati nella rete [36].

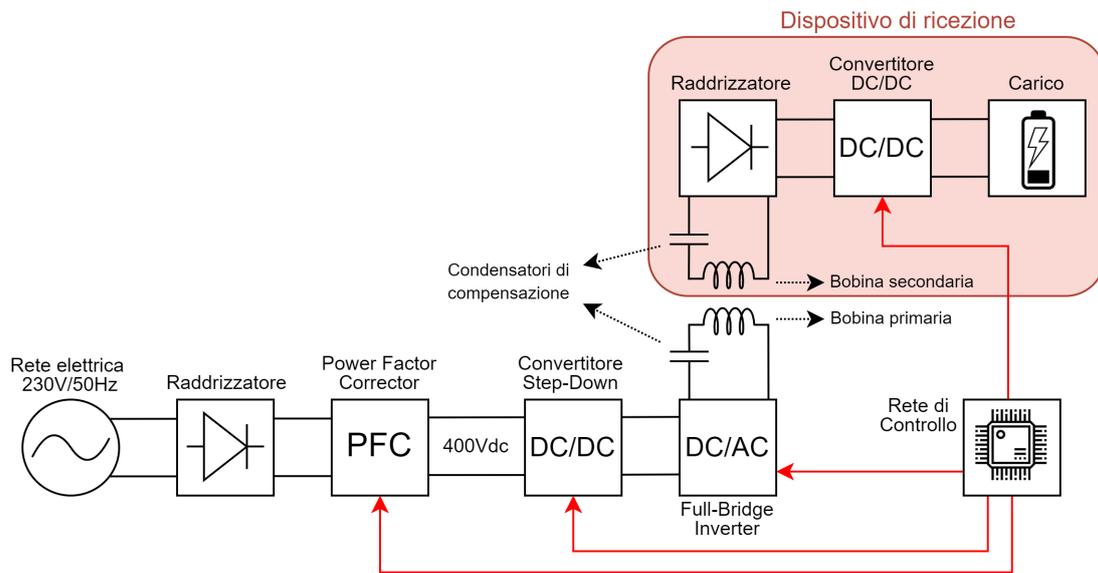


Figura 3.10. Schema elettrico per la trasmissione di potenza *wireless* [1]

Il circuito *PFC* genera una tensione continua in uscita molto elevata, pari a 400 V che, prima di essere fornita all'inverter ad alta frequenza DC/AC, circola attraverso un convertitore DC/DC di tipo buck, che ne riduce il valore. Gli induttori e la rete di compensazione rappresentano uno stadio intermedio di interfaccia. La rete di compensazione, oltre a realizzare la risonanza, permette di aumentare la potenza e l'efficienza di trasferimento.

Esistono diverse tipologie di rete di compensazione, classificate sulla base della collocazione del condensatore di compensazione; le principali sono le seguenti:

- Serie-Serie (SS)
- Serie-Parallelo (SP)
- Parallelo-Serie (PS)
- Parallelo-Parallelo (PP)

In [1] è stata implementata la tipologia in serie (SS) (Figura 3.11), che presenta sia al trasmettitore che al ricevitore un condensatore in serie alla bobina di potenza.

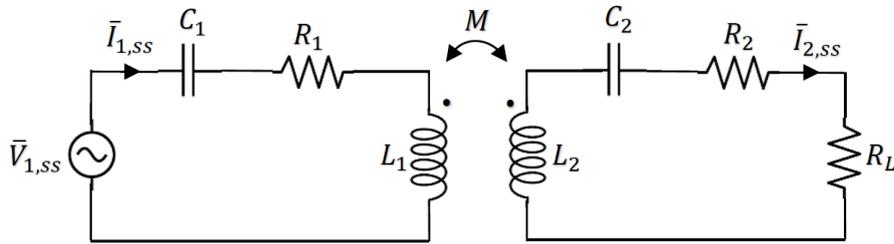


Figura 3.11. Circuito elettrico equivalente di un sistema *WPT* induttivo risonante con tipologia di compensazione serie-serie (SS)

Il vantaggio di questa scelta risulta nella capacità di gestire applicazioni ad alta potenza con efficienza elevata, anche per bassi valori di mutua induttanza. Il valore della capacità, inoltre, è indipendente dal carico e della distanza di trasferimento. Imponendo, infatti, la condizione di risonanza è possibile ricavare la capacità al primario C_1 e al secondario C_2 :

$$\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \rightarrow \begin{cases} C_1 = \frac{1}{\omega_0^2 L_1} \\ C_2 = \frac{1}{\omega_0^2 L_2} \end{cases} \quad (3.1)$$

dove L_1 e L_2 sono, rispettivamente, le autoinduttanze delle bobine di trasmissione e di ricezione e ω_0 la frequenza di risonanza.

Lo stadio di ricezione, presente all'interno del dispositivo domestico, presenta un raddrizzatore formato da diodi Schottky ad alta frequenza e bassa tensione, seguito da un convertitore buck DC/DC, che regola la tensione di ricarica della batteria del dispositivo.

La progettazione delle bobine di trasmissione e di ricezione parte dall'individuazione della geometria e del materiale di realizzazione, tenendo conto dei risvolti economici e dei fattori elettrici.

Nonostante i dispositivi di trasmissione di potenza *wireless* utilizzino nella maggior parte dei casi pad circolari, il lavoro si è incentrato sull'implementazione di pad quadrati. La forma quadrata delle bobine di potenza, infatti, consente di sfruttare al meglio lo spazio disponibile (Figura 3.12). Ulteriore beneficio è dato dalla flessibilità: le bobine quadrate offrono una distribuzione simmetrica del campo magnetico, che si traduce in una minore dispersione dell'energia e in una maggiore efficienza complessiva del sistema.

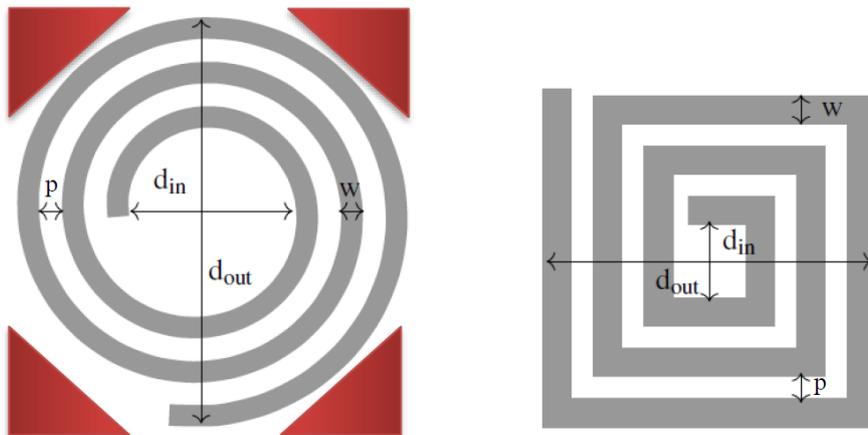


Figura 3.12. Geometria delle bobine a confronto. A sinistra, in rosso, si possono notare le aree non utilizzate della geometria circolare

Sia nella geometria circolare che in quella quadrata, presentate in Figura 3.12, sono individuabili i principali parametrici geometrici della bobina:

- d_{out} : diametro esterno della bobina
- d_{in} : diametro interno della bobina
- w : larghezza della pista
- p : distanza tra due avvolgimenti consecutivi della bobina

In [1] vengono comparati i progetti di bobine realizzate tramite fili Litz e stampate su *PCB*. Ho deciso di riprendere e indagare in maggior dettaglio la realizzazione di induttori attraverso la stampa su *PCB* su *layer* multipli in serie e in parallelo (Figura 3.14).

Uno dei principali vantaggi delle bobine stampate su *PCB* è la loro bassa impedenza di serie, che le rende particolarmente adatte alla trasmissione di potenza. Inoltre, esse permettono la realizzazione di una grande quantità di dispositivi, facilmente replicabili, con costi relativamente bassi. Infine, grazie alla compattezza e al peso ridotto, questa tecnologia è adatta per l'integrazione in luoghi o in sistemi caratterizzati da spazi limitati, come il piano a induzione.

La soluzione proposta presenta anche degli svantaggi: il surriscaldamento in caso di gestione di notevoli livelli di potenza e la dipendenza dell'impedenza dalla temperatura e da altri fattori ambientali, influenzando sull'efficienza e sulle prestazioni complessive.

La tecnologia qui individuata è la stampa su *PCB* dei *coil* di potenza su *multilayer* in parallelo. In particolare, questo processo crea delle bobine su più livelli che vengono, poi, collegati in parallelo tramite dei fori di raccordo attraverso i vari strati isolanti (Figura 3.14). Il vantaggio principale di questo processo è la possibilità di realizzare circuiti complessi con dimensioni molto ridotte rispetto, per esempio, ai classici fili Litz. La possibilità di distribuire la bobina di potenza su *layer* paralleli, permette di diminuire la corrente passante per ogni strato e di conseguenza la larghezza delle piste w . Questo risultato permette, inoltre, di

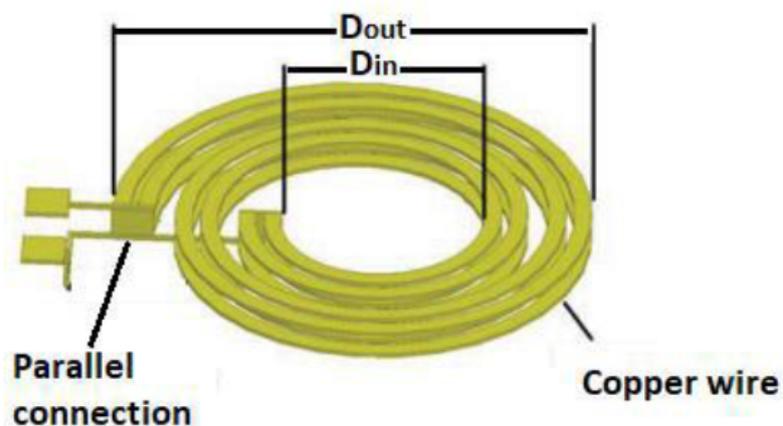


Figura 3.13. Struttura di bobine su *multilayer* collegati in parallelo

ottenere un maggior numero di avvolgimenti in una stessa area e un conseguente aumento dell'induttanza totale.

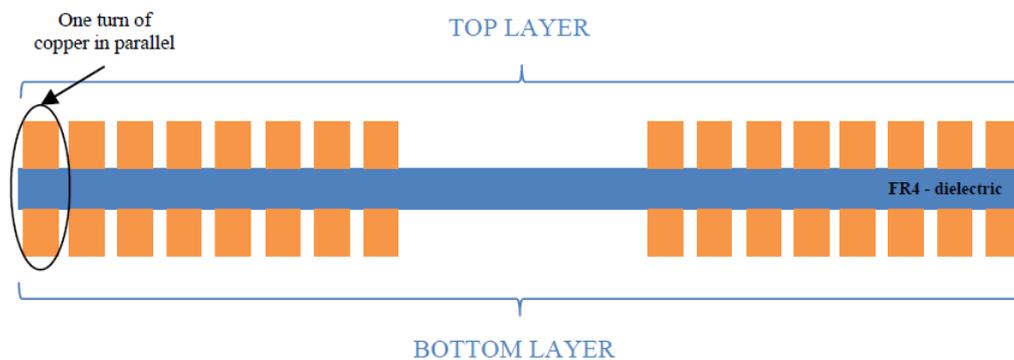


Figura 3.14. Sezione laterale di una bobina stampata su *PCB* e realizzata su due *layer*

3.2.2 Progetto di partenza: layer PCB in parallelo

Lo studio preliminare di questa Tesi si è focalizzato sull'individuazione della tipologia circuitale più congeniale per sviluppare un dispositivo che si adattasse al meglio alle specifiche progettuali imposte dallo standard (Figura 3.15).

Rispetto al circuito in Figura 3.10, si è deciso di eliminare dalla catena di trasmissione il convertitore buck che aveva il compito di ridurre la tensione continua di 400V in uscita dal *PFC*. Tale scelta ha l'obiettivo di aumentare l'efficienza energetica e diminuire il costo totale del dispositivo, grazie all'eliminazione di componenti elettronici.

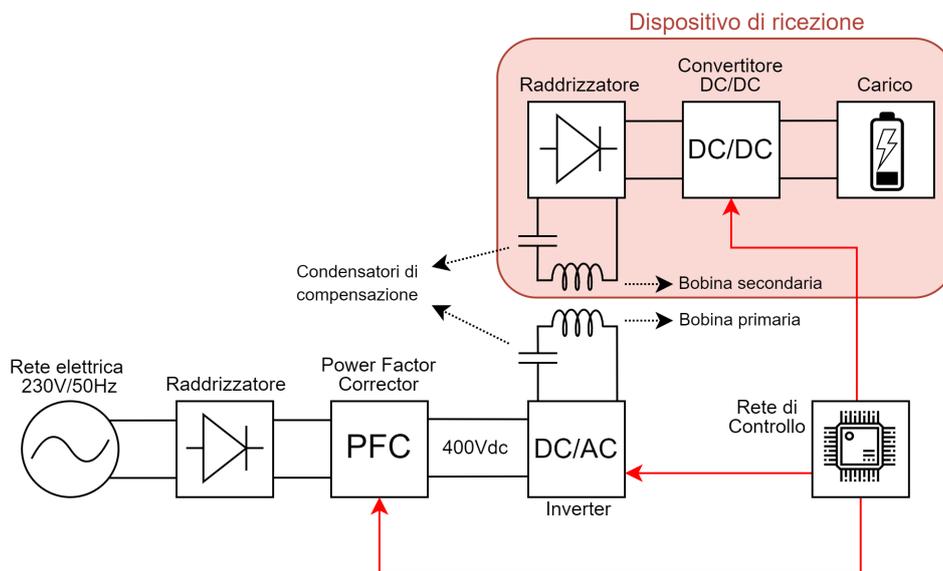


Figura 3.15. Schema elettrico ideato per lo standard *Ki*

Il maggiore svantaggio riguarda, in particolare, l'aumento della tensione che alimenta la bobina trasmittente. Nel caso di Inverter DC/AC *Full-Bridge*, l'ampiezza della tensione alternata generata è pari a 800 Vpp; una tensione così elevata comporta uno stress insostenibile per il condensatore di compensazione. Ulteriore punto a sfavore è il minor grado di libertà nel controllo della potenza trasferita.

Con l'eliminazione del convertitore buck, infatti, gli unici dispositivi di switching sui quali agire per regolare l'erogazione di potenza sono i MOSFET dell'inverter.

La soluzione più semplice per ridurre lo stress sui condensatori di compensazione è l'utilizzo di un inverter con topologia *Half-Bridge* a sostituzione del *Full-Bridge* (Figura 3.16). La principale differenza tra le due tipologie di inverter riguarda il numero di commutatori utilizzati. L'*Half-Bridge* è caratterizzato da due transistor, mentre il *Full-Bridge* da quattro; ciò comporta una differenza significativa in termini di complessità e costo del dispositivo.

La caratteristica che rende l'*Half-Bridge* una soluzione per ridurre l'elevato stress generato sulla bobina trasmittente è la relazione che intercorre tra tensione di ingresso e uscita. Questa tipologia di inverter, infatti, opera con una tensione di ingresso V_{dc} e genera in uscita una tensione alternata V_{AC} di ampiezza massima pari a $\frac{V_{dc}}{2}$. L'inverter *Full-Bridge*, al contrario, opera allo stesso modo con una tensione di ingresso V_{dc} , ma genera in uscita una tensione alternata V_{AC} di ampiezza massima pari a V_{dc} . La tipologia *Half-bridge*, inoltre, è più semplice, meno costosa ed efficiente in quanto presenta un minor numero di commutazioni dei transistor.

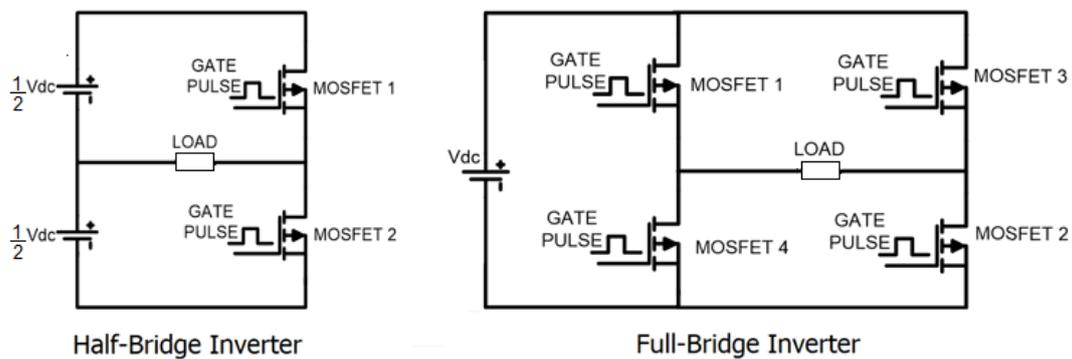


Figura 3.16. Schemi circuitali di inverter a tipologia *Half-Bridge* e *Full-Bridge*

3.2.2.1 Progetto delle spire su circuiti stampati

Il progetto delle spire di accoppiamento su circuiti stampati prevede, nella fase iniziale, l'individuazione dei parametri elettrici principali, riportati in Tabella 3.5.

Parametri elettrici di progetto	
Simbolo	Descrizione dei parametri
R_L	Resistenza di carico
R_{in}	Resistenza equivalente di ingresso al primario
V_{in}	Tensione di ingresso al primario
P_L	Potenza al carico
k	Coefficiente di accoppiamento nominale
f	Frequenza di risonanza
$\omega = 2\pi f$	Pulsazione angolare
μ_0	Permeabilità magnetica del vuoto
ρ_{Cu}	Resistività del rame

Tabella 3.5. Parametri elettrici di progettazione del circuito di accoppiamento

A partire dai parametri elettrici, è possibile individuare il valore della mutua induttanza necessaria a realizzare il trasferimento di potenza con le caratteristiche desiderate.

Il valore di mutua induttanza M può essere ricavato dalla seguente formula [1]:

$$M = \frac{V_{in}}{\omega} \sqrt{\frac{R_L}{P_L}} \quad (3.2)$$

L'obiettivo del progetto è individuare i valori geometrici della spira di trasmissione e ricezione che permettano di realizzare il valore di mutua induttanza ricavato dai parametri elettrici iniziali.

Per la progettazione delle spire si può partire in modo arbitrario sia dal trasmettitore che dal ricevitore. In questo studio, lo stadio di partenza per la progettazione

del sistema di accoppiamento è quello di ricezione.

I parametri di partenza per l'individuazione della spira ricevitrice sono presentati in Tabella 3.6.

Parametri di partenza per il progetto delle spire	
Simbolo	Descrizione dei parametri
J	Densità di corrente [A/mm^2]
n	Numero di layer in parallelo della PCB
I_{max}	Corrente massima per ogni layer [A]
p	Distanza tra due avvolgimenti consecutivi [mm]
D_{out}	Diametro esterno della bobina [mm]

Tabella 3.6. Parametri di partenza per l'individuazione della geometria delle spire

Il materiale considerato per la realizzazione delle spire è il rame, caratterizzato da un densità di corrente J pari a:

$$J = 5 \frac{A}{mm^2} \quad (3.3)$$

La possibilità di suddividere le spire nella parte superiore e inferiore di ogni *layer* del circuito stampato permette di ottimizzare notevolmente lo spazio orizzontale occupato (Figura 3.17). Inoltre, la concessione in parallelo tra i *layer* consente di splittare la corrente totale passante per la bobine. In questo modo, è possibile ridurre la sezione dei circuiti, aumentare il numero di avvolgimenti per ogni *layer* e aumentare l'accoppiamento tra trasmettitore e ricevitore.

La corrente totale che attraversa la bobina può essere stimata attraverso la formula:

$$I = \frac{P}{V_{in}} \quad (3.4)$$

A partire dalla corrente totale può essere ricavata la corrente che attraversa ogni *layer*:

$$I_{layer} = \frac{I}{n} \quad (3.5)$$

La corrente passante per ogni *layer* determina la sezione della pista, infatti può essere definita come:

$$I_{layer} = J \cdot S \quad (3.6)$$

dove S è la sezione della pista che è definita dal prodotto tra la larghezza della pista w e il suo spessore h :

$$S = w \cdot h \quad (3.7)$$

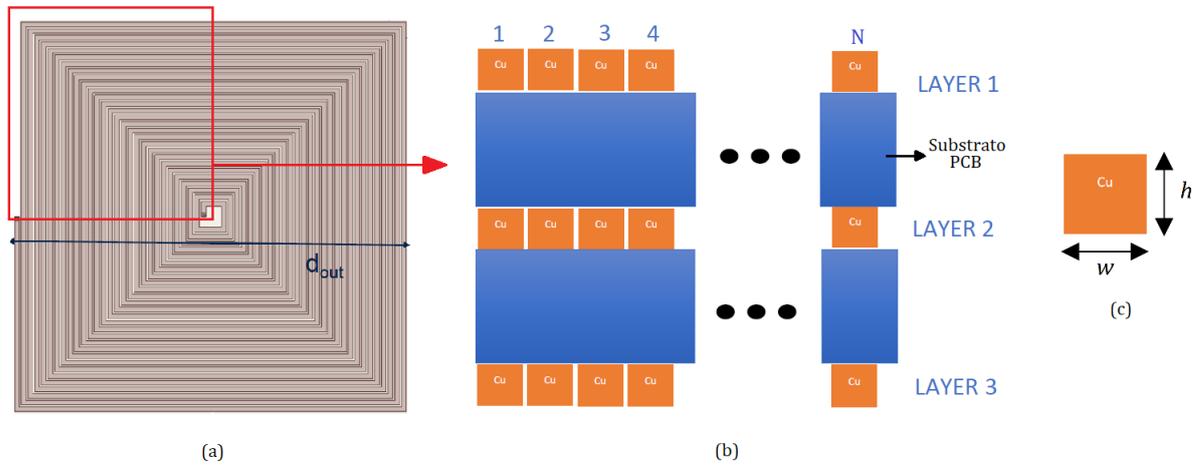


Figura 3.17. Bobina stampata su *PCB*: (a) Vista dall'alto (b) Vista laterale della bobina realizzata su tre *layer* (c) Sezione di una pista

Il valore dello spessore h è limitato dal fenomeno denominato 'effetto pelle' (in inglese '*skin effect*'). L'effetto pelle è la tendenza di una corrente alternata (AC) a distribuirsi principalmente sulla superficie esterna del conduttore, diminuendo

man mano la densità all'interno del materiale [37]. La corrente elettrica fluisce principalmente tra la superficie esterna e un livello di profondità chiamato 'profondità di pelle' (in inglese '*skin depth*'). Quest'ultimo è definito come la distanza dalla superficie del conduttore alla quale la densità di corrente diminuisce di un fattore pari a $1/e$ (circa il 37%). La profondità di pelle può essere espressa in funzione della resistività del conduttore ρ_{Cu} e la frequenza f della corrente alternata attraverso la formula:

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho_{Cu}}{\pi\mu_0 f}} \quad (3.8)$$

dove μ_0 , la permeabilità magnetica del vuoto, è pari a $4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m.

Si può osservare come questo fenomeno dipenda dalla frequenza: all'aumentare di quest'ultima, la densità di corrente si concentra sulla superficie esterna del conduttore riducendo la sezione trasversale efficace e aumentando la resistenza totale.

Per mitigare le problematiche sopracitate, si è deciso di fissare lo spessore h delle piste sia per il trasmettitore che per il ricevitore ad un valore pari al doppio del valore della profondità di pelle δ :

$$h = 2 \delta \quad (3.9)$$

Fissato lo spessore h della pista e calcolato il valore di corrente I_{layer} che scorre attraverso essa, viene di conseguenza definito la larghezza della pista w e il numero di avvolgimenti massimi che possono essere realizzati su ogni *layer*:

$$N_{max} = \frac{\frac{D_{out}}{2}}{w + p} \quad (3.10)$$

dove D_{out} è il diametro a disposizione della spira e p è la distanza tra due piste consecutive.

Fissato il numero di avvolgimenti N_R per *layer* del ricevitore, minore o uguale rispetto a N_{max} , può essere, infine, ricavato il valore di induttanza della spira di ricezione attraverso la formula generale [38]:

$$L = \frac{C_1 \mu_0 N d_{avg}}{2} \left[\ln\left(\frac{C_2}{\phi}\right) + C_3\phi + C_4\phi^2 \right] \quad (3.11)$$

dove i parametri C_i dipendono dalla geometria della spira e sono presentati in Tabella 3.7.

Layout	C_1	C_2	C_3	C_4
Quadrato	1.27	2.07	0.18	0.13
Esagonale	1.09	2.23	0.00	0.17
Ottagonale	1.07	2.29	0.00	0.19
Circolare	1.00	2.46	0.00	0.20

Tabella 3.7. Coefficienti C_i per la definizione del valore di induttanza in base alla forma geometrica

La formula (3.11) fornisce il valore di induttanza di un singolo *layer*; per ricavare l'induttanza equivalente, data dal parallelo tra due o più *layer*, è necessario tenere in considerazione dell'accoppiamento magnetico che si instaura tra i diversi strati della spira. Il flusso magnetico prodotto dagli induttori connessi in parallelo si concatena infatti l'uno con l'altro [39].

Considerando due *layer* in parallelo e i flussi prodotti nella stessa direzione del flusso magnetico, si può dimostrare che l'induttanza equivalente L_{eq} è data dalla seguente equazione:

$$L_{eq} = \frac{L_1 L_2 - M_{layer}^2}{L_1 + L_2 - 2M_{layer}} \quad (3.12)$$

dove L_1 e L_2 sono le induttanze dei due *layer* e M_{layer} la mutua induttanza instaurata.

Il valore di mutua induttanza M_{layer} può essere ricavato dalla relazione con il coefficiente di accoppiamento K_{layer} e le induttanze L_1 e L_2 :

$$M_{layer} = 2 K_{layer} \sqrt{L_1 L_2} \quad (3.13)$$

dove:

$$K_{layer} = \frac{N^2}{0.64[(0.184X^3 - 0.525X^2 + 1.038X + 1.001)(1.67N^2 - 5.84N + 65)]^1} \quad (3.14)$$

e X è la distanza in millimetri tra i *layer* e N il numero di avvolgimenti.

Le *PCB* progettate in questa Tesi presentano un strato di dielettrico che separa i due *layer* $X=1.6$ mm.

Imponendo l'uguaglianza tra le induttanze dei due *layer* $L_1 = L_2 = L$ e sostituendo (3.13) in (3.12) si può semplificare il calcolo dell'induttanza equivalente:

$$L_{eq} = \frac{L}{2} (1 + 2 K_{layer}) \quad (3.15)$$

Le spire di potenza di questo lavoro si basano sulla geometria quadrata; applicando i valori in Tabella 3.7 otteniamo L_R :

$$L_R = \frac{1.27 \mu_0 N_R d_{rx,avg}}{2} \left[\ln\left(\frac{2.07}{\phi}\right) + 0.18\phi + 0.13\phi^2 \right] \quad (3.16)$$

dove ϕ ('*fill factor*') e $d_{rx,avg}$ (diametro medio della spira) sono definiti:

$$\phi = \frac{d_{out,rx} - d_{in,rx}}{d_{out,rx} + d_{in,rx}} \quad (3.17)$$

$$d_{rx,avg} = \frac{d_{out,rx} + d_{in,rx}}{2} \quad (3.18)$$

¹La formula è valida per numero di avvolgimenti da 5 a 20 e distanza X tra gli induttori su due *layer* da 0.75 a 2 mm

Per ottenere, infine, l'induttanza equivalente $L_{R,eq}$ al ricevitore è necessario applicare la formula (3.15).

Dal valore di $L_{R,eq}$ e di mutua induttanza M che permette di garantire le performance di progetto, è possibile stimare il valore dell'induttanza della spira di trasmissione L_T :

$$L_T = \left(\frac{M}{k}\right)^2 \frac{1}{L_{R,eq}} \quad (3.19)$$

A partire dai parametri presentati in Tabella 3.6 e imponendo lo stesso metodo di progetto già seguito per la spira di ricezione, è possibile lavorare sui parametri geometrici con l'obiettivo di realizzare un'induttanza $L_{T,eq}$ pari a L_T . In particolare il valore di induttanza di un singolo *layer* $L_{T,reale}$ si ricava come in precedenza:

$$L_{T,reale} = \frac{1.27 \mu_0 N_T d_{tx,avg}}{2} \left[\ln\left(\frac{2.07}{\phi}\right) + 0.18\phi + 0.13\phi^2 \right] \quad (3.20)$$

$$\phi = \frac{d_{out,tx} - d_{in,tx}}{d_{out,tx} + d_{in,tx}} \quad (3.21)$$

$$d_{tx,avg} = \frac{d_{out,tx} + d_{in,tx}}{2} \quad (3.22)$$

Il valore dell'induttanza di trasmissione $L_{T,eq}$ equivalente può essere calcolata applicando la formula (3.15).

Definite le induttanze di ricezione $L_{R,eq}$ e trasmissione $L_{T,eq}$ è possibile ricavare analiticamente i valori effettivamente realizzati di mutua induttanza M_{reale} e coefficiente di accoppiamento K_{reale} attraverso le seguenti formule:

$$K_{reale} = \frac{M_{reale}}{\sqrt{L_{R,eq} L_{T,eq}}} \quad (3.23)$$

$$M_{reale} = \mu_0 N_T N_R \pi \sqrt{d_{tx,avg} d_{rx,avg}} \left(\frac{F_K^3}{16} + 3 \frac{F_K^3}{64} \right) \quad (3.24)$$

dove:

$$F_K = \sqrt{\frac{4 d_{tx,avg} d_{rx,avg}}{(d_{tx,avg} + d_{rx,avg})^2 + h_{gap}^2}} \quad (3.25)$$

Il parametro h_{gap} definisce la distanza tra le spire di ricezione e trasmissione. Lo standard *Ki* definisce una distanza massima di trasferimento di potenza pari a 43 mm. Con l'obiettivo di tenere in considerazione approssimazioni analitiche e imprecisioni del flusso progettuale, si è deciso di impostare una distanza di trasferimento tra le bobine maggiore rispetto alla specifica e pari a 50 mm.

Per concludere il progetto è necessario verificare che il valore del coefficiente di accoppiamento stimato K_{reale} , sia minore di un valore critico $K_{critico}$:

$$K_{reale} < K_{critico} \quad (3.26)$$

Il coefficiente di accoppiamento critico $K_{critico}$ può essere ricavato dalla seguente relazione:

$$K_{critico} = \frac{1}{Q_2} \sqrt{1 - \frac{1}{4Q_2^2}} \quad (3.27)$$

dove Q_2 rappresenta il fattore di qualità della spira di ricezione calcolato come:

$$Q_2 = \frac{w L_{R,eq}}{R_2 + R_L} \quad (3.28)$$

e R_2 la resistenza parassita:

$$R_2 = \rho_{Cu} \frac{l_2}{S_2} = \rho_{Cu} \frac{n_R N_R (d_{rx,avg} \pi)}{S_2} \quad (3.29)$$

La condizione (3.26) permette al sistema di evitare la cosiddetta ‘biforcazione’, nella quale il guadagno di trasferimento mostra due picchi a frequenze diverse rispetto alla frequenza di risonanza desiderata (in inglese ‘*frequency splitting*’) [40]. Il numero dei punti di risonanza dipendono dalle condizioni di carico, dalla tipologia del circuito di compensazione e dai valori delle capacità.

Quando tale fenomeno ha luogo, l’efficienza massima di trasferimento del sistema non è alla frequenza di risonanza ma è presente in due frequenze laterali (Figura 3.18).

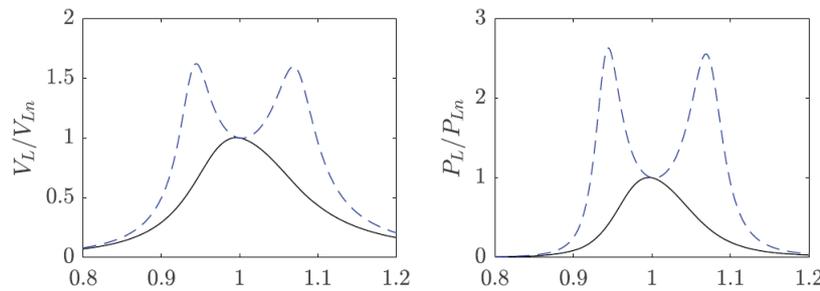


Figura 3.18. Esempio di variazione delle grandezze elettriche di carico per due sistemi *WPT* basati sulla topologia di compensazione SS. Configurazione stabile in nero e condizione di biforcazione in blu [7].

Idealmente, un sistema *WPT* basato su accoppiamento induttivo risonante lavora alla frequenza di risonanza definita in fase di progetto. Nella realtà, il sistema potrebbe deviare dalla frequenza di risonanza a causa delle tolleranze dei componenti che possono provocare una non completa compensazione della reattanza induttiva da parte del condensatore.

Nel caso in cui il sistema rientri nella condizione di ‘biforcazione’ e, a causa delle non idealità, la frequenza di lavoro deviasse da quella di risonanza e coincidesse con uno dei due picchi ‘parassiti’, il circuito sarebbe caratterizzato da picchi di tensione e corrente che potrebbero portare a gravi danni.

Per i motivi sopracitati, è fondamentale nella fase di progetto rispettare la

condizione (3.26) realizzando un sistema stabile. La stabilità del sistema permette, inoltre, di implementare algoritmi di controllo che fanno coincidere la frequenza di lavoro con quella di risonanza.

Alla fine del progetto può essere necessario regolare i valori geometrici e/o elettrici precedentemente impostati per permettere la realizzazione delle seguenti condizioni:

- **Mutua induttanza:** M (analitico) = M_{reale}
- **Coefficiente di accoppiamento:** $K_{reale} < K_{critico}$
- **Potenza al carico:** $P_{L,hp} = P_{L,reale}$

Definite le geometrie delle spire possono essere ricavati i valori delle capacità di compensazione attraverso la relazione (3.1).

Vengono, inoltre, definiti i parametri principali di performance del sistema, a partire dal fattore di qualità di trasmissione Q_1 :

$$Q_1 = \frac{\omega L_{T,eq}}{R_1} \quad (3.30)$$

dove

$$R_1 = \rho_{Cu} \frac{l_1}{S_1} = \rho_{Cu} \frac{n_T N_T (d_{tx,avg} \pi)}{S_1} \quad (3.31)$$

Infine, l'efficienza analitica di trasferimento tra due spire accoppiate:

$$\eta = \frac{R_L}{R_L + R_2} \frac{K_{reale}^2 Q_1 Q_2}{1 + Q_2^2 + K_{reale}^2 Q_1 Q_2} \quad (3.32)$$

Il flusso di progetto appena presentato ha seguito un processo di validazione attraverso analisi *FEM*, simulazioni elettromagnetiche agli elementi finiti della struttura descritta in tre dimensioni con lo scopo di validare i valori di induttanza, le potenze coinvolte e determinare l'andamento del campo magnetico generato.

In particolare, la struttura tridimensionale viene discretizzata in un insieme di elementi finiti, ciascuno dei quali è analizzato separatamente utilizzando equazioni fisiche appropriate.

I risultati, presentati al paragrafo 4.1.2, hanno mostrato problemi di eccessiva potenza dissipata e il relativo raggiungimento di temperature elevate non conformi alle specifiche di progetto.

Per le ragioni sovraccitate, si è deciso di modificare la topologia di connessione tra i *layer* della *PCB*, optando per una connessione di tipo serie che permette di realizzare spire meno lunghe, caratterizzate da resistenze parassite minori e, di conseguenza, minori potenze dissipate. Il flusso di progetto delle spire ha subito piccole modifiche per adattarsi alla nuova topologia, mentre lo schema elettrico generale non ha subito variazioni.

3.2.2.2 Progetto definitivo: layer PCB in serie

I risultati delle prime simulazioni sulla configurazione ‘parallelo’, presentati al paragrafo 4.1.2, hanno mostrato problematiche importanti relative a dissipazione di calore ed efficienza. Ciò ha reso necessario un cambiamento nella geometria delle bobine, portando ad una strategia di collegamento tra *layer* di tipo ‘serie’ tale da non modificare il verso della corrente (Figura 3.19).

Il vantaggio principale è la riduzione del numero di avvolgimenti per *layer*. Le piste, allo stesso tempo, presentano spessori maggiori in grado di poter sopportare il valore massimo passante per la spira I_{max} . Questa serie di modifiche permette la riduzione delle resistenze DC e una conseguente minore potenza dissipata.

La variazione nella configurazione di collegamento modifica il calcolo dell’induttanza equivalente presentata nel paragrafo precedente. In particolare, quando due o più induttori sono collegati in serie si deve tenere in considerazione la mutua induttanza.

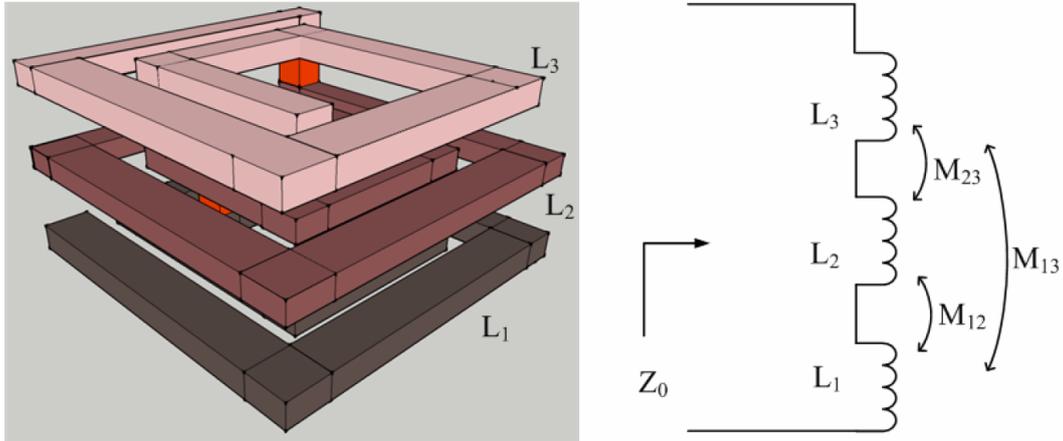


Figura 3.19. Esempio di una bobina su tre *layer* collegati in serie e circuito equivalente con riferimenti a autoinduttanze e mutue induttanze tra i tre *layer* di metallo

Considerando nel nostro caso due induttori connessi in modo tale che loro flussi magnetici siano nella stessa direzione, l'induttanza equivalente può essere ricavata come:

$$L_{eq} = L_1 + L_2 + 2M_{layer} \quad (3.33)$$

Imponendo come in precedenza l'uguaglianza $L_1 = L_2 = L$ e sostituendo M_{layer} con l'equazione (3.13), si ricava infine:

$$L_{eq,serie} = 2 L (1 + 2 K_{layer}) \quad (3.34)$$

Capitolo 4

Validazione del progetto e analisi delle prestazioni

Le fasi fondamentali di un lavoro sperimentale sono la verifica e la validazione, attraverso opportune tecniche di analisi, del metodo analitico seguito per realizzare il progetto.

Nel mio lavoro, ogni progetto individuato è stato dapprima analizzato in termini di prestazioni attraverso il software *PSIM* [41] e, successivamente, validato tramite analisi *FEM* con il software *Ansys* [42]. In particolare, il software *Ansys Q3D Extractor* [43] è stato utilizzato per estrarre i valori delle induttanze e il modello del circuito, mentre *Ansys Maxwell 3D* [44] ha permesso la realizzazione di mappe di distribuzione della densità di corrente elettrica passante per gli induttori.

Questo capitolo presenta una panoramica delle prestazioni dei tre progetti di induttori di potenza stampati su *multilayer* che ho individuato nel mio lavoro di Tesi. Nel primo paragrafo, sono riportate le principali simulazioni che sono state effettuate su induttori planari di potenza stampati su due *layer* di *PCB* e connessi tra loro in parallelo.

I successivi paragrafi, al contrario, presentano l'analisi prestazionale di induttori realizzati su due *layer* di *PCB* e connessi tra loro in serie. Per quanto riguarda la geometria, la prima parte, caratterizzata da induttori di geometria quadrata, è

stata implementata aggiungendo induttori di forma circolare, per allineare il lavoro alla maggior parte dei piani ad induzione presenti sul mercato globale. Infine, viene presentato il processo di ottimizzazione realizzato su induttori planari circolari stampati su due *layer* caratterizzati da una frequenza di lavoro vantaggiosa in termini di prestazioni pari a 40 kHz.

4.1 Progetto induttori su PCB con layer in parallelo

Il primo progetto realizzato in questa Tesi ha visto la modellazione degli induttori planari di trasmissione e ricezione del sistema *WPT* su circuiti stampati caratterizzati da *layer* collegati in parallelo. In Tabella 4.1 sono riportati i valori dei parametri elettrici individuati nella fase iniziale dell'analisi.

Simbolo	Descrizione	Valore	Unità
R_L	Resistenza di carico	33	Ω
R_{in}	Resistenza equivalente di ingresso al primario	0,1	Ω
V_{in}	Tensione di ingresso al primario	200	V
P_L	Potenza al carico	2600	W
k	Coefficiente di accoppiamento nominale	0,3	-
f	Frequenza di risonanza	70	kHz
$w = 2\pi f$	Pulsazione angolare	$4,39 \times 10^{-5}$	rad/s
μ_0	Permeabilità magnetica del vuoto	$4\pi \times 10^{-7}$	H/m
ρ_{Cu}	Resistività del rame	$1,68 \times 10^{-8}$	Ωm

Tabella 4.1. Parametri elettrici del progetto dei circuiti stampati con *layer* connessi in parallelo

Dai parametri in Tabella 4.1 è possibile notare come la frequenza di risonanza individuata sia pari a 70 kHz e la potenza al carico imposta in fase di progettazione

analitica, 2600 W, sia maggiore rispetto al requisito definito dallo standard, pari a 2200 W. Tale sovrastima conservativa permette di tenere in considerazione le non idealità dei circuiti interessatati che, in fase di funzionamento reale del sistema, riducono la potenza disponibile al carico.

L'applicazione del metodo di progetto presentato nel paragrafo 3.2 consente di individuare analiticamente i parametri geometrici degli induttori di trasmissione e ricezione. La tabella 4.2 riporta i valori geometrici individuati.

Parametri	Descrizione dei parametri	TX	RX	Unità
N	Numero di avvolgimenti per layer	28	37	mm
D_{in}	Diametro intero spira	10,4	10	mm
D_{out}	Diametro esterno spira	210	230	mm
w	Larghezza della pista	2,6	2	mm
t	Spessore della pista	0,5	0,5	mm
S	Sezione della pista	1,3	1	mm^2
I_{max}	Massima corrente per layer	13	10	A
p	Distanza tra avvolgimenti consecutivi	1	1	mm
N_{layer}	Numero di layer	2	2	-
L	Valore di autoinduttanza	64,68	121,8	μH

Tabella 4.2. Parametri geometrici di L_T e L_R individuati tramite applicazione del flusso di progetto

In termini di diametro esterno, sia per il trasmettitore che per il ricevitore, si è scelto di impostare il valore massimo indicato dallo standard Ki . Così facendo, è possibile ottenere maggiore flessibilità nell'individuazione del numero di avvolgimenti per ogni *layer* necessario al trasferimento del livello di potenza richiesto. In quest'ottica, si è deciso di individuare un valore di distanza tra avvolgimenti piccolo pari a 1 mm.

Tali scelte hanno portato a un numero di avvolgimenti per *layer* sia per il

trasmettitore che per il ricevitore molto elevato, pari rispettivamente a 28 e 37.

Con la geometria presentata, i valori di autoinduttanza realizzati sono pari a $64,68 \mu H$ per il trasmettitore (L_T) e $121,8 \mu H$ (L_R) per il ricevitore.

4.1.1 Analisi del circuito elettrico con software PSIM

La simulazione del sistema con il software *PSIM* ha lo scopo di ottenere una prima analisi qualitativa dello schema elettrico equivalente individuato dal progetto analitico.

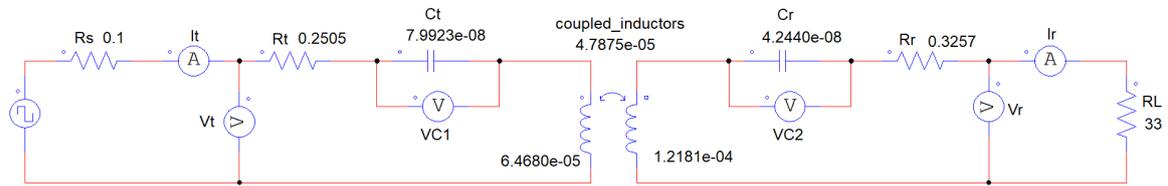


Figura 4.1. Schema circuitale del sistema progettato

In Figura 4.1 è raffigurato lo schema elettrico simulato dove sono presenti tutti i componenti elettrici ricavati analiticamente. I valori sono riassunti in Tabella 4.3.

Parametri	Descrizione dei parametri	Valore
C_t	Capacità di compensazione TX	$79,923 \text{ nF}$
R_t	Resistenza equivalente spira TX	$0,2505 \Omega$
C_r	Capacità di compensazione RX	$42,44 \text{ nF}$
R_r	Resistenza equivalente spira RX	$0,3257 \Omega$
M	Mutua induttanza	$47,875 \mu F$

Tabella 4.3. Componenti elettrici di trasmettitore e ricevitore ricavati analiticamente

Per valutare la correttezza del flusso di progetto applicato, sono stati paragonati i valori di prestazione ottenuti attraverso l'applicazione delle formule matematiche

e i valori restituiti dal software di analisi. I risultati sono presentati in Tabella 4.4.

Parametro	Descrizione	Analitico	PSIM	Δ
V_t	Tensione efficace TX	200 Vrms	196,8 Vrms	-1.6%
V_r	Tensione efficace RX	305,37 Vrms	275,57 Vrms	-9,76%
I_t	Corrente efficace TX	14,64 Irms	12,04 Irms	-17,76%
I_r	Corrente efficace RX	9,25 Irms	8,35 Irms	-9,73%
$V_{C1,pp}$	Tensione picco picco condensatore TX	-	1075 Vpp	-
$V_{C2,pp}$	Tensione picco picco condensatore RX	-	1283 Vpp	-
μ	Efficienza	96,47%	97,11%	0,66%

Tabella 4.4. Confronto tra i parametri ricavati analiticamente e i risultati ottenuti dal software di analisi *PSIM*

Dal confronto si evince che i risultati simulati mostrano valori minori in termini di tensione e corrente e una maggior efficienza, seppur poco rilevante.

Dal punto di vista delle correnti, tale risultato è favorevole, poiché permette di ottenere maggior margine rispetto alla corrente massima sopportabile dalle spire. In termini più generali, però, valori più bassi di corrente e tensione rispetto a quelli ipotizzati analiticamente, comportano una minore potenza erogata e, perciò, un possibile rischio di non compatibilità con i requisiti dello standard. Di qui la scelta, in fase di progettazione, di sovradimensionare la potenza da erogare al carico, che permette di tenere in considerazione il piccolo margine di perdita osservato dalle simulazioni.

In tabella 4.4 sono anche mostrati i mostrati i valori picco picco delle tensioni sinusoidali che agiscono sui due condensatori di compensazione (Figura 4.2). Il loro valore è molto importante per la scelta del componente reale da inserire nel circuito: considerando, infatti, le notevoli tensioni in gioco, devono essere individuate capacità in grado di resistere a tensioni di stress molto elevate.

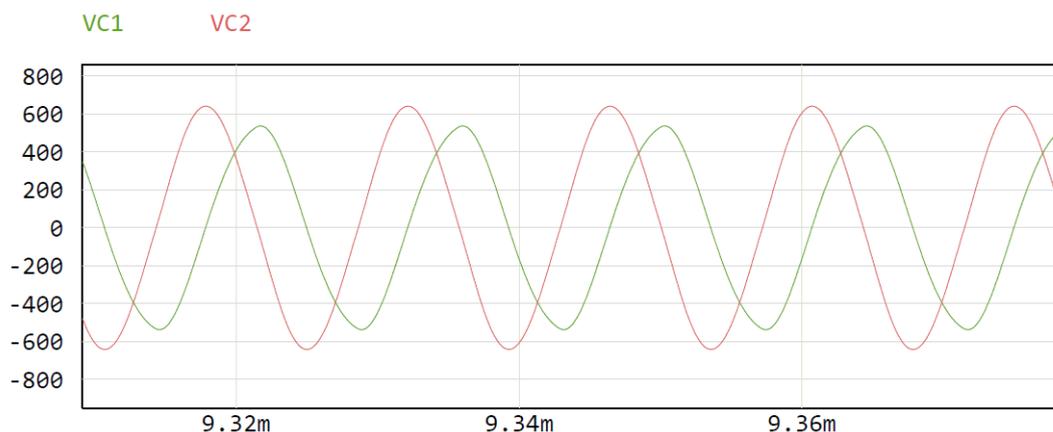


Figura 4.2. Tensioni ai capi del condensatore primario (VC1) e secondario (VC2). Tensione in Volt sull'asse delle ordinate e tempo in millisecondi sull'asse delle ascisse

4.1.2 Analisi FEM

Dopo l'analisi circuitale, è stata realizzata un'analisi *FEM*, che ha permesso una valutazione accurata delle proprietà elettromagnetiche della struttura tridimensionale, aiutando a verificare che i valori di induttanza e le potenze coinvolte soddisfacessero i requisiti e le specifiche di progetto.

Nella fase preliminare, sono state disegnate le bobine attraverso il modulo di progettazione 3D di *Ansys* ed è stato scelto come dielettrico di separazione tra i *layer* il vetronite FR4, il tipo di laminato per *PCB* più comune per la realizzazione di schede elettroniche.

In Figura 4.3 è presentato l'induttore di trasmissione. A seguito di vincoli geometrici nella modellazione 3D della geometria, non è stato possibile, in alcuni casi, replicare le dimensioni definite analiticamente. Le differenze tra i valori progettati e quelli disegnati sul tool 3D sono presentate in Tabella 4.5. Il parametro più critico è il diametro esterno in quanto, il valore disegnato, pari a 211,4 mm, supera di poco il limite massimo definito dallo standard *Ki*.

In seguito alla modellazione, sono stati estrapolati i valori di autoinduttanza

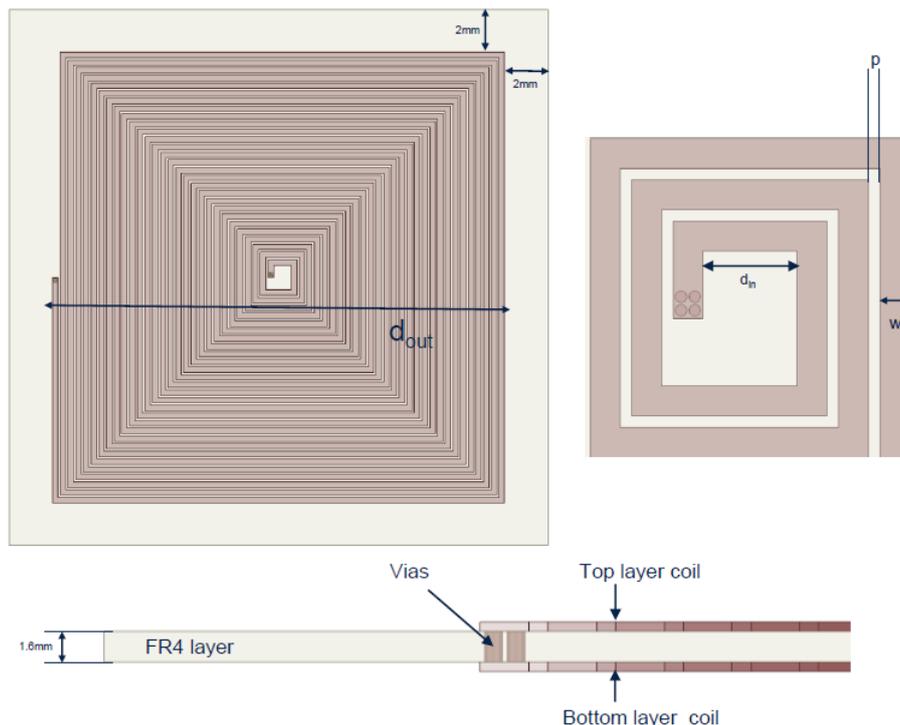


Figura 4.3. Modello 3D dell'induttore di trasmissione (TX)

Parametri	Descrizione dei parametri	Analitico	Ansys	Unità
d_{in}	diametro interno TX	10,4	8,2	mm
d_{out}	diametro esterno TX	210	211,4	mm

Tabella 4.5. Confronto tra i parametri ricavati analiticamente e i valori del modello 3D realizzato sul tool *Ansys3D*

e di resistenza parassita della bobina di potenza alla frequenza di risonanza (70 kHz). I valori sono messi a confronto con quelli analitici in Tabella 4.6.

Come si può notare, la differenza percentuale tra l'induttanza stimata tramite formula sperimentale e quella ricavata da analisi è pari al 5% permettendo, perciò, di poter validare il flusso di progetto impiegato. I valori di resistenza parassita, invece, risultano piuttosto differenti, con una differenza pari a 120%. Tale notevole

Parametri	Descrizione dei parametri	Analitico	Ansys	Unità	Δ
$L_T@70kHz$	Induttanza bobina TX	64,68	61,4	μH	-5%
$R_t@70kHz$	Resistenza equiv. bobina TX	0,2505	0,551	Ω	120%

Tabella 4.6. Confronto tra i parametri di induttanza e resistenza TX ricavati analiticamente e quelli estratti da analisi *FEM*

disparità può essere, in parte, spiegata dalla capacità di un tool di analizzare in maggior dettaglio le proprietà di un materiale, stimando in maniera più accurata i parametri elettrici che la contraddistinguono.

Le successive analisi hanno riguardato la distribuzione della densità di corrente lungo la bobina. I risultati hanno mostrato valori di densità di corrente molto elevati, soprattutto nella parte centrale della spira (Figura 4.4). Essi risultano particolarmente evidenti in Figura 4.5, dove è presentato un ingrandimento sia della zona centrale della spira, che della zona periferica.

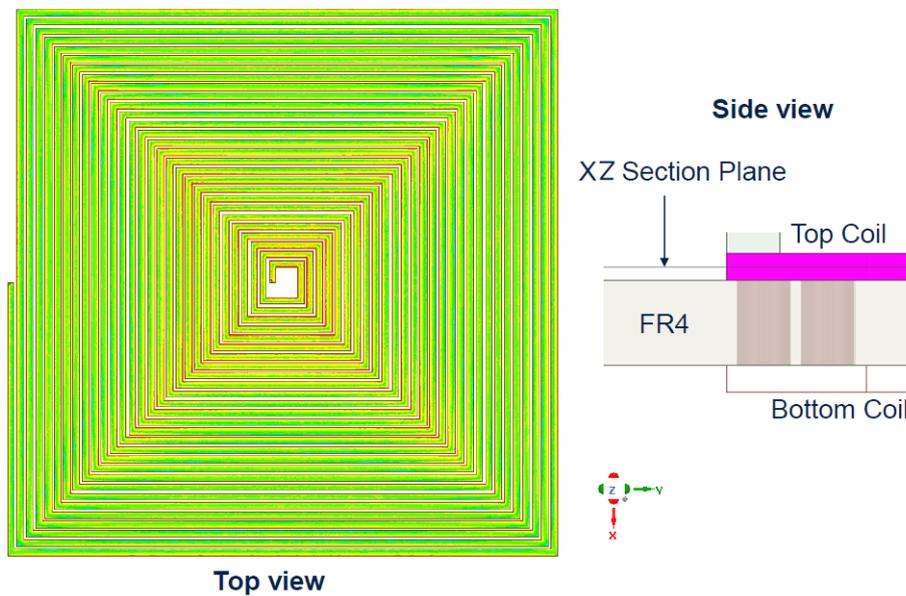


Figura 4.4. Vista superiore della distribuzione di corrente elettrica nella spira TX e sezione laterale della *PCB* con particolare sui VIAS

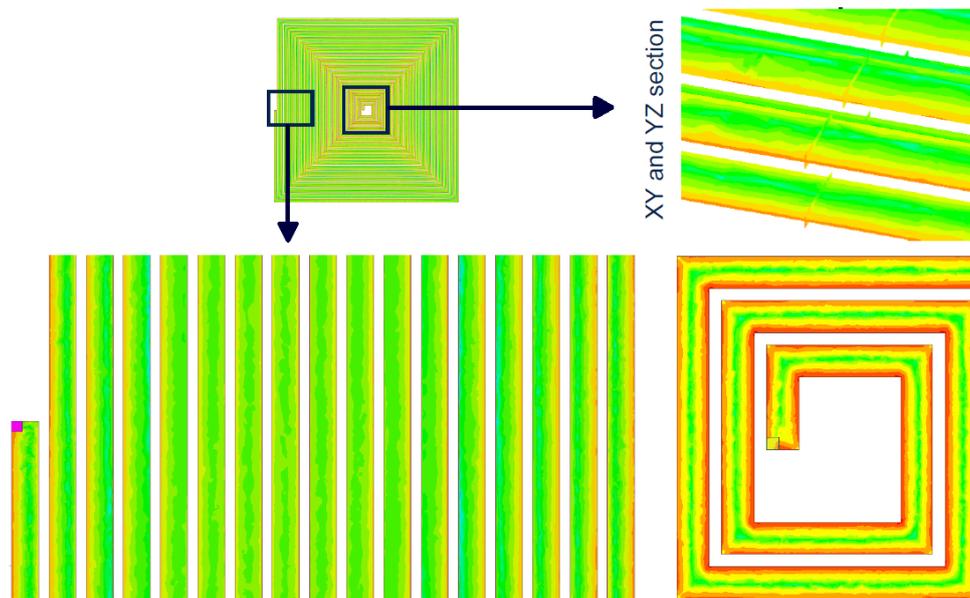


Figura 4.5. Distribuzione densità di corrente elettrica: ingrandimenti della sezione centrale e laterale della spira di trasmissione

Oltre a questa discrepanza, è possibile notare una distribuzione di densità di corrente anomala anche nelle piste della spira. Nelle Figure 4.6 e 4.7 viene esposta la sezione laterale della *PCB*. Per semplicità, il circuito stampato è stato diviso in due parti uguali e, in ognuna di esse, sono presentate tre sezioni della bobina. Nelle sezioni centrali, la corrente all'interno delle piste è maggiormente concentrata nelle zone esterne (in rosso), aumentando, di fatto, la resistenza totale della spira. Nelle sezioni periferiche, invece, la distribuzione risulta maggiormente uniforme e caratterizzata da valori meno elevati.

Le motivazioni alla base di questo insolito comportamento possono essere molteplici: le più probabili si rifanno alla geometria della bobina; in particolare, il problema può essere attribuito all'elevato numero di avvolgimenti che caratterizza la spira e all'esigua distanza ($p=1$ mm) che li separa. Tale distanza, infatti, può comportare un'interazione elettromagnetica molto forte tra gli avvolgimenti, soprattutto al centro dove il campo generato rimane maggiormente "intrappolato"

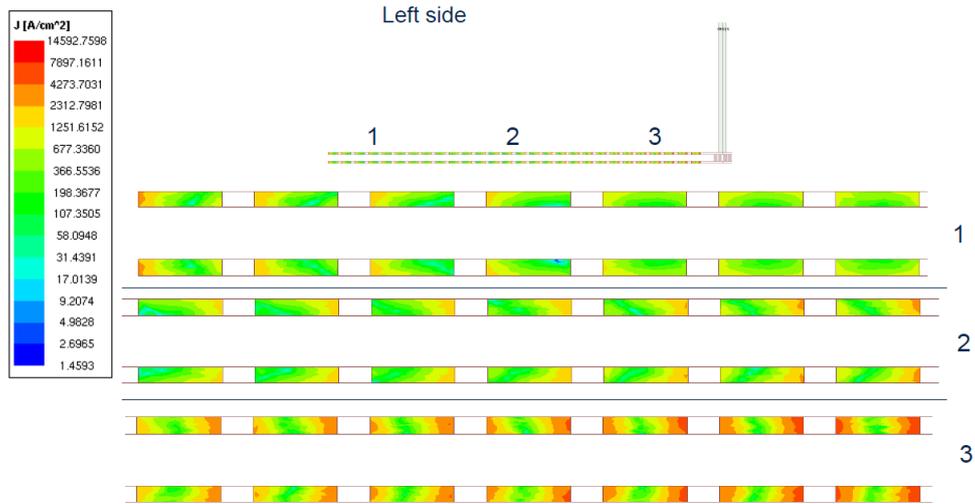


Figura 4.6. Distribuzione densità di corrente elettrica: sezione laterale sinistra della spira TX. La spira è divisa in tre parti

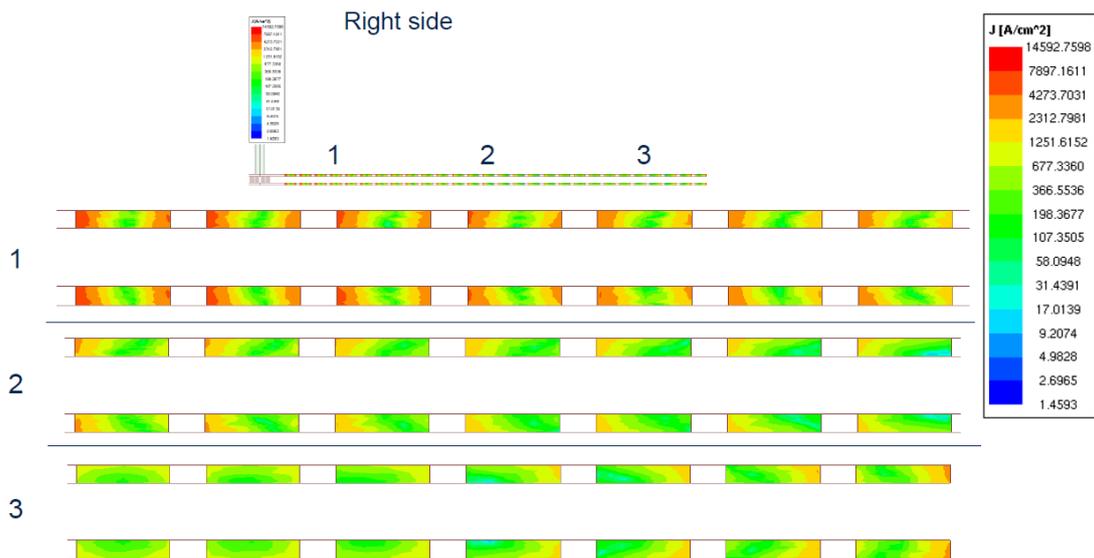


Figura 4.7. Distribuzione densità di corrente elettrica: sezione laterale destra della spira TX. La spira è stata divisa in tre parti

rispetto alle zone periferiche. Ulteriori ipotesi prese in considerazione attribuiscono il problema al sopraggiungere dell'‘effetto pelle’ o a un errore di generazione della *mesh* (griglia) sul tool *Ansys*. Una *mesh* non abbastanza raffinata può, in effetti,

portare ad approssimazione o errori di visualizzazione del parametro analizzato.

Per valutare le prestazioni della spira è stato ricavato il valore di potenza elettrica dissipata. Alla frequenza di risonanza di 70 kHz la potenza dissipata dalla spira di trasmissione è pari a circa 46,5 W, ovvero circa il 2% del valore totale di potenza trasmessa (2,2 kW). Per esaminare, a questo punto, le capacità di dissipazione del circuito stampato, sono state realizzate analisi termiche volte a ricavare le temperature massime raggiunte durante il normale funzionamento.

I risultati presentati in Figura 4.8 mostrano una temperatura raggiunta dalla PCB pari a circa 64 °C, troppo elevata per essere inserita in un ambiente domestico. Le stesse analisi sono state effettuate aumentando lo spessore del dielettrico da 1,6 mm a 3,2 mm, con l'obiettivo di ottenere una maggior dissipazione del calore. I risultati, però, non hanno evidenziato alcun miglioramento.

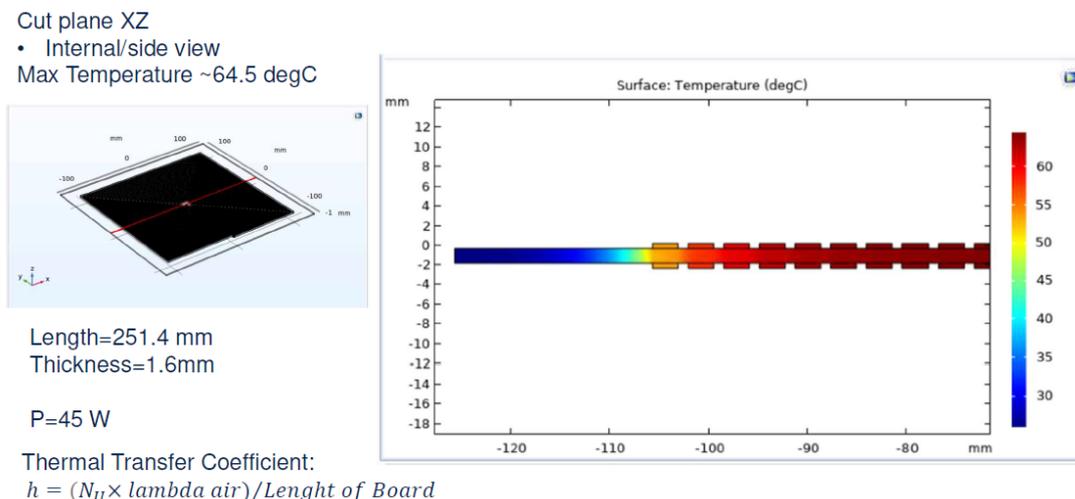


Figura 4.8. Risultati delle analisi termiche condotte sulla spira TX

La medesima procedura di analisi è stata eseguita sulla bobina di ricezione (Figura 4.9). Anche in questo caso, la modellazione 3D della geometria non ha ricalcato totalmente il progetto analitico. L'unica differenza, che ha riguardato il diametro interno della spira, è presentata in Tabella 4.7.

Parametri	Descrizione dei parametri	Analitico	Ansys	Unità
d_{in}	diametro interno TX	10	7	mm

Tabella 4.7. Confronto tra i parametri ricavati analiticamente e i valori del modello 3D realizzato sul tool *Ansys3D*

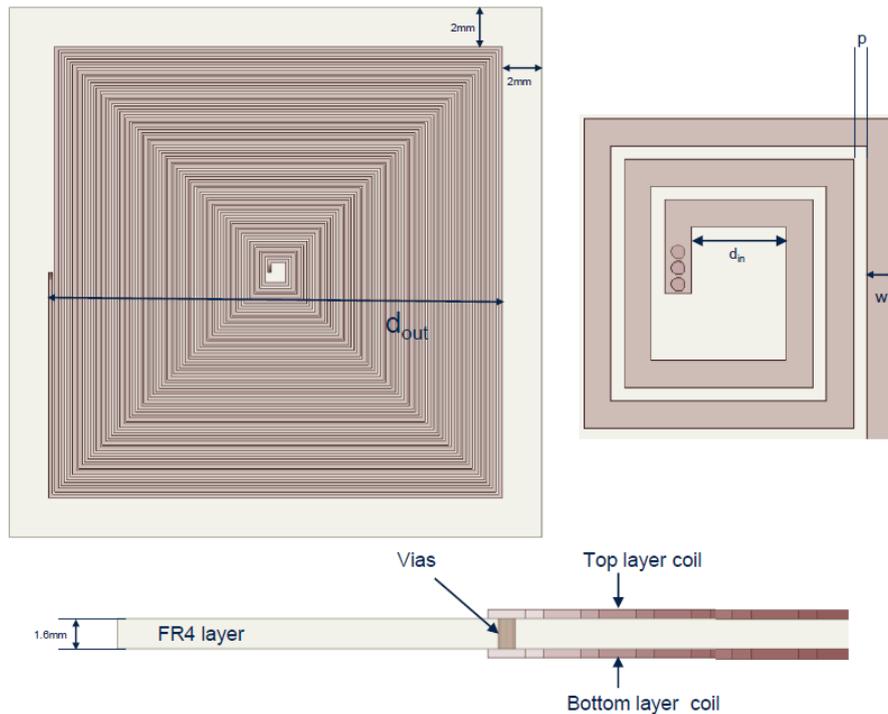


Figura 4.9. Modello 3D dell'induttore di ricezione (RX)

Il valore di induttanza estratto dal software *Ansys* alla frequenza di 70 kHz è pari a $113,4\mu H$, con una differenza del 7,4% rispetto al valore analitico di progetto. La resistenza equivalente della spira risulta pari a $824m\Omega$, molto più elevata rispetto a quella ipotizzata in fase di progetto (Tabella 4.8).

Questi primi risultati, così come la distribuzione della densità di corrente elettrica (Figura 4.10) e l'analisi termica (Figura 4.11), confermano l'andamento già osservato per la spira di trasmissione.

Per comprendere il problema del surriscaldamento del circuito stampato, la

Parametri	Descrizione dei parametri	Analitico	Ansys	Unità	Δ
$L_T@70kHz$	Induttanza bobina RX	121,8	113,4	μH	-7,4%
$R_t@70kHz$	Resistenza equiv. bobina RX	0,3257	0,824	Ω	153%

Tabella 4.8. Confronto tra i parametri di induttanza e resistenza RX ricavati analiticamente e quelli estratti da analisi *FEM*

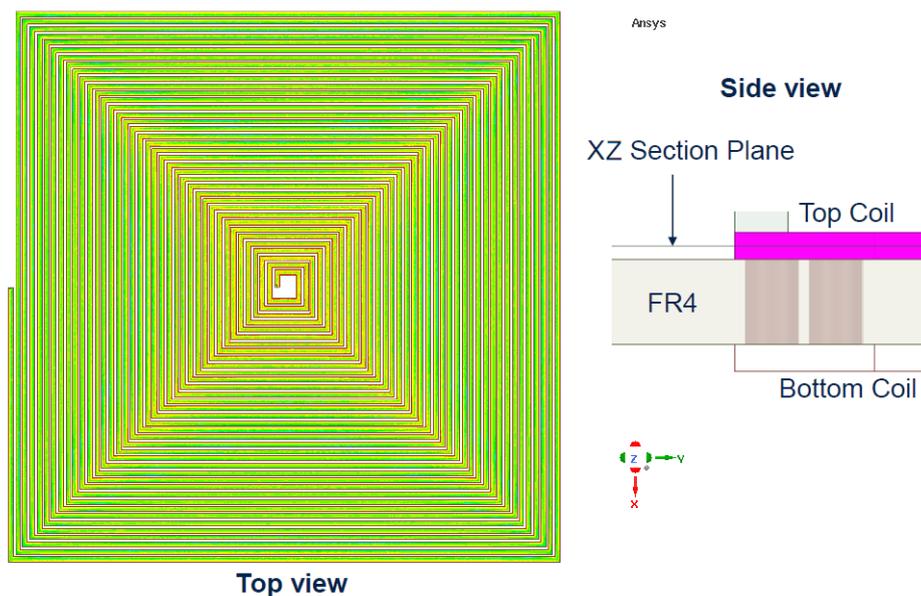


Figura 4.10. Vista superiore della distribuzione di corrente elettrica nella spira RX e sezione laterale della PCB con particolare su i VIAS

Figura 4.12 mostra la distribuzione della temperatura. Come si può notare, tutta la superficie della spira presenta una temperatura molto alta pari circa a 53 °C. Poiché la PCB di ricezione deve essere inserita all'interno dei dispositivi *cordless*, una temperatura così elevata non garantirebbe la sicurezza necessaria all'utente finale.

I risultati ottenuti dalle simulazioni sono estremamente incoraggianti: in particolare, è stata dimostrata una corrispondenza puntuale tra i parametri ricavati dalla metodologia progettuale analitica e quelli simulati. Ciò permette di validare

Cut plane XZ

- Internal/side view
- Max Temperature ~53 degC

Length=270 mm
Thickness=1.6mm

P=40 W

Thermal Transfer Coefficient:

$$h=(Nu \times \lambda_{air}) / \text{Lenght of Board}$$

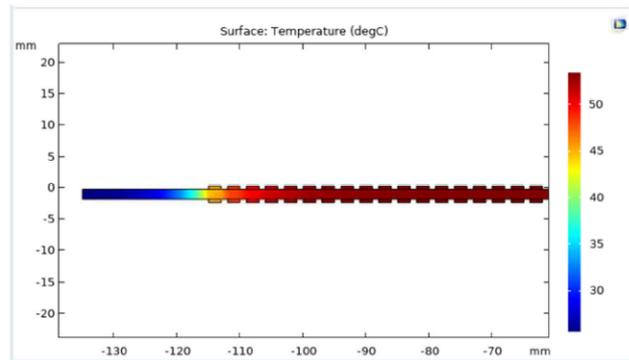


Figura 4.11. Risultati delle analisi termiche condotte sulla spira RX

Cut Plane XY
• Surface
Temperature

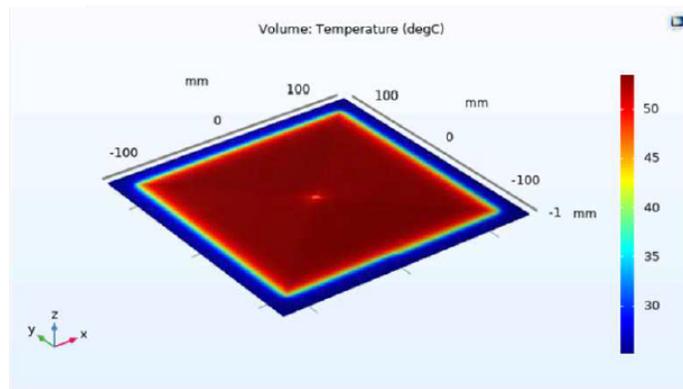


Figura 4.12. Distribuzione della temperatura sulla spira RX. La temperatura risulta elevata su tutta la superficie

pienamente il flusso di progetto sviluppato.

Tuttavia, durante le simulazioni, i problemi di surriscaldamento e di distribuzione non uniforme della densità di corrente elettrica rilevati hanno reso necessarie modifiche alla geometria della spira.

Per affrontare questi problemi, si è deciso di adottare una strategia diversa nella progettazione dei circuiti stampati. Con l'obiettivo di ottenere circuiti stampati con un numero ridotto di avvolgimenti e con un distanza tra essi maggiore rispetto al precedente progetto, si è deciso di realizzare *PCB* caratterizzate da un

collegamento tra i *layer* di tipo serie.

4.2 Progetto induttori su PCB con layer in serie

4.2.1 Geometria quadrata

La modifica introdotta nel collegamento tra i *layer* del circuito stampato ha prodotto come unico cambiamento, nel flusso di progetto sin qui adottato, l'utilizzo di una nuova formula per il calcolo dell'induttanza equivalente della *PCB* (3.34).

Per validare la correttezza di tale assunzione, è stato progettato un nuovo circuito stampato, sia per il trasmettitore che per il ricevitore, caratterizzato da una geometria quadrata e una frequenza di risonanza pari a quella del caso precedente: 70 kHz.

Come per le *PCB* precedenti, l'obiettivo è quello di realizzare circuiti stampati con induttanze pari a $64,68 \mu H$ per il trasmettitore e $121,8 \mu H$ per il ricevitore. In Tabella 4.9 sono presentati i risultati analitici di progetto.

Le differenze rispetto al progetto esposto nel paragrafo 4.1 sono evidenti: il numero degli avvolgimenti per *layer* è diminuito notevolmente sia per il ricevitore che per il trasmettitore. Per quest'ultimo, inoltre, è stato possibile implementare una distanza di avvolgimenti di 2 mm. Infine, I valori di autoinduttanza ricavati, $65,69 \mu H$ per il trasmettitore e $123,9 \mu H$, sono confrontabili con quelli richiesti pari rispettivamente a $64,68 \mu H$ e $121,8 \mu H$.

Le geometrie in Tabella 4.9 sono state rappresentate con il modulo di progettazione 3D del software *Ansys* per permettere la realizzazione di analisi *FEM*. Anche in questo caso, si sono rese necessarie modifiche rispetto al progetto analitico (Tabella 4.10).

In figura 4.13 e 4.14 i modelli 3D dei circuiti stampati realizzati sul software *Ansys*.

Parametri	Descrizione dei parametri	TX	RX	Unità
N	Numero di avvolgimenti per layer	12	11	mm
D_{in}	Diametro intero spira	41,2	122	mm
D_{out}	Diametro esterno spira	210	230	mm
w	Larghezza della pista	5,2	4	mm
t	Spessore della pista	0,5	0,5	mm
S	Sezione della pista	2,6	2	mm^2
I_{max}	Massima corrente per layer	13	10	A
p	Distanza tra avvolgimenti consecutivi	2	1	mm
N_{layer}	Numero di layer	2	2	-
L	Valore di autoinduttanza	65,59	123,9	μH

Tabella 4.9. Parametri geometrici di L_T e L_R caratterizzati da collegamento serie tra i layer delle PCB

	Parametri	Descrizione dei parametri	Analitico	Ansys	Unità
TX	d_{in}	diametro interno	41,2	31,37	mm
	L_T	Induttanza spira	65,59	66,06	μH
RX	d_{in}	diametro interno	122	114,128	mm
	p	distanza tra avvolgimenti consecutivi	1	1,136	mm
	L_R	Induttanza spira	123,9	121,97	μH

Tabella 4.10. Confronto tra i parametri ricavati analiticamente e i valori del modello 3D realizzato sul tool *Ansys3D*

Il confronto proposto in Tabella 4.10 permette di validare il metodo di progetto applicato alla nuova geometria delle spire al fine di risolvere i problemi verificatisi in precedenza. Si può notare, infatti, la quasi perfetta corrispondenza tra i valori di induttanza ricavati analiticamente e quelli simulati su software.

Validato il metodo di progetto, in base agli ottimi risultati sopracitati, il lavoro

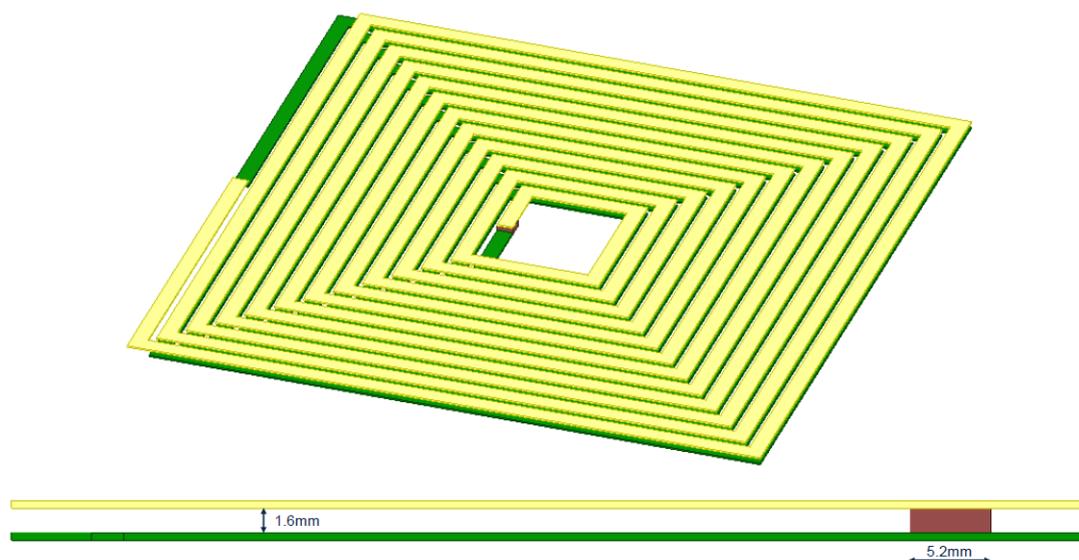


Figura 4.13. Modello 3D dell'induttore di trasmissione (*layer* in serie):
Vista dall'alto e laterale

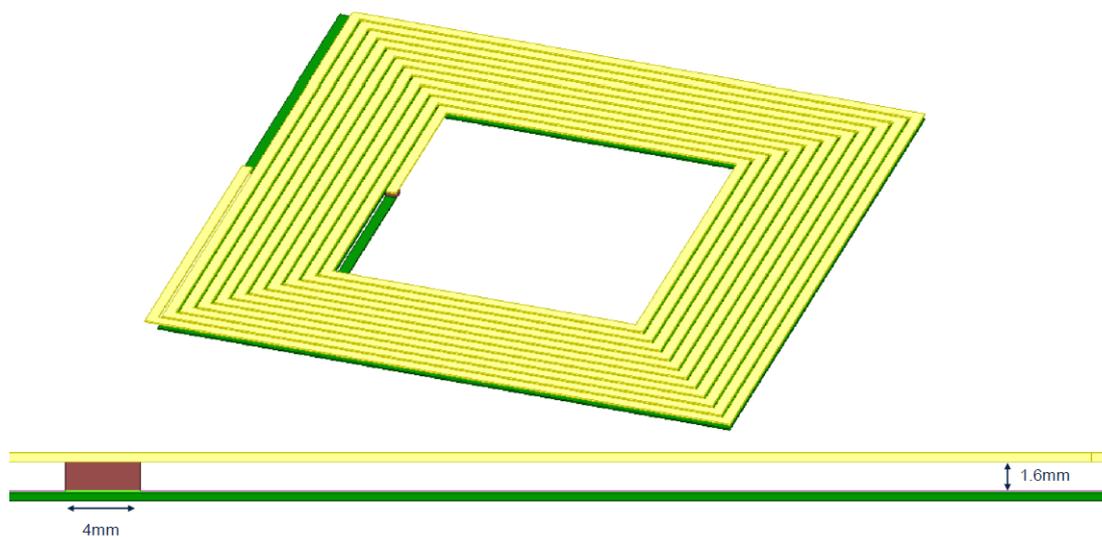


Figura 4.14. Modello 3D dell'induttore di ricezione (*layer* in serie):
Vista dall'alto e laterale

si è concentrato maggiormente sulle necessità di un dispositivo da integrare all'interno di una cucina. In ambito domestico, per esempio nei piani a induzione per la

cottura, la geometria più comune è quella circolare. Ciò avviene, perché i fornelli a induzione, di solito, hanno una forma circolare, in modo da adattarsi meglio a pentole e padelle di forma simile. Per questo motivo, si è scelto di adottare una geometria di tipo circolare per i nuovi progetti di circuiti stampati.

4.2.2 Geometria circolare

La nuova modifica alla geometria delle spira ha comportato, a sua volta, un cambiamento nell'equazione di calcolo dell'autoinduttanza del singolo *layer* della spira. Partendo dalla formula generale 3.11 e dai coefficienti definiti in Tabella 3.7 è possibile ricavare:

$$L = \frac{\mu_0 N d_{avg}}{2} \left[\ln \left(\frac{2.46}{\phi} \right) + 0.2 \phi^2 \right] \quad (4.1)$$

I risultati del nuovo progetto sono presentati in Tabella 4.11.

Parametri	Descrizione dei parametri	TX	RX	Unità
N	Numero di avvolgimenti per layer	11	15	mm
D_{in}	Diametro intero spira	75,6	72	mm
D_{out}	Diametro esterno spira	210	220	mm
w	Larghezza della pista	5,2	4	mm
t	Spessore della pista	0,5	0,5	mm
S	Sezione della pista	2,6	2	mm^2
I_{max}	Massima corrente per layer	13	10	A
p	Distanza tra avvolgimenti consecutivi	1	1	mm
N_{layer}	Numero di layer	2	2	-
L	Valore di autoinduttanza	68,58	128,7	μH

Tabella 4.11. Parametri geometrici di L_T e L_R caratterizzati da collegamento in serie tra i *layer* delle *PCB* e forma circolare

A differenza del precedente progetto con geometria quadrata, le spire attuali presentano una distanza tra gli avvolgimenti di 1 mm, anziché 2 mm. Ciò può comportare l'aumento dell'effetto di prossimità e, di conseguenza, un aumento della temperatura del circuito stampato. Ulteriore differenza è riscontrabile nel numero di avvolgimenti: mentre per il trasmettitore si è passati da 12 a 11, il ricevitore ha subito un incremento da 12 a 15. Allo stesso tempo, però, è stato resa possibile una diminuzione del suo diametro esterno (da 230 mm a 220 mm), riducendo l'occupazione orizzontale della spira. Infine, i valori di autoinduttanza ricavati risultano di poco maggiori rispetto all'obiettivo iniziale.

Come fatto nei precedenti progetti, i circuiti stampati di trasmissione e ricezione sono stati modellati sul software *Ansys* I modelli 3D sono presentati nelle Figure 4.15 e 4.16.

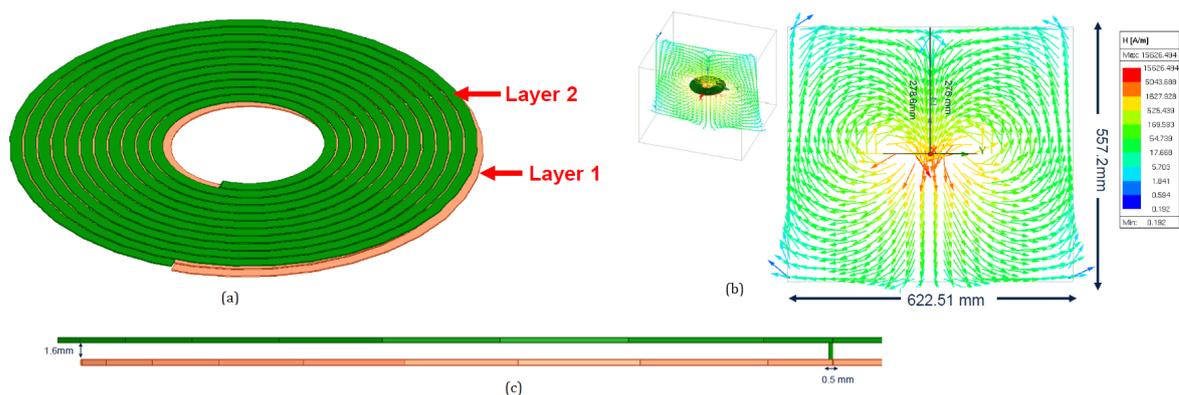


Figura 4.15. Modello 3D dell'induttore di trasmissione (*layer* in serie): (a) Vista dall'alto. (b) Vista laterale (c) Simulazione del vettore campo magnetico alla frequenza di 70 kHz

La modellazione ha richiesto modifiche rispetto al progetto analitico. In Tabella 4.12 è presentato un confronto tra i diversi valori implementati. La differenze più evidenti si riscontrano nei diametri interni delle due spire, più piccoli rispetto al progetto analitico dell'11% per il trasmettitore e il 5,8% per il ricevitore. Tutto ciò influisce sul valore di induttanza estratto dall'analisi *FEM*, la quale mostra

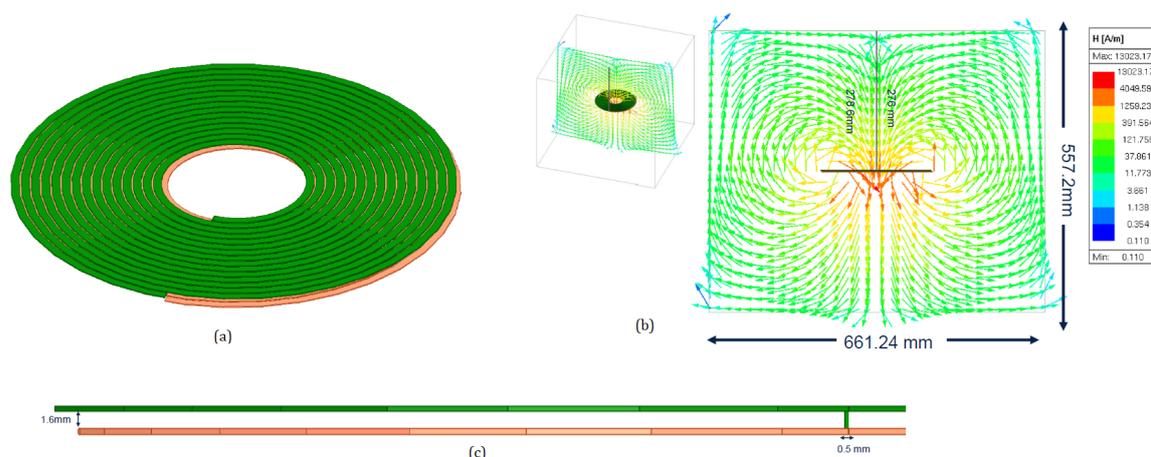


Figura 4.16. Modello 3D dell'induttore di ricezione (*layer* in serie): (a) Vista dall'alto. (b) Vista laterale (c) Simulazione del vettore campo magnetico alla frequenza di 70 kHz

un'induttanza per il trasmettitore di $63,73 \mu H$ (minore del 7% rispetto al progetto) e per il ricevitore di $123,18 \mu H$ (minore del 4,3% rispetto al progetto).

	Parametro	Descrizione	Analitico	Ansyes	Unità	Δ
TX	d_{in}	Diametro interno	75,6	67,22	mm	-11%
	d_{out}	Diametro esterno	210	207,33	mm	-1,3%
	L_T	Autoinduttanza	68,58	63,73	μH	-7%
RX	d_{in}	Diametro interno	72	67,82	mm	-5,8%
	d_{out}	Diametro esterno	220	220,27	mm	0,1%
	L_R	Autoinduttanza	128,7	123,18	μH	-4,3%

Tabella 4.12. Confronto tra le differenze del progetto analitico e del progetto realizzato su *Ansyes*

Le differenze evidenziate in precedenza permettono di raggiungere l'obiettivo di induttanza posto all'inizio del progetto solo per il ricevitore ($123,18 \mu H$), mentre per il trasmettitore si registra un valore di poco minore rispetto a quello richiesto pari a $64,68 \mu H$.

I circuiti stampati realizzati sono stati sottoposti ad analisi prestazionali in termini di potenza dissipata e resistenza AC risultante alla frequenza di risonanza di 70 kHz. I risultati alla frequenza specifica di 70 kHz sono presentati in Tabella 4.13, mentre i grafici di andamento dei parametri in funzione della frequenza sono mostrati in Figura 4.17 per il trasmettitore e Figura 4.18 per il ricevitore.

Parametro	Descrizione	TX	RX	Unità
$P_{loss}@70kHz$	Potenza dissipata	47,79	47,34	μH
$ACR@70kHz$	Resistenza AC	0,706	1,12	Ω

Tabella 4.13. Risultati delle analisi prestazionali del progetto induttori circolari con layer in serie alla frequenza di 70 kHz

Nonostante le modifiche apportate alla struttura e alla geometria del circuito stampato, è ancora notevole il valore di potenza dissipato. Confrontando il risultato con quello proposto nel paragrafo 4.1.2, non si notano miglioramenti: mentre nel precedente progetto, infatti, la potenza dissipata era pari a 46,5 W per la spira di trasmissione e 41 W per la spira di ricezione, i risultati di quest'ultimo progetto mostrano un leggero peggioramento nelle prestazioni.

Le modifiche al circuito stampato, presentate in questo paragrafo, hanno portato benefici in termini di riduzione del numero di avvolgimenti e di area orizzontale occupate. Nonostante ciò non si sono registrati miglioramenti in termini di dissipazione di potenza.

La spiegazione di questi risultati è presente nelle Figure 4.17 e 4.18, le quali mostrano l'andamento della potenza dissipata e della resistenza AC in funzione della frequenza. Si può notare, per entrambe le curve, una relazione pressoché lineare, registrando nell'intervallo di frequenza compreso tra 0 kHz e 75 kHz per il trasmettitore una variazione per la potenza dissipata da 5 W a 50 W e per la resistenza AC da 250 $m\Omega$ a 750 $m\Omega$. Per il ricevitore l'andamento della potenza è simile, mentre la resistenza AC nell'intervallo di frequenza definito presenta valori

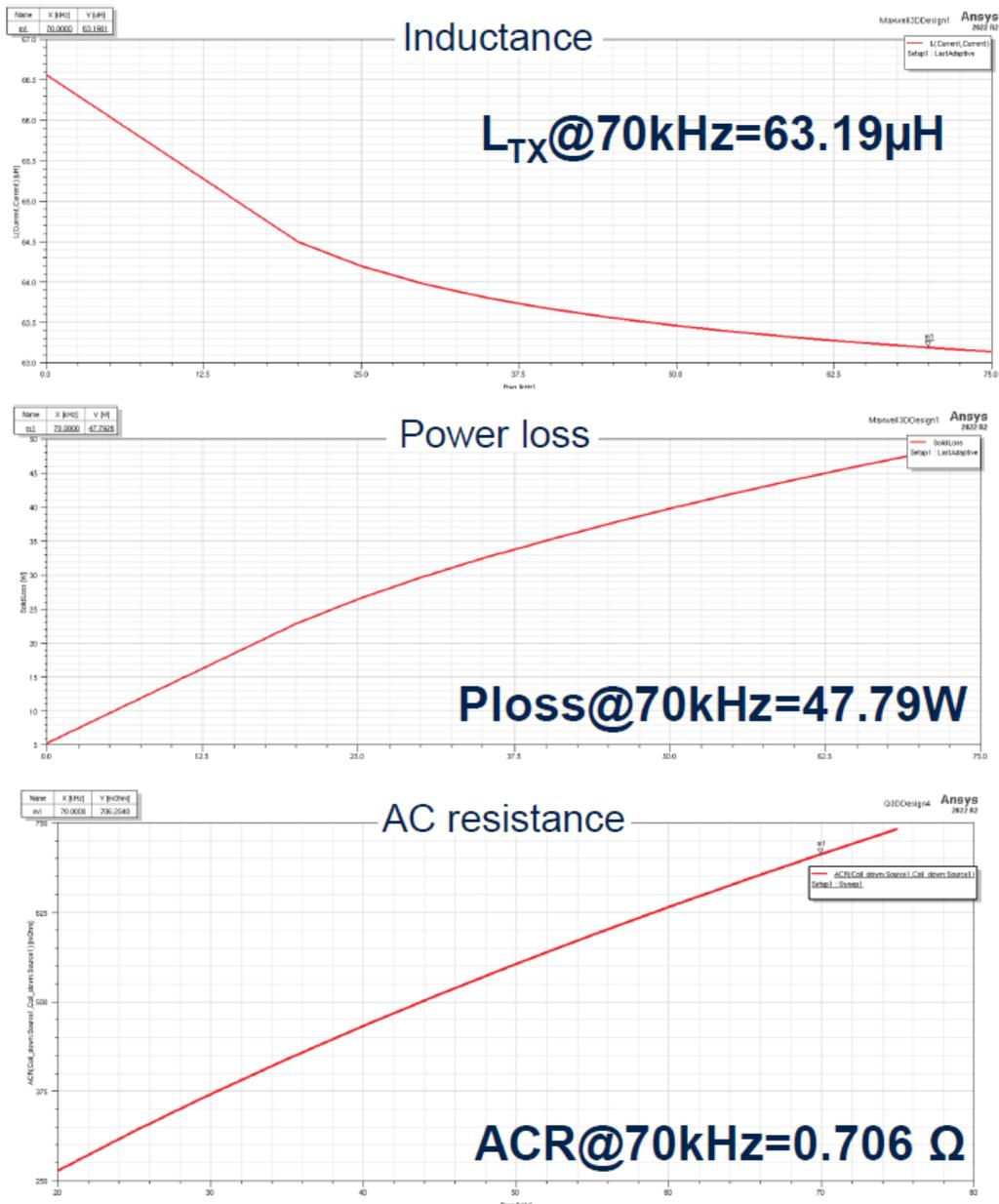


Figura 4.17. Andamento dei valori di induttanza, potenza dissipata e resistenza AC per la spira di trasmissione in termini della frequenza

più elevati, da $400\ m\Omega$ a $1,12\ \Omega$. Sulla base di suddetti risultati è possibile affermare che la tecnica più efficiente per diminuire la potenza dissipata consiste nel diminuire

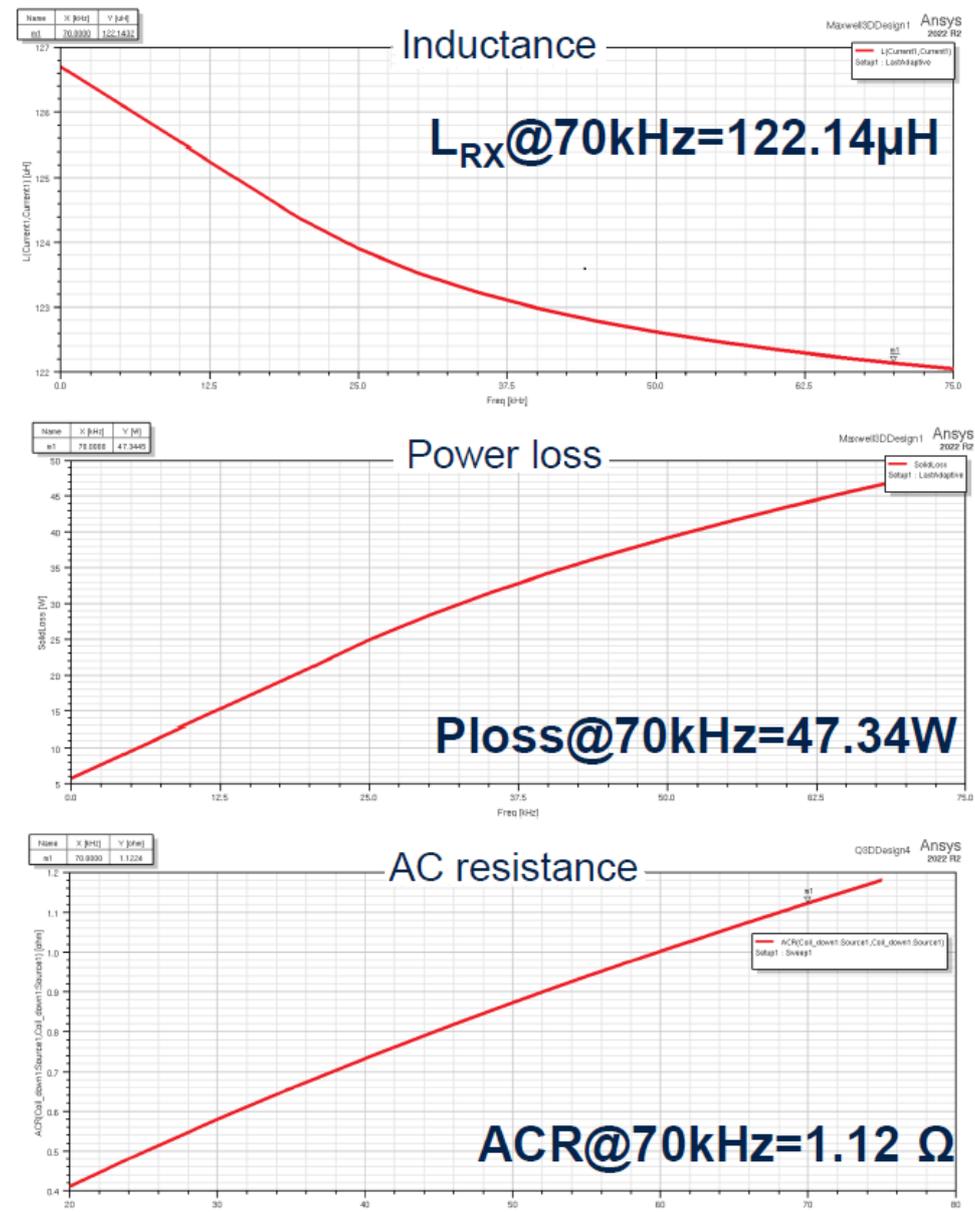


Figura 4.18. Andamento dei valori di induttanza, potenza dissipata e resistenza AC per la spira di ricezione in termini della frequenza

la frequenza di lavoro del sistema.

Negli stessi grafici salta subito all'occhio come l'andamento dell'induttanza, invece, mostri una variazione meno netta nello stesso intervallo di frequenza. Il

valore di induttanza varia per il trasmettitore da $67,5 \mu H$ a $63,1 \mu H$ e per il ricevitore da $126,35 \mu H$ a $122 \mu H$.

Per verificare che sia possibile ottenere valori di induttanza conformi a quelli richiesti diminuendo la frequenza di risonanza, sono stati estratti i parametri presentati nelle Figure 4.17 e 4.18 alla frequenza di 40 KHz. I risultati sono presentati in Tabella 4.14.

Parametro	Descrizione	TX	RX	Unità
$L@40kHz$	Induttanza della spira	63,66	123	W
$P_{loss}@40kHz$	Potenza dissipata	35,03	34,21	W
$ACR@40kHz$	Resistenza AC	0,466	0,733	Ω

Tabella 4.14. Risultati delle analisi prestazionali del progetto induttori circolari con *layer* in serie alla frequenza di 40 kHz

Il confronto tra i valori ricavati alla frequenza di 70 kHz e 40 kHz, in Tabella 4.15, dimostra che la diminuzione della frequenza di lavoro comporta una variazione trascurabile in termini di induttanza della spira (0,7% per entrambe) e, al tempo stesso, una riduzione notevole della potenza dissipata (quasi il 27% per il trasmettitore e il 38% per il ricevitore e della resistenza AC (per entrambe le spire circa il 34%).

	Parametro	Descrizione	f=70 kHz	f=40 kHz	Unità	Δ
TX	L_T	Induttanza spira	63,19	63,66	μH	0,7%
	P_{loss}	Potenza dissipata	47,79	35,03	W	-26,7%
	ACR	Resistenza AC	0,706	0,466	Ω	-34%
RX	L_R	Induttanza spira	122,14	123	μH	0,7%
	P_{loss}	Potenza dissipata	47,34	34,21	W	-38,4%
	ACR	Resistenza AC	1,12	0,733	Ω	-34,5%

Tabella 4.15. Confronto tra i parametri ricavati alle frequenze di 70 kHz e 40 kHz

Visti gli ottimi risultati delle analisi *FEM* alla frequenza di 40 kHz, attraverso l'applicazione del metodo di progetto presentato nel paragrafo 3.2, sono stati ricavati i parametri elettrici del sistema a partire dalla geometria delle spire e ne sono state analizzate le prestazioni tramite il software *PSIM* (Figura 4.19).

I risultati, presentati in Figura 4.20, mostrano un'elevata compatibilità tra i valori analitici e quelli ricavati dalla simulazione. Il valore di potenza in ricezione rispetta il requisito definito dallo standard *Ki* con un'erogazione pari a 2,27 kW. Al contrario, l'efficienza ottenuta è pari a circa il 93%, un valore significativamente minore rispetto a quello registrato per il progetto presentato al paragrafo 4.1 (97%). Il risultato ricavato in questa simulazione, inoltre, rappresenta una stima ideale dell'efficienza del sistema di accoppiamento in quanto non tiene conto delle non-idealità dei transistori e delle perdite intrinseche degli induttori che solo un'analisi *FEM* può mostrare.

Lo standard *Ki*, come esposto già nei capitoli precedenti, definisce un'efficienza minima globale pari al 92%. Prendendo in considerazione le non-idealità dei circuiti analizzati e le perdite dei circuiti stampati si rischierebbe la non compatibilità con il requisito, senza tener conto degli ulteriori componenti del sistema globale che in questa Tesi non sono stati progettati.

Basandoci sulla bibliografia presentata nei capitoli precedenti, l'efficienza ridotta può essere attribuita alla contestuale riduzione della frequenza di risonanza. La simulazione dello schema circuitale con *PSIM* non permette, però, di verificare i reali vantaggi introdotti in termini di prestazioni dei circuiti stampati. Per tale motivo, con l'obiettivo di realizzare uno studio più accurato sulla nuova soluzione proposta, è necessario realizzare opportune analisi *FEM* sui nuovi circuiti stampati progettati.

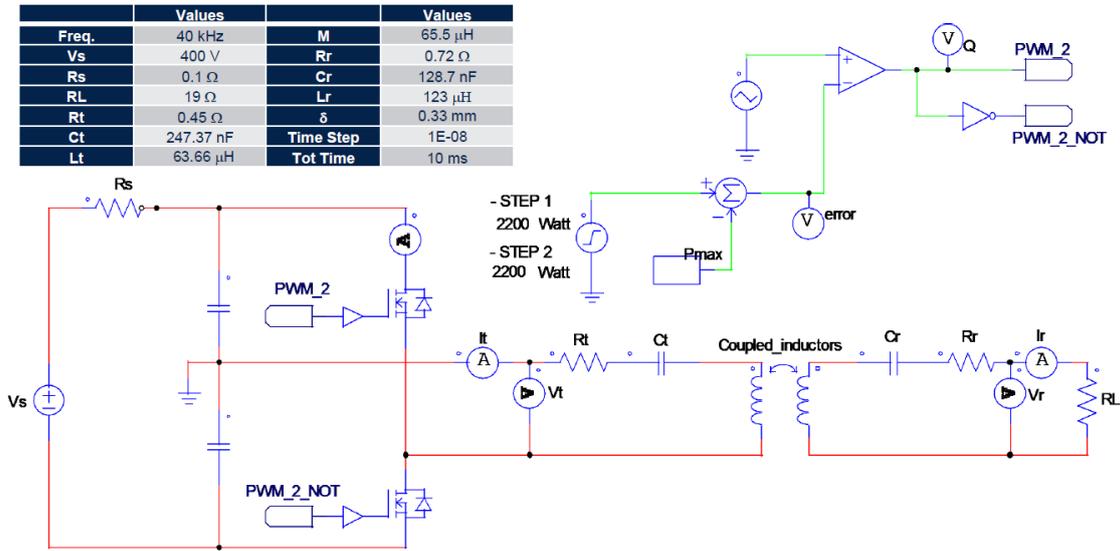


Figura 4.19. Schema circuitale del sistema simulato alla frequenza di 40 KHz. In tabella i parametri elettrici principali

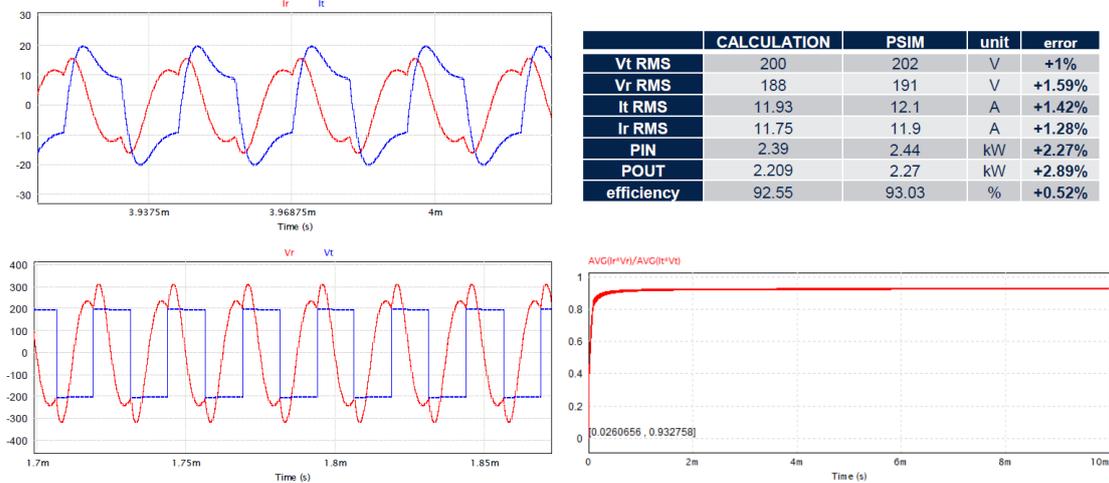


Figura 4.20. Risultati delle analisi delle prestazioni del sistema alla frequenza di 40 kHz. In particolare è presentato l'andamento delle correnti e tensioni delle due spire in funzione del tempo, l'andamento dell'efficienza e, in tabella, i valori dei parametri elettrici principale

Conclusioni

L'obiettivo principale di questa Tesi era il progetto e la realizzazione degli induttori di potenza di un sistema *Wireless Power Transfer* per uso domestico, basandosi sui requisiti definiti dallo standard *Ki Cordless Kitchen* del consorzio internazionale Wireless Power Consortium.

I circuiti induttivi sono stati realizzati attraverso la tecnica *multilayer* su circuiti stampati (*PCB*).

Durante lo sviluppo del progetto è stata dedicata una notevole attenzione alle esigenze di un dispositivo domestico. I maggiori sforzi sono stati, quindi, concentrati nella realizzazione di un dispositivo piccolo, leggero e performante, senza compromettere l'efficienza e la sicurezza del sistema.

Per queste ragioni, la prima parte del lavoro ha investigato la realizzazione di uno schema elettrico ridotto, eliminando la presenza di un convertitore DC-DC e utilizzando una tipologia di inverter in grado di fornire in uscita livelli di tensione adatti all'induttore di trasmissione. Successivamente il lavoro si è concentrato sull'ideazione di un metodo di progetto che permettesse di ottenere un'elevata corrispondenza tra i valori ricavati da equazioni analitiche e quelli reali valutati attraverso le simulazioni. Un ulteriore cambiamento nel tipo di collegamento tra i *layer* del circuito stampato, tramite il passaggio da una connessione in parallelo ad una in serie, ha permesso una riduzione nel numero di avvolgimenti per *layer* e nella potenza dissipata.

In base ai risultati delle analisi *FEM*, i circuiti stampati realizzati risultano

conformi ai requisiti geometrici, meccanici e prestazionali richiesti dallo standard di riferimento; inoltre, si può osservare una notevole corrispondenza tra i valori ricavati analiticamente dal metodo di progetto e quelli mostrati dalle analisi. Quest'ultimo aspetto permette la validazione del metodo di progetto ideato per la realizzazione degli induttori planari di potenza. Allo stesso tempo, le *PCB* soffrono un'elevata potenza dissipata, che si tramuta in un'elevata quantità di calore generata. Le elevate temperature evidenziate dalle analisi termiche non risultano conformi allo standard e non permettono il superamento di eventuali test di qualifica termici necessari per la commercializzazione di dispositivi elettronici.

Le ottimizzazioni in termini di riduzione della frequenza di risonanza hanno mostrato un notevole miglioramento delle prestazioni termiche. Da questo punto di vista sono comunque necessarie ulteriori ottimizzazioni per ridurre al minimo la potenza dissipata, ottenendo un dispositivo ad elevata efficienza e sicuro.

Possibili sviluppi futuri di questa Tesi possono coinvolgere la realizzazione di un prototipo di *PCB*, dopo aver realizzati i miglioramenti termici necessari, e l'individuazione sul mercato dei componenti elettrici necessari alla realizzazione dell'intero sistema *WPT*, caratterizzato da circuiti *PFC*, convertitori, raddrizzatori e inverter. Come elementi di switching di quest'ultimi circuiti, possono essere utilizzati *MOSFET Wide Band Gap (WDG)* in tecnologia SiC e GaN caratterizzati da frequenze di commutazione più elevate e perdite di potenza inferiori rispetto ai tradizionali dispositivi in silicio.

Bibliografia

- [1] D. Auteri. Analysis and design of 1kw resonant wireless charger for home appliances. *Università degli Studi di Catania; Žilinská Univerzita V Žiline [Tesi di Laurea Magistrale]*, 2020-2021.
- [2] Okoyeigbo O.; Olajube A.; Shobayo O.; Aligbe A. and Ibhaze A.E. Wireless power transfer: A review; in IOP conference series: Earth and environmental science. *IOP Publishing:Bristol, UK*, 012032:1–9, 2021.
- [3] Detka Kalina and Krzysztof Górecki. Wireless power transfer-a review. *Energies 2022*, 15(19):7236, 2022.
- [4] Schuder J.C.; Stephenson H. E. and Townsend J. F. High level electromagnetic energy transfer through a closed chestwal. *IRE Int. Convers. Rec.*, vol. 9:119–126, 1961.
- [5] Brown W.C. The history of wireless power trasmission. *Solar Energy*, vol. 56:3–21, 1996.
- [6] Ongaro F.; Summerer L.; Stephenson H. E.; Townsend J. F. Peter Gasler lecture: Space and a sustainable 21st century energy system. *In Proceedings of the 57th International Astronautical Congress, Valencia, Spain*, Paper IAC-06-c3.1.01, 3 October 2006.
- [7] Alicia Triviño-Cabrera; José M. González-González; José A. Aguado. *Wireless Power Transfer for Electric Vehicles: Foundations and Design Approach*. Springer, 2020.
- [8] Kurs A.; Karalis A.; Moffatt R.; Joannopoulos JD.; Fisher P.; Soljagic M. Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances. *Science*, 317(5834):83–86, 2007. doi:10.1126/science.1143254.
- [9] Wireless Power Consortium. Qi wireless charging. <https://www.wirelesspowerconsortium.com/qi/>, 2021.

-
- [10] Sachin W.; Shantanu S.; Vineet K. Wireless power transmission market. *Allied Market Research*, 2021.
- [11] Sasatani T.; Sample A.P.; Kawahara Y. Room-scale magnetoquasistatic wireless power transfer using a cavity-based multimode resonator. *Nat Electron*, 4:689—697, 2021.
- [12] Mujeeb-U-Rahman M.; Nazari M.H.; Sencan M. A novel needle-injectable millimeter scale wireless electrochemical glucose sensing platform for artificial pancreas applications. *Sci Rep*, 9:17421, 2019.
- [13] Giovanni Principato Trosso. Dynamic wireless power transfer: è possibile ricaricare un'auto elettrica mentre si è in viaggio?, 2021.
- [14] Gil A.; Taiber J. A Literature Review in Dynamic Wireless Power Transfer for Electric Vehicles: Technology and Infrastructure Integration Challenges. *Sustainable Automotive Technologies 2013*, page 289–298, 2014.
- [15] Stellantis. Arena del futuro, innovative dynamic induction charging becomes a reality. <https://www.stellantis.com/en/news/press-releases/2021/december/arena-del-futuro-innovative-dynamic-induction-charging-becomes-a-reality>, 2021.
- [16] AutobusWeb. Arena del futuro brebemi. un test per la ricarica wireless. iveco bus protagonista. <https://www.autobusweb.com/arena-del-futuro-brebemi-presentazione/>, 2022.
- [17] P. Chopra, S.; Bauer. Analysis and design considerations for a contactless power transfer system. *2011 IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, pages 1–6, 2011.
- [18] B. Zhu; J. Li; W. Hu; X. Gao. Review of magnetic coupling resonance wireless energy transmission. *International Journal of u- and e- Service, Science and Technology*, 8(3):257–272, 2015.
- [19] V. Crimele; F. Freschi; M. Mitolo. Inductive power transfer for automotive applications: state-of-the-art and future trends. [*IEEE 2016 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting - Portland, OR, USA (2016.10.2-2016.10.6)*] *2016 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting - Inductive power transfer for automotive applications: State-of-the-art and future trends.*, ():1–8, 2016.
- [20] Nguyen MT; Nguyen CV; Truong LH; Le AM; Quyen TV; Masaracchia A.; Teague KA. Electromagnetic field based wpt technologies for uavs: A comprehensive survey. *Electronics*, 9(3):461, 2020.

-
- [21] Z. Zhang; H. Pang; A. Georgiadis; C. Cecati. Wireless power transfer—an overview. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 66(2):1044–1058, 2019.
- [22] Wang C.; Xu W.; Zhang C. et al. Microwave wireless power transmission technology index system and test evaluation methods. *EURASIP J. Adv. Signal Process.*, 16, 2022.
- [23] Abramov E.; Alonso J. M.; Peretz M. M. Analysis and behavioural modeling of matching networks for resonant-operating capacitive wireless power transfer. *IET Power Electronics*, 12(10):2615—2625, 2019.
- [24] Chun T. Rim. Wireless charging of electric vehicles. *Power Electronics Handbook*, pages 113–1137, 2018.
- [25] Alphones A.; Jayathurathnaga Prasad. Review on wireless power transfer technology (invited paper). *IEEE Asia Pacific Microwave Conference (APMC) - Kuala Lumpur*, page 326–329, 2017.
- [26] K. Hongseok; KiJonghoon; S. Jeong; S. Lee; Y. Cho; K.Dong-Hyun; K. Joungho. EMI reduction in wireless power transfer system using spread spectrum frequency dithering. *IEEE 2016 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC) - Aveiro, Portugal*, ():1—3, 2016.
- [27] K. Hongseok; KiJonghoon; S. Jeong; S. Lee; Y. Cho; K.Dong-Hyun; K. Joungho. EMI reduction in switched power converters using frequency modulation techniques. *IEEE Xplore. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 47(3):569–576, 2005.
- [28] International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection ICNIRP. Aim, status & history of icnirp. <https://www.icnirp.org/>, 1992.
- [29] International Commission On Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP). ICNIRP guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic and electromagnetic fields (up to 300 GHz). *Health Physics*, 74(4):494–522, 1998.
- [30] International Commission On Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP). ICNIRP guidelines for limiting exposure to electromagnetic fields (100 kHz to 300 GHz). *Health Physics*, 118(5):483–524, 2020.
- [31] STMicroelectronics. Boosts wireless charging speed, efficiency, and flexibility with 70W high-power chipsets. <https://newsroom.st.com/media-center/press-item.html/n4390.html>, 2021.

-
- [32] Wireless Power Consortium. Power delivery. *Ki Cordless Kitchen Wireless Power Specification PRE-Review Draft Version 1.0*, 2022.
- [33] R. Anusha; G. G. Krishnan; H. U. Krishnan; R. Sethuraman. Near field communication (NFC) technology: A survey. *International Journal on Cybernetics & Informatics*, 4(2):133—144, 2015. doi:10.5121/ijci.2015.4213.
- [34] Wireless Power Consortium. Introduction. *Ki Cordless Kitchen Wireless Power Specification Review Draft Version 1.1*, 2021.
- [35] OurPCB. Multilayer Pool – What You Need To Know About Multilayer PCB. <https://www.ourpcb.com/multilayer-pool.html>, 2023.
- [36] Brent McDonald and Ben Lough. Power factor correction (PFC) circuit basics. *Texas Instruments Power Supply Design Seminar*, SLUP390, 2020.
- [37] Andrew Lewido. Skin effect. <https://circuitcellar.com/resources/quickbits/skin-effect/>, 2022.
- [38] Sunderarajan S. Mohan; Maria del Mar Hershenson; Stephen P. Boyd; Thomas H. Lee. Simple Accurate Expressions for Planar Spiral Inductances. *IEEE Journal of solid-state circuits*, 34(10):1419–1424, 1999.
- [39] ElectronicsHub. Inductors in Parallel. <https://www.electronicshub.org/inductors-in-parallel/>, 2015.
- [40] Schormans M.; Valente V.; Demosthenous A. Frequency splitting analysis and compensation method for inductive wireless powering of implantable biosensors. *Sensors (Basel, Switzerland)*, 16(8):1229, 2016. doi:10.3390/s16081229.
- [41] PSIM (Powersim) Software. <https://powersimtech.com/>.
- [42] Ansys Software. <https://www.ansys.com/it-it>.
- [43] Ansys Q3D Extractor Software. <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-q3d-extractor>.
- [44] Ansys Maxwell 3D Software. <https://www.ansys.com/it-it/products/electronics/ansys-maxwell>.