



UNIVERSITÀ
DEGLI STUDI
DI PADOVA

Università degli Studi di Padova

Dipartimento di Ingegneria Industriale

Corso di Laurea Magistrale in
Ingegneria dell'Energia Elettrica

Tesi di Laurea

METODI NUMERICI PER LA SIMULAZIONE DI SISTEMI TRASMITTENTI PER LA RICARICA WIRELESS DI VEICOLI ELETTRICI

Relatore: Prof. Piergiorgio Alotto

Correlatore: Dott. Riccardo Torchio

Laureando: Luca Perazzolo

n° matricola: 1183241

Anno Accademico: 2019/2020

Indice

1	Introduzione	7
2	Sistemi WPT	9
2.1	Evoluzione dei sistemi WPT	9
2.2	Principio di funzionamento	12
2.3	Standard SAE-J2954	17
2.3.1	Classificazione dei sistemi WPT	18
2.3.2	Test stand WPT2-Z3	21
3	Tecniche di Simulazione	25
3.1	Analisi dei Campi vs Analisi circuitale	25
3.1.1	Effetti capacitivi	26
3.1.2	Effetto pelle e Effetti di prossimità	27
3.1.3	Emissioni elettromagnetiche	28
3.2	Analisi agli Elementi Finiti (FEM)	30
3.2.1	Equazioni	31
3.2.2	Funzionamento	37
3.3	Analisi alle Equazioni Integrali (IEM)	45
3.3.1	Cenni sul funzionamento	46

4	Prototipo WPT: Misure & Simulazioni	49
4.1	Dati Progettuali	50
4.2	Misure	52
4.3	Confronto con le Simulazioni	56
5	Applicazione su Prodotto Industriale	59
5.1	Dati Progettuali	60
5.2	Simulazioni	62
5.2.1	Simulazione 3D	63
5.2.2	Simulazione 'RLC Coil'	65
5.2.3	Simulazioni IEMs	66
5.2.4	Simulazione ibrida (circuito equivalente)	68
5.3	Risultati	73
5.3.1	Confronto con le misure reali	73
5.3.2	Considerazioni sui cementi	79
5.3.3	Determinazione dei parametri elettrici di soglia	82
5.3.4	Soluzioni al problema	86
6	Conclusioni	91

Ringraziamenti

Vorrei ringraziare in primo luogo il mio relatore Prof. Piergiorgio Alotto e il mio correlatore Riccardo Torchio per avermi sostenuto e aiutato nella realizzazione di questo progetto di tesi. La loro disponibilità e la loro profonda conoscenza in questo ambito sono state un prezioso appoggio lo sviluppo dei metodi numerici e per la scrittura di questo documento.

Un sincero ringraziamento va anche alla mia famiglia e ai miei amici: i miei genitori Paola e Nicola, mio fratello Alberto, la mia ragazza Giulia e tutti coloro che mi hanno supportato e “sopportato”.

Capitolo 1

Introduzione

La trasmissione dell'energia elettrica è stata oggetto di studio a partire dalla fine del XIX secolo, quando è sorta l'esigenza di costruire una rete di interconnessione in grado di collegare in modo sicuro ed efficiente i produttori e gli utilizzatori. In quegli anni, Nikola Tesla ha portato il regime alternato sulla rete di distribuzione vincendo la “guerra delle correnti” contro Thomas Edison. Fra gli studi di Nikola stava nascendo l'idea di un sistema di trasmissione wireless basato sull'elettromagnetismo, tale da permettere lo scambio di energia senza la presenza di un conduttore di collegamento. Purtroppo, a causa di problemi tecnici e finanziari, questi progetti vennero accantonati per quanto riguarda la trasmissione di potenza.

Solo negli ultimi decenni è stato possibile riprendere in mano i suoi studi, grazie allo sviluppo tecnologico dei convertitori statici di potenza. Hanno così cominciato ad apparire nel mercato elettrico dei dispositivi in grado di sfruttare la ricarica wireless per il trasferimento di potenza. Questa nuova modalità di ricarica ha suscitato particolare interesse nel mercato dei piccoli elettrodomestici e della telefonia, consentendo quindi di utilizzare o di caricare il proprio dispositivo semplicemente posizionandolo sul suo supporto.

Questa tecnologia non si è limitata agli articoli di piccola potenza, bensì attualmente sta avendo successo anche su dispositivi di taglia maggiore come le auto elettriche. Le più importanti case automobilistiche stanno sviluppando delle vetture ibride PHEV (*Plug-in Hybrid Electric Vehicles*) o completamente elettriche EV (*Electric Vehicles*). Nasce quindi il bisogno di progettare e realizzare delle infrastrutture in grado di ricaricare in modo comodo, efficace e sicuro la nuova generazione di automobili.

Con il presente elaborato si desidera proporre un metodo di simulazione numerica dei sistemi trasmettenti per la ricarica wireless dei veicoli elettrici. La progettazione, la caratterizzazione e l'ottimizzazione di questi prodotti necessitano infatti un supporto numerico per prevedere il funzionamento del sistema prima della sua realizzazione fisica. La scelta di lavorare su questa tipologia di prodotti è supportata dal crescente interesse in ambito R&S, in ambito commerciale e dal significativo aumento delle vetture elettriche nella rete stradale.

Nei primi capitoli di questa tesi vengono introdotti i sistemi WPT riportando la loro storia e il loro principio di funzionamento; dopodiché vengono descritte le tecniche numeriche utilizzate per simulare il loro funzionamento. Il capitolo 4 riguarda alcune misure sperimentali effettuate su un prototipo trasmettente, che sono state interrotte a causa delle disposizioni di contenimento dell'epidemia Coronavirus adottate dal governo. Nel capitolo 5, invece, viene presentata la parte principale dell'elaborato nella quale si descrive il lavoro di analisi numerica svolto su un prototipo di piastra trasmettente realizzata dal Politecnico di Torino. Infine, vengono esposti i risultati ottenuti dalle simulazioni numeriche e confrontati con i valori sperimentali.

Capitolo 2

Sistemi WPT

Lo sviluppo dell'ingegneria elettrica e la progressiva diffusione del vettore elettrico come mezzo per il trasferimento di energia, hanno portato alla realizzazione di una vastità di prodotti in grado di alimentare in modo consono ogni tipologia di carico. In particolare, negli ultimi anni si è visto, sia in ambito di ricerca, sia in quello industriale, un aumento di interesse per i sistemi di trasmissione di potenza in assenza di contatto galvanico. Questo capitolo si concentra sulla descrizione dell'evoluzione di questa tecnologia e spiega i principali fenomeni fisici che stanno alla base di questa applicazione.

2.1 Evoluzione dei sistemi WPT

La formulazione delle leggi fisiche che stanno alla base dei sistemi di ricarica wireless risale ai primi anni del XIX secolo, con le formulazioni di Ampere e di Faraday. La legge di Ampere afferma che l'integrale lungo una linea chiusa del campo magnetico equivale alla corrente che concatena la stessa linea chiusa. In altre parole, Ampere dichiara che una corrente che percorre un materiale conduttivo produce nello spazio circostante un campo magnetico

legato alla corrente dalla formula:

$$\oint \mathbf{H} \cdot d\mathbf{r} = I_{conc} \quad oppure \quad \nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} \quad (2.1)$$

Dall'altro lato Faraday dimostrò il fenomeno dell'induzione elettromagnetica secondo il quale quando un flusso magnetico variabile nel tempo attraversa una superficie delimitata da un circuito elettrico, viene prodotta una forza elettromotrice indotta nel circuito stesso che si oppone alla variazione del flusso magnetico secondo la legge:

$$FEM = -\frac{\partial \phi_B}{\partial t} \quad oppure \quad \nabla \times \mathbf{E} = -\partial \mathbf{B} / \partial t \quad (2.2)$$

Queste due leggi vennero utilizzate per la prima volta, al fine della trasmissione di potenza senza contatto, negli studi di Nikola Tesla. Egli riuscì a progettare un primo prototipo e a presentarlo all'Esposizione Mondiale di Chicago nel 1893 dove coniò il termine *wireless power transmission* ancora oggi utilizzato per queste applicazioni [1]. Il prototipo venne realizzato qualche anno dopo e prese il nome di Wardencllyffe Tower: si trattava di una torre aerea di 57 metri per la trasmissione di energia senza fili a lunga distanza. La struttura non fu mai completamente operativa e venne demolita nel 1917. Tuttavia Tesla fu il primo a capire che la trasmissione di potenza senza contatto presentava due grandi necessità:

- l'utilizzo di una frequenza alta, molto maggiore delle decine di Hertz normalmente utilizzati nelle altre macchine elettriche;
- l'utilizzo di condensatori opportunamente dimensionati per ottenere un fenomeno di risonanza con le induttanze delle bobine.

I progetti di Tesla presentavano pesanti problemi di sicurezza legati agli alti livelli di tensione applicati alle bobine. Inoltre, lavorando ad alte frequenze,

l'efficienza del sistema risentiva pesantemente dell'effetto pelle e non esisteva una tecnologia in grado di controllare in modo affidabile lo scambio di potenza.

Il primo sistema WPT funzionante fu realizzato a metà del XX secolo dall'ingegnere sovietico Georgiy Babat: si trattava di un percorso di tubi di rame interrati molto oneroso sul quale si accoppiava un veicolo elettrico con un rendimento del solo 4%. Solamente negli ultimi decenni i sistemi WPT sono diventati d'interesse anche in ambito commerciale, grazie allo sviluppo dei convertitori statici di potenza. In particolare, questi dispositivi hanno permesso di alimentare il sistema ad una frequenza elevata in modo sicuro, efficiente e controllato. Si ricordano in particolare:

- il brevetto di D. V. Otto del 1974, nel quale fu proposto il primo sistema WPT che adottava i dispositivi allo stato solido e lavorava con una corrente di 2000A a 10kHz [2];
- l'esperimento svolto alla UC Berkeley negli ultimi anni '70, dove si sviluppò un prototipo di autobus da 60kW che percorreva un binario di 200m con un rendimento di poco superiore al 50% [3];
- il primo dispositivo WPT commercializzato della Wampfler AG nel 1997; consisteva in un sistema di trasporto pubblico nel quale gli autobus elettrici venivano ricaricati su apposite piattaforme statiche. L'allineamento fra il bus e la piattaforma avveniva grazie ad una videocamera piazzata sotto al veicolo, dopodiché la bobina ricevente veniva abbassata fino ad una distanza di 4cm dal suolo per accoppiarsi con la bobina trasmittente. La frequenza di lavoro era di 15kHz con una corrente di 80A per una potenza nominale di 30kW [4][5].

Fino ad oggi in questo ambito sono state sviluppate moltissime soluzioni in grado di coprire le necessità di cui le varie applicazioni hanno bisogno; così nel 2017 è stata stipulata la normativa SAE J2954 [6]. Essa classifica le varie tipologie di prodotti fissando i criteri di interoperabilità, compatibilità elettromagnetica, emissioni elettromagnetiche, rendimenti minimi, sicurezza e di modalità di test per la ricarica wireless.

2.2 Principio di funzionamento

La struttura di un generico sistema WPT è rappresentata nella figura 2.1. A partire dalla rete di distribuzione a frequenza industriale si legano in cascata una serie di blocchi elettrici che consentono la trasmissione di energia per via elettromagnetica verso il veicolo. Il primo blocco consiste in un raddrizzatore generalmente non controllato (per esempio un ponte a diodi monofase o trifase), che converte la potenza elettrica da alternata a continua. Ad esso viene collegato l'inverter ad alta frequenza che permette di alimentare il gruppo risonante trasmittente composto da bobina di terra e compensazione primaria. Quindi la bobina trasmittente produce un campo magnetico che viene raccolto dalla bobina ricevente; su di essa nasce una tensione indotta che viene successivamente raddrizzata e fornita al sistema di controllo del pacco batterie.

Nello specifico lo scambio di potenza fra i due circuiti avviene in questo modo: la corrente che circola nella bobina trasmittente produce un campo magnetico (secondo la legge di Ampere) che si concatena con la bobina ricevente producendo al suo interno una forza elettromotrice indotta (secondo la legge di Faraday); il principio fisico è simile a quello su cui è basato un trasformatore, con la differenza che nel sistema WPT non è presente un nu-

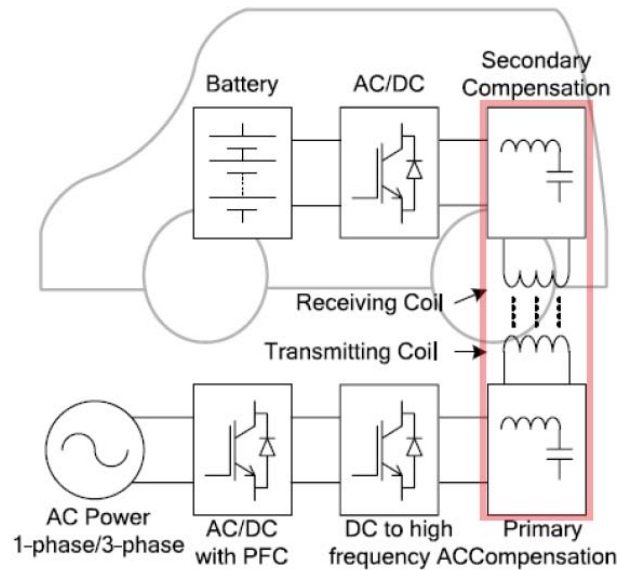


Figura 2.1: Schema a blocchi di un generico sistema WPT

cleo di ferro che spinge il flusso magnetico a concatenarsi con le due bobine. Come intuito da Tesla, questa tecnologia risulta efficace quando si lavora in risonanza e ad alta frequenza: in primo luogo il fatto di creare una risonanza su entrambe le bobine (*resonant tuning*) permette un migliore accoppiamento magnetico del sistema e riduce la potenza necessaria per alimentare il dispositivo; dall'altro lato una frequenza elevata (decine di kHz) aumenta gli effetti induttivi favorendo così il trasferimento di potenza fra le bobine.

Questa tesi si concentra prevalentemente sull'interazione elettromagnetica dei due sistemi risonanti, ma per una migliore comprensione occorre, seppur brevemente, descrivere le principali caratteristiche richieste dall'inverter. Questo oggetto consente di produrre un regime alternato ad alta frequenza variando rapidamente lo stato degli interruttori, consentendo e impedendo il passaggio di corrente. Il dimensionamento e il controllo degli stessi interruttori risulta molto critico in quanto, in base alle scelte progettuali, viene

fortemente influenzato il funzionamento degli altri dispositivi installati a valle del circuito. Solitamente per ottenere un buon rendimento vengono utilizzati delle strutture di tipo risonante o di classe-E, costituite da IGBT o da MOSFET qualora si desideri lavorare con una maggiore frequenza di commutazione [7].

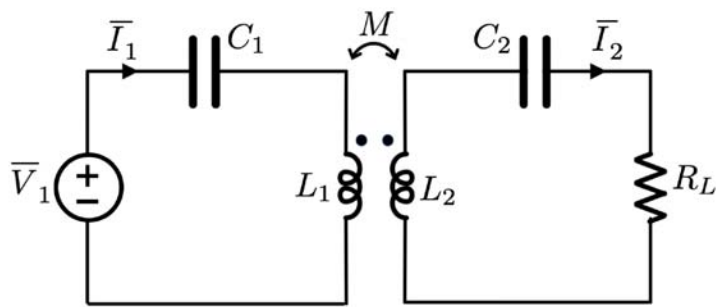


Figura 2.2: Circuito a parametri concentrati di un generico sistema WPT

La parte elettromagnetica, che è alla base dello scambio di potenza fra i due assemblaggi e che è oggetto di studio di questo elaborato, è evidenziata dal riquadro rosso nella figura 2.1. Essa può essere rappresentata in modo semplificato nel circuito mostrato dalla figura 2.2: qui vengono considerate le due bobine e i sistemi di compensazione attraverso i loro parametri principali. Il circuito restante di terra viene concentrato in un generatore di tensione alternato ad alta frequenza, mentre il circuito restante del veicolo viene riunito nella resistenza R_L . Il generatore di tensione ad alta frequenza è frutto di un'approssimazione applicata sull'inverter per la quale viene considerata solo la prima armonica di tensione. Questa ipotesi permette di utilizzare un approccio di tipo fasoriale nell'interpretazione del circuito del sistema WPT. Per quanto riguarda il lato carico invece, il valore fissato alla resistenza R_L

viene calcolato secondo la formula

$$R_L = \frac{8V_{batt}^2}{\pi^2 P_{batt}} \quad (2.3)$$

che tiene conto del carico equivalente dell'insieme raddrizzatore e batteria.

L'obiettivo dei sistemi di compensazione è quello di entrare in risonanza con le induttanze delle bobine per ridurre l'impedenza totale del sistema di trasmissione. Esistono varie tipologie di circuito in grado di ottenere questo fenomeno, fra cui la connessione in serie e/o in parallelo di un condensatore su ogni bobina. Nel circuito della figura 2.2 viene adottato il metodo di compensazione SS che prevede di collegare i condensatori in serie su entrambi gli assemblaggi. Di conseguenza, i due condensatori devono essere dimensionati secondo le formule

$$\begin{cases} C_1 = \frac{1}{\omega_0^2 L_1} \\ C_2 = \frac{1}{\omega_0^2 L_2} \end{cases} \quad (2.4)$$

per ottenere la risonanza su entrambi i circuiti. Inoltre, per semplificare la spiegazione, si trascurano i parametri resistivi delle due bobine; si ricorda che questi hanno un valore molto più basso confrontato con la parte reattiva delle bobine.

Indicando con L_1 e L_2 le autoinduttanze rispettivamente della bobina trasmittente e della ricevente, con M la mutua induttanza fra i due avvolgimenti e con C_1 e C_2 le capacità dei condensatori di compensazione, è possibile scrivere la legge di Kirchhoff alle tensioni per le due maglie:

$$\begin{cases} \bar{V}_1 = j(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1})\bar{I}_1 - j\omega M\bar{I}_2 \\ j\omega M\bar{I}_1 = j(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2})\bar{I}_2 + R_L\bar{I}_2 \end{cases} \quad (2.5)$$

dove ω indica la pulsazione angolare del generatore di tensione. Da questo sistema di equazioni è possibile ricavare l'impedenza totale z_T vista dal lato

alimentazione, in funzione dei parametri del circuito:

$$z_T = \frac{\bar{V}_1}{\bar{I}_1} = j(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}) + \frac{\omega^2 M^2}{j(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}) + R_L} \quad (2.6)$$

È bene notare che quando si lavora alla frequenza di risonanza ω_0 è possibile sostituire alle capacità C_1 e C_2 le equazioni (2.4); ciò fa sì che l'impedenza totale vista dall'alimentazione risulti puramente reale. In altre parole accade che la potenza complessa fornita dalla sorgente coincida con la sola potenza attiva richiesta dal carico, grazie alla risonanza ottenuta fra condensatori e induttanze. L'intero sistema di conversione può quindi essere dimensionato riferendosi ad una potenza nominale pari alla potenza attiva richiesta dal carico. Ciò implica che la taglia e il costo degli interruttori dell'inverter possono essere fortemente ridotti e allo stesso tempo è possibile sfruttare le tecniche di *soft switching* per attenuare significativamente le perdite legate alla commutazione.

WPT statico e dinamico

I principi di funzionamento descritti nelle pagine precedenti valgono per qualsiasi sistema WPT, ma al fine di inquadrare meglio il contesto di questo elaborato è bene descrivere la distinzione fra ricarica wireless statica e ricarica wireless dinamica.

Come si può facilmente intuire, la prima tipologia di ricarica si riferisce ad un sistema che consente di ricaricare il veicolo quando esso è fermo (non necessariamente in un parcheggio, ma anche ad un semaforo). Dal punto di vista economico questa soluzione risulta sicuramente più vantaggiosa soprattutto per quanto riguarda l'assemblaggio di terra; infatti per la ricarica di un veicolo è sufficiente l'installazione di una sola bobina di terra, mentre

per la ricarica dinamica è necessario posizionare una serie di bobine lungo l'itinerario che il veicolo dovrà percorrere.

La ricarica wireless dinamica invece, pur basandosi sugli stessi principi fisici, fornisce una prospettiva del tutto diversa sulla ricarica del veicolo: supponendo che questa soluzione venga implementata su tutte le strade di una città, ogni veicolo elettrico in grado di sfruttare questa tecnologia sarebbe continuamente "connesso" alla rete elettrica con il vantaggio di avere un'autonomia illimitata. Sebbene quest'idea possa sembrare alquanto ambiziosa, in alcuni particolari contesti urbani può acquistare interesse: nel caso di veicoli che sono limitati sempre allo stesso percorso (come i tram e gli autobus) infatti è sufficiente implementare questa tecnologia solo lungo l'itinerario previsto. Tuttavia questa seconda soluzione rimane ancora nell'ambito della ricerca a causa non solo del suo costo oneroso, ma anche di una vasta serie di problematiche tecniche relative sia alla progettazione, sia alla gestione e al controllo dell'intero sistema.

Il seguente elaborato si concentrerà sulla trattazione di un sistema di ricarica wireless statico, mentre per quanto riguarda i sistemi di ricarica dinamici si limita a citare alcuni riferimenti [8], [9].

2.3 Standard SAE-J2954

SAE International (*the Society of Automotive Engineers*) è un'associazione mondiale composta da scienziati, ingegneri ed esperti tecnici impegnati nello sviluppo e approfondimento delle conoscenze dei settori aerospaziale, automobilistico e veicolistico. Questa associazione si dedica principalmente allo sviluppo di una serie di normative che definiscono gli standard ingegneristici per veicoli motorizzati di ogni genere.

Nello specifico la normativa SAE-J2954 [6] si concentra sui sistemi di ricarica wireless per veicoli elettrici di bassa-media potenza e sulle metodologie di allineamento. Lo scopo della normativa è quello di stabilire "... *an industry-wide specification that defines acceptable criteria for interoperability, electromagnetic compatibility, EMF, minimum performance, safety and testing for wireless charging of light duty electric and plug-in electric vehicles*". La SAE International suggerisce di lavorare ad una frequenza di 85 kHz, ma concede un intervallo che va da 81.38 kHz a 90.00 kHz per i sistemi *auto-tuning* che ottimizzano la compensazione aggiustando la frequenza di lavoro del sistema.

In questo documento l'assemblaggio di terra (GA: ground assembly) e l'assemblaggio del veicolo (VA: vehicle assembly) vengono considerati come due prodotti distinti: questo perché in ambito commerciale solitamente accade che i due dispositivi non vengano realizzati da un unico produttore. Per garantire la compatibilità e il funzionamento dell'intero sistema di trasmissione, la normativa non impone direttamente delle regole di progettazione sugli assemblaggi, ma fornisce degli standard di prova (*test stands*). Nell'ipotesi di voler inserire nel mercato un GA che rispetti la normativa SAE, esso deve essere progettato in modo tale da rispettare determinate specifiche quando viene accoppiato con il relativo VA test standard. E viceversa per i VA. Ciò fornisce ai produttori la libertà di effettuare diverse strategie progettuali, pur garantendo la compatibilità fra i vari assemblaggi.

2.3.1 Classificazione dei sistemi WPT

I sistemi WPT statici vengono classificati secondo due principali parametri: la potenza nominale e la distanza fra il VA e il suolo (*VA Coil ground clearance*).

La prima classificazione è descritta dalle tabelle 2.1 e 2.2: le classi di potenza vengono indicate con $WPT(n)$ e per ognuna di esse vengono fissati dei rendimenti minimi, relativi alla posizione di ottimo allineamento e alla posizione di offset.

Tabella 2.1: Classificazione dei sistemi WPT statici in base alla potenza.

	WPT1	WPT2	WPT3	WPT4
Max input VoltAmps	3.7 kVA	7.7 kVA	11.1 kVA	22 kVA
Min efficiency at nominal alignment	> 85%	> 85%	> 85%	TBD
Min efficiency at offset position	> 80%	> 80%	> 80%	TBD

Inoltre viene richiesta l'interoperabilità fra alcuni assemblaggi anche qualora essi appartengano a classi di potenza diverse. Ragionevolmente un GA-WPT3 dovrà riuscire a lavorare anche con veicoli nei quali è installato un VA di potenza minore.

Tabella 2.2: Interoperabilità fra le classi di potenza.

	WPT1 (VA)	WPT2 (VA)	WPT3 (VA)	WPT4 (VA)
WPT1 (GA)	Required	Required	Optional	Optional
WPT2 (GA)	Required	Required	Optional	Optional
WPT3 (GA)	Optional	Required	Required	Optional
WPT4 (GA)	Optional	Optional	Optional	Required

La seconda classificazione è riassunta nelle tabelle 2.3 e 2.4: la normativa sottolinea che la distanza Z a cui si fa riferimento corrisponde al divario fra

il VA e il suolo, non fra il VA e il GA.

Tabella 2.3: Classificazione dei sistemi WPT statici in base alla distanza Z.

Z-Class	VA Coil ground clearance range (mm)
Z1 (GA)	100-150
Z2 (GA)	140-210
Z3 (GA)	170-250

Anche in questo caso è richiesto un certo schema di compatibilità fra gli assemblaggi come riportato nella tabella 2.4.

Tabella 2.4: Compatibilità fra le classi Z degli assemblaggi GA e VA.

	Z1 (VA)	Z2 (VA)	Z3 (VA)
Z1 (GA)	Required	N/A	N/A
Z2 (GA)	Required	Required	N/A
Z3 (GA)	Required	Required	Required

Grazie a queste due classificazioni è possibile individuare rapidamente la fascia applicativa di un sistema di ricarica wireless utilizzando la sigla $WPTn-Zm$, dove n indica la classe di potenza e m indica la classe Z. Dopodiché, la normativa regolamenta gli offset di disallineamento, le emissioni elettromagnetiche e le tipologie di prove previste per le varie classi di sistemi WPT.

2.3.2 Test stand WPT2-Z3

Questa tesi concentra l'attenzione sui sistemi WPT2-Z3. È stata scelta questa fascia di prodotti in quanto si ritiene che ad oggi sia la più interessante dal punto di vista industriale e commerciale per i veicoli elettrici di bassa e media potenza [10], [11]. Inoltre la scelta della classe-Z più alta assicura un buon funzionamento del sistema anche per distanze minori. Nelle figure 2.3 e 2.4 si riportano i disegni forniti dalla normativa SAE-J2954 relativi ai *test stands* della fascia WPT2-Z3.

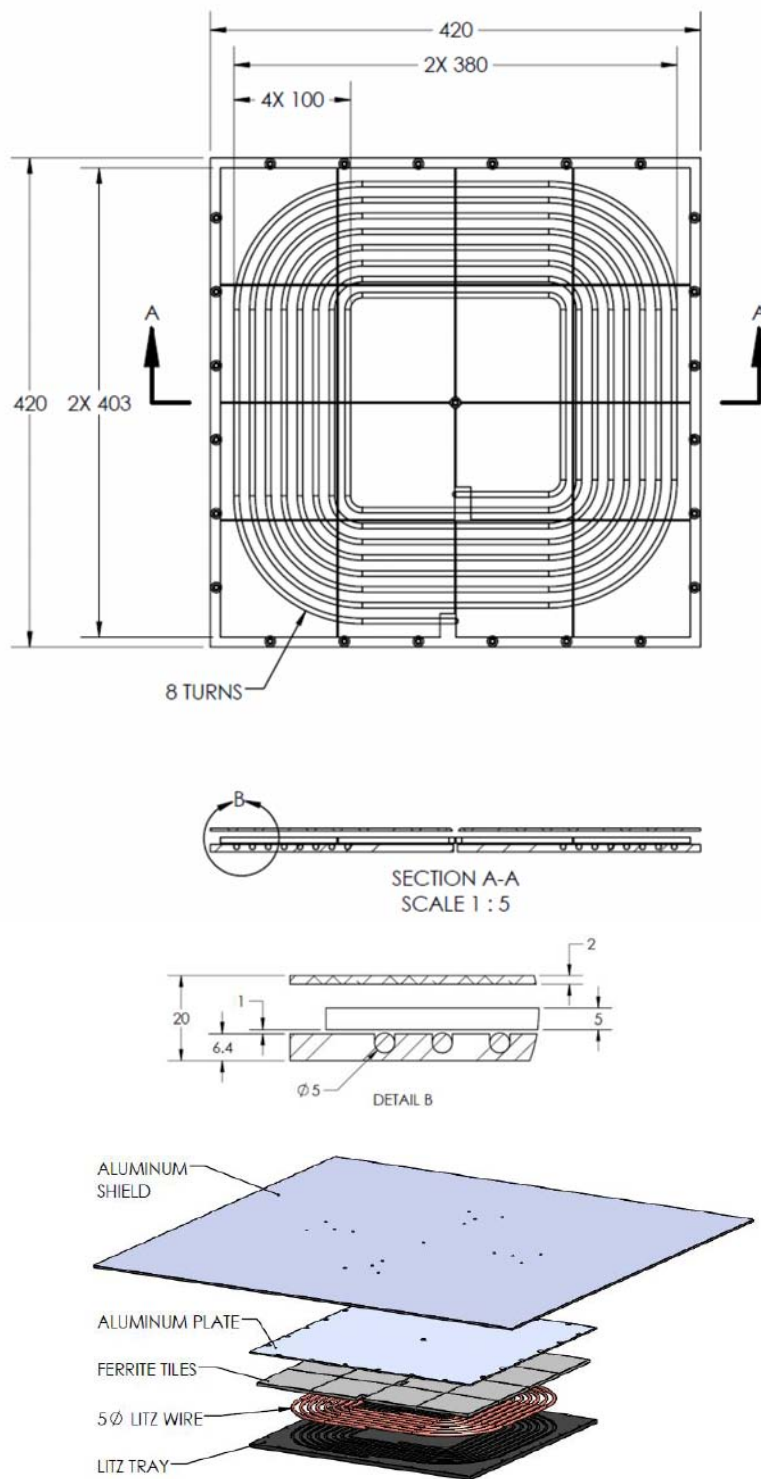


Figura 2.3: *Geometria del VA WPT2-Z3 secondo normativa*

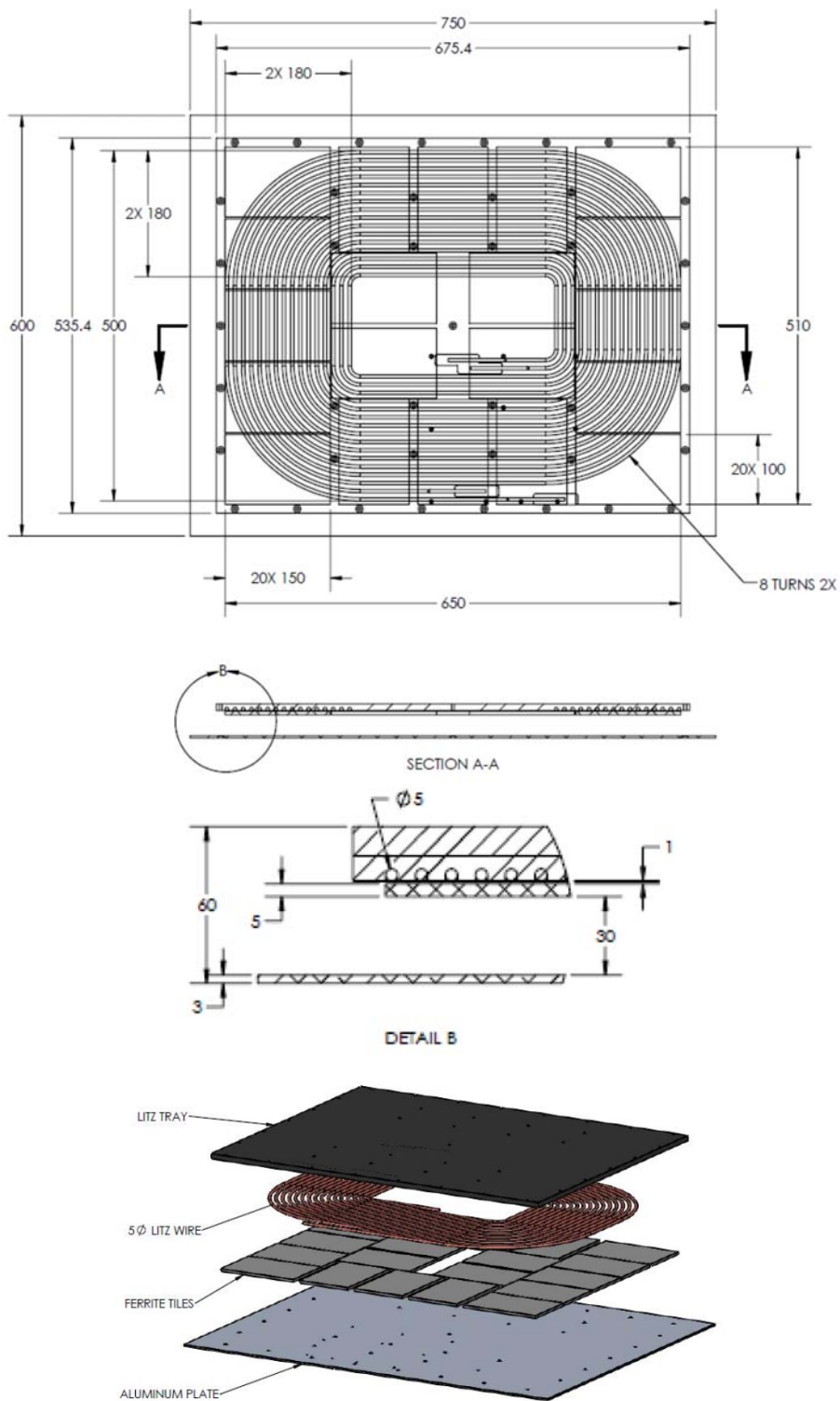


Figura 2.4: *Geometria del GA WPT2-Z3 secondo normativa*
23

I materiali utilizzati per i *test stand* forniti dalla normativa sono:

- conduttore di filo Litz (diametro ϕ 5mm) in rame;
- piastre schermanti in Alluminio 6061;
- piastre magnetiche in ferrite.

Nella tabella seguente invece vengono forniti gli intervalli previsti di autoinduttanza dei due assemblaggi e di accoppiamento del sistema complessivo, valutati per una frequenza di lavoro di 85 kHz.

Tabella 2.5: Autoinduttanze e accoppiamento previsti dalla normativa.

	Valore Min	Valore Max
Autoinduttanza VA (L_{VA})	37.9 [μH]	39.0 [μH]
Autoinduttanza GA (L_{GA})	42.1 [μH]	43.2 [μH]
Accoppiamento (k)	0.088 [-]	0.245 [-]

Nota: Tali valori sono stati verificati nel documento "relazione.SAE" [12] attraverso una simulazione agli elementi finiti.

Capitolo 3

Tecniche di Simulazione

3.1 Analisi dei Campi vs Analisi circuitale

Il sistema WPT è stato finora descritto considerando solamente i suoi parametri elettrici concentrati: ciò ha permesso di costruire lo schema circuitale in figura 2.2 (vedi capitolo 2) e di ricavare le formule elettriche ad esso collegato, ma così facendo sono stati trascurati i fenomeni locali legati ai campi elettromagnetici.

Per uno studio più approfondito, occorre innanzitutto passare dall'analisi circuitale ad uno studio basato sui campi elettromagnetici: ciò consente di considerare anche la geometria e la tipologia di materiali utilizzati nel sistema WPT al fine di ottimizzare la trasmissione di potenza. Questo tipo di studio spesso non può essere svolto analiticamente, quindi si ricorre all'utilizzo di alcuni metodi numerici in grado di fornire una soluzione ben approssimata del problema.

In questo elaborato verranno utilizzate due diverse tecniche di analisi:

- il Metodo agli Elementi Finiti (FEM);
- il Metodo alle Equazioni Integrali (IEM).

Queste simulazioni numeriche forniscono, come soluzione, la distribuzione dei campi potenziali elettromagnetici del sistema WPT una volta che esso viene eccitato ad una certa frequenza e con una determinata corrente. Da questi risultati sarà possibile studiare, tramite ulteriori calcoli di *post-processing*, i vari parametri del sistema WPT e la loro dipendenza dalle variabili geometriche e di eccitazione.

Nelle sezioni seguenti vengono esaminati alcuni aspetti dei sistemi WPT messi in luce dall'analisi dei campi; essi risulteranno di significativa importanza al momento dell'analisi di questo prodotto.

3.1.1 Effetti capacitivi

Un fenomeno locale che può essere studiato utilizzando queste simulazioni riguarda gli effetti capacitivi che possono presentarsi fra le varie spire delle bobine come mostrato nella figura 3.1. In alcuni casi accade che, quando si superano le decine di kHz, le capacità dell'ordine dei pF presenti fra le spire delle bobine si trovano ad avere una reattanza $x_c = -1/\omega C$ non più trascurabile. La corrente non è più confinata all'interno delle spire, bensì può scegliere come percorso alternativo la reattanza fornita dalle capacità. Questo può causare una variazione dell'impedenza complessiva della bobina compromettendo quindi la risonanza del sistema.

È quindi necessario utilizzare un metodo di simulazione in grado di rappresentare gli effetti capacitivi qualora si presentino, in modo tale da poter analizzare il reale comportamento del sistema WPT.

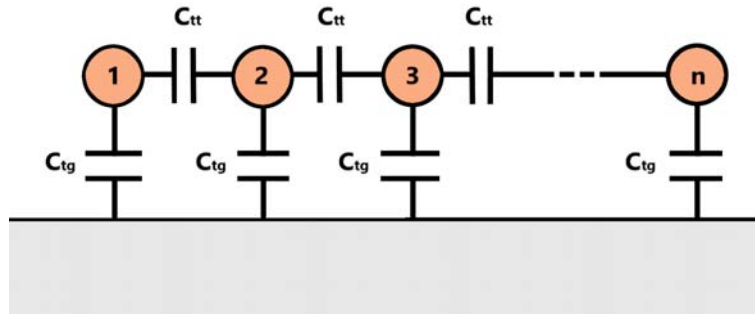


Figura 3.1: Rete a parametri concentrati delle capacità parassite fra spira e spira (C_{tt}) e fra spira e massa (C_{tg}).

3.1.2 Effetto pelle e Effetti di prossimità

Attraverso le analisi dei campi è possibile considerare gli effetti di addensamento di corrente come:

- l'**effetto pelle**: fenomeno fisico per il quale una corrente alternata che circola in un conduttore tende a concentrarsi sullo strato superficiale di tale conduttore al crescere della frequenza secondo la formula

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi f \sigma \mu}} \quad (3.1)$$

- gli **effetti di prossimità**: fenomeni fisici che si traducono in un addensamento di corrente in una parte della sezione del conduttore, causati da altri domini elettromagnetici nelle vicinanze.

Utilizzando un'opportuna discretizzazione dei domini conduttivi, è possibile studiare la distribuzione della corrente all'interno di tali domini e vederne le conseguenze riportate sia in termini locali (riscaldamento del conduttore, aumento del campo elettrico), sia in termini globali (variazione della resistenza del conduttore) come illustrato in figura 3.2.

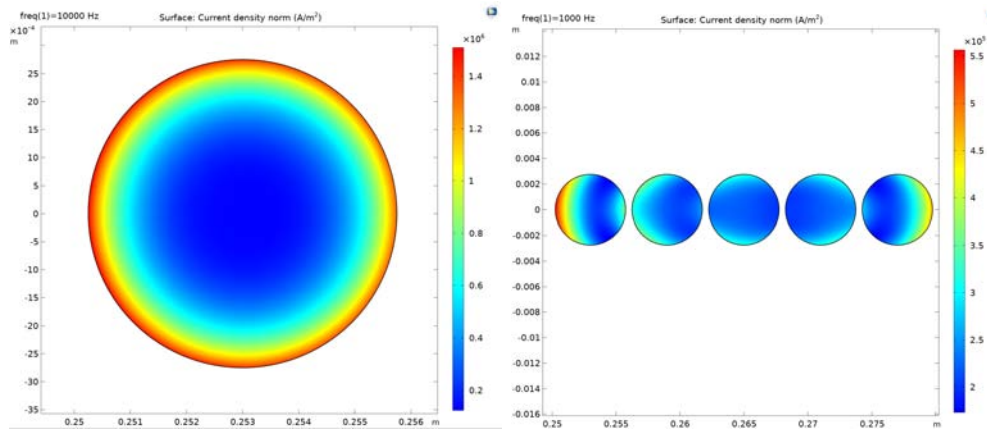


Figura 3.2: A sinistra è rappresentata la distribuzione di corrente in un conduttore che risente dell'effetto pelle, a destra un esempio di effetto di prossimità.

Un modo per ridurre questi effetti, specialmente in applicazioni dove la frequenza di lavoro è elevata, è l'utilizzo dei conduttori di tipo Litz. Si tratta di un insieme di filamenti elementari isolati tra di loro e avvolti secondo precisi schemi al fine di distribuire in modo uniforme la corrente sulla sezione del conduttore.

Da un punto di vista computazionale, tuttavia, risulta spesso molto oneroso considerare i singoli filamenti come dei domini separati; quindi si approssima il conduttore come un unico dominio attraverso delle operazioni che ridistribuiscono in modo omogeneo la corrente nel conduttore (per esempio la funzionalità *Homogenized Coil* di COMSOL).

3.1.3 Emissioni elettromagnetiche

L'analisi dei campi consente di studiare le emissioni elettromagnetiche prodotte da questo tipo di dispositivo. La dispersione di campi elettromagnetici

nello spazio circostante alle bobine, oltre a diminuire l'efficienza della trasmissione di potenza, può risultare dannosa alla salute delle persone esposte a queste radiazioni. Le soluzioni adottate per ovviare a questo problema consistono nella predisposizione di due tipi di piastre collocate sopra e sotto alle bobine come mostrato in figura 3.3:

- Le piastre in ferrite facilitano il flusso magnetico a concatenarsi con entrambe le bobine aumentando quindi l'accoppiamento globale della trasmissione e riducendo la dispersione dei campi al di fuori del sistema WPT;
- Le piastre in alluminio invece impediscono alle radiazioni elettromagnetiche di disperdersi all'esterno del sistema; esse fungono da scudo imitando il principio di una gabbia di Faraday o di un cavo schermato.

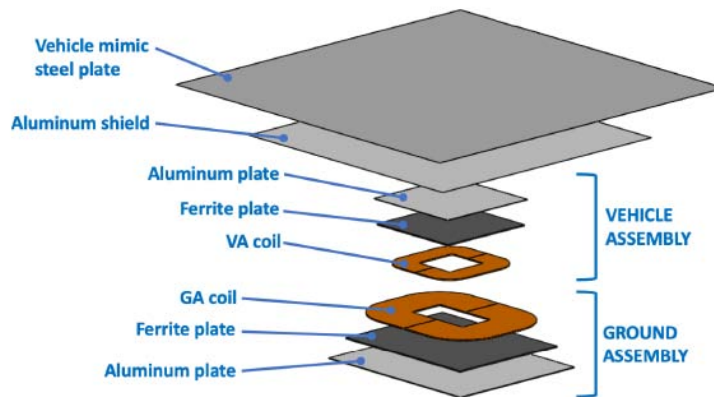


Figura 3.3: Schema dell'assemblaggio di terra (GA) e dell'assemblaggio del veicolo (VA) presentato dalla normativa SAE-J2954 per la fascia di potenza WPT2-Z3 [6].

3.2 Analisi agli Elementi Finiti (FEM)

Il metodo agli elementi finiti (*Finite Element Method*) è una tecnica numerica in grado di fornire soluzioni approssimate di problemi 1D, 2D e 3D delimitati in una regione chiusa Ω entro la quale valgono delle equazioni differenziali alla derivate parziali. Esse vengono convertite dall'algoritmo in un sistema di equazioni algebriche in modo tale da poter essere risolte dal calcolatore.

Il FEM è il principale algoritmo di analisi utilizzato in ambito ingegneristico e scientifico per la simulazione di sistemi reali. Questo metodo deve la sua popolarità ad una serie di caratteristiche elencate di seguito:

- **Flessibilità:** data la predisposizione di moltissimi fenomeni fisici ad essere descritti con equazioni differenziali alla derivate parziali, questo algoritmo può essere implementato in moltissimi settori (meccanico, elettromagnetico, termico, fluidodinamico).
- **Versatilità:** il metodo è in grado di operare indipendentemente dal tipo di problema (stazionario, complesso, variabile nel tempo).
- **Robustezza:** la soluzione fornita dall'algoritmo non viene influenzata fortemente dalla particolarità del problema.
- **Efficacia:** per come è strutturato questo metodo, le matrici che vengono generate sono di tipo sparso e il costo computazionale può essere estremamente ridotto.
- **Facile da implementare:** relativamente ad altre tipologie di algoritmi, il FEM si può ritenere di facile implementazione una volta che si conosce la teoria su cui è basato.

COMSOL MULTIPHYSICS® è il programma che viene utilizzato in questo elaborato per le simulazioni dei sistemi WPT: si tratta di un soft-

ware commerciale basato sull'analisi agli elementi finiti in grado di risolvere simulazioni multifisiche, cioè dove si concatenano più fenomeni fisici contemporaneamente.

Nei paragrafi seguenti verrà descritto il FEM facendo riferimento in particolare modo ai problemi di tipo elettromagnetico.

3.2.1 Equazioni

Il punto di partenza per qualsiasi problema elettromagnetico sono le leggi di Maxwell, sotto riportate in forma differenziale:

$$\left\{ \begin{array}{l} \nabla \times \mathbf{E} = -\partial \mathbf{B} / \partial t \\ \nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \partial \mathbf{D} / \partial t \\ \nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \\ \nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \end{array} \right. \quad (3.2)$$

A queste vanno aggiunte l'equazione della conservazione della carica

$$\nabla \cdot \mathbf{J} = -\partial \rho / \partial t \quad (3.3)$$

e le equazioni costitutive dei materiali:

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{J} = \sigma \mathbf{E} \\ \mathbf{D} = \varepsilon \mathbf{E} \\ \mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \end{array} \right. \quad (3.4)$$

Con queste leggi è possibile descrivere completamente la fisica di ogni tipo di problema elettromagnetico.

I metodi numerici come il FEM non risolvono direttamente le equazioni di Maxwell, bensì ricorrono all'uso dei potenziali al fine di ottenere un'unica

equazione compatta. Di seguito verrà descritto come ricavare una formulazione compatta in tre diversi casi di problemi elettromagnetici.

Nota: Al fine di semplificare la spiegazione si ipotizzerà di utilizzare dei materiali lineari, omogenei e isotropi.

Caso Elettrostatico

Nei problemi elettrostatici le equazioni di Maxwell (3.2) si riducono a

$$\begin{cases} \nabla \times \mathbf{E} = 0 \\ \nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \end{cases} \quad (3.5)$$

in quanto i campi magnetici e le derivate temporali sono pari a zero. Partendo dalla prima equazione è possibile definire il *potenziale elettrico scalare* v tale che $\mathbf{E} = -\nabla v$ poiché, per le proprietà degli operatori rotore e gradiente, vale che $\nabla \times \nabla v = 0$.

Si può dimostrare che ha senso definire il potenziale elettrico scalare solo se la regione Ω è semplicemente connessa per le linee; cioè, data una qualsiasi linea chiusa all'interno della regione Ω , deve essere sempre possibile farla decadere in un punto senza uscire dalla regione stessa. Inoltre si può dimostrare che il potenziale v non è univoco a meno di una costante che andrà fissata con le condizioni al contorno di Ω .

A questo punto, combinando la restante equazione di Maxwell e l'equazione costitutiva elettrica, si ottiene una scrittura compatta che prende il nome di *equazione div-grad* (3.6).

$$\nabla \cdot \varepsilon \nabla v = -\delta \quad (3.6)$$

Sfruttando quest'equazione, l'algoritmo non dovrà più calcolare contemporaneamente il campo elettrico \mathbf{E} e il campo induzione elettrica \mathbf{D} , bensì potrà concentrarsi sul calcolo di una sola variabile v dalla quale successivamente andrà a ricavare i campi.

Caso Magnetostatico

Per i problemi di tipo magnetostatico le equazioni di Maxwell (3.2) diventano:

$$\begin{cases} \nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} \\ \nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \end{cases} \quad (3.7)$$

in quanto i campi elettrici e le derivate temporali sono pari a zero. In questo caso non è più possibile definire un potenziale scalare in quanto il rotore del campo \mathbf{H} non è nullo. Occorre quindi partire dalla seconda equazione definendo il potenziale vettore magnetico \mathbf{A} tale che $\nabla \times \mathbf{A} = \mathbf{B}$.

Questa uguaglianza è sostenuta dalle proprietà degli operatori divergenza e rotore in quanto vale che $\nabla \cdot \nabla \times \mathbf{A} = 0$.

Anche in questo caso si può dimostrare che si può definire \mathbf{A} solamente se la regione Ω è semplicemente connessa per le superfici; cioè, data una qualsiasi superficie chiusa all'interno della regione Ω , deve essere sempre possibile farla decadere senza uscire dalla regione stessa. Inoltre, essendo il potenziale \mathbf{A} definito a meno di un gradiente, occorre fissare la condizione $\nabla \cdot \mathbf{A} = 0$ chiamata *gauge*.

A questo punto, combinando l'altra equazione di Maxwell e l'equazione costitutiva magnetica, si ottiene una scrittura compatta che prende il nome di *equazione rot-rot* (3.8)

$$\nabla \times \nu \nabla \times \mathbf{A} = \mathbf{J} \quad (3.8)$$

dove ν è detta riluttività ed è pari all'inverso della permeabilità magnetica.

A differenza di quanto accadeva nel caso elettrostatico, qui si ottiene una sola incognita ma di tipo vettoriale della quale vanno calcolate le tre componenti scalari $\mathbf{A} = (A_x, A_y, A_z)$. Tuttavia, è possibile proseguire la formulazione per ottenere dalla relazione (3.8), un'equazione di tipo *div-grad* ad una sola incognita, come spiegato nel riferimento [13, par. 3.6].

Caso Quasi-Magnetostatico

Con il termine quasi-magnetostatico si fa riferimento ai problemi elettromagnetici nei quali i campi in esame sono soggetti a variazioni temporali *lente*: ciò consente di trascurare il termine relativo alla variazione temporale del campo induzione elettrica $\partial\mathbf{D}/\partial t$. Questa approssimazione è valida fino a quando la variazione temporale dei campi è piccola rispetto alla frequenza caratteristica del problema considerato [14]. Per frequenze maggiori entrano in gioco altri fenomeni fisici quali la radiazione elettromagnetica non più descrivibili all'interno delle equazioni quasi-magnetostatiche (3.9).

$$\left\{ \begin{array}{l} \nabla \times \mathbf{E} = -\partial\mathbf{B}/\partial t \\ \nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} \\ \nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \\ \nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \end{array} \right. \quad (3.9)$$

A differenza dei primi due casi, in questo tipo di problemi si intersecano le grandezze elettriche con quelle magnetiche, in quanto compare il fenomeno induttivo per il quale ad una variazione nello spazio di \mathbf{E} corrisponde una variazione temporale di \mathbf{B} .

Come nel caso magnetostatico, si può definire un potenziale vettore magnetico \mathbf{A} tale che $\nabla \times \mathbf{A} = \mathbf{B}$; inoltre occorre fissare univocamente \mathbf{A} attraverso il *gauge* $\nabla \cdot \mathbf{A} = 0$. Utilizzando la legge di Faraday, è possibile

scrivere:

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial(\nabla \times \mathbf{A})}{\partial t} \quad (3.10)$$

Scambiando la derivata temporale con il rotore, è possibile riscrivere la formula (3.10), ottenendo una quantità irrotazionale all'interno delle parentesi.

$$\nabla \times (\mathbf{E} + \partial\mathbf{A}/\partial t) = 0 \quad (3.11)$$

A questo punto è possibile definire il potenziale scalare elettrico v tale che $-\nabla v = \mathbf{E} + \partial\mathbf{A}/\partial t$. Ruotando la formula si ottiene:

$$\mathbf{E} = -\nabla v - \partial\mathbf{A}/\partial t \quad (3.12)$$

Questa formula afferma che il campo elettrico \mathbf{E} è composto da due componenti: il primo termine è sempre presente anche quando il potenziale v è costante, mentre il secondo termine è diverso da zero solo quando il potenziale vettore \mathbf{A} è funzione del tempo (cioè quando anche \mathbf{B} è a sua volta funzione del tempo). Questo secondo termine prende il nome di *campo elettrico indotto* e rappresenta il punto di legame fra le grandezze elettriche e quelle magnetiche.

Anche nel caso quasi-magnetostatico è possibile ottenere l'*equazione rot-rot* (3.8) combinando opportunamente le relazioni magnetiche. Facendo uso dell'equazione costitutiva $\mathbf{J} = \sigma\mathbf{E}$ e della formula (3.12), è possibile ottenere:

$$\nabla \times \nu \nabla \times \mathbf{A} + \sigma \nabla v + \sigma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} = 0 \quad (3.13)$$

In questo modo le uniche incognite che il calcolatore dovrà trovare sono solamente il potenziale vettore \mathbf{A} e il potenziale scalare v .

Dalle rimanenti equazioni di Maxwell si ottiene la relazione

$$\nabla \cdot \sigma(-\nabla v - \partial\mathbf{A}/\partial t) = 0 \quad (3.14)$$

che si semplifica in (3.15) sfruttando la condizione di *gauging* e l'ipotesi di omogeneità dei materiali.

$$\nabla^2 v = 0 \tag{3.15}$$

Proseguendo con la formulazione, è possibile dimostrare che si riesce ad ottenere un'equazione *div-grad* anche per i problemi di tipo quasi-magnetostatico.

Condizioni al Contorno

Tutte le condizioni viste finora sono relative a dei problemi generici, cioè hanno infinite soluzioni. Al fine di trovare la soluzione di un particolare problema, occorre quindi determinare alcuni tipi di condizioni:

- **Condizioni Iniziali:** servono a specificare il valore delle incognite all'istante di tempo iniziale dal quale parte l'analisi.
- **Condizioni di Interfaccia:** servono a rappresentare la fisica del problema quando si passa fra due domini di materiali diverso.
- **Condizioni al Contorno:** servono per definire il valore dei potenziali nel bordo della regione Ω . Esse si differenziano in:
 - Condizione di Dirichelet: fissa il valore del potenziale in un tratto di bordo di Ω . Se il potenziale è nullo, allora la condizione si dice omogenea.
 - Condizione di Neumann: fissa il valore della derivata normale del potenziale in un tratto di bordo di Ω . Se la derivata normale del potenziale è nulla, allora la condizione si dice omogenea.

I codici numerici solitamente implementano automaticamente queste condizioni, ma è buona norma accertarsi che esse rispecchino il problema fisico

che si vuole studiare. Le condizioni al contorno possono risultare molto utili qualora si volessero sfruttare le simmetrie del sistema da analizzare; in questo modo si riesce a restringere la regione nella quale si vuole studiare il problema, riducendo quindi in modo importante il costo computazionale.

3.2.2 Funzionamento

Una volta definita la geometria, i materiali e il tipo di problema sul quale si vuole svolgere l'analisi, il FEM richiede una discretizzazione dello spazio. Quest'operazione è necessaria per ottenere un problema con un numero finito di gradi di libertà, altrimenti irrisolvibile. La discretizzazione prende il nome di *mesh* e consiste nella creazione (manuale o automatica) di una griglia che suddivide l'intero dominio Ω in un numero finito di celle. Queste sono di forma triangolare o rettangolare quando si lavora con modelli 2D, invece nel caso di sistemi tridimensionali possono essere di forma tetraedrica o esaedrica. Le celle prendono il nome di *elementi finiti* e costituiscono la mesh rispettando queste regole:

- l'unione di tutti gli elementi finiti deve coprire interamente il dominio Ω ;
- non è permessa l'intersezione di due elementi finiti;
- non è permessa l'intersezione fra un elemento finito e un'*interfaccia* (cioè il bordo di un qualsiasi oggetto rappresentato all'interno del sistema Ω);
- un lato della mesh non può essere condiviso da più di 2 elementi finiti (caso 2D).

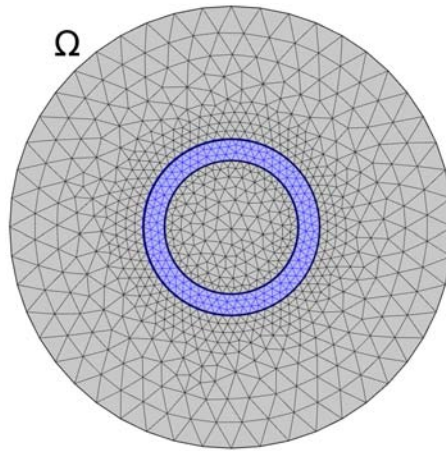


Figura 3.4: Esempio di mesh 2D triangolare dell'intero dominio Ω .

L'algoritmo andrà a calcolare la soluzione dell'equazione solamente nei *nodi* cioè l'insieme dei vertici degli elementi finiti (e dei *mid-side nodes*). All'interno degli elementi finiti invece, la soluzione verrà approssimata attraverso le *funzioni interpolanti di forma*. Ognuna di esse fa riferimento ad un nodo della mesh: in particolare ogni funzione assume valore unitario in corrispondenza del nodo principale, si porta a zero nei bordi del *supporto del nodo* e rimane nulla nel resto del dominio (figura 3.5). All'interno del supporto la funzione può decrescere in modo lineare, quadratico, cubico, etc. in base al tipo di interpolazione desiderata negli elementi finiti.

Nota: il supporto di un nodo è la regione del dominio data dall'insieme degli elementi finiti che toccano il nodo in esame.

Alla fine la soluzione fornita dall'algoritmo potrà essere calcolata come somma delle varie funzioni interpolanti di forma N_j moltiplicate per il

potenziale del nodo corrispondente U_j .

$$u_h = \sum_{j=1}^{n_{\text{nodi}}} N_j U_j \quad (3.16)$$

Per una migliore visualizzazione della funzione u_h , si immagini di stendere un velo sopra a dei paletti di diverse altezze piantati a terra: i paletti rappresentano i potenziali calcolati sui nodi della mesh, mentre il velo rappresenta l'interpolazione del potenziale fra i vari nodi, cioè rappresenta la funzione u_h .

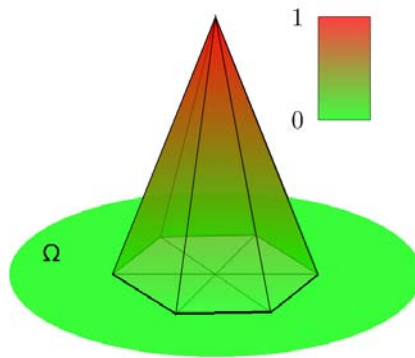


Figura 3.5: Esempio di funzione interpolante di forma con andamento lineare all'interno del supporto.

Per risolvere l'equazione del problema sui nodi della mesh sono possibili due metodi differenti:

- **Approccio Variazionale:** basato su aspetti puramente fisici, cerca la soluzione che minimizza l'energia totale del sistema [13] [15];
- **Approccio ai Residui Pesati:** basato su relazioni matematiche.

In seguito viene presentato l'approccio ai residui pesati in quanto è più generale rispetto al metodo variazionale: infatti non sempre è facile definire l'energia totale del sistema ed inoltre, nel caso di sistemi non stazionari, non è

detto che l'energia venga minimizzata, bensì può assumere andamenti molto complessi.

Approccio ai Residui Pesati

Questo metodo consente di risolvere una funzione lineare differenziale (per esempio un'equazione *div-grad*) alla quale sono state fissate opportune condizioni al contorno:

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathcal{L}(u) = \nabla \cdot k \nabla u + q = 0 \\ +B.C. \end{array} \right. \quad (3.17)$$

dove la variabile u è un potenziale generico incognito, funzione dello spazio; invece k e q sono le costanti del problema. Matematicamente è possibile dimostrare che, se il potenziale u risolve l'equazione (3.17), allora è soluzione anche della formula

$$\left\{ \begin{array}{l} \int_{\Omega} w \mathcal{L}(u) dv_{ol} = 0 \quad \forall w \\ +B.C. \end{array} \right. \quad (3.18)$$

dove w sono definite come *funzione peso*.

Essendo impossibile trovare fra gli infiniti tipi di funzioni, l'esatta espressione del potenziale u che è soluzione di (3.17), conviene cercare una funzione u_h polinomiale a tratti che si avvicini il più possibile alla soluzione vera u del problema. Va evidenziato che ora $\mathcal{L}(u_h) \neq 0$, bensì assume un valore piccolo, chiamato *residuo*.

Allo stesso modo anche le funzioni peso w devono essere cercate all'interno di una classe limitata di funzioni, cioè quella delle polinomiali a tratti. In particolare si ipotizza di utilizzare come funzioni peso w_i esattamente le

funzioni interpolanti di forma N_i ricavate dalla mesh: questa scelta risulterà molto vantaggiosa in seguito e prende il nome di *Approccio di Galerkin*.

L'equazione (3.18) può essere riscritta come:

$$\int_{\Omega} N_i (\nabla \cdot k \nabla u_h + q) dv_{ol} = 0 \quad \forall i \in [1, n_{nodi}] \quad (3.19)$$

Si suppone ora di avere $q = 0$, allora è possibile riscrivere l'equazione come:

$$\int_{\Omega} N_i \nabla \cdot k \nabla u_h dv_{ol} = 0 \quad \forall i \in [1, n_{nodi}] \quad (3.20)$$

Questo tipo di scrittura viene definita *forma forte*, in quanto vengono applicate due derivate al potenziale u_h . Utilizzando ora l'*identità di Green*, è possibile scomporre l'integrale su due parti ottenendo una scrittura in *forma debole*, nella quale le derivate di u_h vengono distribuite in due termini distinti.

$$\int_{\Omega} N_i \nabla \cdot k \nabla u_h dv_{ol} = \int_{\partial\Omega} N_i k \nabla u_h \cdot \mathbf{n} ds_{up} - \int_{\Omega} \nabla N_i \cdot k \nabla u_h dv_{ol} \quad \forall i \in [1, n_{nodi}] \quad (3.21)$$

Si vedrà in seguito che il primo integrale (quello sul contorno $\partial\Omega$) può essere trascurato; quindi sostituendo a u_h , l'equazione (3.16) si ottiene:

$$\int_{\Omega} \nabla N_i \cdot k \nabla \left(\sum_{j=1}^{n_{nodi}} N_j U_j \right) dv_{ol} = 0 \quad \forall i, j \in [1, n_{nodi}] \quad (3.22)$$

Infine è consentito portare la sommatoria e i potenziali U_j fuori dall'integrale, in quanto non dipendono dallo spazio ottenendo quindi:

$$\sum_{j=1}^{n_{nodi}} U_j \int_{\Omega} \nabla N_i \cdot k \nabla N_j dv_{ol} = 0 \quad \forall i, j \in [1, n_{nodi}] \quad (3.23)$$

Si nota che i termini all'interno dell'integrale dipendono esclusivamente dalla mesh e dalla costante k del materiale. È possibile creare una matrice di coefficienti $k_{i,j}$ per ogni coppia di nodi i, j . Questa matrice prende il nome di *matrice di rigidità* e ha tre fondamentali caratteristiche:

- è una matrice sparsa: il risultato dell'integrale è diverso da zero solo quando la coppia di nodi i, j condivide una parte del supporto;
- è una matrice simmetrica: il risultato dell'integrale non cambia se considero prima la coppia i, j e poi la coppia j, i ;
- è una matrice che si costruisce sempre allo stesso modo, indipendentemente dalla dimensionalità del problema, dal tipo di mesh e dal tipo di interpolazione.

Nota: questi integrali possono essere risolti dal calcolatore attraverso metodi numerici come l'integrazione gaussiana [16].

Si ottiene un sistema di equazioni algebriche (3.24) avente soluzione unica e facilmente risolvibile dal calcolatore.

$$\begin{bmatrix} k_{i,j} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} U_j \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \end{pmatrix} \quad \forall i, j \in [1, n_{nodi}] \quad (3.24)$$

Osservazioni:

Durante la spiegazione del metodo ai residui pesati sono stati posti a zero due termini: il parametro q e l'integrale sul bordo $\partial\Omega$. Vanno ripresi questi punti al fine di rendere più generale il metodo.

Per quanto riguarda il parametro q del materiale, conviene ripartire dall'equazione (3.19). Per un generico $q \neq 0$, l'integrale può essere spezzato in due termini:

$$\int_{\Omega} N_i \nabla \cdot k \nabla u_h dv_{ol} = - \int_{\Omega} N_i q dv_{ol} \quad \forall i \in [1, n_{nodi}] \quad (3.25)$$

dove il primo termine viene trattato come sopra, mentre il secondo può essere calcolato a priori, in quanto dipende solamente dai parametri della mesh e dalla costante q del materiale. È possibile costruire il vettore b_i contenente i risultati di questi integrali.

$$\begin{bmatrix} k_{i,j} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} U_j \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} b_i \end{pmatrix} \quad \forall i, j \in [1, n_{nodi}] \quad (3.26)$$

Nota: il parametro q è legato alle sorgenti del sistema, quindi il vettore b_i sarà nullo laddove non sono applicate alcun tipo di sorgenti.

Si consideri ora l'integrale sul bordo di Ω , precedentemente trascurato nell'equazione (3.21).

$$\int_{\partial\Omega} N_i k \nabla u_h \cdot \mathbf{n} \, ds_{up} \quad \forall i \in [1, n_{nodi}] \quad (3.27)$$

Si prendano in esame i tre possibili casi in cui:

- il nodo i -esimo sia interno ad Ω ;
- il nodo i -esimo sia sul bordo di Ω sotto la condizione di Dirichelet;
- il nodo i -esimo sia sul bordo di Ω sotto la condizione di Neumann;

Nel primo caso è facile capire che l'integrale risulta zero, in quanto la funzione N_i è nulla al di fuori del supporto del nodo i -esimo.

Nel secondo caso invece, non è necessario risolvere l'equazione perché la condizione di Dirichelet implica che sia già noto il valore del potenziale nel nodo i -esimo.

Il terzo caso ha bisogno di un'ulteriore distinzione; infatti se si considera una condizione di Neumann omogenea, l'integrale si annulla in quanto

il prodotto $\nabla u_h \cdot \mathbf{n}$ vale zero per definizione della condizione di Neumann omogenea. Dall'altro lato, se invece si considera una condizione di Neumann generica, occorre calcolare l'integrale attraverso metodi numerici e sommarlo alla componente corrispondente nel vettore b_i .

3.3 Analisi alle Equazioni Integrali (IEM)

Nonostante il metodo agli elementi finiti abbia una posizione dominante nel panorama delle tecniche numeriche, all'interno di questa tesi si ricorre all'utilizzo di un secondo strumento: il metodo alle equazioni integrali (IEM). Si tratta di una tecnica di simulazione che, nel caso elettromagnetico, mira a risolvere le equazioni di Maxwell nella loro forma integrale.

La necessità di prendere in considerazione anche questo algoritmo deriva dal fatto che in alcune tipologie di problemi il metodo FEM presenta delle difficoltà, quali la necessità di restringere la simulazione ad una regione finita Ω e l'obbligo di discretizzare tutti i domini al suo interno. Mentre la costruzione di Ω introduce solo un'approssimazione sui problemi di *open boundary*, più critico è l'obbligo della discretizzazione globale soprattutto qualora gli oggetti da studiare presentino una dimensione predominante sulle altre. Ciò porta ad avere delle *mesh* estremamente fitte, oppure molto deformate che possono generare matrici mal condizionate. Inoltre, ad alte frequenze, dove la propagazione dei campi elettromagnetici diventa più significativa, il metodo FEM richiede uno sforzo computazionale maggiore.

Contrariamente al FEM, i metodi integrali non risentono di questi problemi in quanto vanno a discretizzare solamente i domini attivi e non richiedono la costruzione di un dominio Ω entro il quale limitare il problema. Questi algoritmi producono delle matrici dense che, al crescere della discretizzazione, soffrono in termini di memoria occupata e di costo computazionale.

Nella sezione seguente viene riportata una breve presentazione della tecnica numerica; descrizioni più approfondite si trovano nei riferimenti [17] [18].

3.3.1 Cenni sul funzionamento

Fra le varie tecniche basate sulle equazioni integrali, è stato scelto il metodo PEEC (*Partial Element Equivalent Circuit*): esso è una particolare forma di IEM in grado di fornire una rappresentazione circuitale di un problema elettromagnetico.

Il metodo PEEC si sviluppa partendo dall'equazione del campo elettrico totale in un punto dello spazio \mathbf{r} , all'istante di tempo t ottenuta a partire dalle equazioni di Maxwell e dalle equazioni costitutive dei materiali:

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}, t) = \rho \mathbf{J}(\mathbf{r}, t) + i\omega \mathbf{A}(\mathbf{r}, t) + \nabla \varphi(\mathbf{r}, t) \quad (3.28)$$

dove ρ è la resistività elettrica, \mathbf{J} è la densità di corrente, \mathbf{A} è il potenziale vettore magnetico, φ è il potenziale scalare elettrico tutti nel punto di osservazione \mathbf{r} e all'istante t . A questo punto entrano in gioco le equazioni integrali che esprimono i potenziali elettrico e magnetico in funzione delle sorgenti \mathbf{J} (densità di corrente) e ϱ (densità di carica elettrica).

$$\begin{cases} \mathbf{A}(\mathbf{r}, t) = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_v \frac{\mathbf{J}(\mathbf{r}, t)}{r} dv \\ \varphi(\mathbf{r}, t) = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \int_v \frac{\varrho}{r} dv \end{cases} \quad (3.29)$$

Unendo (3.28) e (3.29) si può ottenere una scrittura unica in grado di descrivere il problema elettromagnetico che usa le equazioni integrali. Applicando il metodo ai residui pesati sull'incognita \mathbf{J} e sfruttando la condizione di Galerkin come già visto sull'implementazione del metodo FEM, si riesce a tradurre il problema in un'equazione matriciale del tipo

$$\mathbf{e} = (\mathbf{R} + i\omega \mathbf{L} + \mathbf{A}^T \mathbf{P} \mathbf{A}) \mathbf{j} \quad (3.30)$$

dove le lettere minuscole \mathbf{e} e \mathbf{j} indicano i vettori che contengono rispettivamente i gradi di libertà relativi al campo elettrico esterno e alla densità di

corrente, \mathbf{A} è la matrice di incidenza, mentre \mathbf{R} , \mathbf{L} , \mathbf{P} sono le matrici che contengono i coefficienti circuitali del sistema.

Come si può notare dall'equazione (3.30), il campo elettrico in un punto è dato dalla somma di tre contributi relativi agli effetti resistivi, induttivi e capacitivi.

Capitolo 4

Prototipo WPT: Misure & Simulazioni

L'obiettivo principale di questa tesi era l'analisi di un prototipo di un sistema trasmettente per la ricarica wireless. A causa delle restrizioni imposte dal Governo per contenere la diffusione del Covid-19, purtroppo non è stato possibile procedere con questo lavoro; pertanto è stato necessario spostare l'attenzione su un secondo progetto descritto nel capitolo successivo.

Nonostante ciò, si ritiene opportuno presentare i dati raccolti sul primo prototipo come punto di partenza per ulteriori studi. Inoltre, vista la somiglianza fra i due tipi di prototipi studiati, questi primi risultati possono essere visti come uno strumento per verificare la bontà delle simulazioni rispetto ai valori ottenuti dalle misure in laboratorio.

4.1 Dati Progettuali

Il lavoro è stato svolto su un prototipo industriale del quale vengono riportati i dati costruttivi nella figura 4.1. Si tratta di un avvolgimento planare costituito da un filo di rame Litz, racchiuso fra due strati elastomerici fusi assieme.



Dati Costruttivi:	
Dimensioni esterne piastra	830x530x25h mm
Peso totale piastra	20.5 kg
Peso conduttore	6.1 kg
Dimensioni esterne della bobina	690x435 mm
Dimensioni interne della bobina	380x120 mm
Numero di spire	22 spire affiancate
Lunghezza conduttore*	33.5 m
Tipo di conduttore	filo Litz da 0.1mm x2500 fili
Diametro esterno conduttore	6.5 mm

Figura 4.1: Disegno e dati di progetto delle piastre trasmittenti.

Nota: la lunghezza del conduttore comprende i due cavi di collegamento da 2x600mm.



Figura 4.2: Fotografie del prototipo prima e dopo la fusione degli strati elastomerici.

In prima approssimazione è possibile calcolare analiticamente la resistenza della bobina in regime continuo partendo dai valori geometrici del conduttore, prendendo come conducibilità del rame $\sigma_{cu} = 60MS/m$ e come superficie del conduttore la sezione equivalente del rame.

$$s_{cu} = \frac{\pi d^2}{4} n_{fili} = \frac{\pi 0.1^2}{4} 2500 = 19.6mm^2 \quad (4.1)$$

$$R = \frac{l}{s_{cu} \sigma_{cu}} = \frac{33.5m}{19.6mm^2 \cdot 60MS/m} = 0.0285\Omega \quad (4.2)$$

Per quanto riguarda l'induttanza è possibile ricavarne una stima dalla formula analitica relativa agli avvolgimenti a spirale piatta riportata di seguito:

$$L = \frac{r^2 N^2}{(2r + 2.8d) \cdot 10^5} \cong 0.3mH \quad (4.3)$$

dove r è il raggio medio della spirale, N è il numero delle spire e d è lo spessore della spirale (cioè la differenza fra il raggio esterno e il raggio interno).

Questi due parametri non dovrebbero cambiare in modo significativo al variare della frequenza: la resistenza infatti non viene influenzata dall'effetto

pelle, in quanto il filo Litz mantiene la corrente uniformemente distribuita all'interno del conduttore, mentre l'induttanza non viene disturbata dalle capacità parassite in quanto le frequenze di alimentazione considerate sono relativamente basse.

4.2 Misure

Le misure sono state effettuate separatamente su due bobine (Piastra n°1, Piastra n°2), realizzate allo stesso modo secondo i dati costruttivi riportati sopra. In particolare sono stati campionati i valori di resistenza e induttanza al variare della frequenza di alimentazione.

Lo strumento utilizzato per queste valutazioni è stato l'LCR meter GW Instek LCR-829: esso consente di alimentare un'impedenza generica ad una frequenza variabile da 0Hz a 100kHz. Le misure sono state effettuate applicando alla bobina una tensione di 1V. Si è prestata particolare attenzione al fatto che non ci fossero parti ferromagnetiche nei pressi della bobina tali da influenzare la misura di induttanza.

Dalle tabelle 4.1 e 4.2 si riscontra una buona corrispondenza fra le misure a bassa frequenza di entrambe le bobine con le stime analitiche. Tuttavia, all'aumentare della frequenza, le due piastre si comportano in modo completamente diverso.

Per quanto riguarda la Piastra n°1 si vede chiaramente che l'induttanza non cambia al variare della frequenza: ciò significa che la corrente segue il conduttore come previsto, senza saltare da una spira all'altra (si ricorda che il numero di spire percorse è strettamente legato all'induttanza). La resistenza invece aumenta leggermente fino alla frequenza di 15kHz, dopodiché

lo strumento inizia a fornire delle misure sempre minori fino a raggiungere valori negativi, quindi non attendibili. Mentre l'aumento di resistenza può essere causato dagli effetti di prossimità e da altri fenomeni di addensamento della corrente, dopo i 15kHz accade che lo strumento si trovi a dover misurare modulo e fase di un'impedenza quasi totalmente induttiva; in altre parole il carico si trova ad avere un fattore di merito $Q = x_L/R$ estremamente elevato. Ciò significa dover calcolare contemporaneamente e con precisione due valori molto diversi tra loro: la resistenza del conduttore ($R \cong 0.030\Omega$) e la reattanza della bobina ($x_L = 2\pi fL \cong 24\Omega$). Per questo motivo si ritiene che dopo i 15kHz lo strumento non riesca più a garantire dei valori attendibili di resistenza per questo tipo di carico.

Nella Piastra n°2 si assiste ad una variazione non trascurabile dell'induttanza e ad un rapido aumento della resistenza. Durante le misure lo strumento indicava un fattore di merito $Q = OVER$: le misure di resistenza sono quindi poco attendibili. Basandosi sui valori di autoinduttanza si può dedurre che, al crescere della frequenza, all'interno della piastra nascono dei cortocircuiti fra le varie spire; ciò si traduce in una diminuzione dell'induttanza in quanto la corrente non percorre completamente le 22 spire e non produce più il flusso magnetico previsto (si ricorda che $L = N\phi/I$).

Frequenza	Induttanza 1	Resistenza 1
<i>Hz</i>	<i>mH</i>	<i>mΩ</i>
12	0.2510	30.7
50	0.2520	30.7
100	0.2515	30.7
150	0.2515	30.7
200	0.2514	30.7
300	0.2515	30.7
500	0.2515	30.8
750	0.2514	30.9
1000	0.2514	31.2
1200	0.2514	31.5
1500	0.2514	31.7
2000	0.2513	32.4
3000	0.2513	33.8
5000	0.2512	37.1
10000	0.2511	42.8
15000	0.2510	44.5
20000	0.2510	42.9
25000	0.2510	40.3
33333	0.2510	32.8
40000	0.2510	13
50000	0.2512	-
66667	0.2513	-
100000	0.2518	-

Tabella 4.1: Misure di autoinduttanza e di resistenza della Piastra n°1.

Frequenza	Induttanza 1	Resistenza 1
<i>Hz</i>	<i>mH</i>	<i>mΩ</i>
12	0.2610	30.7
50	0.2610	31.1
100	0.2610	31.3
150	0.2610	31.3
200	0.2610	32.5
300	0.2610	34.7
500	0.2610	41.6
750	0.2610	54.7
1000	0.2610	73.1
1200	0.2610	91.3
1500	0.2610	124.7
2000	0.2600	195
3000	0.2580	392
5000	0.2540	988
10000	0.2365	3240
15000	0.2170	5830
20000	0.199	8170
25000	0.185	10100
33333	0.169	12400
40000	0.160	13600
50000	0.151	14800
66667	0.143	16000
100000	0.137	17200

Tabella 4.2: Misure di autoinduttanza e di resistenza della Piastra n°2.

4.3 Confronto con le Simulazioni

Le simulazioni numeriche di questo prototipo sono state effettuate utilizzando il programma COMSOL MULTIPHYSICS. Si tratta di un software commerciale basato sull'analisi agli elementi finiti in grado di risolvere problemi fisici che possono essere descritti da equazioni differenziali parziali. In questa sezione vengono riportati i risultati ottenuti da due diverse simulazioni:

- simulazione accurata a frequenza industriale di 50Hz;
- simulazione approssimata al variare della frequenza.

Nella prima simulazione si è cercato di studiare il prototipo, riproducendo fedelmente la sua geometria e concentrandosi solamente alla frequenza di 50Hz (figura 4.3). Nella seconda simulazione invece, si è scelto di studiare il comportamento della bobina al variare della frequenza, adottando una geometria semplificata per ridurre il costo computazionale (figura 4.4).

Entrambe le simulazioni si basano su una geometria 3D e sono state realizzate all'interno dell'ambiente *Magnetic Fields* di COMSOL; in questo studio è stata applicata un'analisi nel dominio della frequenza. L'induttore è stato costruito utilizzando la funzionalità *Homogenized Coil* in modo da avvicinarsi al comportamento del filo Litz.

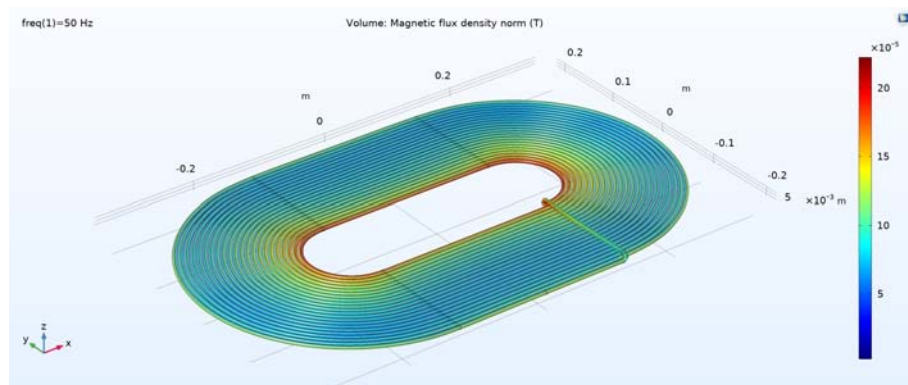


Figura 4.3: Rappresentazione dell'induzione magnetica nella simulazione accurata a frequenza industriale di 50Hz.

Frequenza	Induttanza	Resistenza*	Resistenza corretta
Hz	mH	$m\Omega$	$m\Omega$
50	0.23	15.3*	25.5

Tabella 4.3: Misure di autoinduttanza e di resistenza della simulazione accurata.

**Nota: la misura di resistenza va divisa per il fattore di riempimento del conduttore $k_{fill} = 0.6$ in quanto nella simulazione è stato considerato un diametro di 6.5mm, ma solo il 60% della sezione totale è coperto dal rame.*

Nella figura 4.4 si vede come è stata semplificata la geometria della piastra sfruttando le simmetrie dell'oggetto e considerando l'induttore come un unico dominio equivalente. Come si vede dalla tabella 4.4 l'induttanza rimane costante al variare della frequenza.

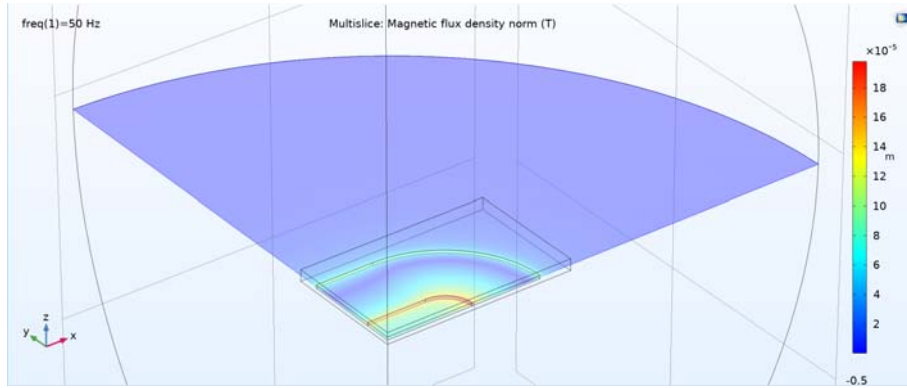


Figura 4.4: Rappresentazione dell'induzione magnetica nella simulazione approssimata a frequenza industriale di 50Hz.

Frequenza	Induttanza	Resistenza corretta
<i>Hz</i>	<i>mH</i>	<i>mΩ</i>
50	0.23	25.5
100	0.23	25.5
1000	0.23	25.7
5000	0.23	30.1
10000	0.23	43.5

Tabella 4.4: Misure di autoinduttanza della simulazione approssimata.

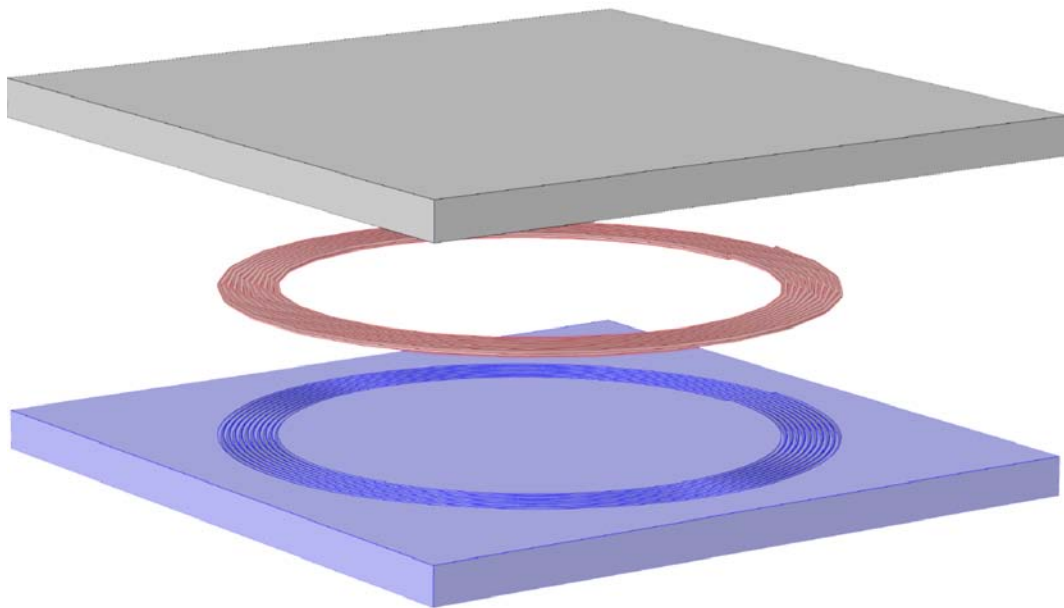
Capitolo 5

Applicazione su Prodotto Industriale

In questo capitolo vengono presentate delle tecniche di simulazione in grado di descrivere il comportamento elettromagnetico dei sistemi trasmettenti per la ricarica wireless di veicoli elettrici. In particolare, è stato preso come riferimento un prototipo realizzato e già studiato dal Politecnico di Torino in modo tale da poter confrontare i risultati delle simulazioni con i dati sperimentali acquisiti in laboratorio. In questi studi si è potuto osservare che il funzionamento del sistema WPT dipende dalla tipologia di cemento usato per interrare la bobina trasmettente: infatti, come si vedrà in seguito, i parametri elettrici di resistività e di permittività del cemento utilizzato per ricoprire la bobina modificano le caratteristiche induttive del sistema.

5.1 Dati Progettuali

La geometria del prototipo è rappresentata in figura 5.1. Esso è costituito da uno stampo di materiale plastico sulla quale viene posizionata la bobina di filo Litz in rame, ricoperta infine da uno strato di cemento.



Dati Costruttivi:	
Dimensioni stampo	750x750x40h mm
Dimensioni strato di cemento	750x750x40h mm
Raggio interno della bobina	250 mm
Ingombro della bobina	65.5 mm
Numero di spire	10 spire affiancate
Lunghezza conduttore	17.6 m
Tipo di conduttore	filo Litz da 0.1mm x1275 fili
Diametro esterno conduttore	5.5 mm

Figura 5.1: Disegno e dati di progetto del prototipo.

In prima approssimazione è possibile calcolare la resistenza e l'induttanza della bobina secondo le formule (4.2),(4.3):

$$\begin{cases} R \cong 30m\Omega \\ L \cong 0.1mH \end{cases} \quad (5.1)$$

Negli studi del Politecnico sono state testate tre diverse tipologie di cemento:

- cemento standard OPC (Ordinary Portland Cement);
- cemento a presa rapida CSA (Calcium Sulfoaluminate cement);
- cemento MIX realizzato da OPC e CSA in pari quantità.

I parametri dei tre cementi sono stati misurati in laboratorio al variare della frequenza dopo 7 e 28 giorni dalla gettata. In questo elaborato vengono considerati solamente i dati acquisiti a 28 giorni dalla gettata, dopo i quali il cemento si può ritenere stabile da un punto di vista elettromagnetico. Di seguito vengono riportate le misure di permeabilità magnetica relativa μ , di resistività ρ e di permittività elettrica relativa ε alla frequenza nominale di 85kHz.

Cemento	Permeabilità (μ_r)	Resistività (ρ)	Permittività (ε_r)
OPC	1	30.5 Ω/m	21.8
CSA	1	307.6 Ω/m	48.2
MIX	1	117 Ω/m	27.5

Tabella 5.1: Parametri elettrici dei cementi misurati a 28 giorni dalla gettata.

5.2.1 Simulazione 3D

Inizialmente è stato creato un modello 3D della bobina trasmittente in COM-SOL adottando la fisica *Magnetic and Electric Field (mef)*. La bobina è stata alimentata applicando al suo dominio la funzionalità *Homogenized Coil*: essa consente di imporre una distribuzione omogenea della densità di corrente sulla sezione del conduttore al fine di ottenere lo stesso effetto del filo Litz. Da questa simulazione sono stati calcolati i valori di induttanza e di resistenza della bobina in aria per un primo confronto con le stime analitiche.

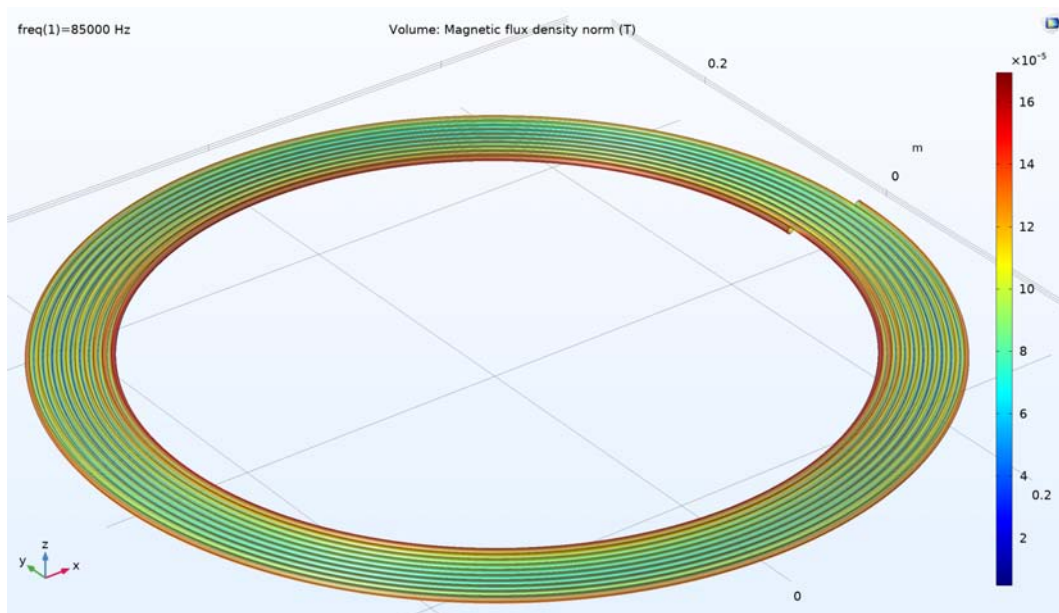


Figura 5.3: Rappresentazione dell'induzione magnetica nel modello 3D.

	Induttanza	Resistenza*	Resistenza corretta
Formule Analitiche	0.1 mH	-	30 $m\Omega$
Simulazione	0.106 mH	12.45 $m\Omega$	29.64 $m\Omega$

Tabella 5.2: Confronto fra i valori analitici e i valori ottenuti dalla simulazione 3D.

Nota: la misura di resistenza va divisa per il fattore di riempimento del conduttore $k_{fill} = 0.42$ in quanto nella simulazione è stato considerato un diametro di 5.5mm, ma il rame copre solo il 42% della sezione totale.

Nonostante la bontà dei risultati e l'accurata rappresentazione geometrica 3D del problema, questa simulazione non descrive correttamente il comportamento del sistema trasmittente. Il problema risiede nella funzionalità *Homogenized Coil* utilizzata per alimentare la bobina: mentre da un lato la distribuzione della corrente nel conduttore rispecchia ciò che accade nel filo Litz, dall'altro il fatto di vincolare tutta la corrente all'interno del dominio conduttivo significa trascurare completamente gli effetti capacitivi parassiti che si presentano fra le spire della bobina.

È necessario poter tenere in considerazione questi effetti perché in questo tipo di applicazioni, dove le spire sono posizionate molto vicine fra di loro e dove le frequenze di alimentazione sono elevate, le capacità parassite possono fornire dei percorsi alternativi per la corrente non trascurabili, tali da modificare significativamente il comportamento dell'intero sistema.

5.2.2 Simulazione 'RLC Coil'

Un'alternativa fornita dal software COMSOL è la funzionalità avanzata *RLC Coil*, utilizzabile nei problemi di tipo *Magnetic and Electric Fields*: essa consente di alimentare un induttore in corrente o in tensione prendendo in considerazione anche i flussi di corrente uscenti dal conduttore. Questo strumento può essere usato per approssimare un induttore nel quale sono presenti degli accoppiamenti capacitivi. L'*RLC Coil* può essere utilizzato solo in modelli 2D, per cui verranno introdotte delle approssimazioni sulla geometria e sui comportamenti elettromagnetici del sistema.

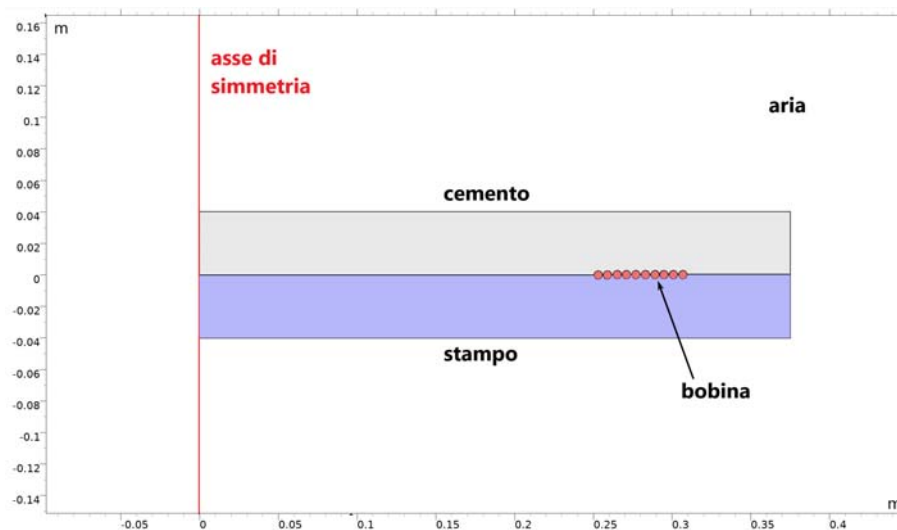


Figura 5.4: Disegno della sezione del sistema trasmettente utilizzato per le simulazioni 2D assial-simmetriche.

Disegnando solo la sezione della bobina il programma non vede più la spirale conduttiva, bensì crea 10 spire circolari concentriche introducendo un'approssimazione geometrica. Così facendo la tensione imposta ai capi della bobina non si distribuisce gradualmente lungo la spirale, ma si divide sulle dieci spire creando dei salti di tensione.

Inoltre, utilizzando la funzionalità *RLC Coil*, il conduttore viene trattato come un dominio di rame pieno nel quale non è più possibile applicare una distribuzione omogenea di corrente sulla sezione del conduttore; ciò significa che il modello soffrirà fortemente dell'effetto pelle, generando dei valori di resistenza della bobina più elevati.

Nonostante le approssimazioni, si vedrà in seguito che questa simulazione è comunque in grado di imitare il reale problema elettromagnetico: infatti si può dimostrare che il valore di induttanza della bobina che si ottiene dalla simulazione non dipende in modo significativo dalla distribuzione di corrente all'interno del conduttore.

5.2.3 Simulazioni IEMs

Una possibile soluzione per considerare sia una corrente omogenea nel conduttore, sia gli effetti capacitivi parassiti, è quella di utilizzare un altro tipo di tecnica numerica: il metodo alle equazioni integrali. Come accennato nella sezione 3.3, questo metodo fornisce un'interpretazione circuitale del problema elettromagnetico costruendo delle matrici contenenti i parametri circuitali di ogni elemento definito attraverso la mesh dei domini attivi. Il vantaggio di questo metodo sta nella struttura matriciale e circuitale dell'algoritmo: esso è in grado di considerare intrinsecamente gli effetti capacitivi all'interno delle matrici che costruisce.

Per lo studio del sistema trasmittente attraverso il metodo alle equazioni integrali è stato impiegato un software in grado non solo di utilizzare una tecnica alle equazioni integrali (*MoM*: Method of Moments), ma di combinarla con altri algoritmi al fine di ottenere una soluzione più accurata e meno dispendiosa dal punto di vista computazionale.

Sono state effettuate delle simulazioni della bobina in aria per confermare ulteriormente i suoi valori di resistenza e induttanza globali (figura 5.5). Tuttavia questo metodo incontra delle significative difficoltà non appena si introduce il cemento all'interno del modello. Dato che l'influenza del cemento stesso sul sistema trasmittente è uno dei principali obiettivi di questo elaborato, è stato necessario abbandonare questo genere di approccio.

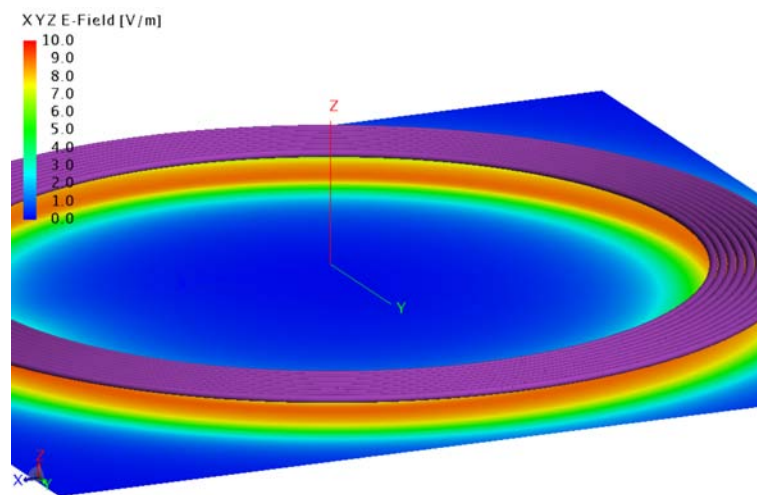


Figura 5.5: Rappresentazione del campo elettrico generata dalla simulazione IEM.

5.2.4 Simulazione ibrida (circuito equivalente)

Al fine di sfruttare le potenzialità e la flessibilità del software COMSOL, è stato pensato di realizzare un nuovo algoritmo ibrido in grado di incorporare sia il metodo agli elementi finiti, sia l'analisi di tipo integrale. In sintesi, l'idea è quella di eseguire in modo iterativo una serie di simulazioni FEM da cui sarà poi possibile estrarre le matrici circuitali alla base dell'analisi integrale. Ciò è realizzabile utilizzando il software LiveLink for MATLAB: un'applicazione che consente di lavorare e modificare i file COMSOL attraverso un codice MATLAB permettendo l'inserimento delle simulazioni in cicli iterativi.

Vista la necessità di ripetere più volte le simulazioni FEM e vista la buona simmetria assiale del prototipo, è stato deciso di lavorare con un modello 2D assial-simmetrico. Mentre le approssimazioni geometriche risultano trascurabili, questo approccio impone una grande limitazione per l'analisi integrale: infatti con un modello 2D assial-simmetrico, la miglior discretizzazione realizzabile del dominio conduttivo è la divisione nelle sue 10 spire. La figura 5.6 chiarisce questa restrizione per la quale solo attraverso un modello 3D sarebbe possibile considerare più di 10 elementi per l'analisi integrale.

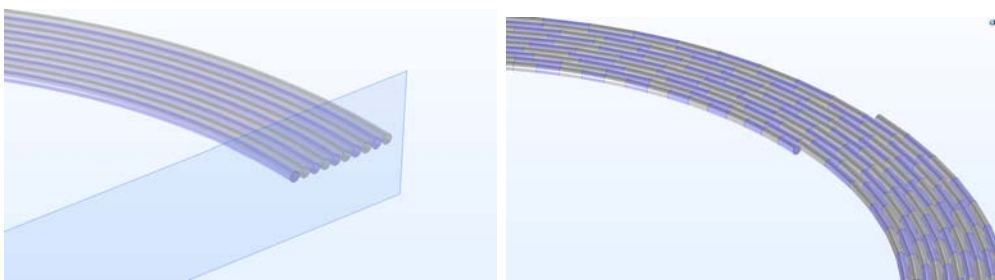


Figura 5.6: Rappresentazione grafica della discretizzazione 2D e 3D.

Il circuito equivalente sul quale andrà a lavorare l'analisi integrale è mostrato nella figura 5.7: si tratta di un circuito nel quale un generatore di tensione di 1V alimenta le 10 spire in serie, ciascuna caratterizzata da una propria impedenza ohmico-induttiva. Ai nodi di questa struttura elettrica vengono poi aggiunti gli accoppiamenti induttivi e capacitivi presenti fra le varie spire, in modo da riuscire a considerare gli effetti elettromagnetici interni al sistema.

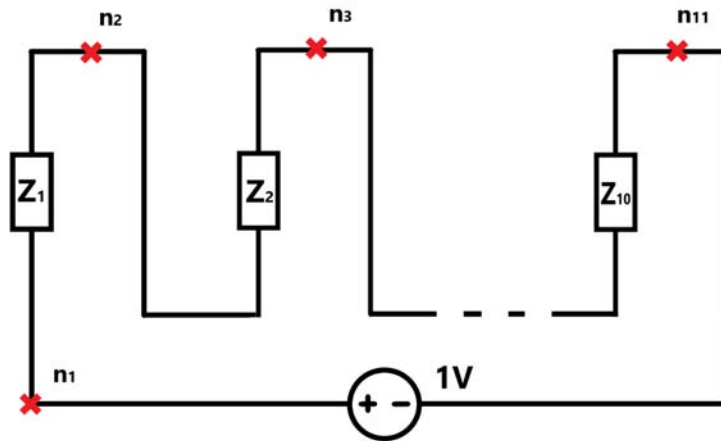


Figura 5.7: Rappresentazione circuitale del sistema trasmittente.

Il circuito deve essere rappresentato matematicamente per la sua implementazione all'interno dell'algoritmo. Per fare ciò è stata realizzata la relativa *netlist*: si tratta di una matrice $n_b \times 3$ che ad ogni riga associa un ramo del circuito indicandone il nodo di partenza, il nodo di arrivo e la tipologia del ramo. In questo particolare circuito il numero di rami n_b vale 11 (le 10 spire, più l'alimentazione), il numero di nodi n_n è pari al numero di rami in quanto il circuito forma una sola maglia.

L'equazione matriciale che consentirà lo studio di questo problema elettromagnetico è mostrata e commentata di seguito:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{R} + j\omega\mathbf{L} & \mathbf{A}^T \\ \mathbf{A} & -\mathbf{Y} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i \\ \varphi \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} b \\ 0 \end{pmatrix} \quad (5.2)$$

dove:

- \mathbf{R} : matrice di resistenza $n_b \times n_b$;
- \mathbf{L} : matrice di induttanza $n_b \times n_b$;
- \mathbf{A} : matrice di incidenza $n_n \times n_b$;
- \mathbf{Y} : matrice di ammettenza $n_n \times n_n$;
- ω : pulsazione del circuito;
- i : vettore delle correnti dei rami $n_b \times 1$;
- φ : vettore dei potenziali nodali $n_n \times 1$;
- b : vettore dei termini noti $n_b + n_n \times 1$;

Questa scrittura deriva dall'analisi di Tableau [19], strumento estremamente efficace per l'analisi numerica di schemi circuitali anche complessi. Diversamente dalla formula classica, nell'equazione (5.2) non compaiono le tensioni dei rami (in quanto possono essere scritte in funzione dei potenziali nodali) e viene considerata la matrice di ammettenza \mathbf{Y} . Risolvendo il prodotto matrice-vettore, si può riscrivere la formula nella seguente scrittura:

$$\begin{cases} (\mathbf{R} + j\omega\mathbf{L})i + \mathbf{A}^T\varphi = b \\ \mathbf{A}i - \mathbf{Y}\varphi = 0 \end{cases} \quad (5.3)$$

La prima equazione rappresenta il bilancio di tensione su ogni ramo, cioè impone la legge di Kirchhoff alle tensioni. La seconda equazione impone

il bilancio delle correnti su ogni nodo descrivendo la legge di Kirchhoff alle correnti; oltre alle tradizionali correnti del circuito, vengono aggiunti i flussi di carica causati dalle capacità parassite considerate all'interno della matrice di ammettenza \mathbf{Y} .

Note le matrici dei parametri e la frequenza di alimentazione, è possibile risolvere il sistema determinando così la corrente complessa assorbita dall'alimentazione e di conseguenza l'impedenza totale del sistema trasmittente.

Costruzione delle matrici

Come prima operazione l'algoritmo ricava dalla *netlist* del circuito la matrice di incidenza (\mathbf{A}) di dimensioni $n_n \times n_b$ dove n_n sono gli 11 nodi del circuito, mentre n_b sono gli 11 rami. Su ogni colonna vengono fissati un +1 e un -1 in corrispondenza dei nodi di partenza e arrivo del ramo associato alla colonna, generando una matrice di tipo sparso in grado di descrivere la topologia del circuito. Questa matrice sarà essenziale per mettere in relazione le grandezze elettriche del circuito.

Successivamente l'algoritmo procede al calcolo della matrice di resistenza \mathbf{R} e di induttanza \mathbf{L} . Esse sono delle matrici quadrate $n_b \times n_b$ in quanto considerano delle grandezze legate solo alla tipologia del grafo e dei suoi rami. L'algoritmo richiama un file COMSOL costruito appositamente per assemblare le matrici \mathbf{R} e \mathbf{L} : si tratta di un modello *mef* 2D assial-simmetrico nel quale è stata disegnata la sezione del sistema trasmittente. Ad ogni iterazione viene alimentata una singola spira attraverso la funzionalità *Homogenized Coil* e vengono calcolati i valori di resistenza, di autoinduttanza e di mutua induttanza fra la spira in esame e le altre. Dopo la decima iterazione si ottengono le matrici \mathbf{R} e \mathbf{L} del sistema: \mathbf{R} è una matrice diagonale contenente i

valori di resistenza di ogni singola spira, \mathbf{L} è una matrice piena nella quale le autoinduttanze sono disposte lungo la diagonale, mentre le mutue induttanze sono collocate nelle rispettive posizioni.

La matrice delle ammettenze viene calcolata da una seconda simulazione FEM: si tratta di un modello avente la stessa geometria 2D assial-simmetrica utilizzata precedentemente, alla quale viene applicata una fisica diversa. In particolare è stata utilizzata la fisica *Electric Current* di COMSOL: essa consente di trattare ogni spira della bobina come un terminale indipendente di cui è possibile fissare un livello di tensione. Attraverso l'operazione *Parametric Sweep* il software COMSOL è in grado di generare la matrice di ammettenza Y imponendo ad ogni coppia di terminali la differenza di potenziale di 1V e valutando la corrente complessa che circola fra i due. Si ottiene così una matrice piena nella quale compaiono le ammettenze trovate fra le varie spire, mentre nella diagonale si trovano i valori di ammettenza calcolati fra i terminali e il *ground* impostato sul bordo della regione Ω della simulazione.

5.3 Risultati

Il dato che si ottiene in uscita dalle simulazioni è l'impedenza totale del sistema trasmittente (in modulo e fase) al variare della frequenza e del tipo di cemento che la ricopre. Dalla conoscenza di questo parametro è possibile ricavare l'induttanza equivalente del sistema e studiarne il comportamento in funzione della frequenza e delle caratteristiche elettriche del cemento. Si ricorda che il funzionamento del sistema WPT è basato sulla risonanza fra le due bobine; di conseguenza una piccola variazione dell'induttanza di una delle due bobine può allontanare il punto di lavoro dalla zona risonante. Per un corretto funzionamento, è quindi fondamentale verificare che l'induttanza, in questo caso della bobina trasmittente, non presenti variazioni significative ad 85kHz rispetto al valore di riferimento della bobina in aria.

Gli obiettivi principali che si desiderano raggiungere con questi algoritmi sono:

- Ottenere dei risultati compatibili con le misure reali prese in laboratorio dal Politecnico di Torino;
- Riuscire a stabilire quale sia il cemento più adatto per questo genere di applicazioni;
- Definire dei parametri elettrici di soglia per il cemento entro i quali si garantisce un corretto funzionamento del sistema trasmittente.

5.3.1 Confronto con le misure reali

Come si può vedere dai grafici riportati in seguito, le simulazioni e i dati reali risultano compatibili, in modo particolare attorno alle frequenze di interesse vicine alla frequenza nominale di 85kHz. Come previsto, la resistenza ottenu-

ta dalle simulazioni che utilizzano la funzionalità *RLC coil* soffre dell'effetto pelle per cui essa è decisamente maggiore rispetto alla resistenza della bobina misurata in laboratorio.

Le simulazioni riescono a descrivere fedelmente il problema anche al variare della tipologia di cemento considerato: l'algoritmo potrà essere utilizzato per simulare qualsiasi altro tipo di cemento (noti i suoi parametri elettrici) per valutare la sua influenza sul sistema trasmittente.

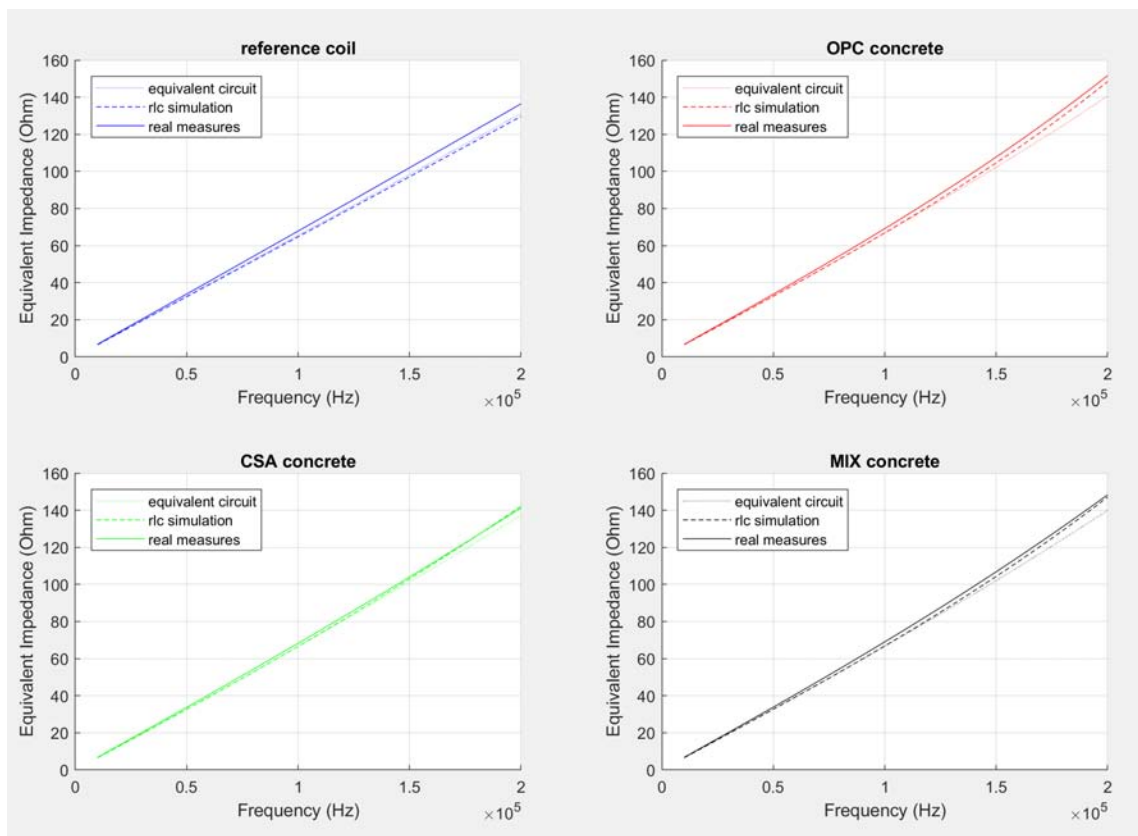


Figura 5.8: Modulo dell'impedenza equivalente del sistema trasmittente ottenuto dalle diverse simulazioni e per i diversi tipi di cementi.

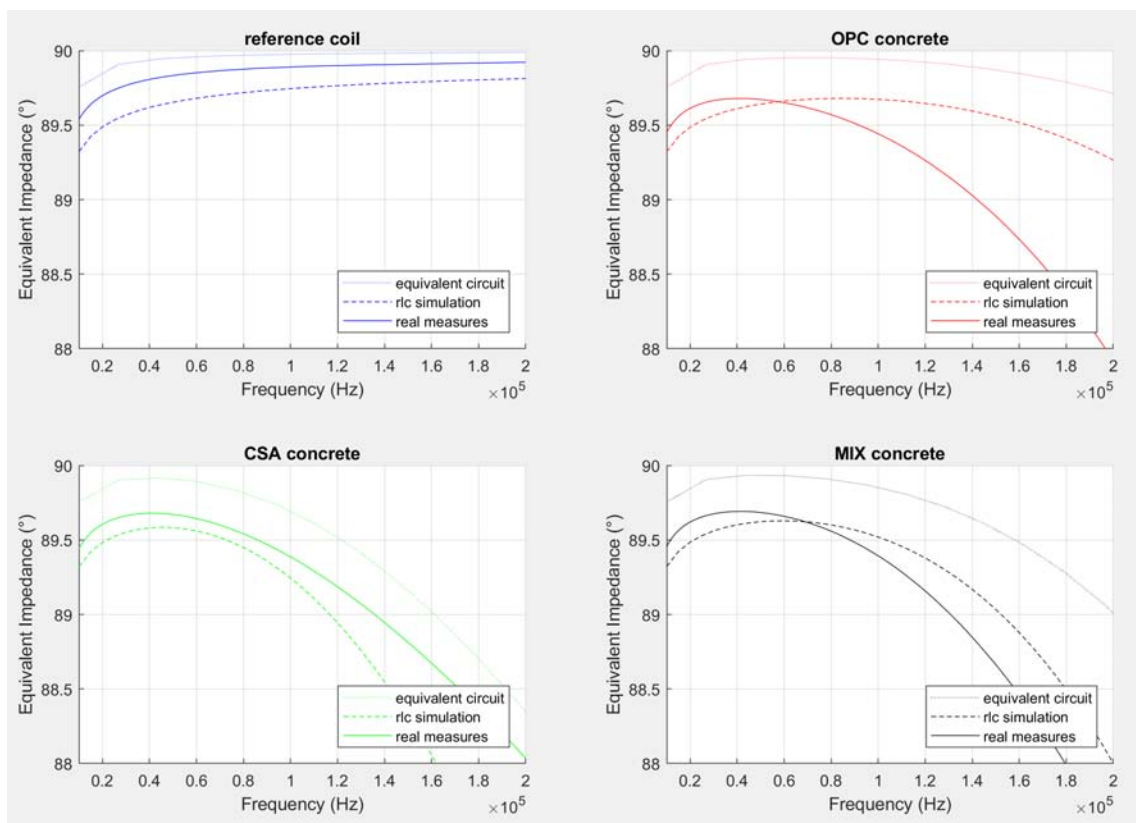


Figura 5.9: Fase dell'impedenza equivalente del sistema trasmittente ottenuta dalle diverse simulazioni e per i diversi tipi di cementi.

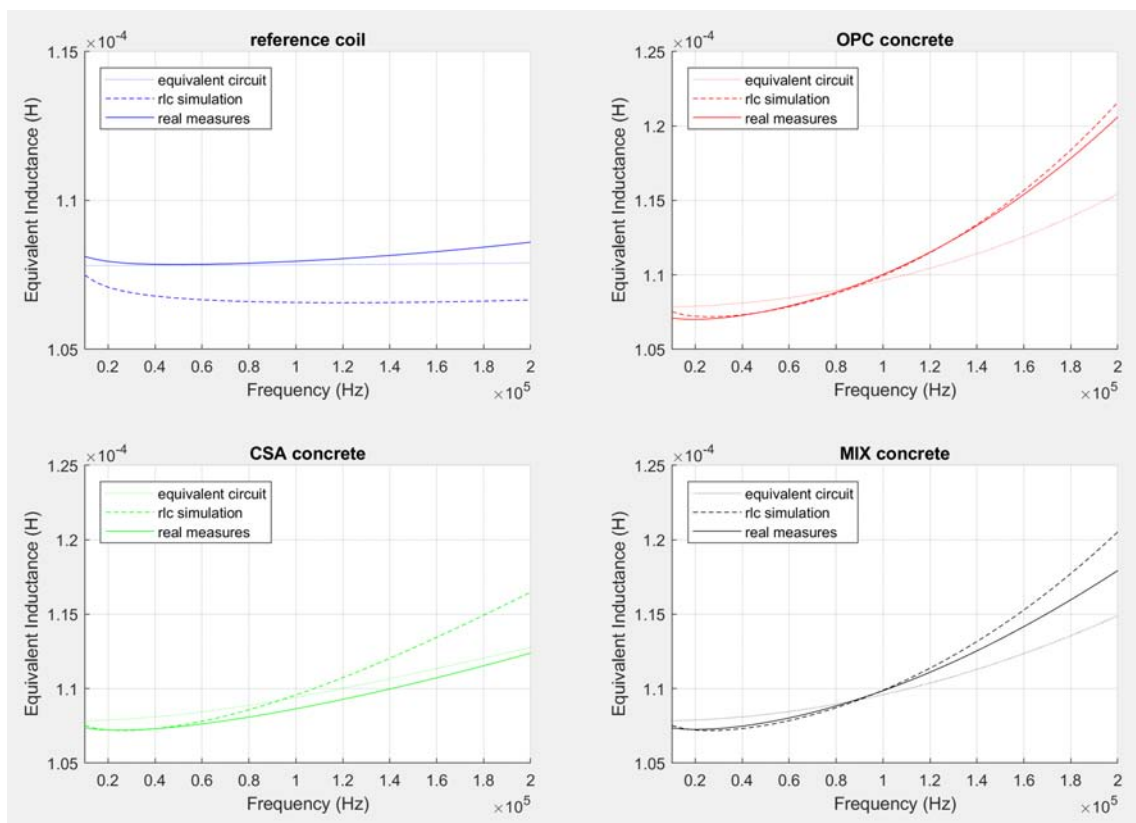


Figura 5.10: Induttanza equivalente del sistema trasmettente ottenuta dalle diverse simulazioni e per i diversi tipi di cementi.

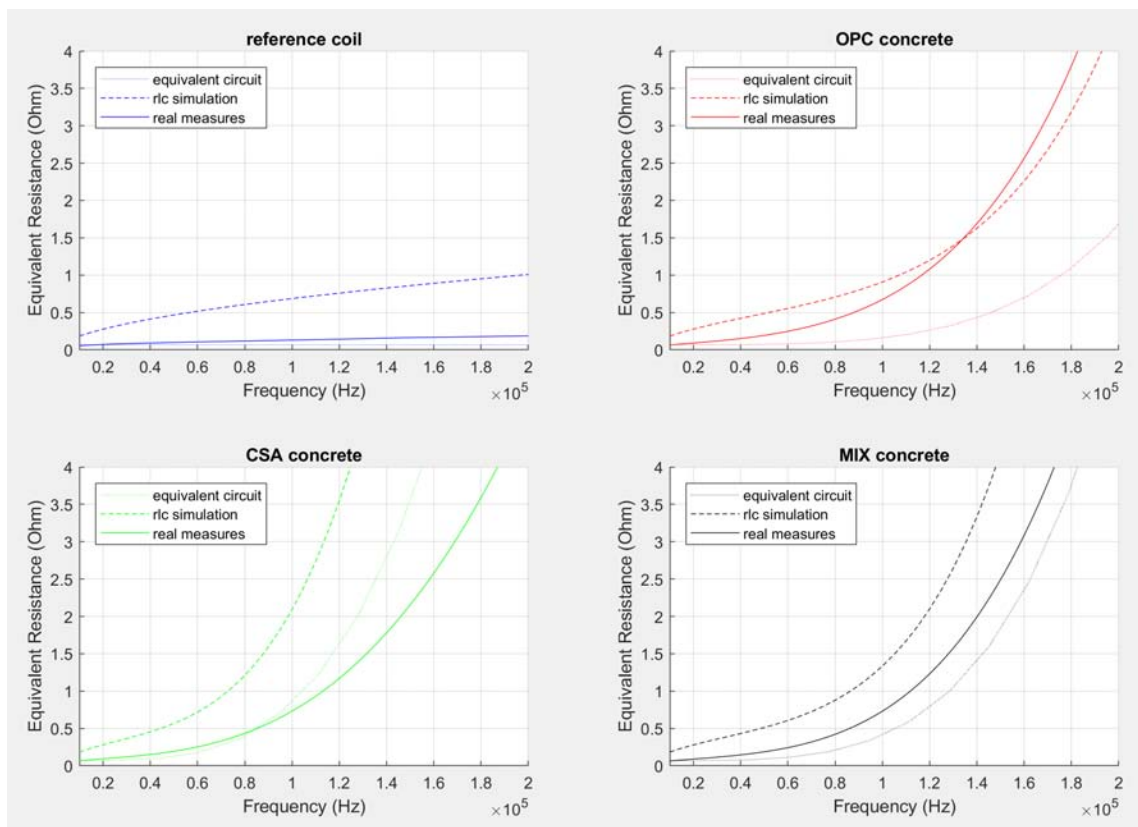


Figura 5.11: Resistenza equivalente del sistema trasmittente ottenuta dalle diverse simulazioni e per i diversi tipi di cementi.

Nonostante il prototipo non sia progettato per lavorare a frequenze maggiori di 85kHz, è bene fornire una spiegazione che giustifichi le differenze trovate fra le simulazioni e le misure reali all'aumentare della frequenza. In questa regione di funzionamento le approssimazioni effettuate all'interno delle simulazioni sulla discretizzazione della geometria e sulla rappresentazione del filo Litz non rispecchiano più la fisica del problema. A queste frequenze il funzionamento del sistema viene influenzato anche da aspetti che non possono essere presi in considerazione nelle simulazioni, come per esempio la struttura reale del filo Litz e lo schema di avvolgimento dei singoli fili elementari, oppure parametri come il reale spessore dello strato isolante fra conduttore e cemento.

5.3.2 Considerazioni sui cementi

Visti i buoni risultati ottenuti con le simulazioni, è stato possibile proseguire sullo studio di questo problema andando a valutare il comportamento delle varie tipologie di cemento. Come si può vedere dalla figura 5.12, già dalle misure reali era stato possibile capire che il cemento migliore fra quelli testati in laboratorio risultava essere il CSA: infatti alla frequenza di 85kHz la curva verde è quella che più si avvicina all'induttanza di riferimento (curva blu).

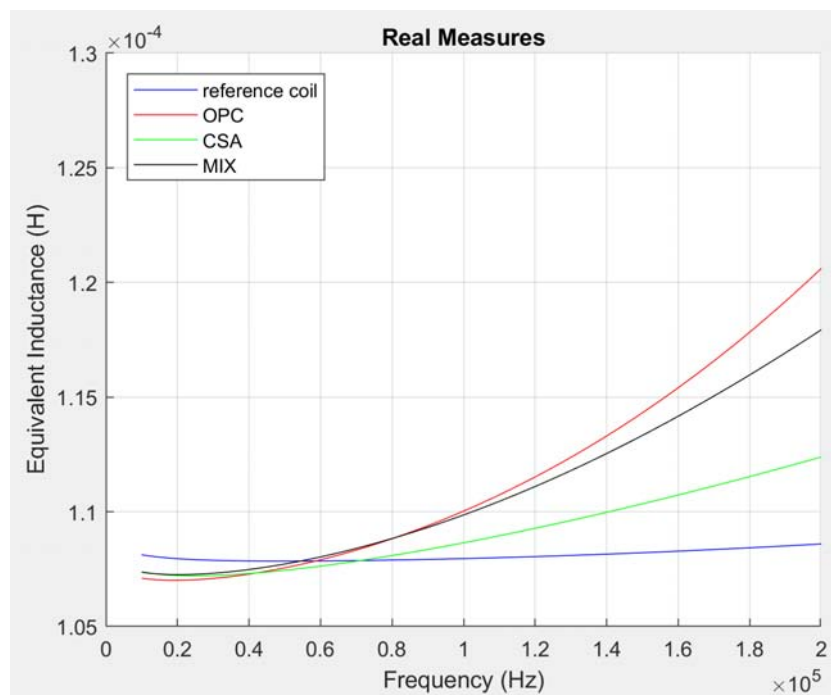


Figura 5.12: Autoinduttanza equivalente della bobina trasmittente al variare della frequenza e del tipo di cemento.

Lo stesso comportamento viene confermato dalle simulazioni, poiché anche in questo caso si nota che al diminuire della resistività del cemento si verifica una variazione sempre maggiore dell'autoinduttanza del sistema trasmittente. I risultati sono riportati nelle figure 5.13 e 5.14 rispettivamente relative alle simulazioni effettuate con l'algoritmo ibrido e con la funzionalità *RLC Coil*.

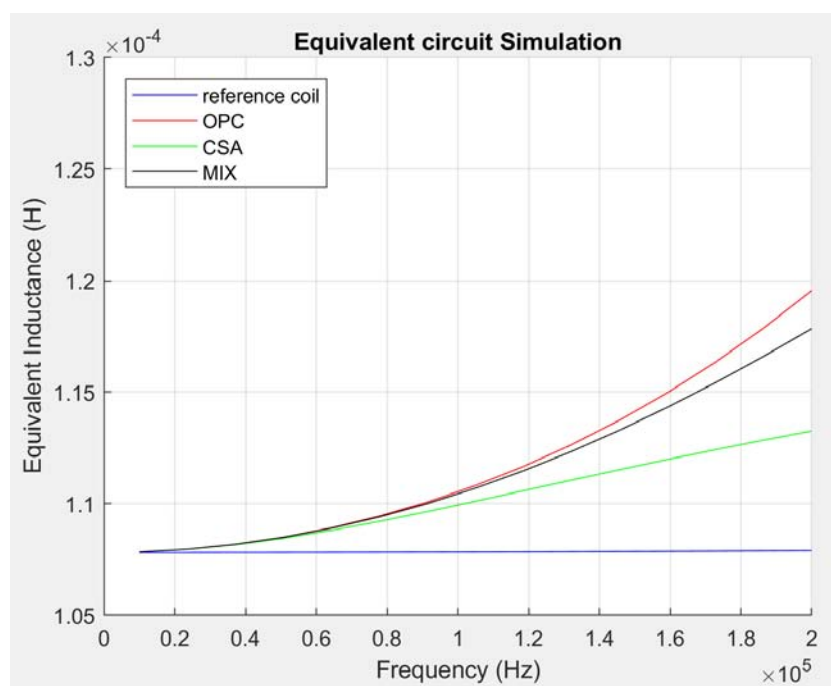


Figura 5.13: Autoinduttanza equivalente della bobina trasmittente al variare della frequenza e del tipo di cemento ricavata dalla simulazione ibrida.

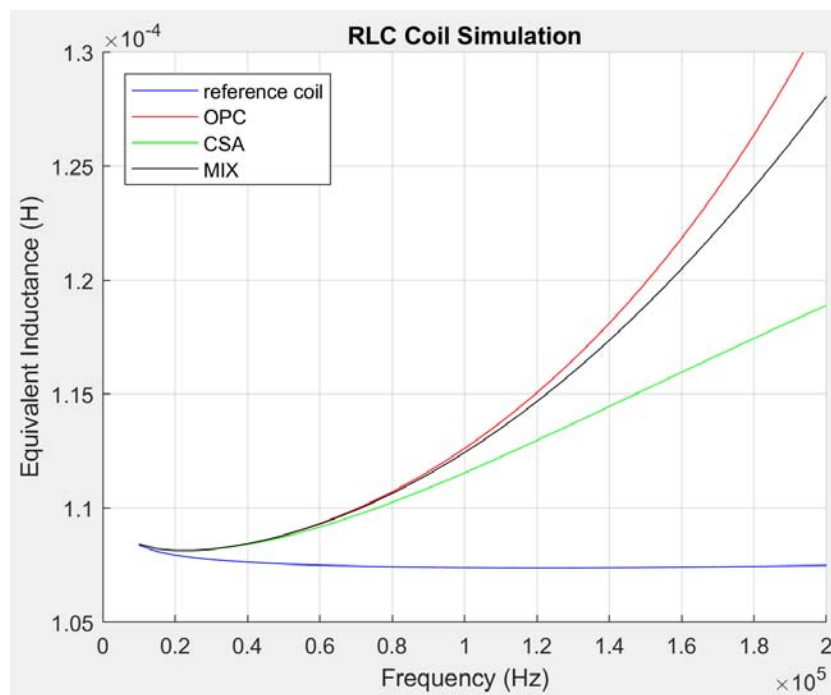


Figura 5.14: Autoinduttanza equivalente della bobina trasmittente al variare della frequenza e del tipo di cemento ricavata dalla simulazione 'RLC Coil'.

5.3.3 Determinazione dei parametri elettrici di soglia

Il passo successivo è stato quello di modificare i parametri elettrici del cemento con l'obiettivo di definire dei valori di soglia entro i quali il comportamento elettromagnetico della bobina trasmittente non viene significativamente influenzato. In questo studio si presuppone di lavorare con un sistema trasmittente dove il condensatore viene dimensionato per far risuonare la bobina in aria esattamente a 85kHz.

A questo proposito è stato costruito un nuovo algoritmo che studia la risonanza fra la bobina e il condensatore: si tratta di una simulazione ibrida molto simile a quella descritta nella sezione 5.2.4 dove però viene aggiunto un ramo capacitivo C_{res} in serie alle dieci spire come rappresentato in figura 5.15:

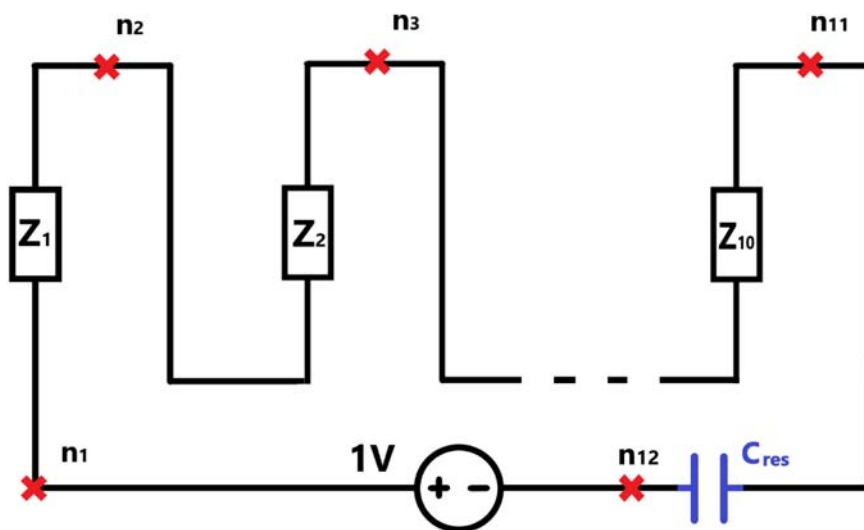


Figura 5.15: Rappresentazione circuitale del sistema trasmittente messo in risonanza.

Il valore assegnato alla capacità è stato calcolato in modo tale da far risuonare la bobina in aria precisamente alla frequenza di 85kHz secondo la formula

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC} \quad \text{da cui} \quad C_{res} = 32.5 \text{ nF} \quad (5.4)$$

Calcolando l'impedenza equivalente totale del circuito vista dall'alimentazione, al variare della frequenza si può notare il tipico andamento della risonanza serie, per la quale l'impedenza passa da un comportamento ohmico-capacitivo ad uno ohmico-induttivo quando si attraversa la pulsazione di risonanza; qui il suo modulo raggiunge il valore minimo pari alla resistenza equivalente della bobina, mentre la fase è pari a zero.

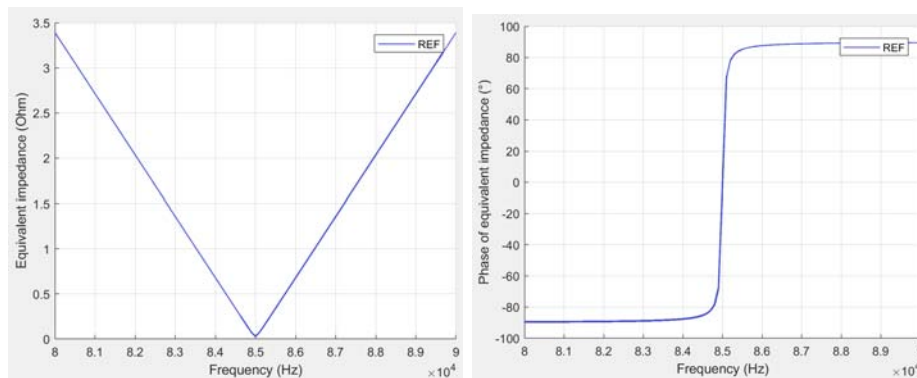


Figura 5.16: Modulo e fase dell'impedenza equivalente del sistema risonante in aria, al variare della frequenza.

Dai grafici della figura 5.16 si vede che la risonanza interessa una banda di frequenze molto stretta, passando in modo rapido da un comportamento capacitivo ad uno induttivo: questo fenomeno è strettamente legato al fattore di merito Q del sistema:

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} \quad (5.5)$$

Più è elevato questo valore, più la banda di risonanza risulta stretta. I sistemi trasmettenti WPT sono caratterizzati da un fattore di merito molto alto in quanto necessitano un'elevata reattanza $\omega_0 L$ per poter accoppiarsi con la parte ricevente e trasmettere potenza, mentre puntano ad avere una resistenza R molto piccola al fine di ridurre le perdite nel conduttore ed aumentare quindi il rendimento. Questi presupposti rendono molto complicato lavorare sul punto di risonanza, in quanto è sufficiente una leggera variazione per scostarsi di molto dal punto ottimale.

Successivamente, sono stati simulati i sistemi trasmettenti ricoperti di cemento, mantenendo però all'interno del circuito il valore della capacità relativa alla risonanza in aria: così facendo è stato possibile studiare l'influenza del cemento rispetto al caso di riferimento. Le figure seguenti mostrano il comportamento del sistema da due punti di vista differenti.

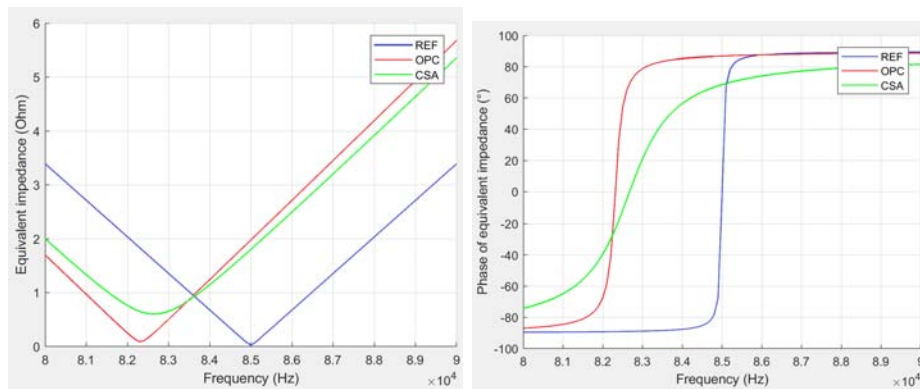


Figura 5.17: Modulo e fase dell'impedenza equivalente del sistema risonante in aria e interrata nei cementi OPC e CSA, al variare della frequenza.

Nella figura 5.17 si nota che la presenza del cemento sposta la frequenza di risonanza dagli 85kHz nominali: questa variazione è legata al fatto che aver

introdotta il cemento ha leggermente aumentato l'induttanza equivalente del sistema (come si vedeva dalle figure della sezione 5.3.2) e ciò ha spostato la frequenza di risonanza a circa 82kHz. Nel caso in cui questo sistema si trovasse a lavorare ancora a 85kHz, l'alimentazione vedrebbe un'impedenza fortemente induttiva, inizierebbe a fornire al sistema ricevente essenzialmente solo potenza reattiva e non la potenza attiva necessaria per caricare la batteria del veicolo.

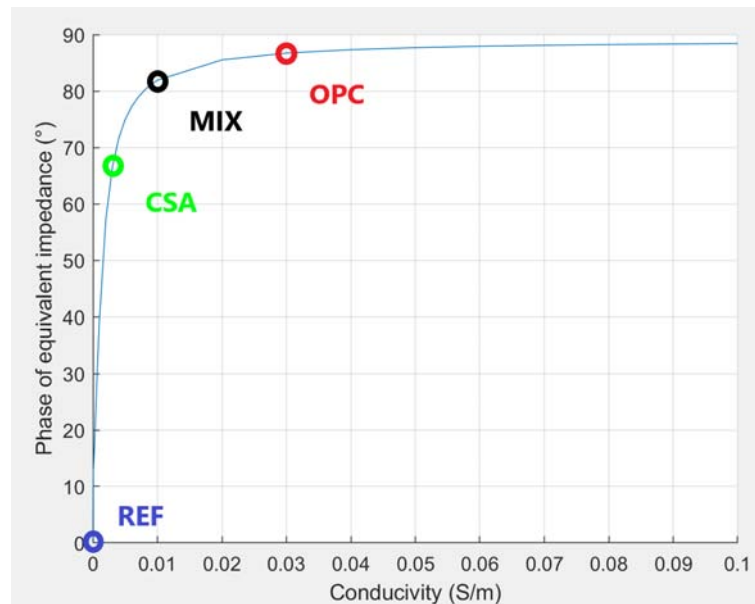


Figura 5.18: Fase dell'impedenza equivalente del sistema risonante al variare della conducibilità del cemento alla frequenza costante di 85kHz.

La figura 5.18, invece, rappresenta la fase dell'impedenza equivalente al variare della conducibilità del cemento alla frequenza fissa di 85kHz. La curva che si ottiene presenta una pendenza estremamente ripida quando ci si allontana dall'origine: ciò significa che non appena il cemento presenta un leggero carattere conduttivo, l'induttanza equivalente del sistema viene

modificata spostando rapidamente la posizione di lavoro dalla zona ideale di risonanza, nella quale la fase dell'impedenza equivalente risulterebbe nulla.

5.3.4 Soluzioni al problema

Al fine di ottenere un prototipo trasmettente affidabile e funzionante, vengono fornite delle soluzioni per la realizzazione del sistema risonante. Dalle pagine precedenti si è visto che ricoprire direttamente la bobina con uno strato di cemento influenza significativamente il fenomeno della risonanza: pertanto è necessario adottare delle strategie per vincolare il prototipo a lavorare nel punto di risonanza. Le soluzioni che possono essere implementate senza modificare la geometria del prototipo sono:

- utilizzare un materiale per coprire la bobina tale da avere una resistività maggiore di $100k\Omega m$ per non influenzare l'induttanza della bobina;
- una volta definita la tipologia di cemento utilizzato, accordare il condensatore risonante sull'induttanza totale della bobina ricoperta e non sull'induttanza di riferimento relativa alla bobina in aria (*re-tuning*);
- una volta definita la tipologia di cemento utilizzato, accordare la frequenza di lavoro sul nuovo punto di risonanza dato dall'induttanza totale della bobina ricoperta e dal condensatore dimensionato precedentemente. Tuttavia la frequenza di lavoro deve essere compresa fra gli 81.38kHz e i 90kHz per rispettare la normativa SAE-J2954 [6].

Inoltre si è visto che è possibile ridurre la variazione di induttanza andando a modificare la geometria del prototipo. In particolare vengono evidenziate due soluzioni:

- aumentare la distanza fra le spire della bobina per ridurre le correnti capacitive parassite e confinare la corrente all'interno del conduttore;

- coprire la bobina con uno strato di materiale isolante in modo tale da non permettere al cemento di infilarsi fra le spire. In questo modo non si ottengono dei percorsi alternativi a bassa impedenza.

Risultati con prototipo modificato

Sfruttando la simulazione ibrida realizzata in questo elaborato, si possono facilmente applicare le modifiche discusse nel paragrafo precedente. In particolare, in questa sezione, il prototipo è stato modificato rispetto all'originale inserendo uno strato di materiale isolante tale da impedire al cemento di inserirsi fra le spire della bobina, come si vede in figura 5.19. Dato che si è ipotizzato di utilizzare un buon isolante, nelle simulazioni questo strato è stato trattato come se fosse di aria.

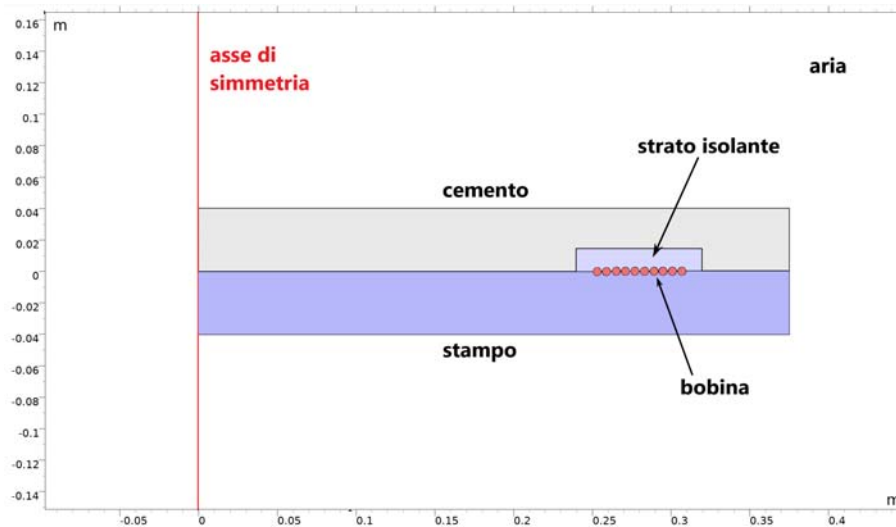


Figura 5.19: Modello 2D che rappresenta la sezione del prototipo modificato utilizzato nelle simulazioni.

Come si può vedere dai grafici, questa piccola modifica fa sì che l'induttanza della piastra trasmittente non venga modificata rispetto al valore di

riferimento misurato con la bobina in aria. Il cemento non influenza più il comportamento elettromagnetico del sistema in quanto, a causa dello strato isolante, non è più in grado di fornire un percorso alternativo di corrente fra spira e spira. Nella figura 5.20 è rappresentato il grafico dell'induttanza equivalente della piastra trasmittente in funzione della frequenza: anche utilizzando il cemento meno prestante (cioè il cemento OPC), si può notare che l'induttanza del prototipo non subisce variazioni significative.

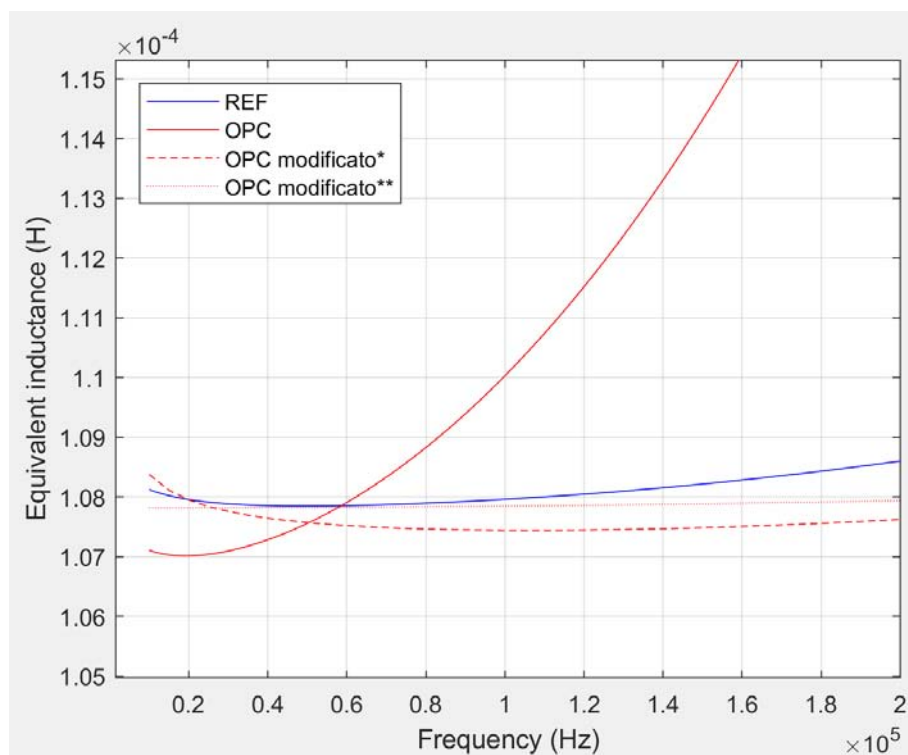


Figura 5.20: Induttanza equivalente del prototipo modificato calcolata con le simulazioni RLC^* e ibrida ** , utilizzando il cemento OPC.

Andando a valutare il comportamento della piastra accoppiata con il condensatore, si può vedere che la frequenza di risonanza rimane esattamente

a 85kHz, indipendentemente dal tipo di cemento utilizzato per interrare la bobina.

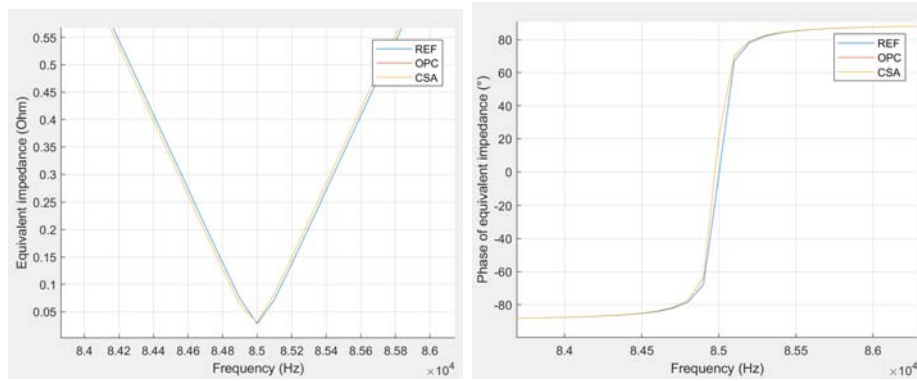


Figura 5.21: Modulo e fase dell'impedenza equivalente del prototipo modificato in aria e interrata nei cementi OPC e CSA, al variare della frequenza.

Capitolo 6

Conclusioni

Costruire una simulazione in grado di studiare nel dettaglio il funzionamento dei sistemi trasmettenti per la ricarica wireless dei veicoli elettrici è stato l'obiettivo di questa tesi. Le motivazioni che hanno portato alla realizzazione di questo elaborato sono legate all'interesse commerciale sempre maggiore verso questa tipologia di prodotti e alla stretta necessità di prevedere il comportamento del sistema prima della realizzazione, cioè durante la fase di progetto.

In questo lavoro è stato possibile costruire un algoritmo in grado di considerare i fenomeni elettromagnetici legati agli effetti resistivi, induttivi e capacitivi e alla distribuzione della corrente nella bobina; questo ha permesso di ottenere delle soluzioni che, nonostante le approssimazioni apportate, rispecchiano molto bene le misure effettuate in laboratorio dal Politecnico di Torino. L'algoritmo è stato realizzato unendo l'analisi di Tableau con le tecniche di analisi agli elementi finiti (FEM) e alle equazioni integrali (IEM) su modelli bidimensionali. È stato possibile valutare il comportamento del prototipo in base alle caratteristiche elettromagnetiche del materiale con il quale viene ricoperta la bobina: le caratteristiche elettriche del cemento possono

compromettere il corretto funzionamento del sistema. A questo proposito sono state suggerite delle soluzioni per riuscire a mantenere il punto di lavoro del sistema prossimo alla risonanza.

Tuttavia si ricorda che la simulazione si basa su un modello 2D assial-simmetrico (come mostrato in figura (5.6) e descritto nella sezione 5.2.4): ciò impone delle approssimazioni di discretizzazione che limitano la suddivisione del dominio conduttivo nelle 10 spire per l'analisi matriciale alle equazioni integrali. Per una maggiore accuratezza dei risultati, servirebbe una simulazione 3D che però richiede un costo computazionale molto più elevato.

Questo elaborato può essere utilizzato come punto di partenza per completare lo studio sull'intero sistema WPT, andando a considerare non solo la piastra trasmittente, ma anche quella ricevente estendendo la regione di simulazione. Ciò permetterà di valutare la bontà e la sensibilità dell'accoppiamento fra le due bobine al variare dei parametri elettromagnetici e geometrici del sistema WPT. Alcuni studi sono tuttora in fase di sviluppo nei laboratori di elettrotecnica computazionale dell'università di Padova.

Riferimenti

1. N. Tesla, "World system of wireless transmission of energy," Telegraph and Telephone Age, 1927.
2. D. V. Otto, "Power supply equipment for electrically-driven vehicle," June 1974. JP Patent 49 063 111.
3. S. E. Shladover et al., "Path at 20-history and major milestones," IEEE Transactions on intelligent transportation system, 2007.
4. J. Boys and A. Green, "Inductive power pick-up coils," April 1995.
5. J. Boys and A. Green, "Flux concentrator for an inductive power transfer system," Oct. 1998.
6. SAE J2954 "Surface vehicle information report. Wireless Power Transfer for Light-Duty Plug-In/Electric Vehicles and Alignment Methodology" Nov 2017.
7. M. K. Uddin, Gobbi Ramasamy, Saad Mekhilef, K. Ramar, Yew-Choy Lau "A Review on High Frequency Resonant Inverter Technologies for Wireless Power Transfer using Magnetic Resonance Coupling" Faculty of Engineering, Multimedia University, Malaysia, Dept. of EE, University Malaya, Kuala Lumpur, Malaysia

8. V. Cirimele "Projet et intégration d'un système de transfert inductif pour les applications automobiles" Energie électrique. Université Paris-Saclay; Politecnico di Torino, 2017.
9. Kai Song, Chunbo Zhu School of Electrical Engineering and Automation Harbin Institute of Technology, China; Kim-Ean Koh, Daita Kobayashi, Takehiro Imura, Yoichi Hori University of Tokyo, Japan "Modeling and Design of Dynamic Wireless Power Transfer System for EV Applications" IEEE, nov. 2015.
10. Schneider, J., Kamichi, K., Mikat, D., Sutton, R. et al., "Bench Testing Validation of Wireless Power Transfer up to 7.7kW Based on SAE J2954" SAE Int. J. Passeng. Cars – Electron. Electr. Syst. 11(2):2018, doi:10.4271/07-11-02-0009.
11. Deepa Vincent, Soma Chakraborty Phuoc Sang Huynhz Sheldon S. Williamson "Efficiency analysis of a 7.7 kW Inductive Wireless Power Transfer System with Parallel Displacement", Faculty of Engineering and Applied Science, University of Ontario-Institute of Technology.
12. L. Perazzolo "Wireless Charging: Analisi FEM dello Standard WPT2/Z3 della Normativa SAE-J2954", Dipartimento di Ingegneria Industriale, Università di Padova, Feb 2020.
13. Fiorindo Matteo, Sempreboni Nicola, Tollardo Michele, Tassinato Anna, Amatruda Mattia, Giovanni Beggiato, Marco Francesco Grolla, Nicolò Paolo "Computational Electrical Engineering XXX" appunti del corso di Elettrotecnica Computazionale, Dipartimento di Ingegneria Industriale, Università di Padova, Marzo 2019.

14. Antonio Maffucci, Fabio Villone "Magnetostatica e Magnetoquasistatica nel vuoto", Università degli studi di Cassino, Apr.2004.
15. Girardi Alberto, "Studio di Processi Innovativi per la Produzione di Ferroleghie: la Colata Mediante Pompe Elettromagnetiche", Dipartimento di Ingegneria Elettrica, Università di Padova, 2011.
16. Francesco Ferraro, "Linking number e integrale di Gauss per curve lineari a tratti", Dipartimento di Fisica e Astronomia, Università degli studi di Padova, 2018.
17. R. Torchio "Extending the Unstructured PEEC Method to Magnetic, Transient, and Stochastic Electromagnetic Problems" Computational Electromagnetic Lab. and G2ELab. Dic2019.
18. A. E. Ruehli. "Equivalent Circuit Models for Three-Dimensional Multiconductor Systems", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques (1974).
19. A. Morandi "Elettrotecnica T-A", Università di Bologna, 2016/2017
20. V. Cirimele, R. Torchio, F. Freschi, P.Alotto, L. Codecasa, Luca Di Rienzo "How accurate should I buy them? Uncertainty quantification for SAE J2954 compliant static wireless charge components".
21. V. Cirimele, R. Torchio, A. Virgillito, F. Freschi, P.Alotto "Challenges in the Electromagnetic Modeling of Road Embedded Wireless Power Transfer" MDPI 8 Luglio 2019 Energies.
22. A. Frizzarin "Dimensionamento di un sistema WPT per veicoli elettrici commerciali" Università di Padova 2016.

23. COMSOL "AC/DC Module User's Guide" Version 5.4.
24. G. I. Babat, "Electrodeless discharges and some allied problems," *Electrical Engineers, Journal of the Institution*, January 1947.