



UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI CATANIA
FACOLTA' DI INGEGNERIA
CORSO DI DOTTORATO IN INGEGNERIA ELETTRICA XXIII CICLO

SALVATORE SINDONI

*Ottimizzazione di dispositivi planari
con avvolgimenti a spirale
per applicazioni di compatibilità elettromagnetica*

———
TESI DI DOTTORATO
———

Tutor:
Prof. Ing. Nunzio Salerno

Indice

Introduzione	pag.	1
Capitolo 1		
Tecnologia planare: dispositivi ed applicazioni		
1.1 Generalità	pag.	6
1.2 Tipologie di componenti a tecnologia planare ed applicazioni	pag.	9
1.3 Caratteristiche attuali della tecnologia planare integrata	pag.	11
1.4 Trasformatori avvolti e trasformatori coreless planari su PCB	pag.	16
1.5 Filtri EMI planari	pag.	22
Capitolo 2		
Compatibilità elettromagnetica: problematiche e quadro normativo		
2.1 Cenni di compatibilità elettromagnetica	pag.	26
2.2 Emissioni condotte: definizioni e generalità	pag.	32
2.3 Normativa EMC	pag.	36
2.4 Disturbi a bassa e alta frequenza sui dispositivi	pag.	40
Capitolo 3		
Modelli di dispositivi planari senza nucleo		
3.1 Generalità	pag.	42
3.2 Struttura geometrica di una double cpsw	pag.	44
3.3 Modelli circuitali	pag.	46
3.4 Metodi analitici per la stima dei parametri circuitali	pag.	50
3.4.1 Generalità	pag.	50
3.4.2 Capacità	pag.	51
3.4.2.1 Capacità interspira	pag.	51
3.4.2.2 Capacità tra gli avvolgimenti	pag.	54
3.4.3 Auto e mutue induttanze	pag.	58
3.4.4 Resistenza	pag.	69
3.4.3 Conclusioni	pag.	72
Capitolo 4		
Il metodo degli elementi finiti		
4.1 Generalità	pag.	73
4.2 Il FEM e l'elettromagnetismo	pag.	75
4.3 Le equazioni del campo elettromagnetico	pag.	80
4.3.1 Le equazioni del campo elettromagnetico quasistazionario	pag.	82
4.3.1.1 Analisi elettrica quasistatica	pag.	84
4.3.1.2 Analisi Elettrostatica	pag.	85
4.3.1.3 Analisi magnetica quasistatica	pag.	85
4.4 Sistema risolvete FEM	pag.	89
4.5 Il FEM per problemi in domini illimitati	pag.	90
4.6 Software FEM	pag.	91
4.6.1 Calcolo della matrice delle capacità	pag.	92
4.6.2 Elementi finiti accoppiati ad elementi circuitali elettrici	pag.	95

Capitolo 5

L'algorithmo di ottimizzazione

5.1 Ottimizzazione matematica	pag.	99
5.2 Algoritmi di ottimizzazione	pag.	107
5.3 L'algorithmo Particle Swarm Optimization (PSO)	pag.	109
5.3.1 Definizioni e generalità	pag.	110
5.3.2 Funzionamento del PSO	pag.	113
5.3.3 Selezione dei valori dei parametri del PSO	pag.	120
5.3.4 Condizioni al contorno per il PSO	pag.	123

Capitolo 6

Il filtro EMI : analisi ad elementi finiti ed ottimizzazione

6.1 Introduzione	pag.	125
6.2 Modello agli elementi finiti	pag.	126
6.2.1 Analisi elettrostatica: calcolo della matrice delle capacità	pag.	131
6.2.2 Analisi magnetica quasi statica	pag.	136
6.3 Ottimizzazione	pag.	145
6.3.1 Caratteristiche specifiche dell'algorithmo	pag.	146
6.3.2 Relazioni tra i vincoli	pag.	151
6.3.3 Funzione obiettivo	pag.	155
6.3.4 Dispositivo ottimo	pag.	157

Capitolo 7

Misure sperimentali: validazione del modello e confronto dei risultati

7.1 Generalità	pag.	165
7.2 Sistema di misura e strumentazione impiegata	pag.	167
7.3 Misure sperimentali	pag.	171
7.3.1 Filtro in configurazione modo comune	pag.	172
7.3.2 Filtro in configurazione modo differenziale	pag.	176

Conclusioni	pag.	181
--------------------	------	-----

Appendice	pag.	184
------------------	------	-----

Bibliografia	pag.	216
---------------------	------	-----

INTRODUZIONE

Questo lavoro è il risultato di tre anni di studio e ricerca nell'ambito del corso di dottorato in Ingegneria Elettrica - XXIII ciclo - da me frequentato presso l'Università degli Studi di Catania. L'obiettivo della ricerca è stato la messa a punto di una metodologia innovativa ed efficiente per la progettazione avanzata di dispositivi integrati a spirale circolare di sicuro interesse applicativo in numerosi ambiti industriali.

L'evoluzione tecnologia che ha contraddistinto le apparecchiature elettriche ed elettroniche diffuse negli ultimi anni è stata fortemente influenzata dalla necessità di realizzare e sviluppare sistemi con efficienza e prestazioni elevate e dimensioni e peso ridotti.

Si è assistito, infatti, alla proliferazione di dispositivi portatili sempre più sottili e leggeri e con consumi sempre più limitati per consentire la massimizzazione dell'autonomia.

Ciò è ottenibile mediante l'integrazione sempre più spinta dei diversi stadi che costituiscono i relativi apparati i quali permettono di minimizzare sia latenze, sia perdite nei collegamenti, sia costi di realizzazione favorendo produzioni su larga scala.

Sono innumerevoli le applicazioni che hanno beneficiato di tale evoluzione.

In particolar modo, l'elettronica di potenza ha visto l'incremento della frequenza di commutazione degli interruttori statici di potenza con notevole diminuzione delle dimensioni di tutti i componenti, con particolare riferimento a quelli elettromeccanici, e un notevole incremento dell'efficienza energetica.

Tra le diverse tecniche di integrazione riveste particolare importanza quella relativa alla realizzazione di avvolgimenti planari.

Tale tipologia di componenti è di ampio interesse, come si evince dalle numerose pubblicazioni presenti in letteratura, ed è impiegata in molteplici applicazioni.

Gli avvolgimenti planari possono essere utilizzati come induttori nei sistemi a radio frequenza, nei circuiti integrati monolitici, nelle applicazioni di sistemi wireless, nei circuiti risonanti, come antenne per comunicazioni in RF o in applicazioni RFID o come trasformatori. In particolare negli alimentatori a commutazione di interruttori statici possono essere utilizzati sia come trasformatori di disaccoppiamento del gate di Mosfet o IGBT, sia come trasformatori veri e propri.

Un'altra applicazione degli avvolgimenti planari utilizzati come trasformatori è quella del trasferimento di energia senza contatto. A riguardo si ritiene importante menzionare micro apparati diagnostici e ausili sottocutanei, impiegati nel campo delle biotecnologie, i quali possono essere alimentati impiantando il secondario del trasformatore sotto lo strato di pelle e accostando

opportunamente il primario il quale è collegato alla sorgente energetica esterna. Con lo stesso trasformatore, inoltre, è possibile creare un canale di comunicazione per prelevare dati e comunicare con i dispositivi impiantati.

Anche i caricabatterie wireless, a proposito delle applicazioni a trasferimento di energia senza contatto, basano il proprio funzionamento su trasformatori planari in cui il primario è presente nella base sorgente e il secondario è installato nel terminale da ricaricare.

Inoltre, gli avvolgimenti planari possono essere utilizzati come filtri EMI per limitare i disturbi condotti generati dalle armoniche prodotte dagli alimentatori dei diversi utilizzatori collegati alla rete.

Proprio quest'ultima applicazione dei dispositivi planari costituisce l'oggetto del presente studio e, in particolare, il filtro è realizzato da due avvolgimenti a spirali circolari concentriche incise sulle facce opposte della stessa PCB (Printed Circuit Board).

Per poter impiegare al meglio i dispositivi planari è necessario effettuare una progettazione molto accurata della struttura geometrica poiché sono molteplici gli effetti parassiti non trascurabili che incidono notevolmente sulle caratteristiche elettriche. All'aumentare della frequenza, infatti, la resistenza dell'avvolgimento viene incrementata non soltanto dall'effetto pelle ma anche dall'effetto di prossimità creato dalla vicinanza con le altre spire sulle quali circola corrente, l'induttanza degli avvolgimenti diminuisce leggermente con

l'aumentare della frequenza e gli effetti capacitivi che a bassa frequenza sono trascurabili diventano preponderanti e influenzano la risposta in frequenza determinando le frequenze proprie di risonanza del dispositivo.

Per soddisfare tale necessità, poiché i modelli analitici presenti in letteratura, come evidenziato nel Cap. 3, non consentono di effettuare una corretta e globale valutazione dei parametri circuitali del sistema si è preferito analizzare il dispositivo mediante un metodo di analisi agli elementi finiti che permette di valutare tutti gli effetti parassiti presenti. Una parte considerevole del presente lavoro riguarda proprio la messa a punto dell'analisi FEM in modo da ridurre il costo computazionale senza sacrificare l'accuratezza dei risultati simulati. Tale metodo di analisi è stato successivamente integrato in un algoritmo di ottimizzazione PSO (Particle Swarm Optimization), descritto nel Cap. 5, che permette di determinare opportunamente le dimensioni geometriche del dispositivo per l'applicazione da realizzare. La procedura di ottimizzazione è stata implementata in modo da poter essere realizzata in modalità del tutto automatica.

Infine i risultati ottenuti dalle simulazioni al calcolatore sono stati confrontati con i dati ottenuti dalle misure sperimentali effettuate sul prototipo realizzato conformemente alle grandezze geometriche ottenute dalla procedura di ottimizzazione.

La struttura del presente lavoro di tesi è articolata come di seguito esposto. Il Capitolo 1 riporta una sintetica panoramica delle possibili applicazioni dei dispositivi planari descrivendo le proprietà che li caratterizzano. Il Capitolo 2 descrive le problematiche relative alla compatibilità elettromagnetica delineando l'attuale impianto normativo. Il Capitolo 3 illustra una raccolta sia dei modelli circuitali di dispositivi planari sia di metodi analitici per la determinazione dei parametri tratti dalle pubblicazioni scientifiche. Nel Capitolo 4 sono richiamate brevemente le più comuni formulazioni impiegate nel FEM esponendo le principali peculiarità del software commerciale impiegato per l'analisi del filtro oggetto di studio. Il Capitolo 5 descrive le caratteristiche dei processi di ottimizzazione spiegando, in particolare, il principio di funzionamento dell'algoritmo PSO. Il Capitolo 6 mostra il modello agli elementi finiti per l'analisi del filtro planare EMI e la procedura di ottimizzazione implementata per determinare la struttura geometrica ottima. Il Capitolo 7 riporta il confronto tra il modello proposto del dispositivo ottimo e le misure sperimentali effettuate sul prototipo realizzato.

Tecnologia planare: dispositivi ed applicazioni

1.1 Generalità

La forte esigenza del mercato dell'elettronica e delle telecomunicazioni di sviluppare sistemi sempre più economici e al tempo stesso performanti ed affidabili ha contribuito ad incrementare l'interesse per i componenti a tecnologia planare.

Mediante questa tecnologia è possibile realizzare resistori, capacitori, induttori, trasformatori, filtri EMI e diverse tipologie di sensori e trasduttori.

Anche i componenti discreti, i quali sono gli attuali protagonisti di tutti i dispositivi elettronici, hanno subito e stanno subendo trasformazioni radicali per quanto riguarda sia le tecniche di realizzazione che i materiali impiegati, ma, a

differenza dei componenti planari, posseggono il limite che non è possibile ridurre gli inevitabili effetti “parassiti” intrinsecamente presenti.

Ogni componente, infatti, possiede delle caratteristiche fisiche generalmente modellizzabili mediante un circuito equivalente costituito da elementi a parametri concentrati opportunamente connessi in modo da tenere conto sia degli effetti “preponderanti”, i quali permettono di determinare correttamente il comportamento elettrico del componente quando opera con grandezze elettriche che rientrano nei range definiti nelle specifiche del costruttore, sia degli effetti “parassiti”, i quali sono normalmente trascurabili ma che possono rivestire una rilevanza importante e addirittura diventare “preponderanti” quando le grandezze elettriche escono dai range summenzionati.

Per esempio, il circuito equivalente di componenti passivi come gli induttori presenta non soltanto una reattanza induttiva ma anche una reattanza capacitiva ed una resistenza. In maniera analoga, il circuito equivalente di un condensatore presenta, oltre ad una reattanza capacitiva, anche una reattanza induttiva e una resistenza, così come quello di un resistore presenta, oltre ad una resistenza, anche due reattanze: una induttiva ed una capacitiva [1].

Di conseguenza, nel caso di componenti discreti in cui la frequenza delle grandezze elettriche è relativamente bassa le reattanze parassite sono trascurabili, ma, nel caso in cui la frequenza delle grandezze elettriche diventi

elevata, come nei convertitori statici di potenza in cui, oltre all'armonica fondamentale sono presenti tutte le armoniche della frequenza di commutazione, le reattanze parassite devono essere tenute in considerazione.

Anche nei componenti planari sono inevitabilmente presenti gli effetti parassiti ma, mediante una corretta modellizzazione e conseguente ottimizzazione, è possibile progettare dispositivi in cui gli effetti parassiti risultino minimizzati ed, in applicazioni come quella dei filtri EMI, opportunamente sfruttati evitando l'aggiunta di altri componenti circuitali.

Nei filtri EMI, infatti, l'induttanza equivalente serie ELS (*equivalent series inductance*) nei condensatori e la capacità parallela equivalente EPC (*equivalent parallel capacitance*) negli induttori [2] - che nei filtri costituiti da componenti discreti ne riducono le prestazioni - possono essere opportunamente dimensionati per integrarne gli effetti ed essere impiegati per realizzare una particolare configurazione circuitale [3].

Inoltre, ulteriori effetti parassiti dovuti alla geometria del "layout" del circuito stampato utilizzato per la connessione dei componenti possono essere limitati e possono essere minimizzati anche gli spazi inutilizzati in modo da ottenere dimensioni più compatte.

Infine, l'utilizzo di componenti planari, in particolare per la realizzazione di componenti induttivi, consente di:

- ridurre in maniera considerevole i costi di produzione sostituendo l'oneroso processo di avvolgimento dei conduttori con un processo di fotoincisione con un incremento della produttività;
- ottenere una migliore stabilità e ripetitività dei parametri elettrici;
- minimizzare scarti e tempi di produzione dovuti a rotture del conduttore dell'avvolgimento dei componenti induttivi che, a causa della limitata sezione in caso di applicazioni per ridotte potenze, può presentare una esigua resistenza a trazione.

1.2 Tipologie di componenti a tecnologia planare ed applicazioni

I più diffusi componenti realizzati mediante la tecnologia planare sono senz'altro quelli con preponderanti caratteristiche induttive quali induttori, trasformatori e filtri ampiamente impiegati nei convertitori statici di potenza.

Gli stessi componenti trovano, peraltro, utilizzo in applicazioni come i caricabatterie con trasferimento energetico senza fili nell'ambito dell'elettronica di consumo [4] o per l'alimentazione di dispositivi sottocutanei utilizzati in ambito medicale [5]. Nel primo caso il primario, alimentato dalla rete mediante un apposito circuito di alimentazione, è situato nella base mentre il secondario si trova sul dispositivo da ricaricare. In tale applicazione la distanza tra i due

avvolgimenti è pressoché definita mentre allineamento tra i due avvolgimenti non è generalmente garantito.

Nel secondo caso l'avvolgimento primario deve alimentare il secondario che, costituito di materiale biologicamente compatibile, come il platino, disposto su di un supporto di silicone, è impiantato sotto la cute umana e alimenta un circuito diagnostico o medicale. Con tale tipologia di dispositivi sia l'allineamento che la distanza tra gli avvolgimenti non sono definite con certezza complicando notevolmente la corretta progettazione.

D'altro canto, l'enorme diffusione e sviluppo di applicazioni wireless ha implicato un'altrettanta sostanziale evoluzione delle antenne RF e, in maniera fondamentale, delle antenne planari che, possedendo le peculiari caratteristiche richieste ai dispositivi portatili - ridotto spessore e peso, basso costo ed elevate performance - hanno quasi totalmente soppiantato le altre tipologie di antenne.

Le tipologie di apparati realizzati con tale tecnologia sono utilizzati, inoltre, in applicazioni tipo RFID, trasduttori, resistori e capacitori per particolari applicazioni.

1.3 Caratteristiche attuali della tecnologia planare integrata

In una struttura planare gli avvolgimenti sono costituiti da piste conduttrici, aventi forma e dimensioni opportune, ricavate da una lamina di rame facente parte di un circuito stampato o PCB (*Printed Circuit Board*).

Il PCB è costituito, generalmente, da un substrato di vetronite tipo FR4 (un materiale vetro-epossidico elettricamente isolante, resistente alle sollecitazioni meccaniche ed agli shock termici di breve durata) avente forma piana e spessore costante (generalmente da 0,4mm a 3,0mm a seconda delle applicazioni). Su ambedue le facce del substrato viene successivamente applicato, mediante un collante termoadesivo, uno strato di rame laminato avente spessore costante e predeterminato (normalmente 18, 35, 70 o 105 μ m). Si ottiene, così, una piastra di materiale isolante, ricoperta superiormente ed inferiormente da due sottili lamine di rame (Fig.1.1), pronta ad essere sottoposta ai processi di produzione.

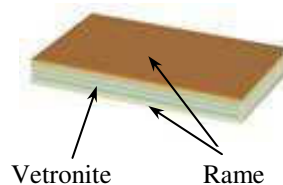


Fig. 1.1: PCB prima dell'incisione

Per ottenere le piste necessarie ad effettuare le connessioni tra i diversi componenti e, quindi, costituire il layout del circuito viene eseguita l'asportazione chimica selettiva del rame in eccesso tramite processo fotolitografico.

Configurazioni più complesse e compatte utilizzano PCB "multilayer" che si compongono di più strati di rame e substrato tipo FR4 alternati tra loro.

Tale categoria di circuiti stampati richiede, però, processi produttivi più complessi e costosi poiché, dopo l'incisione fotolitografica dei primi due strati di rame, si rende necessario il deposito, su di uno di essi, del secondo strato di vetronite sul quale, successivamente, viene applicato il terzo strato di rame che verrà a sua volta fotoinciso e sul quale verrà depositato un ulteriore strato di vetronite e così via fino ad ottenere il numero desiderato di layer.

Inoltre, per connettere metallicamente spire ottenute su diversi strati di rame è necessario impiegare un processo oneroso quale la foratura a profondità controllata ed effettuare, successivamente, la metallizzazione dei cosiddetti "fori di vias".

Aggiungendo un nucleo magnetico è possibile realizzare trasformatori planari, ampiamente utilizzati nei convertitori statici di potenza, in cui gli avvolgimenti sono realizzati su PCB.

In Fig. 1.2 è mostrato un tipico trasformatore planare ricavato su un PCB doppia faccia con nucleo ferromagnetico di tipo EI.

Osservando la vista esplosa è possibile notare gli spazi inutilizzati e le asportazioni di substrato presenti nel PCB indispensabili per l'alloggiamento del nucleo.

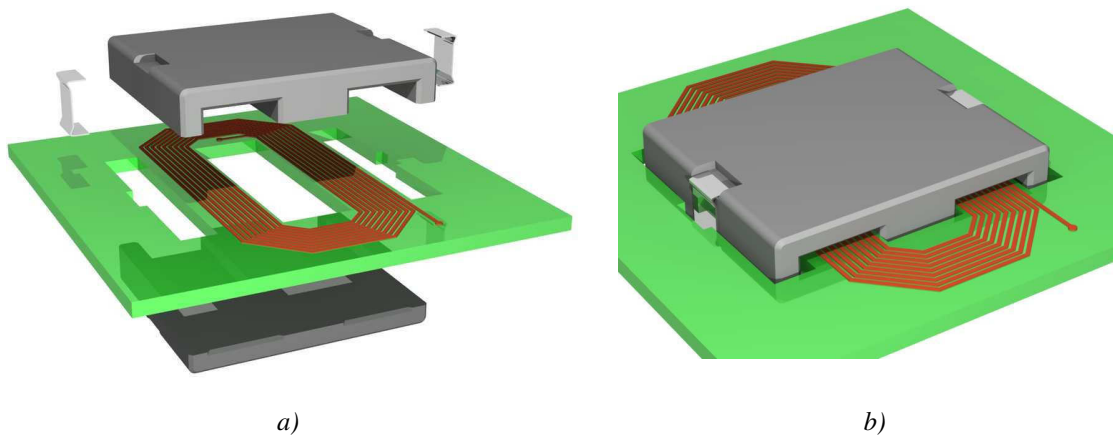


Fig.1.2: Trasformatore planare su PCB doppia faccia con nucleo ferromagnetico (a) vista esplosa (b) vista assemblata

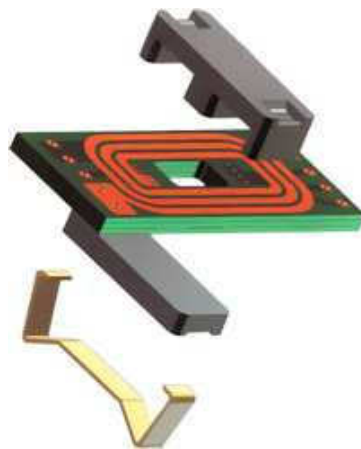


Fig.1.3: Trasformatore planare su PCB multistrato con nucleo ferromagnetico

La Fig.1.3 illustra la vista esplosa di un trasformatore con nucleo ferromagnetico che impiega un PCB multistrato nella quale è possibile osservare sia i tre diversi strati di vetronite, che separano quattro strati di piste di rame, sia i fori (*vias*) metallizzati che consentono di connettere i vari layer.

Nelle applicazioni in cui peso e dimensioni devono essere limitati per ridurre ulteriormente lo spazio occupato, un'altra soluzione è quella di sfruttare una configurazione planare su PCB coreless, cioè senza nucleo, in modo da ridurre lo spessore del trasformatore a quello del substrato e del piano in rame su di esso depositato. Negli ultimi anni lo studio dei trasformatori e induttori coreless si è notevolmente sviluppato. In letteratura sono presenti numerosi altri tipi di dispositivi planari, come quelli realizzati con PCB a film sottile, che consentono un'ulteriore riduzione delle dimensioni [6], quelli con il nucleo magnetico (di dimensioni micrometriche) inserito direttamente nel substrato [7].

Le strutture planari c.d. "integrate" possiedono numerosi vantaggi rispetto alle strutture classiche c.d. "discrete":

- migliore efficienza volumetrica, anche del 98% [8];
- alta densità di potenza [9];
- basse induttanze di dispersione [10];
- riduzioni delle perdite in alta frequenza [11];

- range di funzionamento molto esteso, da 50kHz a diversi GHz;
- particolare predisposizione alla produzione in serie [12];
- configurazioni utilizzabili per tutte le topologie di convertitori di potenza;
- possibilità di realizzare avvolgimenti multipli (da uno a sette primari e secondari);
- elevata gamma di potenza, da 10W a 20kW;
- alta efficienza di raffreddamento, dovuta all'alto rapporto superficie/volume [13];
- basso peso, pochi grammi per 100W di potenza;
- ampio range di temperatura di funzionamento, da -40°C a 130°C.

Di contro, i difetti rilevabili sono:

- elevata area di footprint (superficie conduttrice molto estesa);
- aumento della capacità parassita (dovuta al fatto che i conduttori sono molto vicini al fine di ridurre l'induttanza di dispersione);
- basso fattore di utilizzazione (qualora sia necessario realizzare un avvolgimento non compatto) [14].

Le aziende produttrici di circuiti stampati utilizzano processi tecnologici ormai consolidati e sono capaci di produrre PCB multistrato con spessori di rame fino

a 105 μm per i layers negli strati interni e fino a 140 μm per i layers negli strati esterni.

Tuttavia, per spessori di rame più consistenti occorre valutarne la fattibilità in funzione dello spessore totale e di altri parametri caratteristici [15].

1.4 Trasformatori avvolti e trasformatori coreless planari su PCB

Il trasformatore è una macchina elettrica che basa il suo funzionamento sul fenomeno dell'induzione elettromagnetica studiato da Faraday.

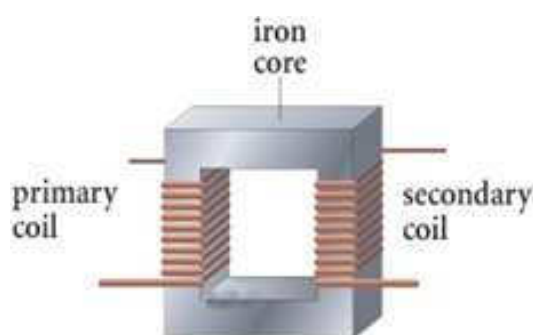


Fig.1.4: Schema di principio di Trasformatore avvolto

La sua principale caratteristica è la capacità di modificare il livello delle tensioni e delle correnti in uscita, presenti a secondario, rispetto a quelle in ingresso, applicate al primario, mantenendo costante il valore della potenza elettrica. Un'altra caratteristica molto importante è l'isolamento galvanico tra i diversi avvolgimenti presenti.

Dal punto di vista fisico è possibile suddividere il trasformatore in due sezioni: una elettrica, costituita da due o più avvolgimenti attraversati da correnti e sottoposti a tensioni, ed una sezione magnetica, sede dei flussi indotti, che può essere costituita da materiali con elevata permeabilità magnetica relativa (come la ferrite) e da materiali con permeabilità magnetica relativa unitaria (come l'aria).

È importante evidenziare che mentre per le correnti elettriche, confinate all'interno del materiale conduttore, il percorso è facilmente individuabile ed è possibile valutarne le caratteristiche, per i flussi magnetici il percorso non è perfettamente definito poiché gli stessi possono essere veicolati anche in aria.

Nei trasformatori con nucleo ferromagnetico privo di traferro, però, si può supporre che il flusso magnetico sia totalmente confinato entro il nucleo e che siano trascurabili i flussi dispersi propagati in aria. Tale ipotesi, che basa la propria validità sulla notevole differenza tra la permeabilità del nucleo e quella dell'aria, consente di valutare le caratteristiche fisiche del circuito magnetico partendo dalla conoscenza delle dimensioni geometriche del nucleo senza introdurre approssimazioni significative.

Nei trasformatori senza nucleo (*coreless*), invece, il percorso non è di facile individuazione poiché le linee di flusso invadono il volume di aria circostante rendendo complicata la valutazione dei parametri induttivi.

Da un punto di vista costruttivo i trasformatori presentano notevoli differenze a seconda della potenza e, soprattutto, della frequenza di alimentazione.

I trasformatori (Fig. 1.5) utilizzati per basse frequenze (tipicamente a frequenza di rete 50 Hz) sono dotati di avvolgimenti costituiti da spire di fili di rame a sezione circolare, isolati elettricamente tra loro mediante uno smalto protettivo, avvolti attorno ad un nucleo ferromagnetico costituito da lamierini di ferro-silicio separati tra loro da uno strato sottile di materiale dielettrico al fine di minimizzare le correnti di dispersione indotte sul nucleo dai flussi magnetici generati dalle correnti variabili che scorrono negli avvolgimenti.



Fig. 1.5: Trasformatore avvolto per Applicazioni a bassa frequenza



Fig. 1.6: Trasformatore avvolto per Applicazioni ad alta frequenza

Con l'aumentare della frequenza, a parità di potenza, il trasformatore presenta un nucleo in ferrite (Fig.1.6) con dimensioni sensibilmente ridotte pur mantenendo lo stesso valore di induzione. Gli avvolgimenti, inoltre, caratterizzati da un aumento della resistenza dovuti agli effetti pelle e di

prossimità che causano una distribuzione della corrente in maniera disuniforme all'interno del conduttore, sono costituiti, a seconda della potenza, da cavi di Litz che permettono di ridurre l'influenza di tali effetti.

Oltre ai suddetti trasformatori avvolti, esistono anche i trasformatori planari che, come detto in precedenza, sono ottenuti mediante avvolgimenti ricavati da piste su PCB.

Le principali differenze tra queste due tipologie di trasformatori sono: la disposizione dei conduttori costituenti gli avvolgimenti e la forma della sezione trasversale dei conduttori.

I trasformatori planari sono dotati di avvolgimenti caratterizzati da un'altezza limitata dallo spessore delle piste del PCB ed una larghezza abbastanza ampia, di conseguenza, anche il nucleo quando presente avrà una forma più compatta.

La sezione dei conduttori, analogamente, avrà forma rettangolare con un rapporto tra larghezza ed altezza generalmente superiore a 1 dovuto al limitato spessore della lamina di rame del PCB che varia da 35 a 140 μm .

Tali caratteristiche, soprattutto in caso di trasformatori coreless, limitano il volume occupato ed il peso impiegato ad una porzione pari al 15-20% di quella dei trasformatori avvolti di pari potenza.

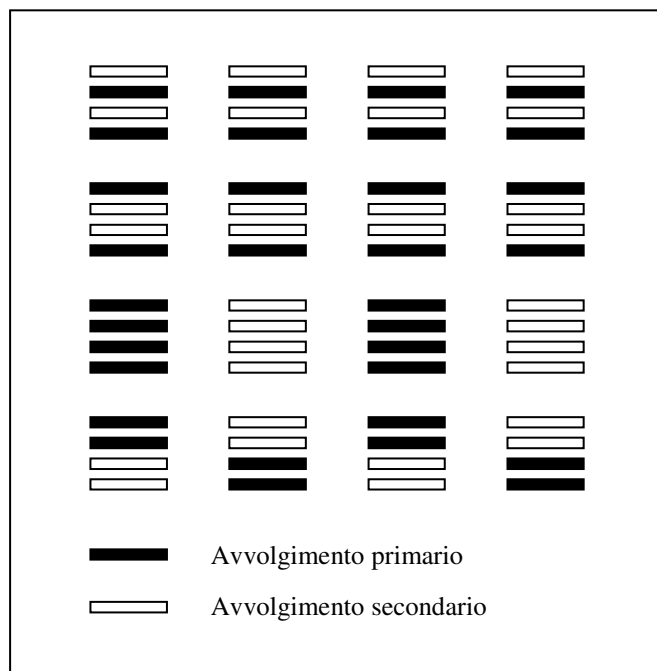


Fig. 1.7: intercalazione tra spire multilayer

Grazie all'utilizzo di PCB multilayer e all'applicazione di tecniche di "intercalazione" (Fig. 1.7), è possibile disporre le spire dei diversi avvolgimenti secondo la sequenza desiderata [16].

Per esempio è possibile alternare sullo stesso piano geometrico spire dell'avvolgimento primario con spire dell'avvolgimento secondario o disporre le stesse spire sui diversi strati.

Con l'impiego di tali tecniche è possibile modificare, a seconda dell'applicazione in cui deve essere utilizzato il dispositivo, parametri quali: accoppiamento tra primario e secondario, valore delle induttanze di dispersione

e valore delle capacità parassite presenti sia tra spire dello stesso avvolgimento (interspira) che tra quelle di avvolgimenti differenti (interavvolgimento).

L'adozione di tali tecniche nei trasformatori planari presenta l'inconveniente di dover praticare un foro di vias, che consenta di collegare il conduttore in questione all'opportuno avvolgimento, ogni volta che viene effettuata l'intercalazione di una spira.

L'intercalazione può essere adottata anche nei trasformatori avvolti ma le difficoltà costruttive che bisogna adottare per la realizzazione di tale metodologia, spesso, ne impedisce la reale applicazione.

1.5 Filtri EMI planari

La maggior parte degli apparati elettrici, a causa delle caratteristiche dei circuiti funzionali e dei circuiti di alimentazione, emettono delle interferenze che possono incidere sul funzionamento degli altri dispositivi.

La normativa interviene imponendo dei limiti alle emissioni (v. §2.3).

Per rispettare i limiti imposti può essere efficace interporre un filtro, opportunamente dimensionato, tra il dispositivo elettrico da alimentare e la rete in modo da ridurre le emissioni condotte.

In Fig. 1.8 è possibile osservare un tipico schema di un filtro impiegato per limitare le interferenze elettromagnetiche (*EMI – electromagnetic interference*) nel quale si distinguono i componenti induttivi e capacitivi necessari ad effettuare l'attenuazione delle emissioni di modo comune (MC) e delle emissioni di modo differenziale (MD), il cui significato è descritto in §2.2 [17].

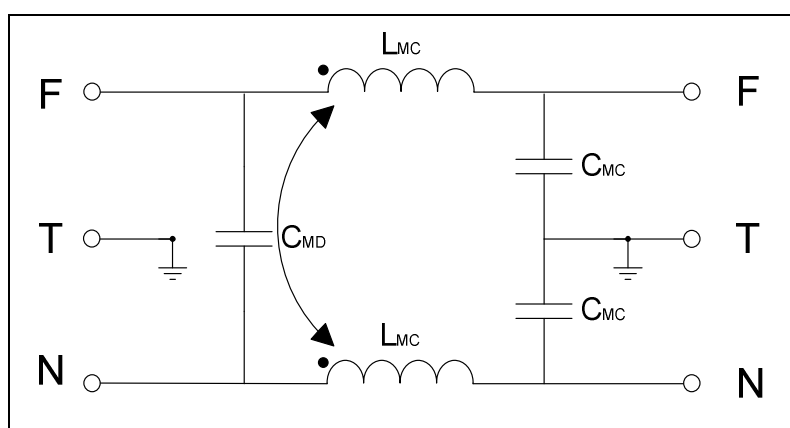


Fig. 1.8: Schema circuitale di filtro EMI

L'obiettivo principale è cercare di ottenere un filtro che abbia una risposta in frequenza tale da attenuare le emissioni nel range desiderato e che nel contempo abbia le dimensioni più ridotte possibile.

I filtri tradizionali, costituiti da componenti discreti, hanno il vantaggio di essere di semplice progettazione ma presentano nel contempo lo svantaggio di non essere particolarmente compatti e leggeri.

Ecco che i dispositivi planari possono trovare applicazione in tale campo grazie alle limitate dimensioni ed alla peculiarità di integrare, nella stessa struttura, oltre alle induttanze anche capacità tra le spire e tra avvolgimenti che possono essere utilizzate nella particolare configurazione da filtro.

Per la corretta progettazione del filtro è necessario determinare opportunamente le dimensioni geometriche del dispositivo e valutare i valori di tutte le induttanze e di tutte le capacità.

In Fig. 1.9 è illustrata una struttura planare coreless composta da due avvolgimenti costituiti da due spire di forma rettangolare separate da un substrato di materiale isolante.

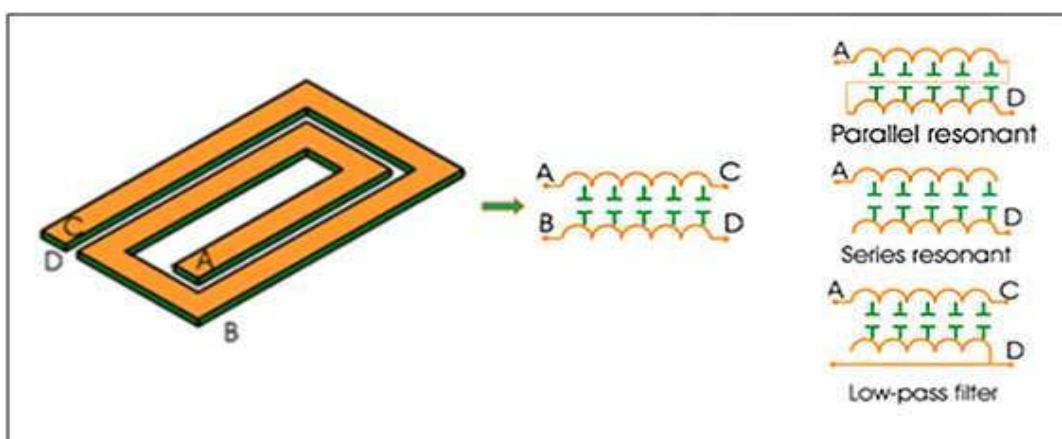


Fig. 1.9: Struttura planare coreless doppia faccia con spire di forma rettangolare

A seconda della connessione dei quattro morsetti del dispositivo si possono ottenere diverse configurazioni: un circuito LC serie, un LC parallelo, un filtro passa basso ed un quadripolo costituito da due induttori accoppiati e dalle capacità distribuite.

Combinando in maniera opportuna le configurazioni summenzionate si può costruire un filtro completo per le emissioni sia di modo comune che di modo differenziale.

Ad esempio, impiegando quattro strutture planari - di cui due in configurazione passa basso e due in configurazione a doppio bipolo - è possibile realizzare un filtro EMI simile a quello illustrato in Fig. 1.10 [2].

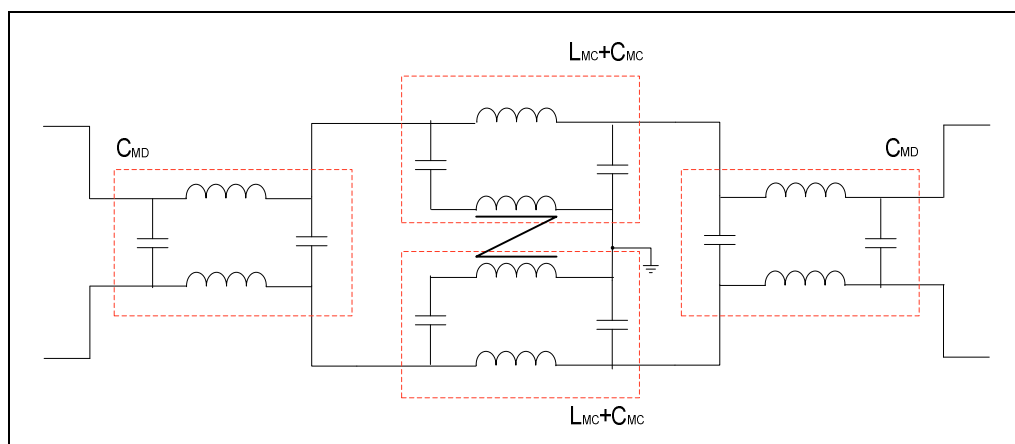


Fig. 1.10: Schema circuitale di filtro EMI integrato

Nel presente lavoro di tesi si studierà e progetterà un filtro EMI costituito da due sezioni: una per MC e l'altra per MD [18].

In particolare, come illustrato in Fig. 1.11, per l'attenuazione delle emissioni di modo differenziale sono necessari due dispositivi planari identici (quindi ne verrà esaminato solo uno); per l'attenuazione delle emissioni di modo comune è necessario solamente un dispositivo.

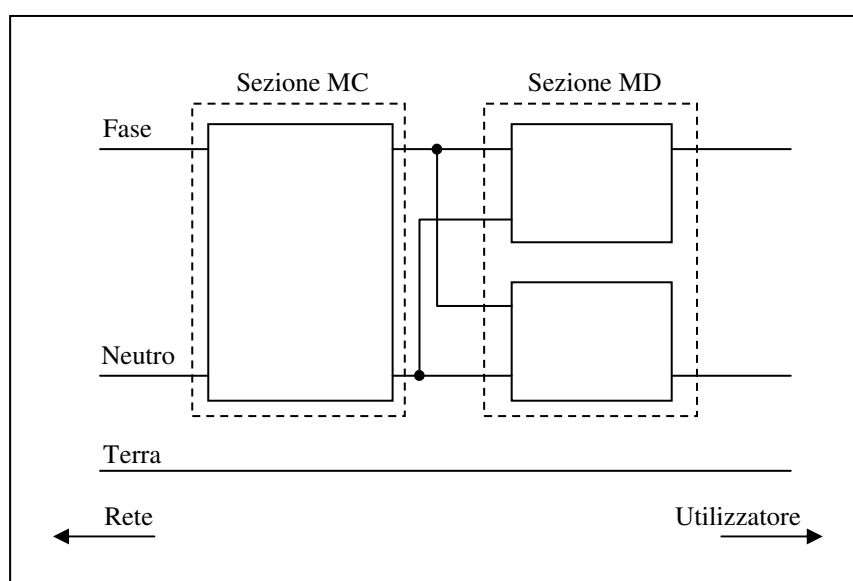


Fig. 1.11: Schema filtro planare EMI studiato

Compatibilità elettromagnetica: problematiche e quadro normativo

2.1 Cenni di compatibilità elettromagnetica

Con il termine “compatibilità elettromagnetica” (EMC – electromagnetic compatibility) si definisce l’idoneità di un dispositivo, di un’apparecchiatura o di un sistema a funzionare nel proprio ambiente elettromagnetico in modo soddisfacente senza introdurre disturbi elettromagnetici inaccettabili.

E’ definito inoltre “*disturbo elettromagnetico*” ogni fenomeno elettromagnetico che può alterare il funzionamento di un dispositivo, di un’apparecchiatura o di un sistema [19].

Si indica, invece, con il termine “*interferenza elettromagnetica*” la degradazione del comportamento di un equipaggiamento, di un canale di trasmissione o di un sistema a causa di un disturbo elettromagnetico [20].

Le problematiche connesse alla degradazione del funzionamento di un dispositivo a causa di un disturbo elettromagnetico esterno sono dette problematiche di “*immunità o suscettività elettromagnetica*” (*EMS - Electromagnetic susceptibility*), mentre quelle che riguardano la generazione di disturbi da parte di un apparecchio sono dette problematiche di “*emissione elettromagnetica*” (*EMI - Electromagnetic interference*) [19].

Un “*fenomeno elettromagnetico*” diventa dannoso per un apparecchio quando si è in presenza, oltre che di una sorgente di disturbo, anche di un apparecchio “*vittima*” e di un canale di accoppiamento: il processo di accoppiamento di un disturbo elettromagnetico, si verifica quando esistono una “*sorgente di disturbo*”, un “*ricevitore*” e un “*percorso di accoppiamento del disturbo*” Fig. 2.1.

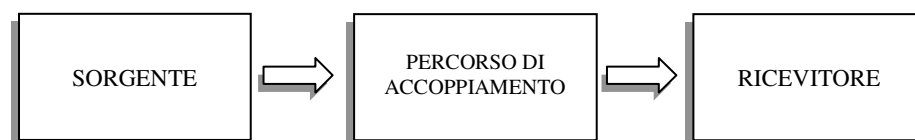


Fig. 2.1: Processo di accoppiamento del disturbo elettromagnetico

Per ottenere un accoppiamento di segnale volontario – quindi si vuole sfruttare intenzionalmente l'accoppiamento elettromagnetico per comunicazioni di vario genere - è necessario che le condizioni per la trasmissione di segnali siano appositamente create.

Può verificarsi che le condizioni prima enunciate possano esistere senza che siano state appositamente create, causando l'accoppiamento involontario di un segnale con un apparecchio, dando origine ad un disturbo.

Per limitare il fenomeno di accoppiamento elettromagnetico relativamente ad un segnale di disturbo, quindi, è necessario cercare di sopprimere o limitare le emissioni direttamente alla sorgente, e/o rendere il percorso di propagazione il più inefficiente possibile e/o rendere il ricevitore meno suscettibile alle interferenze.

I “meccanismi di accoppiamento del disturbo” con un dispositivo o circuito vittima possono essere di tre tipi e sono schematizzati in Fig. 2.2 [17]:

- 1) *Accoppiamento di tipo condotto* - Il disturbo prodotto da un circuito si propaga attraverso i conduttori di connessione tra le parti del circuito stesso o tra più circuiti, costituendo una possibile interferenza;
- 2) *Accoppiamento di tipo irradiato* - Il disturbo viene emesso da un qualsiasi circuito alimentato da corrente a frequenza tale che il

circuito medesimo si comporti da antenna. Lo stesso vale per la suscettività in quanto un'antenna presenta le stesse caratteristiche anche come ricevitore;

- 3) *Accoppiamento attraverso impedenze comuni* – Si verifica in presenza di correnti provenienti da circuiti diversi e che attraversano un'impedenza comune.

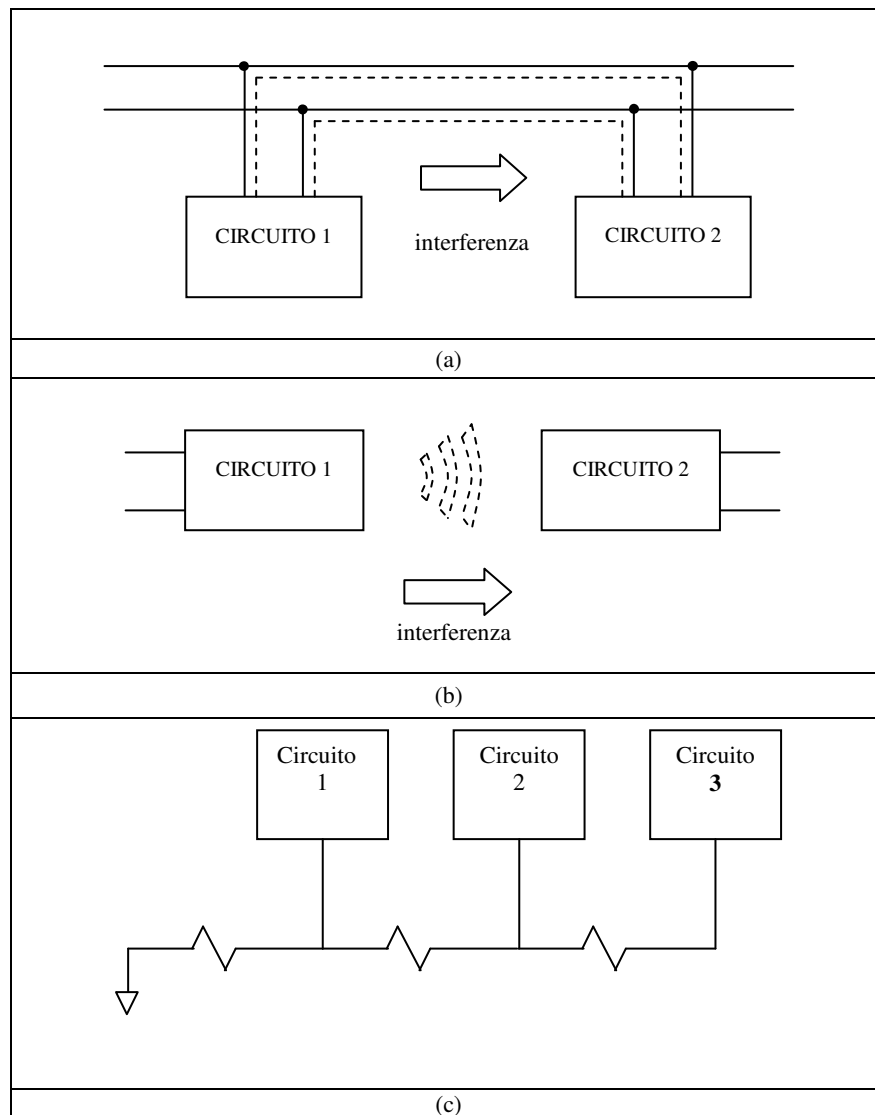


Fig. 2.2: Meccanismi di accoppiamento (a) condotto (b) irradiato (c) tramite impedenze comuni

Tenendo presenti i meccanismi di accoppiamento del disturbo appena citati, è possibile fare un'ulteriore differenziazione all'interno delle problematiche di immunità ed emissione: si può distinguere tra emissioni radiate e condotte, e suscettività radiata e condotta.

Tale suddivisione è schematizzata in Fig. 2.3.

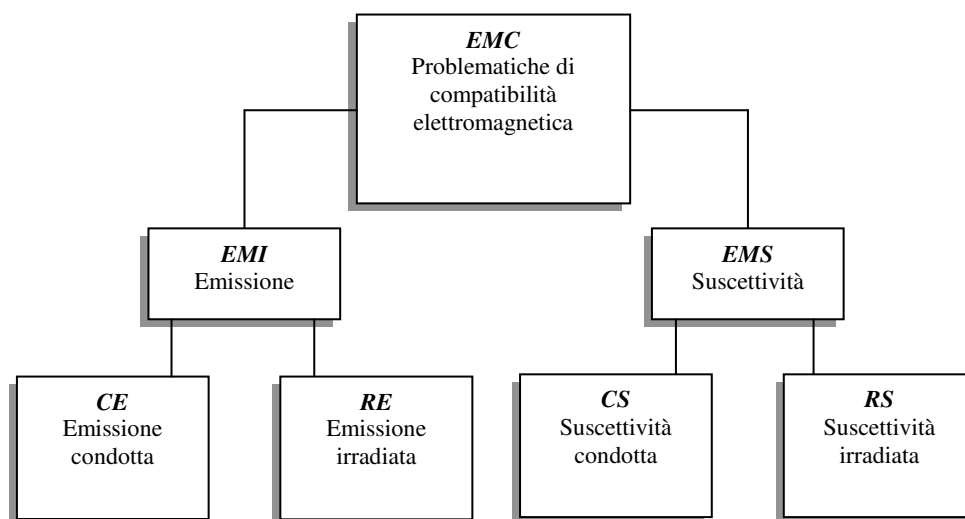


Fig. 2.3: Aspetti della compatibilità elettromagnetica

Le problematiche di emissione ed immunità, spesso, possono essere affrontate contestualmente: accade sovente che un sistema progettato in modo da limitare le sue emissioni verso l'esterno sia anche un cattivo ricevitore, quindi ben protetto dai disturbi elettromagnetici esterni.

Si può far fronte alle problematiche di emissione e suscettività elettromagnetica in ogni fase del ciclo di sviluppo del prodotto, ma in base al momento di

intervento scelto cambierà l'efficacia e il relativo costo delle soluzioni da adottare.

In Fig. 2.4 sono descritti gli andamenti del costo e dei gradi di libertà delle soluzioni in funzione del momento in cui vengono realizzate: la fase progettuale è quella che meglio si presta all'intervento di riduzione dei fenomeni elettromagnetici; purtroppo però un intervento in questa fase necessita di opportuni e spesso elaborati sistemi analitici o circuitali di predizione del comportamento del sistema [21].

Il momento in cui più spesso si interviene è durante la fase di prodotto: con filtri o schermature, ma tali interventi risultano molto dispendiosi, come mostrato in Fig. 2.4.

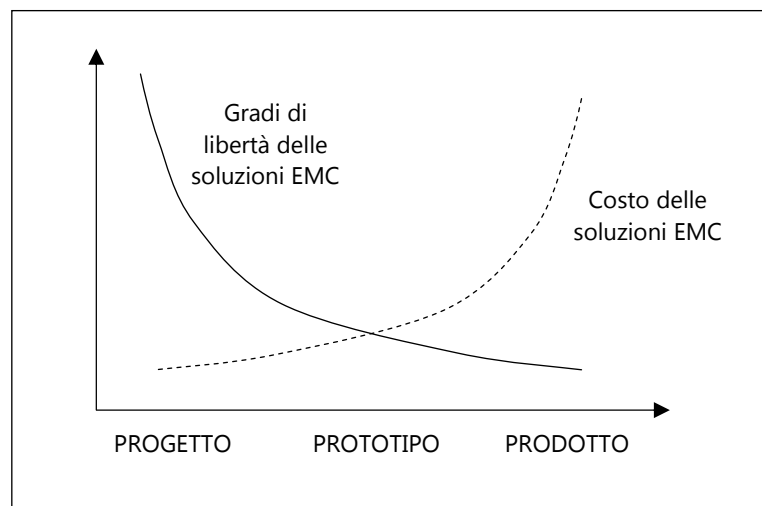


Fig. 2.4: Ciclo di sviluppo del prodotto

I modelli sono fondamentali per studiare il comportamento del sistema e mettere in evidenza quali parametri influenzano maggiormente (dal punto di vista della compatibilità) il comportamento del prodotto e permettono di intervenire in fase di progetto per migliorare la compatibilità elettromagnetica del prodotto.

2.2 Emissioni condotte: definizioni e generalità

Si definiscono “*emissioni elettromagnetiche condotte*” tutti i disturbi che si propagano per mezzo dei conduttori di interconnessione tra un apparato e la rete (cordone di alimentazione), o tra più dispositivi dello stesso apparato, o tra apparati diversi [19].

Di particolare rilevanza sono le emissioni condotte che interessano il cordone di alimentazione di un'apparecchiatura poiché un disturbo iniettato nella rete da un certo circuito può costituire un'interferenza per gli altri apparati, anche apparentemente lontani, che sono connessi alla medesima rete. Inoltre, un disturbo condotto anche a bassa frequenza può produrre emissioni radiate se percorre conduttori molto lunghi.

A partire dalla definizione di emissioni condotte è possibile evidenziare due rilevanti problematiche:

1) un *problema esterno* che riguarda tutti gli accoppiamenti elettromagnetici tra l'apparato e la rete o tra l'apparato ed altri sistemi presenti nello stesso ambiente elettromagnetico in cui questo è inserito;

2) un *problema interno* che riguarda gli accoppiamenti elettromagnetici tra i diversi componenti che costituiscono l'apparato stesso.

Le emissioni condotte vengono generate da due meccanismi fondamentali: *modo differenziale e modo comune*.

Le interferenze di modo differenziale interessano soltanto i conduttori attivi di un sistema, mentre le interferenze di modo comune interessano l'insieme dei conduttori attivi e la terra di riferimento.

Si parla di *tensione di modo differenziale* (MD) ogni qualvolta esiste una differenza di potenziale indesiderata tra due conduttori attivi.

Tale differenza di potenziale - originata dalle variazioni di corrente richiesta dal carico a frequenza diversa da quella di rete - è dovuta a correnti che percorrono i conduttori attivi in verso opposto, per tale motivo dette di MD.

Si parla di *tensione di modo comune* (MC) ogni qualvolta esiste una differenza di potenziale indesiderata tra uno o più conduttori attivi e la terra di riferimento.

Tale tensione - generata dalle tensioni di rumore che si formano su connessioni comuni a più circuiti (spesso connessioni a massa) - è dovuta a correnti che

percorrono i conduttori attivi nello stesso verso, perciò dette correnti di modo comune [17][20].

Le correnti di disturbo condotte vengono misurate attraverso un analizzatore di spettro connesso ad una rete di stabilizzazione dell'impedenza di linea, la LISN (*Line Impedance Stabilization Network*) posta tra la linea di alimentazione e l'apparato in prova (*EUT - equipment under test*), lo schema di misura è quello mostrato in Fig. 2.5.

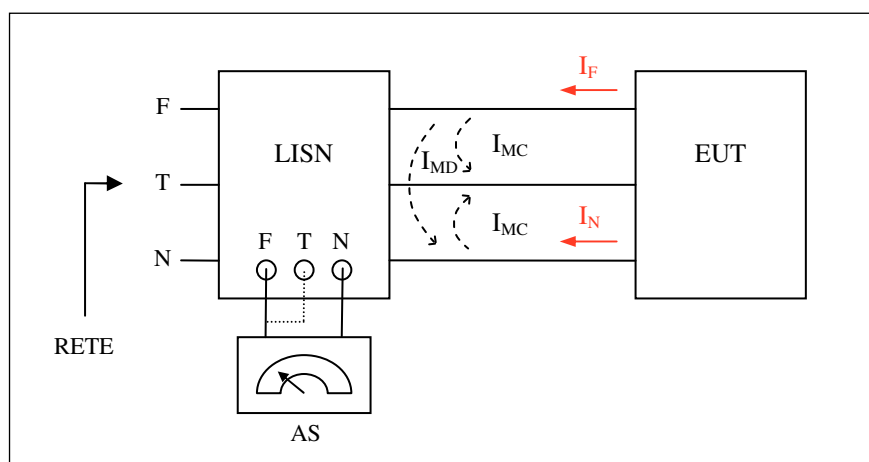


Fig. 2.5: Schema di misura delle EMI

L'analizzatore di spettro misura l'ampiezza del disturbo, al variare della frequenza, presente tra i conduttori attivi e la terra di riferimento. E' importante che l'ampiezza del disturbo misurato su ogni conduttore attivo non superi i limiti imposti dalle norme per tutto il campo di frequenza stabilito dalle stesse (descritte nel §2.3).

La relazione tra le correnti di disturbo di modo comune e modo differenziale (I_C e I_D) e le correnti misurate sulla LISN (I_F e I_N) è la seguente:

$$\begin{aligned} I_F &= I_C + I_D \\ I_N &= I_C - I_D \end{aligned} \quad (2.1)$$

Le eq.(2.1) possono essere riscritte in funzione delle grandezze misurate sulla LISN ottenendo le eq.(2.2):

$$\begin{aligned} I_D &= \frac{1}{2}(I_F - I_N) \\ I_C &= \frac{1}{2}(I_F + I_N) \end{aligned} \quad (2.2)$$

Affinché l'impedenza alla presa del cordone di alimentazione dell'apparecchiatura in prova non subisca importanti variazioni da sito a sito e dallo stesso sito al variare dell'assetto della rete, è necessario l'inserimento della LISN che la rende costante e definita per tutte le frequenze dell'intervallo di misura delle emissioni condotte.

La LISN, inoltre, serve a bloccare le emissioni condotte presenti nella rete che alimenta l'apparecchiatura in prova, in modo da non inquinare la misura effettuata.

2.3 Normativa EMC

La direttiva EU 89/336/CEE sulla compatibilità elettromagnetica ha fornito una direzione univoca alle regolamentazioni che fino a quel momento in Europa venivano emanate dai singoli Paesi e che spesso erano in contrasto. Grazie a tale direttiva è stato possibile semplificare lo scambio dei prodotti.

L'opera di standardizzazione è iniziata ad opera del CISPR "Comité International Special des Perturbations Radioelectriques", che è un sottocomitato dell'IEC "International Electrotechnical Commission".

Il CISPR è composto da vari sottocomitati ognuno dei quali si occupa di un ambito specifico come mostrato in Tab. 2.1:

Tab. 2.1: Classificazione dei sottocomitati del CISPR

COMITATO TECNICO	ARGOMENTO	PUBBLICAZIONE
CISPR/A	Apparati di misura	CISPR 16
CISPR/B	Apparati ISM	CISPR 11
CISPR/C	Linee di alta tensione	CISPR 18
CISPR/D	Autoveicoli	CISPR 12
CISPR/E	Emissioni dai ricevitori Immunità dei ricevitori	CISPR 13 CISPR 20
CISPR/F	Elettrodomestici Lampade fluorescenti	CISPR 14 CISPR 15
CISPR/G	Apparati ITE	CISPR 22

Per quanto riguarda le emissioni elettromagnetiche di apparecchiature utilizzate nella tecnologia dell'informazione (ITE) includenti dispositivi digitali, di

importanza fondamentale è la *Pubblicazione 22*, pubblicata nel 1985, che è alla base della normativa sopracitata.

I limiti per le emissioni condotte di tali apparati sono mostrati in Fig. 2.6, dove con “*classe A*” si indicano i dispositivi utilizzati in ambiente domestico ed industriale e con “*classe B*” quelli ad uso privato [17].

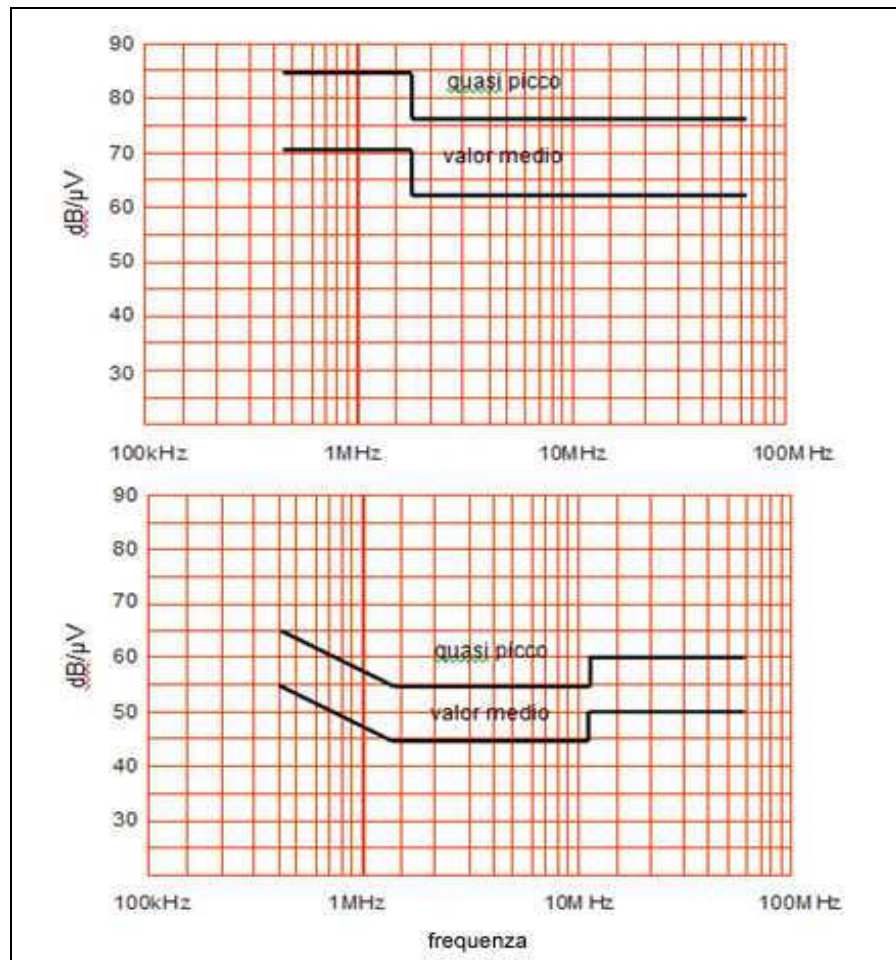


Fig.2.6: Limiti di emissione condotta per gli apparati ITE classe A (sopra) classe B (sotto)

Gli stessi limiti sono riportati nella Tab. 2.2.

Tab. 2.2: Limiti di emissione condotta per gli apparecchi ITE

Classe A		Classe B	
f (MHz)	tensione (quasi picco)	f (MHz)	tensione (quasi picco)
0.15-0.5	79 dB μ V	0.15-0.5	66-56 dB μ V (lineare)
0.5-30	73 dB μ V	0.5-5	56 dB μ V
		5-30	60 dB μ V

La regolamentazione comunitaria attuale in ambito di compatibilità elettromagnetica fa riferimento alla direttiva 2004/108/CE che ha sostituito quella 89/336/CEE e sue successive modifiche ed integrazioni (92/31/CEE, 93/68/CEE e 93/97/CEE).

In Italia, la direttiva è stata recepita con il *Decreto Legge n.476 del 4 dicembre 1992* pubblicato nel supplemento della Gazzetta Ufficiale n.289 del 9 dicembre dello stesso anno, ed è diventata di definitiva attuazione, dal 1° gennaio 1996 con il *Decreto legge n.615 del 12 novembre 1996*. Da quel momento tutti i costruttori sono obbligati ad immettere nel mercato solo prodotti che risultano conformi anche alla direttiva 89/336/CEE [22].

Successivamente, in data 9/11/2007, è stato pubblicato in Decreto legislativo 6 novembre 2007 n.194 di attuazione della direttiva 2004/108/CE che abroga la direttiva 89/336/CEE.

La direttiva individua i requisiti essenziali che i prodotti devono soddisfare e in particolare indica che:

- 1) gli apparati devono essere costruiti in modo che le perturbazioni elettromagnetiche generate siano limitate ad un livello che permetta ad ogni altro apparato di funzionare in modo conforme alla propria destinazione;
- 2) gli apparati dispongano di un adeguato livello intrinseco di immunità alle perturbazioni elettromagnetiche tale da permettere loro di funzionare in modo conforme a quanto previsto dal costruttore.

Le norme costituiscono una vera e propria guida, indicando le modalità di misura, la disposizione e le caratteristiche degli strumenti da utilizzare e i metodi statistici per le misure sulle produzioni in larga scala.

Gli apparati costruiti secondo le norme, per essere conformi devono avere un'autocertificazione del costruttore con descrizione dell'apparecchio, riferimento alle specifiche disposizioni nazionali prese in considerazione, identificazione del firmatario competente, eventuale riferimento all'attestato di certificazione CE rilasciato da un organismo competente.

2.4 Disturbi a bassa e alta frequenza sui dispositivi

I disturbi più comuni a bassa frequenza, ovvero al di sotto dei 9 kHz, sono rappresentati dalle armoniche di tensione e corrente generate da carichi non lineari. Ad esempio i raddrizzatori a frequenza di rete con filtro capacitivo che sono caratterizzati da correnti di linea fortemente impulsive con basso fattore di potenza ed elevato contenuto armonico. Questi sistemi costituiscono lo stadio di ingresso degli alimentatori “switching” alimentati da rete, che sono ampiamente diffusi.

Per quanto riguarda le armoniche generate esse causano: rumore acustico, sovra-riscaldamento nelle macchine elettriche, oscillazioni meccaniche, fenomeni di risonanza e in generale uno stress per le parti isolanti del sistema. Tutto questo pregiudica il buon funzionamento della rete di distribuzione d'energia, incidendo negativamente sia sull'utilizzazione delle risorse impiantistiche, sia sulla qualità della distribuzione; ma anche degli apparati utilizzatori che vedono ridotta la loro vita media in quanto operano in condizioni di forte stress. Oltre alle armoniche di corrente e tensione prima menzionate, i carichi non lineari sono responsabili di altri disturbi a bassa frequenza quali “notches”, “sag”, “flicker” e “swell”.

I disturbi ad alta frequenza negli apparati elettronici di potenza, invece, vengono generati dalla commutazione dei dispositivi elettronici.

Inoltre, le brusche interruzioni di corrente e di tensione, legate ai fenomeni di commutazione, generano emissioni elettromagnetiche che si propagano sia per via condotta che irradiata nell'intervallo compreso tra 1 kHz e 1GHz [23].

Modelli di dispositivi planari senza nucleo

3.1 Generalità

Le molteplici applicazioni che fanno uso di dispositivi a tecnologia planare coreless impiegano materiali differenti sia per quanto riguarda i conduttori sia per quanto riguarda i substrati sui quali gli stessi sono applicati.

Grande diffusione hanno i dispositivi RFID che sfruttano un supporto plastico, molto sottile, o un supporto di carta sul quale è posizionato l'avvolgimento che svolge la funzione di antenna.

Nelle applicazioni medicali in cui i dispositivi sono impiantati all'interno di tessuti biologici il substrato deve essere costituito da materiale biocompatibile, come il silicone, ed anche il conduttore deve essere costituito da metalli nobili come il platino.

Nella generalità delle applicazioni, comunque, particolare importanza assumono i dispositivi planari ricavati su PCB doppia faccia senza nucleo denominati CPSW (Coreless Printed Spiral Windings) che utilizzano substrato di materiale vetro epossidico tipo FR4.

La caratteristica peculiare che contraddistingue i vari dispositivi planari è la particolare forma geometrica della struttura a spirale. Sono largamente usate strutture poligonali come quelle a forma quadrangolare, esagonale o ottagonale, le quali sono di più facile realizzazione rispetto alle forme circolari le quali, però, permettono di ottenere prestazioni migliori.

La Fig. 3.1 illustra alcune tipologie delle geometrie utilizzate per la costruzione degli avvolgimenti [24] dei dispositivi planari.

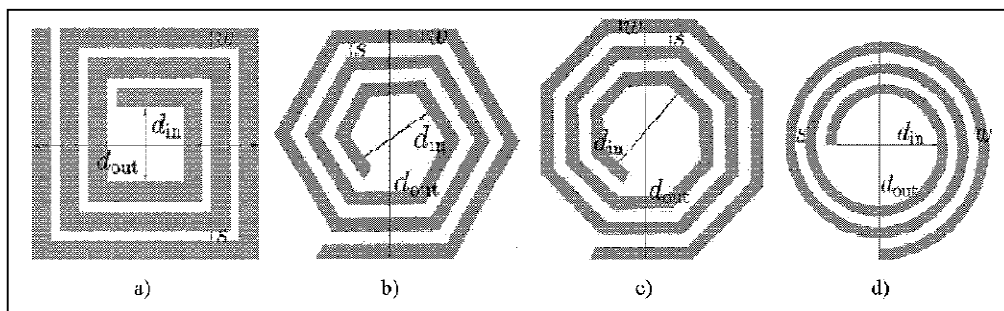


Fig. 3.1: Layout per dispositivi CPSW a) quadrata b) esagonale c), ottagonale e d) circolare

Per quanto sopra detto nel presente lavoro di tesi si è deciso di studiare un dispositivo planare a geometria circolare la quale a spirale circolare.

3.2 Struttura geometrica di una double cpsw

È possibile individuare facilmente tre parti fondamentali che costituiscono una struttura planare coreless a due avvolgimenti circolari. La prima è composta da un substrato di materiale dielettrico che presenta, sulle due facce opposte, le altre due parti costituite dagli avvolgimenti, il primario ed il secondario, ricavati in seguito all'asportazione di rame dalle lamine del PCB.

In particolare, nel dispositivo da utilizzare, i due avvolgimenti sono caratterizzati dalle stesse dimensioni geometriche, lo stesso numero di spire e sono perfettamente speculari. La forma delle spirali è analoga alla spirale di "Archimede" la quale soddisfa l'equazione seguente in coordinate polari:

$$r(\theta) = a + b\theta \quad (0.1)$$

La forma geometrica di questo tipo di spirali è illustrata in Fig. 3.2 dove sono rappresentati entrambi gli avvolgimenti primario secondario i quali sono speculari.

In Fig. 3.3 è riportata la sezione trasversale di un dispositivo planare in cui sono indicati:

- h lo spessore della pista;
- w la larghezza della pista;

- d lo spessore del substrato;
- s la distanza interspira;
- r_e il raggio esterno della spirale;
- r_i il raggio interno della spirale.

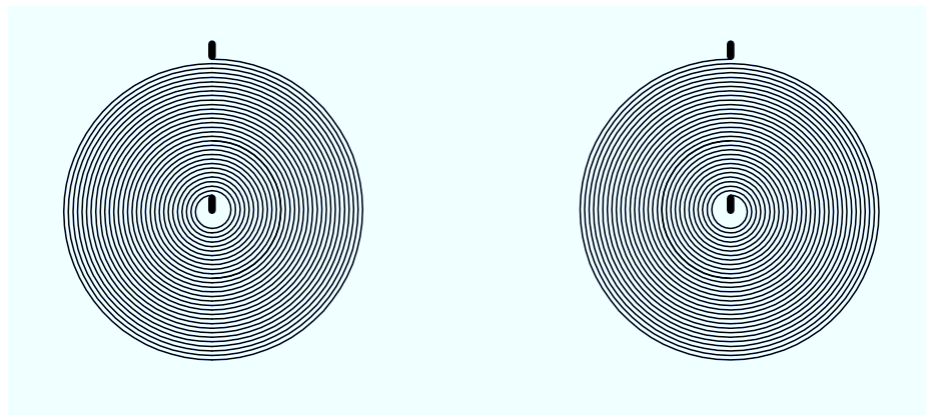


Fig. 3.2: Avvolgimenti planari ottenute sulle facce opposte del PCB

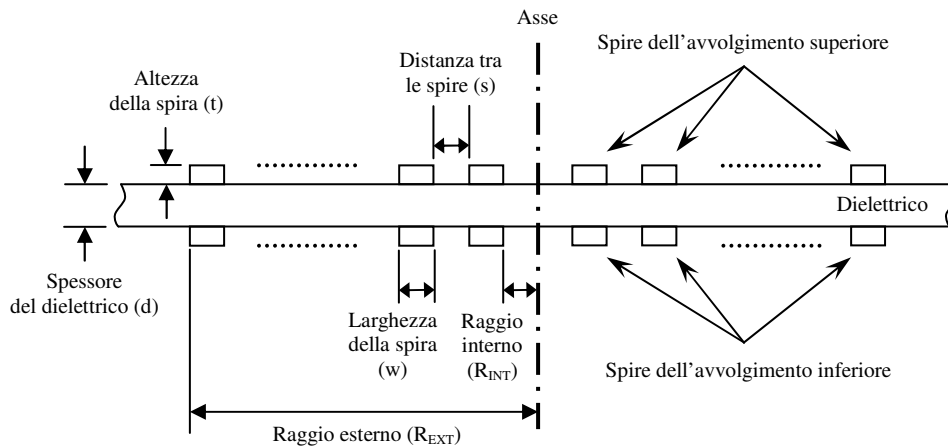


Fig. 3.3: Sezione trasversale di struttura planare

3.3 Modelli circuitali

Il dispositivo planare coreless oggetto di studio presenta due avvolgimenti, pertanto, si userà un modello a quattro morsetti: rispettivamente due dal primario e due del secondario.

I diversi modelli circuitali presenti in letteratura si basano sul modello in HF del trasformatore.

In Fig. 3.4 è mostrato il modello a “T” proposto in [25]. Esso presenta un circuito costituito da tre capacitori collegati a triangolo e tre induttori collegati a stella. Uno di essi tiene conto dell’induttanza di magnetizzazione e gli altri due tengono conto di quelle di dispersione. Tale modellizzazione è adatta per componenti a tre terminali come gli autotrasformatori ma, nel caso di trasformatori a due avvolgimenti, non permette di tenere in considerazione la differenza di potenziale presente tra primario e secondario. I due avvolgimenti vengono considerati equipotenziali e, di conseguenza, non è possibile rappresentare la distribuzione di potenziale determinante per la corretta valutazione dell’energia immagazzinata nel dielettrico.

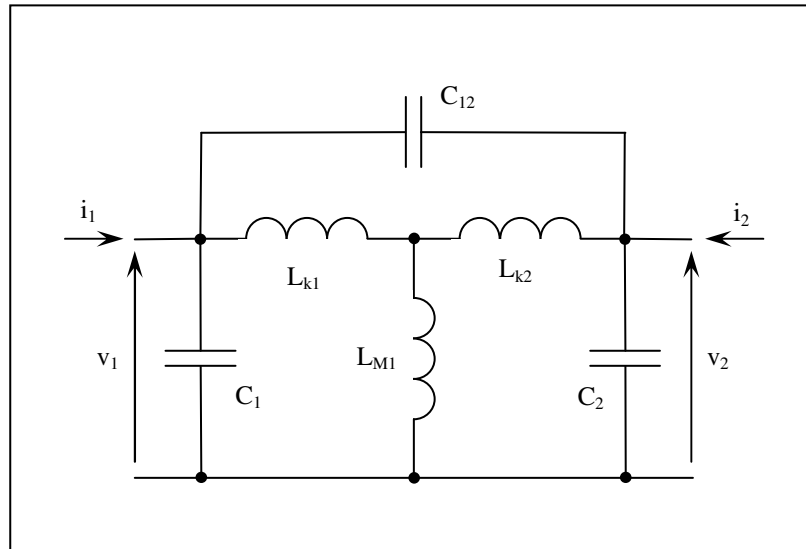


Fig. 3.4: Modello circuitale di un CPSW proposto in [25]

In [26] viene proposto il modello illustrato in Fig. 3.5. Esso permette di considerare la distribuzione di potenziale tra i due avvolgimenti, poiché è costituito da un quadripolo, ma trascura gli effetti induttivi poiché presenta soltanto capacitori e nessun induttore. Tale modello è valido soltanto per frequenze superiori a quella di risonanza poiché, oltre tale frequenza, gli effetti capacitivi diventano preponderanti.

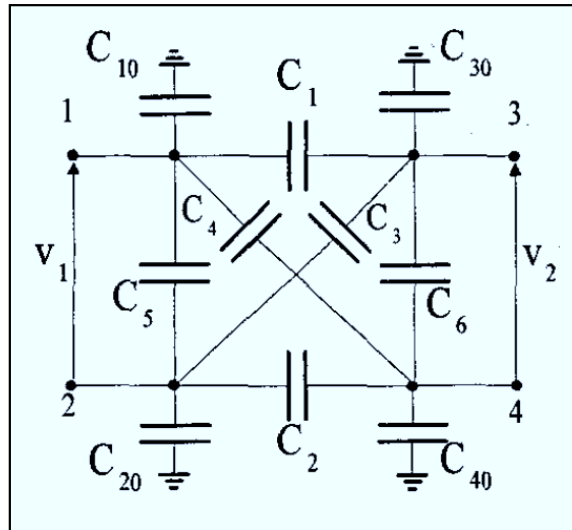


Fig. 3.5: Modello circuitale di una CPSW proposto in [26]

In definitiva, il modello circuitale a parametri concentrati che permette di rappresentare al meglio il dispositivo planare è sicuramente quello esposto in [18] e riportato in Fig. 3.6. Esso è caratterizzato da un quadripolo che presenta due induttori mutuamente accoppiati, due resistori e quattro capacitori.

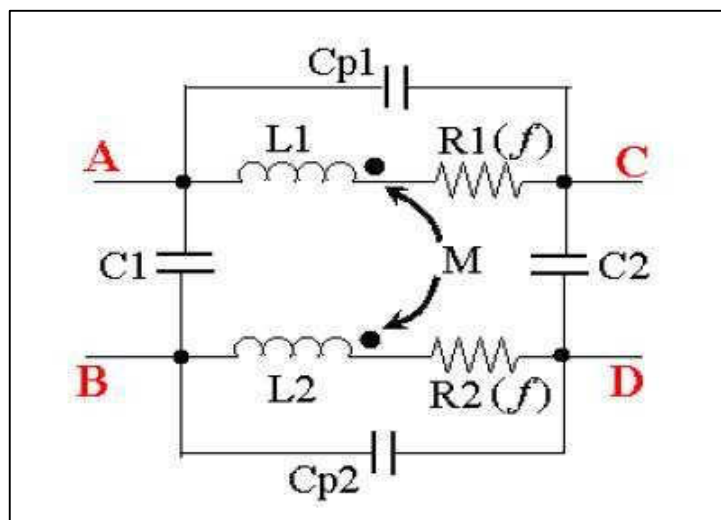


Fig. 3.6: Modello circuitale presentato in [18]

In particolare, oltre ai quattro terminali A e C del primo avvolgimento e B e D del secondo, è possibile notare:

- i resistori $R_1(f)$ e $R_2(f)$ rivelativi, rispettivamente, alla resistenza elettrica (funzione della frequenza a causa degli effetti pelle e di prossimità) del primo e del secondo avvolgimento;
- gli induttori mutuamente accoppiati in cui si osservano le autoinduttanze L_1 , L_2 di ogni avvolgimento e la mutua induttanza M tra i due avvolgimenti;
- i capacitori equivalenti C_{p1} e C_{p2} rappresentativi, rispettivamente, dalle capacità interspira del primo e del secondo avvolgimento;
- i capacitori C_1 e C_2 che rappresentano la capacità presente tra i due avvolgimenti.

La validità dei modelli circuitali è condizionata dalla corretta stima dei parametri la quale può essere effettuata mediante diverse metodologie di valutazione: analitiche, semianalitiche, metodi di calcolo numerico oppure estratte da misure.

3.4 Metodi analitici per la stima dei parametri circuitali

3.4.1 Generalità

La corretta valutazione dei parametri circuitali necessari alla puntuale modellizzazione dei dispositivi planari è di fondamentale importanza poiché da essa dipende la validità e la affidabilità del modello stesso.

Esistono diversi metodi di stima dei parametri ma, a seconda della tipologia dei componenti da valutare, bisogna utilizzarli con particolare attenzione. Generalmente i metodi analitici e semianalitici possono essere impiegati solo nei particolari casi in cui sono verificate le ipotesi che rendono applicabile la formulazione. Poiché tali ipotesi sono spesso di natura geometrica, le metodologie analitiche sono valide soltanto per una determinata casistica di strutture geometriche tra loro assimilabili.

In tutti gli altri casi è necessario utilizzare i metodi di calcolo numerico che, indipendentemente dalla struttura e dalla natura delle sorgenti, permettono di ottenere una soluzione sufficientemente precisa del sistema.

Alcuni metodi analitici ampiamente utilizzati sono: il metodo della separazioni delle variabili, delle trasformazioni conformi, il metodo delle immagini e, infine, il metodo dell'inversione rispetto a sfera o cerchio [27].

3.4.2 Capacità

3.4.2.1 Capacità interspira

Supponendo di semplificare notevolmente il problema riconducendolo ad un sistema costituito da due piste piane e parallele, simile a quello mostrato in Fig. 3.7, è possibile effettuare il calcolo utilizzando l'espressione molto approssimata ma altrettanto semplice dell'eq. (3.2):

$$C_{p1} = C_{p2} = \frac{1}{2} \left(\frac{l_m \epsilon_0 t}{s} \right) \quad (3.2)$$

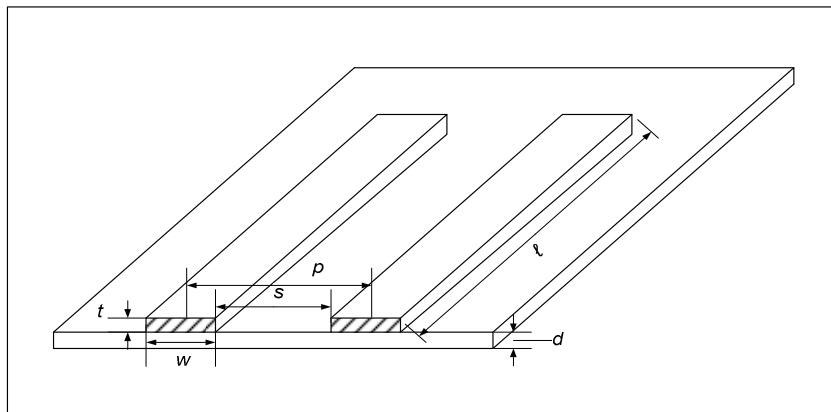


Fig. 3.7: Due piste piane e parallele

È possibile notare che tale formulazione trascura sia gli effetti di bordo che l'apporto fornito dalla presenza del substrato. Infatti, nella formula è presente solo la permittività dielettrica nel vuoto ϵ_0 e la capacità viene considerata esclusivamente come quella presente tra due piatti piani e paralleli di superficie

pari a t per la lunghezza della spira l_m calcolata lungo la linea media tra due piste adiacenti poste ad una distanza s .

Per ottenere una stima più precisa è necessario considerare l'apporto fornito dal substrato dielettrico introducendo la così detta “costante dielettrica efficace”.

Dal punto di vista fisico, l'introduzione della summenzionata costante dielettrica efficace può essere spiegata osservando la Fig. 3.8 che illustra, in una sezione trasversale, la disposizione nello spazio delle linee del campo elettrico create da due piste conduttrici planari, applicate su di un substrato di materiale dielettrico, sottoposte a differenza di potenziale.

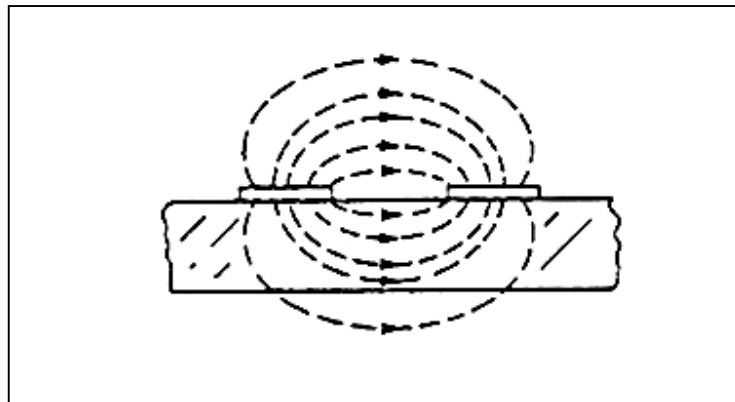


Fig. 3.8: Distribuzione di campo sulla sezione trasversale di piste complanari

È facile notare che le linee di campo invadono tutto lo spazio circostante e penetrano sia nell'aria che sovrasta il dispositivo sia nel substrato attraversando due materiali differenti.

È possibile semplificare il sistema non omogeneo, costituito dai due materiali differenti caratterizzati da due costanti dielettriche diverse, sostituendolo con un mezzo omogeneo fittizio, avente come costante dielettrica quella efficace, che circonda uniformemente le spirali di materiale conduttore.

Il calcolo del valore della costante dielettrica efficace è funzione, oltre che delle costanti dielettriche dei materiali, anche di tutti i parametri geometrici del sistema quali: spessore del substrato d , distanza tra le spire s , larghezza e spessore delle piste w e t .

Nel caso particolare in cui sia la larghezza della pista che la distanza tra due piste adiacenti siano notevolmente inferiori rispetto allo spessore del substrato ($s/d \ll 1$ e $w/d \ll 1$) può essere ipotizzato, con buona approssimazione, che le linee di campo elettrico siano equamente distribuite in aria e nel substrato.

Di conseguenza, la costante dielettrica efficace può essere calcolata effettuando la media aritmetica tra le costanti dielettriche dei due materiali nei quali si ripartiscono le linee di campo:

$$\varepsilon_{r(eff)} = \frac{1}{2}(\varepsilon_r + 1) \quad \text{per } \frac{s}{d} \ll 1 \text{ e } \frac{w}{d} \ll 1 \quad (3.3)$$

Nel caso di trasformatori planari integrati in circuiti monolitici, per il calcolo delle capacità interspira, esistono espressioni più accurate [24] come quella riportata di seguito:

$$C_{p1} = C_{p2} = \frac{1}{2} \frac{\pi \cdot \varepsilon_{r(eff)} \cdot \varepsilon_0}{\ln \left[\frac{\pi(p-w)}{w+t} + 1 \right]} \cdot l \quad (3.4)$$

con:

$$\varepsilon_{r(eff)} \begin{cases} = 1 & \text{per } p < d \\ = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} & \text{per } p \approx d \end{cases} \quad (3.5)$$

Il dispositivo oggetto del presente studio, però, non soddisfa le ipotesi geometriche necessarie all'applicazione di tale formulazione poiché, in generale, la distanza media tra due spire è maggiore dello spessore del dielettrico. Inoltre, durante la fase di ottimizzazione, le dimensioni e la posizione delle spire variano ed i modelli matematici non sono in grado di stimare adeguatamente le capacità interspira per ampi intervalli di variazione delle caratteristiche geometriche degli avvolgimenti.

3.4.2.2 Capacità tra gli avvolgimenti

Per il calcolo della capacità presente tra i due avvolgimenti presenti sulle facce opposte del dielettrico può essere utilizzata, in prima approssimazione, la formulazione per il calcolo della capacità tra due piatti piani e paralleli in cui è interposto il dielettrico (3.6).

$$C_1 = C_2 = \frac{1}{2} \epsilon_r \epsilon_0 \frac{A_{disco}}{d} \quad (3.6)$$

con:

$$A_{disco} = \pi r_2^2 - \pi r_1^2 \quad (3.7)$$

Applicando tale modello si suppone che i due avvolgimenti siano assimilabili a due piatti di forma circolare in cui si trascurano sia gli spazi interspira che gli effetti di bordo.

Inserendo al posto della superficie del disco pieno la superficie effettiva della spira può essere effettuato un calcolo più accurato e la (3.6) diventa:

$$C_1 = C_2 = \frac{1}{2} \epsilon_r \epsilon_0 \frac{A_{spira}}{d} \quad (3.8)$$

con:

$$A_{spira} = w \cdot l_m = w \cdot \int_0^{2\pi n} \left(\sqrt{a^2 (1 + \theta^2)} + b (2a\theta + b) \right) \cdot d\theta \quad (3.9)$$

dove:

$$\begin{aligned} a &= p / 2\pi \text{ (fattore della spira)} \\ p &= s + w \text{ (passo della spira)} \end{aligned} \quad (3.10)$$

In (3.9) il termine “ l_m ” è la lunghezza media della spira di Archimede calcolata ponendo al centro della spira l’origine del sistema di coordinate polari. I punti giacenti sull’asse della spira soddisfano l’equazione (3.1) e, considerando che

un tratto infinitesimo di arco percorso sulla spirale può essere scritto secondo il teorema di Pitagora come $ds = \sqrt{(dr)^2 + (rd\vartheta)^2}$, si ottiene l'eq. (3.9).

In [28] è presentata un'altra formula, basata sulla disequaglianza di Payne-Weinbeger, che permette di calcolare la capacità di sistemi di conduttori, caratterizzati da una determinata forma geometrica, alla quale è associata la capacità nota di un elettrodo di forma sferica con la stessa superficie. Tale analogia si ottiene mediante un "fattore di forma" tabellato tramite il quale, nel caso di due piatti piani e paralleli, si ottiene la seguente espressione:

$$C_1 = C_2 = \frac{1}{2} \frac{\epsilon_r \epsilon_0 A_{spira}}{d} + 0,9 \epsilon_0 \sqrt{8\pi A_{spira}} \quad (3.11)$$

Nella pubblicazione [29] è presentato un metodo per considerare gli effetti di bordo di capacitori a piatti piani e paralleli. Tale metodo consiste nell'aggiungere alle due dimensioni delle armature, larghezza e lunghezza, metà dello spessore del dielettrico. Come indicato in [30], applicando tale metodo al caso di trasformatori planari si ottiene:

$$C_1 = C_2 = \frac{\epsilon_o \epsilon_r (w + 1/2d)}{d} \cdot l_{m,spira} \quad (3.12)$$

Ma, come riportato nella stessa pubblicazione, tale equazione è affetta da approssimazioni non trascurabili nei due casi estremi in cui le spire sono rispettivamente molto addensate o molto diradate.

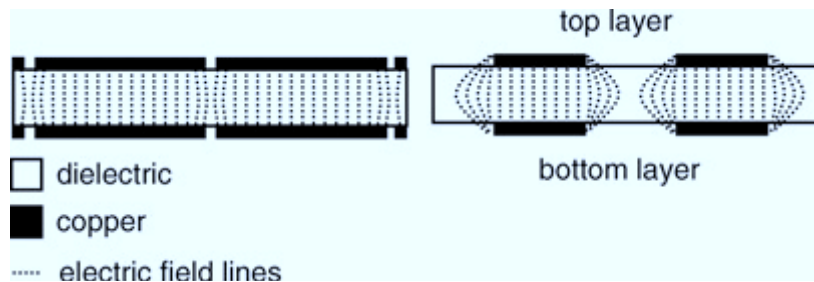


Fig. 3.9: Sezione trasversale in cui sono indicate le linee di campo

Quando, infatti, le spire sono molto addensate e si è vicini alla condizione di occupare con materiale conduttore quasi totalmente la superficie a disposizione, la larghezza della pista w alla quale viene aggiunto il fattore correttivo $\frac{1}{2}d$ fa incrementare la superficie delle armature del condensatore. A tal fine è utile considerare come area limite massima quella definita dal disco considerato pieno.

Quando, invece, le spire sono molto diradate e la distanza tra loro è notevole, le spire possono essere considerate come dei conduttori circolari di diametro pari all'altezza della pista.

L'espressione proposta in [30], pertanto, tiene conto di tali limiti e si ha:

$$C_1 = C_2 = \frac{1}{2} C_{high} \left\{ \left(1 - \frac{C_{low}}{C_{high}} \right) \left(\frac{1}{1 + e^{-\alpha((nw/l)(r_2 - r_1) - 0.5)}} \right) + \frac{C_{low}}{C_{high}} \right\} \quad (3.13)$$

con:

$$C_{low} = \frac{\epsilon \pi l}{\ln \left[\frac{d + (t/2)}{(t/2)} \right]} \quad ; \quad C_{high} = \frac{\epsilon \pi (r_2^2 - r_1^2)}{d} \quad (3.14)$$

Tale espressione, definiti i limiti superiori ed inferiori, permette di ottenere un valore di capacità accurato.

3.4.3 Auto e mutue induttanze

La forma geometrica della double CPSW circolare può essere vantaggiosamente studiata sfruttando l'analogia con strutture geometriche a simmetria assiale.

Gli avvolgimenti possono essere pensati come una serie di N conduttori circolari concentrici, con raggio medio via via crescente, disposti sullo stesso piano Fig. 3.10. Tale equivalenza consente di determinare i parametri induttivi, senza introdurre particolari approssimazioni, utilizzando i metodi presenti in letteratura.

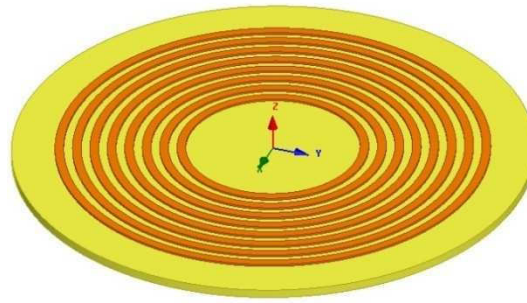


Fig. 3.10: Approssimazione delle spire in conduttori circolari concentrici

In Fig. 3.11, in cui è illustrata una sezione trasversale della double CPSW, è possibile osservare gli accoppiamenti magnetici tra le varie spire.

Tra le spire dello stesso avvolgimento sono presenti due tipologie di accoppiamenti: uno auto-induttivo ed uno mutuo-induttivo (indicati in figura con la linea spessa per il primario e linea tratteggiata per il secondario). Tra le spire dei due avvolgimenti ubicati sui due lati opposti del substrato è presente un mutuo accoppiamento (tracciati in figura con la linea sottile).

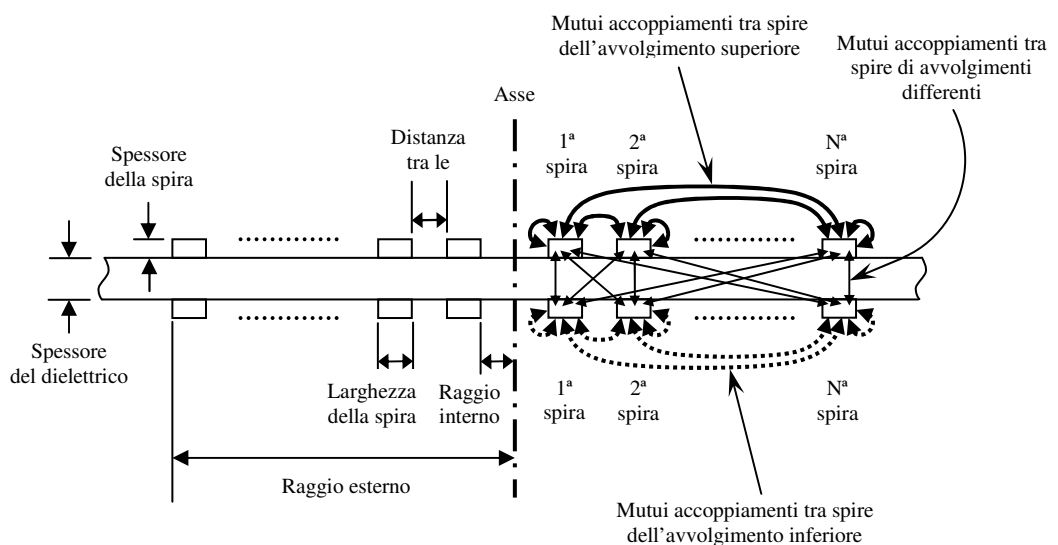


Fig. 3.11: Mutui accoppiamenti nella sezione trasversale della double CPSW

Per il calcolo dei mutui accoppiamenti presenti tra due spire filiformi è possibile utilizzare la formulazione, ricavata dalle equazioni di Maxwell, presente in [31]. Facendo riferimento alla Fig. 3.12 in cui è mostrato un sistema costituito da due conduttori filiformi circolari concentrici posti su due piani paralleli con equazioni rispettivamente $z=d_1$ e $z=d_2$, è possibile esprimere tale formulazione in funzione degli integrali ellittici completi di prima specie $K(f)$ e di seconda specie $E(f)$:

$$M = \mu_0 \sqrt{ar} \frac{z}{f} \left[\left(1 - \frac{f^2}{2}\right) K(f) - E(f) \right] \quad (3.15)$$

con:

$$f = \sqrt{\frac{4ar}{z^2 + (a+r)^2}} \quad (3.16)$$

Dove:

$\mu_0 =$ permeabilità nel vuoto;

$a =$ raggio di una della due spire;

$r =$ raggio dell'altra spira;

$z =$ distanza tra le spire.

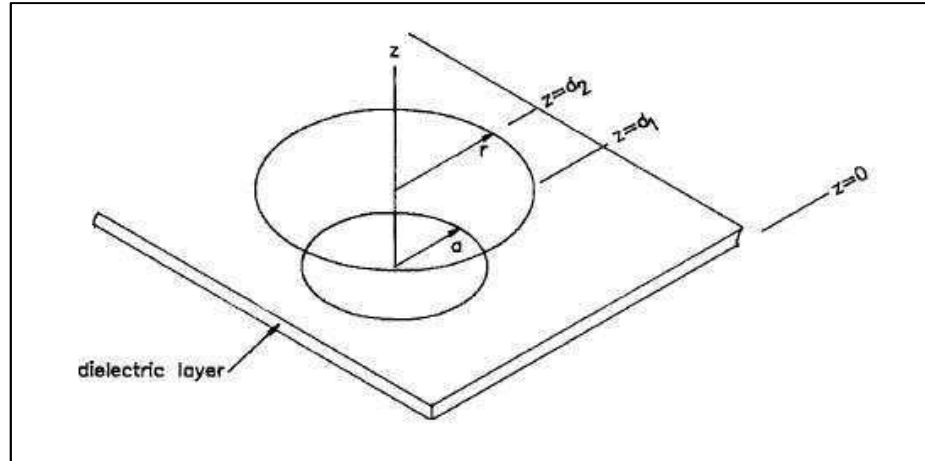


Fig. 3.12: Filamenti circolari concentrici sul substrato

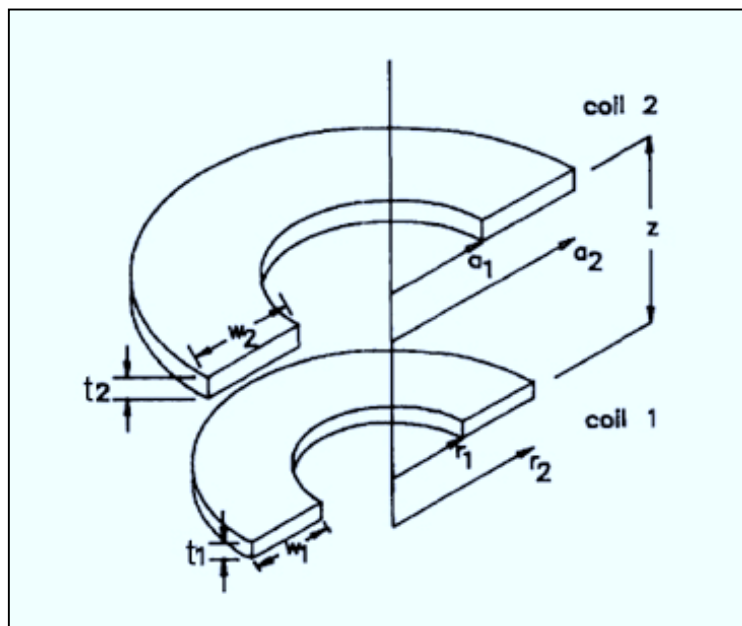


Fig. 3.13: Schematizzazione di due piste circolari concentriche di sezione finita

Quando però, come nel dispositivo oggetto di studio, non è possibile semplificare il sistema riconducendolo al caso filiforme, perché non è possibile

trascurare nessuna delle dimensioni geometriche caratteristiche del conduttore (Fig. 3.12), è necessario utilizzare l'equazione (3.17) che permette di calcolare la mutua induttanza M_{ij} tra due spire concentriche di sezione trasversale rettangolare, in cui i e j vanno da 1 a n :

$$M_{ij} = \frac{\mu_o \pi}{t_1 t_2 \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right) \ln\left(\frac{a_2}{a_1}\right)} \int_0^{\infty} S(kr_2, kr_1) S(ka_2, ka_1) Q(krt_1, kt_2) e^{-k|z|} dk \quad (3.17)$$

in cui:

$$\begin{aligned} S(kr_2, kr_1) &= \frac{J_0(kr_2) - J_0(kr_1)}{k} \\ S(ka_2, ka_1) &= \frac{J_0(ka_2) - J_0(ka_1)}{k} \end{aligned} \quad (3.18)$$

$$Q(kt_1, kt_2) = \begin{cases} \frac{2}{k^2} \left[\cosh \cosh k \frac{t_1+t_2}{2} - \cosh \cosh k \frac{t_1-t_2}{2} \right] & \text{dove } z > \frac{t_1+t_2}{2} \\ \frac{2}{k} \left(t + \frac{e^{-kt} - 1}{k} \right) & \text{dove } z = 0, t_1 = t_2 = t \end{cases} \quad (3.19)$$

dove:

J_0 = funzione di Bessel del primo tipo di ordine zero;

a_1 = raggio interno della i -esima spira;

a_2 = raggio esterno della i -esima spira;

$t_1 = t_2 = t$ spessore degli avvolgimenti;

$r_1 =$ raggio interno della j -esima spira;

$r_2 =$ raggio esterno della j -esima spira;

$z =$ distanza tra le spire.

Tale espressione è ottenuta integrando opportunamente sulla superficie trasversale del conduttore l'equazione che descrive il mutuo accoppiamento tra due circuiti filiformi concentrici. È importante notare che la densità di corrente non è uniformemente distribuita sulla sezione del conduttore poiché le linee di corrente che giacciono sulla parte interna della spira attraversano un percorso più corto, e quindi con resistenza inferiore, rispetto a quelle che transitano sulla parte esterna.

La mutua induttanza può essere ottenuta mediante l'eq. (3.20):

$$M = \sum_{j=1}^{n_p} \sum_{i=1}^{n_s} M_{ij} \quad (3.20)$$

Mentre le auto induttanze possono essere calcolate con le seguenti equazioni:

$$L_1 = \sum_{j=1}^{n_p} \sum_{i=1}^{n_p} M_{ij} \equiv L_2 = \sum_{j=1}^{n_s} \sum_{i=1}^{n_s} M_{ij} \quad (3.21)$$

Grazie alla simmetria geometrica del dispositivo le due autoinduttanze saranno uguali tra loro.

La stima dei parametri induttivi dipende dal calcolo della mutua induttanza M_{ij} mediante l'eq. (3.17) il quale, nel caso della geometria oggetto di studio, deve essere effettuato per via numerica con considerevoli tempi di calcolo.

Un'alternativa a tale soluzione è proposta nella stessa pubblicazione [31] nella quale, sfruttando le particolari caratteristiche geometriche delle piste dei circuiti stampati che presentano spessore trascurabile rispetto alla larghezza, è possibile calcolare la mutua induttanza riconducendola a quella tra due conduttori filiformi posti ad una opportuna distanza. In definitiva, quindi, è necessario individuare gli appropriati valori dei tre parametri geometrici: a , r e z presenti nelle equazioni (3.15) e (3.16).

Per poter calcolare tali parametri geometrici è necessario introdurre le definizioni di media geometrica GM e distanza media geometrica GMD.

Considerando due sezioni di forma rettangolare (lo stesso vale anche per sezioni di forma qualsiasi) è possibile selezionare "n" coppie di punti P e Q , appartenenti rispettivamente alle due diverse superfici, posti ad una certa distanza r (v. Fig. 3.14).

Mentre la distanza media aritmetica tra le due superfici si calcola dividendo per n la somma delle distanze tra le n coppie di punti, la distanza media geometrica

GMD si calcola dividendo per n la somma dei logaritmi delle distanze tra le n coppie di punti appartenenti alle due superfici.

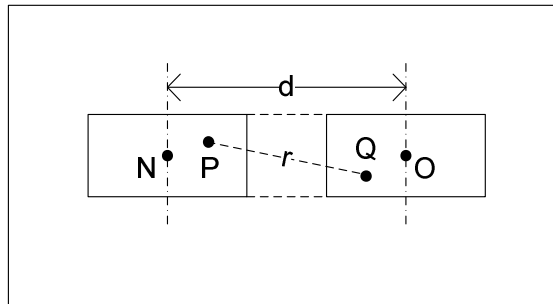


Fig. 3.14: Sezioni trasversali, schema per il calcolo della GMD

Chiaramente all'aumentare del numero di coppie selezionate aumenta la precisione con la quale si calcola sia la distanza media aritmetica che quella geometrica.

La GMD per la determinazione delle auto induttanze può essere calcolata, con buona approssimazione, mediante la seguente equazione:

$$GMD \approx 0.2235(t + w) \quad (3.22)$$

In riferimento alla Fig. 3.13, in cui sono rappresentate spire con larghezza finita, è possibile determinare il valore della media geometrica GM calcolando la radice quadrata del prodotto tra il raggio esterno ed il raggio interno della spira:

$$r_{GM} = \sqrt{r_1 r_2} \quad (3.23)$$

Osservando la Fig. 3.15 in cui è mostrata la sezione trasversale di una double CPSW ed, in particolare, esaminando i quattro conduttori indicati con i numeri 1, 2, 3 e 4, che permettono di rappresentare tutti i generici casi di accoppiamento induttivo presenti nel dispositivo, è possibile distinguere tre diversi casi: calcolo delle auto induttanze, calcolo delle mutue induttanze tra spire poste su piani diversi, calcolo delle mutue induttanze tra spire che giacciono sullo stesso piano.

Di seguito sono esposti i tre modi di operare per il calcolo delle componenti induttive presenti nei tre casi summenzionati.

- 1) *Auto-induttanza L_1* : si sostituisce a z il valore della GMD (distanza media geometrica) della spira stessa (3.22). Il conduttore filiforme è posizionato nel punto individuato dalla GM della sezione trasversale (3.23).
- 2) *Mutua-induttanza M_{12} , M_{13} (cioè per $z \neq 0$)*: si sostituisce z con la GMD tra le due sezioni. Il conduttore filiforme è ubicato nel punto individuato mediante la GM della sezione trasversale di ogni spira.
- 3) *Mutua-induttanza M_{14} (cioè per $z=0$)*: In questo caso la sostituzione del conduttore massiccio con un solo filamento non è più sufficiente ma è necessario posizionare opportunamente due conduttori per ogni sezione: si può utilizzare il c.d. "Lyle's Method".

$$r_{1,2} = R \left(1 + \frac{t^2}{24R^2} \right) \pm \sqrt{\frac{w^2 - t^2}{12}} \quad (3.24)$$

dove R è considerato alla GM della sezione trasversale.

Ciascuna delle due sezioni è caratterizzata, pertanto, da due conduttori ognuno dei quali attraversato da metà della corrente totale della spira. La mutua induttanza tra le due spire può essere calcolata effettuando la media aritmetica delle mutue induttanze individuate tra i quattro filamenti equivalenti:

$$M_{14} = (M_{ac} + M_{ad} + M_{bc} + M_{bd}) / 4 \quad (3.25)$$

I pedici a e b si riferiscono ai filamenti della sezione trasversale del conduttore 1 e i pedici c e d ai filamenti della sezione 4.

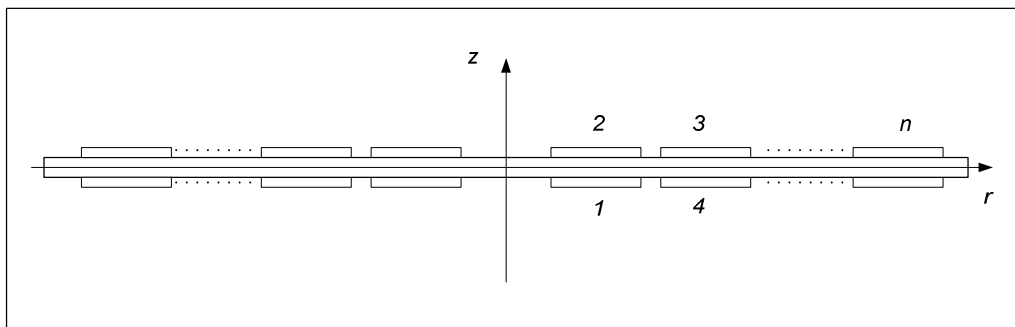


Fig. 3.15: Sezione trasversale di una double CPSW

Il coefficiente di mutuo accoppiamento tra i due circuiti può essere ricavato come:

$$k_1 = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (3.26)$$

In [24] è riportata la formula (3.27) di seguito espressa utile a ricavare le auto induttanze L_1 e L_2 dei due avvolgimenti:

$$L_1 \equiv L_2 = \frac{\mu_0 n^2 d_{avg} c_1}{2} \left(\ln \left(\frac{c_2}{\Delta} \right) + c_3 \Delta + c_4 \Delta^2 \right) \quad (3.27)$$

in cui:

$$d_{avg} = 0.5 (d_{out} + d_{in}) \quad (3.28)$$

$$\Delta = \frac{d_{out} - d_{in}}{d_{out} + d_{in}} \quad (3.29)$$

Scegliendo opportunamente i coefficienti c_1 , c_2 , c_3 e c_4 (Tab. 3.1) in base alla forma geometrica delle spire degli avvolgimenti, l'eq. (3.27) fornisce risultati con precisione accettabile mantenendo le prerogative di semplicità.

Tab.3.1: Coefficienti geometrici per il calcolo dell'induttanza

Forma spirale	C1	C2	C3	C4
Quadrata	1.27	2.07	0.18	0.13
Esagonale	1.09	2.23	0	0.17
Ottagonale	1.07	2.29	0	0.19
Circolare	1	2.46	0	0.2

3.4.4 Resistenza

La resistenza elettrica che caratterizza un qualsiasi materiale conduttore è influenzata da diversi fattori quali le dimensioni geometriche, la tipologia di materiale conduttore, la temperatura e la frequenza della corrente.

La relazione che lega la resistenza ai parametri geometrici e alla tipologia del materiale è caratterizzata dalla seconda legge di Ohm (3.30).

$$r_{LF} = r_{dc} = \frac{l}{\sigma wt} \quad (3.30)$$

Dove:

σ è la conducibilità elettrica del conduttore;

l è la lunghezza della pista;

w è la larghezza della pista;

t è l'altezza della pista.

La dipendenza dalla temperatura è di tipo lineare per la maggior parte dei materiali conduttori ma è comunque nota. La dipendenza dalla frequenza, invece non è di semplice caratterizzazione poiché è influenzata,

fondamentalmente, da due effetti differenti: l'effetto pelle e l'effetto di prossimità.

Il primo effetto determina un addensamento della corrente in prossimità della superficie esterna dei conduttori creando una distribuzione della corrente "pellicolare". Tale fenomeno è dovuto all'auto induzione che il flusso di corrente inevitabilmente genera e che tende a svuotare il centro del conduttore causando un incremento di resistenza.

Il secondo, invece, causa un addensamento o uno svuotamento di cariche da una parte piuttosto che dall'altra della sezione trasversale del conduttore a causa dell'induzione generata dalla corrente che attraversa conduttori prossimi a quello di cui si vuole valutare la resistenza.

Nel caso di corrente continua o di corrente alternata a bassa frequenza gli effetti dell'induzione sono assenti o trascurabili, ma con l'aumentare della frequenza l'induzione diventa importante e la resistenza viene fortemente influenzata.

Il calcolo della resistenza caratterizzata dal solo effetto pelle può essere eseguito, con una certa approssimazione, supponendo che gran parte della corrente si addensi in uno strato spesso δ (profondità di penetrazione) in prossimità della superficie esterna del conduttore.

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \sigma \mu}} \quad (3.31)$$

dove:

σ è la conducibilità del conduttore utilizzato.

μ è la permeabilità magnetica del mezzo (si ricorda che per un mezzo conduttore $\mu = \mu_0$)

Utilizzando sempre la seconda legge di Ohm si ottiene:

$$r_{HF} = \frac{l}{\sigma(2\delta w + 2\delta t)} \quad (3.32)$$

Nel caso in cui $t \ll w$ si ottiene:

$$r_{HF} = \frac{l}{2\sigma\delta w} \quad (3.33)$$

Un valore più accurato può essere ottenuto considerando anziché una distribuzione uniforme della corrente sulla corona esterna, una distribuzione di tipo esponenziale [24].

L'espressione della resistenza diventa dunque:

$$\frac{R}{l} = \frac{1}{w\sigma\delta(1 - e^{-t/\delta})} \quad (3.34)$$

Tali espressioni, anche se in maniera approssimata, permettono di tenere conto dell'effetto pelle ma non sono adeguate per determinare correttamente la resistenza di un conduttore posto in prossimità di altri conduttori percorsi da corrente poiché non permettono di considerare l'effetto di prossimità.

Spesso, a priori, non si riesce ad ottenere il corretto valore di resistenza al variare della frequenza e si deve ricorrere a metodi di "fitting" che si basano sull'estrazione del valore della resistenza mediante misure sperimentali effettuate su prototipi [18].

3.4.3 Conclusioni

L'utilizzo di metodi analitici per il calcolo dei parametri, come sottolineato in precedenza, presenta alcune criticità soprattutto per la stima della resistenza e delle capacità.

Nel presente lavoro di tesi viene proposto un metodo alternativo basato sull'analisi ad elementi finiti (FEM) che consente di svincolarsi sia dall'utilizzo di modelli circuitali a parametri concentrati che dall'impiego di tecniche analitiche per la stima dei parametri.

Il metodo degli elementi finiti

4.1 Generalità

Il FEM (Finite Element Method) è una delle più diffuse tecniche numeriche che permette di ottenere soluzioni approssimate di problemi descritti da equazioni differenziali alle derivate parziali.

Originariamente il FEM fu sviluppato da ingegneri per il calcolo meccanico di elementi strutturali. Oggi è ampiamente utilizzato in molteplici ambiti sia del mondo scientifico che dell'industria per effettuare modellizzazioni puntuali di diversi fenomeni in ambito elettromagnetico, strutturale, fluidodinamico, termico ed anche problemi c.d. "multifisica" in cui bisogna risolvere sistemi di equazioni differenziali accoppiati.

È possibile suddividere il FEM in tre fasi principali.

La prima fase è costituita dalla suddivisione del dominio del problema in sottodomini chiamati *elementi finiti*. In caso di problemi bidimensionali gli elementi finiti sono, di solito, triangoli o quadrangoli, analogamente, nel caso tridimensionale sono tetraedri o parallelepipedi. Grazie alla loro migliore adattabilità i triangoli ed i tetraedri sono utilizzati più frequentemente. L'insieme costituito dalla totalità di tutti questi elementi è chiamata “mesh”.

La seconda fase è la traduzione del BVP in un sistema di equazioni lineari algebriche; i due modi più comuni per ottenere questo sistema sono la minimizzazione di un funzionale, generalmente rappresentato dall'energia del sistema, relativo al BVP e i metodi variazionali come il metodo dei residui pesati di *Galerkin*.

In ogni elemento finito, la soluzione (per es. la variabile elettromagnetica) è approssimata da una serie di semplici funzioni chiamate *funzioni di forma o di base*, associate ai gradi di libertà (DOF – degrees of freedom) del problema. I gradi di libertà sono spesso geometricamente associati sia con i vertici sia con i punti interni all'elemento finito chiamati *nodi*. Infine le equazioni dei diversi elementi vengono assemblate in un sistema globale di equazioni lineari algebriche, risolto il quale, nella terza fase, detta di “post-processing”, viene effettuata l'elaborazione e l'interpretazione dei risultati della soluzione del sistema di equazioni.

La natura ripetitiva del processo di creazione del sistema di equazioni lineari algebriche e la necessità di risolvere tale sistema mediante un solutore numerico, si presta particolarmente all'implementazione al calcolatore ed, in effetti, parte del successo di tale metodo è dovuto al contemporaneo sviluppo nel campo della scienza informatica che consente di disporre di una potenza di calcolo sempre maggiore a costi contenuti.

4.2 Il FEM e l'elettromagnetismo

In questo paragrafo verranno illustrati alcuni aspetti applicato in problemi di campo elettromagnetico.

Nei problemi scalari il campo incognito è calcolato nei *nodi* e la funzione incognita approssimata è ottenuta interpolando i valori nodali mediante funzioni di forma scalari $\alpha(\vec{r})$.

Il campo variabile V in ogni punto di un elemento finito può essere espresso come:

$$V(\vec{r}) = \sum_{i=1}^N V_i \alpha_i(\vec{r}) \quad (4.1)$$

Dove:

- N è il numero di nodi dell'elemento
- V_i è il valore di V al nodo i .

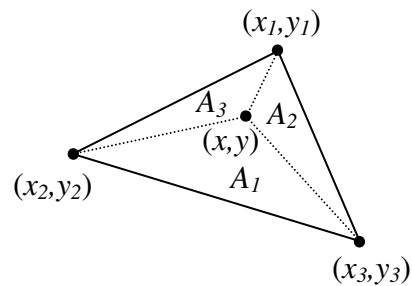


Fig. 4.1: Elemento finito triangolare

Considerando il caso bidimensionale, in un qualsiasi punto $\vec{r} = (x, y)$ interno all'elemento triangolare (Fig. 4.1) la funzione di forma $\alpha_i(\vec{r})$ lineare è definita come:

$$\alpha_i(\vec{r}) = \frac{A_i}{A} \quad (4.2)$$

Dove A_i è l'area di una sezione dell'elemento e A è l'area dell'elemento.

Considerando $i=1,2,3$ A_i ed A possono essere calcolate come di seguito espresso:

$$A_i = \frac{1}{2} \begin{vmatrix} 1 & x & y \\ 1 & x_{i+1} & y_{i+1} \\ 1 & x_{i+2} & y_{i+2} \end{vmatrix} \quad (4.3)$$

$$A = \frac{1}{2} \begin{vmatrix} 1 & x_i & y_i \\ 1 & x_{i+1} & y_{i+1} \\ 1 & x_{i+2} & y_{i+2} \end{vmatrix} \quad (4.4)$$

Le funzioni $\alpha_i(\vec{r})$ sono dette Lagrangiane e soddisfano le seguenti relazioni:

$$\sum_{i=1}^3 \alpha_i(\vec{r}) = 1 \quad (4.5)$$

$$\alpha_i(\vec{r}_j) = \begin{cases} 1 & \text{se } i = j \\ 0 & \text{se } i \neq j \end{cases} \quad (4.6)$$

Per i problemi tridimensionali nel dominio del tempo o della frequenza, è generalmente necessario impiegare una variabile vettoriale. Con tale variabile è possibile scrivere l'espressione (4.7) che usa la stessa funzione di forma presente in (4.1):

$$\vec{U}(\vec{r}) = \sum_{i=1}^N \vec{U}_i \alpha_i(\vec{r}) \quad (4.7)$$

dove \vec{U}_i rappresenta il vettore nodale incognito nel nodo i che equivale a dire $3N$ coefficienti scalari.

L'equazione (4.7) può essere utilizzata soltanto se la variabile vettoriale incognita è continua in tutto l'intero dominio del problema come nel caso del

potenziale vettore \vec{A} quando è impiegato per la soluzione di problemi eddy current.

Infatti, se si considera una regione caratterizzata da materiali con proprietà fisiche non omogenee nella quale si vuole calcolare il vettore campo elettrico \vec{E} o il vettore campo magnetico \vec{H} , la componente normale di tali vettori sarà discontinua all'interfaccia tra i diversi materiali.

Analogamente, se nella stessa regione si vogliono determinare i vettori \vec{D} o \vec{B} , sarà la componente tangenziale ad essere discontinua all'interfaccia.

In questi casi la (4.7) è inappropriata e deve essere utilizzata un'espressione che tenga conto di queste discontinuità.

Di seguito è riportata l'equazione (4.8) che fa uso della funzione vettoriale \vec{t} :

$$\vec{U}(\vec{r}) = \sum_{i=1}^N U_i \vec{t}_i(\vec{r}) \quad (4.8)$$

Definita all'interno dell'elemento finito, e dove ogni \vec{t}_i presenta continuità della componente tangenziale e non della componente normale all'interfaccia tra due elementi.

Considerando una mesh 3D costituita da elementi di forma tetraedrica (Fig. 4.2), è possibile associare una funzione di forma vettoriale \vec{t}_i per ogni spigolo di ciascun tetraedro.

Effettuando il prodotto scalare tra la funzione $\vec{\tau}_i$ costante ed il vettore che giace lungo lo spigolo del tetraedro \vec{e}_i con $i=1,\dots,6$ si ottiene la seguente relazione:

$$\vec{e}_i \cdot \vec{\tau}_j = \delta_{ij} \quad (4.9)$$

Dove δ_{ij} è il simbolo di Kronecker.

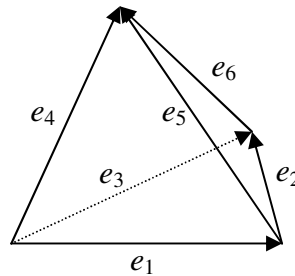


Fig. 4.2: Elementi di spigolo di tetraedri

Se per ogni elemento di forma tetraedrica si rappresenta la funzione \vec{U} mediante la funzione $\vec{\tau}_i$ si ottiene:

$$\vec{U}(\vec{r}) = \sum_{i=1}^6 U_i \vec{\tau}_i(\vec{r}) \quad (4.10)$$

L'integrale lineare di \vec{U} lungo lo spigolo del tetraedro \vec{e}_i è:

$$\int_{\vec{e}_i} \vec{U}(\vec{r}) \cdot d\vec{r} = U_i L_i \quad (4.11)$$

Essendo L_i la lunghezza dello spigolo dell'elemento, mentre, l'integrale di linea calcolato lungo un percorso costituito da spigoli contigui di tetraedri è la somma algebrica dei prodotti tra i coefficienti U_i le lunghezze L_i .

4.3 Le equazioni del campo elettromagnetico

Di seguito sono riportate le equazioni di Maxwell che governano i campi elettromagnetici, scritte nel dominio del tempo.

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (4.12)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (4.13)$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (4.14)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (4.15)$$

Dove:

\vec{D} è l'induzione elettrica

\vec{B} è l'induzione magnetica

\vec{E} è il campo elettrico

\vec{H} è il campo magnetico

ρ è la carica elettrica libera

\vec{J} è la densità di corrente elettrica.

I vettori induzione elettrica e magnetica sono funzioni dei rispettivi campi come indicato nelle seguenti relazioni costitutive che, nelle ipotesi semplificative di mezzi isotropi, lineari e non dispersivi, valgono:

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \quad (4.16)$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (4.17)$$

Dove ε e μ sono rispettivamente la permeabilità elettrica e magnetica.

La densità di corrente \vec{J} è legata al campo elettrico \vec{E} ed alla corrente sorgente \vec{J}_S dalla seguente equazione:

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} + \vec{J}_S \quad (4.18)$$

Dove σ è la conduttività del materiale.

Applicando la divergenza ad entrambi i lati di (4.15) si ottiene l'equazione della continuità data da:

$$\nabla \cdot \left(\vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right) = 0 \quad (4.19)$$

A partire dalle equazioni di Maxwell e dalle equazioni costitutive è possibile ricavare diverse formulazioni per la risoluzione dei problemi, basate su campi o potenziali, con una o più variabili incognite. In ogni caso, inoltre, è necessario imporre le condizioni al contorno (Dirichlet o Neumann) sulla superficie del dominio in cui deve essere risolto il problema di campo elettromagnetico: poiché, solitamente, le superfici al contorno coincidono con superfici di separazione tra mezzi diversi, le condizioni al contorno si impongono tenendo conto delle equazioni dei campi all'interfaccia fra due mezzi con proprietà fisiche diverse.

4.3.1 Le equazioni del campo elettromagnetico quasistazionario

Considerando trascurabile la variazione temporale dell'induzione elettromagnetica $\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$ (caso quasi statico) le equazioni di Maxwell si riducono a:

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (4.12)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (4.13)$$

$$\nabla \times \vec{E} = 0 \quad (4.20)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (4.15)$$

L'irrotazionalità del campo elettrico (eq. 4.20) implica la seguente equazione:

$$\vec{E} = -\nabla V \quad (4.21)$$

Dove V è il potenziale scalare elettrico.

Supponendo che 1 e 2 siano due materiali con proprietà differenti, le equazioni all'interfaccia sono:

$$E_{t1} - E_{t2} = 0 \quad (4.22)$$

$$D_{n1} - D_{n2} = \rho_S \quad (4.23)$$

$$J_{n1} + \frac{\partial D_{n1}}{\partial t} = J_{n2} + \frac{\partial D_{n2}}{\partial t} \quad (4.24)$$

Dove:

E_{t1} e E_{t2} sono le componenti tangenziali di \vec{E} su entrambi i lati all'interfaccia

J_{n1} e J_{n2} sono le componenti normali di \vec{J} su entrambi i lati all'interfaccia

D_{n1} e D_{n2} sono le componenti normali di \vec{D} su entrambi i lati all'interfaccia

ρ_S è la densità di carica superficiale

Sia nell'analisi elettrica quasi statica che nell'analisi elettrostatica viene applicata la formulazione del potenziale scalare elettrico.

4.3.1.1 Analisi elettrica quasistatica

Sostituendo le equazioni (4.16), (4.18) e (4.21) nell'equazione della continuità (4.19) si ottiene l'equazione (4.25) che governa il campo elettrico quasistazionario (EQS):

$$\nabla \cdot \left(\sigma \nabla V + \varepsilon \nabla \frac{\partial V}{\partial t} \right) = 0 \quad (4.25)$$

Nel caso di funzionamento a regime stazionario si può trascurare la variazione temporale del potenziale scalare elettrico e la (4.25) si riduce all'equazione di Laplace:

$$\nabla \cdot (\sigma \nabla V) = 0 \quad (4.26)$$

Nel caso di analisi di campo elettrico a regime tempo armonico si ottiene:

$$-\nabla \cdot (\varepsilon \nabla V) + \frac{j}{\omega} \nabla \cdot (\sigma \nabla V) = 0 \quad (4.27)$$

Dove j è l'operatore immaginario $j = \sqrt{-1}$ e ω è la pulsazione angolare.

4.3.1.2 Analisi Elettrostatica

Il caso elettrostatico si basa sulla equazione di Poisson (4.28) che si ottiene dalla (4.12) alla quale si accoppia l'equazione costitutiva (4.16) e l'eq. (4.21).

$$\nabla \cdot (\varepsilon \nabla V) = \rho \quad (4.28)$$

4.3.1.3 Analisi magnetica quasistatica

Nel caso magnetico quasi statico (MQS), in cui la variazione temporale dell'induzione elettrica $\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$ nelle equazioni di Maxwell è trascurabile rispetto alla densità di corrente \vec{j} , le equazioni di campo diventano:

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (4.12)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (4.13)$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (4.14)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{j} \quad (4.29)$$

Dalla (4.29) l'equazione della continuità diventa:

$$\nabla \cdot \vec{j} = 0 \quad (4.30)$$

Le leggi che governano i campi vettori in materiali aventi caratteristiche fisiche discontinue derivano dalla forma integrale delle equazioni di Maxwell.

Supponendo che i pedici 1 e 2 siano riferiti a due materiali con proprietà differenti, le equazioni all'interfaccia sono:

$$(\vec{B}_2 - \vec{B}_1) \cdot \hat{n} = 0 \quad (4.31)$$

$$(\vec{D}_2 - \vec{D}_1) \cdot \hat{n} = \rho_S \quad (4.32)$$

$$(\vec{H}_2 - \vec{H}_1) \times \hat{n} = \vec{K}_S \quad (4.33)$$

$$(\vec{E}_2 - \vec{E}_1) \times \hat{n} = 0 \quad (4.34)$$

dove \vec{K}_S è la densità di corrente superficiale.

Poiché la divergenza dell'induzione magnetica è nulla (4.13), è possibile definire un vettore \vec{A} (potenziale vettore magnetico) che soddisfa la seguente relazione:

$$\vec{B} = \nabla \times \vec{A} \quad (4.35)$$

Con

$$\vec{E} = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \nabla V \quad (4.36)$$

Le equazioni di campo in termini di \vec{A} e V sono:

$$\nabla \times \frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} + \sigma \left(\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \nabla V \right) = \vec{J}_S \quad (4.37)$$

$$\nabla \cdot \sigma \left(\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \nabla V \right) = 0 \quad (4.38)$$

Nella regione del dominio dove $\sigma = 0$ e $\nabla \times \vec{H} = \vec{J}_S$ l'equazione (4.13)

diventa:

$$\nabla \cdot \mu \nabla \phi = 0 \quad (4.39)$$

Dove ϕ è il potenziale scalare magnetico definito, per un data sorgente di campo \vec{H}_S , da:

$$\vec{H} = \vec{H}_S - \nabla \phi \quad (4.40)$$

All'interno del conduttore la (4.30) implica:

$$-\sigma \left(\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \nabla V \right) \cdot \hat{n} = 0 \quad (4.41)$$

Quindi:

$$\frac{\partial \vec{A}_n}{\partial t} + \frac{\partial V}{\partial \hat{n}} = 0 \quad (4.42)$$

sulla superficie del conduttore all'interfaccia attraverso la quale la conduttività cambia da σ_1 e σ_2 , la (4.30) implica:

$$\sigma_1 \left(\frac{\partial \vec{A}_1}{\partial t} + \nabla V_1 \right) \cdot \hat{n} = \sigma_2 \left(\frac{\partial \vec{A}_2}{\partial t} + \nabla V_2 \right) \cdot \hat{n} \quad (4.43)$$

Le equazioni (4.37) e (4.38) non sono sufficienti per risolvere il problema di campo. Il teorema di Helmholtz stabilisce che un campo vettoriale può essere determinato conoscendo il suo rotore e la sua divergenza. Per garantire l'unicità di \vec{A} è necessario specificarne la divergenza (gauge).

Tale valore può essere scelto tra molteplici valori senza modificare le caratteristiche del problema fisico, tuttavia, una scelta opportuna di tale valore permette di semplificare le equazioni del sistema risolvibile.

Nel caso stazionario e quasi stazionario, la scelta più conveniente è la gauge di Coulomb:

$$\nabla \cdot \vec{A} = 0 \quad (4.44)$$

Le equazioni (4.37) e (4.38) possono essere riscritte come:

$$\nabla \times \frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} - \nabla \frac{1}{\mu} \nabla \cdot \vec{A} = -\sigma \left(\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \nabla V \right) \quad (4.45)$$

$$\nabla \cdot \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \nabla \cdot \sigma \nabla V = 0 \quad (4.46)$$

4.4 Sistema risolvibile FEM

Avendo approssimato la funzione incognita V tramite la (4.1), la condizione di stazionarietà del funzionale $F(V)$ si ottiene imponendo:

$$\frac{\partial F}{\partial v_i} = 0 \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (4.47)$$

dove N è il numero di nodi in cui non sono imposte condizioni di tipo Dirichlet. Poiché i funzionali di interesse pratico hanno espressione approssimata quadratica nelle v_i , l'insieme delle equazioni (4.47) scritte per ogni elemento costituisce un sistema algebrico lineare. I sistemi di equazioni così ricavati per ogni singolo elemento vengono poi assemblati per tutto il dominio continuo discretizzato, imponendo condizioni di congruenza nei nodi di interconnessione fra i vari elementi finiti e tenendo conto delle condizioni al contorno definite per il problema in esame.

Il sistema in tal modo ottenuto può essere espresso in forma matriciale:

$$[A][X]=[B] \quad (4.48)$$

dove $[A]$ è la matrice dei coefficienti, quadrata e simmetrica, $[X]$ è il vettore dei valori nodali incogniti e $[B]$ è il vettore dei termini noti.

Il sistema (4.48) viene poi risolto rispetto ai valori nodali incogniti attraverso l'utilizzo di opportuni algoritmi di risoluzione. Una volta noti i valori nodali, il calcolo mediante la (4.1) della funzione incognita approssimata è immediato ed i dati così ottenuti possono essere ulteriormente elaborati per ottenere le grandezze di restituzione desiderate.

4.5 Il FEM per problemi in domini illimitati

Problemi elettromagnetici pratici possono richiedere di determinare i campi in domini infiniti. Per sua natura, il FEM non può essere impiegato per risolvere problemi di dominio senza un contorno chiuso.

Il metodo più immediato per ovviare a tale problema è quello di troncare il dominio, e di conseguenza la mesh, mediante un contorno chiuso, posto ad una distanza dalla sorgente interna tale da poter ritenere nulli i campi su di esso.

Generalmente, troncare il dominio introduce errori non trascurabili nella soluzione e richiede notevoli risorse computazionali.

Per risolvere tali problematiche è necessario accoppiare al FEM una metodologia che permetta di calcolare il problema di campo esterno.

In letteratura esistono diverse tecniche sia per problemi a bassa che ad alta frequenza con diversi gradi di accuratezza e di risorse computazionali necessarie. Alcuni esempi sono: metodo ballooning, trasformazione di coordinate, elementi infiniti, PML (Perfectly Matched Method) e metodi ibridi come il FEM/BEM (Boundary Element Method) [32] [33].

4.6 Software FEM

L'interesse per l'utilizzo del FEM per la soluzione di problemi di campo elettromagnetico in applicazioni pratiche è testimoniato dall'ampia varietà di software ad elementi finiti sviluppati sia in ambito accademico [34] che commerciale [35][36].

Uno dei software più utilizzati per effettuare l'analisi di campi elettrici e magnetici a bassa frequenza è il modulo EMAG del software multifisico ANSYS.

Esso permette di effettuare diverse tipologie di analisi: statica, tempo-armonica e in transitorio sia di strutture 2D, con simmetria assiale o traslazionale, sia di strutture 3D.

Il software consente di impostare vari problemi sia mediante l'impiego di un'interfaccia grafica sia mediante l'utilizzo di opportuni script redatti in APDL (Ansys Parametric Design Language). Le formulazioni disponibili sono diverse

e vengono utilizzate a seconda del tipo di analisi da effettuare, dei materiali impiegati e dei fenomeni fisici da valutare.

Tra le opzioni disponibili per l'analisi elettromagnetica a bassa frequenza vi è quella di utilizzare l'accoppiamento tra elementi finiti del dominio discreto ed elementi circuitali con cui è possibile alimentare i conduttori applicando generatori di tensione o costituire circuiti collegando componenti elettrici a parametri concentrati a nodi del reticolo FEM.

Nella fase di postprocessamento Ansys Emag offre anche la possibilità di utilizzare delle macro, tramite le quali si possono determinare grandezze di interesse, in particolare la macro CMATRIX è stata utilizzata nel presente studio per definire la matrice delle capacità del sistema.

4.6.1 Calcolo della matrice delle capacità

Uno dei principali obiettivi dell'analisi elettrostatica è il calcolo delle capacità del sistema. Per sistemi multiconduttori ciò significa calcolare tutte le auto e le mutue capacità presenti.

La macro CMATRIX, basandosi sul principio dell'energia, permette di calcolare sia la matrice delle capacità verso terra sia la matrice delle capacità "lumped" (a parametri concentrati) presenti tra i diversi conduttori.

L'energia elettrostatica immagazzinata in un sistema costituito da tre elettrodi (di cui uno costituisce l'elettrodo di terra) può essere scritta come:

$$W = \frac{1}{2} C_{11}^g V_1^2 + \frac{1}{2} C_{22}^g V_2^2 + \frac{1}{2} C_{12}^g V_1 V_2 \quad (4.47)$$

Dove:

W è l'energia elettrostatica del sistema di conduttori

V_1 è il potenziale elettrico del conduttore 1 rispetto l'elettrodo di terra

V_2 è il potenziale elettrico del conduttore 2 rispetto l'elettrodo di terra

C_{11}^g è l'auto capacità verso terra del conduttore 1

C_{22}^g è l'auto capacità verso terra del conduttore 2

C_{12}^g è la mutua capacità tra i due conduttori

Applicando un potenziale noto a ciascuno dei due elettrodi, i coefficienti della matrice delle capacità verso terra possono essere ricavati dall'energia elettrostatica immagazzinata.

La carica sui conduttori vale:

$$Q_1 = C_{11}^g V_1 + C_{12}^g V_2 \quad (4.48)$$

$$Q_2 = C_{12}^g V_1 + C_{22}^g V_2 \quad (4.49)$$

Dove:

Q_1 è la carica dell'elettrodo 1

Q_2 è la carica dell'elettrodo 2

La carica può essere espressa anche in termini di differenza di potenziale (v.

Fig. 4.3):

$$Q_1 = C_{11}^l V_1 + C_{12}^l (V_1 - V_2) \quad (4.50)$$

$$Q_2 = C_{22}^l V_2 + C_{12}^l (V_1 - V_2) \quad (4.51)$$

Dove:

C_{11}^l è l'auto capacità "lumped" del conduttore 1

C_{22}^l è l'auto capacità "lumped" del conduttore 2

C_{12}^l è la mutua capacità "lumped" tra i due conduttori

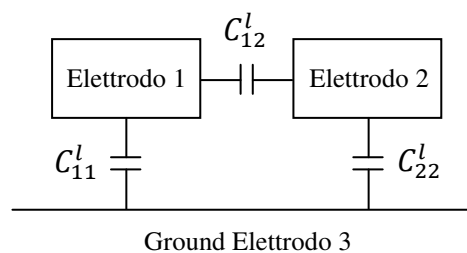


Fig. 4.3: Capacità a parametri concentrati di un sistema di due elettrodi ed uno di terra

In qualche caso uno degli elettrodi, per esempio l'elettrodo di terra, potrebbe essere posizionato molto lontano dagli altri. Questa situazione può essere modellizzata ponendo l'elettrodo di riferimento all'infinito. Ciò è utile, ad esempio, nel caso in cui il dominio sia illimitato: in tal caso, l'elettrodo di riferimento coinciderà con il contorno esterno degli "elementi infiniti" - che è la tecnica (tra quelle elencate nel §4.4) implementata nel modulo EMAG per trattare il dominio esterno nel caso di problemi di campo elettromagnetico quasistazionario definiti in domini aperti.

4.6.2 Elementi finiti accoppiati ad elementi circuitali elettrici

La formulazione del potenziale vettore magnetico illustrata in §4.3.1.3 richiede in ingresso la densità di corrente elettrica. Spesso, però, i dispositivi elettromagnetici industriali sono alimentati da generatori di tensione o da dispositivi elettrici.

A tal fine il software EMAG consente di simulare componenti circuitali lineari mediante l'impiego della libreria "CIRCU124" che contiene: resistori, capacitori, induttori, induttori mutuamente accoppiati, generatori indipendenti di tensione e di corrente, generatori pilotati di tensione e corrente.

A seconda della tipologia di sorgente utilizzata viene eseguita l'analisi corrispondente:

Sorgente		Analisi
DC	→	Statica
AC	→	Armonica
Variabile	→	In transitorio

Gli accoppiamenti presenti nel dispositivo da analizzare possono essere definiti come:

- “stranded coil”: un avvolgimento compatto costituito da diverse spire di filo conduttore;
- “massive conductor”: un conduttore massiccio in cui devono essere valutate le eddy current.

Sia l'avvolgimento compatto sia il conduttore massiccio possono essere alimentati direttamente da un generatore di tensione o di corrente ai quali sono collegati. In questo caso sia la corrente che la tensione nell'avvolgimento devono essere considerate incognite. La soluzione di questo tipo di problemi si ottiene risolvendo contemporaneamente le equazioni degli elementi finiti e le equazioni del circuito elettrico.

L'accoppiamento tra un componente elettrico ed il dominio elettromagnetico viene effettuato attraverso un nodo comune. Si seleziona un nodo dalla regione del conduttore del dominio elettromagnetico e lo si utilizza come terminale per il componente circuitale con cui deve essere accoppiato.

Nel caso specifico in cui si voglia accoppiare un componente circuitale ad un conduttore massiccio 2D a simmetria assiale, discretizzato con elementi finiti della libreria PLANE53, deve essere utilizzato l'elemento circuitale "2D Massive Conductor" della libreria CIRCU124 illustrato in Fig. 4.4.

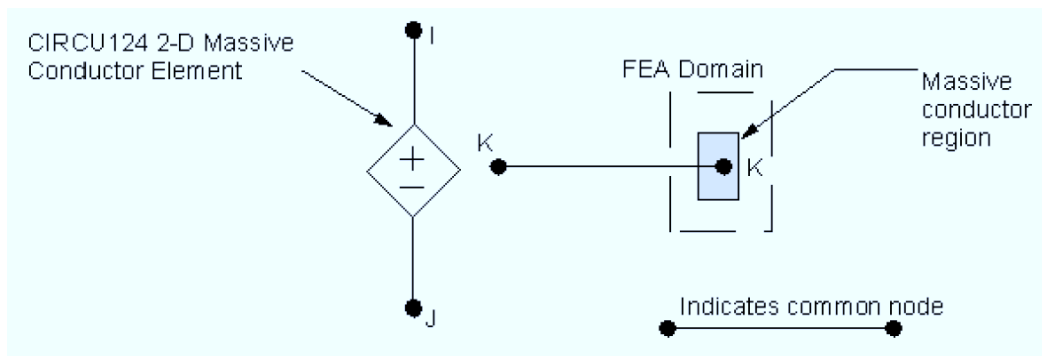


Fig. 4.4: 2D Massive Conductor Element

Tale elemento circuitale presenta tre nodi: I, J e K.

I due nodi I e J, nonostante siano definiti nel dominio FEM, sono "fittizi" poiché appartengono al dominio degli elementi circuitali; il nodo K, invece, è un nodo comune ad entrambi i domini sia degli elementi circuitali sia degli elementi finiti.

I gradi di libertà corrente e forza elettromotrice, che rappresentano rispettivamente la corrente totale che fluisce attraverso il conduttore massiccio e la differenza di potenziale che si stabilisce alle due estremità dello stesso, sono accoppiati al dominio elettromagnetico tramite il circuito elettrico.

La procedura necessaria ad accoppiare una regione conduttrice del dominio elettromagnetico al componente massive conductor consiste in 4 fasi:

1. creazione di un elemento circuitale 2D massive conductor;
2. creazione di un conduttore massiccio, discretizzato con elementi PLANE53, nel dominio elettromagnetico;
3. assegnazione del nodo "K" dell'elemento circuitale 2D Massive conductor ad uno dei nodi del conduttore massiccio del dominio degli elementi finiti;
4. selezione di tutti i nodi della regione del conduttore PLANE53 al fine di accoppiarne i gradi di libertà CURR ed EMF.

Dopo aver accoppiato un conduttore massiccio con un elemento circuitale è possibile connettere componenti circuitali a parametri concentrati al modello ad elementi finiti al fine di simulare la presenza di alimentazioni, carichi o, altresì, componenti circuitali discreti per tenere conto di effetti (reali o parassiti) non inclusi nella formulazione FEM.

L'algoritmo di ottimizzazione

5.1 Ottimizzazione matematica

Ottimizzazione significa ricercare una determinata combinazione di parametri (variabili indipendenti) che permetta di ottenere il migliore risultato con il minimo impiego di risorse.

L'ottimizzazione può essere intesa, quindi, come la procedura che consente di definire la combinazione di variabili, dette *variabili decisionali* o *di controllo*, che determina il valore massimo (o il valore minimo) di una data funzione, detta funzione *obiettivo*, soggetta a specifici *vincoli*.

Dal punto di vista matematico, un generico problema di ottimizzazione può essere rappresentato come:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Massimizzazione di } f(\mathbf{x}), \quad \mathbf{x} = (x_1, x_2, \dots, x_n)^T \\ \text{Soggetta a } \quad c_i(\mathbf{x}) = 0, \quad i = 1, 2, \dots, m' \\ \quad \quad \quad c_i(\mathbf{x}) \geq 0, \quad i = m' + 1, \dots, m \end{array} \right. \quad (5.1)$$

Dove:

$f(\mathbf{x})$ è la funzione *obiettivo*;

\mathbf{x} è il vettore colonna a n dimensioni di variabili indipendenti;

$c_i(\mathbf{x})$ è una funzione che fa parte dell'insieme delle funzioni di vincolo;

$c_i(\mathbf{x}) = 0$ è detta vincolo di uguaglianza (*equality constraint*);

$c_i(\mathbf{x}) \geq 0$ è detta vincolo di disuguaglianza (*inequality constraint*);

Tale tipologia di problema, che prevede un set di funzioni di vincolo $c_i(\mathbf{x})$, viene detto “*constrained optimization problem*”.

Esistono anche problemi di ottimizzazione in cui non son presenti funzioni di vincolo ed essi sono detti “*unconstrained optimization problem*”.

Generalmente, nei problemi di carattere ingegneristico esistono variabili di progettazione che non possono essere scelte arbitrariamente ma che devono soddisfare precisi vincoli. Tali variabili possono essere di due tipi: variabili con valore preassegnato e variabili decisionali.

Lo “spazio di ricerca” di un problema di ottimizzazione può essere inteso come l'insieme di tutti i vettori \boldsymbol{x} che caratterizza le diverse combinazioni delle variabili decisionali.

Il “punto di progetto” è rappresentato da ogni vettore \boldsymbol{x} che determina un punto (n -dimensionale) nello spazio di ricerca e che descrive un'accettabile o inaccettabile soluzione del problema.

Considerando un problema caratterizzato da un vincolo di disuguaglianza $c_i(\boldsymbol{x}) \geq 0$, l'insieme dei vettori \boldsymbol{x} che soddisfa la funzione $c_i(\boldsymbol{x}) = 0$ costituisce una ipersuperficie di dimensione $n - 1$ (dove n è il numero di parametri decisionali). Tale superficie dividerà lo spazio di ricerca in due regioni: una in cui la $c_i(\boldsymbol{x})$ sarà positiva e quindi la soluzione del problema sarà accettabile, ed una in cui $c_i(\boldsymbol{x})$ sarà negativa e la soluzione sarà inaccettabile.

L'unione di tutte le superfici di vincolo determina una regione dello spazio di ricerca in cui la soluzione del problema sarà accettabile. In questa regione viene ricercato il vettore di variabili decisionali \boldsymbol{x} che permette di ottenere la migliore funzione obiettivo.

La scelta della funzione obiettivo, determinata dalla natura del problema da ottimizzare, è una fase delicata e molto importante perché da essa dipende la corretta riuscita del processo di ottimizzazione.

I problemi in cui devono essere valutate più funzioni obiettivo, che soddisfino contemporaneamente i limiti fisici imposti, sono problemi di ottimizzazione vettoriale detti multi-obiettivo. Tali problemi possono essere ricondotti in un problema di ottimizzazione scalari raggruppando gli obiettivi in una funzione obiettivo globale costituita dalla combinazione lineare (eq. 5.2) di tutte le funzioni obiettivo del problema:

$$f(\mathbf{x}) = \alpha_1 f_1(\mathbf{x}) + \alpha_2 f_2(\mathbf{x}) + \dots + \alpha_m f_m(\mathbf{x}) \quad (5.2)$$

Dove i pesi $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m$ devono essere scelti opportunamente in base alla rilevanza che il progettista vuole assegnare ai diversi obiettivi. Inoltre, spesso, è di fondamentale importanza effettuare un'operazione di normalizzazione delle funzioni $f_1(\mathbf{x}), f_2(\mathbf{x}), \dots, f_m(\mathbf{x})$ per uniformarne il range di variazione, al fine di renderle confrontabili.

Il luogo dei punti di progetto \mathbf{x} che soddisfano la relazione:

$$f(\mathbf{x}) = C \quad (5.3)$$

Con C costante, determina una ipersuperficie nello spazio di ricerca. Al variare del valore della costante C si ottiene una famiglia di superfici che, tracciate insieme alle superfici di vincolo, permettono di definire con metodologie geometriche il punto di ottimo. Tale tecnica è valida, però, solo per problemi

che non superano le 3 dimensioni oltre le quali è difficile fornire una rappresentazione grafica delle superfici ricavate.

In letteratura sono disponibili numerosi algoritmi di ottimizzazione ma ciascuna famiglia di algoritmi è adeguata soltanto per la soluzione di una certa classe di problemi. È, pertanto, di fondamentale importanza riuscire ad individuare correttamente le caratteristiche del problema in modo da poter identificare l'appropriato algoritmo risolutivo da utilizzare.

I problemi di ottimizzazione possono essere classificati, a seconda delle proprietà che li caratterizzano, come indicato nella tabella 5.1:

Tab. 5.1: Classificazione dei Problemi di Ottimizzazione

CARATTERISTICA	PROPRIETÀ	CLASSIFICAZIONE
Numero delle variabili decisionali	Uno	<i>Univariate</i>
	Più di uno	<i>Multivariate</i>
Tipologie delle variabili decisionali	Numeri reali continui	<i>Continuous</i>
	Numeri interi	<i>Integer or Discrete</i>
	Entrambi numeri reali continui ed interi	<i>Mixed Integer</i>
	Permutazioni di interi	<i>Combinatorial</i>
Natura delle equazioni del problema	Funzioni lineari delle variabili decisionali	<i>Linear</i>
	Funzioni quadratiche delle variabili decisionali	<i>Quadratic</i>
	Funzioni non lineari delle variabili decisionali	<i>Nonlinear</i>
Formulazioni del problema	Soggetta a vincoli	<i>Constrained</i>
	Non soggetta a vincoli	<i>Unconstrained</i>
Numero di obiettivi	Uno	<i>Single-objective</i>
	Più di uno	<i>Multi-objective</i>

Lo scopo di dell'ottimizzazione è trovare l'ottimo globale \mathbf{x}^* di una funzione obiettivo $f(\mathbf{x})$.

Se si considera, ad esempio, un problema di minimizzazione si ha:

$$f(\mathbf{x}^*) \leq f(\mathbf{y}) \quad \forall \mathbf{y} \in V(\mathbf{x}), \mathbf{y} \neq \mathbf{x}^* \quad (5.4)$$

Dove $V(\mathbf{x})$ è l'insieme dei valori accettabili delle variabili decisionali \mathbf{x} .

Ovviamente per problemi non vincolati $V(\mathbf{x})$ è infinitamente ampio.

Un punto \mathbf{y}^* è un minimo locale forte di $f(\mathbf{x})$ se:

$$f(\mathbf{y}^*) < f(\mathbf{y}) \quad \forall \mathbf{y} \in N(\mathbf{y}^*, \eta), \mathbf{y} \neq \mathbf{y}^* \quad (5.5)$$

Dove $N(\mathbf{y}^*, \eta)$ è definito come l'insieme dei punti accettabili contenuti nell'intorno circolare di \mathbf{y}^* avente raggio η definito positivo.

Un punto \mathbf{y}^* è un minimo locale debole di $f(\mathbf{x})$ se:

$$f(\mathbf{y}^*) \leq f(\mathbf{y}) \quad \forall \mathbf{y} \in N(\mathbf{y}^*, \eta), \mathbf{y} \neq \mathbf{y}^* \quad (5.6)$$

La Fig. 5.1 illustra, in un problema di ottimizzazione non vincolato, i punti di minimo (sia globali che locali) per una funzione ad una sola variabile

decisionale. La Fig. 5.2 si riferisce, invece, ad un problema vincolato in cui la situazione viene leggermente complicata proprio dalla presenza del vincolo.

Si può notare, infatti, che il reale minimo globale della funzione $f(x)$ ricade fuori dal dominio di x considerato accettabile compatibilmente con i vincoli del problema di ottimizzazione. Il minimo globale della funzione, pertanto, si identifica in corrispondenza del punto estremo del dominio ottenendo un valore minimo di $f(x)$ superiore rispetto al minimo globale del problema non vincolato.

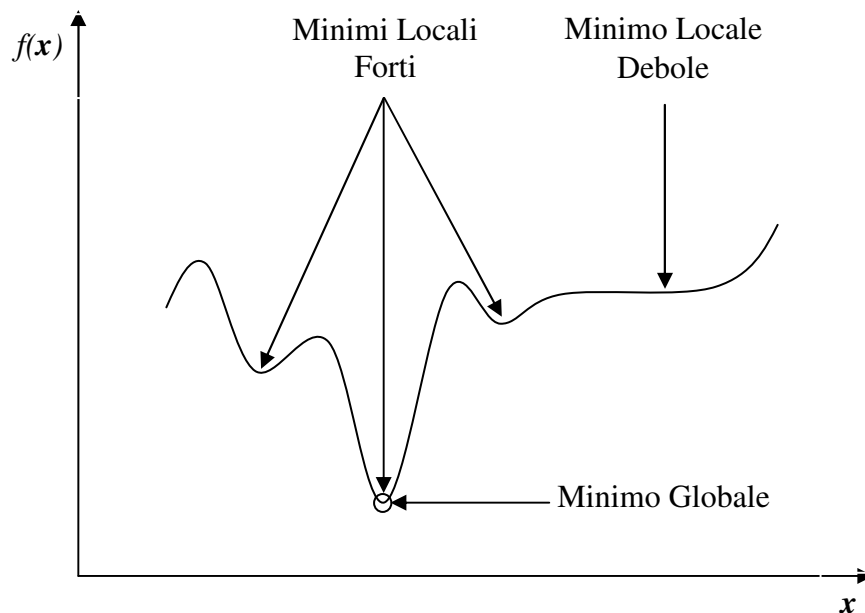


Fig. 5.1: Problema di ottimizzazione non vincolato

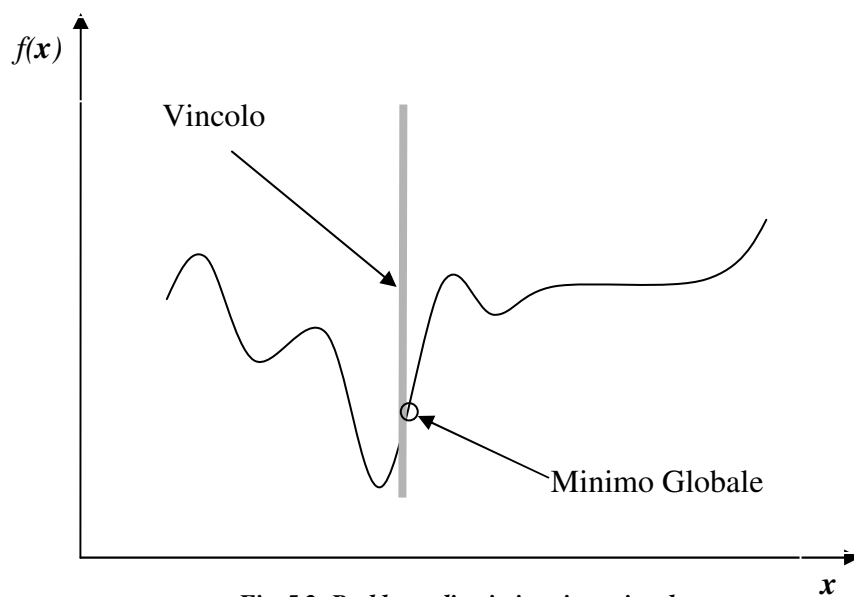


Fig. 5.2: Problema di ottimizzazione vincolato

5.2 Algoritmi di ottimizzazione

La principale classificazione degli algoritmi di ottimizzazione si distingue tra algoritmi deterministici e stocastici.

Gli algoritmi deterministici possono fare uso solo del valore della funzione obiettivo (metodo di ordine zero) o anche delle derivate di ordine superiore (metodi di primo e secondo ordine). Partendo da una configurazione iniziale, essi procedono iterativamente verso il punto di ottimo più vicino. La caratteristica peculiare di tali metodi è che permettono di trovare il minimo globale di una funzione sotto alcune ipotesi come convessità, differenziabilità, ecc. Se la funzione obiettivo soddisfa queste ipotesi in una regione locale contenente il minimo ricercato e se la configurazione iniziale è all'interno di tale regione, il metodo deterministico, secondo il proprio ordine, converge molto velocemente verso la soluzione: la convergenza è tanto più veloce quanto più è elevato l'ordine dell'algoritmo, a scapito, però, di un maggior costo computazionale.

Nella soluzione di problemi pratici, però, nei quali tali ipotesi non possono essere verificate a priori, gli algoritmi deterministici convergono spesso in uno dei minimi locali della funzione. Pertanto, se non si ha una precisa conoscenza dell'andamento della funzione obiettivo riguardo la presenza di minimi locali o la dislocazione di regioni accettabili o non accettabili nello spazio

multidimensionale dei parametri, conviene optare per un processo di ottimizzazione che fa uso di strategie stocastiche.

I metodi stocastici, infatti, determinano il proprio percorso all'interno dello spazio di ricerca dei parametri effettuando una ricerca casuale ma, in qualche modo, guidata.

Anche gli algoritmi stocastici sono algoritmi di ricerca iterativi ma, a differenza dei deterministici, essi posseggono la caratteristica importante di poter accettare anche spostamenti verso configurazioni di parametri in corrispondenza dei quali si ha un peggioramento della funzione obiettivo: in tal modo l'algoritmo stocastico può allontanarsi da un minimo locale e proseguire la ricerca per determinare la regione di ottimo globale indipendentemente dal punto di partenza.

Sebbene le tecniche di risoluzione stocastica siano molto semplici da implementare, stabili nella convergenza e capaci di identificare la regione dell'ottimo globale con buona probabilità, esse necessitano di un elevato numero di valutazioni della funzione obiettivo impiegando, di conseguenza, notevoli risorse computazionali.

Ciò nonostante, grazie alla considerevole potenza di calcolo degli elaboratori elettronici disponibili in commercio, tali metodologie riscuotono un'ampia popolarità.

Dato che strategie deterministiche e stocastiche presentano vantaggi complementari, può essere conveniente utilizzarli in forme combinate, per esempio iniziando il processo di ottimizzazione con una strategia stocastica per localizzare la regione dell'ottimo globale e successivamente utilizzare una strategia deterministica per identificare l'ottimo con l'accuratezza desiderata.

5.3 L'algoritmo Particle Swarm Optimization (PSO)

Il PSO è una tecnica di ottimizzazione stocastica evolutiva il cui modello matematico deriva dallo studio del movimento degli sciame alla ricerca di cibo.

Supponendo di immaginare uno sciame di api in un campo, il suo scopo è quello di localizzare le zone con maggiore concentrazione di fiori.

Senza alcuna conoscenza preventiva del campo, le api cercano i fiori partendo da posizioni casuali con velocità casuali.

Ogni ape, durante l'esplorazione del campo, ricorda la posizione in cui essa ha trovato la maggiore concentrazione di fiori e, in qualche modo, conosce la posizione dove l'intero sciame ha trovato la maggiore densità di fiori.

Ogni ape è condizionata, quindi, da due forze: ritornare alla posizione dove essa stessa ha trovato più fiori ("nostalgia") o esplorare l'area dove le altre hanno riscontrato una maggiore presenza di fiori (influenza sociale). L'ape, pertanto,

accelera in entrambe le direzioni, alterando la propria traiettoria e volando verso i due punti guidata sia dalla *nostalgia* che dall'*influenza sociale*.

Lungo il percorso, l'ape può trovare un punto con una concentrazione di fiori più alta rispetto a quella trovata in precedenza da essa stessa. Essa viene quindi attratta da questa nuova posizione oltre che da quella individuata dall'intero sciame. Inoltre può accadere che l'ape sorvoli una zona in cui vi siano più fiori di quelli incontrati da qualsiasi ape nello sciame. Ogni ape viene attratta verso questa posizione oltre che dalla migliore posizione trovata da se stessa.

In questo modo le api esaminano costantemente il territorio sorvolando il campo verso le posizioni con più elevata concentrazione sperando di trovare la maggiore densità di fiori in assoluto e scambiandosi, continuamente, informazioni.

Infine, tutte le api dello sciame verranno, gradualmente, attratte verso la posizione nel campo con la più alta concentrazione di fiori.

5.3.1 Definizioni e generalità

Per meglio comprendere il funzionamento del PSO è necessario introdurre le seguenti definizioni.

- **Particella/agente:** ogni singolo individuo dello sciame.

- **Posizione:** coordinate n-dimensionali della particella che rappresentano una soluzione del problema di ottimizzazione, cioè una possibile combinazione delle variabili di progetto.
- **Sciame o popolazione:** l'intero insieme di particelle.
- **Fitness:** un numero rappresentativo della bontà di una determinata posizione dello spazio di ricerca.
- **pbest:** la posizione dello spazio di ricerca caratterizzata dal massimo valore di fitness riscontrata da una singola particella.
- **gbest:** la posizione dello spazio di ricerca caratterizzata dal massimo valore di fitness riscontrata dall'intero sciame.
- V_{\max} : la massima velocità consentita in una determinata direzione.

Per ogni termine appena definito viene di seguito fornita una breve descrizione:

- 1) *Particella o agente:* ogni individuo dello sciame (nell'esempio sopra citato l'ape) è identificato come particella o agente. Tutte le particelle nello sciame agiscono individualmente sotto gli stessi principi: accelerare verso la posizione migliore sia personale che assoluta e, contemporaneamente, valutare il valore della posizione corrente.
- 2) *Posizione:* in analogia con l'esempio sopra citato, la posizione è riferita al luogo in cui si trova un'ape in un campo. Nel caso 2D può essere

rappresentata dalle coordinate sul piano x-y. In generale, comunque, si può estendere quest'idea ad un spazio n-dimensionale, che costituisce lo spazio di ricerca del problema da ottimizzare, dove ogni set di coordinate rappresenta una possibile soluzione.

- 3) *Fitness*: come in tutte le tecniche computazionali evolutive, esiste qualche funzione o qualche metodo per valutare la bontà di una posizione. La fitness, funzione della posizione nello spazio di ricerca, restituisce un numero che rappresenta il valore della qualità di tale posizione. In analogia all'esempio, la funzione fitness rappresenta semplicemente la densità di fiori presenti in una zona. Maggiore è la densità riscontrata, maggiore sarà il valore della fitness e migliore sarà una determinata posizione. In definitiva, la funzione fitness costituisce un mezzo per interfacciare il problema fisico con l'algoritmo di ottimizzazione ed è strettamente connessa con la funzione obiettivo (spesso coincide con essa).
- 4) *pbest*: in analogia all'esempio, ogni ape ricorda la posizione in cui ha trovato personalmente più fiori e che quindi è caratterizzata dal massimo valore di fitness. Tale posizione viene indicata come "*pbest*" ovvero "personal best". La *pbest* di ogni ape dipende dalla traiettoria che ha percorso. Ad ogni punto occupato dall'ape lungo la propria traiettoria, il

valore della fitness viene confrontato con il valore *pbest*. Se da tale confronto emergesse che la fitness nella posizione corrente fosse più elevata della fitness in *pbest*, quest'ultima verrebbe rimpiazzata dalla posizione corrente.

- 5) *gbest*: ogni ape conosce, in qualche modo, anche la posizione in cui è stata trovata la maggiore concentrazione di fiori dall'intero sciame. Questa posizione, che presenta la massima fitness riscontrata in assoluto fino a quel momento, viene detta "*gbest*" o "*global best*" ed è quella verso cui tutto lo sciame viene attirato. In ogni punto lungo il proprio percorso ogni ape confronta la fitness della propria posizione con quella di *gbest*. Qualora qualche ape riscontrasse, nella propria posizione corrente, un valore di fitness più elevato del valore di *gbest*, quest'ultima verrebbe rimpiazzata con la posizione corrente.

5.3.2 Funzionamento del PSO

In questo paragrafo è descritto il procedimento per l'implementazione dell'algoritmo PSO:

- 1) Definizione dello spazio di ricerca: il primo passo è definire i parametri da ottimizzare assegnando loro un dominio accettabile entro il quale ricercare la soluzione ottimale. È quindi necessario fissare un valore minimo e un

valore massimo per ognuna delle N dimensioni dello spazio di ricerca. A tal fine è sufficiente definire i limiti $X_{min,n}$ e $X_{max,n}$ dove n varia da 1 a N .

- 2) Definizione della funzione di fitness: questo passo costituisce il collegamento tra l'algoritmo di ottimizzazione ed il problema fisico. È una fase molto importante perché la funzione di fitness deve essere scelta in modo da rappresentare accuratamente, con un singolo numero, la bontà della soluzione tenendo in considerazione tutte le caratteristiche da ottimizzare. Sia la definizione dello spazio di ricerca che la definizione della funzione di fitness devono essere specificatamente individuate per ogni ottimizzazione. Il resto delle fasi di implementazione, invece, sono indipendenti dal sistema fisico da ottimizzare.
- 3) Scelta del numero di particelle che costituiscono lo sciame ed inizializzazione casuale della posizione e della velocità: per iniziare la ricerca della posizione ottimale nello spazio di soluzione, ogni particella, collocata in una posizione casuale, viene dotata di velocità avente sia ampiezza che direzione casuali. All'istante iniziale, ogni posizione casuale rappresenta, per ciascuna particella, la relativa $pbest$. Di conseguenza la $gbest$ viene selezionata valutando la fitness di tutte le posizioni iniziali occupate dalle particelle dello sciame.

4) Spostamento sistematico delle particelle attraverso lo spazio di ricerca: ogni particella può spostarsi all'interno dello spazio di ricerca come un'ape di uno sciame in un campo. L'algoritmo agisce sulle diverse particelle, una alla volta individualmente, attuando le seguenti fasi.

a) Valutazione della fitness della particella, confronto con g_{best} e con p_{best} : la funzione di fitness, utilizzando le coordinate delle particelle nello spazio di ricerca, restituisce un valore da assegnare alla posizione corrente. Tale valore viene confrontato con i valori di fitness ottenuti in corrispondenza della rispettiva p_{best} e della g_{best} globale e, se questi ultimi sono inferiori, vengono opportunamente rimpiazzati dalla posizione corrente.

b) Aggiornamento della velocità della particella: la determinazione della velocità della particella è il cuore dell'intera ottimizzazione. Al passo $t+1$ la velocità di ogni particella è funzione sia della relativa p_{best} che della g_{best} . La particella subisce un'accelerazione nelle direzioni di queste due posizioni secondo la seguente equazione:

$$v_n(t + 1) = wv_n(t) + c_1rand_1() * (p_{best,n} - x_n(t)) + c_2rand_2() * (g_{best,n} - x_n(t)) \quad (5.7)$$

Dove v_n è la velocità della particella nella n -esima dimensione e x_n è la coordinata della particella nella n -esima dimensione. Il calcolo della velocità viene eseguito per ognuna delle dimensioni dello spazio N -dimensionale.

Osservando l'eq. (5.7) si può notare che la nuova velocità è costituita da tre termini: il primo proporzionale alla velocità precedente moltiplicata per w e gli altri due proporzionali alla distanza tra la coordinata della posizione attuale e le coordinate, rispettivamente, di $pbest$ e $gbest$ nella n -esima dimensione.

Le costanti c_1 e c_2 sono fattori di scala che determinano la spinta verso $pbest$ e $gbest$.

c_1 è un fattore determinato da quanto la particella è influenzata dalla memoria della propria migliore posizione ($pbest$) incrementando l'esplorazione dello spazio di ricerca nella zona limitrofa. c_2 è un fattore determinato da quanto la particella è influenzata dal resto dello sciame ed il suo valore condiziona la velocità verso la direzione di $gbest$.

Le funzioni per la generazione di numeri casuali restituiscono un numero compreso tra 0 e 1. La presenza in (5.7) della funzione $rand_1()$ e $rand_2()$ rappresenta due distinte chiamate a tale funzione e rende l'algoritmo stocastico.

L'introduzione di un elemento casuale nell'ottimizzazione è necessario per simulare la componente imprevedibile del comportamento naturale dello sciame.

Il parametro w è conosciuto come peso inerziale ed il suo valore è compreso tra 0 e 1. Esso determina l'attitudine della particella a permanere lungo la propria traiettoria originale limitando l'influenza dell'attrazione verso le posizioni g_{best} e p_{best} . Questo è anche un modo per bilanciare l'esplorazione (exploration) e lo sfruttamento (exploitation) dello spazio di ricerca: il corretto equilibrio fra queste due, opposte, caratteristiche dell'algoritmo è fondamentale per il buon funzionamento dello stesso.

Come si evince dalla (5.7) le particelle più lontane da g_{best} e p_{best} si muovono più rapidamente verso di esse rispetto alle particelle più vicine poiché subiscono un'attrazione maggiore.

La particella continua a guadagnare velocità lungo la direzione della posizione di massima fitness finché la oltrepassa. A questo punto la particella inizia il ritorno in direzione opposta. Ogni particella tende ad oscillare attorno al massimo analogamente a quanto avviene ad un pendolo attorno alla propria posizione di equilibrio. La particella viene, infatti, attirata dalla posizione con la massima fitness e, ogni volta che

la oltrepassa, viene riattirata nella direzione opposta.

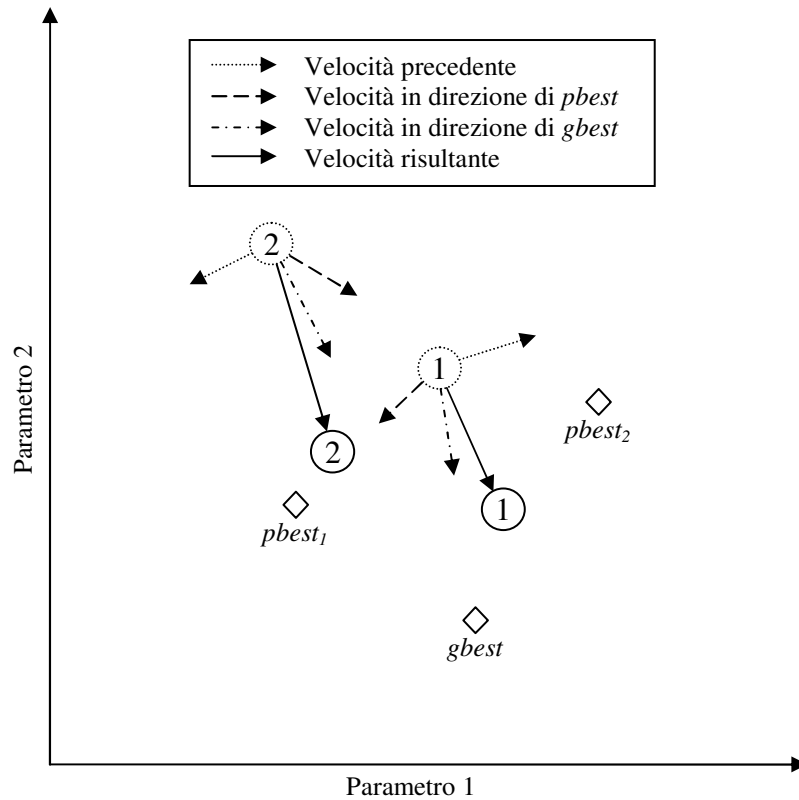


Fig 5.3: Vettori velocità applicati alle particelle 1 e 2.

c) Spostamento della particella: dopo aver determinato la velocità, essa è applicata per un dato time-step Δt generalmente scelto pari a 1s e la nuova coordinata x_n al passo $t+1$ è calcolata per ognuna delle N dimensioni secondo la seguente equazione:

$$x_n(t + 1) = x_n(t) + \Delta t * v_n(t + 1) \quad (5.8)$$

la particella quindi viene spostata nella posizione calcolata mediante la (5.8).

- 5) Iterazione: il processo illustrato nella fase 4 è ripetuto per ogni particella dello sciame. In questo modo le particelle si spostano ad intervalli di tempo discreti Δt nei quali sono valutate le posizioni di tutte le particelle. I valori delle posizioni di *gbest* e *pbest* sono aggiornati prima che le particelle affrontino lo spostamento successivo. Questo ciclo è reiterato finché non viene soddisfatta una condizione di terminazione che può essere caratterizzata o dal raggiungimento di un determinato numero di iterazioni, definito dall'utente, oppure dall'identificazione di un valore di fitness maggiore o uguale a quello prefissato. Quest'ultima condizione di terminazione è utilizzabile, però, solo in quei problemi ingegneristici in cui si conosce a priori il valore ottimo della fitness da ottenere.

Un'altra condizione utilizzabile è quella della minima deviazione standard che può essere anche accoppiata ad una delle condizioni di terminazione elencate in precedenza: si confronta la deviazione standard media con la deviazione standard minima e, se la media è inferiore alla minima, definita dall'utente, l'algoritmo viene concluso poiché si considera conclusa la convergenza delle particelle attorno a *gbest*.

Per impostare correttamente tale condizione è opportuno considerare la deviazione standard relativa all'intervallo dinamico di ogni dimensione e considerare il peso inerziale w .

5.3.3 Selezione dei valori dei parametri del PSO

Come visto nel precedente paragrafo il buon funzionamento del PSO dipende dalla scelta di alcuni parametri: V_{\max} , w , c_1 , c_2 , ecc. La scelta dei limiti dei parametri è molto importante.

Per quanto riguarda il parametro V_{\max} non porre limiti alla velocità delle particelle potrebbe significare permettere loro di uscire fuori dallo spazio di ricerca. La soluzione più semplice per risolvere tale problematica è quella di porre un limite superiore V_{\max} alla velocità consentita. Nella pubblicazione [37] è stato dimostrato che, nel caso in cui l'equazione della velocità sia priva di peso inerziale ($w=1$), il valore più idoneo di V_{\max} si aggira nell'intorno del 10-20% dell'intervallo di variazione di ogni dimensione. L'introduzione del peso inerziale dovrebbe consentire di non limitare superiormente la velocità delle particelle. In realtà, è sempre conveniente assegnare a V_{\max} un valore almeno pari all'intervallo di variazione nella specifica dimensione.

Il valore della massa inerziale w determina il bilanciamento tra l'esplorazione globale e lo sfruttamento locale. Maggiore è w è più elevata sarà la possibilità di

esplorare lo spazio di ricerca poiché la particella, essendo meno influenzata dall'attrazione di *pbest* e *gbest*, tenderà a muoversi lungo la propria direzione originale. Diversamente, se w assumerà valori molto bassi, lo sfruttamento locale verrà privilegiato e la particella tenderà ad essere attratta rapidamente da *pbest* e *gbest* gravitando nell'intorno compreso tra queste due posizioni.

Vista l'importanza di esplorare lo spazio nella fase iniziale dell'algoritmo e la crescente necessità di incrementare lo sfruttamento durante il proseguo dell'ottimizzazione, nella pubblicazione [38] viene proposto di far variare linearmente, durante il corso del processo, il fattore inerziale da un valore iniziale di 0,9 ad un valore finale di 0,4. Nell'utilizzo di tale tecnica è necessario scegliere adeguatamente il numero di iterazioni. Se il numero di iterazioni è troppo elevato il PSO può stagnare attendendo il decrescere della massa inerziale per iniziare lo sfruttamento dei massimi. Se il numero di iterazioni è troppo esiguo è possibile incorrere in una convergenza prematura dell'algoritmo senza che lo sciame abbia avuto il tempo necessario per esplorare adeguatamente lo spazio di ricerca per trovare il massimo globale.

Ad entrambe le costanti c_1 e c_2 spesso è assegnato un valore pari a 2.0 anche se recenti studi hanno messo in discussione tale scelta.

Una rappresentazione alternativa della velocità è stata presentata nella pubblicazione [39]:

$$v_n = K[v_n + \varphi_1 rand_1() * (p_{best,n} - x_n) + \varphi_2 rand_2() * (g_{best,n} - x_n)] \quad (5.9)$$

Dove K è il fattore di costrizione determinato da:

$$\varphi = \varphi_1 + \varphi_2; \quad \varphi > 4 \quad (5.10)$$

$$K = \frac{2}{|2 - \varphi - \sqrt{\varphi^2 - 4\varphi}|} \quad (5.11)$$

Il valore standard di $\varphi = 4.1$ il quale è ottenuto scegliendo il fattore di costrizione $K = 0.729$ tramite l'eq. (5.11) e il valore standard sia di φ_1 che di φ_2 è pari a 2.05.

Si può notare che la equazione (5.9) è un caso particolare della (5.7) in cui w corrisponde al valore $K=0.729$ ed entrambi c_1 e c_2 valgono $0.729*2.05=1.494$.

Un'altra combinazione di valori utilizzata in letteratura è $\varphi_1 = 2.8$ e $\varphi_2 = 1.3$.

Anche il valore del time-step Δt , generalmente pari a 1s, deve essere specificato poiché da esso dipende la posizione della particella (eq. 5.8) e di conseguenza la scelta degli altri parametri.

La dimensione della popolazione è un altro parametro da determinare poiché una popolazione molto ampia fornisce una capacità di esplorazione elevata ma implica costi computazionali e tempi di esecuzione maggiori dovuti ad un incremento del numero di valutazioni della fitness. Una popolazione troppo

limitata non consentirebbe di ottenere una sufficiente esplorazione dello spazio di ricerca. Popolazioni di 20-30 particelle costituiscono una opzione adeguata che permette di ottenere la soluzione ottima della maggior parte dei problemi ingegneristici.

5.3.4 Condizioni al contorno per il PSO

Nelle applicazioni reali è auspicabile che la ricerca della soluzione sia effettuata entro i limiti fisicamente accettabili. L'esperienza dimostra che il limite superiore della velocità V_{\max} , il fattore di costrizione K e la massa inerziale w non garantiscono che le particelle rimangano confinate all'interno dello spazio delle soluzioni ammissibili.

Per risolvere tale problema nella pubblicazione [40] sono stati proposti tre tipologie differenti di condizioni al contorno (v. Fig 5.4).

- 1) *Absorbing Walls*: quando una particella oltrepassa il limite dello spazio di ricerca in una determinata dimensione, la velocità in quella dimensione viene azzerata e la particella viene ricollocata sul contorno dello spazio delle soluzioni accettabili. In un certo senso il bordo assorbe l'energia cinetica della particella che cerca di uscire fuori lo spazio delle soluzioni.

- 2) *Reflecting Walls*: quando una particella oltrepassa il contorno in una determinata dimensione, il segno della velocità viene cambiato e la particella viene riflessa all'interno dello spazio di ricerca.
- 3) *Invisible Walls*: la particella può spostarsi senza alcun limite imposto. Quando, però, il dominio delle soluzioni accettabili viene oltrepassato, la fitness in quel punto non viene valutata risparmiando il relativo costo computazionale. Obiettivo di tale tipologia di condizione al contorno è quello di ridurre le valutazioni della fitness senza interferire con il naturale spostamento dello sciame.

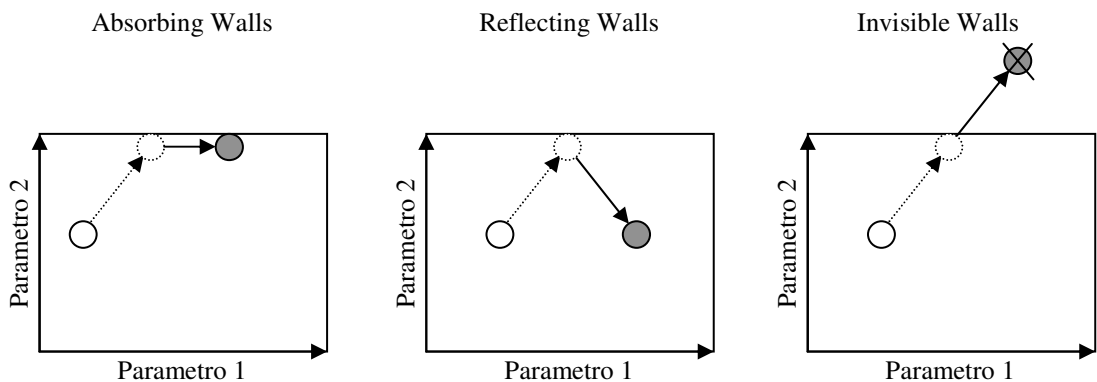


Fig. 5.4: Tipologie di condizioni al contorno

Il filtro EMI : analisi ad elementi finiti ed ottimizzazione

6.1 Introduzione

I modelli circuitali equivalenti di filtri planari presenti in letteratura sono costituiti da componenti i cui valori devono essere ricavati con metodi quanto più affidabili possibile.

La determinazione di tali parametri, da cui dipende la corretta valutazione di tutte le grandezze elettriche presenti nel modello, può essere effettuata mediante le metodologie descritte nel Cap. 3. Esse, però, non sono sufficientemente precise, soprattutto per il calcolo della resistenza e delle capacità interspira, ed inoltre è difficile utilizzarle nei casi in cui le dimensioni geometriche della struttura variano in un modo sostanziale.

Inoltre, bisogna considerare che la stessa modellizzazione del filtro planare mediante un circuito equivalente costituito da componenti concentrati non costituisce sempre un'approssimazione accettabile.

Al fine di ovviare ai summenzionati problemi, nel presente lavoro di tesi viene proposto un metodo per valutare le grandezze elettriche del filtro basandosi sull'analisi agli elementi finiti e quindi senza l'impiego di formule analitiche o empiriche e senza ricorrere all'estrazione dei parametri da misure su prototipi.

6.2 Modello agli elementi finiti

Il filtro EMI oggetto di studio è costituito da due avvolgimenti planari identici con forma geometrica a spirale circolare, illustrata in Fig. 6.1, disposti sulle due facce opposte di uno strato dielettrico (PCB).

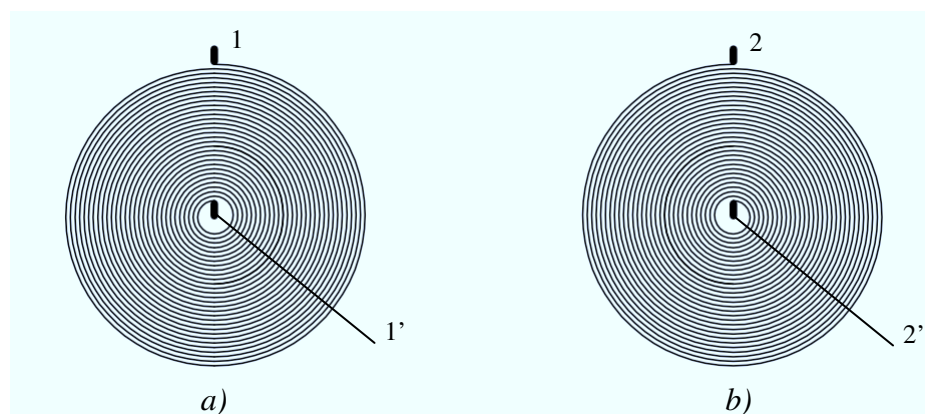


Fig. 6.1: Avvolgimenti del filtro planare: a) posto sulla faccia superiore b) posto sulla faccia inferiore.

Il filtro è caratterizzato da fenomeni: resistivi, induttivi e capacitivi. In particolare gli effetti induttivi e gli effetti capacitivi sono di due tipi: auto accoppiamento e mutuo accoppiamento come illustrato in Fig. 6.2 (in cui è mostrata una sezione del dispositivo).

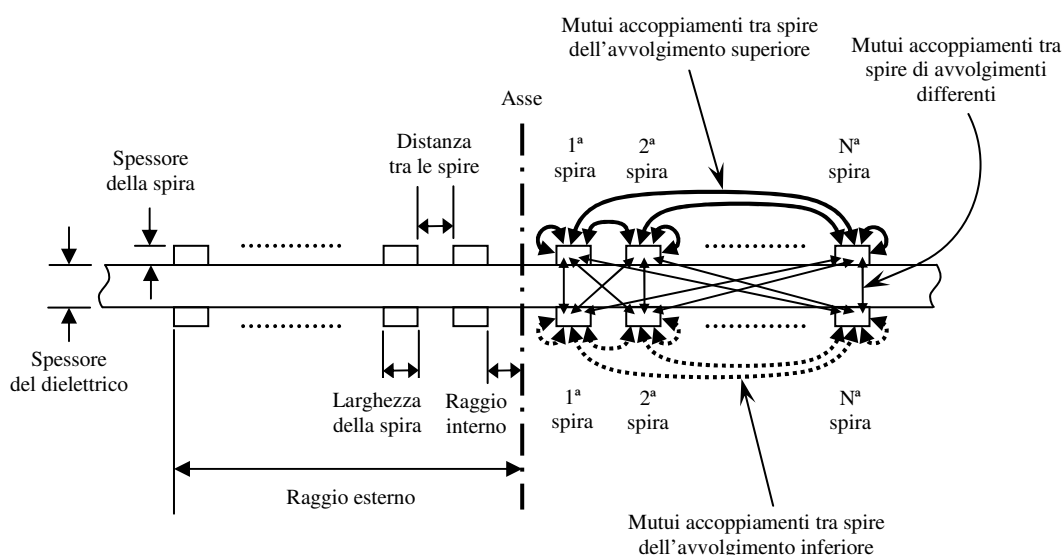


Fig. 6.2: Parametri geometrici e accoppiamenti tra i conduttori.

Come già descritto nel cap 3, il fenomeno resistivo è fortemente influenzato dalla frequenza delle grandezze elettriche a causa dell'effetto pelle e di prossimità. Per valutare correttamente, mediante l'analisi ad elementi finiti, la resistenza equivalente degli avvolgimenti al variare della frequenza tenendo conto di tali effetti, è necessario che in uno spessore pari alla profondità di

penetrazione all'interno delle regioni conduttrici siano presenti almeno due o tre elementi finiti (supponendo di utilizzare elementi vettoriali di ordine zero o elementi nodali del primo ordine) si può ridurre il numero degli strati ma a patto di impiegare elementi di ordine superiore al primo.

È essenziale, pertanto, conoscere la frequenza massima alla quale deve essere valutata la resistenza in modo da determinare la profondità di penetrazione minima corrispondente e valutare il numero di elementi necessari a discretizzare adeguatamente le regioni conduttrici.

Nel caso del filtro oggetto di studio la massima frequenza delle grandezze elettriche è pari a 30 MHz alla quale corrisponde, per conduttori in rame, una profondità di penetrazione, calcolata mediante l'eq. 3.33, pari a:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi\sigma\mu f}} \cong 12\mu m \quad (6.1)$$

Dove:

σ è la conducibilità del rame pari a $58 \cdot 10^6 (\Omega m)^{-1}$

μ è la permeabilità magnetica del rame pari a quella del vuoto $\mu_0=4\pi \cdot 10^{-7} H/m$

Nel caso in esame, quindi, la dimensione massima degli elementi all'interno delle zone conduttrici deve essere pari a:

$$d_{eCu} \leq \frac{\delta}{2} \cong 6\mu m \quad (6.2)$$

Tale condizione impone, a parità di sezione del conduttore, un incremento del numero di elementi presenti all'interno della zona conduttrice e, in particolare, in prossimità della superficie. Inoltre, nelle regioni dielettriche (nel caso in esame aria e substrato) ogni elemento a contatto con l'interfaccia con il conduttore deve avere almeno un lato, nel caso 2D, ed almeno una superficie, nel caso 3D, coincidente con l'elemento della regione conduttrice a contatto.

L'equazione (6.2) implica, pertanto, un incremento del numero degli elementi anche in tutte le zone limitrofe al conduttore poiché la transizione tra elementi di dimensione diversa deve essere graduale per limitare elementi con angoli troppo stretti che potrebbero generare soluzioni poco accurate.

La necessità di determinare correttamente la resistenza degli avvolgimenti al variare della frequenza impone un incremento del numero degli elementi che cresce in maniera esponenziale soprattutto nel caso tridimensionale.

Inoltre, bisogna considerare che gli effetti resistivi non sono gli unici presenti negli avvolgimenti ma è necessario valutare anche gli effetti induttivi e quelli capacitivi che, come visto in Fig. 6.2, sono molteplici e presentano auto e mutui accoppiamenti.

Per effettuare l'analisi completa del dispositivo, valutando contemporaneamente tutti i contributi elettromagnetici, è necessario utilizzare un'analisi che faccia uso della formulazione full-wave. Essa consente di determinare tutti gli effetti presenti nel dispositivo poiché non viene trascurato alcun termine delle equazioni di Maxwell.

Tale formulazione però, proprio perché utilizza tutti i termini delle equazioni di campo, presenta equazioni risolutive più complesse rispetto ai casi quasi statici.

Notevole importanza nell'utilizzo del FEM riveste l'entità delle risorse computazionali necessarie alla risoluzione del problema. Essa è proporzionale alla dimensioni della matrice dei coefficienti del sistema risolvente la quale dipende principalmente dal numero e dall'ordine degli elementi finiti utilizzati per realizzare la mesh del dominio; inoltre la complessità della formulazione impiegata nell'analisi influenza la costruzione e la natura dei coefficienti della matrice.

Per limitare il numero degli elementi finiti mantenendo accettabile il livello di discretizzazione del dominio (soddisfacendo la condizione imposta dall'equazione (6.2), è auspicabile cercare di ricondurre il problema tridimensionale, ove possibile, ad un quasi equivalente problema bidimensionale.

A tal proposito la struttura geometrica del filtro oggetto di studio è simile ad una geometria a simmetria assiale e pertanto si presta bene ad essere esaminata mediante un'analisi 2D assialsimmetrica ($2D\frac{1}{2}$).

Per ridurre la complessità delle formulazioni utilizzate nell'analisi sarebbe utile impiegare formulazioni semplificate come quelle dei casi statici o quasi statici.

A tal fine, il metodo proposto nel presente lavoro di tesi prevede l'impiego in sequenza di due analisi FEM: la prima elettrostatica e la seconda magnetica quasi statica.

6.2.1 Analisi elettrostatica: calcolo della matrice delle capacità

La prima delle due analisi FEM utilizzate per valutare il comportamento del filtro è di tipo elettrostatica con lo scopo di valutare gli accoppiamenti capacitivi tra tutte le spire conduttrici.

Per effettuare il calcolo della matrice delle capacità è stato implementato uno script, scritto in APDL, con il quale, a partire dai parametri geometrici sia fissi (come lo spessore del substrato di vetronite della PCB e l'altezza delle piste) sia modificabili dall'esterno (come raggio esterno dell'avvolgimento, raggio interno, numero di spire e larghezza della spira) viene definita la struttura 2D come illustrato in Fig. 6.3 che mostra la sezione trasversale del filtro sul piano passante per l'asse della struttura.

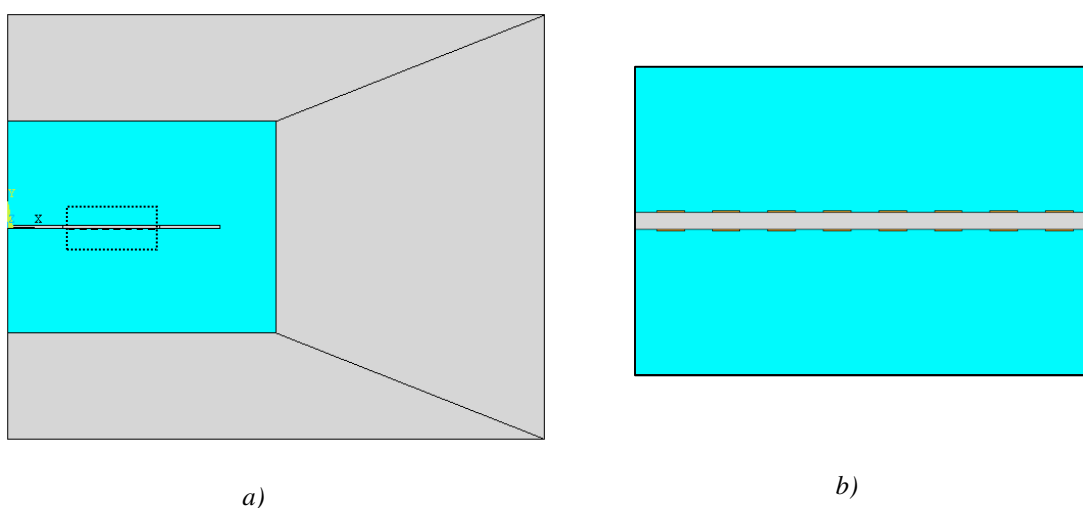


Fig. 6.3: a) Struttura geometrica 2D assialsimmetrica del filtro planare, b) Ingrandimento della zone racchiusa nel riquadro tratteggiato

Tale struttura è costituita da: un substrato di vetronite (FR4), una serie di sezioni rettangolari poste su due piani paralleli relative alle spire conduttrici, dall'aria circostante e da una regione al contorno relativa agli elementi infiniti - elementi che, grazie ad opportune funzioni di forma [41] (diverse da quelle degli elementi standard), consentono di effettuare l'analisi FEM in un dominio illimitato: in tal modo, il dominio rappresentato dalla regione colorata di azzurro della fig. 6.3 a) risulta essere equivalente ad una finestra nello spazio libero. Sul contorno esterno degli elementi infiniti è imposta una condizione al contorno di potenziale nullo (all'infinito).

Sempre mediante lo script in APDL, dopo aver effettuato l'assegnazione dei materiali e dopo aver imposto le suddivisioni dei segmenti che costituiscono i contorni delle diverse regioni (in modo da definire il numero di lati di elementi finiti che dovranno giacere lungo tali segmenti), è stato possibile effettuare il processo di reticolazione per la creazione della mesh ad elementi finiti.

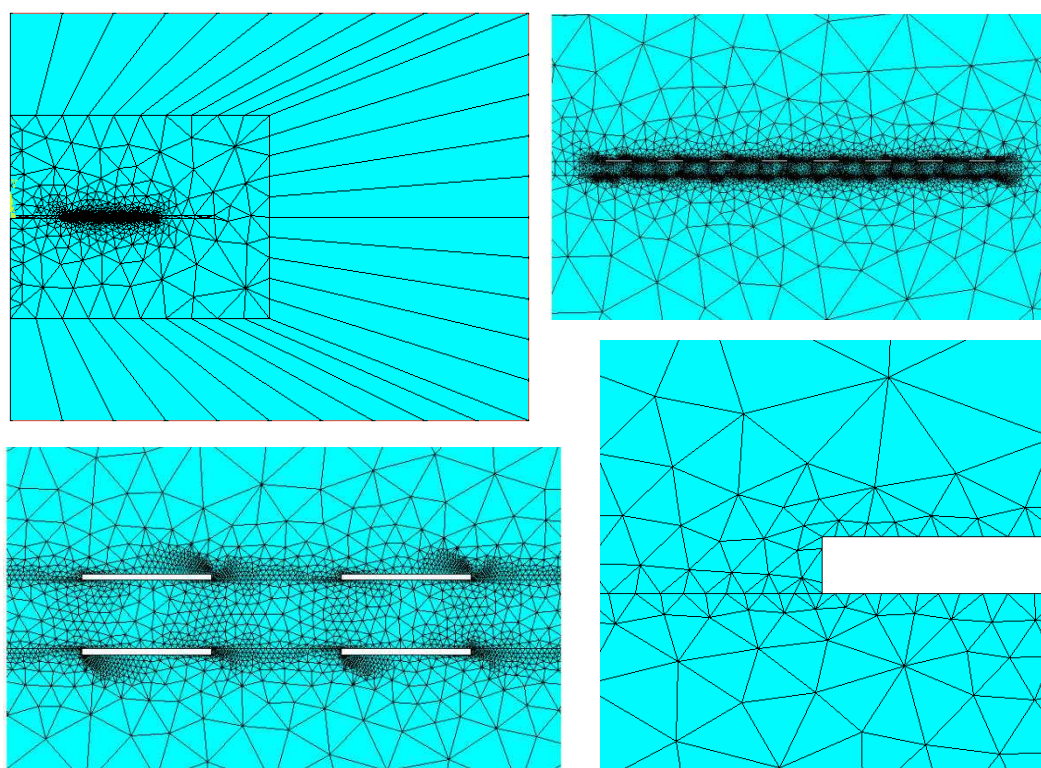


Fig. 6.4: Mesh bidimensionale impiegata nell'analisi elettrostatica.

Nella Fig. 6.4 è possibile notare che tutto il dominio tranne le regioni conduttrici (considerate costituite da conduttori perfetti) è stato discretizzato con elementi finiti. A parte la regione relativa agli elementi infiniti, la quale è costituita da una griglia di elementi quadrangolari, tutte le altre superfici

presentano una mesh con elementi triangolari. La fig. 6.4 mostra inoltre che la dimensione degli elementi in prossimità degli spigoli delle sezioni delle spire conduttrici è molto ridotta in modo da ottenere un elevato livello di discretizzazione del dominio in prossimità dei punti di massimo gradiente del campo elettrico (che in prossimità degli spigoli diverge).

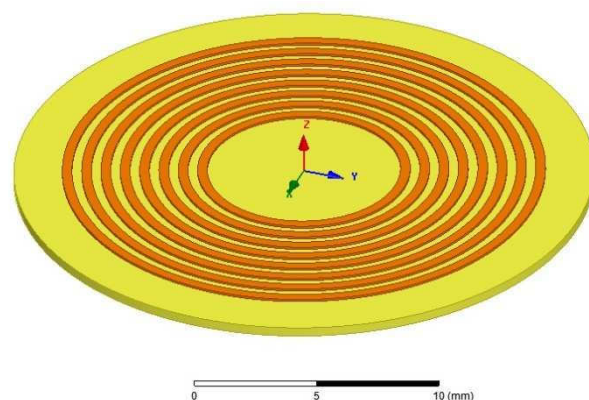
Infine, è stata richiamata la macro CMATRIX, in cui è stata utilizzata un'opzione che consente di definire il conduttore di terra all'infinito (utilizzando gli elementi infiniti al contorno).

La macro, inoltre, assegna ciclicamente ai conduttori le opportune condizioni di Dirichlet sul potenziale elettrico al fine di valutare la matrice delle capacità di dimensioni $2N \times 2N$ (con N numero delle spire di ciascun avvolgimento). La macro produce come risultato entrambe le matrici delle capacità: "ground" e "lumped" (v. § 4.5.1). Di esse soltanto quest'ultima verrà utilizzata per includere gli accoppiamenti capacitivi nella successiva analisi magnetica quasi statica (v. § 6.2.2).

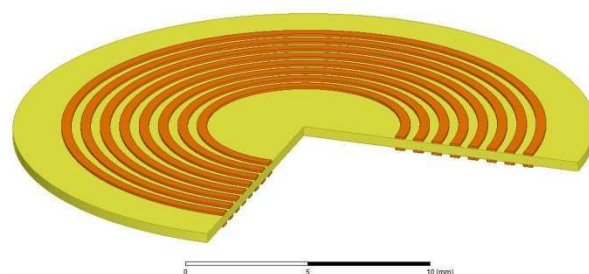
Per comprendere il significato fisico delle capacità così ottenute è necessario focalizzare l'attenzione sul modello a simmetria assiale che si sta simulando al posto della reale struttura tridimensionale a spirale.

La corrispondente struttura tridimensionale che si otterrebbe ruotando attorno l'asse di simmetria la struttura 2D è illustrata in Fig. 6.5 ed è costituita da un

insieme di corone circolari coassiali di rame, con raggio crescente, poste su due piani paralleli separati da un disco circolare di materiale dielettrico.



a)



b)

Fig. 6.5: Sstruttura 3D corrispondente alla sezione 2D assialsimmetrica ruotata attorno all'asse.

I valori della matrice ottenuta mediante la macro CMATRIX sono rappresentativi degli effetti capacitivi presenti tra tutte le coppie di corone circolari conduttrici.

6.2.2 Analisi magnetica quasi statica

La seconda analisi FEM è utilizzata per valutare il comportamento elettromagnetico del filtro ed impiega, oltre alla formulazione magnetica quasi statica che permette di valutare gli effetti induttivi e resistivi, anche le equazioni degli elementi circuitali capacitivi opportunamente accoppiati alle regioni del dominio FEM.

Analogamente a quanto descritto per l'analisi elettrostatica anche per l'analisi magnetica quasi statica è stata generata la struttura impiegando gli stessi parametri geometrici e sono stati assegnati i materiali alle diverse regioni.

A differenza dell'analisi elettrostatica, però, le regioni conduttrici non sono state considerate come conduttori perfetti ma, piuttosto, è stato assegnato loro come materiale conduttore il rame e inoltre sono state discretizzate con elementi finiti per potere valutarne la resistenza. In particolare, vista la forma rettangolare della sezione delle spire, si è deciso di discretizzare l'interno di tali regioni utilizzando una mesh "mappata" costituita da elementi rettangolari come illustrato in Fig. 6.6: ogni elemento quadrangolare in prossimità della superficie del conduttore deve possedere lati la cui dimensione massima deve soddisfare l'equazione (6.2) in modo da consentire la corretta valutazione degli effetti pelle e di prossimità.

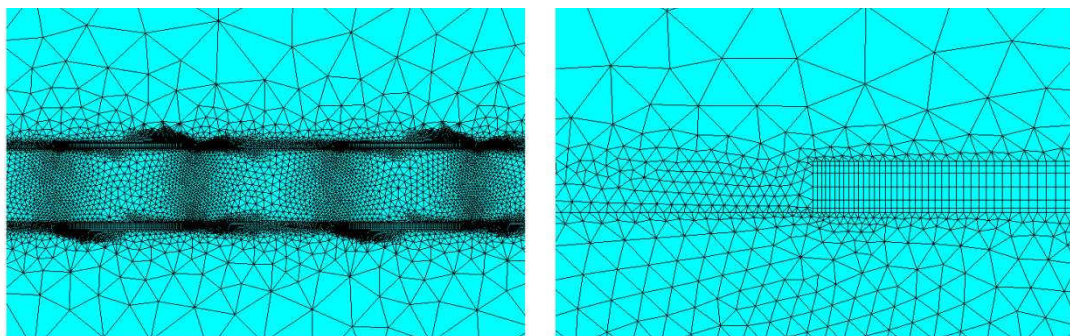


Fig: 6.6: Mesh 2D nel caso magnetico quasi statico con dettaglio delle regioni conduttrici

A tal fine, a seconda del valore della frequenza delle grandezze elettriche, viene calcolato il coefficiente di penetrazione “delta” che viene poi utilizzato per modificare opportunamente le dimensioni degli elementi che costituiscono la mesh all’interno delle regioni conduttrici. Come si può notare dalla Fig. 6.6 sono presenti sei elementi rettangolari (del secondo ordine) lungo il lato verticale del conduttore. Ogni elemento infatti presenta una dimensione media pari a metà profondità di penetrazione. La distribuzione degli elementi lungo i lati non è costante ma gli stessi sono maggiormente addensati in prossimità della superficie sede dei maggiori gradienti delle grandezze di campo.

Gli elementi utilizzati per realizzare la griglia di calcolo nel resto del dominio hanno forma triangolare (anche essi del secondo ordine) ed è importante notare che, come detto, la necessità di infittire la mesh all’interno dei conduttori

implichi anche una maggiore densità di elementi nelle regioni limitrofe sia in aria che nel dielettrico.

Poiché l'analisi effettuata è 2D assialsimmetrica la sezione rettangolare di ogni spira rappresenta, in effetti, una corona conduttrice circolare isolata dalle altre (v. Fig. 6.5): per poter collegare le varie corone in serie in modo da costituire l'originaria configurazione degli avvolgimenti a spirale è stato associato ad ogni sezione conduttrice un elemento circuitale *massive conductor* (v. § 4.5.2) appartenente alla libreria CIRCU124. Tale elemento consente di connettere elettricamente ad ogni corona circolare, facente parte del dominio FEM, un qualsiasi componente a parametri concentrati: generatori, componenti passivi o altri *massive conductor* associati ad altre spire dell'avvolgimento; consentendo, quindi, una stretta interazione tra le grandezze elettriche (corrente e tensione) imposte dal circuito e quelle indotte dai campi elettromagnetici.

La soluzione globale del problema si ottiene risolvendo contemporaneamente entrambi i sistemi di equazioni (sia FEM che circuitali).

Per creare i due avvolgimenti, quello superiore e quello inferiore, è necessario collegare in serie tra loro i *massive conductor* relativi alle singole spire circolari connettendo opportunamente i rispettivi terminali ai diversi nodi "fittizi" creati per il dominio circuitale come illustrato in Fig. 6.7.

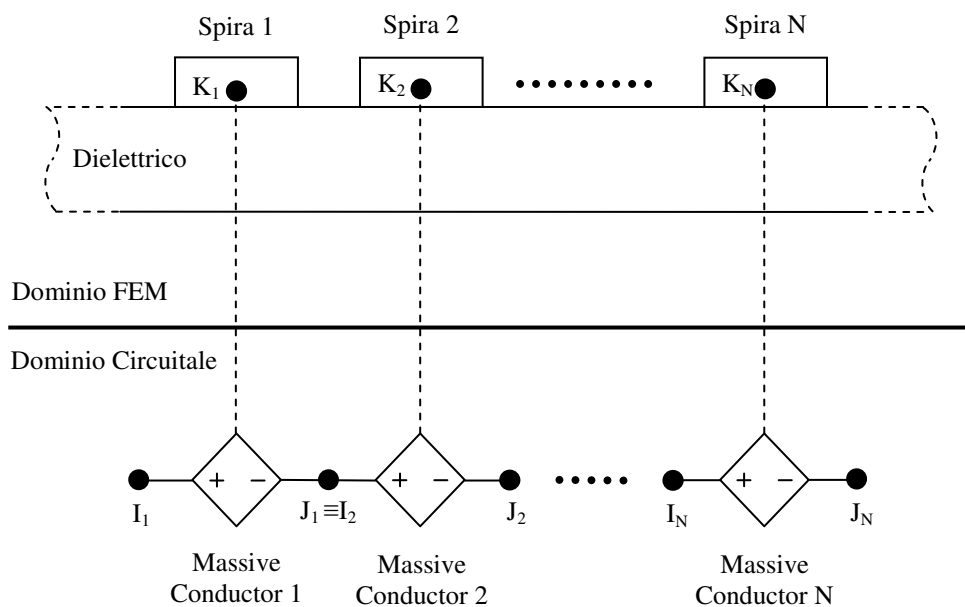


Fig. 6.7: Connessione in serie spire avvolgimento superiore.

A tal punto, utilizzando i valori della matrice delle capacità *lumped* ottenuta dalla soluzione del problema elettrostatico, è possibile inserire anche tutti i contributi di accoppiamento capacitivo tra le spire facendo uso degli elementi circuitali *capacitor*.

Per effettuare le connessioni di tali capacitori è necessario evidenziare che tra ogni coppia di regioni conduttrici è presente una capacità e che per ogni sezione conduttrice è associato un *massive conductor* che presenta due terminali. In particolare le capacità presenti nel filtro EMI planare sono di due tipologie: quelle interspira e quelle interavvolgimento.

Considerando il caso di capacità interspira, supponendo di avere un avvolgimento costituito soltanto da due spire (Fig. 6.8), si avranno due corone circolari collegate in serie e quindi 3 nodi: uno iniziale (I_1), uno a comune tra i due massive conductor ($J_1 \equiv I_2$) e uno finale (J_2). Tra due spire adiacenti, però, è presente una sola capacità (C_{12}). Si ha quindi la necessità di connettere un componente a due terminali in un sistema in cui sono presenti tre nodi. Sebbene il collegamento più intuitivo sarebbe quello di inserire la capacità tra il nodo iniziale (I_1) e quello finale (J_2), una modalità più precisa e che approssima meglio l'accoppiamento reale consiste nell'inserire la capacità interspira impiegando due capacitori entrambi con capacità pari a metà del valore ottenuto con l'analisi elettrostatica ($C_{12}/2$) [42]. Tali capacitori sono connessi uno tra il nodo iniziale e quello a comune e l'altro tra il nodo a comune e quello finale come mostrato in Fig. 6.8.

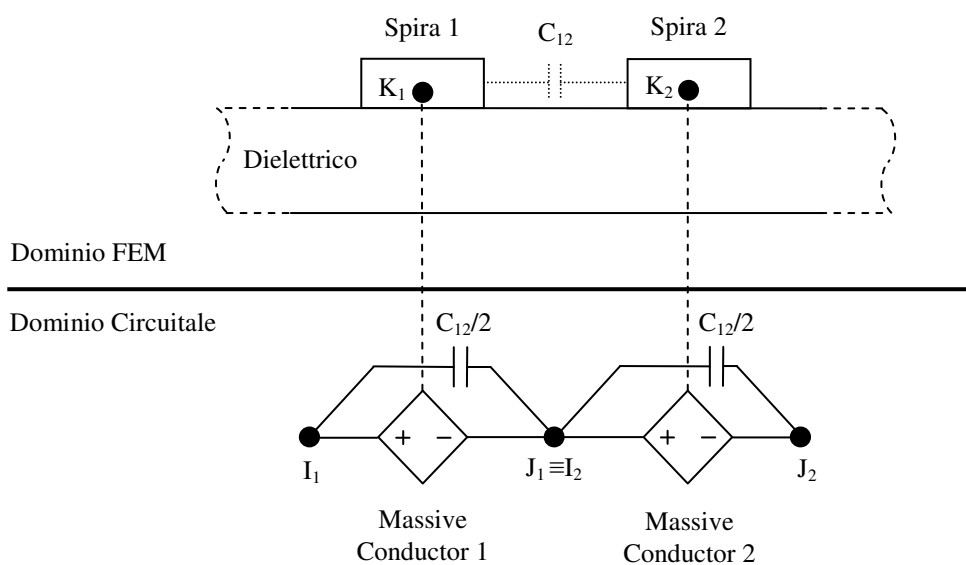


Fig. 6.8: Connessione dei capacitori nel caso di capacità interspira.

Tale procedimento è ripetuto per ciascuna coppie di spire sia dell'avvolgimento superiore che dell'avvolgimento inferiore.

Nel caso di capacità interavvolgimento, supponendo nuovamente di semplificare il problema considerando soltanto due regioni conduttrici, si avranno due *massive conductor* non connessi tra loro ma che presentano i propri terminali collegati a quattro nodi distinti. Si ha, pertanto, la necessità di connettere un componente bipolare, quale è un capacitore, ad un sistema con quattro terminali. Anche in questo caso si utilizza un procedimento analogo a quello utilizzato per le capacità interspira in cui vengono connessi due capacitori con capacità dimezzata rispetto a quella valutata con l'analisi elettrostatica connessi ai nodi omologhi (I_1-I_1' e J_1-J_1') relativi ai massive conductor associati alle due spire come illustrato in Fig. 6.9.

In definitiva, il numero degli elementi circuitali *capacitor* è pari al doppio del numero degli elementi della matrice delle capacità (che ha dimensione $2N \times 2N$), inoltre il valore della capacità assegnato ad ogni elemento circuitale è pari alla metà del valore ottenuto con l'analisi elettrostatica.

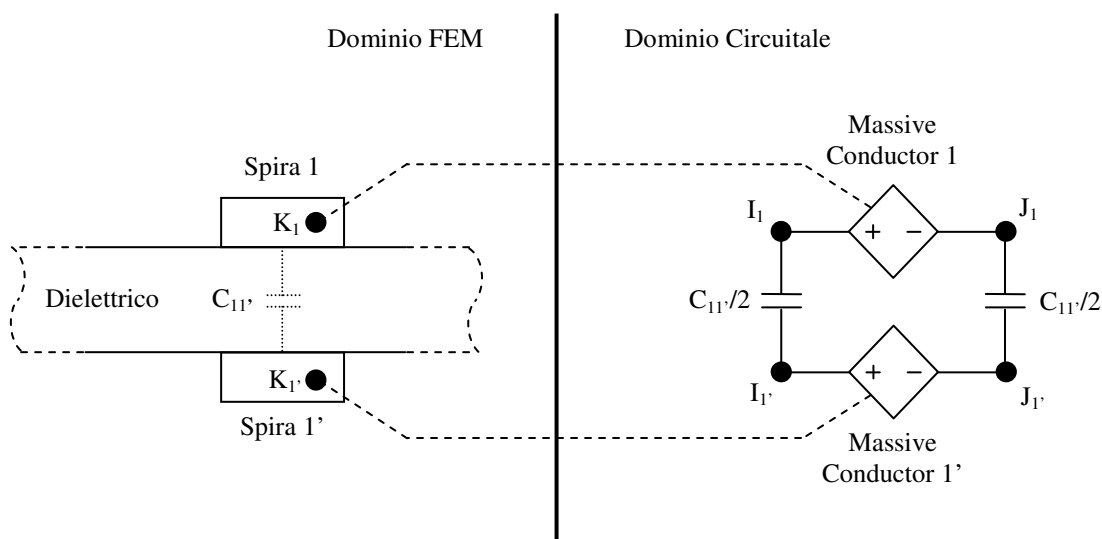


Fig. 6.9: Connessione dei capacitori nel caso di capacità interavvolgimento.

Dopo aver creato la struttura dei due avvolgimenti - connettendo opportunamente tutte le corone dell'avvolgimento superiore in serie tra loro e quelle dell'avvolgimento inferiore in serie tra loro - e dopo aver collegato tutte le capacità, è possibile alimentare il dispositivo per le due diverse configurazioni circuitali del filtro connettendo i generatori in ingresso e carichi in uscita in modo da valutarne le grandezze elettriche.

In fig. 6.10 è illustrata la configurazione per il calcolo della risposta del filtro utilizzato per ridurre le emissioni condotte dovute a correnti di modo comune (CM - common mode), mentre in fig. 6.11 è illustrata la configurazione per il calcolo della risposta del filtro utilizzato per ridurre le emissioni di modo differenziale (DM - differential mode): in particolare, in entrambe le figure,

sono messi in evidenza i terminali del filtro così come sono stati etichettati nella Fig. 6.1.

In ingresso è stato utilizzato un generatore di corrente sinusoidale di ampiezza pari a 1A e fase nulla al quale è stato collegato in parallelo un resistore da 50 Ω .

Come carico è stato utilizzato un resistore da 50 Ω .

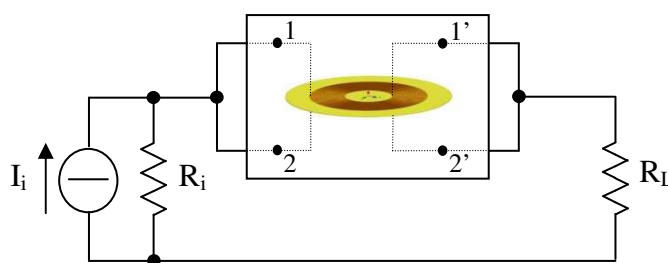


Fig. 6.10: Circuito di test per le emissioni di modo comune.

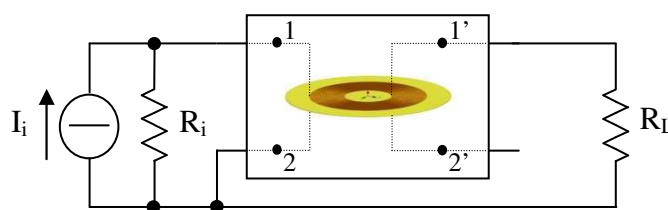


Fig. 6.11: Circuito di test per le emissioni di modo differenziale.

Per poter valutare le caratteristiche del filtro al variare della frequenza è stata effettuata un'analisi armonica in cui il valore della frequenza della corrente del

generatore viene fatta variare all'interno dell'intervallo fissato dalla normativa, 150kHz ÷ 30MHz, con passo di 1 MHz.

Tutta la procedura descritta finora è stata realizzata in maniera del tutto automatica mediante la programmazione di due script in linguaggio APDL che eseguiti in sequenza permettono di effettuare le due analisi FEM.-

6.3 Ottimizzazione

Obiettivo del presente lavoro di ricerca è quello di implementare una efficiente ed innovativa procedura di ottimizzazione di un filtro planare con avvolgimenti a spirali circolari. Fissati i valori di alcuni parametri geometrici e imposti i limiti agli intervalli di variazione delle variabili di progetto, l'algoritmo di ottimizzazione deve consentire di ottenere le caratteristiche geometriche del filtro ottimo, cioè la struttura del filtro in grado di attenuare al massimo le emissioni elettromagnetiche condotte.

L'algoritmo utilizzato per effettuare l'ottimizzazione del filtro planare è il PSO, il cui principio di funzionamento è descritto in § 5.3.

In particolare, il filtro oggetto di studio consta di due sezioni: una relativa all'attenuazione delle emissioni di modo comune e l'altra relativa all'attenuazione delle emissioni di modo differenziale. Di conseguenza sarà necessario effettuare due ottimizzazioni separate, relative alle altrettante configurazioni del filtro.

Nonostante i problemi da ottimizzare siano due, sia l'implementazione dell'algoritmo che dello script in APDL che esegue l'analisi elettrostatica per il calcolo della matrice delle capacità rimangono invariati.

La parte dello script relativa al calcolo magnetostatico, invece, deve essere opportunamente modificata a seconda della configurazione circuitale da

analizzare. I due script implementati, comunque, sono molto simili e l'unico elemento discriminante è costituito dalla diversa connessione degli elementi circuitali che permettono di realizzare la configurazione circuitale desiderata.

6.3.1 Caratteristiche specifiche dell'algoritmo

A seconda delle caratteristiche del problema da ottimizzare è necessario definire a priori le variabili decisionali ed i loro range, i parametri di configurazione e la tipologia di condizioni al contorno del PSO.

La corretta scelta delle variabili decisionali (o parametri di progetto) è una delle fasi più importanti del processo di ottimizzazione. Il risultato finale dell'ottimizzazione è una opportuna combinazione di parametri che consente di raggiungere il target prefissato minimizzando (o massimizzando) una determinata funzione obiettivo. In riferimento al filtro planare oggetto di studio sono molteplici le grandezze geometriche che definiscono la struttura ed influenzano il funzionamento del dispositivo, come illustrato in Fig. 6.2 e come di seguito elencato:

- spessore del dielettrico,
- altezza della spira,
- raggio esterno dell'avvolgimento,

- raggio interno dell'avvolgimento,
- numero di spire,
- larghezza della spira,
- distanza tra le spire.

Di tali parametri i primi due sono determinati dalle caratteristiche costruttive della PCB impiegata, mentre, gli altri parametri possono essere modificati in fase di progettazione. I possibili valori dello spessore del dielettrico sono: 0.4 mm, 0,8 mm e 1,6 mm, quelli dello spessore del rame sono 35 μm , 70 μm e 105 μm . La PCB scelta per la realizzazione del dispositivo presenta lo spessore del dielettrico pari a 0,4 mm e lo spessore del rame pari a 35 μm . Tali parametri non rientrano tra i parametri decisionali e pertanto risultano fissati.

I cinque parametri rimanenti possono essere ridotti a quattro poiché non tutti indipendenti tra loro. La distanza tra le spire, per esempio, risulta determinata dai gli altri quattro parametri.

In definitiva le variabili decisionali scelte sono quattro e precisamente: raggio esterno, raggio interno, numero di spire, larghezza della spira.

In Tab 6.1 sono riportati i limiti stabiliti per i parametri di progetto:

Tab. 6.1: Limiti assoluti dei parametri decisionali

Parametro	Valore Minimo	Valore Massimo
Raggio Esterno (R_{EXT})	0,6 mm	20 mm
Raggio Interno (R_{INT})	0,2 mm	19,6 mm
Numero Spire (N)	1	30
Larghezza Spira (W)	0,2 mm	19,6 mm

Il massimo raggio esterno ed il massimo numero di spire sono stati scelti in maniera arbitraria (pari rispettivamente a 20 mm e 30 spire). Il minimo raggio interno e la minima larghezza della spira sono, invece, condizionati dai limiti costruttivi della PCB. Le tecnologie costruttive disponibili consentono di realizzare PCB con minima larghezza della pista (w_{min}) e minima distanza tra due piste adiacenti (d_{min}) pari a 0,2 mm. Si è scelto, pertanto, di fissare pari a tale valore entrambi i limiti minimi sia del raggio interno che della larghezza della spira.

Conoscendo larghezza e distanza minime tra le spire è possibile definire il passo minimo dell'avvolgimento, utile per la determinazione dei limiti degli altri parametri, pari a:

$$p_{min} = w_{min} + d_{min} = 0,4 \quad (6.3)$$

Di conseguenza è possibile determinare il minimo valore assoluto del raggio esterno ricavabile dall'eq. (6.4):

$$R_{EXT_{min}} = R_{INT_{min}} + N_{min} \cdot p_{min} = 0,2 + 1 \cdot 0,4 = 0,6 \quad (6.4)$$

ed il massimo raggio interno pari a:

$$R_{INT_{max}} = R_{EXT_{max}} - N_{min} \cdot p_{min} = 20 - 1 \cdot 0,4 = 19,6 \quad (6.5)$$

Infine è possibile ricavare la massima larghezza della spira:

$$W_{max} = \frac{R_{EXT_{max}} - R_{INT_{min}}}{N_{min}} - d_{min} = \frac{20 - 0,2}{1} - 0,2 = 19,6 \quad (6.6)$$

È importante evidenziare che il terzo parametro: il numero delle spire dell'avvolgimento, deve essere un numero intero, pertanto, fissati il raggio esterno ed il raggio interno è possibile determinare il valore di N il quale verrà troncato alle due cifre intere. Tutti gli altri parametri, invece, appartengono al sottoinsieme dei numeri reali definito dagli estremi di variazione.

Lo scopo dell'ottimizzazione è determinare i valori di tali parametri geometrici in modo che sia massima l'attenuazione delle emissioni di modo comune o di modo differenziale nel range di frequenza specificato.

La tipologia delle condizioni al contorno per il PSO, che come illustrato in § 5.3.4 prevede tre possibili alternative, influenza la rapidità di convergenza dell'algoritmo.

La condizione di tipo *absorbing* consente di privilegiare la ricerca in prossimità degli estremi degli intervalli dei parametri decisionali poiché ogni volta che il parametro supera l'estremo dell'intervallo di variazione gli viene assegnato proprio tale valore: in pratica la particella viene fermata su una parete dello spazio di ricerca.

La condizione di tipo *reflecting* privilegia l'esplorazione all'interno del range di variazione in quanto cambia segno alla componente della velocità della particella riportandola all'interno dello spazio di ricerca.

La condizione di tipo *invisible* non modifica il movimento dello sciame e qualora uno dei parametri assuma un valore non accettabile la valutazione in quel punto dello spazio di ricerca non verrebbe effettuata.

La condizione utilizzata nel processo di ottimizzazione del filtro planare è di tipo *absorbing* poiché si vuole privilegiare la valutazione dei parametri sul contorno dello spazio di ricerca.

Infine sono stati definiti tutti i parametri, riportati in Tab. 6.2, necessari per la configurazione dell'algoritmo PSO: in particolare i parametri c_1 , c_2 e k sono quelli suggeriti da Clerc [39].

Tab. 6.2: Valori dei parametri di configurazione

Descrizione	Valore
Dimensione popolazione	10
Numero iterazioni	10
c_1	1,494
c_2	1,494
K	0,729

6.3.2 Relazioni tra i vincoli

La caratteristica singolare del processo di ottimizzazione del filtro planare oggetto di studio è l'interdipendenza dei vincoli dei parametri.

I limiti riportati in Tab 6.1 sono infatti i limiti assoluti che i diversi parametri possono assumere indipendentemente dal valore degli altri parametri, ma, chiaramente, fissato uno dei quattro parametri, l'intervallo di variazione degli altri tre deve essere opportunamente ridotto al fine di ottenere una configurazione del dispositivo fisicamente realizzabile.

Ad ogni parametro è stato quindi assegnato un indice di “priorità” in base al quale il primo parametro a priorità più elevata sarà indipendente, il secondo parametro avrà un limite superiore sull'intervallo di variazione determinato dal

primo parametro, il terzo parametro avrà un range di variazione limitato superiormente sia dal primo che dal secondo parametro e, infine, il dominio di variazione del quarto parametro avrà il limite superiore determinato dagli altri tre parametri.

In Tab. 6.3 sono illustrate sia la priorità dei parametri che le relazioni tra gli estremi superiori degli intervalli di variazione dei parametri di progetto.

Tab. 6.3: Limiti non lineari dei parametri decisionali

Parametro	Priorità	Val. Minimo (mm)	Val. Massimo (mm)
Raggio Esterno (R_{Ext})	1	0,4	20
Raggio Interno (R_{Int})	2	0,2	$R_{Ext} - 0,4$
Numero Spire (N)	3	1	$\frac{R_{Ext} - R_{Int}}{0,4}$
Larghezza Spira (w)	4	0,2	$\frac{R_{Ext} - R_{Int}}{N} - 0,2$

Il naturale percorso delle particelle dello sciame viene fortemente influenzato dai vincoli imposti sul dominio di variazione. L'iperspazio di ricerca sarà caratterizzato da un ipervolume di forma e con dimensioni continuamente differenti, iterazione per iterazione, a seconda del valore dei parametri.

Se per esempio il raggio esterno avesse un valore particolarmente basso anche gli altri parametri, essendo limitati da questo, risulterebbero ridotti diminuendo di conseguenza le dimensioni dell'intero spazio di ricerca.

Nonostante la presenza delle relazioni tra i vincoli dei parametri l'algoritmo PSO presenta elevata robustezza grazie, anche, alla scelta delle condizioni al contorno di tipo absorbing.

Le situazioni critiche che potrebbero verificarsi e che devono essere gestite dipendono dalle seguenti possibilità:

- la posizione di una particella al passo precedente è al di fuori del dominio delle soluzioni accettabili al passo attuale;
- la pbest di ogni particella, determinata in uno dei passi precedenti, si trova fuori dal dominio delle soluzioni consentite al passo attuale;
- la gbest di tutto lo sciame, determinata in uno dei passi precedenti, si trova fuori dal dominio delle soluzioni consentite al passo attuale.

Considerando tutte le possibili combinazioni si possono ottenere 8 casi differenti come illustrato nella Tab. 6.1:

Tab. 6.4: Casi possibili a seconda delle combinazioni di posizione, *pbest* e *gbest*

Caso	Posizione	<i>pbest</i>	<i>gbest</i>
1	Int	Int	Int
2	Est	Int	Int
3	Int	Est	Int
4	Est	Est	Int
5	Int	Int	Est
6	Est	Int	Est
7	Int	Est	Est
8	Est	Est	Est

Il caso 1 non presenta criticità, mentre, se si verifica uno degli altri otto casi riportati in Tab. 6.4, la condizione al contorno interviene per modificare la velocità e la posizione della particella: dopo aver calcolato la nuova posizione, si verifica l'ammissibilità o meno di quest'ultima senza curarsi delle cause che l'hanno determinata; qualora dovesse verificarsi la fuoriuscita della particella dallo spazio di ricerca la condizione al contorno di tipo *absorbing* interviene riposizionando opportunamente la particella sul contorno ed azzerandone la velocità nella direzione ad esso ortogonale.

6.3.3 Funzione obiettivo

La scelta della funzione obiettivo è senza dubbio una fase delicata del processo di ottimizzazione. Da essa dipende la corretta valutazione della soluzione e, quindi, il corretto esito dell'algoritmo.

È importante definire la tipologia di tale funzione e, nel caso di una funzione multi obiettivo da scalarizzare, scegliere la giusta combinazione lineare delle funzioni.

Nel caso del filtro planare oggetto di studio la funzione obiettivo deve essere in grado di quantificare l'attenuazione nell'intervallo di frequenza prescelto.

In particolare, il filtro planare è un circuito risonante e come tale presenta dei picchi di risonanza che, se rientrassero all'interno del range di frequenza selezionato, potrebbero creare dei punti di sella che devono essere opportunamente valutati perché potrebbero ridurre la capacità di attenuazione del filtro.

A tal fine si è deciso di utilizzare come funzione obiettivo (v. eq. 6.7) è la somma dei valori dell'attenuazione in tensione, calcolata come il rapporto tra la tensione in uscita (sul carico) e la tensione in ingresso, effettuata dal filtro per tutte le frequenze comprese tra 1 e 30 MHz con passo di 1 MHz.

$$F = \sum_{i=1}^{30} A_i \quad \text{con } i = 1, 2, \dots, 30 \quad (6.7)$$

dove:

$$A_i = \frac{V_{Out}^i}{V_{In}^i} \quad (6.8)$$

è l'attenuazione in tensione alla i -esima frequenza con $i=1, 2, \dots, 30$ MHz.

Nell'algoritmo la funzione obiettivo viene calcolata mediante la funzione scritta in fortran FUNK.F, riportata in appendice, la quale, ogni volta che viene eseguita, preleva in ingresso i quattro parametri decisionali e li fornisce allo script per l'analisi elettrostatica (v. § 6.2.1) il quale determina i valori delle capacità. Successivamente la stessa FUNK esegue un ciclo iterativo mediante il quale effettua trenta analisi magnetostatiche tempo armoniche (v. § 6.2.2) in cui la frequenza della corrente del generatore viene incrementata di 1 MHz nel range 1÷30 MHz. Ai capi degli elementi circuitali R_i ed R_L (v. Figg. 6.10 e 6.11) è possibile ottenere i valori della tensione in ingresso ed in uscita mediante e quindi calcolare l'attenuazione in tensione ad ogni frequenza.

Il valore restituito all'algoritmo dalla funzione FUNK è la somma delle attenuazioni calcolate a tutte le frequenze.

Tale valore è assunto come fitness e fornisce un indice di bontà della posizione della particella all'interno dello spazio di ricerca.

Una singola valutazione della funzione obiettivo comporta, quindi, una analisi FEM 2D $\frac{1}{2}$ e trenta analisi FEM 2D $\frac{1}{2}$ per un tempo di CPU (dipendente dalla geometria analizzata e dalla mesh che, come detto, viene adattata in funzione della profondità di penetrazione) mediamente pari a circa 2h, di cui circa 70' per il calcolo elettrostatico della matrice delle capacità (Pentium IV, 3,2 GHz, 4Gb RAM).

6.3.4 Dispositivo ottimo

Sono state effettuati due distinti processi di ottimizzazione: uno per ogni configurazione del filtro (DM o CM) per un totale di 200 valutazioni della funzione obiettivo. Il risultato ottimo ottenuto per la configurazione DM coincide con l'ottimo ottenuto per la configurazione CM.

Il dispositivo ottimo è illustrato in Fig. 6.12.

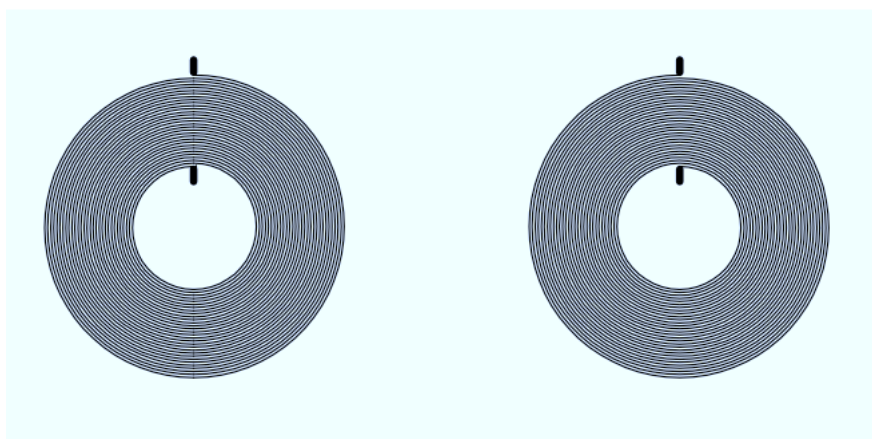


Fig. 6.12: Dispositivo ottimo

I valori dei parametri di progetto per la soluzione ottima sono riportati in Tab 6.5 dalla quale si può notare che la configurazione geometrica che permette di ottenere la massima attenuazione di tensione, nel range di frequenza esaminato, presenta il raggio esterno pari al suo valore massimo assoluto, così come il numero di spire, la larghezza della pista pari al suo estremo inferiore e il raggio interno è pari a 8 mm corrispondente a:

$$R_{Ext} - N \cdot p = 20 - 30 \cdot 0,4 = 8 \text{ mm} \quad (6.9)$$

dove p è il passo dell'avvolgimento pari a $\frac{R_{Ext} - R_{Int}}{N} = 0,4 \text{ mm}$.

Tab. 6.5: Soluzione del problema di ottimizzazione

Parametro	Priorità	Valore
Raggio Esterno (R_{Ext})	1	20 mm
Raggio Interno (R_{Int})	2	8 mm
Numero Spire (N)	3	30
Larghezza Spira (w)	4	0,2

Il numero di elementi del secondo ordine utilizzati per l'analisi elettrostatica del dispositivo ottimo è pari a circa 13.500, mentre, per l'analisi magnetica quasi

statica del dispositivo ottimo alla frequenza di 30 MHz sono stati impiegati circa 75.000 elementi (del 2° ordine).

Rimane inteso che un tale numero di elementi è necessario a soddisfare l'equazione (6.2), per consentire la corretta valutazione degli effetti resistivi nelle regioni conduttrici.

Non è stato possibile eseguire sulla stessa macchina l'analisi FEM 3D del dispositivo ottimo utilizzando una mesh tale da soddisfare l'equazione (6.2) poiché il numero di tetraedri è talmente elevato da non consentire la costruzione del sistema risolvibile.

In Fig. 6.13 è mostrato il diagramma di attenuazione del filtro ottimo in configurazione modo comune in funzione della frequenza nel range 1÷30 MHz.

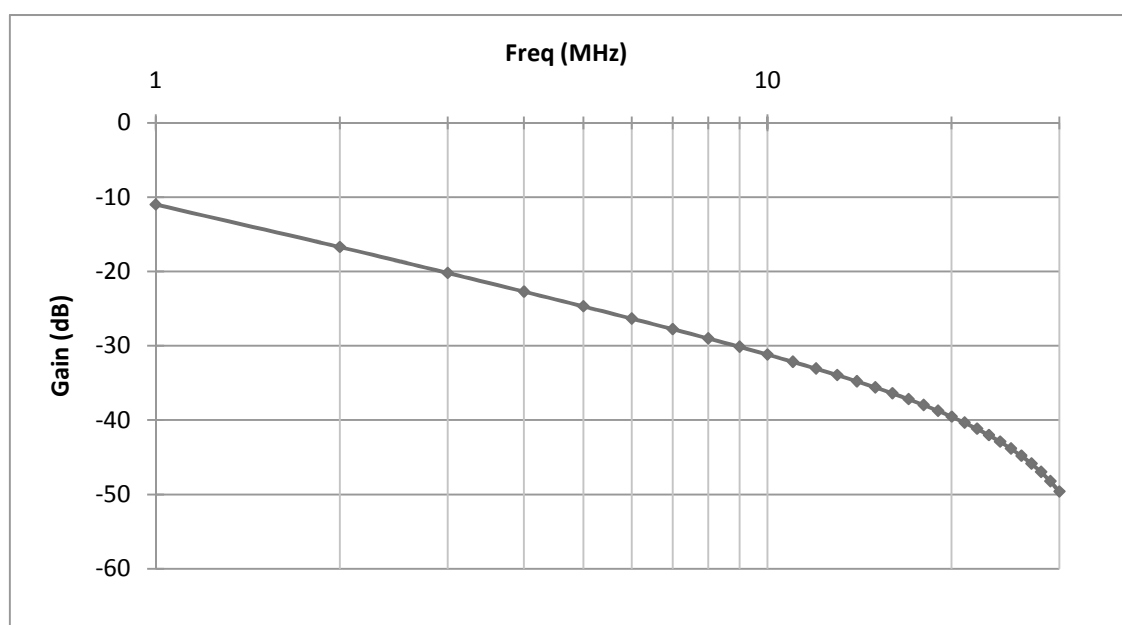


Fig. 6.13: Attenuazione del filtro in configurazione MC

È possibile notare che il grafico presenta nell'intervallo 1÷10MHz una pendenza di circa -20 dB/Decade; superato tale intervallo l'attenuazione aumenta maggiormente fino ad arrivare al valore di circa -50 dB in prossimità della frequenza di 30 MHz.

In Fig. 6.14 è illustrato il grafico dell'attenuazione del filtro ottimo per le emissioni di modo differenziale. È visibile un picco di risonanza in prossimità della frequenza di 14 MHz ed è evidente l'incremento di attenuazione per frequenze superiori i 15 MHz.

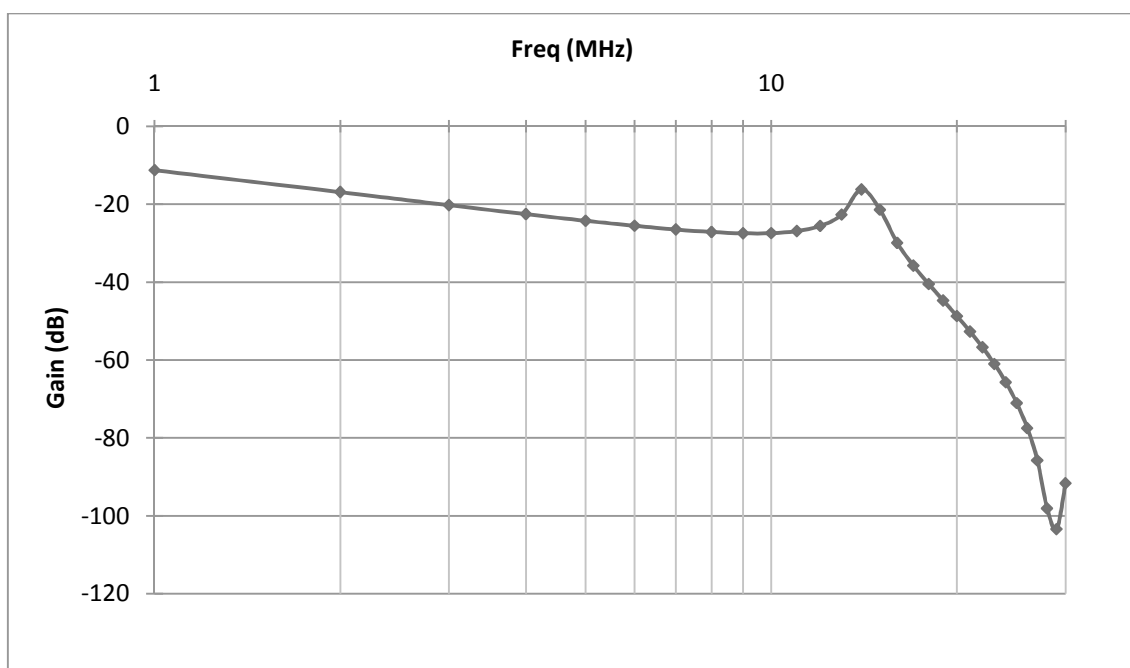


Fig. 6.14: Attenuazione del filtro in configurazione MD

La Fig. 6.15 mostra le superfici equipotenziali ottenute durante la fase di post-processamento dell'analisi elettrostatica del filtro ottimo. In particolare, sono

illustrate le superfici equipotenziali nei due casi in cui, rispettivamente, la 1^a spira (Fig. 6.15 a) e la 15^a spira (Fig. 6.15 b), entrambe dell'avvolgimento superiore, sono poste alternativamente al potenziale noto (100 V) mentre tutte le rimanenti sono al potenziale nullo. È possibile notare, soprattutto dalla Fig. 6.15 a), la tendenza delle superfici equipotenziali verso l'asse di simmetria posto a sinistra.

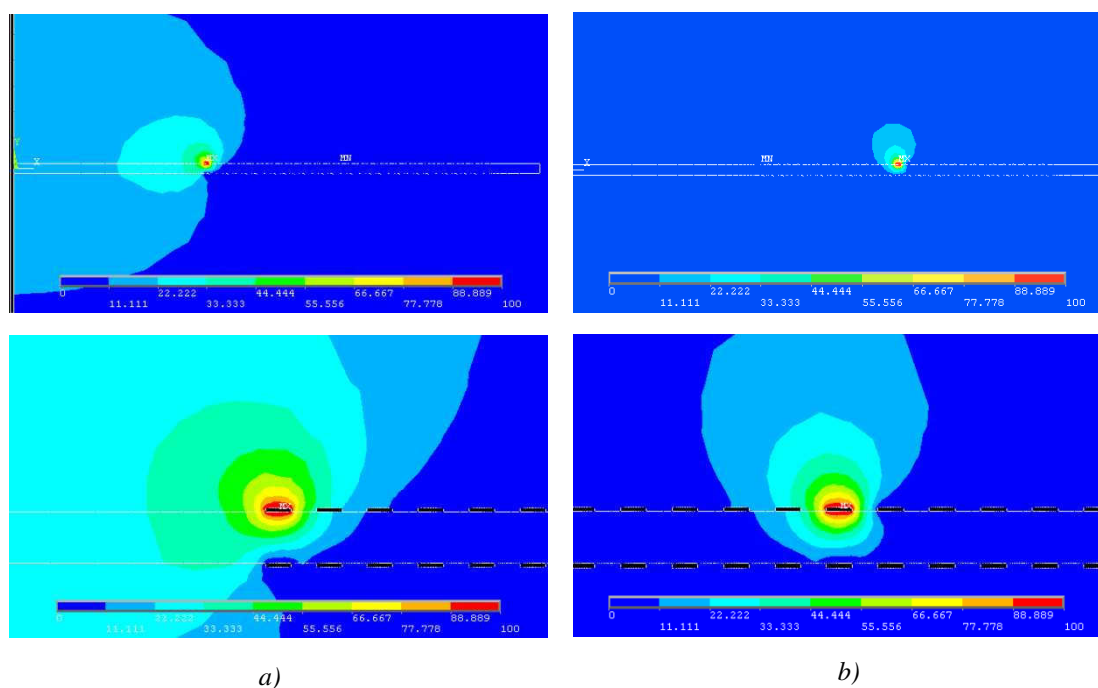


Fig. 6.15: Superfici equipotenziali dell'analisi elettrostatica a) 1^a spira posta a 100V b) 15^a spira posta a 100 V

In Fig. 6.16 e 6.17 sono riportati i grafici delle linee di flusso della soluzione quasi stazionaria alle frequenze di 10 e 30 MHz nelle due diverse configurazioni del filtro: modo comune e modo differenziale.

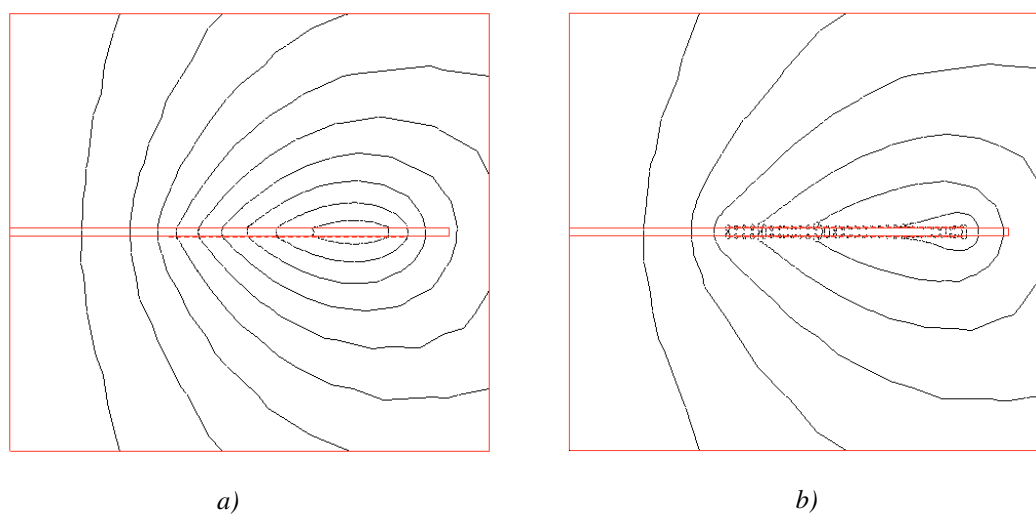


Fig. 6.16: Linee di flusso configurazione MC a) frequenza 10 MHz; b) frequenza 30 MHz.

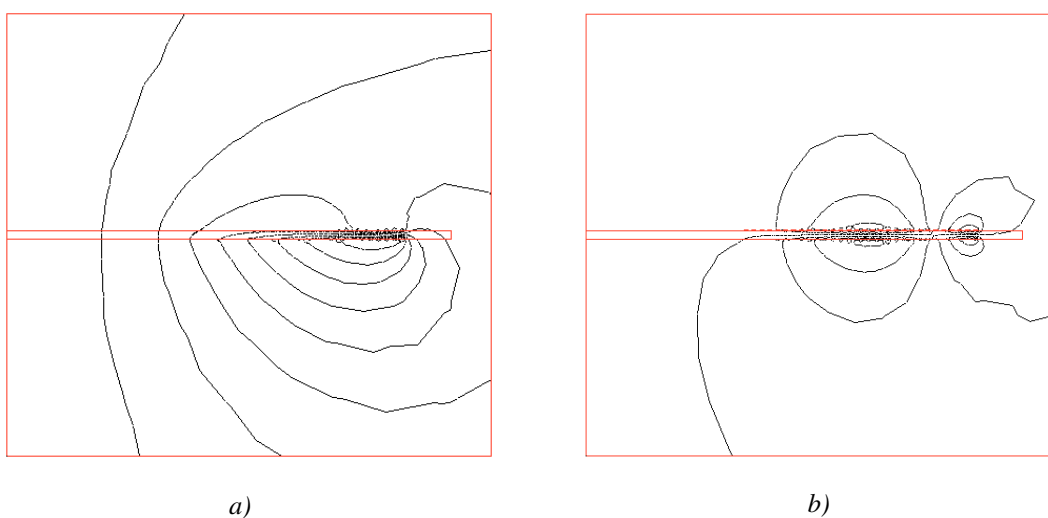


Fig. 6.17: Linee di flusso configurazione MD a) frequenza 10 MHz; b) frequenza 30 MHz.

In Fig. 6.18 sono è illustrata la distribuzione della parte reale della densità di corrente all'interno delle sezioni conduttrici del filtro in configurazione MC alla frequenza di 30 MHz. È possibile notare che la corrente si addensa in

prossimità della superficie del conduttore a causa dell'effetto pelle e che si distribuisce in maniera disuniforme sia lungo la direzione orizzontale (effetto della corrente che circola nelle spire dello stesso avvolgimento) sia in direzione verticale (effetto della corrente che circola sull'altro avvolgimento).

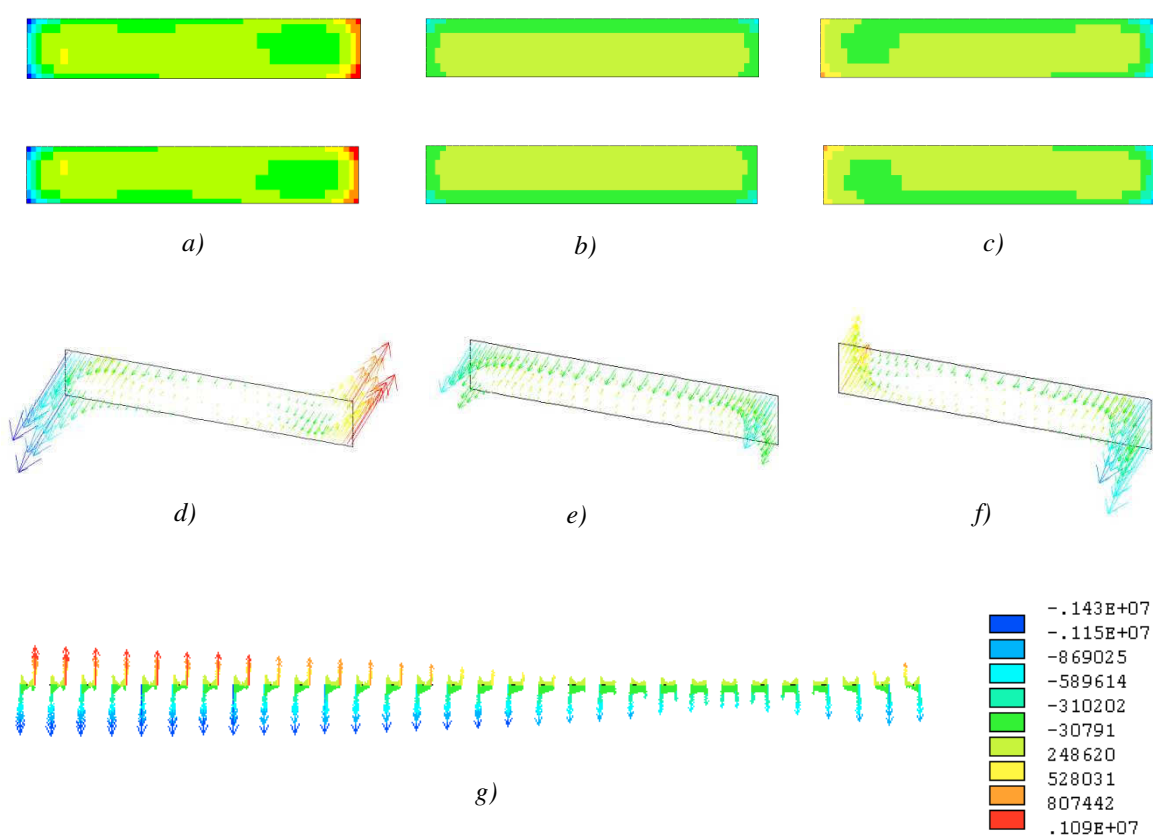


Fig. 6.18: Distribuzione della parte reale della densità di corrente nelle sezioni delle spire del filtro in configurazione MC a frequenza 30 MHz; a) 1^a spira di entrambi gli avvolgimenti; b) 24^a spira di entrambi gli avvolgimenti; c) 30^a spira di entrambi gli avvolgimenti; d) diagramma vettoriale 1^a spira; e) diagramma vettoriale 24^a spira; f) diagramma vettoriale 30^a spira; g) diagramma vettoriale avvolgimento superiore.

Gli stessi effetti sono visibili anche in Fig. 6.19 in cui è riportata la distribuzione della densità di corrente sulla sezione dei conduttori del filtro in configurazione MD alla frequenza di 30 MHz.

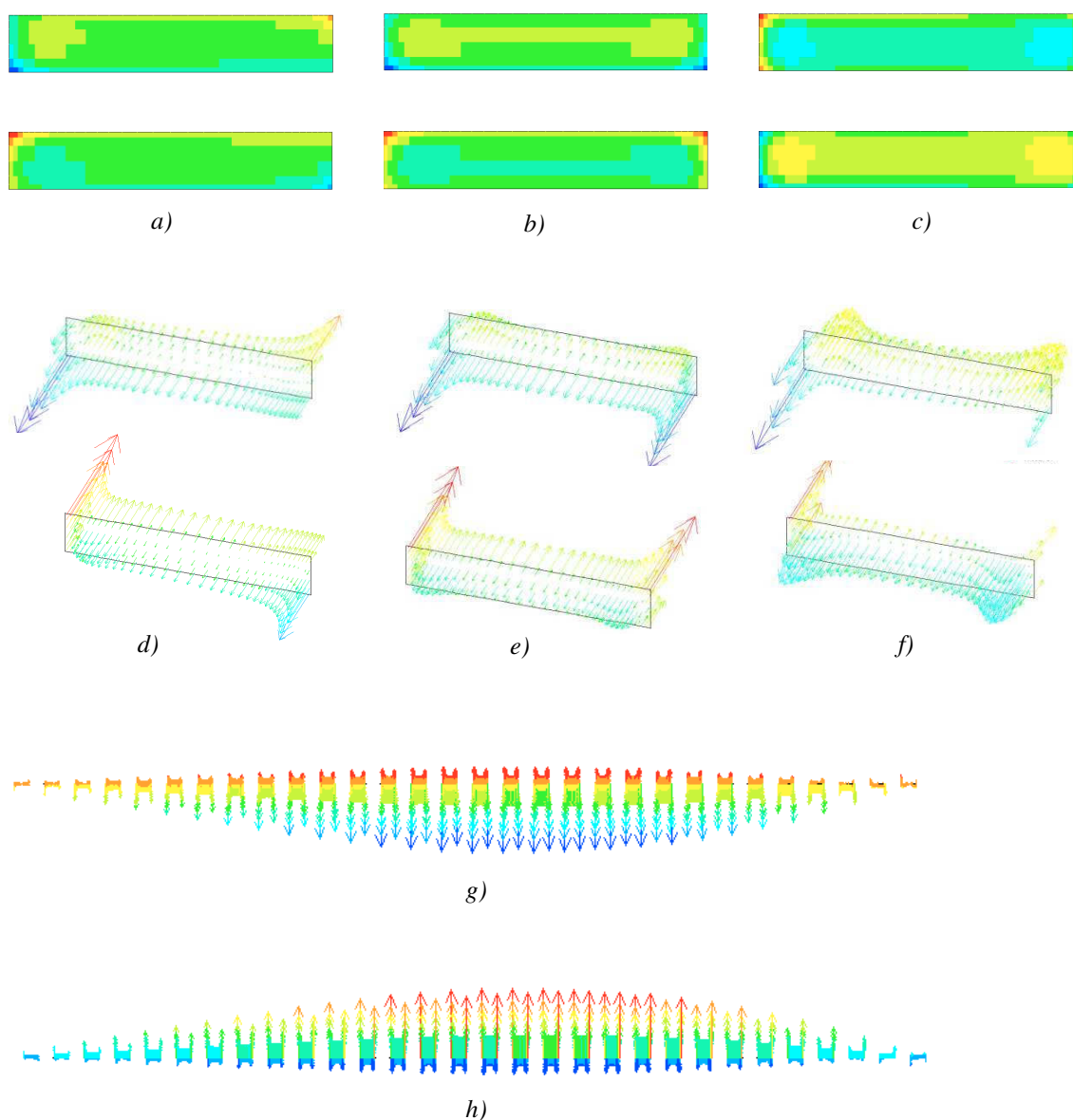


Fig. 6.19: Distribuzione della parte reale della densità di corrente nelle sezioni delle spire del filtro in configurazione MD a frequenza 30 MHz; a) 1^a spira di entrambi gli avvolgimenti; b) 15^a spira di entrambi gli avvolgimenti; c) 30^a spira di entrambi gli avvolgimenti; d) diagramma vettoriale 1^a spira; e) diagramma vettoriale 15^a spira; f) diagramma vettoriale 30^a spira; g) diagramma vettoriale avvolgimento superiore; h) diagramma vettoriale avvolgimento inferiore.

Misure sperimentali: validazione del modello e confronto dei risultati

7.1 Generalità

Il modello illustrato nel Capitolo precedente consente di ottenere i valori delle grandezze elettriche (corrente e tensione) in ingresso ed in uscita al filtro. Tali valori, opportunamente elaborati, possono essere confrontati con i dati ottenuti da misure sperimentali effettuate su un prototipo in modo da validare il modello adottato.

La corretta esecuzione di una misura è un'attività complessa e delicata poiché presuppone la gestione di problematiche da tenere in considerazione. Ogni misura, per quanto esatta possa sembrare, è affetta da una certa quota di errori che devono essere opportunamente valutati.

Errori sistematici (che determinano una sovrastima o una sottostima della misura) ed errori casuali (che originano differenze tra misure ripetute sullo stesso sistema) provocano inevitabili scostamenti tra il valore misurato ed il valore “vero” della grandezza misurata.

Tali errori dipendono principalmente: dalle condizioni dello strumento (taratura o malfunzionamenti) e dalle sue modalità di utilizzo, dalle perturbazioni indotte dell'operatore e dall'ambiente esterno, dagli errori di lettura dell'operatore.

Inoltre, se la misura non viene effettuata in maniera diretta (quando la grandezza misurata è omogenea all'unità di misura dello strumento) ma viene eseguita in maniera indiretta (quando la grandezza da misurare si ottiene mediante relazioni matematiche applicate su grandezze misurate direttamente), l'errore presente nelle misure dirette si propagherà anche nella misura ricavata.

Per quanto riguarda le misure sperimentali eseguite sul dispositivo oggetto del presente studio, si è deciso di considerare il valore vero coincidente con il valore misurato trascurando le incertezze da cui è affetto. Considerando, infatti, che i valori misurati dovranno essere impiegati per verificare l'attendibilità di un modello basato su diverse approssimazioni, le incertezze presenti nei dati misurati non saranno tali da influenzare significativamente il processo di validazione del modello.

7.2 Sistema di misura e strumentazione impiegata

L'obiettivo delle misure sperimentali è quello di ricavare grandezze caratteristiche (come attenuazione ed impedenza d'ingresso) del filtro planare oggetto di studio al variare della frequenza delle grandezze elettriche. A tal fine verranno effettuate misure di tensione e di corrente (ampiezza e fase) sia in ingresso che in uscita a frequenze comprese nell'intervallo $1 \div 30\text{MHz}$.

Per effettuare le misure sperimentali sul prototipo realizzato, è stato allestito un apposito banco di prova in laboratorio facendo attenzione a limitare tutte le fonti di eventuali disturbi esterni e cercando di ridurre le cause di errore.

Dovendo misurare segnali ad alta frequenza è di fondamentale importanza scegliere correttamente gli strumenti di misura.

La strumentazione utilizzata è di seguito elencata:

- Oscilloscopio “Tektronix TDS5054B”. Tale oscilloscopio appartiene a una classe di strumenti con prestazioni medio alte, possiede 4 canali indipendenti, massimo sample rate real-time pari a 5GS/s , massimo waveform capture rate pari a $100,000\text{wfms/s}$ e permette di effettuare misure fino a frequenze pari a 500MHz [43]. L'impedenza di ingresso dell'oscilloscopio è costituita da una componente resistiva nell'ordine di alcuni megaohm, posta in parallelo a una componente capacitiva di circa 100pF ; questa impedenza non ideale comporta un errore sul valore della

corrente che influenza il segnale da misurare. Per ovviare a questo problema è possibile acquisire il segnale attraverso sonde, tipicamente compensate, che permettono di aumentare considerevolmente (tipicamente 10 o 100 volte) il valore della resistenza di ingresso, in modo da ridurre notevolmente l'errore in consumo dello strumento.

- Sonda di corrente “Tektronix TCPA400”. Sonda con un range di frequenza fino a 100MHz, ad essa è abbinato un amplificatore di segnale Tektronix TCPA300 dotato di autobalance per il setting iniziale.
- Sonda di tensione “Tektronix P6139A”. Sonda con un range di frequenza fino a 500MHz, una capacità in ingresso di $8\text{pF} \pm 0.8\text{pF}$ e con possibilità di compensare in un range $8 \div 12\text{pF}$.
- Generatore di segnale “Helwett-Packard 8648B”; tale dispositivo si comporta come una sorgente di una gamma molto vasta di segnali: non solo le comuni sinusoidi, onde quadre e triangolari, rampe, ma anche rumore, impulsi e forme d'onda arbitrarie. Il range di frequenza raggiungibile per onde quadre o sinusoidi varia tra 9 e 2000MHz, mentre i valori di ampiezza del segnale possono variare tra 10mV e 10V picco-picco. L'impedenza di uscita tipica è pari a 50Ω , affinché sia garantito l'adattamento con sistemi già predisposti per sorgenti adattate. Nel caso in esame, l'oscilloscopio ha un ingresso ad alta impedenza, dunque non a 50Ω , per cui rileva

l'ampiezza effettiva del generatore; questo problema è stato risolto impostando l'uscita del generatore di segnale come "alta impedenza".

- Amplificatore di potenza "AR Worldwide 75A250". Tale dispositivo serve ad amplificare il segnale in uscita dal generatore; possiede una elevata banda passante, un notevole guadagno e alta potenza d'uscita. L'utilizzo dei Mosfet per la realizzazione, riduce la distorsione, migliora la stabilità e consente il funzionamento con qualsiasi impedenza di carico senza danni. Il pannello frontale di controllo permette all'operatore di impostare il livello di output desiderato.

È necessario evidenziare che, al fine di minimizzare i disturbi esterni, per effettuare i collegamenti tra i diversi strumenti sono stati utilizzati cavi schermati dotati di connettori BNC.

Inoltre, per limitare l'influenza della capacità parassita introdotta dalla sonda di tensione in modo da non condizionare la misura di corrente in ingresso, è conveniente collegare la sonda di corrente a valle della sonda di tensione.

Tutte le grandezze sono state misurate in termini di "valore efficace (rms)" impostando opportunamente l'oscilloscopio.

Il sistema di misura utilizzato è mostrato in Fig. 7.1 ed in Fig. 7.2 sono illustrati gli strumenti impiegati per l'esecuzione delle misure.

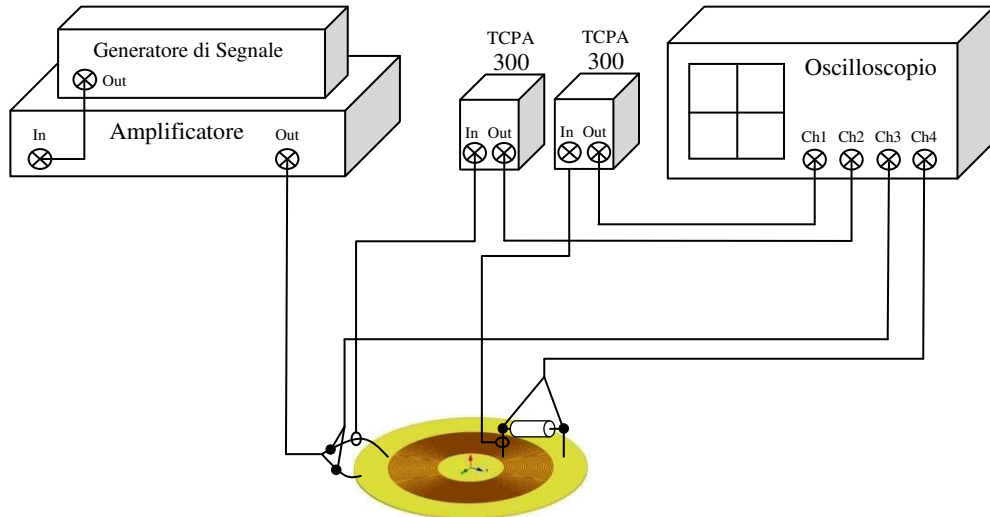


Fig. 7.1: Schema del sistema sperimentale utilizzato

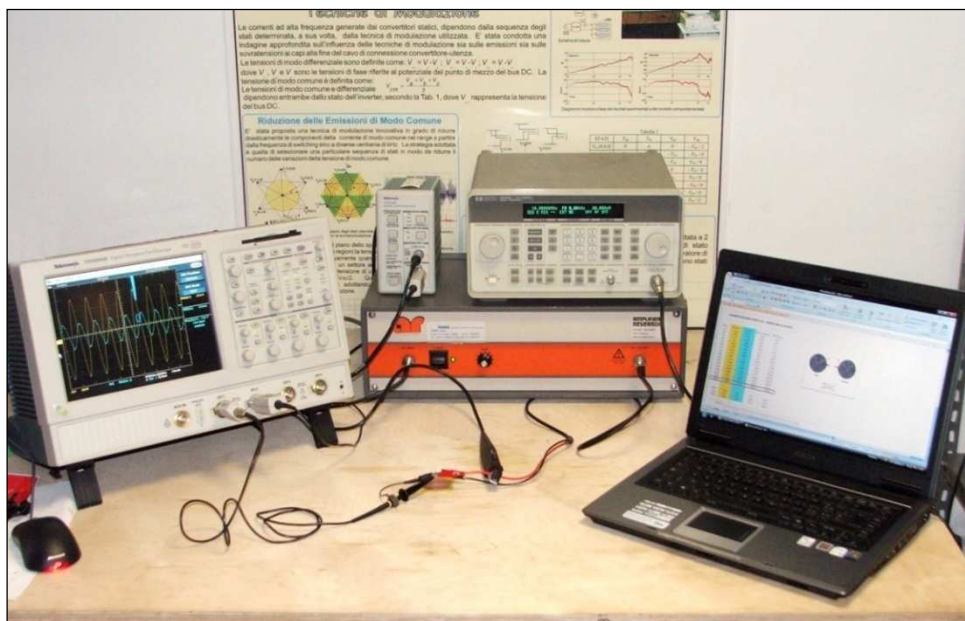


Fig. 7.2: Strumentazione impiegata

7.3 Misure sperimentali

Il filtro EMI è costituito da due sezioni relative, rispettivamente, alle emissioni di modo comune e di modo differenziale. Come detto in §6.3.4 il dispositivo ottimo è lo stesso per entrambe le configurazioni, pertanto, è stato realizzato un solo prototipo, mostrato in Fig. 7.3, mediante il quale sono state effettuate due distinte serie di misure nelle due diverse configurazioni.



Fig. 7.3: Prototipo realizzato

Per ognuna delle due configurazioni di prova, sono stati ricavati gli andamenti, in funzione della frequenza, dell'attenuazione di tensione e dell'impedenza d'ingresso in modulo e fase. Tali dati sono stati rappresentati (mediante singoli punti) in diagrammi in cui sono riportati anche gli andamenti delle stesse

grandezze ottenuti mediante le simulazioni (rappresentati mediante una linea interpolante continua) in modo da poterne effettuare il confronto.

7.3.1 Filtro in configurazione modo comune

In Fig. 7.4 è illustrato lo schema del sistema sperimentale utilizzato per effettuare le misure sul filtro in configurazione modo comune. Il circuito elettrico impiegato nel setup di misura è identico al circuito (v. Fig. 6.10) utilizzato per le simulazioni.

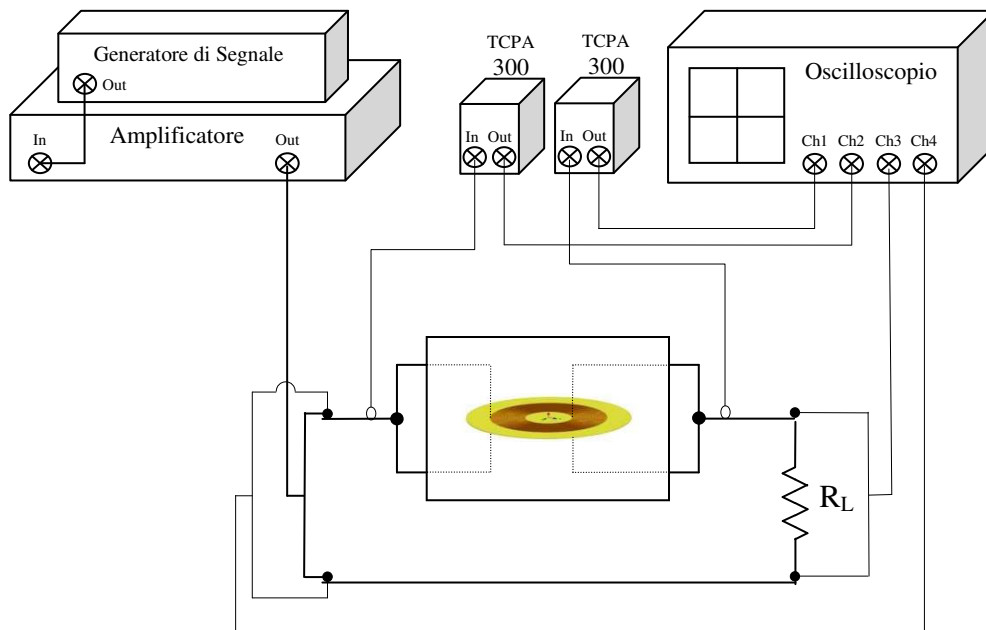


Fig. 7.4: Sistema sperimentale per le misure in configurazione MC

La prima grandezza ricavata è l'attenuazione di tensione tra ingresso ed uscita. Tale grandezza è ottenuta calcolando il rapporto tra i valori efficaci della

tensione in ingresso e della tensione ai capi della resistenza R_L (carico) valutate a diverse frequenze di alimentazione. In Fig. 7.5 è mostrato il grafico in cui sono rappresentati i valori dell'attenuazione misurati e calcolati.

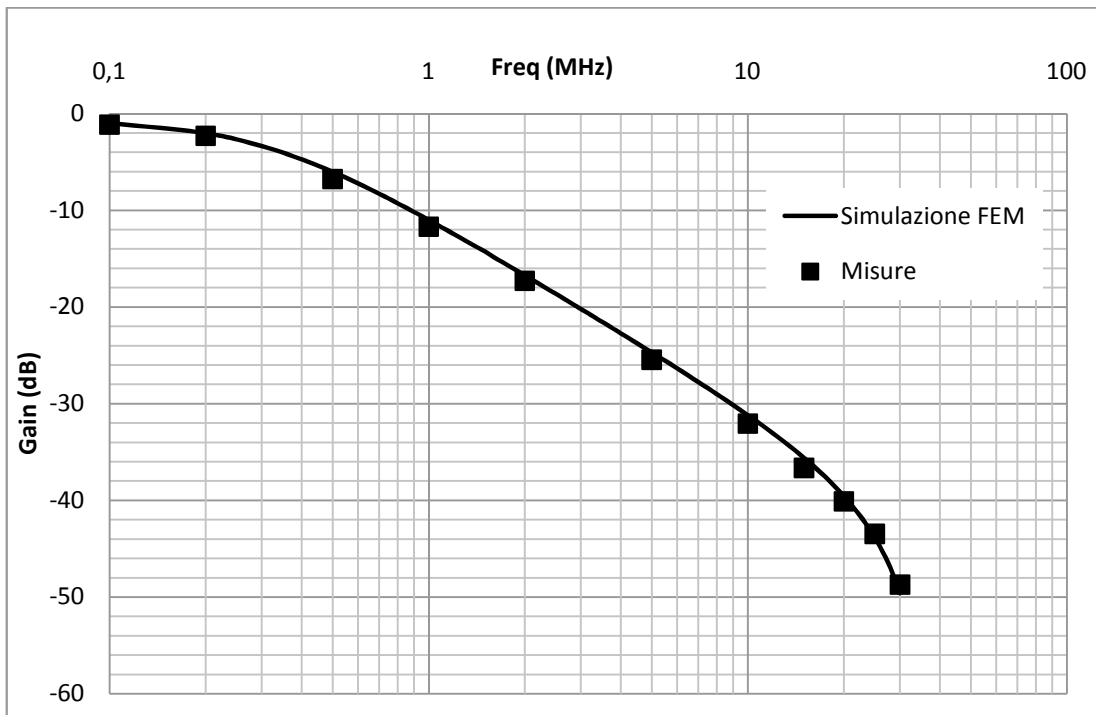


Fig. 7.5: Attenuazione in tensione del filtro in configurazione modo comune

È possibile notare che per frequenze superiori a 3 MHz il filtro consente di raggiungere attenuazioni superiori alla soglia di 20 dB e che si ha una buona coincidenza tra i dati simulati e le misure.

Si può constatare, inoltre, che nell'intervallo compreso tra 1 e 10 MHz, il grafico presenta la tipica pendenza di -20dB/decade ma che, per frequenze superiori ai 10MHz, l'attenuazione aumenta con una pendenza maggiore

lasciando intuire la presenza di una risonanza per frequenze immediatamente superiori ai 30MHz.

Oltre all'attenuazione è stata calcolata anche l'impedenza d'ingresso del filtro.

Per effettuare una caratterizzazione completa di tale grandezza si è deciso di misurare sia il modulo che la fase dell'impedenza in modo da eseguire un confronto più completo ed una valutazione più puntuale del modello adottato.

In Fig. 7.6 è illustrato l'andamento del modulo di Z calcolato effettuando il rapporto tra i valori efficaci della tensione e della corrente in ingresso.

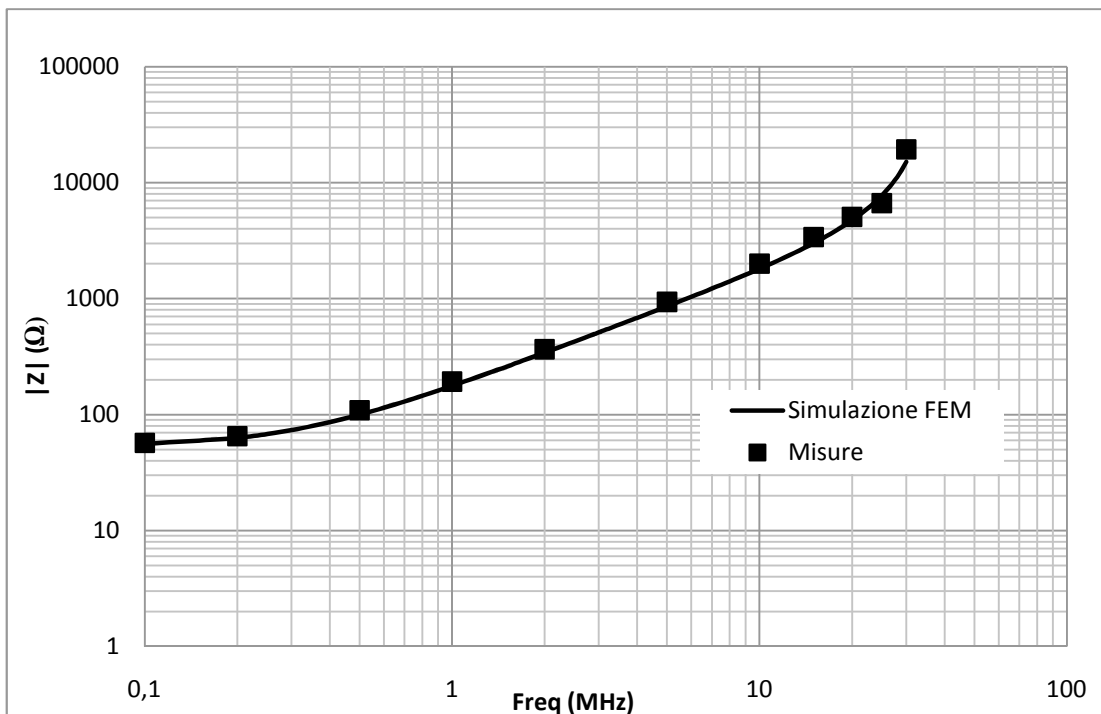


Fig. 7.6: Modulo dell'impedenza d'ingresso del filtro in configurazione modo comune

La corrispondenza tra i risultati misurati e quelli simulati è ottima. È possibile notare che, analogamente all'andamento dell'attenuazione visto in precedenza, superata la frequenza di 10MHz anche l'impedenza presenta un incremento di pendenza confermando l'ipotesi di una risonanza per frequenze di poco superiore ai 30MHz.

In Fig. 7.7 è mostrato l'andamento della fase di Z al variare della frequenza.

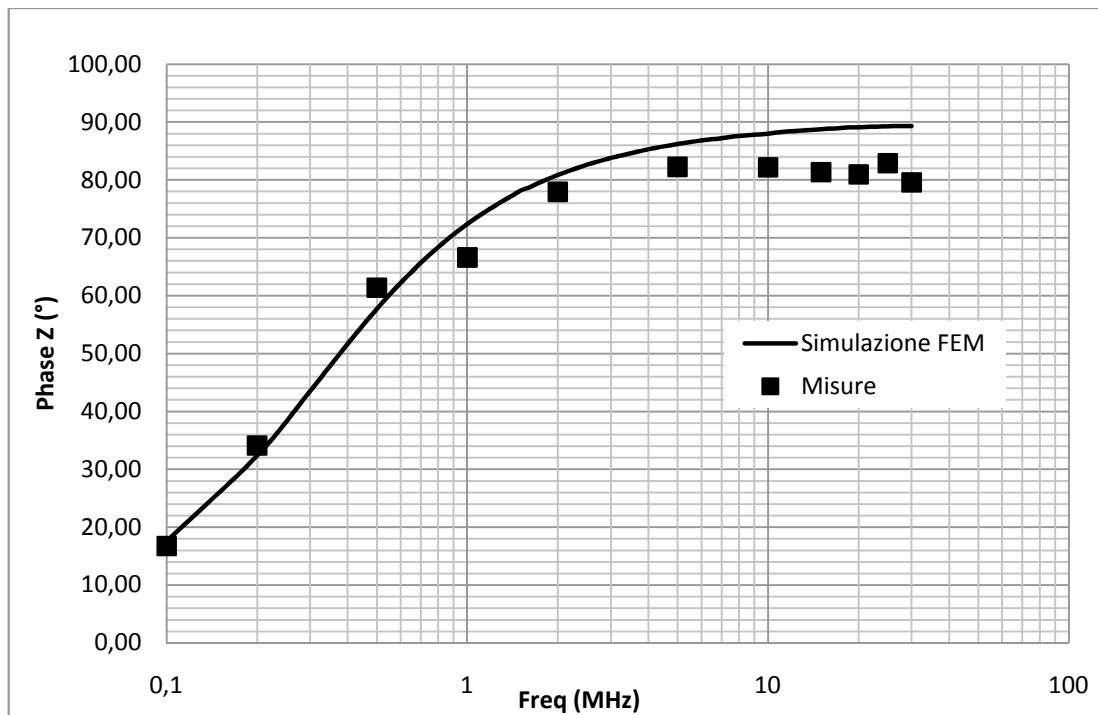


Fig. 7.7: Fase dell'impedenza d'ingresso del filtro in configurazione modo comune

L'andamento della fase dell'impedenza conferma il comportamento induttivo del filtro per frequenze di lavoro fino a 30 MHz. Dal grafico si riscontra che,

per frequenze elevate, è presente un lieve scostamento tra la fase misurata e quella ottenuta dalle simulazioni. Tale evento può essere attribuibile alla difficoltà sperimentale riscontrata nella misura della fase la quale, a causa di oscillazioni delle forme d'onda visualizzate sull'oscilloscopio, può essere affetta da un certo errore di rilevazione della misura.

7.3.2 Filtro in configurazione modo differenziale

Lo schema del sistema di misura delle grandezze di modo differenziale è illustrato in Fig. 7.8. Anche in questo caso è stato implementato lo stesso circuito elettrico (Fig. 6.11) impiegato per le simulazioni.

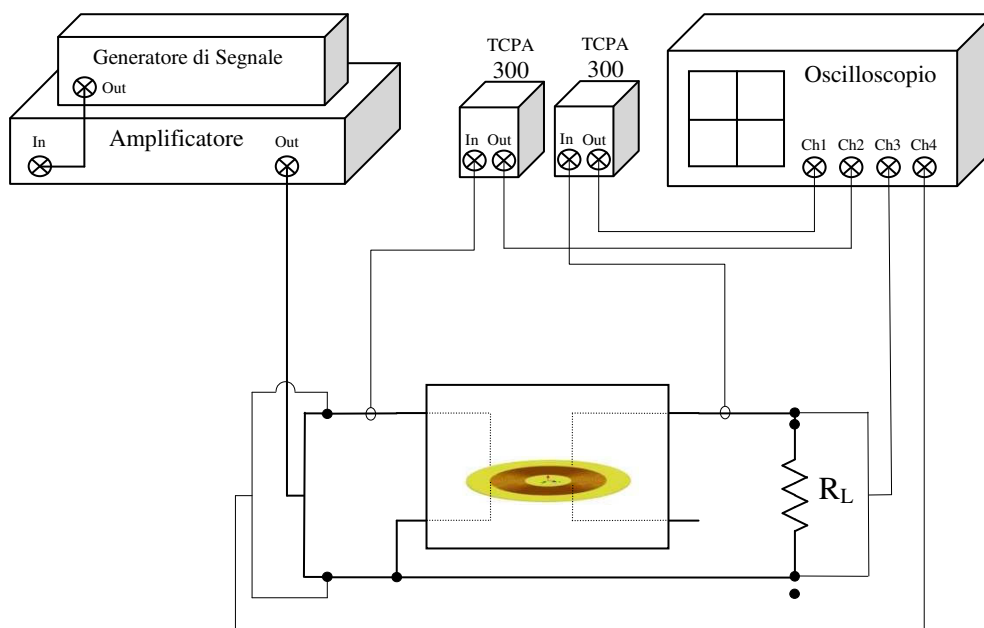


Fig. 7.8: Sistema sperimentale per le misure in configurazione MD

In Fig. 7.9 è illustrato l'andamento dell'attenuazione di tensione del filtro. È evidente una prima risonanza in corrispondenza di circa 14 MHz dopo la quale la pendenza aumenta considerevolmente.

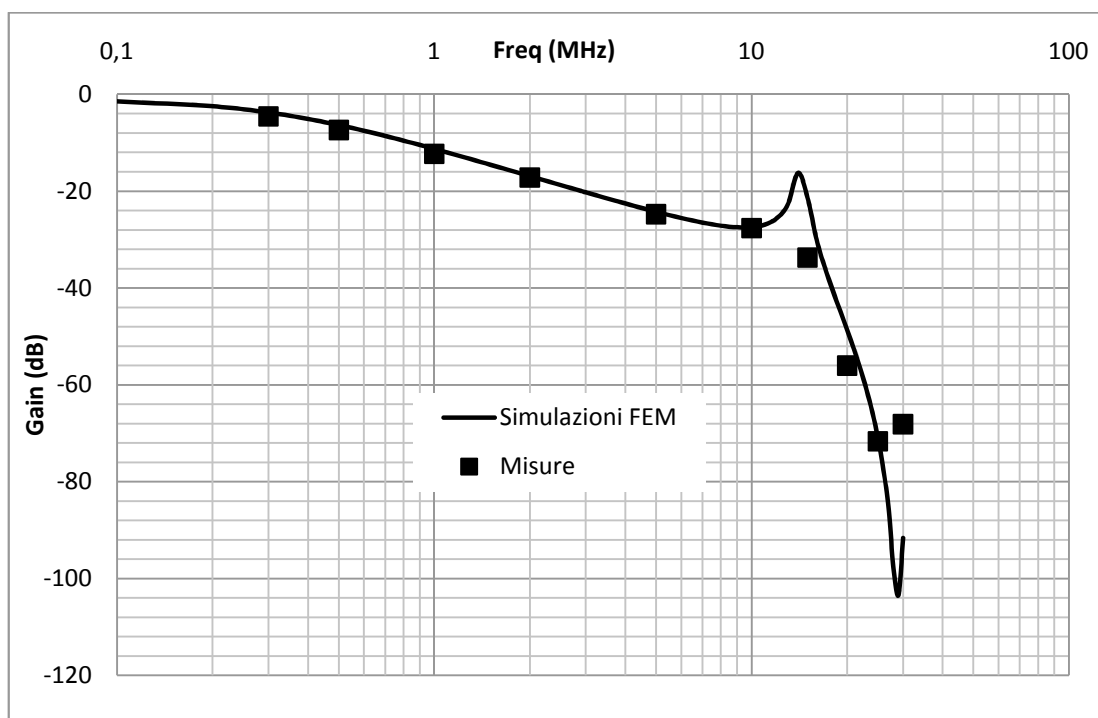


Fig. 7.9: Attenuazione in tensione del filtro in configurazione modo differenziale

I dati sperimentali presentano una buona coincidenza tranne per valori di frequenza elevata. In particolare, lo scostamento visibile a 30 MHz lascia supporre che la frequenza dell'antirisonanza rispetto a quella presente nel

dispositivo sia situata ad una frequenza inferiore. Tale ipotesi è supportata anche dall'inversione di segno che si riscontra nella pendenza dell'attenuazione.

Tale scostamento nella frequenza di risonanza potrebbe essere dovuto alle capacità parassite presenti nei collegamenti del sistema di misura: ad alte frequenze, infatti, anche accoppiamenti capacitivi di piccola entità possono fornire un contributo non trascurabile.

In Fig. 7.10 è mostrato l'andamento del modulo dell'impedenza d'ingresso.

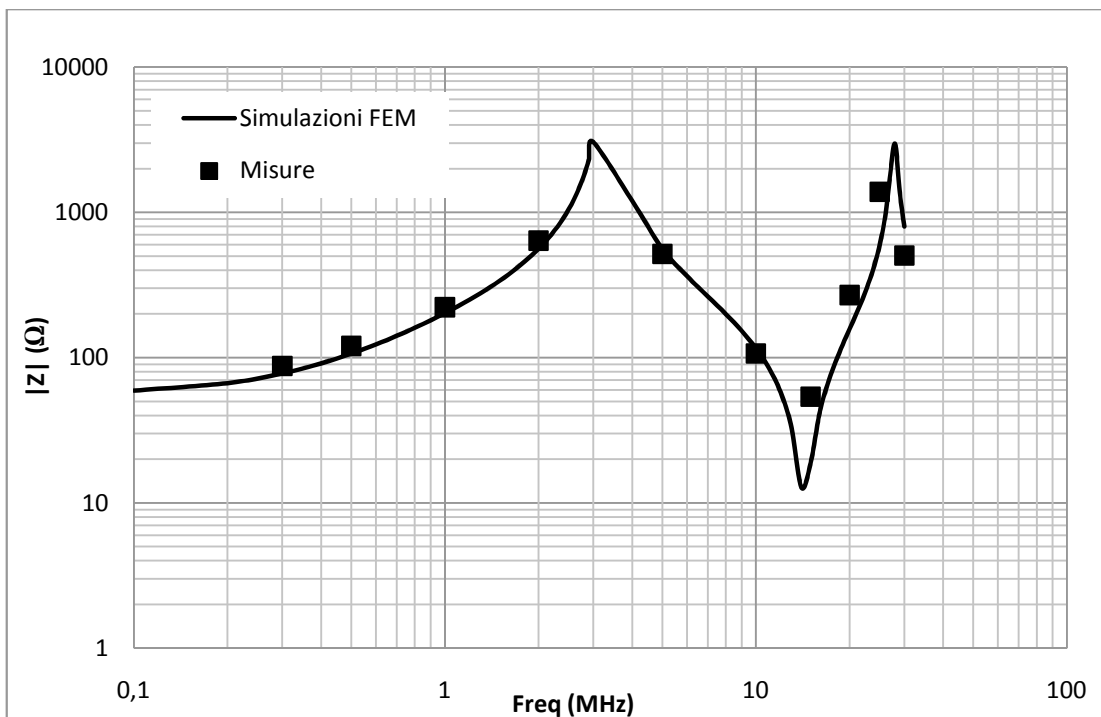


Fig. 7.10: Modulo dell'impedenza d'ingresso del filtro in configurazione modo differenziale

L'andamento del modulo dell'impedenza presenta tre frequenze di risonanza rispettivamente a 3, 14 e 27 MHz, in corrispondenza delle quali cambia la pendenza di $|Z|$.

In Fig. 7.11 è rappresentato il grafico della fase dell'impedenza d'ingresso del filtro.

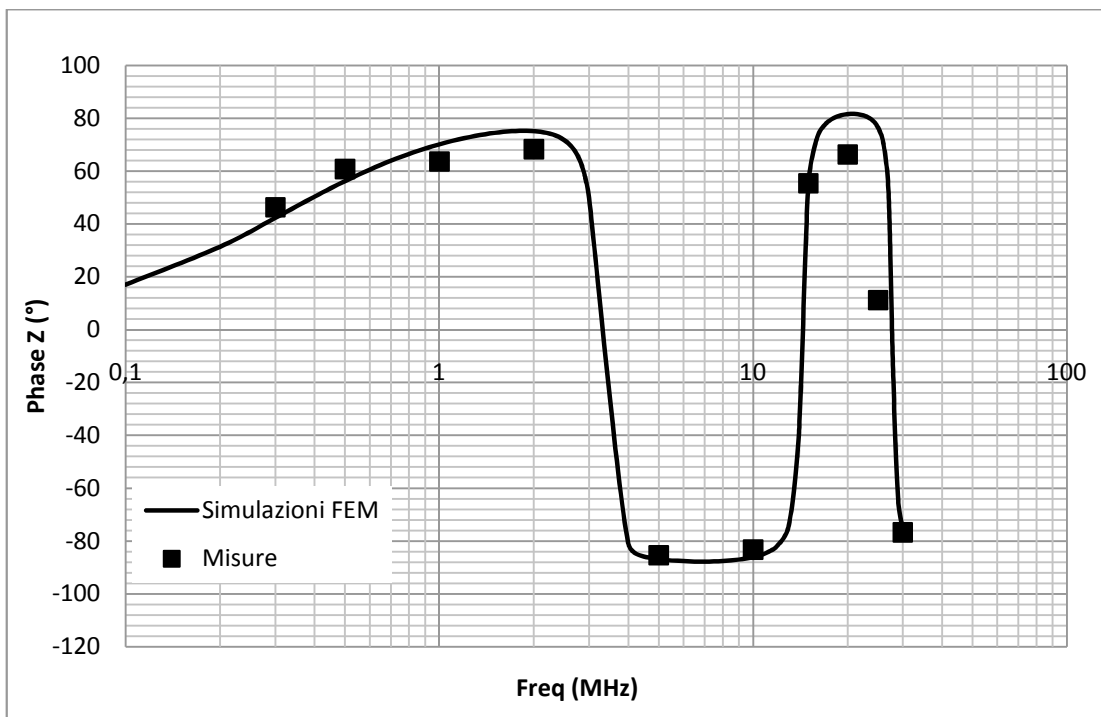


Fig. 7.11: Fase dell'impedenza d'ingresso del filtro in configurazione modo differenziale

In tale diagramma sono evidenti repentine inversioni di fase in prossimità delle frequenze di risonanza presenti in Fig. 7.10. Per frequenze fino a 3 MHz la corrente è in ritardo rispetto alla tensione (comportamento induttivo),

successivamente, fino a circa 14 MHz, la corrente è in anticipo (comportamento capacitivo), poi, la corrente ritorna ad essere in ritardo fino all'inversione presente a circa 27 MHz. Per entrambe le misure, del modulo e della fase dell'impedenza, ancora una volta, i valori misurati sono molto vicini a quelli ottenuti mediante le simulazioni FEM 2D.

Conclusioni

La sempre più ampia applicazione in ambito industriale ed il crescente interesse scientifico per i dispositivi planari su PCB ha rivestito importanza fondamentale nella scelta della tematica di ricerca del presente corso di dottorato.

Uno dei dispositivi planari più utilizzati è il filtro EMI che impone la necessità di sviluppare metodologie efficienti e precise per valutarne correttamente il comportamento in modo da effettuare una progettazione ottimale sfruttando gli effetti parassiti per ottenere un dispositivo di dimensioni quanto più ridotte possibili e con le prestazioni desiderate.

A tal fine, nel presente lavoro di tesi è stata proposta una metodologia di valutazione che consente di determinare le caratteristiche del filtro con precisione sufficientemente elevata - come dimostrato dalla validazione sperimentale del modello utilizzato - svincolandosi sia dal calcolo analitico dei parametri (inattendibile soprattutto per la corretta determinazione degli effetti resistivi e degli accoppiamenti capacitivi interspira), sia dall'utilizzo di modelli circuitali a componenti concentrati (spesso troppo semplificati e quindi inadatti a descrivere, soprattutto, l'insieme degli effetti capacitivi presenti nel dispositivo).

In particolare la metodologia proposta utilizza una duplice analisi ad elementi finiti 2D assialsimmetrica che, opportunamente accoppiate, mediante l'uso di

elementi circuitali a parametri concentrati connessi con nodi della mesh FEM, consente di calcolare le grandezze elettriche in ingresso e in uscita dal filtro in maniera efficiente e precisa.

Soltanto l'impiego di un'analisi 2D ha consentito la puntuale discretizzazione del dominio; infatti, per poter correttamente valutare gli accoppiamenti capacitivi (di difficile valutazione a causa degli innumerevoli spigoli e conseguenti effetti di bordo) e gli effetti resistivi (influenzati da effetto pelle e di prossimità) è necessario imporre un elevato numero di elementi nella sezione trasversale del dispositivo: in prossimità e dentro le sezioni della spire. Inoltre, ai fini dell'ottimizzazione del dispositivo, è da escludere l'utilizzo dell'analisi FEM full wave 3D poiché, per ottenere un livello di discretizzazione paragonabile a quello ottenuto mediante l'analisi in 2D, sarebbe necessario impiegare un numero enorme di elementi con la conseguente necessità di disporre di enormi risorse computazionali.

La metodologia proposta è stata abbinata ad un algoritmo di ottimizzazione stocastica, il PSO che ha consentito di individuare – in maniera automatica e con tempi ragionevoli - i parametri geometrici di un filtro, definito “ottimo”, in grado di fornire la massima attenuazione delle emissioni di modo comune e di modo differenziale.

Il filtro, nella sua configurazione ottima, è stato, infine, realizzato ed il suo corretto funzionamento è stato verificato mediante una campagna di misure in laboratorio.

Il confronto tra i dati ottenuti sperimentalmente e quelli calcolati con le simulazioni ha fornito una corrispondenza soddisfacente dimostrando la validità del modello ad elementi finiti nello stimare correttamente il comportamento del filtro planare.

Gli sviluppi offerti dall'impiego della metodologia proposta sono molteplici : essa è infatti applicabile per la progettazione avanzata ed automatizzata di tutti quei dispositivi - nei sistemi a radio frequenza, nei circuiti integrati monolitici, nelle applicazioni di sistemi wireless, nei circuiti risonanti, in applicazioni RFID - la cui geometria è costituita da uno o più avvolgimenti a forma di spirale circolare in presenza di uno o più strati di dielettrico.

Appendice

Script in APDL per il calcolo della matrice delle capacità

```
FINISH                !fine di qualunque sessione precedente
/CLEAR,START         !inizio nuova sessione
WPSTYLE,,,,,,,,,0
/NOPR
KEYW,PR_SET,1
KEYW,PR_ELMAG,1
/GO
/PREP7
```

```
! ***** Parametri e impostazioni generali *****
EMUNIT,MKS          ! MKS units
PIGRECO=ACOS(-1)
PTOLER=1.0E-6      ! Points tolerance
BTOL, PTOLER
IFLAG_COMPLEX=0    ! Fine mesh
! *****
```

```
! ***** Definizione dei materiali *****
mu0=PIGRECO*4.0e-7  ! free space permeability
er=4.4              ! relative electric permittivity
mur=1               ! relative magnetic permeability
rho=1.0/5.8E7       ! electric resistivity (required for Joule loss)
! *
mp,perx,1,1        ! material 1 = air
mp,perx,2,er       ! material 2 = dielectric FR4
! *****
```

```
! ***** Definizione delle sorgenti *****
fr=30E6            ! frequency FOR MESHING
curr=1.0           ! current real
curi=0.0           ! current imaginary
delta=1.0/(PIGRECO*fr*mu0/rho)**0.5 ! penetration depth
! *****
```

```
! ***** Parametri in ingresso *****
/input,param,txt
```

```
CTURN=t3
CSW=t4
CRINT=t2
CSTEP=(t1-t2)/CTURN
```

```
! *****
```

```
! ***** Dimensioni geometriche *****
! Define coil parameters:
```

```
CSH=35.0E-6        ! Cross section height (m)
NCOND=2*CTURN      ! Total conductor number
```

```
! *
! Define dielectric parameters
```

```
DW=CRINT+(CTURN+5)*CSTEP ! Dielectric external radius
```

```

DH=0.4E-3          ! Dielectric height

! Define air parameters:
HH=DW/2           ! Cylinder half-height
RC=DW             ! Cylinder radius

! Define infinite air parameters:
RINT=RC+5*CSTEP   ! Cylinder internal radius
REXT=2*RINT       ! Cylinder external radius
HHINT=HH          ! Cylinder internal half-height
HHEXT=2*HHINT     ! Cylinder external half-height
! *****

! ***** Definizione suddivisioni per la mesh *****
NELD=1            ! Number of elements in one penetration depth
SIZEW=delta/NELD ! Size Element along coil width
SIZEH=delta/NELD ! Size Element along coil height
NDIVPCBW=15
NDIVPCBH=10
NDIVH=3!NELD*NINT(CSH/delta) ! Division along coil height
NDIVINFW=10      ! Division along INFINITE VOLUME width
NDIVINFH=10      ! Division along INFINITE VOLUME height
*IF,NDIVH,LT,1,THEN !ottiene il numero della spira
NDIVH=1
*ENDIF
! *****

! ***** Definizione del rapporto di spaziatura per la mesh *****
SPACEW=-4        ! SPACE Element along coil width
SPACEH=-3        ! SPACE Element along coil width
SPACEPCB=20      ! SPACE Element along internal and ext PCB

! * Generazione delle spirali
*GET,ASPIRA,AREA,,NUM,MAX
*DO, IC, 1, CTURN, 1
RCINT=CRINT-CSW/2+CSTEP*(IC-1) ! Coil internal radius
RCEXT=CRINT+CSW/2+CSTEP*(IC-1) ! Coil external radius
XC1=RCINT ! coordinate x=r dei vertici del rettangolo generatore della spirale superiore
XC2=RCEXT !
XSC1=RCINT !coordinate x=r dei vertici del rettangolo generatore della spirale simmetrica inferiore
XSC2=RCEXT !
!
YC1=DH/2 ! coordinate z dei vertici del rettangolo generatore della spirale superiore
YC2=DH/2+CSH !
YSC1=-DH/2-CSH ! coordinate y dei vertici del rettangolo generatore della spirale simmetrica inferiore
YSC2=-DH/2 !

RECTNG,XC1,XC2,YC1,YC2
!RECTNG,XSC1,XSC2,YSC1,YSC2
*ENDDO

*DO, IC, 1, CTURN, 1
RCINT=CRINT-CSW/2+CSTEP*(IC-1) ! Coil internal radius
RCEXT=CRINT+CSW/2+CSTEP*(IC-1) ! Coil external radius
XC1=RCINT ! coordinate x=r dei vertici del rettangolo generatore della spirale superiore

```

```

XC2=RCEXT      !
XSC1=RCINT     !coordinate x=r dei vertici del rettangolo generatore della spirale simmetrica inferiore
XSC2=RCEXT     !
!
YC1=DH/2       ! coordinate z dei vertici del rettangolo generatore della spirale superiore
YC2=DH/2+CSH   !
YSC1=-DH/2-CSH ! coordinate y dei vertici del rettangolo generatore della spirale simmetrica inferiore
YSC2=-DH/2     !

!RECTNG,XC1,XC2,YC1,YC2
RECTNG,XSC1,XSC2,YSC1,YSC2
*ENDDO

LSEL,S,LOC,Y,DH/2+CSH
LSEL,A,LOC,Y,DH/2
LSEL,A,LOC,Y,-DH/2
LSEL,A,LOC,Y,-(DH/2+CSH)
LESIZE,ALL,SIZEW,,,SPACEW

LSEL,S,LOC,Y,(DH+CSH)/2
LSEL,A,LOC,Y,-(DH+CSH)/2
LESIZE,ALL,SIZEH,,,SPACEH

ASEL,S,LOC,Y,((DH+CSH)/2)      ! Selezione dei VOLUMI della spirale superiore
CM,SPIRA_SUP,AREA              ! Definizione OGGETTO spirale superiore "SPIRA_SUP"
ASEL,S,LOC,Y,((-DH-CSH)/2)     ! Selezione dei VOLUMI della spirale inferiore
CM,SPIRA_INF,AREA              ! Definizione OGGETTO spirale inferiore "SPIRA_INF"
! *****

! ***** definizione geometria del dielettrico PCB tra le spirali E GLUE*****
RECTNG,0,CRINT-CSTEP+CSW/2,-DH/2,DH/2
RECTNG,CRINT-CSTEP+CSW/2,CRINT-CSW/2+CTURN*CSTEP,-DH/2,DH/2
RECTNG,CRINT-CSW/2+CTURN*CSTEP,RC,-DH/2,DH/2

ALLSEL
AGLUE,ALL
ALLSEL
NUMCMP,ALL

ASEL,S,LOC,Y,0
CM,PCB,AREA

LSEL,S,LOC,X,0      !Divisione del PCB lungo l'asse
LESIZE,ALL,,,1

LSEL,S,LOC,X,RC    !Divisione del PCB all'estremità
LESIZE,ALL,,,1

LSEL,S,LOC,X,(CRINT-CSTEP+CSW/2)/2  !Divisione del PCB da 0 a Rint superiore
LSEL,R,LOC,Y,DH/2
LESIZE,ALL,,,NDIVPCBW,SPACEPCB

LSEL,S,LOC,X,(CRINT-CSTEP+CSW/2)/2  !Divisione del PCB da 0 a Rint inferiore
LESIZE,ALL,,,NDIVPCBW,(1/SPACEPCB)

LSEL,S,LOC,X,(CRINT-CSW/2+CTURN*CSTEP+RC)/2  !Divisione del PCB ext superiore
LSEL,R,LOC,Y,-DH/2
LESIZE,ALL,,,7,SPACEPCB

LSEL,S,LOC,X,(CRINT-CSW/2+CTURN*CSTEP+RC)/2  !Divisione del PCB ext inferiore

```

```

LESIZE,ALL,,,7,SPACEPCB

LSEL,S,LOC,X,CRINT-CSW/2+CTURN*CSTEP-(CSTEP-CSW)/2  !Divisione del PCB accanto ultima
spira sup
LSEL,R,LOC,Y,-DH/2
LESIZE,ALL,SIZEW,,,SPACEPCB/2

LSEL,S,LOC,X,CRINT-CSW/2+CTURN*CSTEP-(CSTEP-CSW)/2  !Divisione del PCB accanto ultima
spira inf
LESIZE,ALL,SIZEW,,,SPACEPCB/2

LSEL,S,LOC,X,CRINT-CSTEP+CSW/2+(CSTEP-CSW)/2  !Divisione del PCB accanto ultima spira sup
LSEL,R,LOC,Y,-DH/2
LESIZE,ALL,SIZEW,,,SPACEPCB/2

LSEL,S,LOC,X,CRINT-CSTEP+CSW/2+(CSTEP-CSW)/2  !Divisione del PCB accanto ultima spira inf
LESIZE,ALL,SIZEW,,,SPACEPCB/2

LSEL,S,LOC,Y,DH/2
LSEL,A,LOC,Y,-DH/2
LSEL,R,NDIV

LESIZE,ALL,SIZEW,,,SPACEW

LSEL,S,LOC,Y,0
LESIZE,ALL,,,NDIVPCBH
! *****

! ***** definizione geometria dello strato di elementi INFINITI *****
ALLSEL
*GET,VINF,VOLU,,NUM,MAX          ! CURRENT MAXIMUM VOLUME NUMBER
*GET,KINF,KP,,NUM,MAX          ! CURRENT MAXIMUM VOLUME NUMBER
X1=0          ! trapezium KEYPOINT 1 coordinates
Y1=-HHINT    !
X2=0          ! trapezium KEYPOINT 2 coordinates
Y2=-HHEXT    !
X3=RINT      ! trapezium KEYPOINT 3 coordinates
Y3=-HHINT    !
X4=REXT      ! trapezium KEYPOINT 4 coordinates
Y4=-HHEXT    !
X5=RINT      ! trapezium KEYPOINT 1 coordinates
Y5=HHINT     !
X6=REXT      ! trapezium KEYPOINT 2 coordinates
Y6=HHEXT     !
X7=0          ! trapezium KEYPOINT 3 coordinates
Y7=HHINT     !
X8=0          ! trapezium KEYPOINT 4 coordinates
Y8=HHEXT
K,,X1,Y1      ! Generazione VERTICI del trapezio generatore della superficie laterale del
contorno all'infinito
K,,X2,Y2      !
K,,X3,Y3      !
K,,X4,Y4      !
K,,X5,Y5      ! Generazione VERTICI del trapezio generatore della superficie laterale del
contorno all'infinito
K,,X6,Y6      !
K,,X7,Y7      !
K,,X8,Y8
ALLSEL
*GET,LINF,LINE,,NUM,MAX

```

```

L,KINF+1,KINF+2,1          ! (lungo questa linea DEVE esserci una sola suddivisione)      !
Generazione LINEE del trapezio

generatore della superficie laterale del contorno all'infinito
L,KINF+2,KINF+4,NDIVINFW
L,KINF+4,KINF+3,1          ! (lungo questa linea DEVE esserci una sola suddivisione)      !
L,KINF+3,KINF+1,NDIVINFW
L,KINF+4,KINF+6,NDIVINFH
L,KINF+6,KINF+5,1
L,KINF+5,KINF+3,NDIVINFH          !
L,KINF+6,KINF+8,NDIVINFW
L,KINF+8,KINF+7,1
L,KINF+7,KINF+5,NDIVINFW

ALLSEL
*GET,AINF,AREA,,NUM,MAX
AL,LINF+1,LINF+2,LINF+3,LINF+4    ! Generazione AREA del trapezio generatore della superficie
laterale del contorno all'infinito
AL,LINF+3,LINF+5,LINF+6,LINF+7
AL,LINF+6,LINF+8,LINF+9,LINF+10

ASEL,S,AREA,,AINF+1,AINF+3
CM,INFIN,AREA
! *****

! ***** definizione geometria dei cilindri di aria sopra e sotto il dielettrico PCB *****
ALLSEL
RECTNG,0,RINT+CSTEP,-HH-CSTEP,HH+CSTEP
*GET,AIR_CONT,AREA,,NUM,MAX
! *****
ALLSEL
ASBA,AIR_CONT,all,,keep
LSEL,S,LOC,X,0
LSEL,R,NDIV
LESIZE,ALL,,,NDIVINFH
ASEL,S,AREA,,AIR_CONT+1
CM,AIR,AREA

! ***** Libreria di elementi *****
ET,1,121,0,,1          ! Air, dielectric
ET,2,INFIN110,1,,1    ! Infinity boundary

! *****

! ***** Assegnazione dei materiali (1=air, 2=Cu, 3=dielectric) e del tipo di elementi *****
CMSEL,S,AIR,AREA
AATT,1,,1          ! ARIA: materiale #1, elementi #1
CMSEL,S,PCB,AREA
AATT,2,,1          ! PCB DIELETTRICO: materiale #3, elementi #1
CMSEL,S,INFIN,AREA
AATT,1,,2          ! INFINITO: materiale #1, elementi #3
! *****

! ***** Generazione della mesh
MSHKEY,1          ! MAPPED Mesh
MSHAPE,0,2D          ! Hexahedral elements
CMSEL,S,INFIN,AREA
AMESH,ALL

MOPT,EXPND,3

```



```

MOPT,TRANS,1.25
MSHKEY,0          ! FREE Mesh
MSHAPE,1,2D      ! Tetrahedral elements
CMSEL,S,PCB,AREA
AMESH,ALL

```

```

MOPT,EXPND,2
MOPT,TRANS,1.24
MSHKEY,0          ! FREE Mesh
MSHAPE,1,2D
CMSEL,S,AIR,AREA
AMESH,ALL

```

```

! Boundary conditions
LSEL,S,LOC,Y,HHEXT
LSEL,A,LOC,Y,-HHEXT
LSEL,A,LOC,X,REXT
NSLL,S,1
!NSLA,S,1
SF,ALL,INF       ! Infinite boundary surface
!*

```

```

IC=1
lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC
nsll,s,1
cm,cond1,node

```

```

IC=2
lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC
nsll,s,1
cm,cond2,node

```

```

IC=3
lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC
nsll,s,1
cm,cond3,node

```

```

IC=4
lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC
nsll,s,1
cm,cond4,node

```

```

IC=5
lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC
nsll,s,1
cm,cond5,node

```

```

IC=6
lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC
nsll,s,1
cm,cond6,node

```

```

IC=7
lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC
nsll,s,1
cm,cond7,node

```

```

IC=8
lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC
nsll,s,1

```

cm,cond8,node

IC=9

lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC

nsll,s,1

cm,cond9,node

IC=10

lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC

nsll,s,1

cm,cond10,node

IC=11

lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC

nsll,s,1

cm,cond11,node

IC=12

lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC

nsll,s,1

cm,cond12,node

IC=13

lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC

nsll,s,1

cm,cond13,node

IC=14

lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC

nsll,s,1

cm,cond14,node

IC=15

lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC

nsll,s,1

cm,cond15,node

IC=16

lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC

nsll,s,1

cm,cond16,node

IC=17

lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC

nsll,s,1

cm,cond17,node

IC=18

lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC

nsll,s,1

cm,cond18,node

IC=19

lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC

nsll,s,1

cm,cond19,node

IC=20

lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC

nsll,s,1

cm,cond20,node

IC=21

lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC

nsll,s,1

cm,cond21,node

IC=22

lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC

nsll,s,1

cm,cond22,node

IC=23

lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC

nsll,s,1

cm,cond23,node

IC=24

lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC

nsll,s,1

cm,cond24,node

IC=25

lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC

nsll,s,1

cm,cond25,node

IC=26

lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC

nsll,s,1

cm,cond26,node

IC=27

lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC

nsll,s,1

cm,cond27,node

IC=28

lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC

nsll,s,1

cm,cond28,node

IC=29

lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC

nsll,s,1

cm,cond29,node

IC=30

lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC

nsll,s,1

cm,cond30,node

IC=31

lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC

nsll,s,1

cm,cond31,node

IC=32

lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC
nsll,s,1
cm,cond32,node

IC=33
lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC
nsll,s,1
cm,cond33,node

IC=34
lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC
nsll,s,1
cm,cond34,node

IC=35
lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC
nsll,s,1
cm,cond35,node

IC=36
lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC
nsll,s,1
cm,cond36,node

IC=37
lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC
nsll,s,1
cm,cond37,node

IC=38
lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC
nsll,s,1
cm,cond38,node

IC=39
lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC
nsll,s,1
cm,cond39,node

IC=40
lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC
nsll,s,1
cm,cond40,node

IC=41
lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC
nsll,s,1
cm,cond41,node

IC=42
lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC
nsll,s,1
cm,cond42,node

IC=43
lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC
nsll,s,1
cm,cond43,node

IC=44

lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC
nsl,s,1
cm,cond44,node

IC=45
lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC
nsl,s,1
cm,cond45,node

IC=46
lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC
nsl,s,1
cm,cond46,node

IC=47
lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC
nsl,s,1
cm,cond47,node

IC=48
lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC
nsl,s,1
cm,cond48,node

IC=49
lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC
nsl,s,1
cm,cond49,node

IC=50
lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC
nsl,s,1
cm,cond50,node

IC=51
lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC
nsl,s,1
cm,cond51,node

IC=52
lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC
nsl,s,1
cm,cond52,node

IC=53
lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC
nsl,s,1
cm,cond53,node

IC=54
lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC
nsl,s,1
cm,cond54,node

IC=55
lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC
nsl,s,1
cm,cond55,node

IC=56

```
lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC
nsll,s,1
cm,cond56,node

IC=57
lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC
nsll,s,1
cm,cond57,node

IC=58
lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC
nsll,s,1
cm,cond58,node

IC=59
lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC
nsll,s,1
cm,cond59,node

IC=60
lsel,s,line,,4*(IC-1)+1,4*IC
nsll,s,1
cm,cond60,node

allsel,all
finish
/config,nres,10000

/SOLU          ! Enter solution processing
cmatrix,1,'cond',NCOND,1
parsav,all,cmat_prot.txt
FINISH
```

Script in APDL per l'analisi magnetica quasi statica configurazione CM

```
FINISH                                !fine di qualunque sessione precedente
/CLEAR,START                          !inizio nuova sessione
WPSTYLE,,,,,,,,,0
/NOPR
KEYW,PR_SET,1
KEYW,PR_ELMAG,1
/GO
/PREP7

parres,NEW,cmat_prot.txt

! ***** Parametri e impostazioni generali *****
EMUNIT,MKS      ! MKS units
!CSYS,1        ! Global cylindrical system
PIGRECO=ACOS(-1)
PTOLER=1.0E-6   ! Points tolerance
BTOL, PTOLER
IFLAG_COMPLEX=0 ! Fine mesh
! *****

! ***** Definizione dei materiali *****
mu0=PIGRECO*4.0e-7 ! free space permeability
er=4.4             ! relative electric permittivity
mur=1              ! relative magnetic permeability
rho=1.0/5.8E7      ! electric resistivity (required for Joule loss)
! *
mp,murx,1,1       ! material 1 = air
mp,murx,2,mur     ! material 2 = copper
mp,rsvx,2,rho     !
mp,murx,3,mur     ! material 3 = dielectric
mp,perx,3,er      !
! *****

! ***** Parametri in ingresso *****
/input,param2.txt
fr=t5*1.0E6

! ***** Definizione delle sorgenti *****
curr=1.0          ! current real
curi=0.0          ! current imaginary
delta=1.0/(PIGRECO*fr*mu0/rho)**0.5 ! penetration depth
! *****

! ***** Dimensioni geometriche *****
! Define coil parameters:

CSH=35.0E-6       ! Cross section height (m)

! *
! Define dielectric parameters
DW=CRINT+(CTURN+5)*CSTEP ! Dielectric external radius
DH=0.4E-3         ! Dielectric height
! *

! Define air parameters:
HH=DW/2          ! Cylinder half-height
RC=DW            ! Cylinder radius
```

```

! Define infinite air parameters:
RINT=RC+5*CSTEP ! Cylinder internal radius
REXT=2*RINT ! Cylinder external radius
HHINT=HH ! Cylinder internal half-height
HHEXT=2*HHINT ! Cylinder external half-height
! *****

! ***** Definizione suddivisioni per la mesh *****
NELD=2 ! Number of elements in one penetration depth
SIZEW=delta/NELD ! Size Element along coil width
SIZEH=delta/NELD ! Size Element along coil height
NDIVPCBW=10
NDIVPCBH=10
!NDIVH=3!NELD*NINT(CSH/delta) ! Division along coil height
NDIVINFV=10 ! Division along INFINITE VOLUME width
NDIVINFH=10 ! Division along INFINITE VOLUME height
*IF,NDIVH,LT,1,THEN !ottiene il numero della spira
NDIVH=1
*ENDIF
! *****

! ***** Definizione del rapporto di spaziatura per la mesh *****
SPACEW=-4 ! SPACE Element along coil width
SPACEH=-3 ! SPACE Element along coil width
SPACEPCB=10 ! SPACE Element along internal and ext PCB

! * Generazione delle spirali
*GET,ASPIRA,AREA,,NUM,MAX
*DO, IC, 1, CTURN, 1
RCINT=CRINT-CSW/2+CSTEP*(IC-1) ! Coil internal radius
RCEXT=CRINT+CSW/2+CSTEP*(IC-1) ! Coil external radius
XC1=RCINT ! coordinate x=r dei vertici del rettangolo generatore della spirale superiore
XC2=RCEXT !
XSC1=RCINT !coordinate x=r dei vertici del rettangolo generatore della spirale simmetrica inferiore
XSC2=RCEXT !
!
YC1=DH/2 ! coordinate z dei vertici del rettangolo generatore della spirale superiore
YC2=DH/2+CSH !
YSC1=-DH/2-CSH ! coordinate y dei vertici del rettangolo generatore della spirale simmetrica inferiore
YSC2=-DH/2 !

RECTNG,XC1,XC2,YC1,YC2
!RECTNG,XSC1,XSC2,YSC1,YSC2
*ENDDO

*DO, IC, 1, CTURN, 1
RCINT=CRINT-CSW/2+CSTEP*(IC-1) ! Coil internal radius
RCEXT=CRINT+CSW/2+CSTEP*(IC-1) ! Coil external radius
XC1=RCINT ! coordinate x=r dei vertici del rettangolo generatore della spirale superiore
XC2=RCEXT !
XSC1=RCINT !coordinate x=r dei vertici del rettangolo generatore della spirale simmetrica inferiore
XSC2=RCEXT !
!
YC1=DH/2 ! coordinate z dei vertici del rettangolo generatore della spirale superiore
YC2=DH/2+CSH !
YSC1=-DH/2-CSH ! coordinate y dei vertici del rettangolo generatore della spirale simmetrica inferiore
YSC2=-DH/2 !

!RECTNG,XC1,XC2,YC1,YC2
RECTNG,XSC1,XSC2,YSC1,YSC2

```



```

*ENDDO

LSEL,S,LOC,Y,DH/2+CSH
LSEL,A,LOC,Y,DH/2
LSEL,A,LOC,Y,-DH/2
LSEL,A,LOC,Y,-(DH/2+CSH)
LESIZE,ALL,SIZEW,,SPACEW

LSEL,S,LOC,Y,(DH+CSH)/2
LSEL,A,LOC,Y,-(DH+CSH)/2
LESIZE,ALL,SIZEH,,SPACEH

ASEL,S,LOC,Y,((DH+CSH)/2)      ! Selezione dei VOLUMI della spirale superiore
CM,SPIRA_SUP,AREA              ! Definizione OGGETTO spirale superiore "SPIRA_SUP"
ASEL,S,LOC,Y,((-DH-CSH)/2)    ! Selezione dei VOLUMI della spirale inferiore
CM,SPIRA_INF,AREA              ! Definizione OGGETTO spirale inferiore "SPIRA_INF"
! *****

! ***** definizione geometria del dielettrico PCB tra le spirali E GLUE*****
RECTNG,0,CRINT-CSSTEP+CSW/2,-DH/2,DH/2
RECTNG,CRINT-CSSTEP+CSW/2,CRINT-CSW/2+CTURN*CSSTEP,-DH/2,DH/2
RECTNG,CRINT-CSW/2+CTURN*CSSTEP,RC,-DH/2,DH/2

ALLSEL
AGLUE,ALL
ALLSEL
NUMCMP,ALL

ASEL,S,LOC,Y,0
CM,PCB,AREA

LSEL,S,LOC,X,0    !Divisione del PCB lungo l'asse
LESIZE,ALL,,1

LSEL,S,LOC,X,RC  !Divisione del PCB all'estremità
LESIZE,ALL,,1

LSEL,S,LOC,X,(CRINT-CSSTEP+CSW/2)/2    !Divisione del PCB da 0 a Rint superiore
LSEL,R,LOC,Y,DH/2
LESIZE,ALL,,NDIVPCBW,SPACEPCB

LSEL,S,LOC,X,(CRINT-CSSTEP+CSW/2)/2    !Divisione del PCB da 0 a Rint inferiore
LESIZE,ALL,,NDIVPCBW,(1/SPACEPCB)

LSEL,S,LOC,X,(CRINT-CSW/2+CTURN*CSSTEP+RC)/2    !Divisione del PCB ext superiore
LSEL,R,LOC,Y,-DH/2
LESIZE,ALL,,7,SPACEPCB

LSEL,S,LOC,X,(CRINT-CSW/2+CTURN*CSSTEP+RC)/2    !Divisione del PCB ext inferiore
LESIZE,ALL,,7,SPACEPCB

LSEL,S,LOC,X,CRINT-CSW/2+CTURN*CSSTEP-(CSSTEP-CSW)/2    !Divisione del PCB accanto ultima
spira sup
LSEL,R,LOC,Y,-DH/2
LESIZE,ALL,SIZEW*2,,SPACEPCB/2

LSEL,S,LOC,X,CRINT-CSW/2+CTURN*CSSTEP-(CSSTEP-CSW)/2    !Divisione del PCB accanto ultima
spira inf
LESIZE,ALL,SIZEW*2,,SPACEPCB/2

```

```
LSEL,S,LOC,X,CRINT-CSW/2+(CSTEP-CSW)/2 !Divisione del PCB accanto ultima spira sup
LSEL,R,LOC,Y,-DH/2
LESIZE,ALL,SIZEW*2,,,(SPACEPCB/2)
```

```
LSEL,S,LOC,X,CRINT-CSW/2+(CSTEP-CSW)/2 !Divisione del PCB accanto ultima spira inf
LESIZE,ALL,SIZEW*2,,,(SPACEPCB/2)
```

```
LSEL,S,LOC,Y,DH/2
LSEL,A,LOC,Y,-DH/2
LSEL,R,NDIV
LESIZE,ALL,SIZEW,,,SPACEW
```

```
LSEL,S,LOC,Y,0
LESIZE,ALL,,,NDIVPCBH
```

```
! *****
```

```
! ***** definizione geometria dello strato di elementi INFINITI *****
```

```
ALLSEL
*GET,VINF,VOLU,,NUM,MAX ! CURRENT MAXIMUM VOLUME NUMBER
*GET,KINF,KP,,NUM,MAX ! CURRENT MAXIMUM VOLUME NUMBER
X1=0 ! trapezium KEYPOINT 1 coordinates
Y1=-HHINT !
X2=0 ! trapezium KEYPOINT 2 coordinates
Y2=-HHEXT !
X3=RINT ! trapezium KEYPOINT 3 coordinates
Y3=-HHINT !
X4=REXT ! trapezium KEYPOINT 4 coordinates
Y4=-HHEXT !
X5=RINT ! trapezium KEYPOINT 1 coordinates
Y5=HHINT !
X6=REXT ! trapezium KEYPOINT 2 coordinates
Y6=HHEXT !
X7=0 ! trapezium KEYPOINT 3 coordinates
Y7=HHINT !
X8=0 ! trapezium KEYPOINT 4 coordinates
Y8=HHEXT
K,,X1,Y1 ! Generazione VERTICI del trapezio generatore della superficie laterale del
contorno all'infinito
K,,X2,Y2 !
K,,X3,Y3 !
K,,X4,Y4 !
K,,X5,Y5 ! Generazione VERTICI del trapezio generatore della superficie laterale del
contorno all'infinito
K,,X6,Y6 !
K,,X7,Y7 !
K,,X8,Y8
ALLSEL
*GET,LINF,LINE,,NUM,MAX
L,KINF+1,KINF+2,1 ! (lungo questa linea DEVE esserci una sola suddivisione) !
Generazione LINEE del trapezio
```

```
generatore della superficie laterale del contorno all'infinito
L,KINF+2,KINF+4,NDIVINFW
L,KINF+4,KINF+3,1 ! (lungo questa linea DEVE esserci una sola suddivisione) !
L,KINF+3,KINF+1,NDIVINFW
L,KINF+4,KINF+6,NDIVINFH
L,KINF+6,KINF+5,1
L,KINF+5,KINF+3,NDIVINFH !
L,KINF+6,KINF+8,NDIVINFW
```

```

L,KINF+8,KINF+7,1
L,KINF+7,KINF+5,NDIVINFW

ALLSEL
*GET,AINF,AREA,,NUM,MAX
AL,LINF+1,LINF+2,LINF+3,LINF+4 ! Generazione AREA del trapezio generatore della superficie
laterale del contorno all'infinito
AL,LINF+3,LINF+5,LINF+6,LINF+7
AL,LINF+6,LINF+8,LINF+9,LINF+10

ASEL,S,AREA,,AINF+1,AINF+3
CM,INFIN,AREA
! *****

! ***** definizione geometria dei cilindri di aria sopra e sotto il dielettrico PCB *****
ALLSEL
RECTNG,0,RINT+CSTEP,-HH-CSTEP,HH+CSTEP
*GET,AIR_CONT,AREA,,NUM,MAX
! *****
ALLSEL
ASBA,AIR_CONT,all,,keep
LSEL,S,LOC,X,0
LSEL,R,NDIV
LESIZE,ALL,,,NDIVINFH
ASEL,S,AREA,,AIR_CONT+1
CM,AIR,AREA
! /*****/

! ***** Libreria di elementi *****
ET,1,53,0,,1 ! Air, dielectric
ET,2,53,4,,1 ! Conductors
ET,3,INFIN110,,1 ! Infinity boundary

ET,4,CIRCU124,3 ! Circuit: current source
ET,5,CIRCU124,0 ! Circuit: resistor
ET,6,CIRCU124,6 ! Circuit: MASSIVE CONDUCTOR
ET,7,CIRCU124,2 ! Circuit: CAPACITOR
! *****

A=CSW*CSH

! ***** definizione delle costanti reali *****
R,1,A,,,1
R,2,50 ! RESISTENZA DI CARICO
R,3,5.6E-9 ! CAPACITA DI CARICO
R,4,1,0 ! CURRENT SOURCE 1A
R,5,50 ! RESISTENZA 50 ohm
R,6,1 ! sYMMETRY
R,7,1.0E-9 ! Corto Circuito
R,8,1.0E-9 ! Corto circuito
R,9,8.0E-12 ! Capacità sonda osc.
! *****

! ***** Assegnazione dei materiali (1=air, 2=Cu, 3=dielectric) e del tipo di elementi *****
CMSEL,S,AIR,AREA
AATT,1,,1 ! ARIA: materiale #1, elementi #1
CMSEL,S,SPIRA_INF,AREA
CMSEL,A,SPIRA_SUP,AREA
AATT,2,1,2 ! spirali CONDUTTORE: materiale #2, elementi #2
CMSEL,S,PCB,AREA

```

```

AATT,3,,1      ! PCB DIELETTRICO: materiale #3, elementi #1
CMSEL,S,INFIN,AREA
AATT,1,,3      ! INFINITO: materiale #1, elementi #3
!*****

! ***** Generazione dei 4*cturn+1 nodi fittizi (nell'origine) per configurare il circuito
*DO, IC, 1, 2*(CTURN+1)+3, 1
N,IC
*ENDDO
!*****

! ***** Generazione della mesh
MSHKEY,1      ! MAPPED Mesh
MSHAPE,0,2D   ! Hexahedral elements
CMSEL,S,SPIRA_INF,AREA
CMSEL,A,SPIRA_SUP,AREA
AMESH,ALL
CMSEL,S,INFIN,AREA
AMESH,ALL

MOPT,EXPND,4
MOPT,TRANS,1.25
MSHKEY,0      ! FREE Mesh
MSHAPE,1,2D   ! Tetrahedral elements
CMSEL,S,PCB,AREA
AMESH,ALL

MOPT,EXPND,2
MOPT,TRANS,1.25
MSHKEY,0      ! FREE Mesh
MSHAPE,1,2D
CMSEL,S,AIR,AREA
AMESH,ALL

! Boundary conditions
LSEL,S,LOC,Y,HHEXT
LSEL,A,LOC,Y,-HHEXT
LSEL,A,LOC,X,REXT
NSLL,S,1
!NSLA,S,1
SF,ALL,INF    ! Infinite boundary surface
!*

*DIM,N_SUP,ARRAY,CTURN      !DICHIARAZIONE DELL'ARRAY DEI NODI DELLE
SPIRE SUPERIORI
*DIM,N_INF,ARRAY,CTURN     !DICHIARAZIONE DELL'ARRAY DEI NODI DELLE
SPIRE INFERIORI

! ***** IL NUMERO DEI NODI MINIMI DI OGNI SPIRA VENGONO MEMORIZZATI NEI DUE
ARRAY N_SUP ED N_INF
*DO, IC, 1, CTURN, 1
ASEL,S,AREA,,ASPIRA+IC
LSLA,S
NSLA,S,1
*GET,N_SUP(IC),node,,num,min ! ARRAY N_SUP(IC) is a node from this set

ASEL,S,AREA,,ASPIRA+CTURN+IC
LSLA,S
NSLA,S,1
*GET,N_INF(IC),node,,num,min ! ARRAY N_INF(IC) is a node from this set

```

```

*ENDDO
!*****

allsel
*GET,E_MASSIVE,ELEM,,num,MAX ! INIZIO ELEMENTI MASSIVE CONDUCTOR

! ***** CREAZIONE DEI MASSIVE CONTUCTOR DELLA SPIRA SUPERIORE E
COLLAGAMENTO IN SERIE

CP_count=0

*DO, IC, 1, CTURN, 1
TYPE,6
REAL,6
E,IC,IC+1,N_SUP(IC)
ASEL,S,AREA,,ASPIRA+IC
LSLA,S
NSLA,S,1

CP_count=CP_count+1
CP,CP_count,CURR,ALL ! create coupled set 2*IC-1, same current.
CP_count=CP_count+1
CP,CP_count,EMF,ALL ! create coupled set 2*IC, same voltage.
*ENDDO
!*****

! ***** CREAZIONE DEI MASSIVE CONTUCTOR DELLA SPIRA INFERIORE

*DO, IC, CTURN+2, 2*CTURN+1, 1
TYPE,6
REAL,6
E,IC,IC+1,N_INF(IC-CTURN-1)
ASEL,S,AREA,,ASPIRA+IC-1
LSLA,S
NSLA,S,1

CP_count=CP_count+1
CP,CP_count,CURR,ALL ! create coupled set 2*IC-1, same current.
CP_count=CP_count+1
CP,CP_count,EMF,ALL ! create coupled set 2*IC, same voltage.
*ENDDO
!*****

! COLLEGAMENTO DEI COMPONENTI ELETTRICI.
! GLI AVVOLGIMENTI CREATI SONO COSTITUITI DA CTURN SPIRE.
! SPIRA SUPERIORE NODI 1 - CTURN+1
! SPIRA INFERIORE NODI CTURN+2 - 2*(CTURN+1)
! IL NODO 2*(CTURN+1)+1 E' FITTIZIO E SERVE PER COLLEGARE IL CURRENT SOURCE ALLA
RESISTENZA QUASI NULLA
! IL NODO 2*(CTURN+1)+2 E' FITTIZIO E SERVE PER COLLEGARE la resistenza quasi nulla in serie
al secondario

TYPE,4 ! Set to element type 4 (current source)
REAL,4 ! Set to real constants set 4 (for current source)
E,2*(CTURN+1)+2,2*(CTURN+1)+1 ! Alimentazione AB

TYPE,5 ! Set to element type 5 (resistore in parallelo al current source)
REAL,5 ! Set to real constants set 5 (50 ohm)
E,2*(CTURN+1)+1,2*(CTURN+1)+2 ! Alimentazione AB

```

TYPE,5 ! Set to element type 5 (resistore in serie al CURENT SOURCE)
REAL,8 ! Set to real constants set 8 (1E-9 ohm)
E,2*(CTURN+1)+1,CTURN+1 ! Create this type of element between nodes

TYPE,5 ! Set to element type 5 (resistore che cortocircuita i due induttori)
REAL,7 ! Set to real constants set 7 (0 ohm)
E,1,CTURN+2 ! Create this type of element between nodes

TYPE,5 ! Set to element type 5 (resistore che cortocircuita i due induttori)
REAL,7 ! Set to real constants set 7 (0 ohm)
E,CTURN+1,2*(CTURN+1) ! Create this type of element between nodes

!*****LOAD*****!

TYPE,5 ! Set to element type 5 (resistore in serie al carico per rilevarne la corrente)
REAL,2 ! Set to real constants set 2 (50ohm)
E,1,2*(CTURN+1)+2

ACTUAL_REAL=9

!*****!collega tutte le capacità intrawinding

! COLLEGA TUTTE LE CAPACITÀ DEL TIPO A1B1 A1B2 A1B3 A1B4 A1B5 - A2B1 A2B2 A2B3
A2B4 A2B5..... DIVIDENDO

! OGNI CAPACITA IN DUE E COLLEGANDOLE NEI DUE MORSETTI

*DO, IC1, 1, CTURN, 1

*DO, IC2, 1, CTURN, 1

ACTUAL_REAL=ACTUAL_REAL+1

R,ACTUAL_REAL,CMATRIX(IC1,CTURN+IC2,2)/2 !CAPACITANCE

TYPE,7

REAL,ACTUAL_REAL

E,IC1,CTURN+1+IC2

TYPE,7

REAL,ACTUAL_REAL

E,IC1+1,CTURN+1+IC2+1

*ENDDO

*ENDDO

!*****! COLLEGA TUTTTE LE CAPACITA INTERSPIRA DELLA SPIRA SUPERIORE

!*****! DIVIDENDO OGNI CAPACITA IN DUE E COLLEGANDOLE NEI DUE MORSETTI

*DO, IC1, 1, CTURN-1, 1

*DO, IC2, IC1+1, CTURN, 1

ACTUAL_REAL=ACTUAL_REAL+1

R,ACTUAL_REAL,CMATRIX(IC1,IC2,2)/2 !CAPACITANCE

TYPE,7

REAL,ACTUAL_REAL

E,IC1,IC2

TYPE,7

REAL,ACTUAL_REAL

E,IC1+1,IC2+1

*ENDDO

*ENDDO

!*****! COLLEGA TUTTTE LE CAPACITA INTERSPIRA DELLA SPIRA INFERIORE

!*****! DIVIDENDO OGNI CAPACITA IN DUE E COLLEGANDOLE NEI DUE MORSETTI

*DO, IC1, CTURN+1, 2*CTURN-1, 1

*DO, IC2, IC1+1, 2*CTURN, 1

ACTUAL_REAL=ACTUAL_REAL+1

R,ACTUAL_REAL,CMATRIX(IC1,IC2,2)/2 !CAPACITANCE

TYPE,7

```
REAL,ACTUAL_REAL
E,IC1+1,IC2+1
TYPE,7
REAL,ACTUAL_REAL
E,IC1+2,IC2+2
*ENDDO
*ENDDO

allsel,all
finish

/SOLU          ! Enter solution processing
ANTYP,HARM     ! harmonic analysis
HARFR,fr       ! specify harmonic frequency
allsel
SOLVE
FINISH

/POST1
allsel

esel,s,real,,5
esel,a,real,,8
esel,a,real,,2

SET,1,1
PRESOL,ELEM

SET,1,1,,1
PRESOL,ELEM
```

Script in APDL per l'analisi magnetica quasi statica configurazione CM

```
FINISH                                !fine di qualunque sessione precedente
/CLEAR,START                          !inizio nuova sessione
WPSTYLE,,,,,,,,,0
/NOPR
KEYW,PR_SET,1
KEYW,PR_ELMAG,1
/GO
/PREP7

parres,NEW,cmat_prot.txt

! ***** Parametri e impostazioni generali *****
EMUNIT,MKS      ! MKS units
!CSYS,1        ! Global cylindrical system
PIGRECO=ACOS(-1)
PTOLER=1.0E-6   ! Points tolerance
BTOL, PTOLER
IFLAG_COMPLEX=0 ! Fine mesh
! *****

! ***** Definizione dei materiali *****
mu0=PIGRECO*4.0e-7 ! free space permeability
er=4.4             ! relative electric permittivity
mur=1             ! relative magnetic permeability
rho=1.0/5.8E7     ! electric resistivity (required for Joule loss)
! *
mp,murx,1,1      ! material 1 = air
mp,murx,2,mur    ! material 2 = copper
mp,rsvx,2,rho    !
mp,murx,3,mur    ! material 3 = dielectric
mp,perx,3,er     !
! *****

! ***** Parametri in ingresso *****
/input,param2.txt
fr=t5*1.0E6

! ***** Definizione delle sorgenti *****
curr=1.0         ! current real
curi=0.0         ! current imaginary
delta=1.0/(PIGRECO*fr*mu0/rho)**0.5 ! penetration depth
! *****

! ***** Dimensioni geometriche *****
! Define coil parameters:

CSH=35.0E-6     ! Cross section height (m)

! *
! Define dielectric parameters
DW=CRINT+(CTURN+5)*CSTEP ! Dielectric external radius
DH=0.4E-3       ! Dielectric height
! *

! Define air parameters:
HH=DW/2         ! Cylinder half-height
RC=DW           ! Cylinder radius
```



```

! Define infinite air parameters:
RINT=RC+5*CSTEP ! Cylinder internal radius
REXT=2*RINT ! Cylinder external radius
HHINT=HH ! Cylinder internal half-height
HHEXT=2*HHINT ! Cylinder external half-height
! *****

! ***** Definizione suddivisioni per la mesh *****
NELD=2 ! Number of elements in one penetration depth
SIZEW=delta/NELD ! Size Element along coil width
SIZEH=delta/NELD ! Size Element along coil height
NDIVPCBW=10
NDIVPCBH=10
!NDIVH=3!NELD*NINT(CSH/delta) ! Division along coil height
NDIVINFV=10 ! Division along INFINITE VOLUME width
NDIVINFH=10 ! Division along INFINITE VOLUME height
*IF,NDIVH,LT,1,THEN !ottiene il numero della spira
NDIVH=1
*ENDIF
! *****

! ***** Definizione del rapporto di spaziatura per la mesh *****
SPACEW=-4 ! SPACE Element along coil width
SPACEH=-3 ! SPACE Element along coil width
SPACEPCB=10 ! SPACE Element along internal and ext PCB

! * Generazione delle spirali
*GET,ASPIRA,AREA,,NUM,MAX
*DO, IC, 1, CTURN, 1
RCINT=CRINT-CSW/2+CSTEP*(IC-1) ! Coil internal radius
RCEXT=CRINT+CSW/2+CSTEP*(IC-1) ! Coil external radius
XC1=RCINT ! coordinate x=r dei vertici del rettangolo generatore della spirale superiore
XC2=RCEXT !
XSC1=RCINT !coordinate x=r dei vertici del rettangolo generatore della spirale simmetrica inferiore
XSC2=RCEXT !
!
YC1=DH/2 ! coordinate z dei vertici del rettangolo generatore della spirale superiore
YC2=DH/2+CSH !
YSC1=-DH/2-CSH ! coordinate y dei vertici del rettangolo generatore della spirale simmetrica inferiore
YSC2=-DH/2 !

RECTNG,XC1,XC2,YC1,YC2
!RECTNG,XSC1,XSC2,YSC1,YSC2
*ENDDO

*DO, IC, 1, CTURN, 1
RCINT=CRINT-CSW/2+CSTEP*(IC-1) ! Coil internal radius
RCEXT=CRINT+CSW/2+CSTEP*(IC-1) ! Coil external radius
XC1=RCINT ! coordinate x=r dei vertici del rettangolo generatore della spirale superiore
XC2=RCEXT !
XSC1=RCINT !coordinate x=r dei vertici del rettangolo generatore della spirale simmetrica inferiore
XSC2=RCEXT !
!
YC1=DH/2 ! coordinate z dei vertici del rettangolo generatore della spirale superiore
YC2=DH/2+CSH !
YSC1=-DH/2-CSH ! coordinate y dei vertici del rettangolo generatore della spirale simmetrica inferiore
YSC2=-DH/2 !

!RECTNG,XC1,XC2,YC1,YC2
RECTNG,XSC1,XSC2,YSC1,YSC2

```

```

*ENDDO

LSEL,S,LOC,Y,DH/2+CSH
LSEL,A,LOC,Y,DH/2
LSEL,A,LOC,Y,-DH/2
LSEL,A,LOC,Y,-(DH/2+CSH)
LESIZE,ALL,SIZEW,,,SPACEW

LSEL,S,LOC,Y,(DH+CSH)/2
LSEL,A,LOC,Y,-(DH+CSH)/2
LESIZE,ALL,SIZEH,,,SPACEH

ASEL,S,LOC,Y,((DH+CSH)/2)      ! Selezione dei VOLUMI della spirale superiore
CM,SPIRA_SUP,AREA              ! Definizione OGGETTO spirale superiore "SPIRA_SUP"
ASEL,S,LOC,Y,((-DH-CSH)/2)    ! Selezione dei VOLUMI della spirale inferiore
CM,SPIRA_INF,AREA              ! Definizione OGGETTO spirale inferiore "SPIRA_INF"
! *****

! ***** definizione geometria del dielettrico PCB tra le spirali E GLUE*****
RECTNG,0,CRINT-CSSTEP+CSW/2,-DH/2,DH/2
RECTNG,CRINT-CSSTEP+CSW/2,CRINT-CSW/2+CTURN*CSSTEP,-DH/2,DH/2
RECTNG,CRINT-CSW/2+CTURN*CSSTEP,RC,-DH/2,DH/2

ALLSEL
AGLUE,ALL
ALLSEL
NUMCMP,ALL

ASEL,S,LOC,Y,0
CM,PCB,AREA

LSEL,S,LOC,X,0    !Divisione del PCB lungo l'asse
LESIZE,ALL,,,1

LSEL,S,LOC,X,RC  !Divisione del PCB all'estremità
LESIZE,ALL,,,1

LSEL,S,LOC,X,(CRINT-CSSTEP+CSW/2)/2    !Divisione del PCB da 0 a Rint superiore
LSEL,R,LOC,Y,DH/2
LESIZE,ALL,,,NDIVPCBW,SPACEPCB

LSEL,S,LOC,X,(CRINT-CSSTEP+CSW/2)/2    !Divisione del PCB da 0 a Rint inferiore
LESIZE,ALL,,,NDIVPCBW,(1/SPACEPCB)

LSEL,S,LOC,X,(CRINT-CSW/2+CTURN*CSSTEP+RC)/2    !Divisione del PCB ext superiore
LSEL,R,LOC,Y,-DH/2
LESIZE,ALL,,,7,SPACEPCB

LSEL,S,LOC,X,(CRINT-CSW/2+CTURN*CSSTEP+RC)/2    !Divisione del PCB ext inferiore
LESIZE,ALL,,,7,SPACEPCB

LSEL,S,LOC,X,CRINT-CSW/2+CTURN*CSSTEP-(CSSTEP-CSW)/2    !Divisione del PCB accanto ultima
spira sup
LSEL,R,LOC,Y,-DH/2
LESIZE,ALL,SIZEW*2,,,SPACEPCB/2

LSEL,S,LOC,X,CRINT-CSW/2+CTURN*CSSTEP-(CSSTEP-CSW)/2    !Divisione del PCB accanto ultima
spira inf
LESIZE,ALL,SIZEW*2,,,SPACEPCB/2

```

```
LSEL,S,LOC,X,CRINT-CSW/2+(CSW/2)+(CSW/2) !Divisione del PCB accanto ultima spira sup
LSEL,R,LOC,Y,-DH/2
LESIZE,ALL,SIZEW*2,,,(SPACEPCB/2)
```

```
LSEL,S,LOC,X,CRINT-CSW/2+(CSW/2)+(CSW/2) !Divisione del PCB accanto ultima spira inf
LESIZE,ALL,SIZEW*2,,,(SPACEPCB/2)
```

```
LSEL,S,LOC,Y,DH/2
LSEL,A,LOC,Y,-DH/2
LSEL,R,NDIV
LESIZE,ALL,SIZEW,,,SPACEW
```

```
LSEL,S,LOC,Y,0
LESIZE,ALL,,,NDIVPCBH
```

```
! *****
```

```
! ***** definizione geometria dello strato di elementi INFINITI *****
```

```
ALLSEL
*GET,VINF,VOLU,,NUM,MAX ! CURRENT MAXIMUM VOLUME NUMBER
*GET,KINF,KP,,NUM,MAX ! CURRENT MAXIMUM VOLUME NUMBER
X1=0 ! trapezium KEYPOINT 1 coordinates
Y1=-HHINT !
X2=0 ! trapezium KEYPOINT 2 coordinates
Y2=-HHEXT !
X3=RINT ! trapezium KEYPOINT 3 coordinates
Y3=-HHINT !
X4=REXT ! trapezium KEYPOINT 4 coordinates
Y4=-HHEXT !
X5=RINT ! trapezium KEYPOINT 1 coordinates
Y5=HHINT !
X6=REXT ! trapezium KEYPOINT 2 coordinates
Y6=HHEXT !
X7=0 ! trapezium KEYPOINT 3 coordinates
Y7=HHINT !
X8=0 ! trapezium KEYPOINT 4 coordinates
Y8=HHEXT
K,,X1,Y1 ! Generazione VERTICI del trapezio generatore della superficie laterale del
contorno all'infinito
K,,X2,Y2 !
K,,X3,Y3 !
K,,X4,Y4 !
K,,X5,Y5 ! Generazione VERTICI del trapezio generatore della superficie laterale del
contorno all'infinito
K,,X6,Y6 !
K,,X7,Y7 !
K,,X8,Y8
ALLSEL
*GET,LINF,LINE,,NUM,MAX
L,KINF+1,KINF+2,1 ! (lungo questa linea DEVE esserci una sola suddivisione) !
Generazione LINEE del trapezio
```

```
generatore della superficie laterale del contorno all'infinito
L,KINF+2,KINF+4,NDIVINFW
L,KINF+4,KINF+3,1 ! (lungo questa linea DEVE esserci una sola suddivisione) !
L,KINF+3,KINF+1,NDIVINFW
L,KINF+4,KINF+6,NDIVINFH
L,KINF+6,KINF+5,1
L,KINF+5,KINF+3,NDIVINFH !
L,KINF+6,KINF+8,NDIVINFW
```

```

L,KINF+8,KINF+7,1
L,KINF+7,KINF+5,NDIVINFW

ALLSEL
*GET,AINF,AREA,,NUM,MAX
AL,LINF+1,LINF+2,LINF+3,LINF+4 ! Generazione AREA del trapezio generatore della superficie
laterale del contorno all'infinito
AL,LINF+3,LINF+5,LINF+6,LINF+7
AL,LINF+6,LINF+8,LINF+9,LINF+10

ASEL,S,AREA,,AINF+1,AINF+3
CM,INFIN,AREA
! *****

! ***** definizione geometria dei cilindri di aria sopra e sotto il dielettrico PCB *****
ALLSEL
RECTNG,0,RINT+CSTEP,-HH-CSTEP,HH+CSTEP
*GET,AIR_CONT,AREA,,NUM,MAX
! *****
ALLSEL
ASBA,AIR_CONT,all,,keep
LSEL,S,LOC,X,0
LSEL,R,NDIV
LESIZE,ALL,,,NDIVINFH
ASEL,S,AREA,,AIR_CONT+1
CM,AIR,AREA

! /*****
/***** Libreria di elementi *****
ET,1,53,0,,1 ! Air, dielectric
ET,2,53,4,,1 ! Conductors
ET,3,INFIN110,,1 ! Infinity boundary

ET,4,CIRCU124,3 ! Circuit: current source
ET,5,CIRCU124,0 ! Circuit: resistor
ET,6,CIRCU124,6 ! Circuit: MASSIVE CONDUCTOR
ET,7,CIRCU124,2 ! Circuit: CAPACITOR
! *****

A=CSW*CSH

! ***** definizione delle costanti reali *****
R,1,A,,1
R,2,50 ! RESISTENZA DI CARICO
R,3,5.6E-9 ! CAPACITA DI CARICO
R,4,1,0 ! CURRENT SOURCE 1A
R,5,50 ! RESISTENZA 10 ohm
R,6,1 ! SYMMETRY
R,7,1.0E-9 ! Corto Circuito
R,8,1.0E9 ! Circuito aperto
R,9,12.0E-12 ! Capacità sonda osc.
! *****

! ***** Assegnazione dei materiali (1=air, 2=Cu, 3=dielectric) e del tipo di elementi *****
CMSEL,S,AIR,AREA
AATT,1,,1 ! ARIA: materiale #1, elementi #1
CMSEL,S,SPIRA_INF,AREA
CMSEL,A,SPIRA_SUP,AREA
AATT,2,1,2 ! spirali CONDUTTORE: materiale #2, elementi #2

```

```

CMSEL,S,PCB,AREA
AATT,3,,1      ! PCB DIELETTRICO: materiale #3, elementi #1
CMSEL,S,INFIN,AREA
AATT,1,,3      ! INFINITO: materiale #1, elementi #3
!*****

! ***** Generazione dei 4*cturn+1 nodi fittizzi (nell'origine) per configurare il circuito
*DO, IC, 1, 2*(CTURN+1)+3, 1
N,IC
*ENDDO
!*****

! ***** Generazione della mesh
MSHKEY,1      ! MAPPED Mesh
MSHAPE,0,2D   ! Hexahedral elements
CMSEL,S,SPIRA_INF,AREA
CMSEL,A,SPIRA_SUP,AREA
AMESH,ALL
CMSEL,S,INFIN,AREA
AMESH,ALL

MOPT,EXPND,4
MOPT,TRANS,1.25
MSHKEY,0      ! FREE Mesh
MSHAPE,1,2D   ! Tetrahedral elements
CMSEL,S,PCB,AREA
AMESH,ALL

MOPT,EXPND,2
MOPT,TRANS,1.25
MSHKEY,0      ! FREE Mesh
MSHAPE,1,2D
CMSEL,S,AIR,AREA
AMESH,ALL

! Boundary conditions
LSEL,S,LOC,Y,HHEXT
LSEL,A,LOC,Y,-HHEXT
LSEL,A,LOC,X,REXT
NSLL,S,1
!NSLA,S,1
SF,ALL,INF    ! Infinite boundary surface
!*

*DIME,N_SUP,ARRAY,CTURN      !DICHIARAZIONE DELL'ARRAY DEI NODI DELLE
SPIRE SUPERIORI
*DIME,N_INF,ARRAY,CTURN     !DICHIARAZIONE DELL'ARRAY DEI NODI DELLE
SPIRE INFERIORI

! ***** IL NUMERO DEI NODI MINIMI DI OGNI SPIRA VENGONO MEMORIZZATI NEI DUE
ARRAY N_SUP ED N_INF
*DO, IC, 1, CTURN, 1
ASEL,S,AREA,,ASPIRA+IC
LSLA,S
NSLA,S,1
*GET,N_SUP(IC),node,,num,min ! ARRAY N_SUP(IC) is a node from this set

ASEL,S,AREA,,ASPIRA+CTURN+IC
LSLA,S
NSLA,S,1

```

```

*GET,N_INF(IC),node,,num,min ! ARRAY N_INF(IC) is a node from this set
*ENDDO
!*****

allsel
*GET,E_MASSIVE,ELEM,,num,MAX ! INIZIO ELEMENTI MASSIVE CONDUCTOR

! ***** CREAZIONE DEI MASSIVE CONTUCTOR DELLA SPIRA SUPERIORE E
COLLAGAMENTO IN SERIE

CP_count=0

*DO, IC, 1, CTURN, 1
TYPE,6
REAL,6
E,IC,IC+1,N_SUP(IC)
ASEL,S,AREA,,ASPIRA+IC
LSLA,S
NSLA,S,1

CP_count=CP_count+1
CP,CP_count,CURR,ALL ! create coupled set 2*IC-1, same current.
CP_count=CP_count+1
CP,CP_count,EMF,ALL ! create coupled set 2*IC, same voltage.
*ENDDO
!*****

! ***** CREAZIONE DEI MASSIVE CONTUCTOR DELLA SPIRA INFERIORE

*DO, IC, CTURN+2, 2*CTURN+1, 1
TYPE,6
REAL,6
E,IC,IC+1,N_INF(IC-CTURN-1)
ASEL,S,AREA,,ASPIRA+IC-1
LSLA,S
NSLA,S,1

CP_count=CP_count+1
CP,CP_count,CURR,ALL ! create coupled set 2*IC-1, same current.
CP_count=CP_count+1
CP,CP_count,EMF,ALL ! create coupled set 2*IC, same voltage.
*ENDDO
!*****

! COLLEGAMENTO DEI COMPONENTI ELETTRICI.
! GLI AVVOLGIMENTI CREATI SONO COSTITUITI DA CTURN SPIRE.
! SPIRA SUPERIORE NODI 1 - CTURN+1
! SPIRA INFERIORE NODI CTURN+2 - 2*(CTURN+1)
! IL NODO 2*(CTURN+1)+1 E' FITTIZIO E SERVE PER COLLEGARE IL CURRENT SOURCE ALLA
RESISTENZA QUASI NULLA
! IL NODO 2*(CTURN+1)+2 E' FITTIZIO E SERVE PER COLLEGARE la resistenza quasi nulla in serie
al secondario

TYPE,4 ! Set to element type 4 (current source)
REAL,4 ! Set to real constants set 4 (for current source)
E,2*(CTURN+1),2*(CTURN+1)+1 ! Alimentazione DM ESTERNO

TYPE,5 ! Set to element type 5 (resistore in parallelo al current source)
REAL,5 ! Set to real constants set 5 (50 ohm)
E,2*(CTURN+1)+1,2*(CTURN+1)

```

TYPE,5 ! Set to element type 5 (resistore in serie al CURENT SOURCE)
REAL,7 ! Set to real constants set 2 (1E-9 ohm)
E,2*(CTURN+1)+1,CTURN+1 ! Create this type of element between nodes

!*****LOAD*****!

TYPE,5 ! Set to element type 5 (resistore in serie al carico per rilevarne la corrente)
REAL,2 ! Set to real constants set 2 (50ohm)
E,1,2*(CTURN+1) ! Alimentazione AD

ACTUAL_REAL=9

!*****!collega tutte le capacità intrawinding

! COLLEGA TUTTE LE CAPACITÀ DEL TIPO A1B1 A1B2 A1B3 A1B4 A1B5 - A2B1 A2B2 A2B3
A2B4 A2B5..... DIVIDENDO

! OGNI CAPACITA IN DUE E COLLEGANDOLE NEI DUE MORSETTI

*DO, IC1, 1, CTURN, 1

*DO, IC2, 1, CTURN, 1

ACTUAL_REAL=ACTUAL_REAL+1

R,ACTUAL_REAL,CMATRIX(IC1,CTURN+IC2,2)/2 !CAPACITANCE

TYPE,7

REAL,ACTUAL_REAL

E,IC1,CTURN+1+IC2

TYPE,7

REAL,ACTUAL_REAL

E,IC1+1,CTURN+1+IC2+1

*ENDDO

*ENDDO

!*****! COLLEGA TUTTTE LE CAPACITA INTERSPIRA DELLA SPIRA SUPERIORE

!*****! DIVIDENDO OGNI CAPACITA IN DUE E COLLEGANDOLE NEI DUE MORSETTI

*DO, IC1, 1, CTURN-1, 1

*DO, IC2, IC1+1, CTURN, 1

ACTUAL_REAL=ACTUAL_REAL+1

R,ACTUAL_REAL,CMATRIX(IC1,IC2,2)/2 !CAPACITANCE

TYPE,7

REAL,ACTUAL_REAL

E,IC1,IC2

TYPE,7

REAL,ACTUAL_REAL

E,IC1+1,IC2+1

*ENDDO

*ENDDO

!*****! COLLEGA TUTTTE LE CAPACITA INTERSPIRA DELLA SPIRA INFERIORE

!*****! DIVIDENDO OGNI CAPACITA IN DUE E COLLEGANDOLE NEI DUE MORSETTI

*DO, IC1, CTURN+1, 2*CTURN-1, 1

*DO, IC2, IC1+1, 2*CTURN, 1

ACTUAL_REAL=ACTUAL_REAL+1

R,ACTUAL_REAL,CMATRIX(IC1,IC2,2)/2 !CAPACITANCE

TYPE,7

REAL,ACTUAL_REAL

E,IC1+1,IC2+1

TYPE,7

REAL,ACTUAL_REAL

E,IC1+2,IC2+2

*ENDDO

*ENDDO

```
allsel,all
finish

/SOLU      ! Enter solution processing
ANTYP,HARM ! harmonic analysis
HARFR,fr   ! specify harmonic frequency
allsel
SOLVE
FINISH

/POST1
allsel

esel,s,real,,5
esel,a,real,,7
esel,a,real,,2

SET,1,1
PRESOL,ELEM

SET,1,1,,1
PRESOL,ELEM
```


Funzione FUNK.F

CC

c

```
FUNCTION FUNK(NXPAR,XPAR)
```

C

```
real XPAR(NXPAR), FUNK, r_in, r_load, AUX
character*512 lin
Integer ilin, ifreq_max, ii
dimension volt(6)
character e*1
```

C Calcolo della funzione obiettivo FUNK

```
ifreq_max=30
r_in=0.000000001
r_load=50.0
AUX=0.0
```

C scrittura dei parametri su file

```
result=systemqq('del c:\pso\*.lock')
result=systemqq('del c:\pso\param.txt')
OPEN (UNIT=11, FILE='c:\pso\param.txt', STATUS='new')
Write(11,*)"t1=",xpar(1)
Write(11,*)"t2=",xpar(2)
Write(11,*)"t3=",xpar(3)
Write(11,*)"t4=",xpar(4)
close(11)

OPEN (UNIT=100, FILE='c:\pso\gain.out', POSITION = 'APPEND')
OPEN (UNIT=120, FILE='c:\pso\Vin_out.out', POSITION = 'APPEND')
OPEN (UNIT=130, FILE='c:\pso\Iin_out.out', POSITION = 'APPEND')

Write(100,*)"t1=",xpar(1)
Write(100,*)"t2=",xpar(2)
Write(100,*)"t3=",xpar(3)
Write(100,*)"t4=",xpar(4)

Write(120,*)"t1=",xpar(1)
Write(120,*)"t2=",xpar(2)
Write(120,*)"t3=",xpar(3)
Write(120,*)"t4=",xpar(4)

Write(130,*)"t1=",xpar(1)
Write(130,*)"t2=",xpar(2)
Write(130,*)"t3=",xpar(3)
Write(130,*)"t4=",xpar(4)

Write(100,*)"Freq(MHz) Gain"
Write(120,*)"Freq(MHz) Vin_Re Vin_Im Vout_Re Vout_Im"
Write(130,*)"Freq(MHz) Iin_Re Iin_Im Iout_Re Iout_Im"

result=systemqq('c:\pso\startmat.bat')

do 30 ii=1,ifreq_max

result=systemqq('del c:\pso\param2.txt')
OPEN (UNIT=110, FILE='c:\pso\param2.txt', STATUS='new')
Write(110,*)"t5=",ii
close(110)
```

```

result=systemqq('c:\pso\start.bat')
OPEN (UNIT=12, FILE='c:\pso\spiral23_out.txt', STATUS='old')
rewind(12)

```

- C Legge la riga del file 12 e la copia dentro la variabile lin
- C Se arriva alla fine del file va alla label 20

```

      i=1
10    read(12,'(A)',end=20) lin

```

- C inserisce nella variabile intera ilin l'indice della stringa tra apici

```

      ilin= index(lin,'VOLTAGE'   =)

```

- C se trova la stringa tra apici legge la stringa lin e copia la tensione in volt(i)

```

      if(i.lin.ne.0) then
      e=' '
      read(lin,(' VOLTAGE   =",f8.4,a1,i3')) volt(i),e,iexp
      if (e.eq.'E')then
      volt(i)=volt(i)*dble(10.**iexp)
      endif
      i=i+1
      ilin=0
      endif
      goto 10
20    continue
      close(12)

```

- C calcolo delle componenti reali ed immaginarie della vin e della vout

```

      vin_re=volt(1)-volt(2)
      vout_re=volt(3)
      vin_im=volt(4)-volt(5)
      vout_im=volt(6)

```

- C 50 è il valore della resistenza

```

      ain_re=volt(2)/r_in
      aout_re=volt(3)/r_load
      ain_im=volt(5)/r_in
      aout_im=volt(6)/r_load

```

- C calcolo del modulo di Vin e di Vout

```

      vin=SQRT((vin_re)**2+(vin_im)**2)
      vout=SQRT((vout_re)**2+(vout_im)**2)

```

```

      ain=SQRT((ain_re)**2+(ain_im)**2)
      aout=SQRT((aout_re)**2+(aout_im)**2)

```

```

      Write(120,*) ,ii,vin_re,vin_im,vout_re,vout_im

```

```

      Write(130,*) ,ii,ain_re,ain_im,aout_re,aout_im

```

```

      Write(100,*) ,ii,vout/vin

```

```

      AUX=AUX+vout/vin

```

30 Continue

close(100)
close(120)
close(130)

C Trsformo il problema di massimo in uno di minimo

FUNK=-AUX
RETURN
END

CC

Bibliografia

- [1] Roberto Frazzoli – Sezione di Elettronica, *L'evoluzione tecnologica dei componenti passivi*.
- [2] R. Chen, J. D. van Wyk, S. Wang and W. G. Odendaal “*Improving the Characteristics of Integrated EMI Filters by Embedded Conductive Layers*” Power Electronics, IEEE Transactions on, Volume 20, Issue 3, May 2005, Page(s):611-619.
- [3] R. Chen, J. D. van Wyk, S. Wang and W. G. Odendaal “*Planar Electromagnetic Integration Technologies for Integrated EMI Filters*” Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conference Record Volume: 3, On page(s) 1582-1588 vol.3.
- [4] C Fernandez, R. Prieto, O. Garcia, J.A. Cobos “*Coreless Magnetic Transformer Design Procedure*” Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05, IEEE 15-16 June 2005, page(s): 1548 – 1554.
- [5] C. Fernandez, O. Garcia, R. Prieto, J. A. Cobos, S. Gabriels, G. Van der Borcht, “*Design Issues of a Core-less Transformer of a Contact-less Application*”, 17th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2002, vol. 1, pag. 339-345
- [6] Xiaofeng Wu; Xu Dehong; Yanjun Zhang; Yi Chen; Okuma, Y.; Mino, K.; “*Integrated EMI Filter Design with Flexible PCB structure*” Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE 15-19 June 2008 Page(s):1613 – 1617.
- [7] Oshiro, O.; Tsujimoto, H.; Shirae, K., “*A novel miniature planar inductor*” Magnetics, IEEE Transactions on Volume 23, Issue 5, Sep 1987 Page(s): 3759 – 3761.
- [8] W. J. B. Heffernan, P. D. Evans and W. M. Chew, “*A comparison of high frequency power transformer topologies*”, EPE FIRENZE, pp. 25-30, 1991.
- [9] S. Ramakrishnan, R. Steigerwald, J. A. Mallick, “*A comparison study of low-profile power magnetics for high frequency high density switching converters*”, Applied Power Electronics Conference (APEC), vol. 1, pp. 388-394, 1997.
- [10] N. Dai, A. W. Lotfi, G. Skutt, W. Tabisz, F. C. Lee, “*A comparative study of high frequency low profile planar transformer technologies*”, Applied Power Electronics Conference (APEC), vol. 1, pp. 226-232, 1994.
- [11] P. Carney and E. Gayton, “*Surface mount transformers and inductors*”, Surface Mount Technol., pp. 55-56, Jan. 1990.
- [12] P. M. Gradski and Fred C. Lee, “*Design of high-frequency hybrid power transformer*”, Applied Power Electronics Conference (APEC), pp. 319-326, 1988.
- [13] Philips Magnetic Components, “*Design of planar power transformers*”, Application Note.
- [14] C. Quinn, K. Rinne, T. O'Donnell, M. Duffy and C. O. Mathuna, “*A review of planar magnetic Techniques and technologies*”, Applied Power Electronics Conference (APEC), vol. 2, pp. 1175-1138, 2001.

- [15] <http://www.paytongroup.com/>
- [16] R.Prieto, J.A. Cobos, O.Garcia, P. Alou, J. Uceda, “*Taking into account all the parasitic effects in the design of magnetic components*”, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1998. APEC '98. 15-19 Feb 1998, vol. 1, page(s): 400 – 406.
- [17] A.Bochicchio, G.Bartolomei, *Lezioni di Compatibilità Elettromagnetica*, 1993, Pitagora Editrice, Bologna.
- [18] Xun Liu, C.K. Lee, S.Y. Hui, “*An Integrated Planar EMI Filter for Ultra-high Frequency Power Converters*”, Power Electronics Specialists Conference, 2007. IEEE 17-21 June 2007 Page(s):1528 – 1534.
- [19] Pubblicazione IEC 50 (161), *International Electrotechnical Vocabulary (IEV) Chapter 161: Electromagnetic compatibility.*
- [20] *Direttiva 89/336/CEE*
- [21] Clayton R. Paul, 1995, *Introduction to Electromagnetic Compatibility*, John Wiley (trad. it. Compatibilità elettromagnetica, Hoepli, 1995).
- [22] www.emclub.it
- [23] N. Mohan, T.M. Undeland, W.P.Robbins, 2003, *Power Electronics* (3rd ed.), Media Enhanced.
- [24] Monica Zolog , Dan Pitica and Ovidiu Pop, “*Characterization of Spiral Planar Inductors Built on Printed Circuit Boards*” Applied Electronics Department, Technical University of Cluj-Napoca.
- [25] S.Y.R. Hui, H.Chung and S.C. Tang: “*Coreless Printed Circuit Board (PCB) Transformers – Fundamental Characteristics and Application Potential*”. IEEE Circuits and Systems Society Newsletters. Volume 11. Number 3. Third Quarter 2000.
- [26] Arturi C.M., Gandelli A. “*High frequency models of PCB-based transformers*”, Circuits and Systems, 2001. Proceedings of the 44th IEEE 2001 Midwest Symposium on Volume 2, 14-17 Aug. 2001 Page(s):797 - 801 vol.2.
- [27] Emile Durand, “*Electrostatique*” Hardcover – Masson et Cie (1964).
- [28] Y. L. Chow and M. M. Yonanovich, “*The shape factor of the capacitance of a conductor*”, Journal of Applied Physics, 53(12), Dec.1982, pp. 8470-8475
- [29] Chan P.C.F., Lee C.K., Hui S.Y.R., “*Stray capacitance calculation of coreless planar transformers including fringing effects*”, Electronics Letters Volume 43, Issue 23, Nov. 8 2007.
- [29] R. Mäckel, H. Baumgärtner, J. Ren, “*The scanning Kelvin microscope*”, Rev. Sci. Instrum., 1993, 64, (3), pp. 694–699
- [30] Chan P.C.F., Lee C.K., Hui S.Y.R., “*Stray capacitance calculation of coreless planar transformers including fringing effects*”, Electronics Letters Volume 43, Issue 23, Nov. 8 2007.
- [31] W. G. Hurley and M. C. Duffy, “*Calculation of self and mutual impedances in planar magnetic structures*”, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 31, no. 4, pp. 2416-2422, Jul. 1995.

- [32] G. Aiello, S. Alfonzetti, E. Dilettoso, N. Salerno, "An Iterative Solution to FEM-BEM Algebraic Systems for Open-Boundary Electrostatic Problems", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 43, n. 4, April, 2007, pp. 1249-1252.
- [33] G. Aiello, S. Alfonzetti, G. Borzì, N. Salerno, "An improved solution scheme for open-boundary skin effect problems", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 37, n. 5, september, 2001, pp. 3474-3477.
- [34] G. Aiello, S. Alfonzetti, G. Borzì, N. Salerno, "An Overview of the ELFIN Code for Finite Element Research in Electrical Engineering", *Software for Electrical Engineering Analysis and Design IV, Wessex Institute of Technology Press*, 1999, pp. 143-152.
- [35] <http://www.ansys.com/>
- [36] <http://www.comsol.com/>
- [37] R. C. Eberhart and Y. Shi, "Particle swarm optimization: developments, applications and resources," in Proc. 2001 Congr. Evolutionary Computation, vol. 1, 2001.
- [38] R. C. Eberhart and Y. Shi, "Evolving artificial neural networks," in Proc. 1998 Int. Conf. Neural Networks and Brain, Beijing, P.R.C., 1998.
- [39] M. Clerc and J. Kennedy, "The particle swarm-explosion, stability, and convergence in a multidimensional complex space," *IEEE Trans. Evol. Comput.*, Feb. 2002.
- [40] J. Robinson, Y. Rahmat-Samii, "Particle swarm optimization in electromagnetic", *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*. Feb. 2004, Vol. 52, Issue: 2, page(s): 397 – 407.
- [41] D. Lowther, C. Rajanathan, P.P. Silvester, "A finite element technique for solving 2-D open boundary problems", *Magnetics, IEEE Transactions on*. Sep 1978. Vol. 14, Issue:5, page(s): 467 – 469.
- [42] Y. L. Chow, M. M. Yonanovich, "The shape factor of the capacitance of a conductor", *Journal of Applied Physics*, 53(12), Dec.1982, pp. 8470-8475.
- [43] Digital Oscilloscopes Tektronix TDS5054B Quick start user manual.