



Università degli Studi di Padova

Facoltà di Ingegneria

Corso di Laurea Specialistica in Ingegneria Elettronica

tesi di laurea

Analisi dell'effetto dei parametri di layout sull'emissione irradiata tramite simulazione

Relatore: Prof. Matteo Bertocco

Laureando: Nicolò Francesco Melis

5 ottobre 2010

Sommario

Questo lavoro si prefigge lo scopo di valutare, tramite simulazioni mediante il software CST MICROWAVE STUDIO, il livello del campo elettromagnetico irradiato da un sistema a microprocessore.

Nel primo capitolo, si fornirà una breve introduzione sui concetti di elettromagnetismo e di compatibilità elettromagnetica, sottolineando l'importanza di questo aspetto.

Nel secondo capitolo verrà presentata la linea di trasmissione a microstrip. Verranno inoltre presentate le formule prese dalla letteratura, per il calcolo dell'impedenza caratteristica e l'accorgimento della smussatura delle piste per una riduzione dell'emissione elettromagnetica.

Nel terzo capitolo, verranno illustrati i risultati ottenuti nelle diverse simulazioni: dall'andamento dell'impedenza caratteristica, a quello del campo elettromagnetico irradiato.

Per questi aspetti sono stati realizzati due casi di studio: il primo riguardante una microstrip semplice come presentata nel secondo capitolo; il secondo vede l'impiego di tre modelli di microstrip più complessa che rappresentano un sistema a microprocessore.

Infine, nel quarto e ultimo capitolo verranno trattate le conclusioni alla luce delle differenze emerse dai diversi modelli studiati, sempre in termini di impedenza caratteristica e di emissione irradiata.

Autore: Nicolò Francesco Melis

Indice

Sommario

1	Introduzione	1
1.1	Elettromagnetismo	1
1.2	Compatibilità Elettromagnetica (Cenni)	4
2	La Microstrip	9
	Introduzione	9
2.1	L'impedenza caratteristica	10
2.2	Equazioni per la valutazione dell'impedenza caratteristica	12
2.3	Piegatura delle piste	14
3	Risultati	17
3.1	Microstrip	17
3.1.1	Impedenza caratteristica	17
3.1.2	Emissione irradiata	20
3.2	Simulazione di un sistema a microprocessore	21
3.2.1	Impedenza caratteristica	21
3.2.2	Emissione irradiata	23
3.2.3	Smussatura delle piste	24
4	Conclusioni	33
A	Il programma CST MICROWAVE STUDIO	35
	Introduzione	35
A.1	L'ambiente di lavoro	35
A.2	Prima di cominciare...	36
A.3	Creazione di una microstrip	37
A.3.1	Realizzazione del substrato	39
A.3.2	Modifica del materiale	39
A.3.3	Aggiungere una pista	40
A.3.4	Aggiungere un secondo substrato	41
A.4	Inserire una porta discreta	43
A.5	Inserire un carico	44

A.6 Inserire una porta in guida d'onda	45
A.7 Simulazione	46
Bibliografia	51
Elenco delle tabelle	52
Elenco delle figure	54

Capitolo 1

Introduzione

1.1 Elettromagnetismo

In questo capitolo verranno trattati in maniera essenziale i concetti della teoria del campo elettromagnetico, per comprendere meglio le nozioni sulle linee di trasmissione e sulla compatibilità elettromagnetica.

A frequenze elevate (da 30 MHz a qualche GHz), le dimensioni di un circuito elettronico possono non essere elettricamente piccoli (cioè molto più piccoli della lunghezza d'onda), in tal caso le nozioni sui circuiti a parametri concentrati, quali le leggi di Kirchhoff, non possono essere applicate.

Tentando di analizzare strutture elettricamente grandi, l'utilizzo di queste leggi può portare a conclusioni sbagliate e a progetti difettosi.

Le leggi che governano il comportamento di strutture elettricamente grandi (le equazioni di Maxwell) non sono così semplici da usare come lo sono i principi di analisi dei circuiti a parametri concentrati.

Tuttavia, per i circuiti elettricamente grandi, non ci sono altri ricorsi. Alcune tecniche di analisi possono essere applicate (in un senso ragionevolmente approssimato). Un esempio è il dimensionamento dei piccoli componenti elettronici.

Tutti i fenomeni elettromagnetici macroscopici sono governati dalle equazioni di Maxwell. Un circuito, in generale, è composto da un generatore (sorgente), una linea di trasmissione e un carico. La presenza di tensione produce un campo elettrico, mentre la circolazione di corrente dà luogo ad un campo magnetico (si veda la figura 1.1). I campi così generati possono creare interferenze con altri componenti o circuiti nelle vicinanze.

Inoltre, il circuito non solo emette disturbi, ma è anche in grado di riceverli. Infatti, campi elettromagnetici esterni, generati da altri circuiti, incidono sul circuito, generando disturbi che vanno a sovrapporsi al segnale utile.

I fenomeni di interferenza elettromagnetica sono governati dalle equazioni di

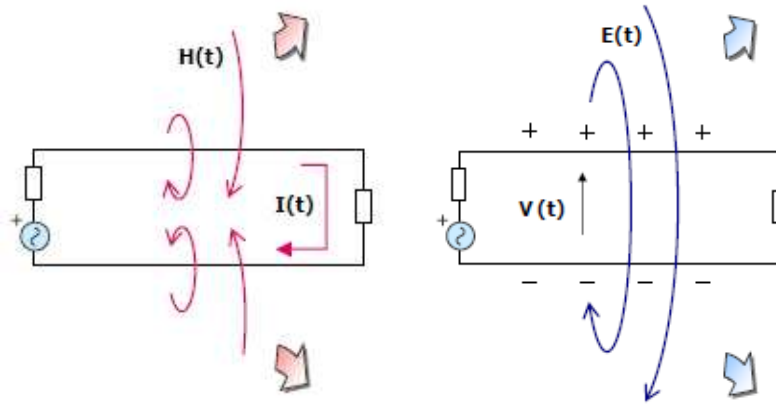


Figura 1.1: Generazione di un campo magnetico (a sinistra) e di un campo elettrico (a destra)

Maxwell, le quali sono:

$$\nabla \times \bar{E} = -\mu \frac{\partial \bar{H}}{\partial t} \quad \nabla \times \bar{H} = \sigma \cdot \bar{E} + \epsilon \frac{\partial \bar{E}}{\partial t} + \bar{J}_s \quad (1.1)$$

dove: \bar{E} [V/m] è il vettore campo elettrico, \bar{H} [A/m] è il vettore intensità del campo magnetico e J_s [A/m²] è la densità di corrente impressa.

Per spiegare meglio i fenomeni elettromagnetici a livello di compatibilità si riscrivono le formule nella loro forma integrale. Questa è anche nota come **Legge di Faraday**.

La legge di Faraday afferma che il campo elettrico generato su un contorno chiuso C è proporzionale alla variazione nel tempo del flusso magnetico attraverso la superficie S racchiusa dal contorno.

Se il contorno è un conduttore, il campo elettrico incidente muove le cariche (come avviene in una batteria) e quindi induce una corrente, come se in un qualsiasi punto del contorno fosse presente un generatore di forza elettromotrice (f.e.m.).

L'entità della f.e.m. indotta è data dalla legge stessa.

Di seguito viene riportata la legge di Faraday.

$$\oint_{I_c} \bar{E} \cdot \bar{t} dl = -\frac{d}{dt} \oint_S \bar{B} \cdot \bar{n} dS \quad (1.2)$$

dove: S è la superficie attraversata dal campo magnetico, I_c è il contorno, t è il versore del perimetro, B è il vettore densità di flusso magnetico [Wb/m²], e dS è il versore normale alla superficie. (si veda la figura 1.2)

A questo si aggiungono altre due leggi, le quali vengono solo accennate: la legge di Ampere afferma che il flusso elettrico variabile nel tempo ha lo stesso effetto di una densità di corrente libera nel produrre un campo magnetico. Una

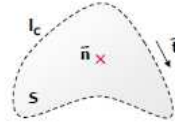


Figura 1.2: Figura di riferimento per l'equazione 1.2

corrente continua genera un campo magnetico; Ampere ha dimostrato che un campo elettrico variabile nel tempo comporta lo stesso risultato. La legge di Lenz sostiene che la f.e.m. indotta nel contorno assume polarità che tende a generare una corrente indotta il cui flusso magnetico si oppone al flusso magnetico originario.

Quindi, se consideriamo un generico circuito investito da un campo magnetico incidente con un angolo α . L'equazione di Faraday si può così riscrivere:

$$-\frac{d}{dt} \oint_S \vec{B} \cdot \vec{n} dS = j\omega \cdot B \cdot S \cdot \cos\alpha \quad (1.3)$$

che significa che nel circuito si aggiunge una f.e.m. indotta proporzionale alla superficie del circuito stesso di valore $e_{NH} = j\omega B S \cos\alpha$ (figura 1.3). Inoltre essa dipende dall'angolo di incidenza.

Analogamente, anche il campo elettrico incidente su un tratto conduttore del

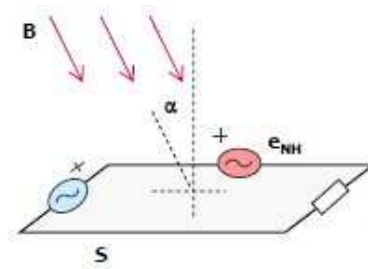


Figura 1.3: Circuito investito dal campo magnetico

circuito induce una forza elettromotrice. Come in una batteria in cui la f.e.m. è data dal prodotto tra campo elettrico e la distanza tra i due poli, in un circuito è pari al prodotto tra ampiezza del campo elettrico incidente e lunghezza del tratto conduttore: $e_{NE} = E \Delta L \cos\alpha$, come mostrato in figura 1.4. Un ulteriore

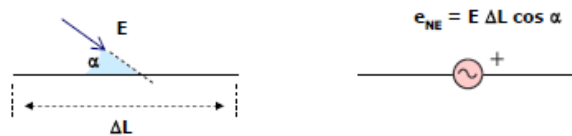


Figura 1.4: Tratto conduttore investito dal campo elettrico

aspetto importante dal punto di vista dei campi elettromagnetici sono i parametri parassiti del tratto conduttore. Un filo rettilineo presenta un'induttanza la quale provoca, alle alte frequenze, una certa caduta di tensione. Questa caduta di tensione può risultare impulsiva, se ad esempio la corrente che scorre nel filo è di un segnale di clock, provocando irraggiamento di campi elettromagnetici verso l'esterno.

Inoltre, se si considera un conduttore rettilineo di lunghezza finita percorso da corrente, genera un campo elettromagnetico proporzionale alla corrente I e dipendente dal rapporto L/λ . Il tratto conduttore si comporta come un'antenna a dipolo che irradia potenza.

La figura 1.5 mostra l'irraggiamento emesso da un conduttore rettilineo nelle sue componenti radiali e angolari.

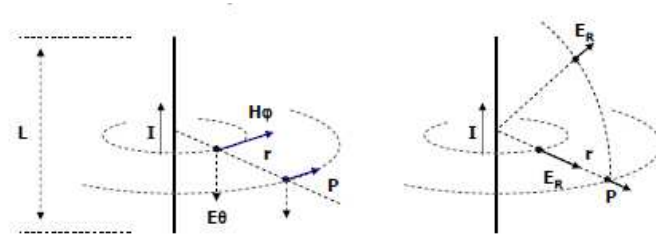


Figura 1.5: Campo elettromagnetico emesso dal conduttore

1.2 Compatibilità Elettromagnetica (Cenni)

Da quando sono avvenute le comunicazioni via telegrafo e radio, c'è stato un crescente uso di componenti elettronici in grado di sfruttare in modo adeguato i diversi fenomeni elettromagnetici legati all'energia elettrica.

Purtroppo, difficilmente si è riusciti a contenere i fenomeni elettromagnetici, necessari al funzionamento dell'apparecchiatura, nel solo spazio dove servono per la sua funzionalità. Senza l'adozione di particolari accorgimenti, si verificava che questi fenomeni si propagavano anche all'esterno dell'apparecchiatura stessa, attraverso sia i conduttori per l'alimentazione, o per la trasmissione dati, sia lo spazio libero.

Parecchi motivi, sia di carattere teorico, sia realizzativo e pratico, non consentono di annullare la propagazione dei disturbi elettromagnetici.

Esistono anche altre sorgenti di emissioni elettromagnetiche, per esempio fulmini, relé, motori elettrici in continua e lampade fluorescenti, dando luogo ad onde elettromagnetiche ricche in contenuto spettrale che possono causare interferenze in altri dispositivi. L'interferenza avviene solo se l'energia ricevuta possiede ampiezza sufficiente e/o contenuto spettrale all'ingresso del ricevitore tali da modificare il comportamento di quest'ultimo in modo non voluto.

Quasi sempre è difficile determinare a priori se un segnale in ingresso al ricevitore potrà causare interferenze.

È importante, inoltre, capire se una sorgente o ricevitore può essere classificato come intenzionale o non (intenzionale). Infatti, entrambi possono comportarsi in ambo i modi. Un esempio di sorgente e ricevitore intenzionali può essere una stazione radio AM la cui trasmissione viene captata da una ricevente radio sintonizzata su quella frequenza portante. Mentre, l'esempio di apparecchio non intenzionale può essere la stessa ricevente radio, sintonizzata su una frequenza diversa dalla emittente, ma che però processa comunque la trasmissione della stazione.

Un ulteriore esempio di sorgente di emissioni elettromagnetiche è associato ai dispositivi elettronici digitali. Questi dispositivi impiegano impulsi per commutare un numero binario, 0 (off) o 1 (on). Numeri e altri simboli vengono rappresentati come sequenza di queste cifre binarie. Il tempo di transizione da 0 a 1 e viceversa è forse il fattore più importante nel determinare il contenuto spettrale dell'impulso. Transizioni veloci generano un intervallo di frequenze più ampio rispetto a quelle più lente. Il contenuto spettrale dei dispositivi digitali occupa, in generale, una vasta gamma di frequenze e può anche generare interferenze nei dispositivi elettronici ed elettrici.

Questi finora presentati sono esempi di interferenze prodotte in ricevitori intenzionali. Ugualmente importanti sono le interferenze prodotte in ricevitori non-intenzionali.

Per esempio, una trasmissione TV o radio può essere captata da un computer digitale che interpreta l'informazione come un dato o un segnale di controllo dando luogo ad un funzionamento non corretto del computer stesso. Al contrario, un computer può creare emissioni che vengono captate dalla radio o TV provocando interferenza.

Le condizioni che devono essere rispettate per consentire la convivenza delle varie apparecchiature elettriche ed elettroniche possono essere così brevemente riassunte: la prima prende il nome di *compatibilità*, nel senso che il funzionamento di un'apparecchiatura è compatibile con quello di altre apparecchiature nelle vicinanze. La seconda condizione si riferisce alla *immunità* ed esprime la capacità di un'apparecchiatura di funzionare nonostante la presenza di disturbi; si parla anche di *suscettibilità* dell'apparecchiatura ad essere influenzata dai disturbi elettromagnetici.

Si può suddividere il processo di trasferimento di energia in quattro sottogruppi (schematizzati in figura 1.6):

1. emissioni irradiate;
2. suscettibilità irradiata;
3. emissioni condotte;

4. suscettibilità condotta.

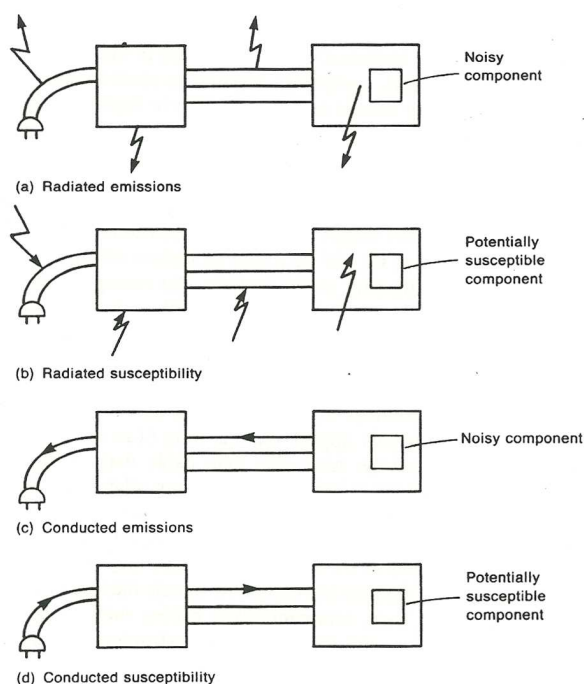


Figura 1.6: Modalità di emissione e ricezione di disturbi

Un tipico sistema elettronico consiste in uno o più sottosistemi che comunicano tra loro tramite conduttori (fili o piste). Di solito, la potenza (alimentazione) viene fornita dalla rete, il sistema di alimentazione di un particolare sistema elettronico converte la tensione di rete (alternata) in diversi livelli di tensione continua. Altri cavi/piste sono necessari per le connessioni tra i vari sottosistemi cosicché avvenga la trasmissione dei dati.

Questa “cablatura” possiede il potenziale per emettere e\o ricevere onde elettromagnetiche e in genere sono molto efficienti nel farlo.

In genere, più lungo è il cavo, meglio esso emette o capta l’energia elettromagnetica.

L’interferenza può passare direttamente da un sottosistema all’altro attraverso tali cavi, per conduzione.

Se i sottosistemi sono racchiusi da un involucro metallici, i segnali, interni od esterni, possono indurre delle correnti su di essi. Successivamente queste correnti possono irradiare verso l’ambiente esterno o verso l’interno dello stesso involucro. E’ diventato di uso comune (soprattutto ne sistemi a basso costo) impiegare involucri in plastica. I circuiti elettronici racchiusi in questi involucri non metallici sono, per la maggior parte, totalmete esposti alle emissioni elettromagnetiche e perciò possono emettere radiazioni elettromagnetiche o risentirne. I quattro

aspetti visti in precedenza, riflettono queste considerazioni.

Un ulteriore esempio di problematiche EMC riguarda il cavo di alimentazione. Sebbene il suo funzionamento consiste nel trasmettere al sistema elettronico solo un segnale a 50 Hz, è importante comprendere che altri segnali a frequenze molto più alte, possono viaggiare attraverso il cavo di alimentazione.

Una volta che queste correnti ad alte frequenze compaiono su questo cavo (che può tranquillamente raggiungere la lunghezza di 1 metro) possono irradiare disturbi. Inoltre, un cavo così lungo può fungere da antenna e raccogliere emissioni elettromagnetiche provenienti da sistemi esterni, come schematizzato in figura.

Una volta che queste interferenze inducono segnali all'interno del cavo, questi si possono propagare verso i componenti interni dei sottosistemi provocando interferenze e malfunzionamenti in essi.

Tenuto presente il notevole incremento numerico delle apparecchiature funzionanti in uno stesso luogo e la loro maggiore sensibilità ai disturbi, è quindi comprensibile la necessità di porre delle condizioni da rispettare da parte di un qualsiasi apparato nel suo comportamento nei confronti dei disturbi elettromagnetici, sia per consentire il funzionamento di altre apparecchiature, sia per poter esso stesso funzionare correttamente anche in presenza di disturbi generati da altre apparecchiature.

Capitolo 2

La Microstrip

Introduzione

La microstrip è un tipo di linea di trasmissione che può essere realizzata su un circuito stampato ed è impiegata per trasmettere segnali a frequenze elevate (microonde).

La microstrip è costituita da una striscia conduttiva, di larghezza W e di spessore t , ed un piano di massa separati da uno strato dielettrico di spessore H , noto come substrato, come mostrato in figura 2.1.

Il vantaggio più grande che la microstrip offre è che tutti i componenti attivi,

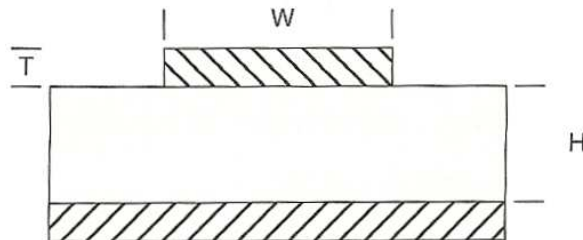


Figura 2.1: Schema generico di una microstrip

come antenne, accoppiatori, filtri, ecc., possono essere formati da microstrip e quindi montati direttamente sulla superficie della scheda. L'intero dispositivo risulta come modello di metallizzazione sul substrato.

La microstrip è perciò molto meno costosa rispetto alla tradizionale tecnologia a guida d'onda, oltre ad essere molto più leggera e compatta.

Gli svantaggi che però la microstrip presenta sono la gestione della capacità a potenze più basse e perdite elevate.

Inoltre, diversamente dalle guide d'onda, la microstrip non è racchiusa, e quindi è sensibile a fenomeni di cross-talk e radiazioni non volute. Per ottenere un certo isolamento, è necessario ricorrere ad una schermatura esterna.

Per ottenere costi più bassi, i dispositivi microstrip vengono montati su substrati di FR-4 (utilizzato nei circuiti stampati).

Le linee microstrip sono utilizzate nei circuiti stampati digitali ad alta velocità, dove è necessario che i segnali vengano tracciati da una parte all'altra del dispositivo con la minima distorsione, evitando quindi i fenomeni di cross talk e irraggiamento.

Qualsiasi linea di trasmissione immersa in un dielettrico uniforme, può supportare un unico modo di propagazione, ben definito, almeno su un specificato range di frequenze.

Le linee di trasmissione che non presentano tale uniformità di dielettrico non possono supportare un singolo modo di propagazione: la tecnologia microstrip appartiene a questa categoria: infatti essa presenta una brusca interfaccia dielettrica tra il substrato e l'aria circostante. Perciò essa non può supportare un singolo modo di propagazione.

Inoltre, lo spessore della pista influenza la distribuzione del campo elettromagnetico. Per la maggior parte delle microstrip, l'effetto del suo spessore sui parametri di progettazione è molto piccolo, quasi trascurabile.

Se però le microstrip sono realizzate mediante processi chimici, posano su substrati plastici, e i circuiti di cui sono composti sono progettati per portare potenze almeno moderate, lo spessore assume un ruolo rilevante.

2.1 L'impedenza caratteristica

Durante la fase di progettazione di una PCB, è importante saper scegliere quale tipo di piste utilizzare per i segnali in modo tale da ridurre il più possibile le emissioni elettromagnetiche alle alte frequenze. I due principali tipi di piste sono: microstrip e stripline.

In figura 2.2 vengono riportate le due tipologie di piste.

La microstrip viene impiegata per le piste più esterne della PCB e permette mag-

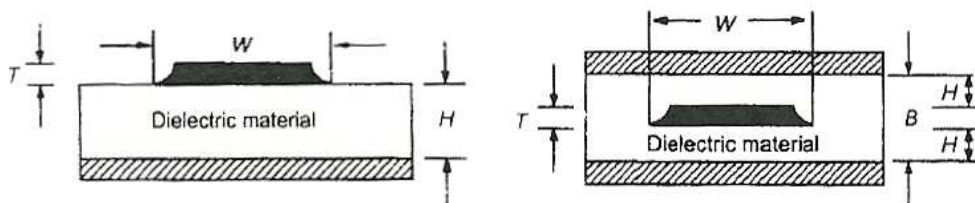


Figura 2.2: Microstrip (sinistra) e Stripline (destra) a confronto

giori velocità di commutazione per i segnali logici o di clock. Questo perché la microstrip presenta un minore accoppiamento capacitivo rispetto alla stripline.

Lo svantaggio che la microstrip presenta è che i layers più esterni della PCB possono essere responsabili di radiazioni elettromagnetiche a meno di una schermatura posizionata sui lati esterni della PCB stessa.

La stripline è una pista collocata in mezzo a layers, di massa o di alimentazione, e presenta una migliore immunità verso le emissioni a radiofrequenza (da 10 kHz a 100 GHz), ma introduce una limitazione alla velocità dei segnali. Poiché il circuito di segnale è posizionato in mezzo ai due layers, l'accoppiamento capacitivo tra questi due strati rallenta i fronti di salita e di discesa dei segnali ad alta velocità. Il vantaggio della stripline consiste nel fatto che essa risulta schermata dalle radiazioni RF generate dalle altre piste.

Questo capitolo analizzerà il comportamento di una microstrip alle alte frequenze (fino a 5GHz). In particolare si vuole studiare la dipendenza dell'impedenza caratteristica della pista al variare della frequenza. Infatti, alle alte frequenze i componenti elettronici non assumono un comportamento non ideale (si veda la figura 2.3): una resistenza si comporta come una combinazione serie tra un'induttanza e il parallelo di una resistenza con una capacità. La capacità diventa una serie di una resistenza un'induttanza ed una capacità; un'induttanza risulta il parallelo di una capacità con un'induttanza. Alle basse frequenze una pista per segnali si comporta come un'induttanza, in alta frequenza, invece, si comporta come una induttanza in serie con una resistenza. Tutte queste componenti parassite determinano l'insorgere di interferenze elettromagnetiche che non possono essere previste se si considerano ideali i componenti.

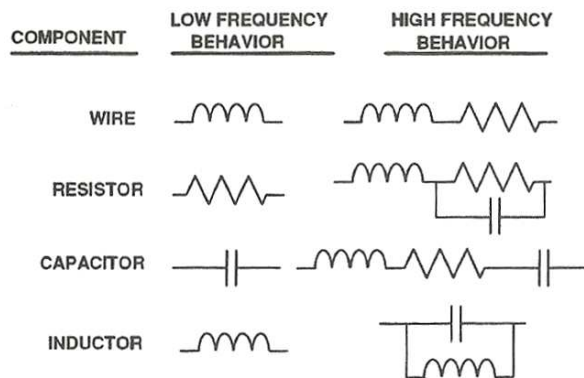


Figura 2.3: Comportamento non ideale dei vari componenti in alta frequenza

2.2 Equazioni per la valutazione dell'impedenza caratteristica

L'impedenza caratteristica di una microstrip cambia leggermente con la frequenza (anche per un substrato di materiale non dispersivo). L'impedenza caratteristica dei modi quasi-TEM non è definita univocamente: essa aumenta, diminuisce oppure aumenta e successivamente diminuisce all'aumentare della frequenza.

L'impedenza caratteristica è la responsabile dell'emissione elettromagnetica di una microstrip: più alta è il valore di tale impedenza, maggiore sarà l'entità del disturbo irradiato.

È stato scoperto che l'impedenza caratteristica dipende dalla larghezza della pista, lo spessore e dalla costante dielettrica del substrato.

In questo paragrafo verranno riportate le formule che si possono trovare in letteratura, e che sono state impiegate per un riscontro con le simulazioni.

La prima formula che verrà presentata è quella generica: essa dipende dai tre parametri geometrici della microstrip.

$$Z_0 = \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1,41}} \ln \left(\frac{5,98H}{0,8W + t} \right) \quad (2.1)$$

È necessario, tuttavia, fare qualche considerazione.

Per prima cosa, poiché il dielettrico non è uniforme, occorre sostituire la costante dielettrica ϵ_r con la costante dielettrica effettiva ϵ_{reff} . Il valore di ϵ_{reff} è minore rispetto a ϵ_r .

Questo perché le linee del campo elettromagnetico della microstrip non è contenuto interamente nel substrato, ma si propaga verso l'esterno per aria.

Nel suo libro, [1], Paul definisce così l'impedenza caratteristica di una microstrip.

$$Z_0[\Omega] = \frac{60}{\sqrt{\epsilon'_r}} \cdot \ln \left(\frac{8 \cdot H}{W} + 0,25 \frac{W}{H} \right) \quad \text{per } \frac{W}{H} \leq 1; \quad (2.2)$$

$$Z_0[\Omega] = \frac{377}{\sqrt{\epsilon'_r}} \left[\frac{W}{H} + 1,393 + 0,667 \cdot \ln \left(\frac{W}{H} + 1,444 \right) \right]^{-1} \quad \text{per } \frac{W}{H} \geq 1. \quad (2.3)$$

dove il parametro ϵ'_r è la costante dielettrica effettiva del materiale di substrato e vale:

$$\epsilon'_r = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + 10 \frac{H}{W} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (2.4)$$

Secondo Edwards, invece, l'impedenza caratteristica di una microstrip viene calcolata utilizzando le seguente:

$$Z_0[\Omega] = \frac{119,9}{\sqrt{2(\epsilon_r + 1)}} \cdot \ln \left[4 \frac{H}{W} + \sqrt{\left(16 \cdot \left(\frac{H}{W} \right)^2 + 2 \right)} \right] \quad (2.5)$$

Si nota subito che queste formule non possiedono la dipendenza dal parametro t .

In [2], Montrose fornisce un'ulteriore formula per il calcolo dell'impedenza:

$$Z_0[\Omega] = \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1,41}} \cdot \ln \left(5,98 \cdot \frac{H}{0,8W + t} \right) \quad (2.6)$$

L'ultima formula presa in considerazione è stata formulata da H. Sobol:

$$Z_0[\Omega] = \frac{377 \cdot H}{W_{eff} \cdot \sqrt{\epsilon_r} \left[1 + 1,735\epsilon_r - 0,0724 \cdot \left(\frac{W_{eff}}{H} \right)^{-0,836} \right]} \quad (2.7)$$

dove

$$W_{eff} = W + \frac{t}{\pi} \left[\ln \left(\frac{2H}{t} + 1 \right) \right] \quad (2.8)$$

In queste ultime due formule, invece, compare la dipendenza dal parametro t (nella 2.7 il termine t è contenuto nella 2.8).

La figura 2.4 mostra i risultati calcolati per una microstrip al variare di W con $H = 0,8mm$, $t = 35\mu m$, $\epsilon_r = 4,3$

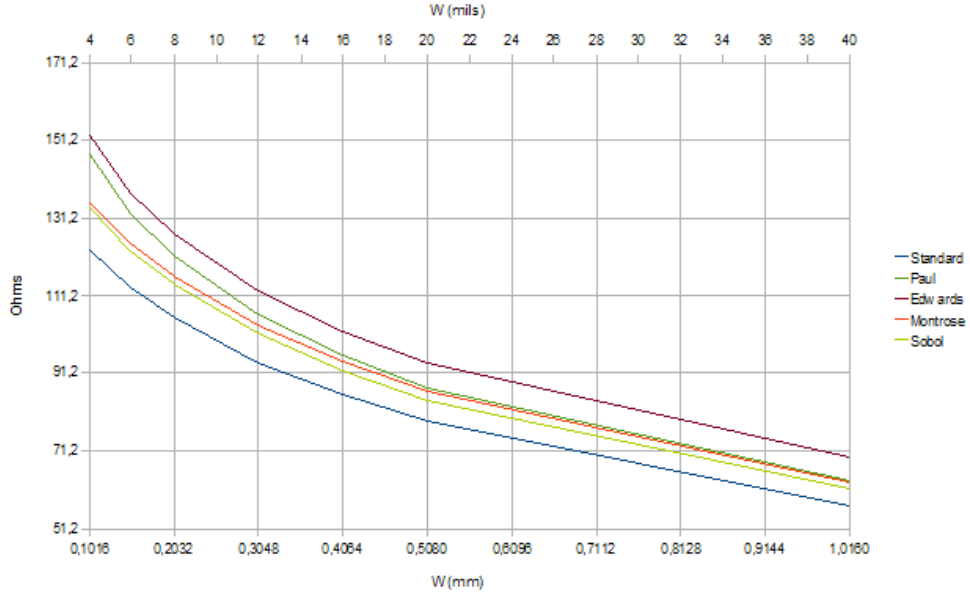


Figura 2.4: Confronto tra le formule

2.3 Piegatura delle piste

Nel caso di segnali con commutazioni inferiori al nanosecondo (quindi segnali dell'ordine dei GHz), occorre prestare particolare attenzione alla geometria delle piste per evitare che le eventuali discontinuità interferiscano con i segnali che viaggiano sulle piste stesse.

Quando su una PCB una pista compie una curva, la sua capacità per unità di lunghezza aumenta, mentre l'induttanza per unità di lunghezza diminuisce. Ciò vale per curve con angoli di 90° o maggiori.

Curve ad angolo retto si comportano come un carico di tipo capacitivo attaccato alla linea di trasmissione. Un carico capacitivo può modificare i fronti di salita\discesa di un segnale.

Per prevenire questo fenomeno, è sufficiente evitare la presenza di curve ad angolo retto, soprattutto se si ha a che fare con segnali dai fronti di commutazione più veloci di 2 ns.

Se solamente si arrotondasse la curva, la larghezza della curva risulterebbe (fisicamente) più piccola rispetto a quella piegata a 90° o anche a 45° . Nel caso di angolo retto, l'incremento della larghezza della pista determina un aumento (indesiderato) della capacità parassita. Questo aspetto lo si può riscontrare in figura 2.5

Uno spigolo minore di 90° riduce la quantità di riflessione e la degenerazione del-

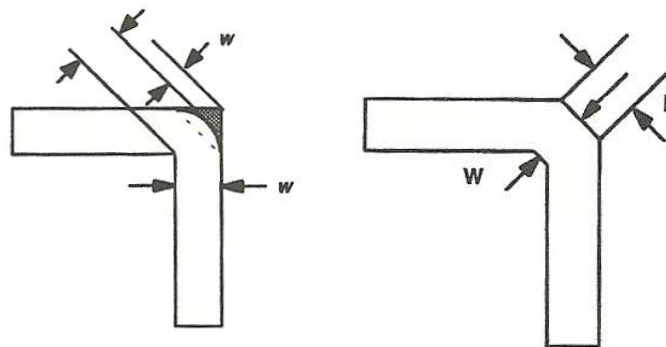


Figura 2.5: Piegamento (sinistra) e smussatura (destra) della pista

la salita del segnale. Inoltre, quando l'angolo è smussato a 45° , si può arrivare ad una riduzione della capacità parassita fino al 57%. Fino a 10 GHz si può scegliere la smussatura degli angoli; sopra tale soglia gli angoli arrotondati sono più performanti da questo punto di vista.

La ragione per cui gli spigoli a 90° non vanno bene dal punto di vista EMI, deriva dalla formula: $L \rightarrow \int B \cdot ds$ (si veda la figura 2.6). Si può notare, inoltre, che $B \cdot ds(per\ 0 < \theta < 90) < B \cdot ds(per\ \theta = 90)$, dove B è la densità del flusso del campo magnetico.

Quindi, è sempre meglio, dal punto di vista EMC, convertire tutte le curve a 90°

in curve a 45° .

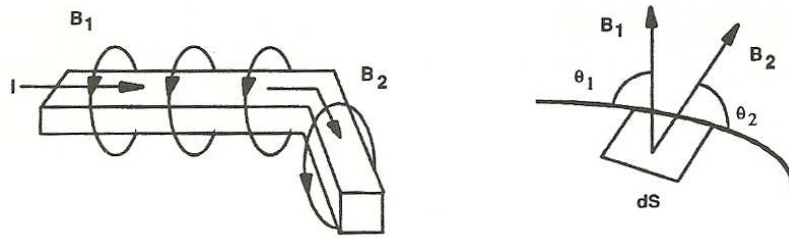


Figura 2.6: Campo magnetico indotto dalla microstrip

Capitolo 3

Risultati

In questo capitolo verranno proposti i risultati delle simulazioni dei diversi casi di studio.

Le simulazioni dei diversi modelli sono state realizzate tramite il programma CST MICROWAVE STUDIO. Si comincerà prima dall'analisi dell'andamento dell'impedenza caratteristica e dell'emissione irradiata di una microstrip semplice per arrivare agli stessi grafici ottenuti nello schema a microprocessore.

Si è cercato di impiegare un modello impostando le sue dimensioni più realistiche possibile: è stato rispettato un apposito range in modo tale da non trovarsi con un modello avente dimensioni non realizzabili nella realtà.

Gli intervalli sono:

- da 4 mils a 20 mils per W ;
- da 0,8 a 1,6 mm per H ;
- da 35 a 70 μm per t .

dove l'unità di misura *mil* è equivalente ad un millesimo di pollice, ovvero pari a: 0,0254 mm.

Con questi valori non si è mai superato il valore di 0,64 per W/H e di 0,09 per t/H .

3.1 Microstrip

Il modello che è stato realizzato con CST, è riportato in figura 3.1

3.1.1 Impedenza caratteristica

Nel capitolo precedente sono state illustrate le formule per il calcolo dell'impedenza caratteristica di una microstrip. In questo paragrafo verranno illustrate le differenze ottenute nelle simulazioni.

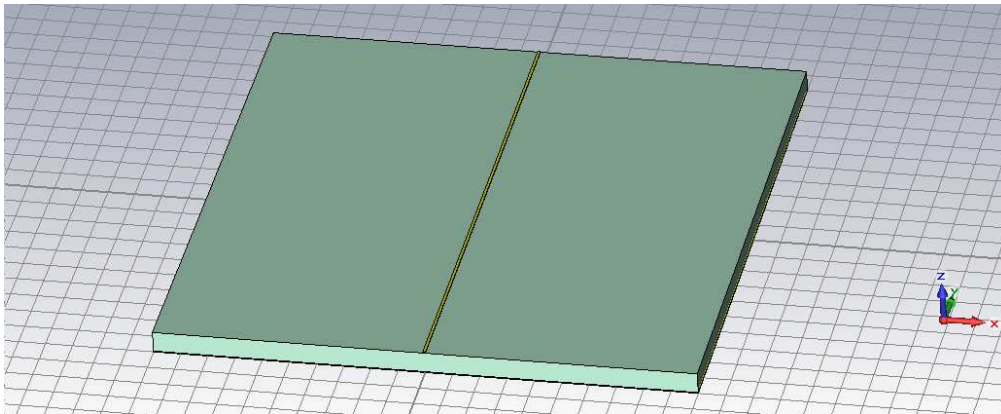


Figura 3.1: Modello impiegato nelle simulazioni

Le figure seguenti mostrano l'andamento dell'impedenza caratteristica della microstrip al variare della sua ampiezza, spessore e dello spessore del substrato.

Da queste figure si vede chiaramente che l'impedenza è pressoché costante

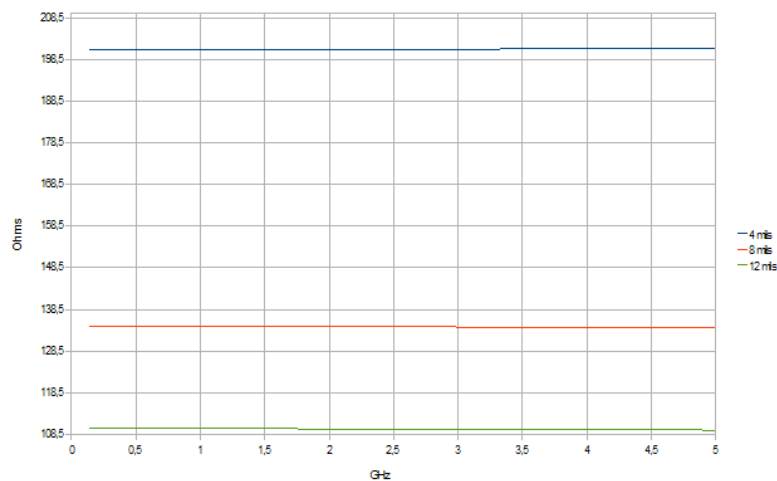


Figura 3.2: Impedenza della microstrip al variare della sua larghezza (con $H = 0,8mm$, $t = 35\mu m$)

con la frequenza (in realtà essa subisce solo piccolissime variazioni), ma cambia notevolmente al variare dei parametri W , H , e t . Dai grafici si può trarre la conclusione che per ridurre l'impedenza caratteristica si può agire nei seguenti modi:

- aumentare la larghezza della pista;
- avvicinare la pista il più possibile al piano di massa diminuendo lo spessore del substrato;

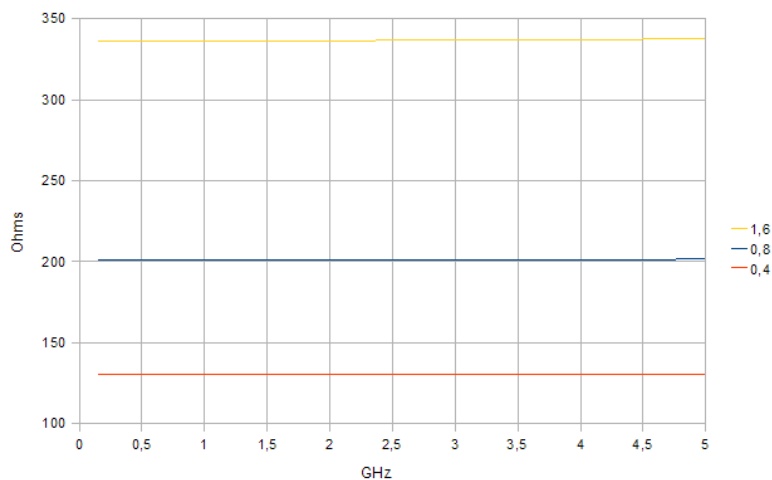


Figura 3.3: Impedenza della microstrip al variare dello spessore del substrato (con $W = 4\text{mils}$, $t = 35\mu\text{m}$)

- realizzare piste più spesse possibile.

Un'ulteriore considerazione saliente è il valore di tale impedenza: è molto più grande di quanto trovata con le formule. Questo perché le formule non tengono in considerazione in modo preciso dei parametri parassiti presenti nella pista.

La figura 3.5 confronta le impedenze calcolate mediante formule con quelle ottenute dalle simulazioni. Dal grafico si può notare che l'impedenza caratteristica simulata segue più o meno l'andamento delle formule per ampiezze della pista maggiori di 12mils (ovvero, $0,3048\text{mm}$). Si può dire che per tali dimensioni l'impedenza caratteristica della microstrip si può calcolare con la formula di Paul. Infatti, per $W = 12\text{mils}$ (corrispondente al valore $W/H = 0,38$ sul grafico) la variazione dell'impedenza stimata è circa il 3% del valore ottenuto dalla simulazione. Per W maggiori, l'errore si riduce.

Per $W/H = 0,25$ la variazione è di circa il 9,58%; mentre per $W/H = 0,13$, l'errore arriva al 26,61%.

Da questi risultati è possibile affermare che la formula 2.2 va bene per calcolare l'impedenza caratteristica della microstrip per ampiezze da 12 mils in crescendo. Per valori inferiori occorre riadattare la formula.

Un ulteriore caso di studio è il confronto tra una microstrip con dimensioni tipiche e un'altra con tutt'e tre le dimensioni raddoppiate, mantenendo così costanti i rapporti W/H e T/H . Il risultato è visualizzato in figura 3.6

Secondo le formule, l'impedenza non avrebbe dovuto subire alcuna variazione, invece la simulazione ha messo in luce una variazione, seppur piccola, circa 1Ω . Questo indica che non è semplice trovare una formula matematica che descriva fedelmente l'andamento dell'impedenza: ci sono in gioco ulteriori parametri parassiti che non si possono prevedere, né tantomeno controllare.

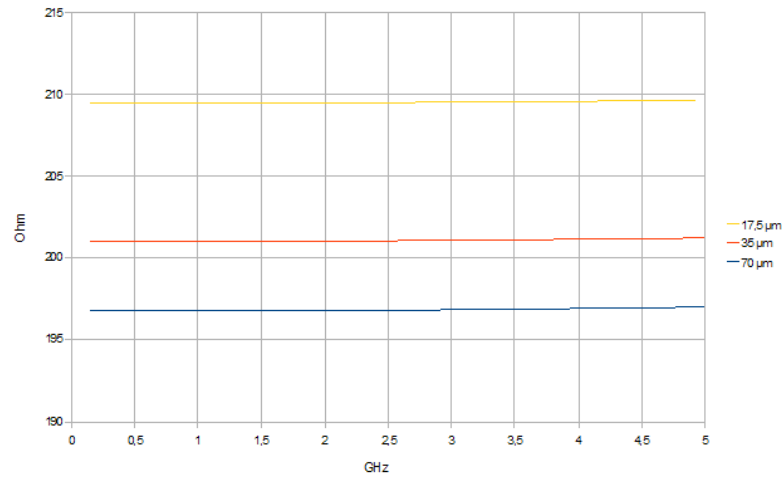


Figura 3.4: Impedenza della microstrip al variare del suo spessore (con $W = 4\text{mils}$, $t = 35\mu\text{m}$)

Comunque, per $W > 12\text{mils}$ i risultati ottenuti dalle simulazioni si mantengono in linea con i risultati ottenuti dalle formule.

3.1.2 Emissione irradiata

In questo paragrafo verrà trattato come varia il campo elettromagnetico emesso da una microstrip a seconda dei suoi parametri geometrici, alla luce delle simulazioni svolte.

I grafici alle figure 3.7, 3.8 e 3.9 mostrano l'andamento dell'emissione al variare di uno dei tre parametri.

Da questi grafici si può constatare che:

1. l'emissione si riduce quando H diminuisce, W e t aumentano;
2. la variazione del campo elettromagnetico emesso è più pronunciata al variare del parametro H ;
3. l'emissione rimane invariata per $t = 35\mu\text{m}$ e $t = 70\mu\text{m}$, mentre diminuisce per $t = 17,5\mu\text{m}$.

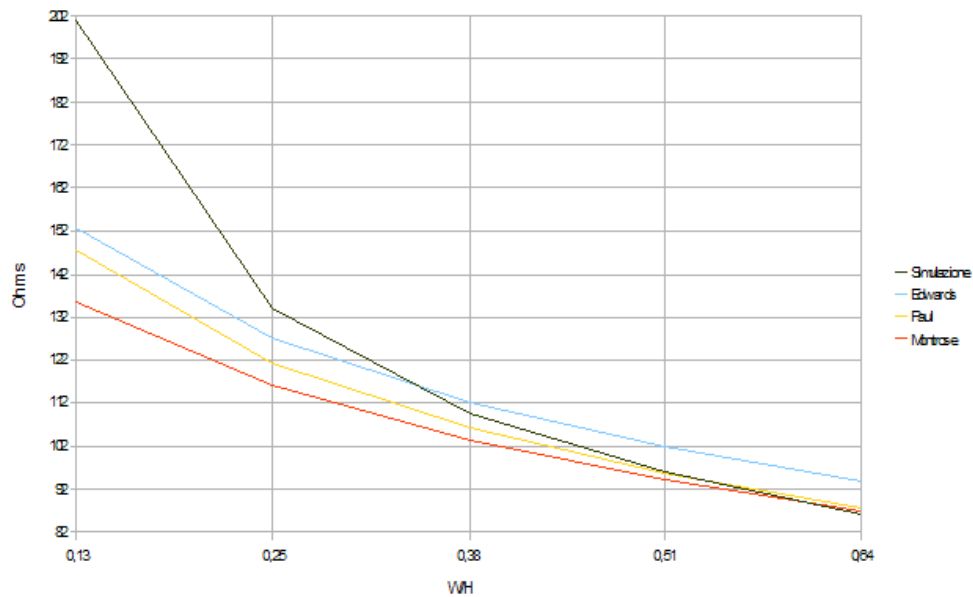


Figura 3.5: Confronto tra le impedenze caratteristiche (teoriche e simulate) al variare di W/H (con $t/H=0,04$ costante)

3.2 Simulazione di un sistema a microprocessore

In questo paragrafo verranno presentati i risultati delle simulazioni effettuate sul modello di un sistema a microprocessore.

Nelle figure 3.10 e 3.11 viene riportato lo schema del sistema.

3.2.1 Impedenza caratteristica

Per il calcolo dell'impedenza caratteristica è stato seguito il procedimento del paragrafo 3.1.1 di questo capitolo, per capire se essa subiva variazioni.

In primo luogo, è stata presa in considerazione la configurazione “a T” suggerita dal datasheet del microprocessore (quella visualizzata in figura 3.10); successivamente, sono state effettuate simulazioni su ulteriori configurazioni: una “a F”, in cui le due memorie sono poste sullo stesso lato, rispetto alla pista (figura 3.12) e un'altra “a doppia L” che riprende la configurazione “a T”, ma le due memorie non sono allineate sullo stesso asse (figura 3.13).

In tutti i modelli realizzati sono state inserite tre porte in guida d'onda, per simulare lo scambio dati tra microprocessore e le due memorie. Ciascuna porta vede una certa impedenza caratteristica della linea. Lo scopo della simulazione

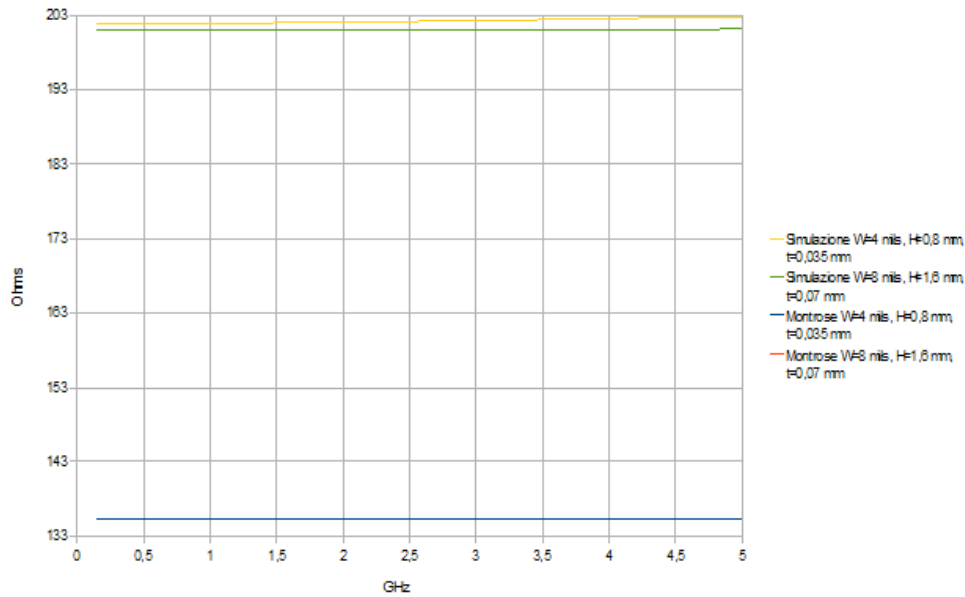


Figura 3.6: Confronto tra impedenze con W/H e t/H costanti

è quello di vedere se le formule viste per il caso della microstrip sono ancora valide anche per questo più complesso, e se l'impedenza caratteristica vista da ciascuna porta subisce variazioni o meno.

Nel caso di configurazione "a T", l'impedenza caratteristica vista da una porta varia rispetto alle altre. La figura 3.14 mostra l'andamento al variare della larghezza della pista.

La figura 3.15 mostra le variazioni di impedenza viste da ciascuna porta per ogni configurazione.

Da questo confronto tra le tre configurazioni, si è deciso di visualizzare i risultati delle simulazioni solo per il modello "a T", perché questa configurazione presenta un'impedenza caratteristica uguale per tutte e tre le porte, per ampiezze di pista maggiori di 6mils offrendo una migliore stabilità da questo punto di vista.

Secondo le formule viste nel Capitolo 2, l'impedenza caratteristica di una microstrip dipende solo dai parametri W , H e t , rimanendo indipendente dalla sua lunghezza. Ci si aspetta, dunque, che il valore dell'impedenza non cambi.

La figura 3.16 mette a confronto l'impedenza della microstrip con quella del modello "a T".

Dalle simulazioni si è potuto constatare che l'impedenza del modello "a T" presenta lo stesso andamento dall'impedenza della microstrip, seppur avendo un valore inferiore. Questo perché, come enunciato nel precedente capitolo 2.3, in prossimità dell'angolo la capacità parassita aumenta, mentre l'induttanza diminuisce, comportando una diminuzione dell'impedenza totale.

Inoltre si è potuto notare che l'impedenza caratteristica vista alla porta 1 è più

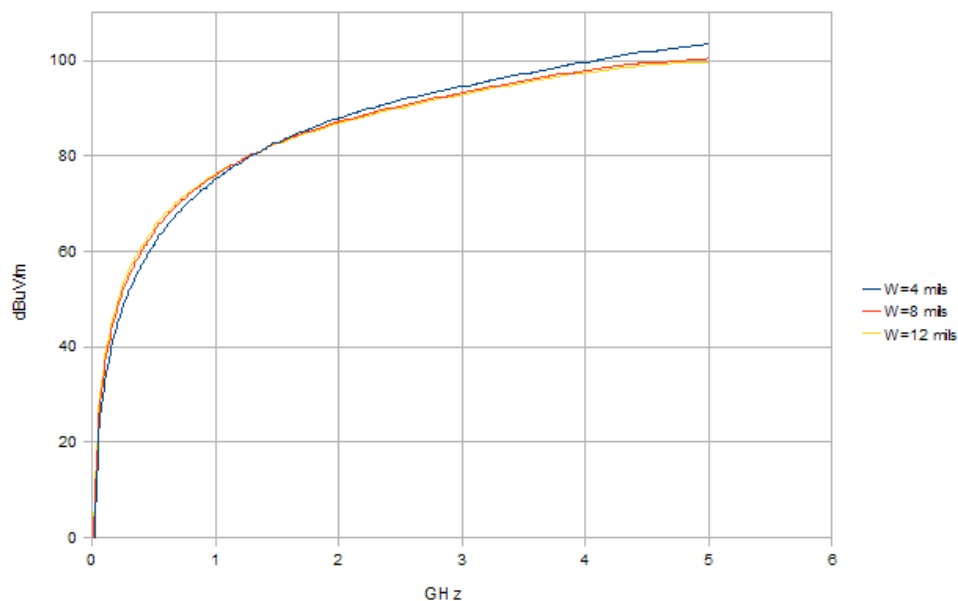


Figura 3.7: Emissioni irradiata al variare di W (con H e t costanti)

piccola rispetto a quella vista dalle altre solo nel caso di pista larga 6 mils; per valori superiori le impedenze viste dalle singole porte coincidono.

3.2.2 Emissione irradiata

Sono state condotte varie simulazioni per capire quali accorgimenti adottati possano ridurre le emissioni irradiate.

Innanzitutto, è stato studiato il caso “di default”, ovvero con i parametri $W = 4\text{mils}$, $H = 0,8\text{mm}$ e $t = 35\mu\text{m}$, per i tre modelli per capire quale sia la configurazione ottimale.

Ora si vuole illustrare la differenza tra i disturbi emessi dalle varie configurazioni. La figura 3.17 li mette a confronto.

Per una migliore comprensione, viene riportato lo stesso grafico, ma il valore del disturbo viene normalizzato al valore di quello irradiato dalla configurazione “a T” (figura 3.18).

Da questo confronto diretto si può notare che, dal punto di vista EMC, non c’è una configurazione migliore: per esempio, in alcune frequenze è meglio il modello “a T”, in altre quello “a F” emette disturbo minore.

Potendo scegliere, sarebbe migliore la configurazione “a T” perché, come illustrato nei precedenti paragrafi, presenta un’impedenza caratteristica che non dipende

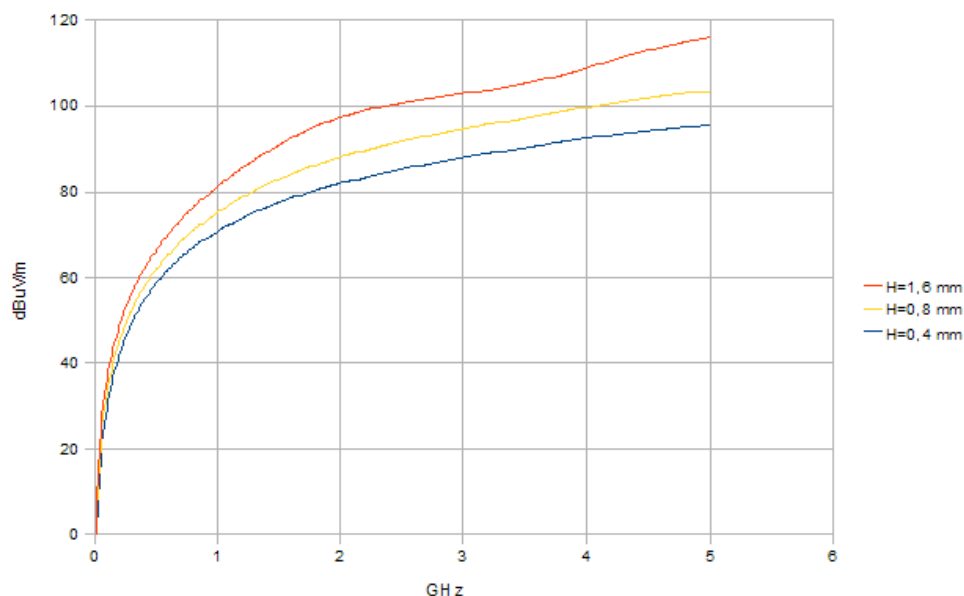


Figura 3.8: Emissioni irradiata al variare di H (con W e t costanti)

dalla posizione della porta, per cui si avrebbe una variabile aleatoria in meno.

3.2.3 Smussatura delle piste

Verrà mostrata ora l'influenza della piegatura delle piste sull'impedenza caratteristica e sull'emissione elettromagnetica del modello.

Vengono smussate le piste che formano un angolo di 90° , per tutte e tre le configurazioni. Un particolare della smussatura è illustrato nella figura 3.19.

Come ampiezza della smussatura si intende la larghezza del tratto di pista esterno piegato (la dimensione L della figura 2.5), mentre il tratto interno della pista (w della stessa figura) è stato dimensionato come $L/2$.

Come valori di ampiezza della smussatura sono stati scelti multipli e sottomultipli della larghezza della pista W . Come minimo è stato scelto il valore $W/4$, anche perché al di sotto di tale valore la smussatura è quasi un angolo retto; $4 * W$ è il valore massimo, perché oltre al quale la smussatura diventerebbe troppo sottile e non si avrebbero più i benefici che questa tecnica potrebbe fornire. Per cominciare, sono state effettuate alcune simulazioni per verificare se la smussatura delle piste comportasse una qualche variazione dell'impedenza caratteristica.

La tabella 3.1 riporta i valori ottenuti dalle simulazioni e presenta le eventuali differenze che la smussatura comporta.

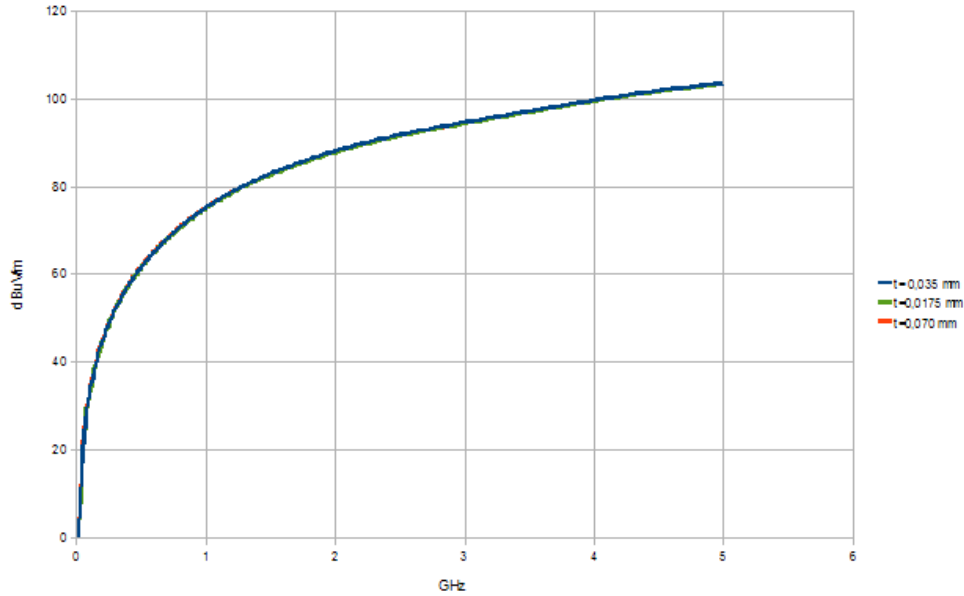


Figura 3.9: Emissioni irradiata al variare di t (con H e W costanti)

	No smussatura			smussatura = $3 \cdot W$		
	Porta 1	Porta 2	Porta 3	Porta 1	Porta 2	Porta 3
“aT”	184,78 Ω	197,49 Ω	197,49 Ω	184,78 Ω	197,49 Ω	197,49 Ω
“a F”	197,49 Ω	184,8 Ω	184,8 Ω	197,49 Ω	184,8 Ω	184,8 Ω
“a doppia L”	197,49 Ω	184,8 Ω	184,8 Ω	188,52 Ω	184,71 Ω	184,8 Ω

Tabella 3.1: Influenza della smussatura sull'impedenza

Dalla tabella si nota che l'impedenza per ciascuna porta si mantiene invariata, per cui vale ancora il concetto formulato nel paragrafo 3.2.1: la configurazione “a T” è più stabile dal punto di vista dell'impedenza, per cui è preferibile scegliere questa configurazione piuttosto che le altre.

Per quanto riguarda l'aspetto della compatibilità elettromagnetica, sono stati confrontati i grafici ottenuti dai tre modelli per i diversi valori di smussatura della pista. Il risultato è visualizzato in figura 3.20.

Una volta scelta la configurazione “a T”, per questa sono state effettuate simulazioni per diversi valori di larghezza della pista e di smussatura. Come larghezza (W) sono stati studiati i valori 4, 6, 8, 10, 12 e 16 mils; come ampiezza di smussatura, per ciascun valore di W sono stati impostati i valori $W/4$, $W/2$, W , $2 \cdot W$, $4 \cdot W$.

I grafici riportati nelle figure 3.21 e 3.22 mettono ciascuno in luce le differenze introdotte dalle diverse ampiezze di smussatura sul campo irradiato.

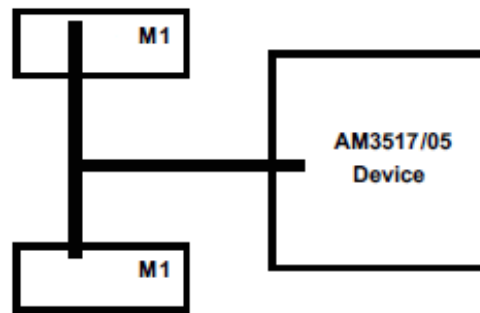


Figura 3.10: Schema preso in esame

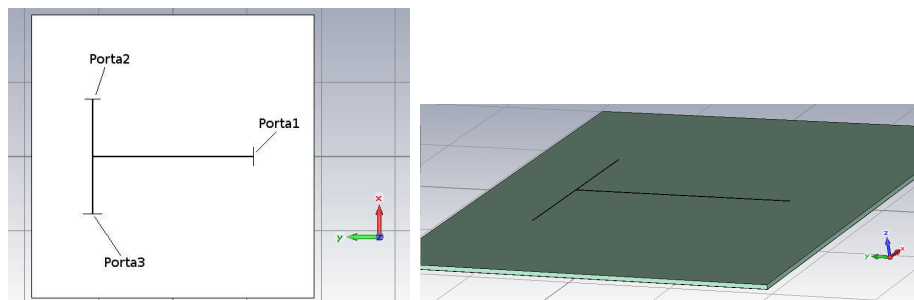


Figura 3.11: Modello a T, vista dall'alto (sinistra) e in prospettiva (destra)

Dai risultati di queste simulazioni si è potuto giungere alla conclusione che impostando una smussatura di larghezza 8 mils, si ottiene la massima riduzione del disturbo irradiato, o, se non la migliore, accettabile. Dai grafici si è inoltre notato che per una pista larga 12 mils, il valore di smussatura trovato va bene alla frequenza di 2 GHz, ma non a 5 GHz.

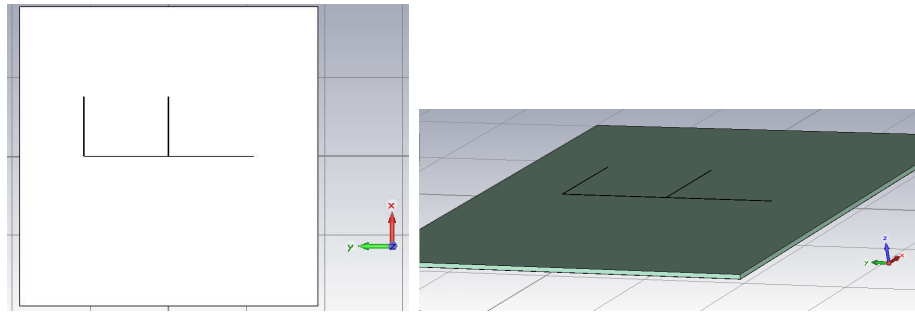


Figura 3.12: Modello a F, vista dall'alto (sinistra) e in prospettiva (destra)

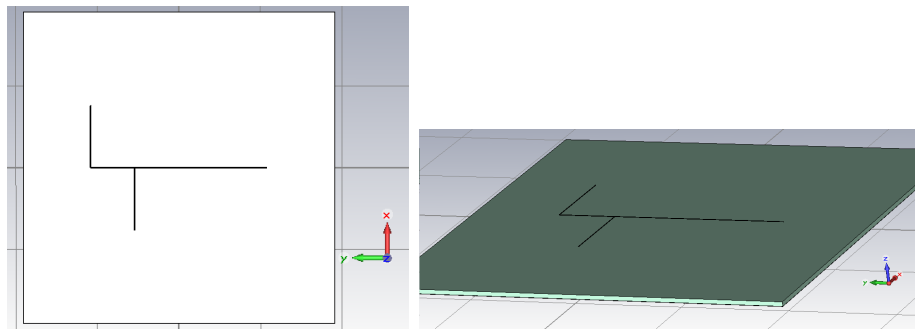


Figura 3.13: Modello a doppia L, vista dall'alto (sinistra) e in prospettiva (destra)

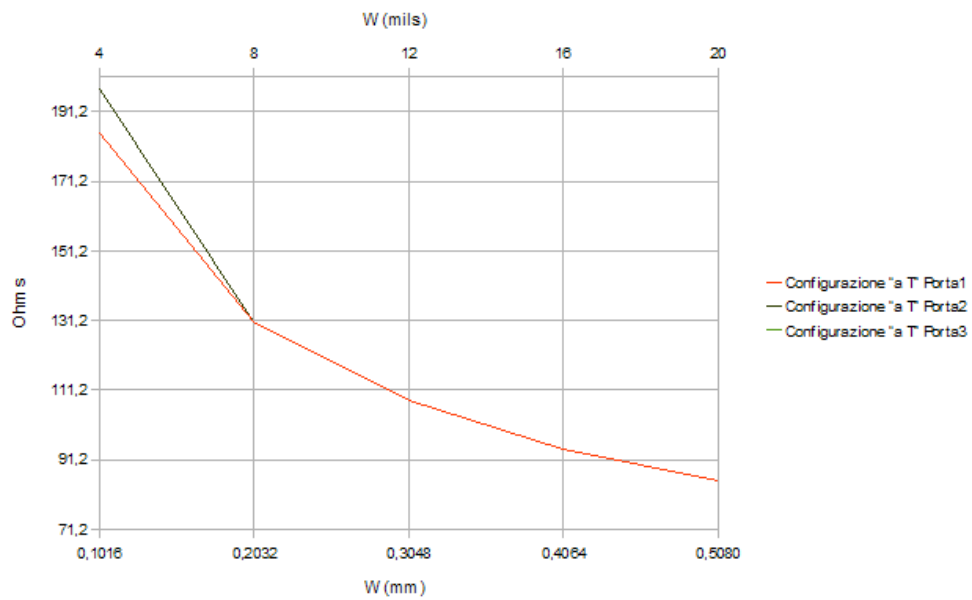


Figura 3.14: Andamento dell'impedenza caratteristica al variare di W

	Modello a T			Modello a pettine			Modello a doppia L		
	Porta1	Porta2	Porta3	Porta1	Porta2	Porta3	Porta1	Porta2	Porta3
W=4 mils	184,84 Ω	197,53 Ω	197,53 Ω	197,53 Ω	184,84 Ω	192,04 Ω	197,53 Ω	197,53 Ω	184,84 Ω
W=8 mils	130,88 Ω	130,88 Ω	130,88 Ω	131,54 Ω	130,88 Ω	132,2 Ω	131,41 Ω	130,88 Ω	131,95 Ω
W=12 mils	108,36 Ω	108,36 Ω	108,36 Ω	108,36 Ω	108,36 Ω	108,36 Ω	108,42 Ω	108,36 Ω	108,43 Ω
W=16 mils	94,66 Ω	94,66 Ω	94,66 Ω	94,64 Ω	94,66 Ω	94,68 Ω	94,81 Ω	94,52 Ω	95,12 Ω
W=20 mils	85,57 Ω	85,57 Ω	85,57 Ω	85,57 Ω	85,57 Ω	85,57 Ω	85,49 Ω	85,41 Ω	85,68 Ω

Figura 3.15: Valori dell'impedenza vista da ciascuna porta

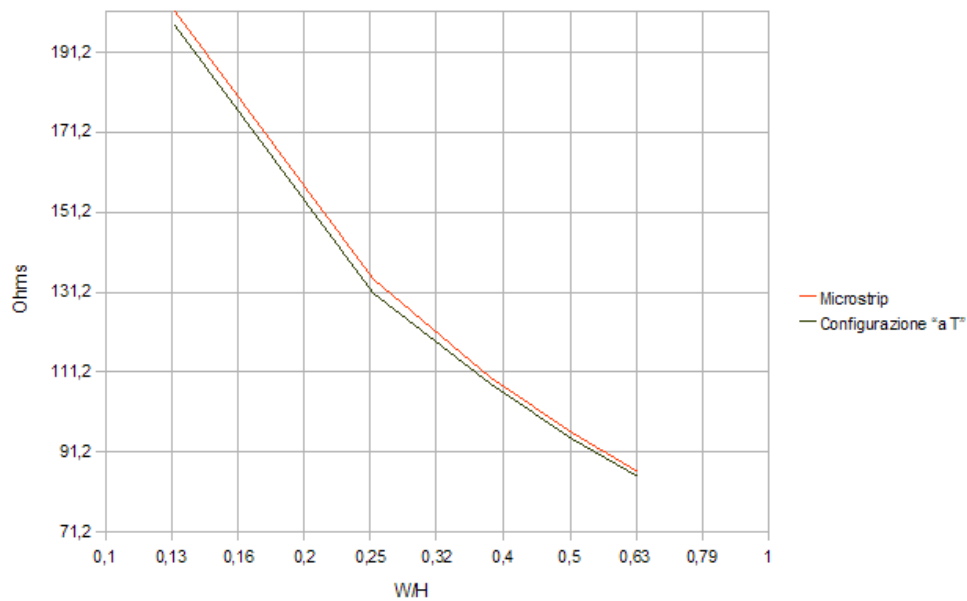


Figura 3.16: Impedenza caratteristica del modello a T confrontato con quella della microstrip

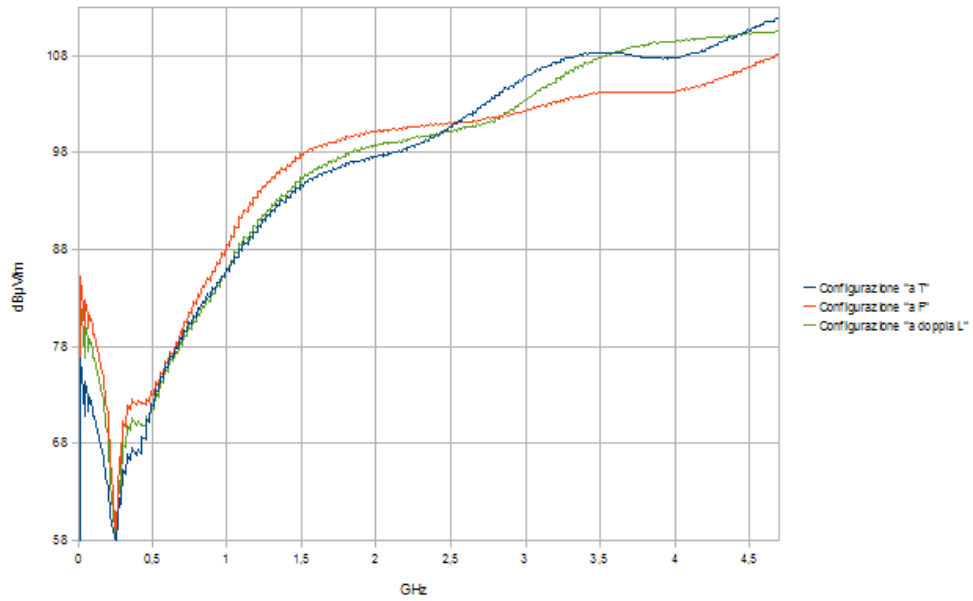


Figura 3.17: Emissione elettromagnetica dei diversi modelli

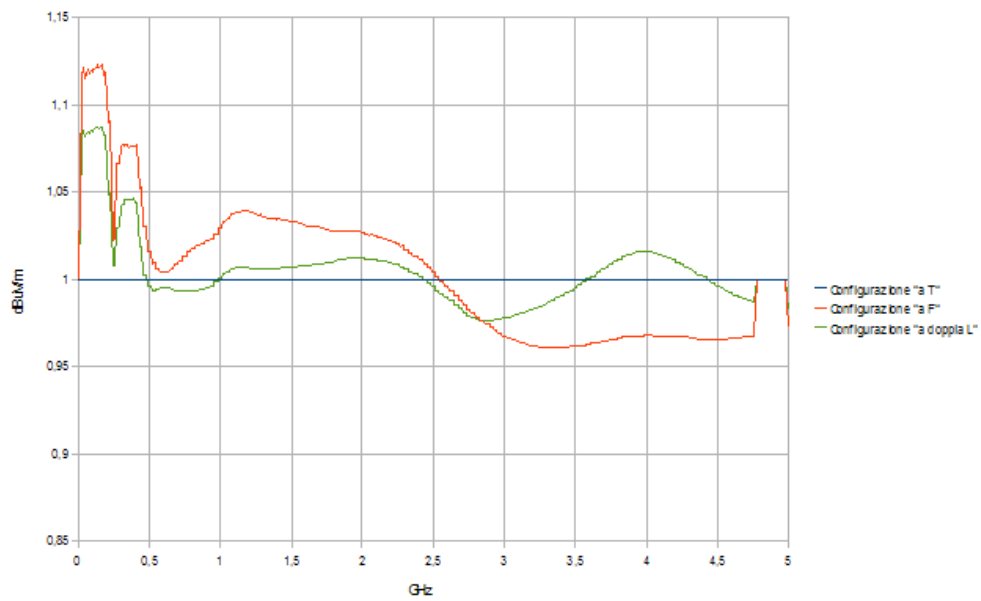


Figura 3.18: Emissioni elettromagnetiche normalizzate

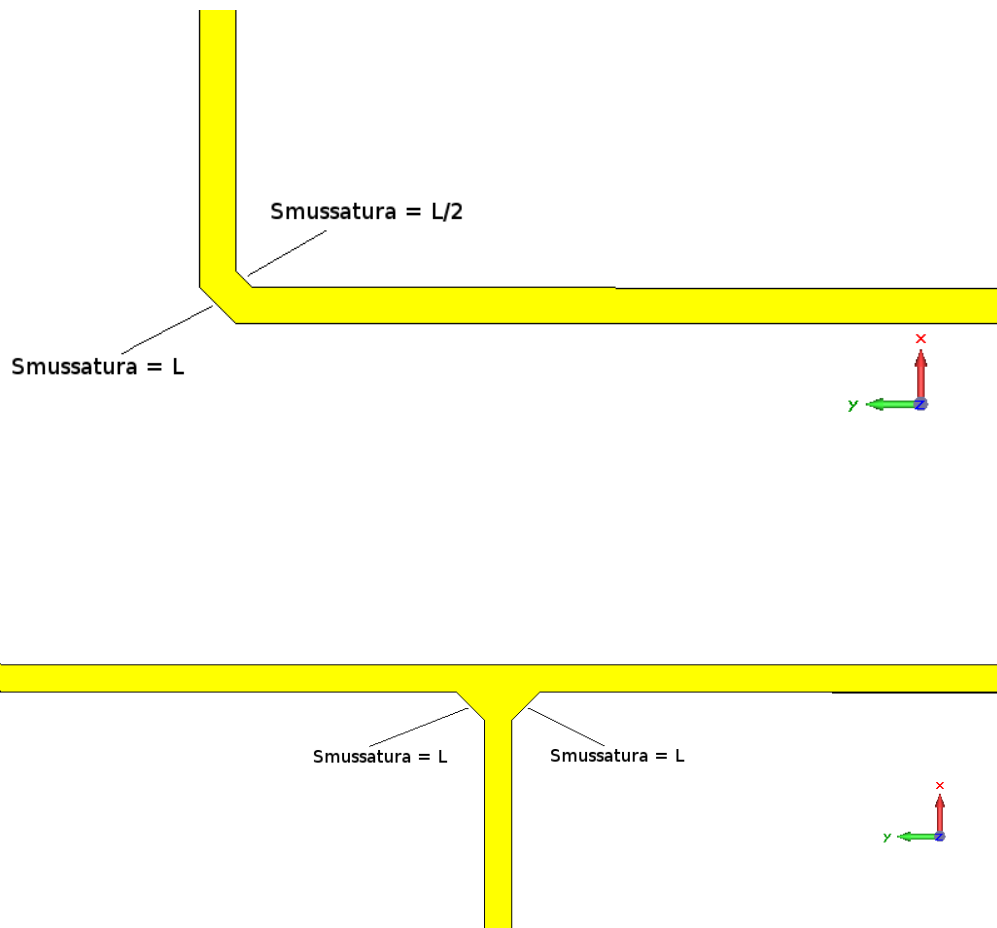


Figura 3.19: Curva smussata: particolare a 90° (sopra) e a T (sotto)

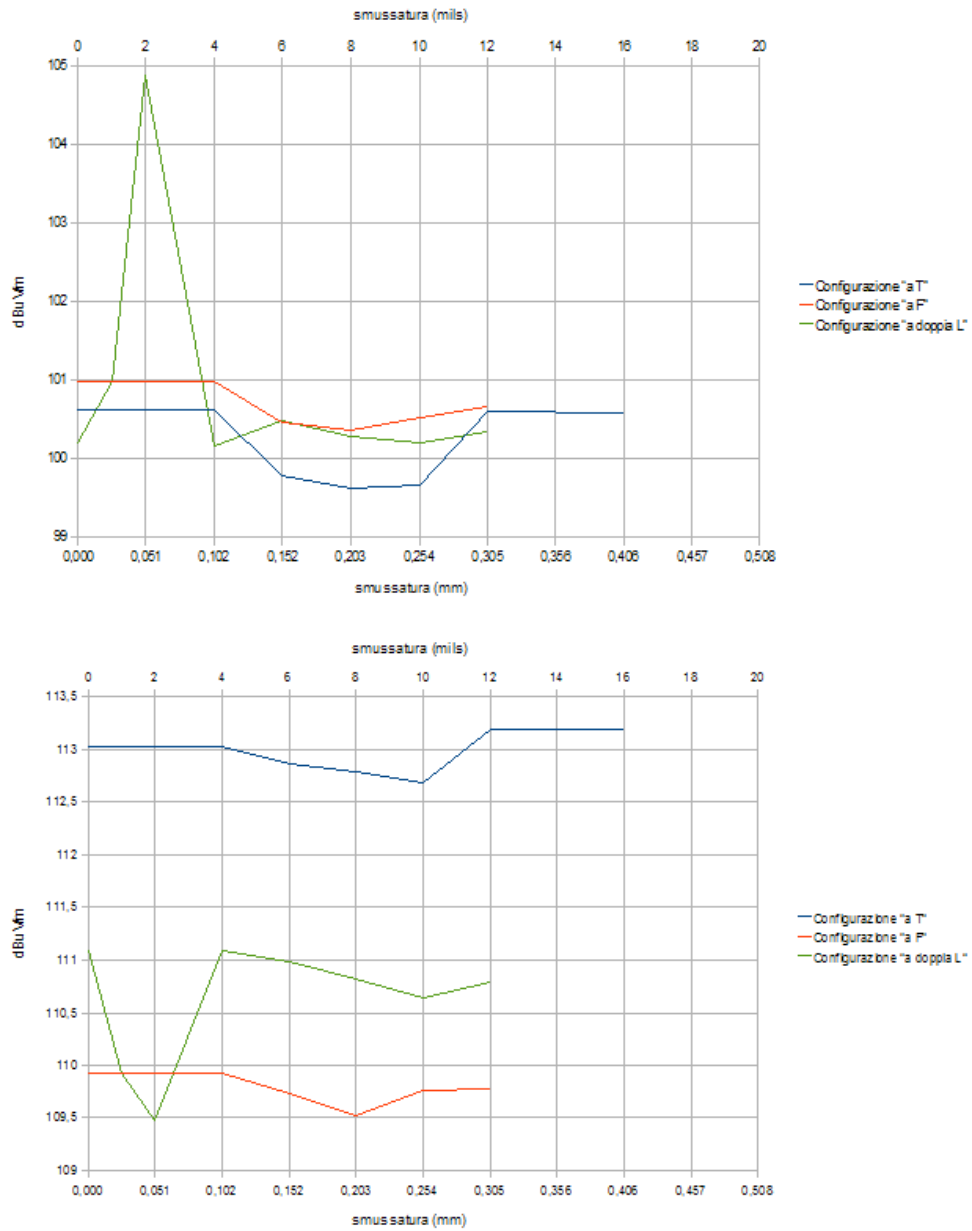


Figura 3.20: Confronto tra le emissioni irradiate dai diversi modelli al variare dell'ampiezza della smussatura a 2,5 GHz (sopra) e 5 GHz (sotto)

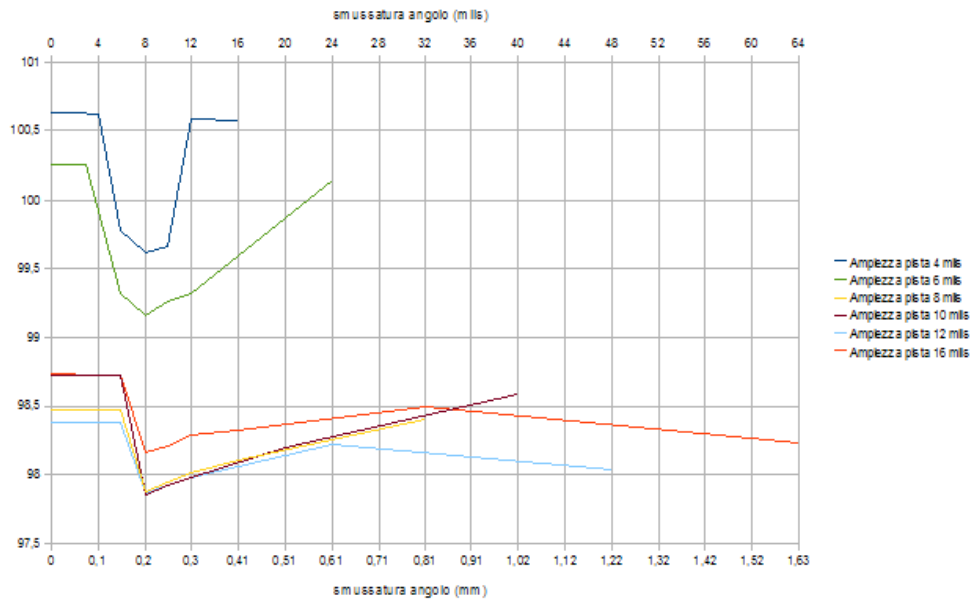


Figura 3.21: Emissione irradiata al variare della smussatura alla frequenza di 2,5 GHz

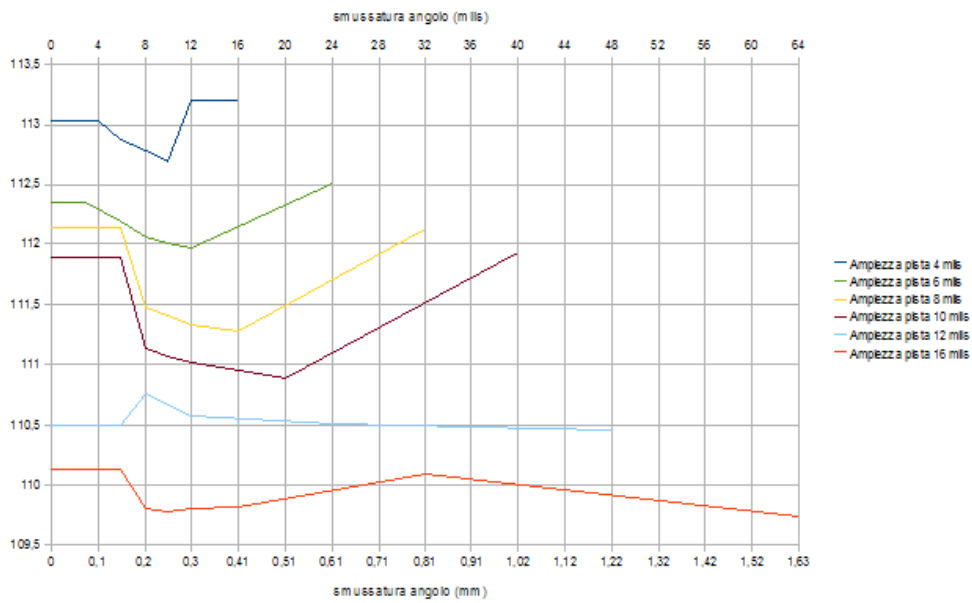


Figura 3.22: Emissione irradiata al variare della smussatura alla frequenza di 5 GHz

Capitolo 4

Conclusioni

Nell'introduzione si è visto che un circuito elettrico genera un campo elettromagnetico che può creare interferenze con altri circuiti nelle vicinanze, causando malfunzionamenti in quest'ultimi.

Perfino un semplice filo conduttore percorso da una corrente può dare luogo ad un'interferenza elettromagnetica che, successivamente, potrebbe dare luogo a malfunzionamenti.

Questo è il caso in cui ricade la microstrip. Con la sua geometria, la microstrip è riconducibile proprio al filo conduttore di cui sopra, dando luogo a disturbi che possono provocare potenziali malfunzionamenti alle apparecchiature\ sistemi vicini. L'entità del campo elettromagnetico irradiato è legato all'impedenza caratteristica del conduttore: più alta è tale impedenza, maggiore sarà il livello del disturbo emesso.

A frequenze elevate, dai 100 MHz a qualche GHz, la pista si comporta come un'antenna che irradia onde elettromagnetiche. Sono state studiate una microstrip semplice ed una più complessa, che simula un sistema microprocessore-memoria flash (DDR), per capire quali accorgimenti si potrebbero adottare, in fase di progettazione, per la riduzione del disturbo irradiato.

Dalle simulazioni effettuate sulla microstrip semplice si è potuto constatare che l'impedenza caratteristica, e quindi anche il disturbo irradiato, diminuiscono con

1. l'aumento della larghezza della pista (W);
2. la riduzione dello spessore del substrato (H);
3. l'aumento dello spessore della pista e del piano di massa (t).

Naturalmente, la microstrip del sistema microprocessore-memoria si comporta circa allo stesso modo: le impedenze sono più piccole ma hanno lo stesso andamento di quelle della microstrip semplice.

Anche per la microstrip complessa nelle sue tre configurazioni studiate ("a T", "a F" e "a doppia L") valgono le stesse tecniche per quella semplice.

In aggiunta c'è anche la riduzione dell'emissione irradiata per mezzo della smussatura delle piste. Un angolo di 90° presente in una pista è fonte di disturbi elettromagnetici: per ridurre questi disturbi occorre addolcire (smussare) l'angolo. Le simulazioni effettuate hanno fornito come risultato che l'ampiezza della smussatura influisce sull'emissione irradiata e che un valore ideale di tale parametro è 8 mils: con questo l'emissione diminuisce ad ogni frequenza e per qualsiasi valore di larghezza della pista fornendo, quindi un'ottima costante a livello progettuale.

Appendice A

Il programma CST MICROWAVE STUDIO

In questo capitolo verrà fornita una breve spiegazione sull'uso di CST, il programma utilizzato per questo lavoro.

CST è un potente software che permette la simulazione di svariati dispositivi elettronici per lo studio di problemi statici, a regime stazionario, a bassa e alta frequenza.

Esempi tipici di applicazione di CST possono essere filtri, connettori, antenne di qualsiasi tipo, guide d'onda, studio sulla compatibilità elettromagnetica, componenti quali resistenze, induttanze e condensatori, ma anche dispositivi ottici, sensori, sorgenti plasma e molto altro.

Nel prossimo paragrafo verrà fornita una guida su come è stato utilizzato CST per ricreare il dispositivo oggetto di simulazione.

A.1 L'ambiente di lavoro

All'apertura, il programma CST si presenta con una finestra divisa in cinque parti. Essa viene riportata in figura A.1.

Scegliere "CST MICROWAVE STUDIO" per la simulazione dell'interferenza elettromagnetica.

Quando il programma lo richiede, scegliere il template che si vuole utilizzare, altrimenti selezionare '<None>'.
</div>

A questo punto, si può cominciare il lavoro e il programma si presenta come in figura A.2:

La finestra è suddivisa in cinque parti:

- la barra dei menu, dove sono presenti i comandi;
- il Navigation Tree, sulla sinistra in cui vengono elencati gli oggetti creati e alcune impostazioni di simulazione;

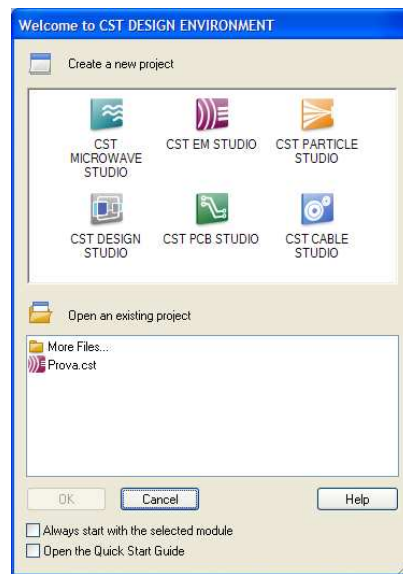


Figura A.1: Avvio di CST

- la Parameter List in cui l'utente specifica i valori dei vari parametri;
- una finestra in cui vengono visualizzati gli eventuali messaggi d'errore;
- la finestra di lavoro che si presenta come una griglia: su di essa vengono posizionati i vari oggetti per la simulazione.

A.2 Prima di cominciare...

Prima di creare oggetti (o solidi) nella finestra di lavoro, è importante impostare le unità di misura (lunghezza, frequenza, ecc.), il tipo di materiale in cui si trova l'oggetto, l'intervallo di frequenze per la simulazione e le condizioni al contorno: una volta impostate, i valori inseriti di volta in volta faranno riferimento ad esse. La figura A.3 evidenzia i pulsanti relativi alle quattro impostazioni.

Per impostare le unità di misura, cliccare sul primo pulsante; per impostare il tipo di materiale in cui si trova l'oggetto fare clic sul secondo pulsante (se l'oggetto si trova incluso in un qualche involucro metallico, scegliere "PEC" dal menu a tendina; altrimenti scegliere "normal"); per impostare il range di frequenze per le quali si vuole eseguire la simulazione è sufficiente cliccare il secondo pulsante ed impostare i valori minimo e massimo di frequenza; infine, per specificare le condizioni al contorno cliccare sul quarto pulsante della figura. Per quest'ultimo, al momento, va bene lasciare la voce "open (add space)". Questo significa che al contorno esiste una condizione di circuito aperto, inoltre l'opzione *add space*

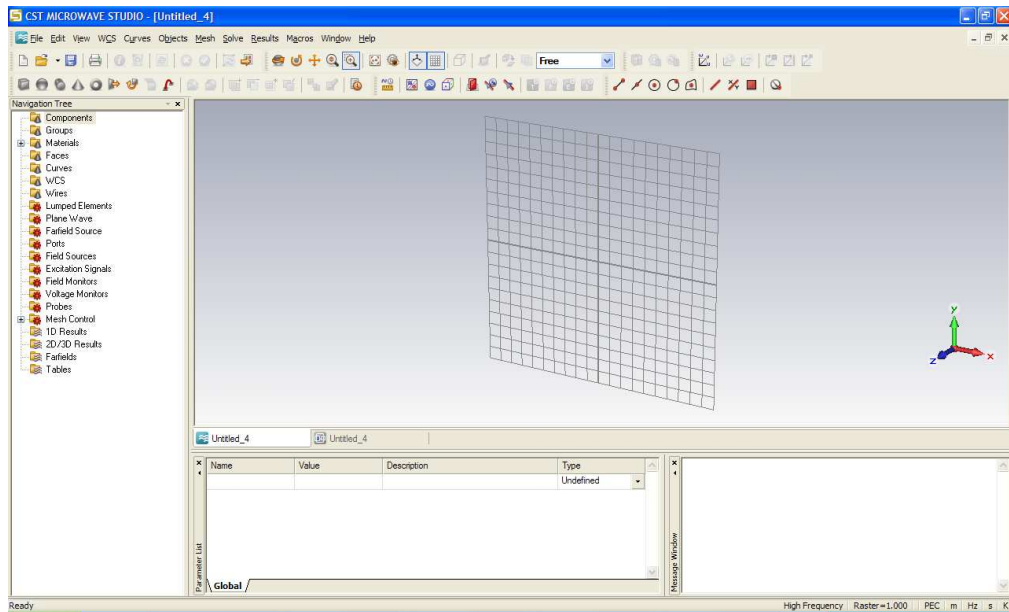


Figura A.2: Prima schermata di CST



Figura A.3: Prime impostazioni

indica che se l'oggetto arriva al limite delle dimensioni della Mesh (che verrà spiegata più avanti in questo capitolo), quest'ultima viene ridimensionata in modo tale da rispettare le condizioni al contorno.

Per le simulazioni presentate nei capitoli precedenti i vari parametri sono stati impostati nel modo seguente:

1. Set units: Dimensions= mm; Frequency= GHz;
2. Background material properties: Material type= Normal;
3. Frequency range: Fmin= 0; Fmax= 5;
4. Boundary conditions: spuntare "Apply in all directions" e su *Type* impostare "open (add space)".

A.3 Creazione di una microstrip

Per realizzare il modello di microstrip utilizzato nelle simulazioni, occorre, per prima cosa, creare il piano di massa.

Per fare ciò, fondamentalmente si crea un parallelepipedo: si fa click sul pulsante

create brick che è presente nella barra del menu, dopodiché si fa doppio click per definire le tre dimensioni dell'oggetto. La figura A.4 mostra ciò.

Non occorre essere rigorosi in questa fase, perché una volta creato l'oggetto si



Figura A.4: Creare il primo solido

apre una finestra in cui si possono definire le dimensioni dello stesso. Le dimensioni vengono riferite rispetto l'origine degli assi cartesiani. Si possono inserire valori numerici, ma è consigliabile utilizzare i parametri definiti nella parameter list.

Questa lista permette di definire delle dimensioni (ad esempio la lunghezza di una pista oppure lo spessore di un substrato) in modo che si possano utilizzare i nomi della lista al posto dei valori numerici. Ciò si rivela molto comodo ed intuitivo nel caso di più oggetti che si incastrano tra loro.

Basta indicare, in tale lista, il nome che si associa alla dimensione, la misura di tale dimensione (riferita all'unità di misura impostata in precedenza), una breve descrizione per maggiore chiarezza e il tipo di misura (lunghezza, temperatura, frequenza,...).

La figura A.5 mostra la parameter list con alcuni valori.

Ad esempio, possiamo utilizzare i parametri *sub_length*, *sub_width* e *trace_thick*,

Name	Value	Description	Type
sub_width	20	larghezza substrato (X)	Length
sub_length	20	lunghezza substrato (Y)	Length
sub_thick	0.8	spessore substrato (Z)	Length
trace_width	4*mil2mm	larghezza pista (X)	Length
trace_length	sub_length	lunghezza pista (Y)	Length
trace_thick	0.035	spessore pista (Z)	Length
mil2mm	0.0254	mil->mm	Undefined

Figura A.5: Parameter List

definiti nella parameter list, rispettivamente per impostare lunghezza, profondità e spessore del piano di massa, come visualizzato in figura A.7.

Nella stessa finestra si può definire il nome del solido che si sta creando: diamogli il nome massa per identificarlo meglio in seguito.

Nel Navigation Tree, alla voce Component compariranno gli oggetti che sono stati creati con il nome fornito.

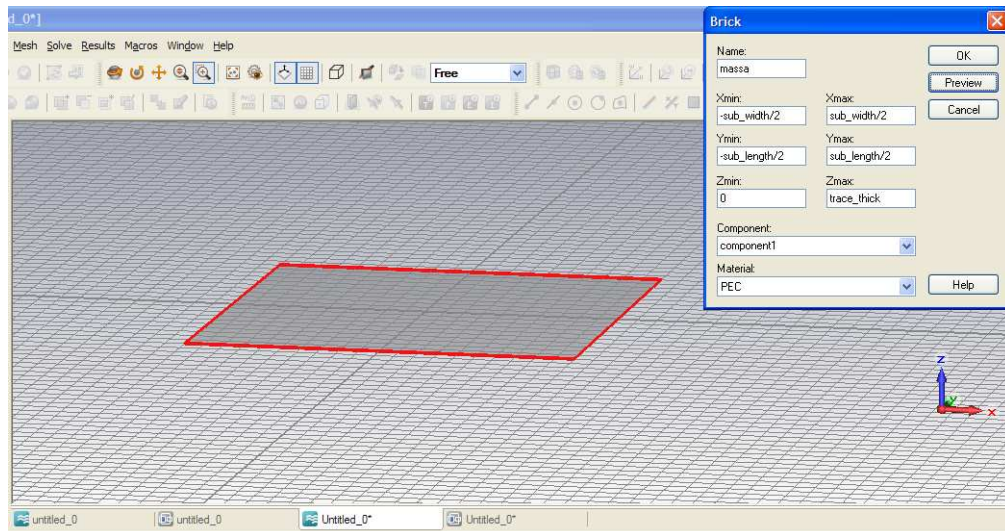


Figura A.6: Utilizzo dei valori della Parameter List

Cliccando il pulsante OK della finestra e successivamente premento il tasto F7 della tastiera, viene aggiornato il solido con le nuove dimensioni.

A questo punto si può procedere con ulteriori operazioni.

A.3.1 Realizzazione del substrato

Per realizzare il substrato basta ripetere l'operazione del precedente paragrafo: si fa click sul pulsante *create brick* (lo si chiami, ad esempio, *substrate*) e si impostino le dimensioni. Come esempio vengono definiti i parametri *sub_length*, *sub_width* e *sub_thick* per la lunghezza, larghezza e spessore del substrato (si faccia riferimento alla figura A.7).

Si ricorda che le dimensioni partono dall'origine degli assi, per cui per inserirlo sopra il piano di massa, bisogna scrivere nel campo dell'asse dell'altezza minima (Z) *trace_thick* e in quello dell'altezza massima *trace_thick+sub_thick* (nei campi si possono inserire le operazioni "+-*/*").

A.3.2 Modifica del materiale

Nel caso in cui si voglia cambiare il materiale conduttore o del substrato, basta agire come segue.

Dal menu *Navigation Tree* fare click con il tasto destro del mouse alla voce *Component*, selezionare il componente (in questo caso il substrato) cliccare su *Change Material*: si aprirà una finestra. Dal menu a tendina scegliere l'opzione "[Load from Material Library...]" (si veda la figura A.8) cercare e selezionare il materiale FR-4 (ce ne sono due tipi, per il momento si selezioni pure quello loss

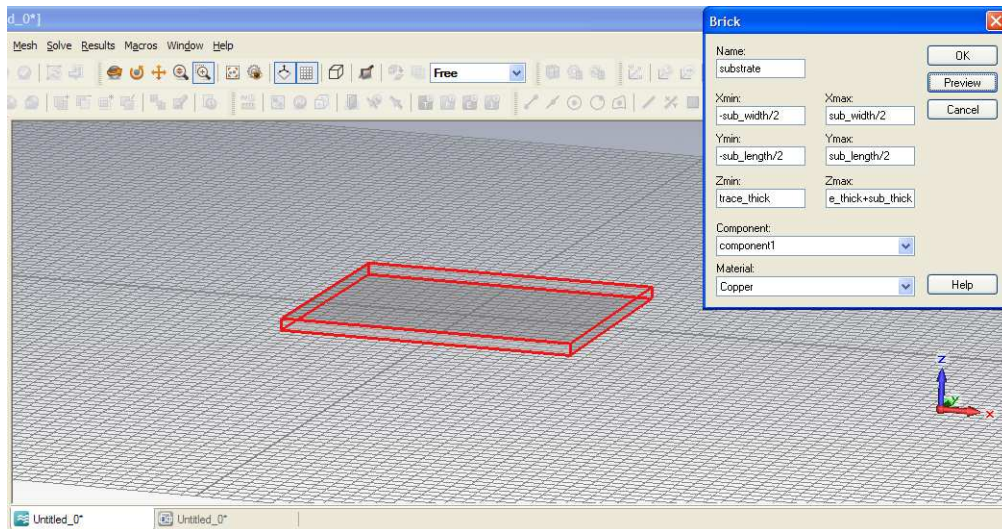


Figura A.7: Utilizzo dei valori della Parameter List

free (senza perdite)). Il valore predefinito della permittività di questo materiale è 4,9.

Fare click su OK per modificare il solido con il nuovo materiale.

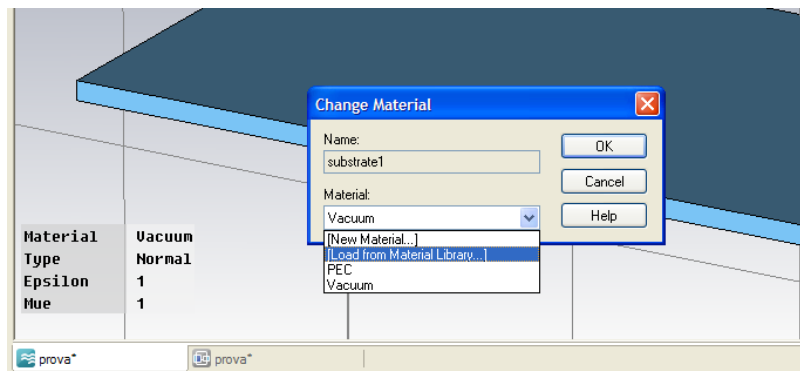


Figura A.8: Modificare il materiale

A.3.3 Aggiungere una pista

A questo punto il substrato è pronto: ora aggiungiamo una pista.

Il procedimento è uguale a quello per creare il substrato, solo che cambiano le coordinate di partenza. Impostare quindi nel campo Zmin i parametri digitati nel campo Zmax del substrato (o comunque dell'oggetto su cui si vuole posizionare la pista).

Così facendo, CST inserisce la pista appoggiata sopra al substrato (si veda

la figura A.9). Se, invece, nel campo Zmin si inseriscono valori inferiori di $trace_thick+sub_thick$, la pista è posizionata dentro il substrato.

Viceversa, per valori superiori la pista viene posizionata sopra, ma non è a con-

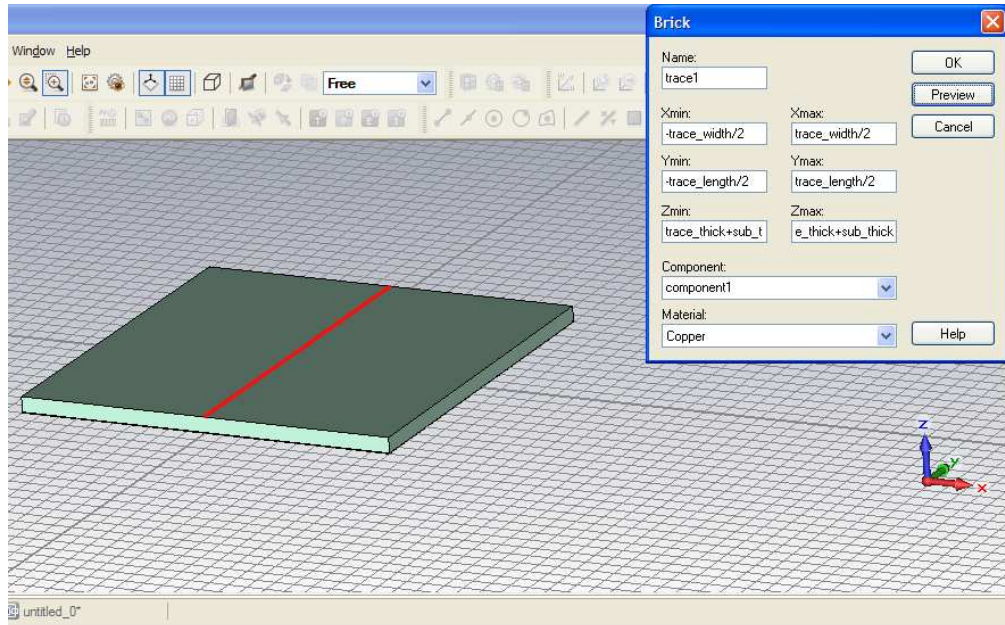


Figura A.9: Creazione della pista

tatto col substrato stesso.

Ripetere l'operazione anche per le rimanenti dimensioni e la pista è realizzata.

Infine, come per il substrato, è necessario cambiare il materiale della pista: selezionare la pista (da *Component*) cliccare su *Change Material* e selezionare PEC (Perfect Electric Conductor) nel menu a tendina del materiale. Ora abbiamo un substrato su cui è appoggiata una pista.

Si supponga di voler aggiungere un'ulteriore pista: si può procedere in due modi: ripetere l'operazione (stando attenti all'impostazione delle dimensioni), oppure copiando la pista appena creata. Per seguire questo procedimento occorre selezionare la pista nel menu *Component*, cliccare col tasto destro e cliccare *Transform*. Nella finestra che appare spuntare la casella "Copy" e definire quanto distante dalla prima la si vuole inserire. Cliccare su OK e il gioco è fatto.

La figura A.10 mostra l'aggiunta della seconda pista.

A.3.4 Aggiungere un secondo substrato

Se si vuole che le piste siano immerse nel dielettrico (substrato), costituendo quindi una *stripline*, a questo punto si può aggiungere un ulteriore solido.

Basta copiare il substrato di partenza: *Component*, click col tasto destro, clic-

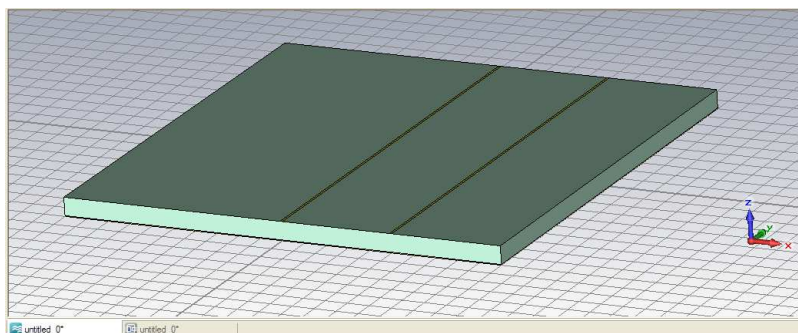


Figura A.10: Substrato con le due piste

care *Transform*, spuntare *Copy*, definire $z = \text{sub_thick}$, cliccare su *OK*. Compare l'avviso *Shape Intersection*. Questo perché il solido che si sta creando va ad intersecare le piste. Tra le diverse opzioni selezionare *Trim highlighted shape* (si veda la figura A.11). Il programma richiede istruzioni mediante *Shape Intersection* per la seconda pista. Ripetere la stessa operazione eseguita per la prima. Ora il solido complessivo è composto dai due substrati con in mezzo le due piste.

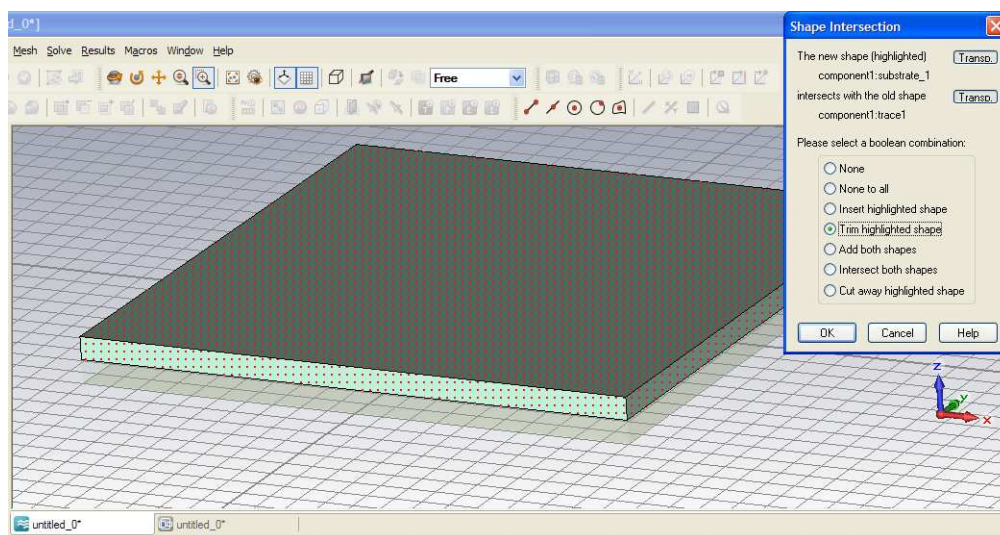


Figura A.11: Avviso di intersezione di solidi

Per evitare problemi di continuità all'interfaccia dei due substrati (anche se, essendo dello stesso materiale non dovrebbero esserci) è meglio fonderli insieme. Si procede alla seguente maniera. Selezionare un substrato (per esempio il primo), cliccare il pulsante *Boolean Add* (figura A.12) e, successivamente, selezionare il secondo oggetto che voglio unire (il secondo substrato). Se si avessero ulteriori oggetti da unire, ripetere l'operazione, ma in questo caso ci si ferma al secondo substrato. Premere il tasto *INVIO* per avviare la fusione.

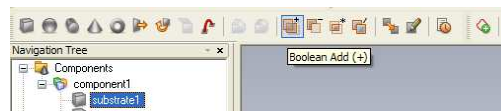


Figura A.12: Unire i substrati

Notare che alla voce *Component* del *Navigation Tree* compare un solo substrato. Da ricordare che l'oggetto risultante della fusione è costituito dallo stesso materiale del primo oggetto che è stato selezionato per la funzione *Boolean Add*. Un'altra funzione che può risultare utile è il calcolo dell'impedenza risultante della pista. Dalla barra dei menu cliccare su *Macros*, click su *Line Impedance* e successivamente selezionare *Thick Strip Line*. Impostare i dati geometrici e cliccare su *Calculate*, come riportato in figura A.13.

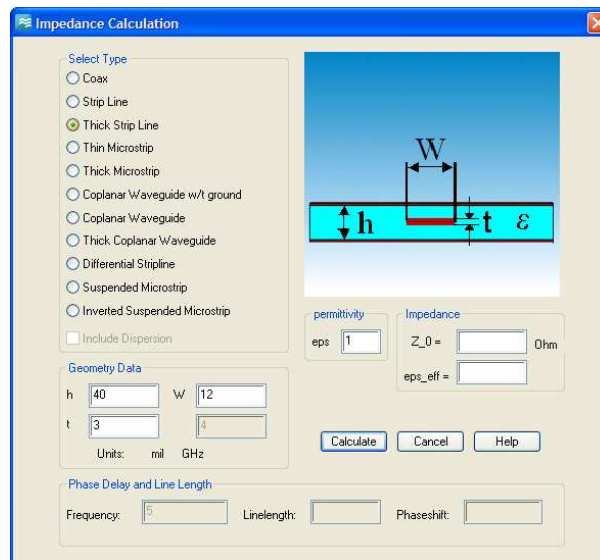


Figura A.13: Finestra del calcolo dell'impedenza

A.4 Inserire una porta discreta

Per poter eseguire la simulazione occorre avere un generatore ed un carico. In CST per poter inserire un generatore o un carico in una pista, bisogna prima inserire una porta al centro della sezione (o faccia) della pista. La porta funge da interfaccia tra la pista ed il generatore.

Nella barra dei pulsanti ce n'è uno che si chiama *Pick Face Center* (figura A.14), dopo aver cliccato questo pulsante si fa doppio click prima su una faccia della

pista, poi su quella dell'altra pista.

A questo punto, sempre sulla barra dei pulsanti, cliccare su *Discrete Port* (figura



Figura A.14: Pulsante Pick face center

A.15). Si apre una finestra (si veda figura A.16): *Discrete Edge Port*. Selezionare “S-Parameter” su *Port Type*, e anche “Monitor Voltage and Current”. Impostare l'impedenza calcolata con l'opzione *Line Impedance* vista nel paragrafo precedente.

È stata così aggiunta una porta discreta.



Figura A.15: Pulsante Porta discreta

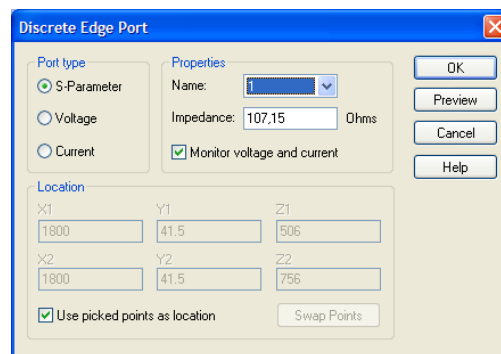


Figura A.16: Impostazioni dei parametri della porta

A.5 Inserire un carico

A questo punto è stato inserito un generatore. Ora occorre inserire un carico. Per fare ciò basta ripetere l'operazione *Pick Face Center*, la medesima per inserire una porta discreta. Successivamente, cliccare il pulsante “Lumped Element” (figura A.17) del menu ed inserire i valori di resistenza, capacità ed induttanza che presenta il carico stesso. a titolo di esempio si inseriscono i seguenti valori:

$R=1\text{k}\ \Omega$; $L=1\ \mu\text{H}$; $C=1\text{pF}$, come mostrato in figura A.18.



Figura A.17: Pulsante per l'inserimento di un carico

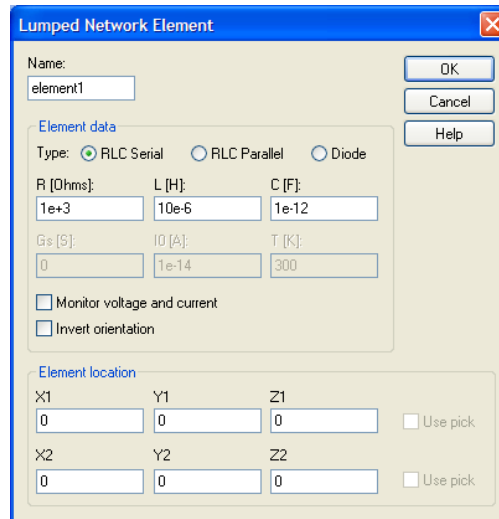


Figura A.18: Impostazione dei parametri del carico

A.6 Inserire una porta in guida d'onda

Le porte in guida d'onda costituiscono il modo più accurato per le simulazioni sui dispositivi microstrip e perciò verranno utilizzate nelle simulazioni di questo progetto.

Questo tipo di porta simula una guida d'onda infinitamente lunga connessa alla microstrip e permette sia l'emissione che l'assorbimento di energia.

Perciò, se si vuole inserire questo tipo di porte, piuttosto che quelle discrete, basta selezionare la sezione della pista su cui inserire la porta, tramite il pulsante *Pick face* (figura A.19).

Successivamente fare doppio click sulla sezione interessata: si aprirà la finestra

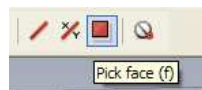


Figura A.19: Pulsante Pick face

di figura A.20.

Quando si inserisce una porta in guida d'onda è necessario dimensionarla adeguata-

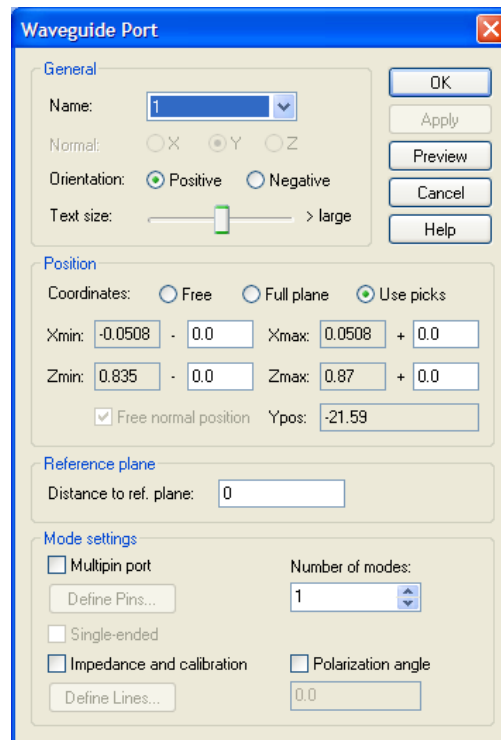


Figura A.20: Finestra di impostazioni della porta

mente, in modo tale da impedire la propagazione di modi di ordine più alto e permettere, quindi, la propagazione solo del primo. Una buona scelta per la larghezza della porta è circa dieci volte la larghezza della microstrip e deve essere alta circa cinque volte l'altezza del substrato.

Perciò, con riferimento alla figura A.20, nella finestra *Waveguide Port* va bene inserire nel campo "Position" 4,5 volte il valore della larghezza della pista nelle coordinate Xmin e Xmax; nel campo Zmin inserire il valore dello spessore del substrato (così facendo si evita di includere anche il piano di massa), mentre nel campo Zmax inserire 4 volte il valore dello spessore del substrato.

A questo punto si è pronti per avviare le simulazioni.

A.7 Simulazione

Prima di avviare la simulazione si deve definire la cosiddetta Mesh (accennata al primo paragrafo del presente capitolo).

Essa praticamente è la griglia in cui viene suddiviso l'intero volume per i cal-

coli di simulazione: tale griglia è tridimensionale ed è composta da piccole celle, chiamate appunto Meshcells, che individuano i singoli punti in cui la simulazione effettua la misura. Più alto è il numero di Meshcells, più accurata sarà la simulazione ma maggiore sarà il tempo per effettuarla.

Per prima cosa, onde evitare calcoli inutili, occorre ridimensionare la Mesh, ma solo nel caso in cui l'oggetto costruito è molto piccolo rispetto alla griglia stessa. Infatti, se si estende la mesh a tre dimensioni, ci si accorge che molte Meshcells si trovano all'esterno dell'oggetto. La simulazione esegue calcoli anche in queste celle: la sua durata aumenta, ma i risultati in questi punti sono poco utili allo studio del modello.

La dimensione della griglia si regola in questo modo: dal menu *Edit* cliccare *Working Plane Properties* e impostare la dimensione desiderata (un po' più grande della dimensione massima).

Per effettuare le diverse regolazioni della Mesh, cliccare sul tasto *Global Mesh Properties* (si veda la figura A.21): all'apparire della finestra impostare le linee e il limite inferiore di Mesh. In basso c'è il campo Meshcells, che fissa il numero di celle: per ottenere un buon compromesso tra accuratezza e durata della simulazione, il numero digitato deve essere inferiore al milione.

Con riferimento alla figura A.22, incrementando i valori nei primi due campi, aumenta il numero di celle e, di conseguenza, anche l'accuratezza e il tempo della simulazione.

A questo punto si impostano le opzioni di simulazione. Dal menu *Solve* cliccare



Figura A.21: Global Mesh Properties

su *Field Monitor*, selezionare “Farfield/RCS” e “Broadband” e digitare il numero di campioni che si desidera ottenere nel campo “Freq. samples” (si veda la figura A.23).

Dal menu *Navigation Tree* cliccare su *Farfields*, cliccandoci poi col tasto destro selezionare *Plot properties* (figura A.24). Nella scheda *View* spuntare la voce “view structure”.

Nella scheda *Plot* della stessa finestra, impostare l'unità di misura (in questo caso dBV/m). Il campo reference distance indica la distanza alla quale calcolare il valore del campo elettrico.

Nella scheda *General*, invece, si può impostare una particolare frequenza per vederne la radiazione.

Per avviare la simulazione, cliccare il tasto *Transient Solver* (figura A.25). Si apre una finestra (figura A.26) in cui si può impostare nel campo “Accuracy”

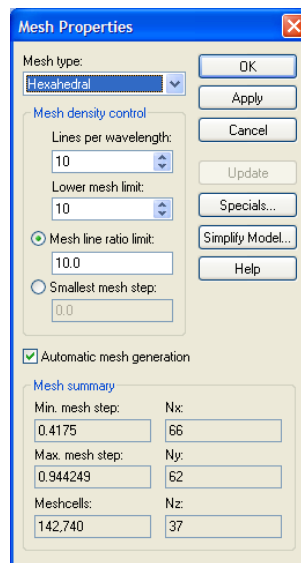


Figura A.22: Impostazioni delle mesh cells

il valore limite: quando il risultato della simulazione raggiunge tale valore, la simulazione si arresta. Lasciare deselezionata la casella “Adaptive Mesh Refreshment” perché altrimenti la simulazione richiederebbe troppo tempo.

Cliccare Start e la simulazione ha inizio.

Un’ulteriore funzione che può rivelarsi interessante è la funzione *Calculate EMC Broadband* dal menu *Macros-EMC*. Questo confronta la radiazione elettromagnetica emessa dall’oggetto creato con i limiti CE, ed è un utile strumento di analisi per vedere se tale oggetto li rispetta o meno.

Tale funzione calcola l’entità del campo elettrico irradiato alle distanze prefissate di 3 e 10 metri, come stabilito negli standard CE.

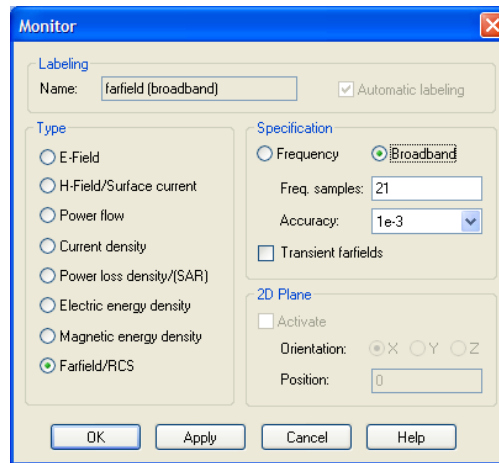


Figura A.23: Scheda Field Monitor

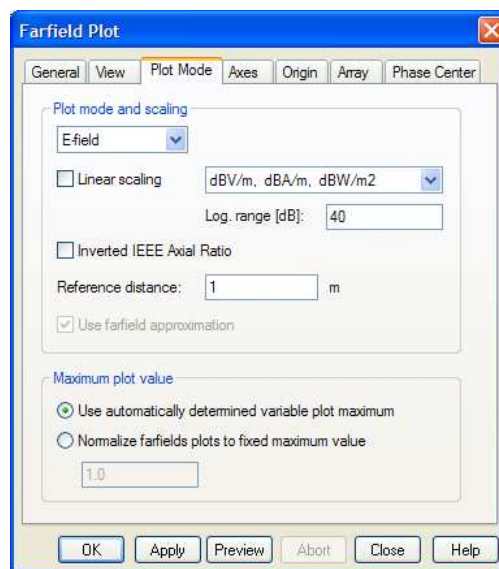


Figura A.24: Plot properties

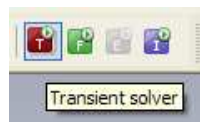


Figura A.25: Pulsante Transient Solver

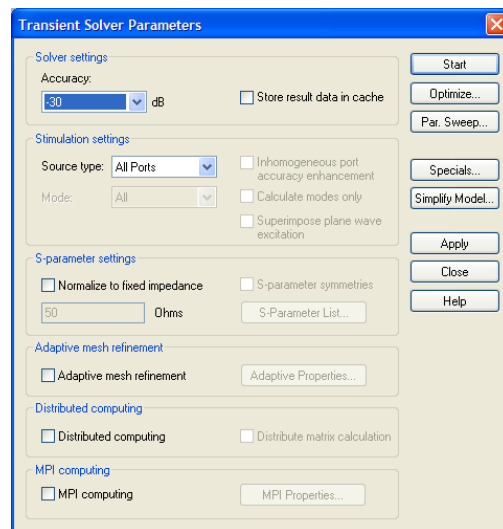


Figura A.26: Impostazioni della simulazione

Bibliografia

- [1] C. R. Paul, *Introduction to Electromagnetic Compatibility*. Wiley-Interscience, 1992.
- [2] M. I. Montrose, *EMC and the Printed Board Circuit*. IEEE press, 1999.
- [3] “Guida online di cst mcrowave studio.” CST Studio Suite, 2009.
- [4] T. C. Edwards, *Foundations for Microstrip Circuit Design*. Wiley, 1992.
- [5] C. Offelli, *Le direttive Europee e la marcatura CE*. Libreria Progetto.
- [6] L. Lamport, *LaTeX: A Document Preparation System*. Addison Wesley Professional, 2nd ed., June 1994. ISBN: 0-201-52983-1.
- [7] A. Baudoin, “Impara L^AT_EX!” documentazione online di Latex, 1998.
- [8] T. Oetiker, “The not so short introduction to L^AT_EX 2_ε.” documentazione online di Latex, 1999.
- [9] Latex project team, “L^AT_EX 2_ε for authors.” online documentation, 1999. directory: /usr/share/texmf/doc/latex/base/, file: userguide.dvi.
- [10] “Datasheet del microprocessore (sito texas instruments).” Online available <http://www.ti.com/>.
- [11] “Wikipedia, l’enciclopedia libera.” Online available <http://www.wikipedia.org/>.
- [12] “BibConverter – a tool for converting citations.” Online available <http://www.bibconverter.net/>, 2007.

Elenco delle tabelle

3.1	Influenza della smussatura sull'impedenza	25
-----	-----------------------------------------------------	----

Elenco delle figure

1.1	Campo elettrico e campo magnetico	2
1.2	Figura di riferimento per la legge di Faraday	3
1.3	Circuito investito dal campo magnetico	3
1.4	Tratto conduttore investito dal campo elettrico	3
1.5	Campo elettromagnetico emesso dal conduttore	4
1.6	Modalità di emissione e ricezione di disturbi	6
2.1	Schema generico di una microstrip	9
2.2	Microstrip e Stripline a confronto	10
2.3	Comportamento non ideale dei vari componenti in alta frequenza	11
2.4	Confronto tra le formule	13
2.5	Piegamento e smussatura della pista	14
2.6	Campo magnetico indotto dalla microstrip	15
3.1	Modello impiegato nelle simulazioni	18
3.2	Impedenza della microstrip al variare della sua larghezza	18
3.3	Impedenza della microstrip al variare dello spessore del substrato	19
3.4	Impedenza della microstrip al variare del suo spessore	20
3.5	Confronto tra le impedenze	21
3.6	Confronto tra impedenze con W/H e t/H costanti	22
3.7	Emissioni irradiata al variare di W (con H e t costanti)	23
3.8	Emissioni irradiata al variare di H (con W e t costanti)	24
3.9	Emissioni irradiata al variare di t (con H e W costanti)	25
3.10	Schema preso in esame	26
3.11	Modello “a T”	26
3.12	Modello “a F”	27
3.13	Modello “a doppia L”	27
3.14	Andamento dell’impedenza caratteristica al variare di W	27
3.15	Valori dell’impedenza vista da ciascuna porta	28
3.16	Confronto tra impedenza della microstrip e del modello “a T”	28
3.17	Emissione elettromagnetica dei diversi modelli	29
3.18	Emissioni elettromagnetiche normalizzate	29
3.19	Particolare della curva smussata	30

3.20	Confronto tra le emissioni al variare della smussatura	31
3.21	EMI al variare della smussatura alla frequenza di 2,5 GHz	32
3.22	EMI al variare della smussatura alla frequenza di 5 GHz	32
A.1	Avvio di CST	36
A.2	Prima schermata di CST	37
A.3	Prime impostazioni	37
A.4	Creare il primo solido	38
A.5	Parameter List	38
A.6	Utilizzo dei valori della Parameter List	39
A.7	Utilizzo dei valori della Parameter List	40
A.8	Modificare il materiale	40
A.9	Creazione della pista	41
A.10	Substrato con le due piste	42
A.11	Avviso di intersezione di solidi	42
A.12	Unire i substrati	43
A.13	Finestra del calcolo dell'impedenza	43
A.14	Pulsante Pick face center	44
A.15	Pulsante Porta discreta	44
A.16	Impostazioni dei parametri della porta	44
A.17	Pulsante per l'inserimento di un carico	45
A.18	Impostazione dei parametri del carico	45
A.19	Pulsante Pick face	45
A.20	Finestra di impostazioni della porta	46
A.21	Global Mesh Properties	47
A.22	Impostazioni delle mesh cells	48
A.23	Scheda Field Monitor	49
A.24	Plot properties	49
A.25	Pulsante Transient Solver	49
A.26	Impostazioni della simulazione	50