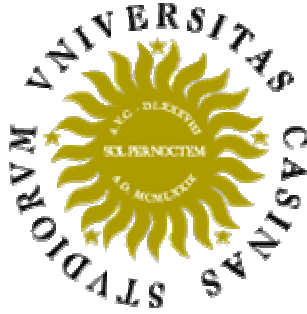


UNIVERSITA' DEGLI STUDI DI CASSINO

FACOLTA' DI INGEGNERIA



TESI DI LAUREA
IN
INGEGNERIA DELLE TELECOMUNICAZIONI

STUDIO E SIMULAZIONE DI ANTENNE STAMPATE

RELATORE

Prof. Marco Donald Migliore

CANDIDATO

Mauro Pelosi

Matr. 0002267

CORRELATORE

Prof. Fulvio Schettino

ANNO ACCADEMICO 2003/2004

ABSTRACT

This thesis deals with the design, simulation and analysis of several rectangular microstrip patch antennas with different features, patch sizes and feeding points.

Mathematical methods such as cavity model and transmission line model, were presented and analyzed together with different feeding techniques.

The electromagnetic properties of electrically thick rectangular microstrip patch antennas were investigated. A starting point for investigations came from antennas described in a paper written by Esin Chang [8].

All necessary investigations were realized with the assistance of the software package “CST Microwave Studio” (CSTMS), which performed the necessary calculations.

A brief description of the operation of this full-wave software is given together with a review concerning the “Finite Integration Technique” (FIT) [12] and mesh generation.

The resonant frequencies were first measured in [8] and then compared both to existing formulas and simulation results.

The simulations were also compared to the “modified Wolff model” (MWM) of [11], to compute the resonance frequency and the input impedance of a rectangular microstrip patch antenna under different anisotropic substrate configurations.

Analysis of the effect of varying parameters of such antennas like length, width and feed position, was used to determine how this design could be modified to give appropriate performance, explaining the behaviour of input impedance and resonant frequencies.

INDICE

1. Antenne a microstriscia

- 1.1 Introduzione
- 1.2 Caratteristiche delle antenne a microstriscia
- 1.3 Modalità di alimentazione
- 1.4 Perdite
- 1.5 Meccanismo d'irradiazione di un'antenna a microstriscia

2. Alcuni modelli per l'analisi di antenne stampate

- 2.1 Analisi del modello a linea di trasmissione
- 2.2 Analisi del modello a cavità risonante
- 2.3 Formule empiriche per l'analisi di patch rettangolari

3. Simulazione al calcolatore di antenne a microstriscia

- 3.1 Influenza della posizione dell'alimentazione sui parametri di un patch rettangolare a microstriscia
- 3.2 Influenza della lunghezza del patch sui parametri dell'antenna
- 3.3 Influenza della larghezza del patch sui parametri dell'antenna

4. Confronti con la letteratura

- 4.1 Confronti tra diversi metodi di analisi nel calcolo delle frequenze di risonanza di antenne stampate
- 4.2 Confronto tra il “Modified Wolff Model “ ed il “CST Microwave Studio”

Appendice A

Caratteristiche del “CST Microwave Studio”

- A.1 Il “CST MICROWAVE STUDIO”
- A.2 L’algoritmo “FIT”
- A.3 Generazione della mesh in “CST MICROWAVE STUDIO”

Appendice B

Guida al “CST MICROWAVE STUDIO”

- B.1 Interfaccia grafica
- B.2 Cambio della visuale
- B.3 Selezione di facce, spigoli e vertici
- B.4 Operazioni di loft, shell e rotazione
- B.5 Trasformazione di un oggetto
- B.6 Creazione di curve bidimensionali
- B.7 Operazioni booleane
- B.8 Uso del sistema di coordinate locale
- B.9 Modalità di alimentazione
- B.10 Transient solver
- B.11 Realizzazione ed analisi di un patch rettangolare a Microstriscia

Capitolo 1

Antenne a microstriscia

1.1 Introduzione

Negli ultimi venti anni le antenne a microstriscia sono state oggetto di studio da parte di molti ricercatori in tutto il mondo viste le nuove possibilità di impiego in un vasto numero di ambiti.

Tali antenne all'inizio furono impiegate principalmente in ambito militare, ad esempio sui missili e sugli aerei ad alte prestazioni, dove peso contenuto, dimensioni, costo, e prestazioni aerodinamiche erano fattori determinanti e necessari [1].

Solo di recente le applicazioni commerciali nel campo della telefonia cellulare e delle telecomunicazioni wireless hanno portato ad un'evoluzione di questo tipo di antenne verso modalità di integrazione sempre più spinte: basti pensare ai telefonini di ultima generazione che hanno l'antenna direttamente stampata sul chip, invisibile all'esterno.

Si pensa che le antenne a microstriscia rimpiazzeranno quelle convenzionali in un numero di ambiti sempre più vasto.

Sono state sviluppate antenne stampate per il GPS (Global Positioning System) che possono essere installate facilmente sulle automobili grazie alle dimensioni ridotte ed al basso profilo aerodinamico, con evidenti vantaggi estetici ed economici.

Per quanto riguarda la ricezione di segnali televisivi mediante broadcast satellitare, le antenne a riflettore parabolico sono oggi la scelta più diffusa. Tuttavia tali antenne non solo sono pesanti ed ingombranti, ma le loro prestazioni degradano drasticamente in condizioni meteorologiche avverse come nevicata e forti piogge.

Per tali motivi sono stati recentemente realizzati array di antenne a microstriscia polarizzati circolarmente che sono in grado di ricevere i segnali satellitari con maggiore immunità ai fenomeni atmosferici; è possibile quindi l'installazione direttamente sulle facciate degli edifici, minimizzando così sia l'impatto ambientale, sia i costi.

Un'antenna a microstriscia è composta da un patch metallico posto su un sottile strato di dielettrico a sua volta posato sopra un piano di massa, come riportato in figura 1.1. Questo dielettrico ha tipicamente una permittività relativa $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$, sebbene siano stati recentemente sviluppati materiali con una permittività relativa prossima all'unità, le cosiddette "schiume".

Scelta che sia la forma geometrica dell'antenna da realizzare, sono disponibili molteplici tecniche ormai consolidate atte ad ottimizzare specifiche quali la frequenza di risonanza, la banda passante, l'impedenza d'ingresso ed il diagramma di radiazione.

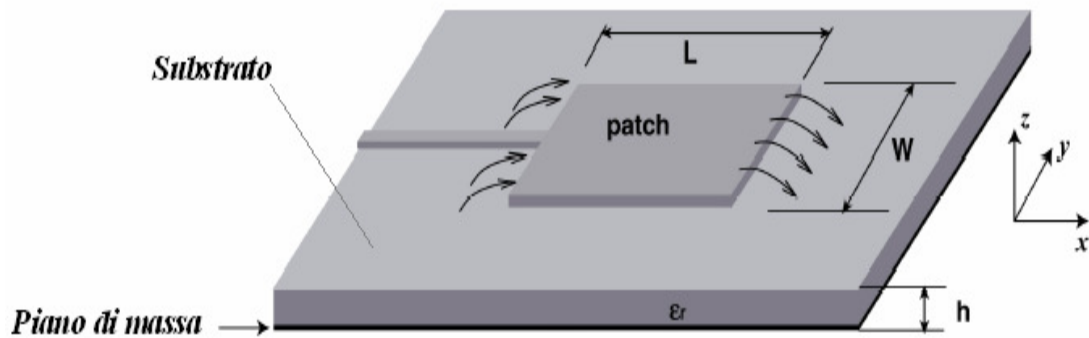


Figura 1.1: Antenna a microstriscia.

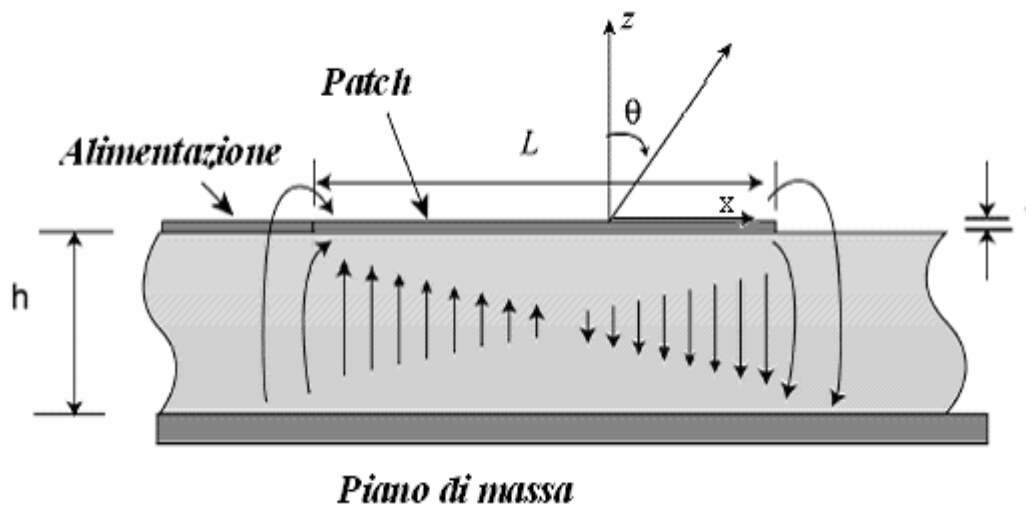


Figura 1.2: Vista laterale di un'antenna a microstriscia.

1.2 Caratteristiche delle antenne a microstriscia

Le antenne a microstriscia hanno diversi vantaggi rispetto alle convenzionali antenne a microonde, visto che possono coprire facilmente una vasta gamma di frequenze, tipicamente dai 100MHz ai 100GHz.

Alcuni dei principali vantaggi di tali antenne sono:

- peso contenuto, volume ridotto, basso profilo;
- alta versatilità e robustezza meccanica;

- basso costo di fabbricazione, facilità di produzione in serie;
- sono ottenibili polarizzazioni lineari e circolari con semplici alimentazioni;
- possono essere realizzate facilmente antenne dual-band;
- semplice integrazione nei circuiti a microonde;
- le linee di alimentazione e le reti di adattamento possono essere realizzate contestualmente alla struttura dell'antenna a microstriscia.

Tuttavia, le antenne a microstriscia mostrano anche alcune limitazioni:

- banda stretta e problemi di tolleranza;
- guadagno piuttosto basso (~6 dB);
- perdite ohmiche importanti nella rete di alimentazione degli array;
- la maggior parte delle antenne a microstriscia irradia in un semispazio;
- rete di alimentazione complessa per gli array ad alte prestazioni;
- difficoltà nel conseguire la purezza in polarizzazione;
- bassa efficienza di radiazione in configurazione end-fire;
- radiazioni spurie dalle alimentazioni e dalle giunzioni;
- alti livelli di correlazione mutua e di mutuo accoppiamento alle alte frequenze;
- eccitazione di onde superficiali.

Vi sono comunque diversi modi per ovviare a tali limitazioni. Infatti è possibile incrementare la banda utilizzando substrati ad alta permittività, mentre può essere migliorato il guadagno sfruttando le proprietà degli array.

In teoria è possibile realizzare patch di qualsiasi forma, ma in pratica si utilizzano soltanto alcune geometrie standard, in modo da facilitare i processi di fabbricazione.

Storicamente i patch di forma rettangolare sono stati i primi ad essere impiegati, visto che il modello matematico per questa geometria era il più semplice.

Un patch di forma circolare è invece più indicato nella realizzazione di array.

Nel caso in cui si voglia risparmiare spazio, sono inoltre disponibili patch a settore circolare, ad anello e a dipolo.



Figura 1.3: Array formato da cinquanta patch circolari.

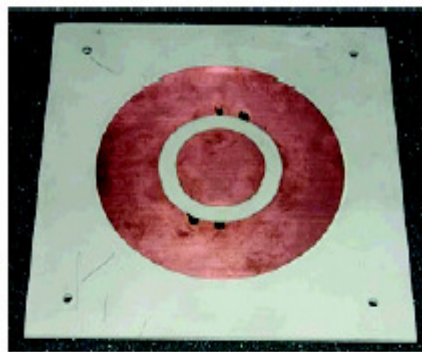


Figura 1.4: Antenna stampata ad anello.

1.3 Modalità di alimentazione

Per realizzare l'alimentazione di un'antenna a microstriscia sono state sviluppate diverse tecniche, ognuna con peculiarità diverse, e possono essere suddivise principalmente in tre gruppi:

1. La prima tecnica prevede l'utilizzo di una linea di trasmissione a microstriscia che si inserisce in una piccola fessura nel patch (inset feed). L'impedenza d'ingresso può essere facilmente variata cambiando la penetrazione del feed all'interno del patch. Potrebbe essere necessario adattare l'impedenza d'ingresso dell'antenna al sistema a monte tramite opportuni trasformatori d'impedenza in microstriscia (figura 1.5).

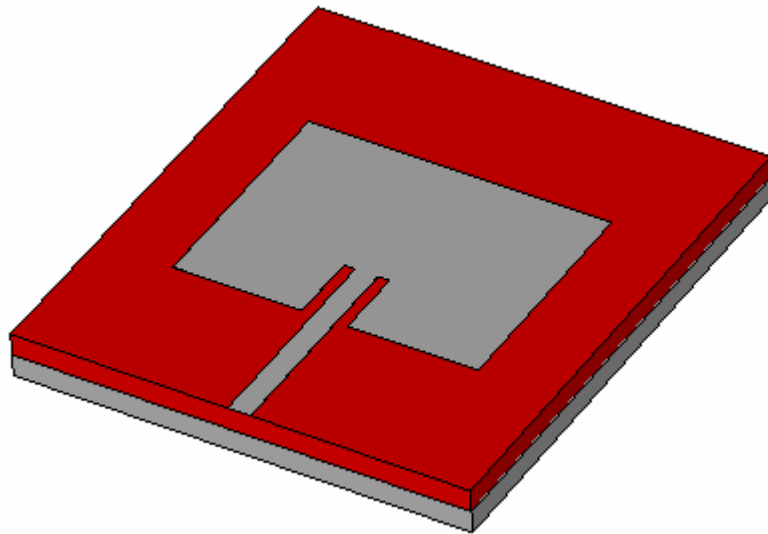


Figura 1.5: Alimentazione ad inset.

2. Il secondo metodo consiste nell'uso di un'alimentazione in cavo coassiale (coaxial feed). Dobbiamo collegare quindi il conduttore interno al patch attraverso il substrato, mentre il conduttore esterno deve essere collegato al piano di massa. Anche in questo caso è possibile adattare l'impedenza d'ingresso dell'antenna ma questa volta sarà necessario soltanto variare opportunamente la posizione del feed rispetto al patch (figura 1.6).

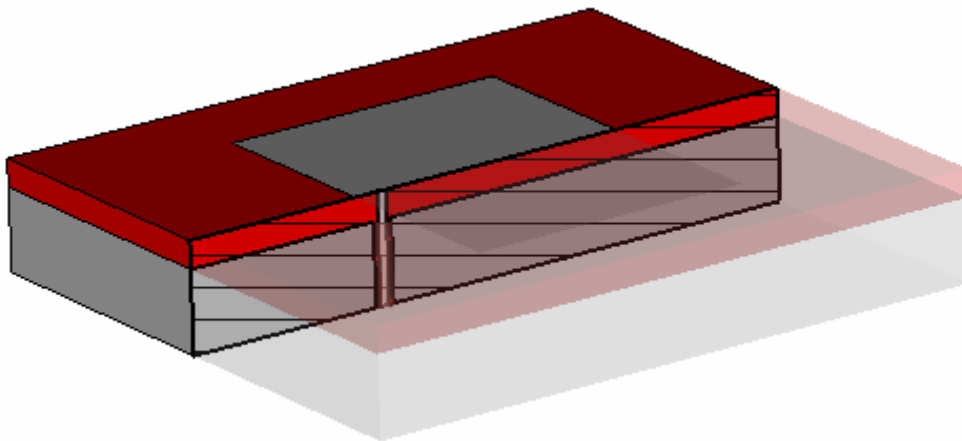


Figura 1.6: Alimentazione in cavo coassiale.

3. Il terzo metodo prevede che il patch dell'antenna venga accoppiato elettromagneticamente con la linea di alimentazione sia su uno stesso strato che su strati differenti. Il patch può anche essere accoppiato con la linea di trasmissione attraverso una slot realizzata in una struttura a pila (figura 1.7).

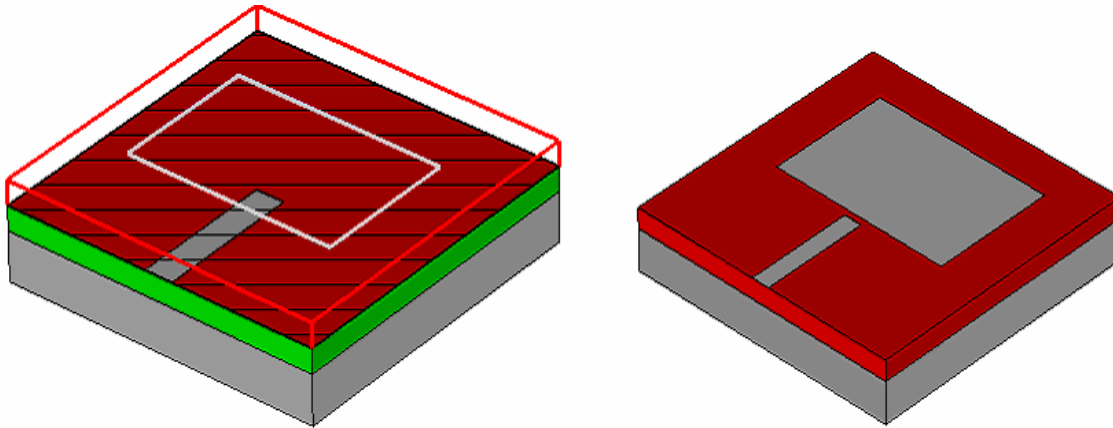


Figura 1.7: Alimentazioni ad accoppiamento elettromagnetico.

Sebbene le alimentazioni del tipo 3 siano da preferire per la maggiore purezza del diagramma di radiazione, sono senza dubbio molto difficili da modellizzare vista la molteplicità dei parametri in gioco, per non parlare delle difficoltà nelle tecniche di realizzazione industriale di tali oggetti, nati essenzialmente per essere prodotti in larga scala al fine di minimizzare i costi. Tuttavia, tale approccio permette di ottimizzare separatamente il patch e l'alimentazione, dato che si possono scegliere substrati diversi per il patch e per l'alimentazione in microstriscia.

Nel caso in cui si vogliono realizzare array di antenne a microstriscia, un'alimentazione in cavo coassiale è certamente da evitare.

Infatti ci sarebbero evidenti problemi di realizzabilità costruttiva, visto che le alimentazioni interferirebbero vicendevolmente.

1.4 Perdite

Un altro fattore importante da considerare è quello relativo alle perdite, che sono essenzialmente localizzate all'interno del conduttore metallico e del substrato.

Le perdite dovute al dielettrico sono comunque più piccole di quelle nel conduttore.

I parametri che determinano le perdite in un conduttore metallico sono la frequenza e la rugosità della superficie metallica.

Lo "skin effect" ci dice infatti che con l'aumentare della frequenza diminuisce la profondità di penetrazione del campo elettromagnetico all'interno del conduttore ma aumentano considerevolmente le perdite.

Per migliorare le cose si possono usare delle speciali tecniche costruttive per ottenere delle superfici metalliche con una rugosità trascurabile rispetto alle grandezze elettromagnetiche in gioco.

Le perdite nel dielettrico invece dipendono dalla costante dielettrica, dalla frequenza e dalla conducibilità elettrica del mezzo. Le impurità presenti nel substrato possono tuttavia contribuire a tali perdite: si dovrà prestare particolare attenzione nei processi industriali di produzione.

Non bisogna dimenticare che un dielettrico ideale deve avere una permittività puramente reale, al fine di avere una propagazione della radiazione elettromagnetica senza attenuazione.

Sfortunatamente, ogni dielettrico ha una componente immaginaria nella permittività, cosicchè sono da preferire quei materiali con un fattore di perdita trascurabile.

Nei punti in cui s'incontrano discontinuità tra più dielettrici ci possono essere riflessioni e diffrazioni che degradano il diagramma di radiazione dell'antenna.

Un altro fenomeno da prendere in considerazione è la nascita di onde di superficie, la cui origine è da imputare a fenomeni di riflessione totale interna tra il substrato ed il piano di massa. Infatti, invece di propagarsi direttamente nello spazio, tali onde si propagano all'interno del dielettrico prima di essere diffratte dai bordi dell'antenna.

Tutto ciò non inficia solamente la purezza del diagramma di radiazione, ma può causare mutui accoppiamenti tra i diversi elementi di un array.

Le onde di superficie sono particolarmente evidenti se si scelgono substrati spessi con alta permittività; tale fenomeno può essere eliminato anche se non del tutto utilizzando materiali con permittività prossima a quella dell'aria.

1.5 Meccanismo d'irradiazione di un'antenna a microstriscia

È noto [2] che i fenomeni di radiazione di una linea a microstriscia possono essere considerevolmente ridotti se il substrato impiegato è sottile ed ha una permittività elevata. Per tali motivi, nel voler realizzare antenne a microstriscia con alta efficienza di irradiazione, si preferiranno substrati spessi a bassa permittività.

I meccanismi d'irradiazione di un'antenna a microstriscia possono essere determinati attraverso la distribuzione dei campi tra la metallizzazione del patch ed il piano di massa. In alternativa, l'irradiazione può essere descritta in termini di distribuzioni di correnti superficiali sulla metallizzazione del patch.

Un calcolo accurato e rigoroso del campo o delle distribuzioni di corrente è molto complicato, si preferisce quindi un'approccio più approssimato.

Si consideri un'antenna patch alimentata da una generica sorgente a microonde.

L'energia fornita all'antenna genererà una distribuzione di cariche sia sulla superficie superiore ed inferiore del patch, sia sul piano di massa, come mostrato in figura 1.8.

La presenza di cariche negative e positive è dovuta al fatto che la lunghezza del patch è pari a mezza lunghezza d'onda al modo dominante.

Le forze repulsive tra queste cariche, spingono alcune di esse a spostarsi lungo i bordi, dalla superficie inferiore a quella superiore del patch, generando così densità di corrente J_b e J_t .

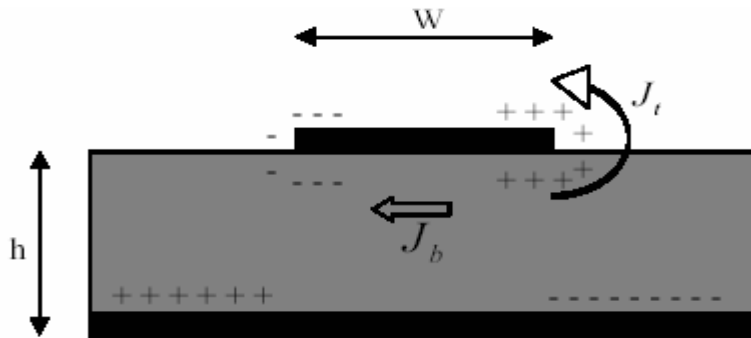


Figura 1.8: Distribuzione di carica e densità di corrente equivalenti sul patch.

Per la maggior parte delle antenne a microstriscia il rapporto h/W è molto piccolo.

Ciò implica un predominio delle forze di attrazione tra le cariche, quindi la maggior parte del flusso di corrente rimane confinato sotto il patch.

Tuttavia, una piccola aliquota di corrente fluisce intorno ai bordi fino ad arrivare alla superficie superiore della metallizzazione, generando così un debole campo magnetico parallelo ai bordi.

Assumendo tale campo magnetico nullo, si possono considerare le pareti laterali dell'antenna come conduttori magnetici perfetti, essendo tipicamente il substrato utilizzato molto sottile rispetto alla lunghezza d'onda nel dielettrico ($h \ll \lambda$).

Tali supposizioni sono valide in particolare per substrati sottili con alta ϵ_r .

La variazione del campo lungo l'altezza può essere considerata costante ed il campo elettrico quasi normale alla superficie del patch.

Di conseguenza, un'antenna a microstriscia può essere modellata come una cavità risonante composta inferiormente e superiormente da due conduttori elettrici perfetti, lateralmente racchiusa da quattro pareti di conduttore magnetico perfetto (si veda il capitolo successivo per una descrizione più dettagliata del modello a cavità).

In questa cavità risonante sono quindi possibili solo modi TM (rispetto alla normale alla stratificazione).

Le quattro pareti laterali rappresentano altrettante slot o aperture dalle quali origina l'irradiazione. Infatti, utilizzando il principio di equivalenza di Huygen, il patch in microstriscia può essere rappresentato da una densità di corrente equivalente J_t situata sulla superficie superiore della metallizzazione.

Le quattro slot possono essere invece modellate mediante densità di corrente equivalenti J_s ed M_s , corrispondenti ai campi magnetici ed elettrici H_a ed E_a presenti nella cavità.

Le correnti equivalenti sono ottenute da:

$$\vec{J}_s = \hat{n} \times \vec{H}_a \quad (1.1)$$

$$\vec{M}_s = -\hat{n} \times \vec{E}_a \quad (1.2)$$

Per substrati sottili, si dimostra [3] che la corrente J_t sull'interfaccia superiore del patch è molto più piccola della J_b situata inferiormente, si porrà quindi $J_t = 0$.

Analogamente, i campi magnetici tangenziali lungo i bordi del patch e le corrispondenti correnti J_s saranno poste a zero.

In questo modo bisognerà considerare soltanto le densità di corrente magnetica M_s lungo le pareti laterali dell'antenna a microstriscia (figura 1.9).

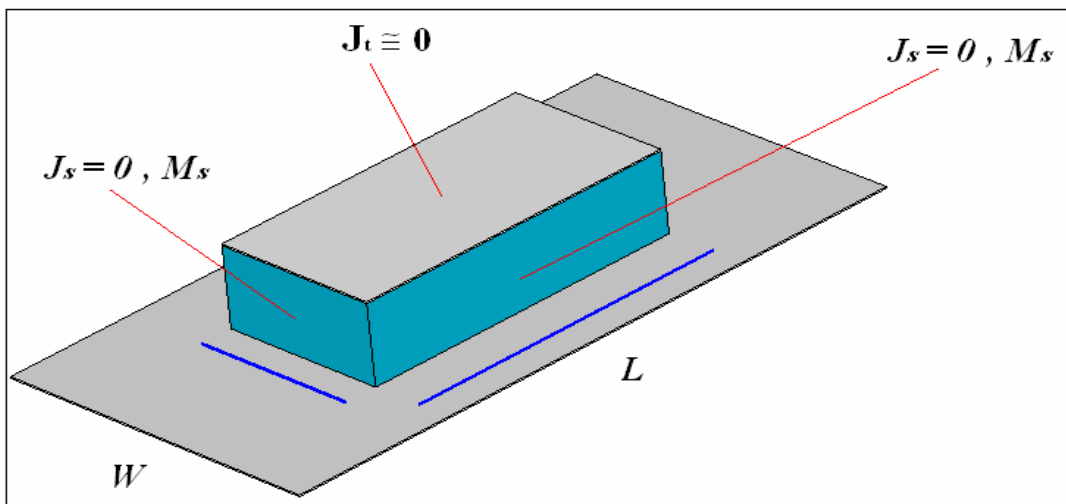


Figura 1.9: Modello equivalente a cavità risonante di un'antenna a microstriscia.

La presenza del piano di massa di conduttore elettrico perfetto può essere sfruttata per applicare il teorema delle immagini, in virtù del quale le densità di corrente equivalenti M_s dovranno essere raddoppiate.

Per tali motivi l'irradiazione del patch potrà ora essere attribuita a quattro nastri di corrente magnetica che irradiano in spazio libero.

La nuova densità di corrente sarà quindi data da:

$$\vec{M}_s = -2\hat{n} \times \vec{E}_a \quad (1.3)$$

Il campo elettrico d'apertura per il modo dominante è definito come:

$$\vec{E}_a = \hat{z} E_0 \quad (1.4)$$

per le due slot di lunghezza W ed altezza h .

Analogamente, per le altre due slot di lunghezza L ed altezza h :

$$\vec{E}_a = -\hat{z} E_0 \sin(\pi x / L) \quad (1.5)$$

Utilizzando il teorema di equivalenza, ogni slot irradierà lo stesso campo di un dipolo magnetico con densità di corrente M_s .

Il campo irradiato dalle aperture che giacciono lungo l'asse x è quasi nullo, visto che vi sono distribuzioni di corrente uguali ed opposte.

Tuttavia, le aperture lungo l'asse y formano un array di due elementi con densità di corrente di pari ampiezza e fase separati da una distanza L . Tutti i fenomeni d'irradiazione del patch possono quindi essere descritti da due slot verticali.

È molto difficile analizzare slot in un dielettrico non omogeneo come quello di un' antenna a microstriscia, quindi si preferisce sostituirle con due slot planari equivalenti. La radiazione di un' antenna a patch rettangolare può quindi essere vista come la radiazione di due slot sui lati corti.

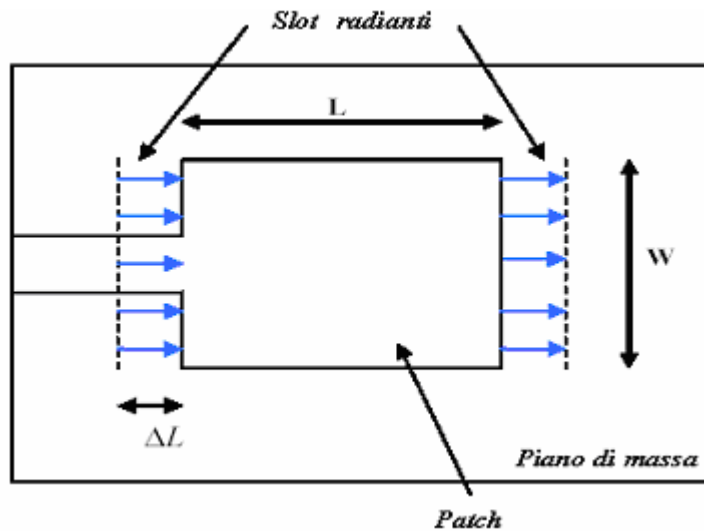


Figura 1.10: Posizione delle aperture radianti.

Capitolo 2

Alcuni modelli per l'analisi delle antenne stampate

Per l'analisi di antenne stampate sono stati sviluppati un gran numero di modelli, che vanno dai più semplici, empirici, a quelli più complessi, di tipo full-wave.

Alcuni dei modelli più diffusi sono quelli a linea di trasmissione e a cavità risonante. Sebbene il modello a linea di trasmissione sia molto semplice ed intuitivo, è tuttavia poco accurato. Il modello a cavità è più accurato ma molto più complesso. Ancora più complessi sono i metodi full-wave che si basano sulla risoluzione di equazioni integrali per il campo elettrico (EFIE), o per il campo magnetico (MFIE).

Nel seguito si analizzeranno quindi per semplicità solo i primi due modelli.

2.1 Modello a linea di trasmissione

Il modello a linea di trasmissione fu la prima tecnica impiegata nell'analisi di patch rettangolari a microstriscia e fu introdotto per la prima volta da Munson [4].

In tale modello il patch viene schematizzato come un tratto di linea di trasmissione in microstriscia di impedenza caratteristica Z_0 e costante di propagazione $\gamma = \alpha + j\beta$.

I campi variano lungo la lunghezza del patch L , mentre rimangono costanti per tutta la larghezza W (figura 2.1).

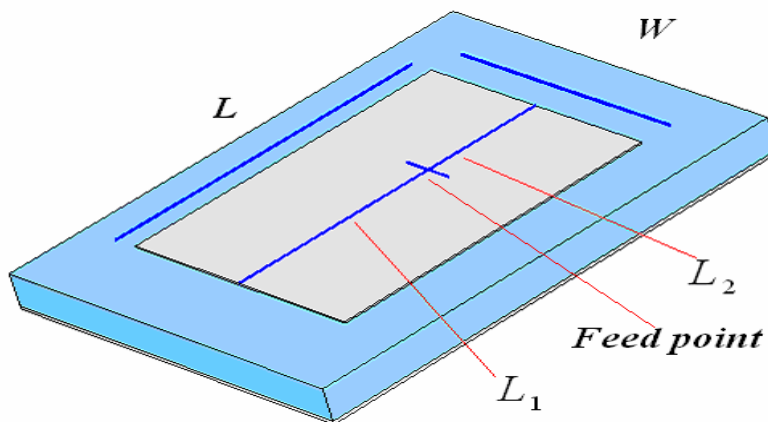


Figura 2.1: Antenna patch rettangolare.

Come evidenziato nel capitolo precedente, i fenomeni d'irradiazione avvengono principalmente a causa dei campi ai bordi. L'effetto dell'irradiazione è tenuto quindi in conto dall'ammettenza d'irradiazione chiamata autoammettenza Y_s .

L'impedenza d'ingresso dell'antenna patch è quindi pari a $Z_{in} = jX_L + Z_1$, dove Z_L è la reattanza dovuta all'alimentazione, mentre $Z_1 = 1/Y_1$ è ottenuta dal trasporto d'ammettenza di Y_s :

$$Y_1 = Y_0 \left(\frac{Y_0 + jY_s \tan(\beta L_1)}{Y_s + jY_0 \tan(\beta L_1)} + \frac{Y_0 + jY_s \tan(\beta L_2)}{Y_s + jY_0 \tan(\beta L_2)} \right) \text{ con } L_1 + L_2 = L \quad (2.1)$$

Questo modello si dimostra molto accurato per quanto riguarda il diagramma di radiazione, mentre il calcolo dell'impedenza d'ingresso si mostra più approssimativo.

Per ovviare a tale inconveniente è stata apportata una modifica al modello a linea di trasmissione, introducendo così un effetto di mutuo accoppiamento portato in conto da un'ammettenza Y_m .

In definitiva l'ammettenza d'ingresso per un'antenna a microstriscia alimentata in corrispondenza di uno dei bordi radianti può essere calcolata come:

$$Y_{in} = \frac{Y_0^2 + Y_s^2 - Y_m^2 + 2Y_0Y_s \coth(\gamma L) - 2Y_0Y_m \cosh(\gamma L)}{Y_s + Y_0 \coth(\gamma L)} \quad (2.2)$$

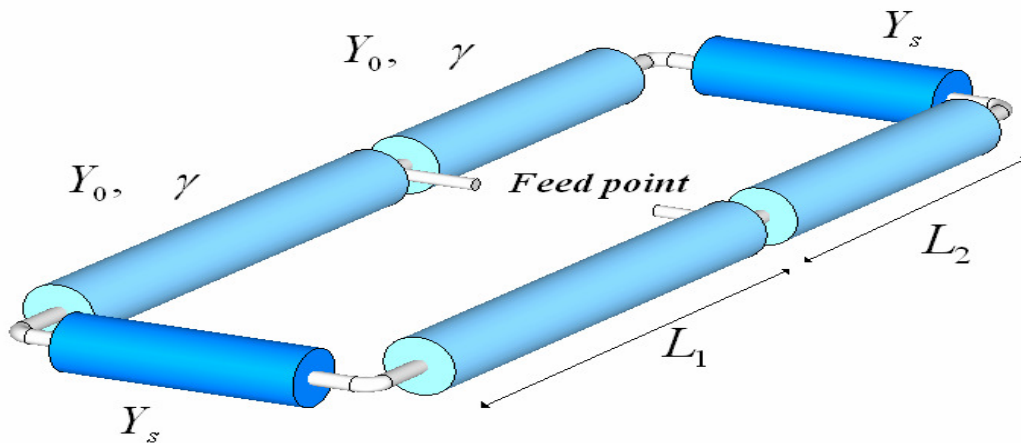


Figura 2.2: Modello a linea di trasmissione.

2.2 Modello a cavità risonante

Le antenne a microstriscia sono essenzialmente antenne a banda stretta.

In base al modello introdotto da Richards [5], tali antenne possono essere considerate cavità risonanti dissipative.

La regione interna è modellata da una cavità circondata lateralmente da conduttori magnetici perfetti, mentre superiormente ed inferiormente essa è racchiusa da conduttori elettrici perfetti.

La base di questa supposizione è l'osservazione delle seguenti ipotesi:

- Dato che il substrato è in genere molto sottile ($h \ll \lambda_0$), i campi nella regione interna possono essere considerati quasi costanti al variare di z ($\partial / \partial z \equiv 0$).
- Il campo elettrico è diretto esclusivamente lungo z , mentre il campo magnetico ha soltanto componenti trasversali H_x ed H_y nella regione limitata dalla metallizzazione del patch e dal piano di massa. Quest'ipotesi è dovuta alla presenza delle due pareti di conduttore elettrico perfetto.
- La corrente elettrica nel patch ortogonalmente ai bordi della metallizzazione è praticamente nulla; ciò implica che la componente tangenziale di \bar{H} lungo i bordi diventi trascurabile. Possono essere quindi considerate quattro pareti di conduttore magnetico perfetto visto che $\partial E_z / \partial n = 0$.

La distribuzione di campo nel patch può essere suddivisa in due regioni rispettivamente di campo interno e di campo esterno.

I campi esterni sono quei campi fuori dalla regione della cavità che determinano le caratteristiche d'irradiazione del patch, mentre i campi interni sono utili nel determinare l'impedenza d'ingresso dell'antenna e le correnti responsabili dell'irradiazione.

Si consideri ora la regione dell'antenna compresa tra la metallizzazione del patch ed il piano di massa. Visto che il dielettrico è sottile, la distribuzione di campo in questa regione è esprimibile in termini di modi TM rispetto a z con ($\partial / \partial z \equiv 0$).

Vi sono quindi solo tre componenti del campo: E_z , H_x ed H_y .

Il campo elettrico \bar{E} deve soddisfare l'equazione d'onda:

$$\nabla \times \nabla \times \bar{E} - k^2 \bar{E} = -j\omega\mu_0 \bar{J} \quad (2.3)$$

ossia

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial y^2} + k^2 E_z = j\omega\mu_0 J_z \quad (2.4)$$

dove $k^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r$ e J_z è la densità di corrente di alimentazione legata ad un' eccitazione in cavo coassiale o in microstriscia.

Il campo elettrico nella cavità individuata dall'antenna a microstriscia può essere espresso in termini di vari modi di cavità del tipo:

$$E_z(x, y) = \sum_m \sum_n A_{mn} \Psi_{mn}(x, y) \quad (2.5)$$

dove i diversi A_{mn} indicano coefficienti di ampiezza corrispondenti a vettori di modo del campo elettrico ortonormalizzati o autofunzioni Ψ_{mn} .

Si noti che la presenza di due soli indici è dovuta al fatto che si è già sfruttata l'ipotesi di invarianza del campo lungo z.

Il campo elettrico E_z può anche essere espresso mediante una singola serie, con un notevole miglioramento di velocità computazionale [6].

Le autofunzioni Ψ_{mn} devono soddisfare l'equazione omogenea d'onda, le condizioni al contorno, le condizioni di normalizzazione seguenti:

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_{mn}^2 \right) \Psi_{mn} = 0 \quad (2.6)$$

$$\frac{\partial \Psi_{mn}}{\partial x} \Big|_{x=0} = 0 = \frac{\partial \Psi_{mn}}{\partial x} \Big|_{x=L} \quad \frac{\partial \Psi_{mn}}{\partial y} \Big|_{y=0} = 0 = \frac{\partial \Psi_{mn}}{\partial y} \Big|_{y=W} \quad (2.7)$$

$$\iint_{x,y} \Psi_{mn} \Psi_{mn}^* dx dy = 1 \quad (2.8)$$

Le soluzioni di queste equazioni sono autofunzioni ortonormalizzate:

$$\Psi_{mn}(x, y) = \sqrt{\frac{\epsilon_m \epsilon_n}{LW}} \cos(k_m x) \cos(k_n y) \quad m, n = 0, 1, 2, p, \dots \quad (2.9)$$

con

$$\varepsilon_p = \begin{cases} 1 & \text{per } p=1 \\ 2 & \text{per } p \neq 0 \end{cases} \quad (2.10)$$

$$k_m = \frac{m\pi}{L}, \quad k_n = \frac{n\pi}{W}, \quad k_{mn}^2 = k_m^2 + k_n^2 \quad (2.11)$$

I coefficienti A_{mn} sono ricavati attraverso le correnti di eccitazione.

Dopo opportune sostituzioni, integrando sull'area del patch e facendo uso delle proprietà delle autofunzioni ortonormalizzate Ψ_{mn} si ottiene:

$$A_{mn} = \frac{j\omega\mu_0}{k^2 - k_{mn}^2} \iint_{feed} \Psi_{mn}^* J_z dx dy \quad (2.12)$$

Dalla (2.12) è evidente che risultano eccitati solo i modi corrispondenti agli indici con frequenze di risonanza prossime alla frequenza di alimentazione.

Si modelli ora l'alimentazione in cavo coassiale come una sorgente di corrente con sezione equivalente di area $D_x D_y$, pari alla sezione di un probe centrato su (x_0, y_0) :

$$J_z = \begin{cases} \frac{I_0}{D_x D_y} & \text{per } x_0 - \frac{D_x}{2} \leq x \leq x_0 + \frac{D_x}{2}, \quad y_0 - \frac{D_y}{2} \leq y \leq y_0 + \frac{D_y}{2} \\ 0 & \text{altrimenti} \end{cases} \quad (2.13)$$

Sostituendo tale espressione della corrente nella (2.12) si ottiene:

$$A_{mn} = \frac{1}{D_x D_y} \frac{j\omega\mu_0}{k^2 - k_{mn}^2} \iint_{feed} I_0 \Psi_{mn}^* dx dy \quad (2.14)$$

$$A_{mn} = \frac{j\omega\mu_0 I_0}{k^2 - k_{mn}^2} \sqrt{\frac{\varepsilon_m \varepsilon_n}{LW}} \cos(k_m x_0) \cos(k_n y_0) G_{mn} \quad (2.15)$$

dove

$$G_{mn} = \text{sinc}\left(\frac{n\pi D_x}{2L}\right) \text{sinc}\left(\frac{m\pi D_y}{2W}\right) \quad (2.16)$$

In definitiva l'espressione del campo elettrico risulta essere:

$$E_z(x, y) = j\omega\mu_0 I_0 \sum_m \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\Psi_{mn}(x, y)\Psi_{mn}(x_0, y_0)}{k^2 - k_{mn}^2} G_{mn} \quad (2.17)$$

Le componenti del campo magnetico all'interno della cavità possono essere ricavate dalla E_z e dalle equazioni di Maxwell. La conoscenza di tali campi ci consentirà di ricavare le densità di corrente equivalenti, necessarie per il calcolo del campo irradiato dall'antenna all'esterno della cavità risonante.

2.3 Formule empiriche per l'analisi di patch rettangolari

Il primo fattore da prendere in considerazione nella progettazione di un'antenna a microstriscia è sicuramente la scelta di un materiale appropriato per il substrato.

Se da un lato un substrato più spesso assicura una maggiore robustezza meccanica ed un incremento nella potenza irradiata, dall'altro vi è non solo un incremento del peso e delle perdite, ma anche delle radiazioni spurie introdotte dall'alimentazione [7].

Un aumento dello spessore del substrato ha tuttavia lo stesso effetto della diminuzione della permittività relativa ϵ_r .

La larghezza del patch W non influenza molto la frequenza di risonanza dell'antenna, ma ha effetto sull'impedenza d'ingresso e sulla banda.

Mediante una scelta appropriata dell'alimentazione si può scegliere la W più grande della lunghezza L senza eccitare modi di propagazione indesiderati.

Una restrizione nella scelta di una W più grande è sicuramente la nascita di grating lobes negli array di antenne. Di solito si preferisce che $1 < W/L < 2$.

La lunghezza del patch invece, determina fortemente la frequenza di risonanza, ed è un parametro critico nella determinazione della banda visto che normalmente un'antenna a microstriscia ha una larghezza di banda molto più piccola rispetto a quella di una normale antenna risonante. L'aumento dell'altezza del substrato ed una costante dielettrica più piccola possono aumentare la larghezza di banda ma ciò potrebbe portare a parametri geometrici incompatibili con la scala di integrazione scelta. In prima approssimazione la frequenza di risonanza può essere calcolata come:

$$f_r = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.18)$$

Dato che per un patch reale la larghezza e la lunghezza hanno misura finita, i campi ai bordi sono soggetti al "fringing effect" (effetto di bordo).

Questo effetto è dovuto al fatto che le linee di campo si trovano a dover attraversare un mezzo disomogeneo formato da due dielettrici distinti: il substrato e l'aria.

Si può ridurre l'incidenza del fringing mantenendo $L/h \gg 1$ e $W/h \gg 1$.

Se $\epsilon_r \gg 1$ le linee del campo elettrico si concentrano principalmente all'interno del substrato.

Per tali ragioni, dato che alcune onde si propagano nel substrato ed altre nell'aria, si rende necessario introdurre una ϵ_{reff} , la cui formulazione può cambiare a seconda del modello matematico utilizzato.

Un ulteriore miglioramento nel calcolo della frequenza di risonanza è portato in conto dalla seguente formula:

$$f_r = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_{req}}} \quad (2.19)$$

dove ϵ_{req} indica la permittività relativa equivalente.

Un'espressione in forma chiusa di tale permittività è data da:

$$\epsilon_{req} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r + 1}{2} \left(1 + \frac{10}{u}\right)^{-ab} \quad (2.20)$$

dove

$$a = 1 + \frac{1}{49} \ln \left[\frac{u^4 + (u/52)^2}{u^4 + 0.432} \right] + \frac{1}{18.7} \ln \left[1 + \left(\frac{u}{18.1} \right)^3 \right] \quad (2.21)$$

$$b = 0.564 \left(\frac{\epsilon_r - 0.9}{\epsilon_r + 0.3} \right)^{0.053} \quad (2.22)$$

$$u = \frac{W}{h} \quad (2.23)$$

Dato che il fringing effect modifica anche la lunghezza elettrica del patch, rendendo le dimensioni effettive più grandi di quelle fisiche, si rende necessaria l'introduzione di una lunghezza efficace L .

Un primo modello completo che porta in conto tutti questi effetti è quello dovuto ad Hammerstad [8], dove è stata introdotta una costante dielettrica effettiva:

$$\epsilon_{eff}(p) = \frac{(\epsilon_r + 1)}{2} + \frac{(\epsilon_r - 1)(1 + 10h/p)^{-1/2}}{2} \quad (2.24)$$

dove con p si è voluto indicare una variabile che può assumere il valore delle dimensioni fisiche del patch W ed L .

Inoltre si è introdotto un ΔL atto a compensare gli effetti di bordo, dato che il patch ha dimensioni fisiche finite:

$$\Delta L = \frac{0.412 h(\epsilon_{eff}(W) + 0.3)(W/h + 0.264)}{(\epsilon_{eff}(W) - 0.258)(W/h + 0.833)} \quad (2.25)$$

In definitiva la frequenza di risonanza è stata calcolata come:

$$f_r = \frac{c}{2(L + 2\Delta L)\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.26)$$

Un secondo modello è dovuto a James ed Hall [9], dove si è introdotto un fattore di correzione δ :

$$\delta = (h/L) \left\{ 0.882 + \left[\frac{0.164(\epsilon_r - 1)}{\epsilon_r^2} \right] + \left[\frac{(\epsilon_r + 1)[0.758 + \ln(L/h + 1.88)]}{\pi\epsilon_r} \right] \right\} \quad (2.27)$$

la frequenza di risonanza è ottenuta come:

$$f_r = \frac{f_{r0} \epsilon_r}{\sqrt{\epsilon_{eff}(W) \epsilon_{eff}(L) (1 + \delta)}} \quad (2.28)$$

Per un patch rettangolare, una stima per la frequenza di risonanza per ogni modo TM_{mn} (con $L > W$) è data da:

$$f_{r0} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \left[\left(\frac{m}{L} \right)^2 + \left(\frac{n}{W} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.29)$$

Tutti questi modelli cominciano a perdere la loro validità al crescere della lunghezza elettrica del substrato, dato che iniziano a venire meno le ipotesi di modello a cavità.

Capitolo 3

Simulazione al calcolatore di antenne a microstriscia

3.1 Influenza della posizione dell'alimentazione sui parametri di un patch rettangolare a microstriscia.

In questa analisi sono state effettuate diverse simulazioni con il software “CST Microwave Studio”. Si è voluto principalmente investigare l'effetto della posizione dell'alimentazione sulla frequenza di risonanza e sull'impedenza d'ingresso.

Tutte le analisi hanno riguardato un patch rettangolare dalle seguenti caratteristiche:

- larghezza $W = 17\text{mm}$
- lunghezza $L = 11\text{mm}$
- altezza della metallizzazione del patch = 0.005mm
- altezza del substrato = 3.175mm
- permittività nominale ϵ_r del substrato = 2.33
- piano di massa di alluminio = $100\text{mm} \times 100\text{mm}$
- alimentazione in cavo coassiale a 50Ω

La posizione del feed è stata fatta variare dal centro del patch verso l'esterno, lungo le due direzioni ortogonali \mathbf{u} e \mathbf{v} , le quali individuano il piano su cui giace la metallizzazione dell'antenna a microstriscia.

Sono stati eseguiti tre sweep in lunghezza e tre in larghezza, ognuno dei quali realizzato in 22 iterazioni.

Per quanto riguarda la variazione della posizione del feed lungo la dimensione W :

- $\mathbf{u} = 0,000$; sweep da $\mathbf{v} = 0$ a $\mathbf{v} = 5.5$; (lungo l'asse \mathbf{u})
- $\mathbf{u} = 2,125$; sweep da $\mathbf{v} = 0$ a $\mathbf{v} = 5.5$; (a $W/8$ dall'asse \mathbf{u})
- $\mathbf{u} = 4,250$; sweep da $\mathbf{v} = 0$ a $\mathbf{v} = 5.5$; (a $W/4$ dall'asse \mathbf{u})

Per quanto riguarda la variazione della posizione del feed lungo la dimensione L :

- $\mathbf{v} = 2.350$; sweep da $\mathbf{u} = 0$ a $\mathbf{u} = 8.5$
- $\mathbf{v} = 3.175$; sweep da $\mathbf{u} = 0$ a $\mathbf{u} = 8.5$

- $v = 4.000$; sweep da $u = 0$ a $u = 8.5$

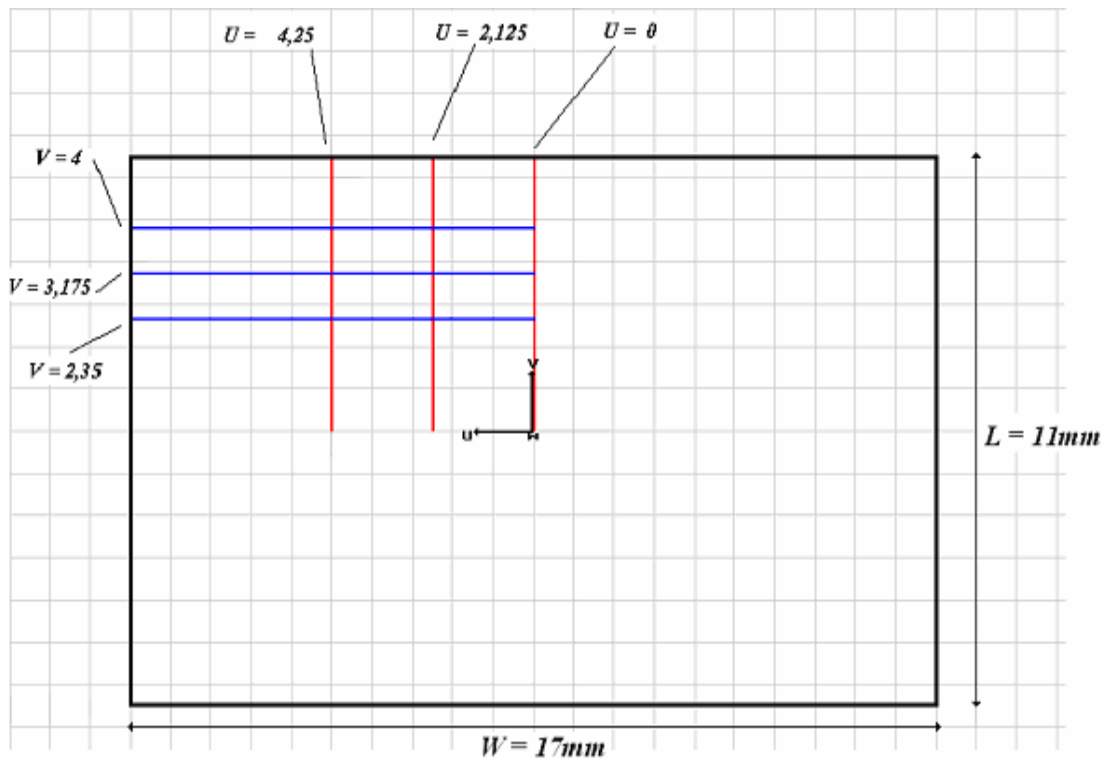


Figura 3.1: Sweep del punto di alimentazione sul patch rettangolare.

Per quanto riguarda la modellizzazione dell'alimentazione in cavo coassiale nel simulatore, si è scelto il "discrete port feeding", per una descrizione del quale si rimanda in appendice B.

Visto che questo tipo di alimentazione in genere introduce uno shift induttivo nell'impedenza d'ingresso dell'antenna, la frequenza di risonanza è stata calcolata non solo in corrispondenza del minimo dei parametri S, ma anche sul massimo della parte reale della Z_{in} . A tal fine è stata svolta un'analisi in transitorio nel range 5-8GHz.

Sono stati quindi realizzati grafici che evidenziano il variare dei parametri S con la posizione del feed, insieme alla traslazione della frequenza di risonanza associata.

Di seguito si riportano i risultati delle simulazioni raggruppati per singolo sweep:

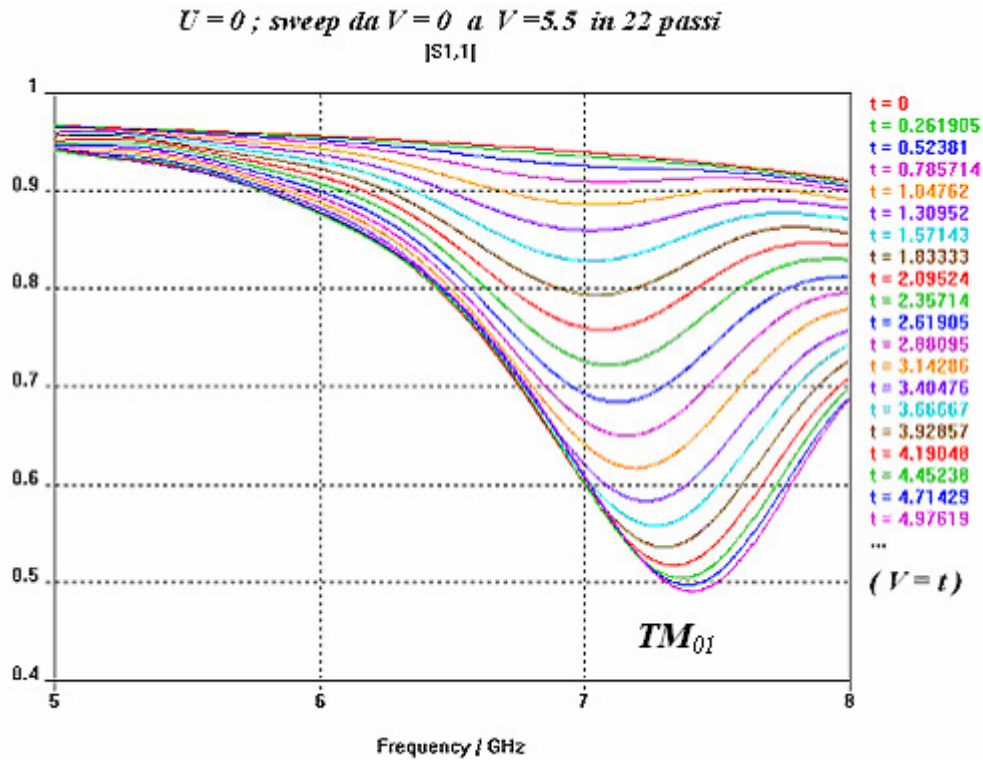


Figura 3.2: $S_{1,1}$ al variare della posizione dell'alimentazione.

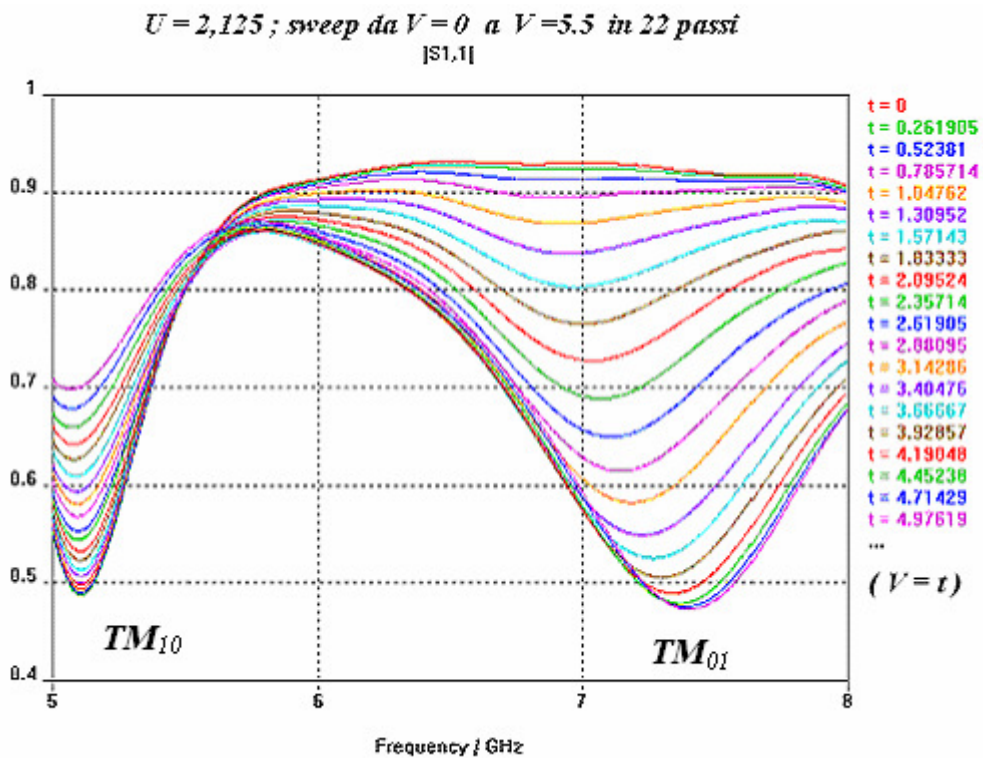


Figura 3.3: $S_{1,1}$ al variare della posizione dell'alimentazione.

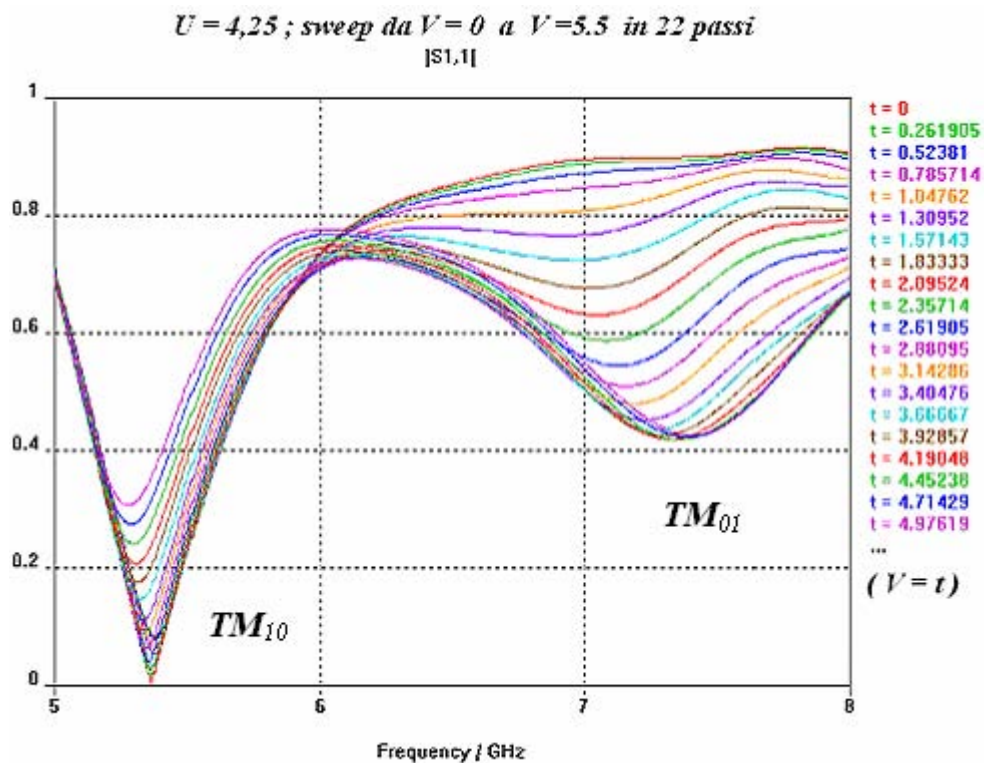


Figura 3.4: $S_{1,1}$ al variare della posizione dell'alimentazione.

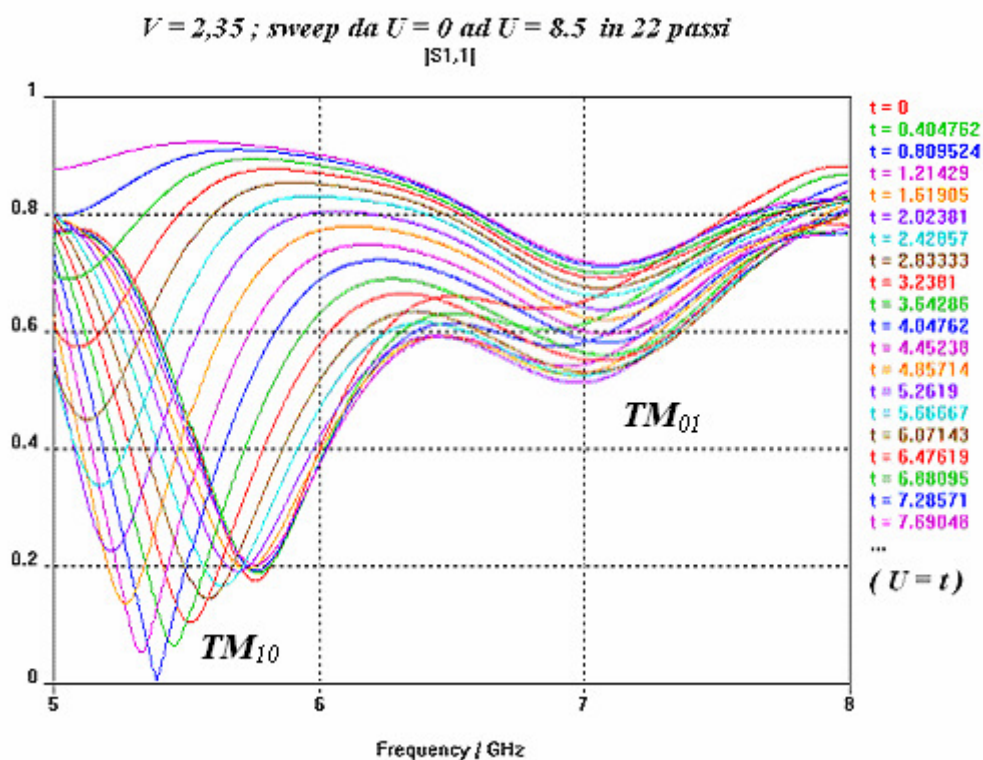


Figura 3.5: $S_{1,1}$ al variare della posizione dell'alimentazione.

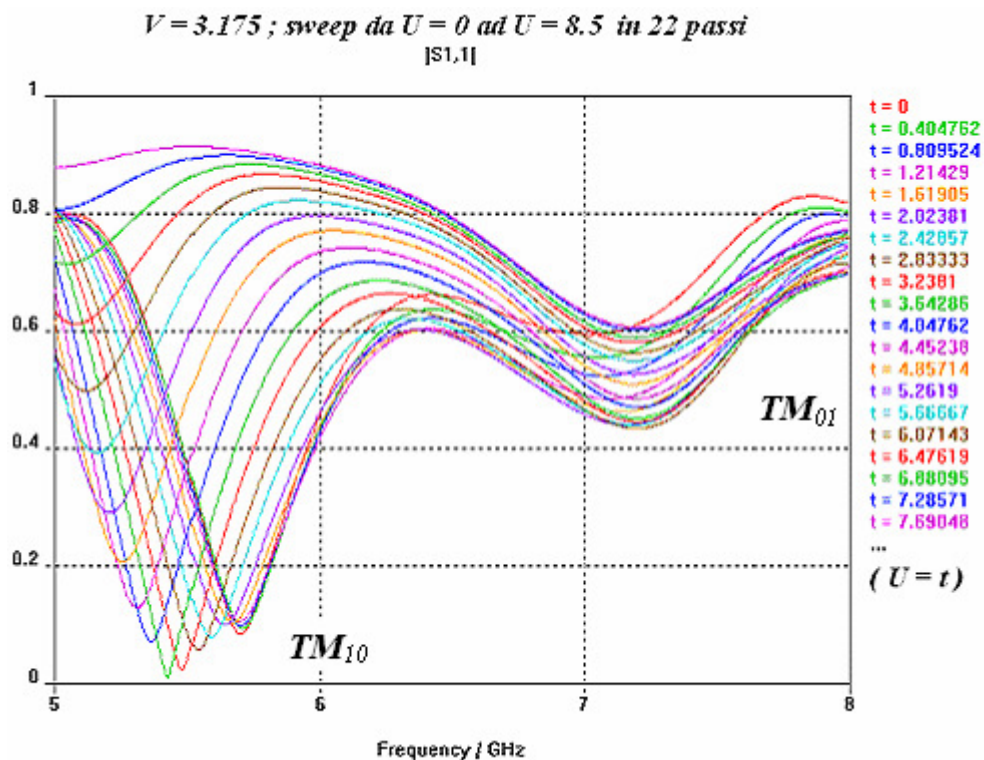


Figura 3.6: $S_{1,1}$ al variare della posizione dell'alimentazione.

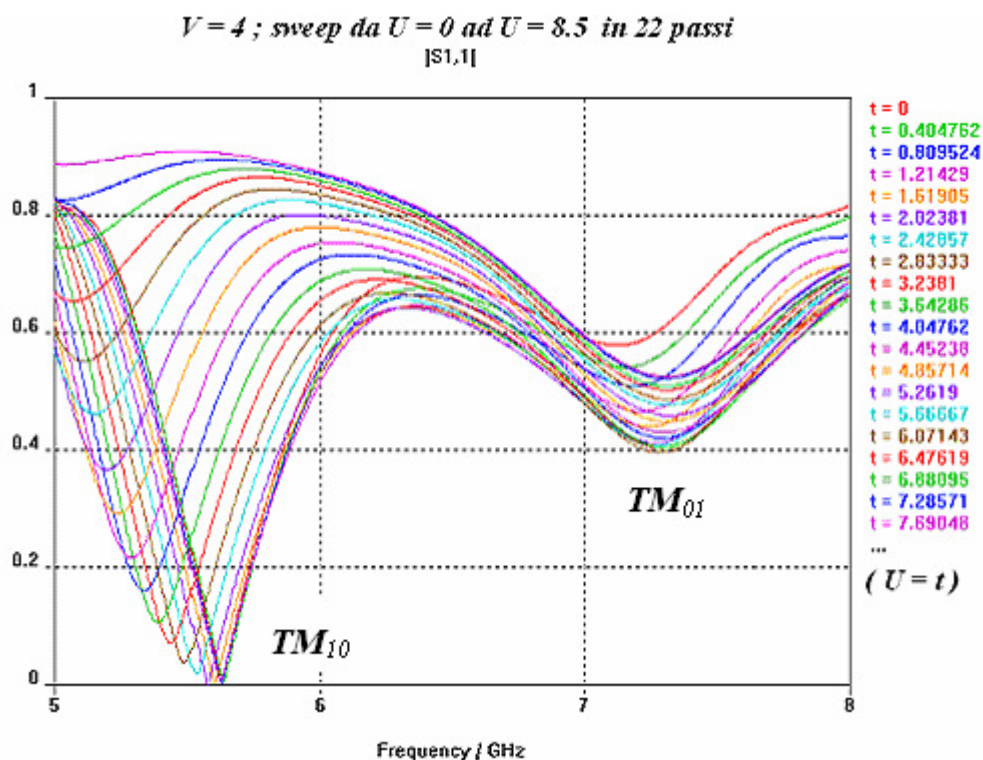


Figura 3.7: $S_{1,1}$ al variare della posizione dell'alimentazione.

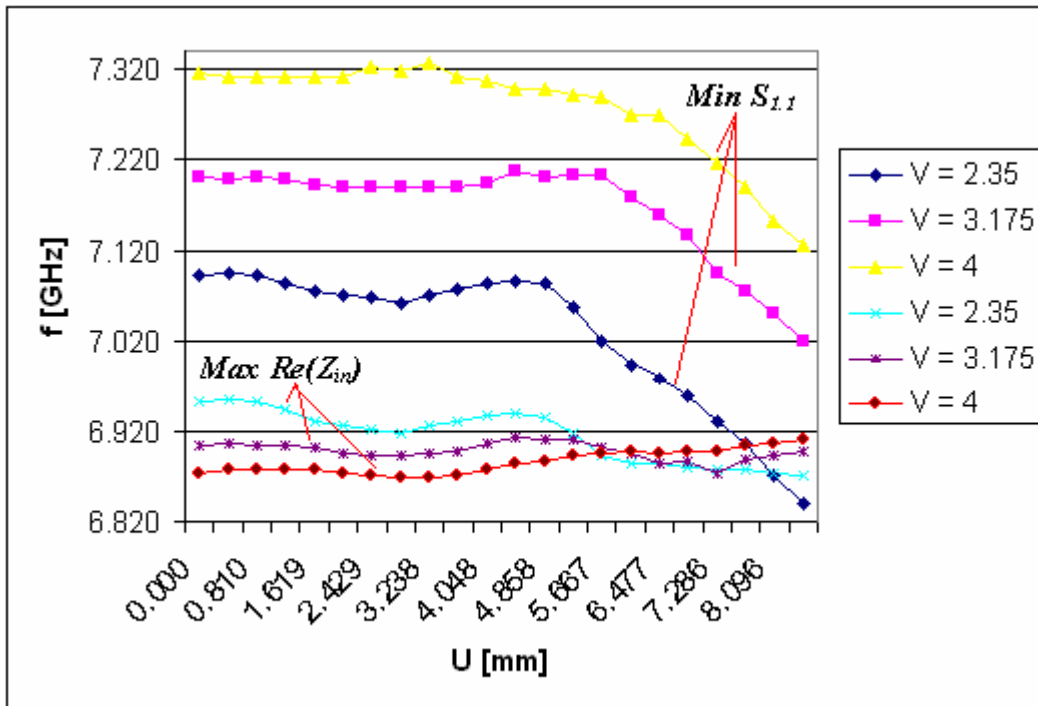


Figura 3.8: frequenze di risonanza per il modo TM_{01} in funzione della posizione dell'alimentazione, calcolate in corrispondenza del $Max Re(Z_{in})$ e del $Min S_{1,1}$.

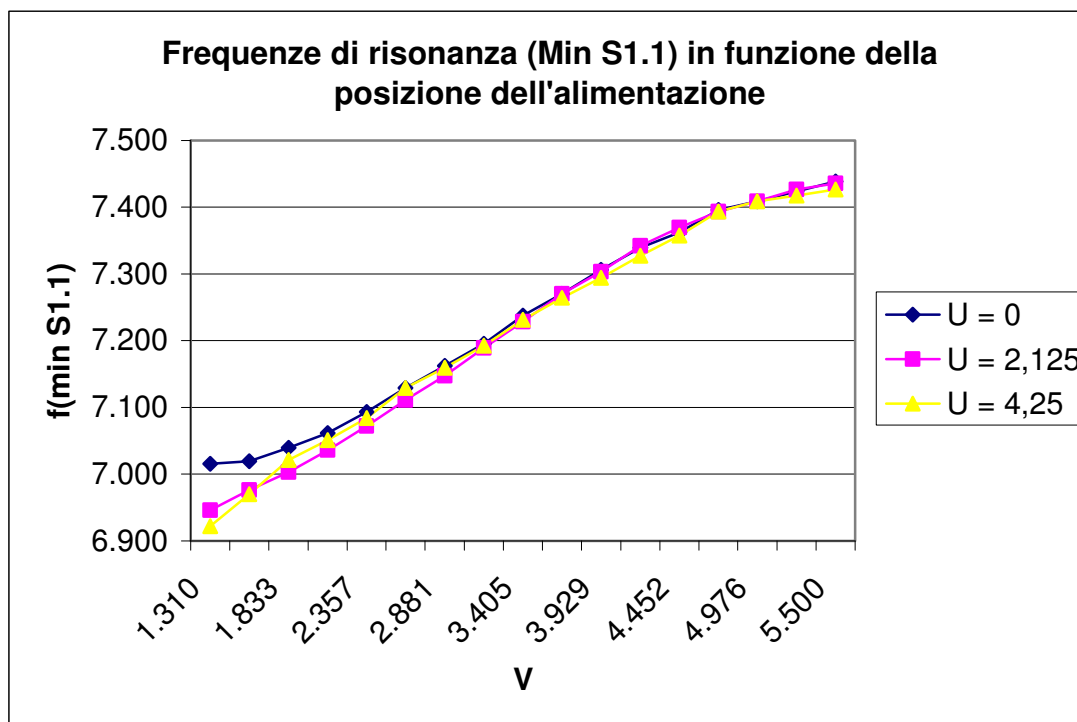


Figura 3.9: Frequenze di risonanza per il modo TM_{01} in funzione della posizione dell'alimentazione, calcolate in corrispondenza del $Min S_{1,1}$.

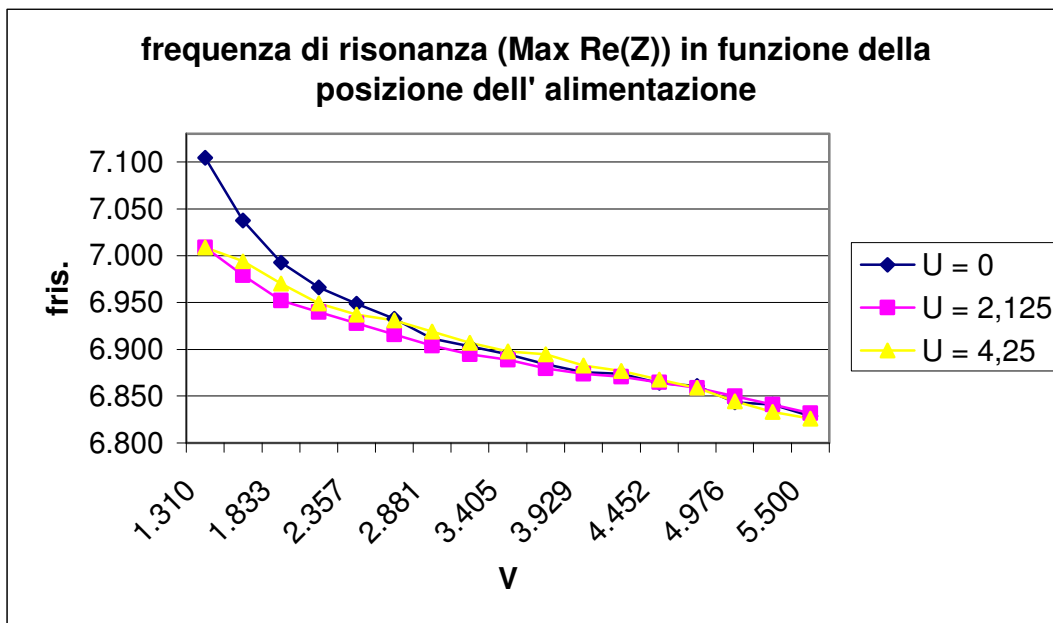


Figura 3.10: Frequenze di risonanza per il modo TM_{01} in funzione della posizione dell'alimentazione, calcolate in corrispondenza del $Max Re(Z_{in})$.

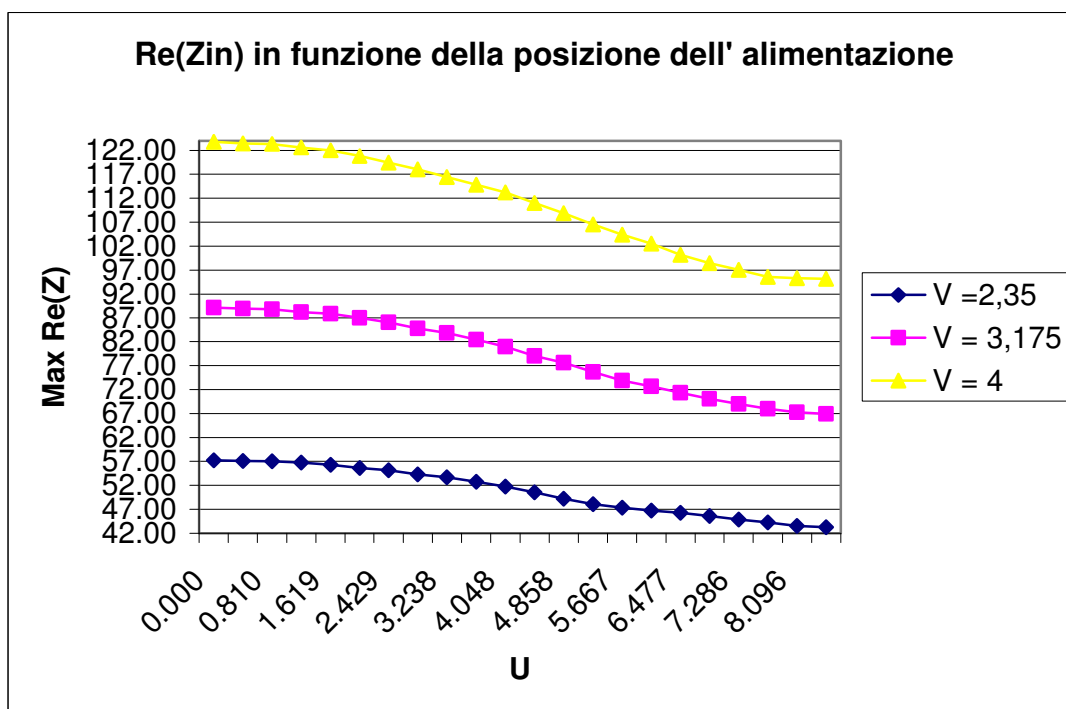


Figura 3.11: $Max Re(Z_{in})$ per il modo TM_{01} in funzione della posizione dell'alimentazione.

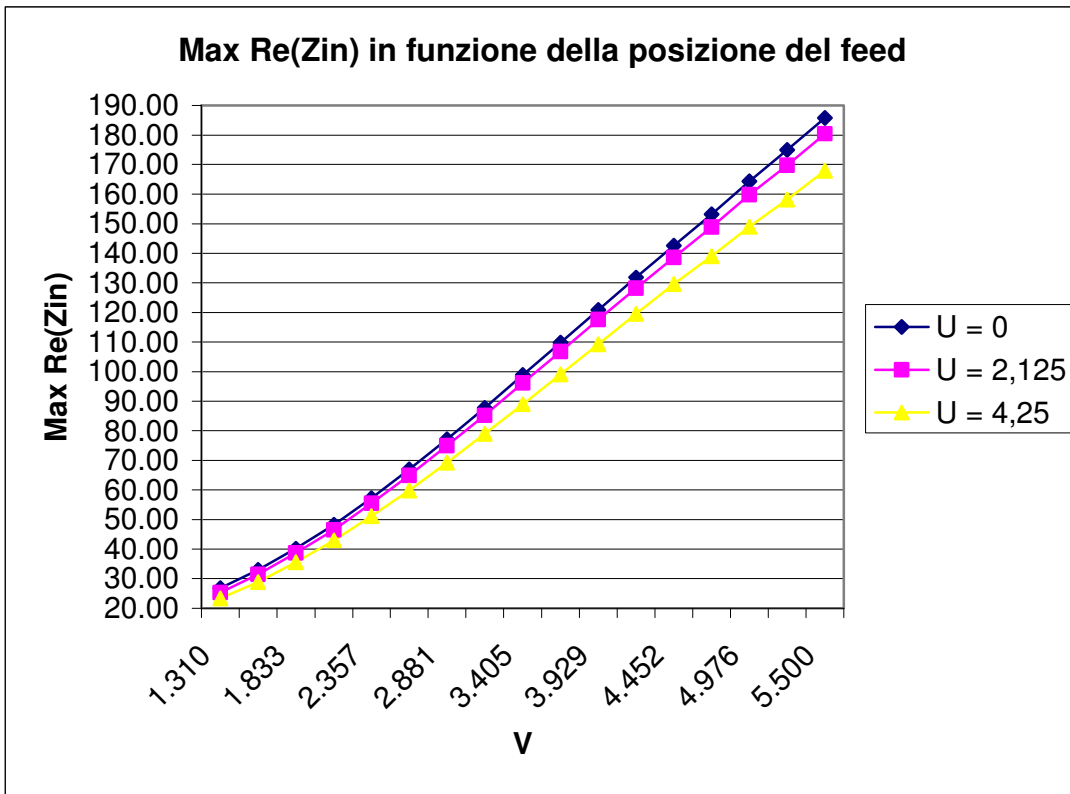


Figura 3.12: Max Re(Z_{in}) per il modo TM_{01} in funzione della posizione dell'alimentazione.

Ricordandosi della formula (2.29), e adattandola al nostro caso di $W > L$, si possono analizzare i grafici riguardanti i coefficienti di riflessione $S_{1,1}$.

$$f_{rnm} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \left[\left(\frac{m}{W} \right)^2 + \left(\frac{n}{L} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3.1)$$

In tale situazione, analogamente alla (1.5), il campo elettrico associato al modo TM_{10} avrà andamento sinusoidale lungo W , mentre sarà costante lungo L .

$$\vec{E}_a = -\hat{z} E_0 \sin(\pi u / W) \quad (3.2)$$

Nella figure 3.2, 3.3, 3.4, possiamo vedere che la risonanza associata al modo TM_{01} cambia al variare di v , visto che ci stiamo spostando lungo L , mentre la risonanza associata al modo TM_{10} rimane pressochè costante. Si noti che nella figura 3.2 non compare il modo TM_{10} perché esso è caratterizzato da una corrente nulla nella mezzeria il che non è congruente con l'alimentazione posta ad $u = 0$.

Nelle figure 3.5, 3.6, 3.7, si è nella situazione duale della precedente. Infatti, dato che ora ci si sta spostando lungo la W del patch, adesso è la frequenza associata al modo TM_{01} a non risentire della variazione della posizione dell'alimentazione.

La fig. 3.8 mostra che la frequenza di risonanza associata al modo TM_{01} si mantiene pressochè costante se misurata come massimo della parte reale dell'impedenza d'ingresso. Se tale frequenza viene rilevata in corrispondenza del minimo di $S_{1,1}$, si osserva una diminuzione della stessa man mano che si sposta l'alimentazione verso il bordo del patch.

Le figure 3.9, 3.10, evidenziano il variare della frequenza di risonanza corrispondente al modo TM_{01} , ora influenzato dallo spostamento dell'alimentazione lungo L .

Come si può notare dalla fig. 3.11, il massimo della parte reale dell'impedenza d'ingresso ha un andamento cosinusoidale, mentre nella 3.12 l'andamento è di tipo lineare; in quest'ultimo caso la $Re(Z_{in})$ varia in un intervallo più ampio di valori.

Possiamo quindi concludere che le regioni più critiche per un'antenna a microstriscia di questo genere sono certamente i bordi ed il centro del patch.

Infatti, man mano che ci si dirige verso la periferia del patch, il feed si trova a dover attraversare zone in cui le correnti immagine si sommano in modo anomalo.

Si deve cercare quindi di evitare alimentazioni in prossimità del centro del patch o vicino agli angoli, visto che in tali regioni il comportamento della struttura non è facilmente prevedibile a priori.

Infatti, come si può vedere dalle figure 3.2, 3.3, 3.4, la piatezza dei coefficienti di riflessione in prossimità del centro del patch ha reso impossibile la rilevazione del valore della frequenza di risonanza e del massimo della parte reale dell'impedenza d'ingresso dell' antenna. Soltanto a partire da $v = 1.31$ si sono potuti rilevare i valori corretti di frequenza e di impedenza.

3.2 Influenza della lunghezza del patch sui parametri dell' antenna

Come detto al paragrafo 2.3, la frequenza di risonanza e l'impedenza d'ingresso di un'antenna a microstriscia, sono fortemente influenzate dalla lunghezza del patch.

È quindi necessario comprendere il comportamento dei coefficienti di riflessione con l'aumentare della lunghezza della metallizzazione, al fine di ottimizzare le specifiche di progetto.

In questa analisi si riprenderà in considerazione il patch del paragrafo 3.1, e sarà progressivamente variata la lunghezza L della metallizzazione da 12mm fino a 33 mm in 20 passi. Per quanto riguarda la posizione del feed, si riterrà fissata per tutte le simulazioni ad 1.5mm dal centro del bordo inferiore del patch come da figura:

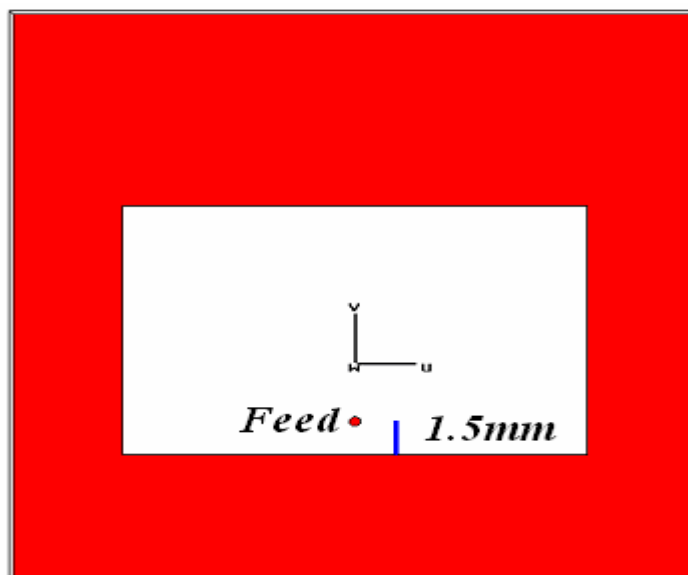


Figura 3.15: Antenna patch rettangolare di base.

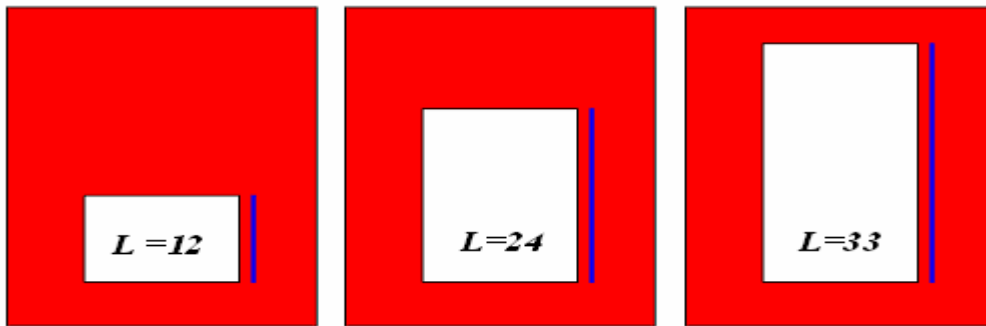


Figura 3.16: Antenne patch in diverse iterazioni.

Grazie al software “CST Microwave Studio” è stata effettuata un’analisi a larga banda sui coefficienti di riflessione (3-8 GHz), in modo tale da evidenziare eventuali risonanze di ordine superiore.

Sono state inoltre rilevate le frequenze di risonanza in due modalità differenti:

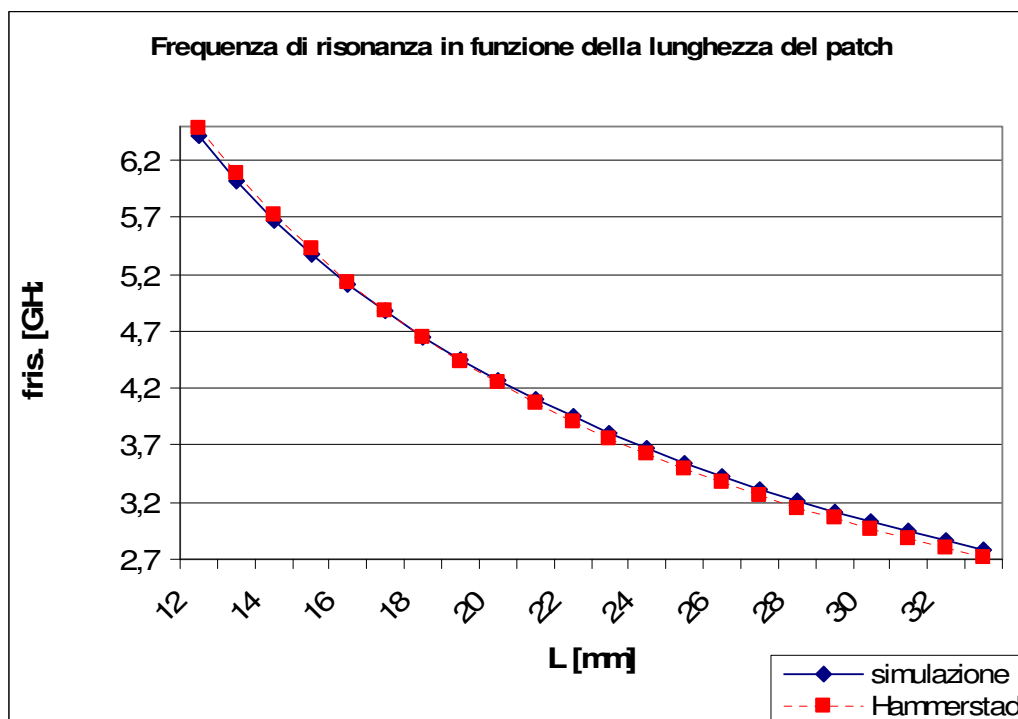
1. frequenza in corrispondenza del massimo della parte reale dell’ impedenza d’ingresso.
2. frequenza relativa al minimo dei coefficienti di riflessione.

La parte reale dell’impedenza d’ingresso è stata calcolata in base al punto 1.

I valori simulati per la frequenza di risonanza sono stati confrontati con il modello di Hammerstad (paragrafo 2.3).

Figura 3.17: Frequenza di risonanza per il modo TM_{01} in funzione della lunghezza del patch.

Dalla fig. 3.17 risulta un evidente accordo tra le due procedure di analisi nel calcolo delle frequenze di risonanza per il modo TM_{01} .



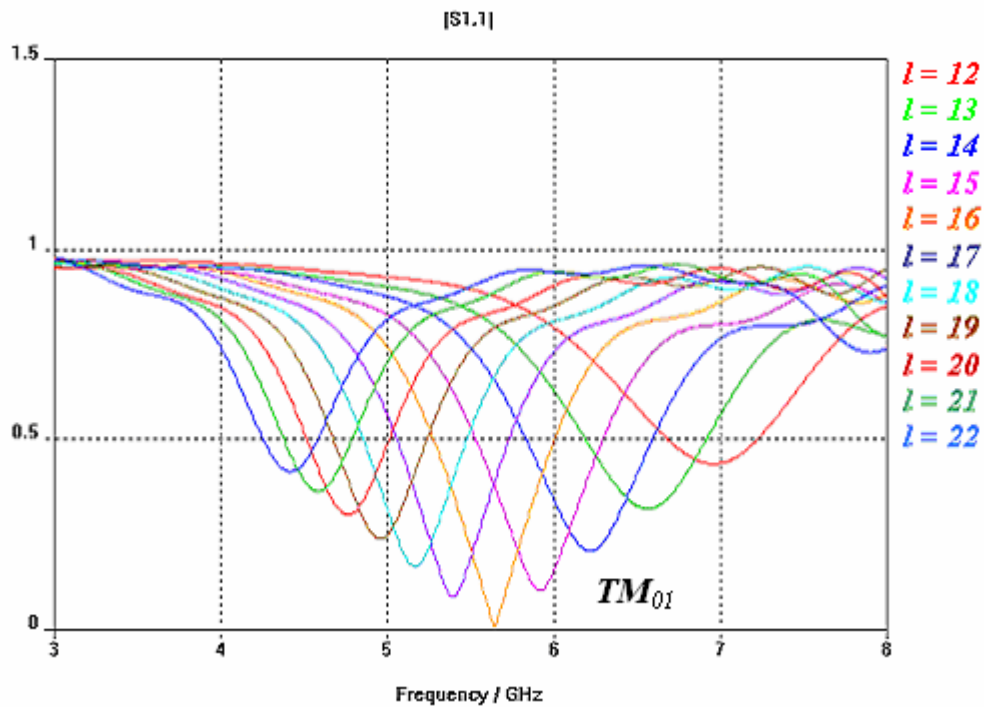


Figura 3.18: $S_{1,1}$ al variare della lunghezza del patch.

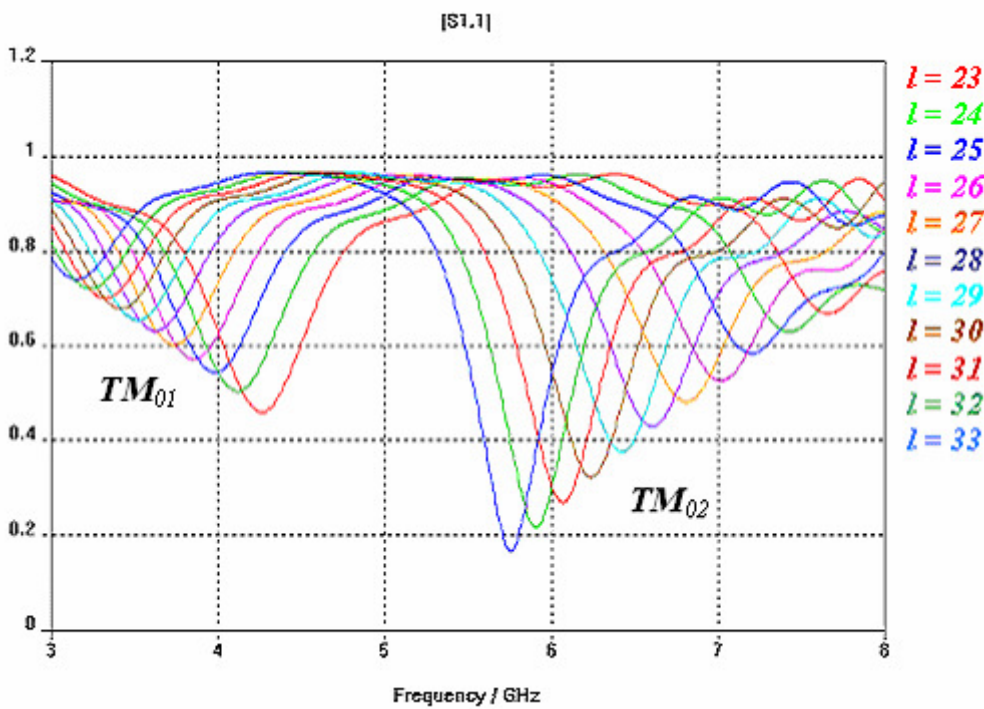


Figura 3.19: $S_{1,1}$ al variare della lunghezza del patch.

Le figure 3.18 e 3.19 rappresentano i coefficienti di riflessione al variare della lunghezza del patch. Possiamo notare come vi sia uno shift verso le basse frequenze man mano che la lunghezza del patch aumenta congruemente con la (3.1). Unitamente a tale fenomeno vi è la presenza di risonanze di ordine superiore.

Infatti nella fig.3.19 sono ben visibili le risonanze associate al modo TM_{02} .

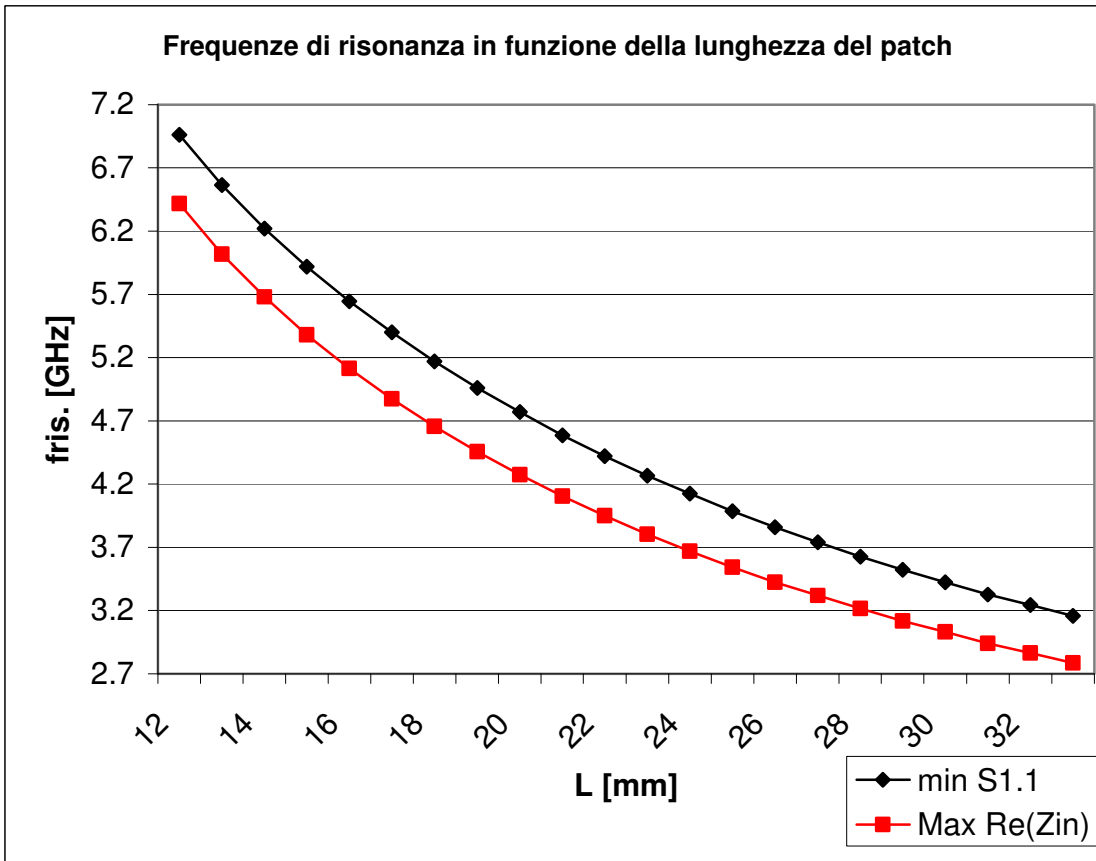


Figura 3.20: Frequenze di risonanza associate al modo TM_{01} in funzione della L del patch.

Dalla figura 3.20 possiamo vedere come le frequenze di risonanza corrispondenti al modo TM_{01} calcolate nei due metodi descritti in precedenza seguano in definitiva un andamento comune.

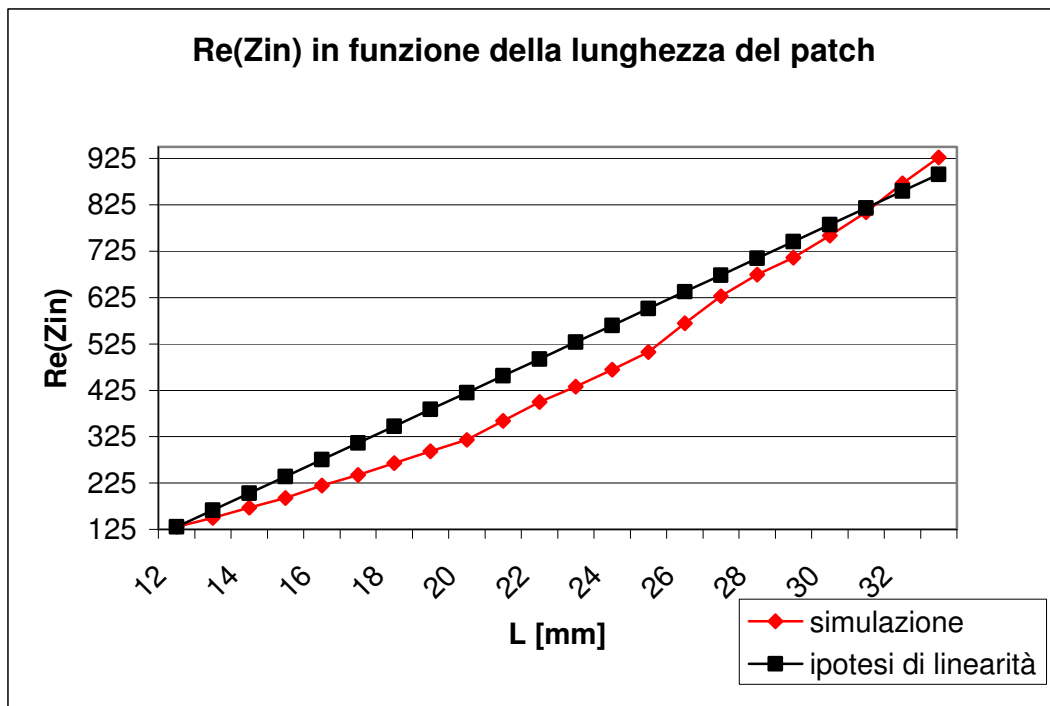


Figura 3.21: $Re(Z_{in})$ in funzione della lunghezza del patch.

Per quanto riguarda la parte reale dell'impedenza d'ingresso dell'antenna, la fig. 3.21 indica un comportamento di tipo lineare all'aumentare della lunghezza del patch.

Sarà quindi difficile realizzare adattamenti d'impedenza per valori di L troppo alti.

3.3 Influenza della larghezza del patch sui parametri dell' antenna.

A differenza della lunghezza, la larghezza di un patch non influenza in maniera eccessiva la frequenza di risonanza dei modi TM_{0n} visti nel paragrafo precedente.

Nell'analisi svolta, si è partiti dal patch del paragrafo 3.1, con una lunghezza L fissa di 11mm ed una larghezza W variabile da 19mm a 57mm in 20 passi, fino a triplicare la W della struttura. L'alimentazione è stata posizionata come al paragrafo 3.2. È stata effettuata un'analisi in transitorio per una banda di frequenze compresa tra i 3 ed i 12 GHz, evidenziando il comportamento dei coefficienti di riflessione.

Come nel paragrafo 3.2, sono state calcolate ove possibile le frequenze di risonanza e la parte reale dell'impedenza d'ingresso del patch.

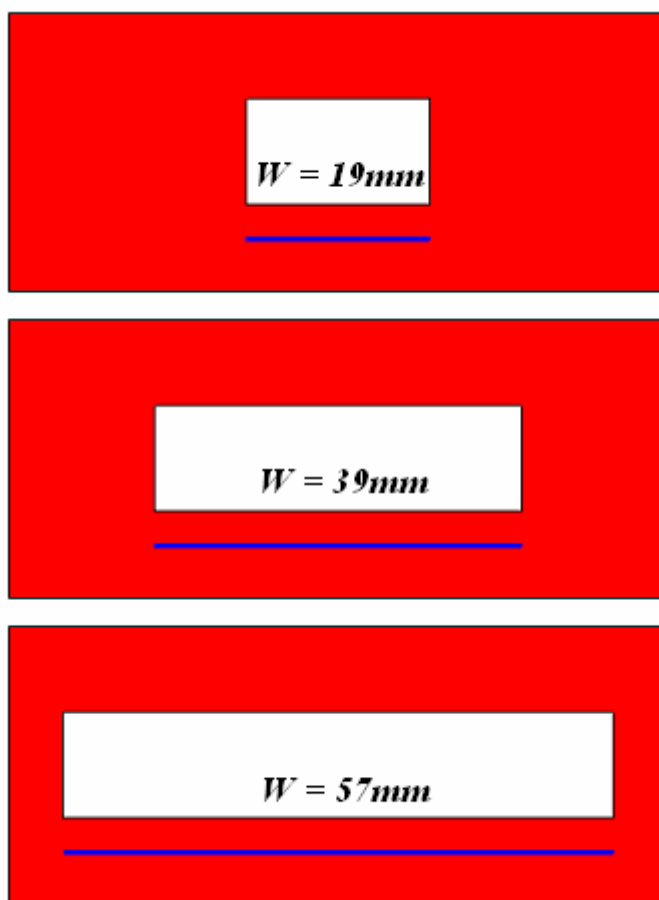


Figura 3.22: Antenne patch in diverse iterazioni.

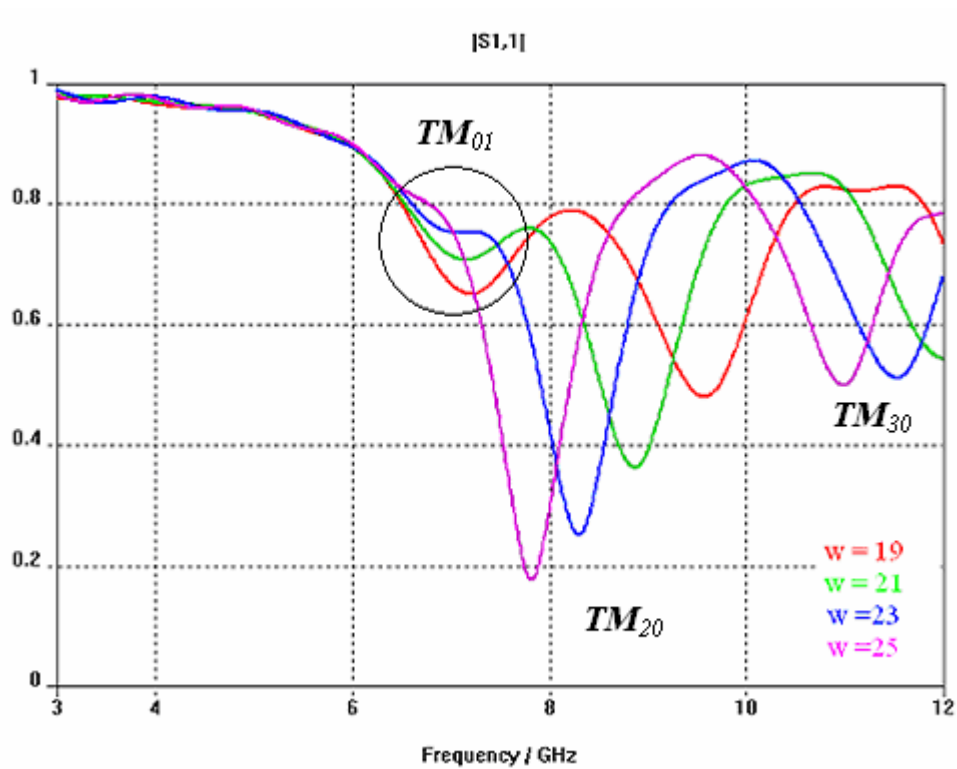


Figura 3.23: $S_{1,1}$ al variare della larghezza W del patch.

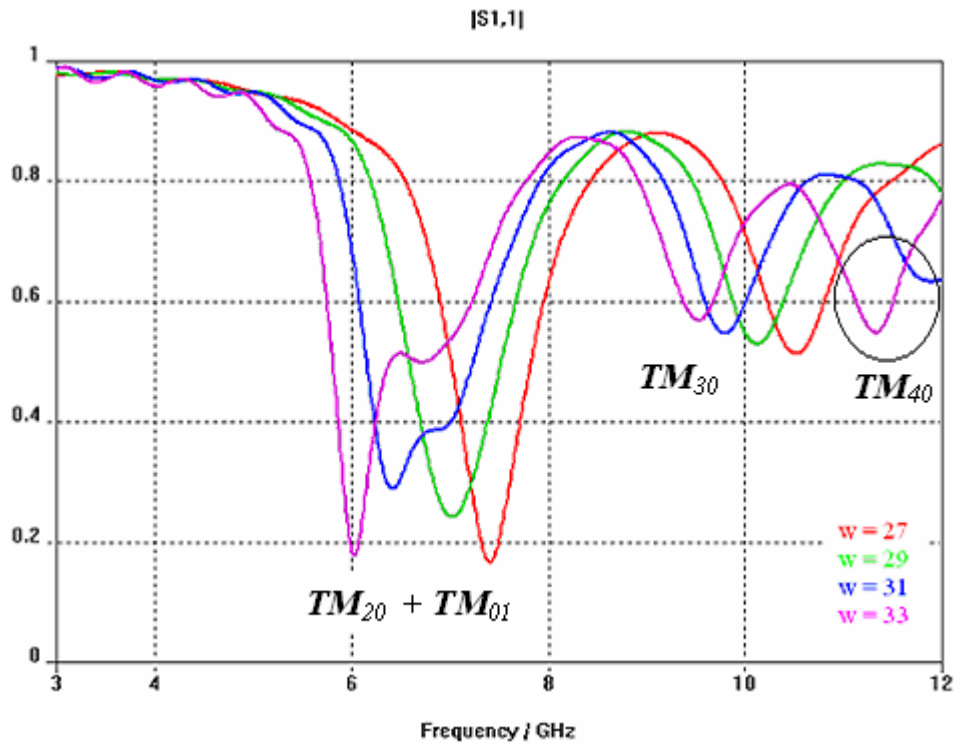


Figura 3.24: $S_{1,1}$ al variare della larghezza W del patch.

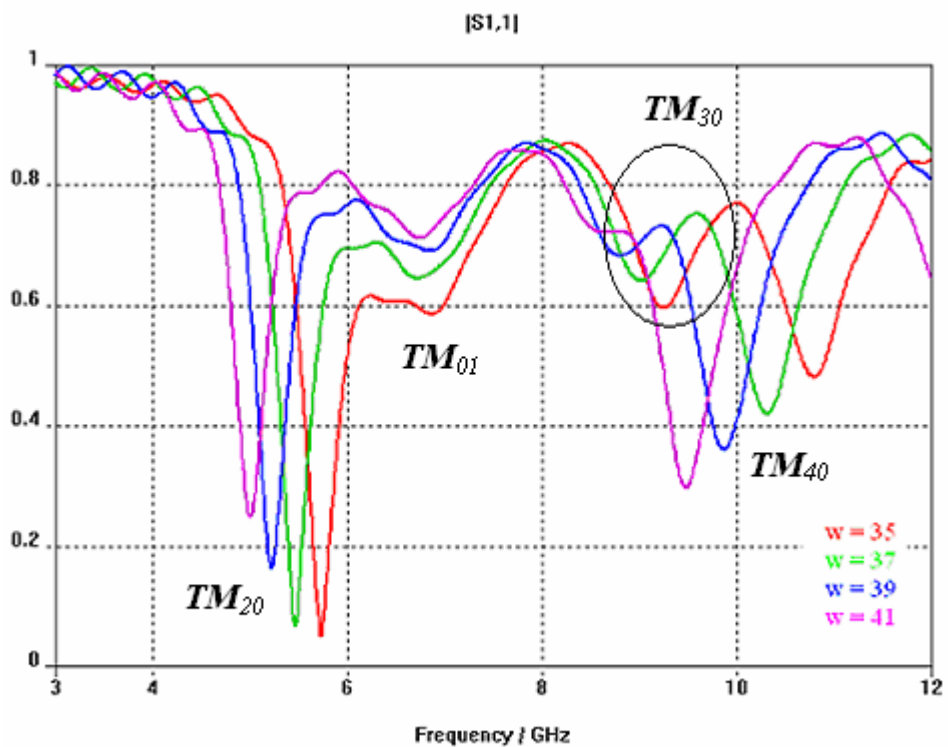


Figura 3.25: $S_{1,1}$ al variare della larghezza W del patch.

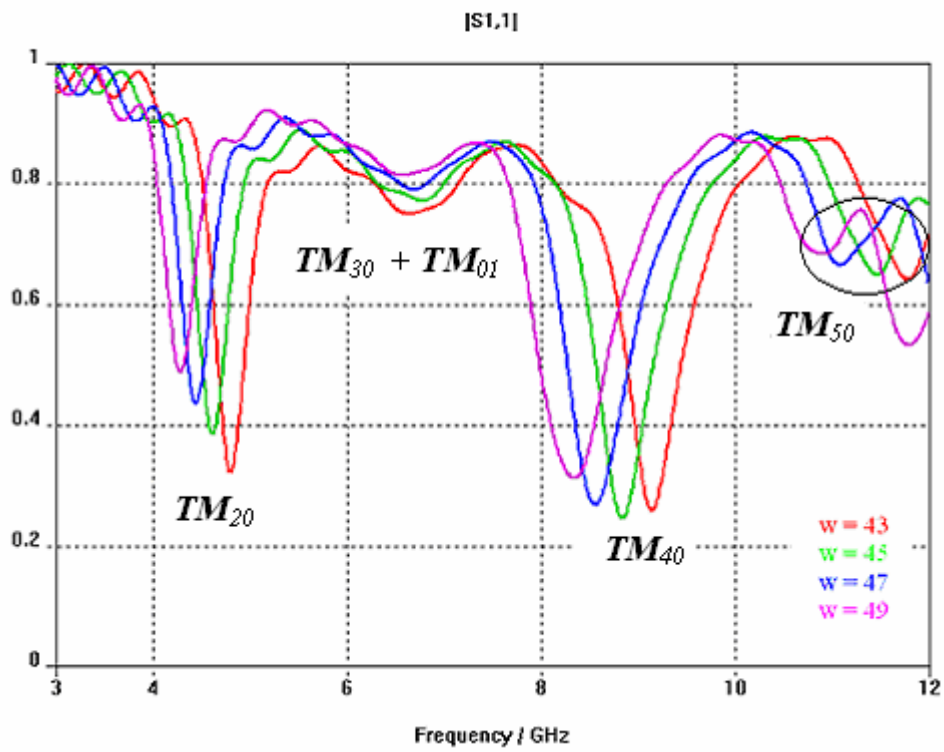


Figura 3.26: $S_{1,1}$ al variare della larghezza W del patch.

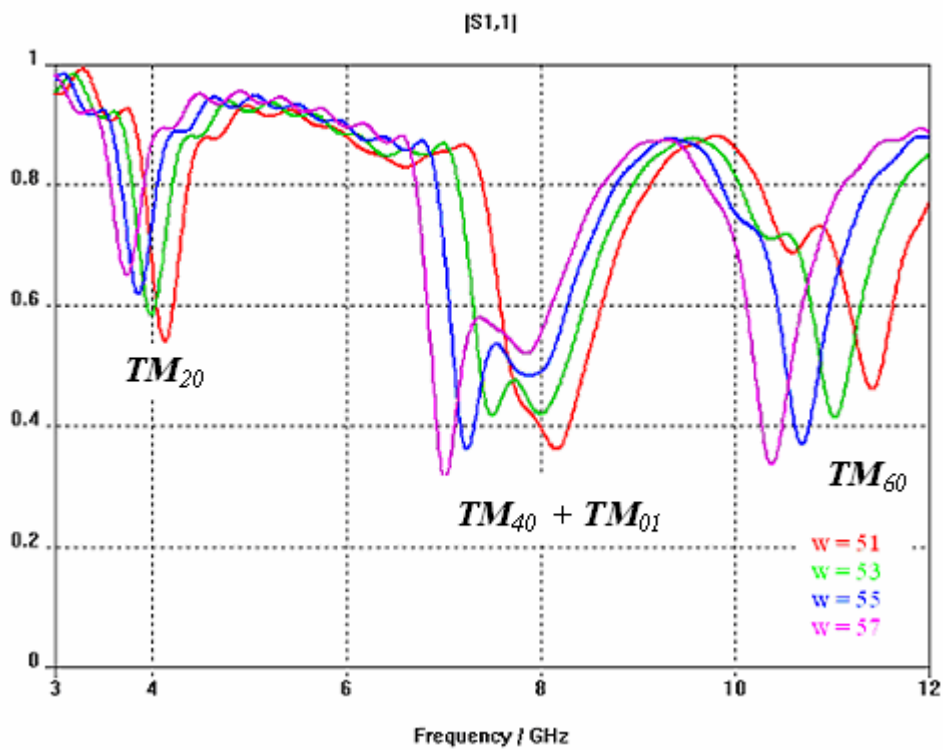


Figura 3.27: $S_{1,1}$ al variare della larghezza W del patch.

Le figure da 3.23 a 3.27 evidenziano la presenza di diversi modi. Visto che si sta facendo variare la larghezza del patch, le frequenze di risonanza associate ai modi TM_{1n} si spostano progressivamente verso le basse frequenze. Il modo TM_{01} , pur non risentendo per sua natura delle variazioni di larghezza del patch, mostra fenomeni di interferenza con i modi TM_{1n} . Tali fenomeni interferenziali rendono difficile in alcuni casi la rilevazione delle frequenze di risonanza, visto che i minimi dei parametri-S sono sovrapposti. È stato quindi utile rilevare le frequenze di risonanza anche in corrispondenza del massimo della parte reale dell'impedenza d'ingresso dell'antenna.

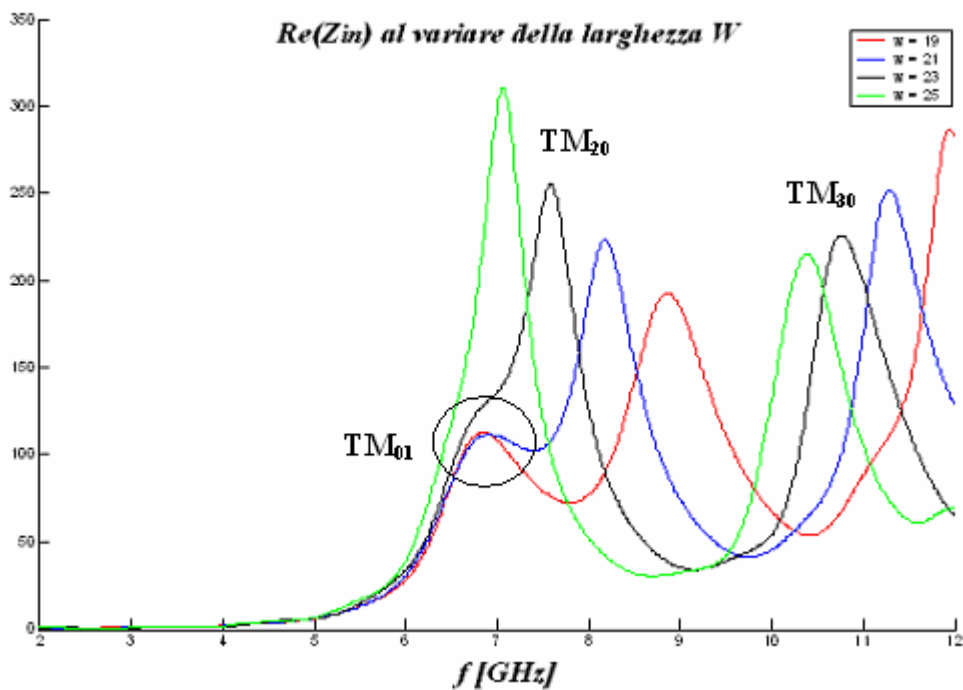


Figura 3.28: $Re(Z_{in})$ al variare della larghezza W.

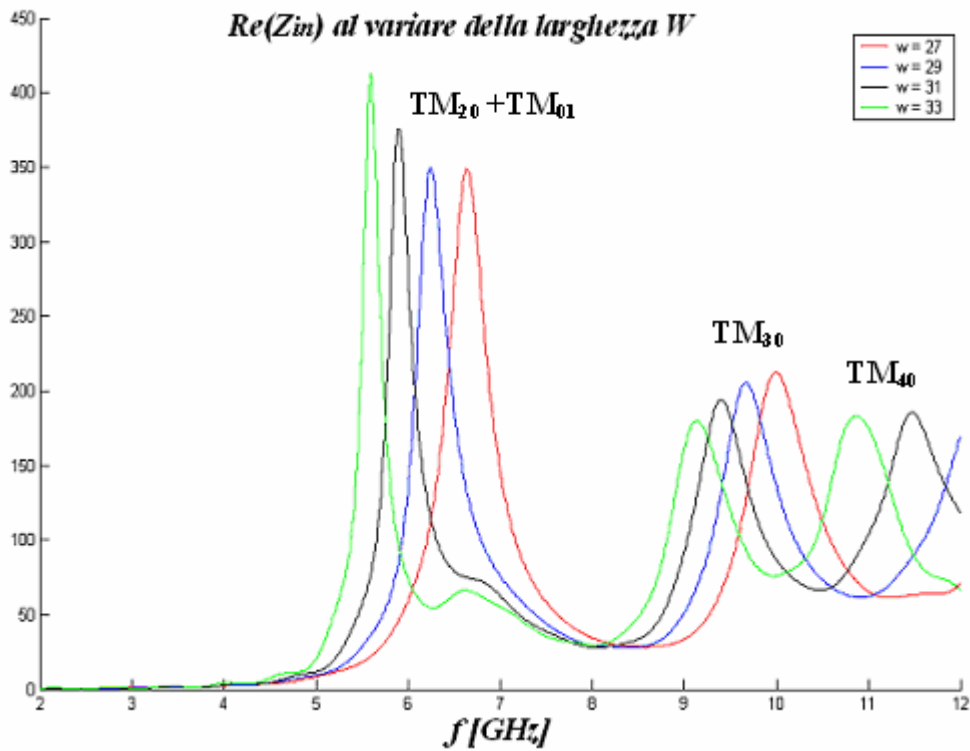


Figura 3.29: $Re(Z_{in})$ al variare della larghezza W.

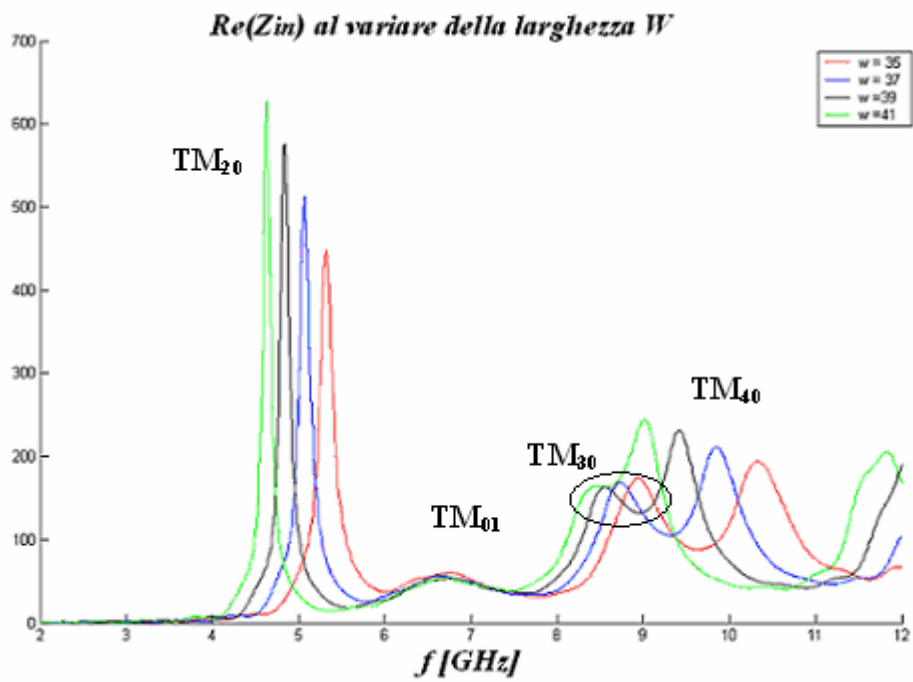


Figura 3.30: $Re(Z_{in})$ al variare della larghezza W.

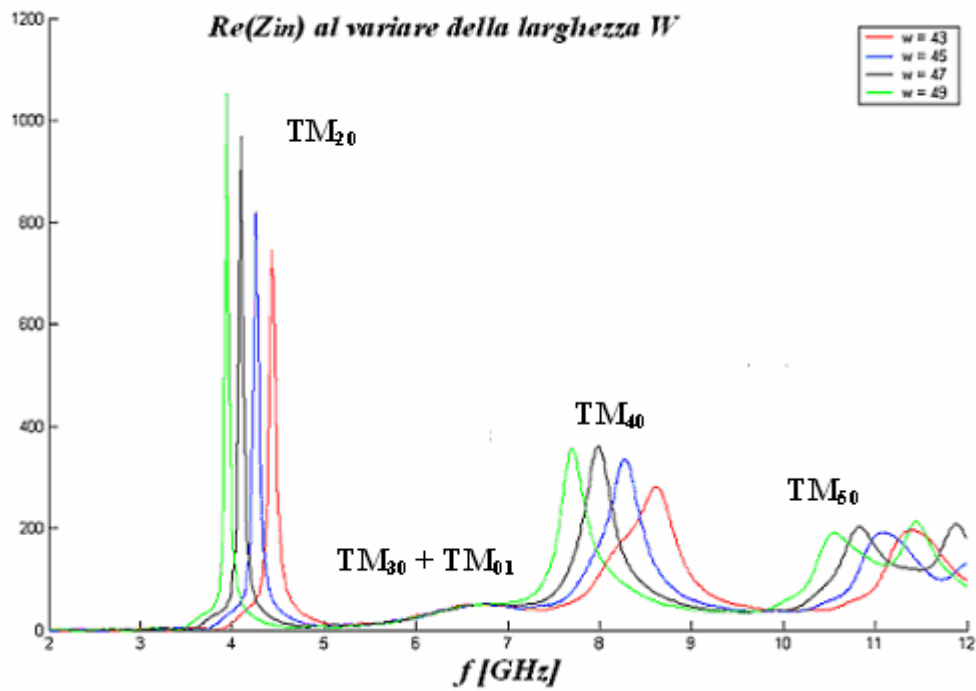


Figura 3.31: $Re(Z_{in})$ al variare della larghezza W .

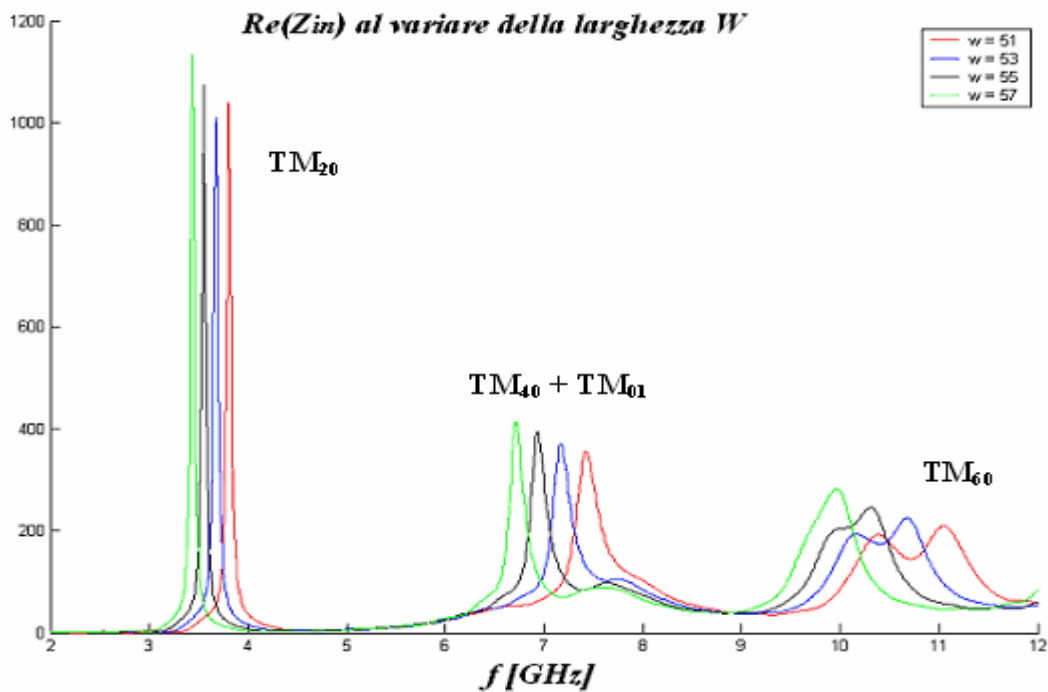


Figura 3.32: $Re(Z_{in})$ al variare della larghezza W .

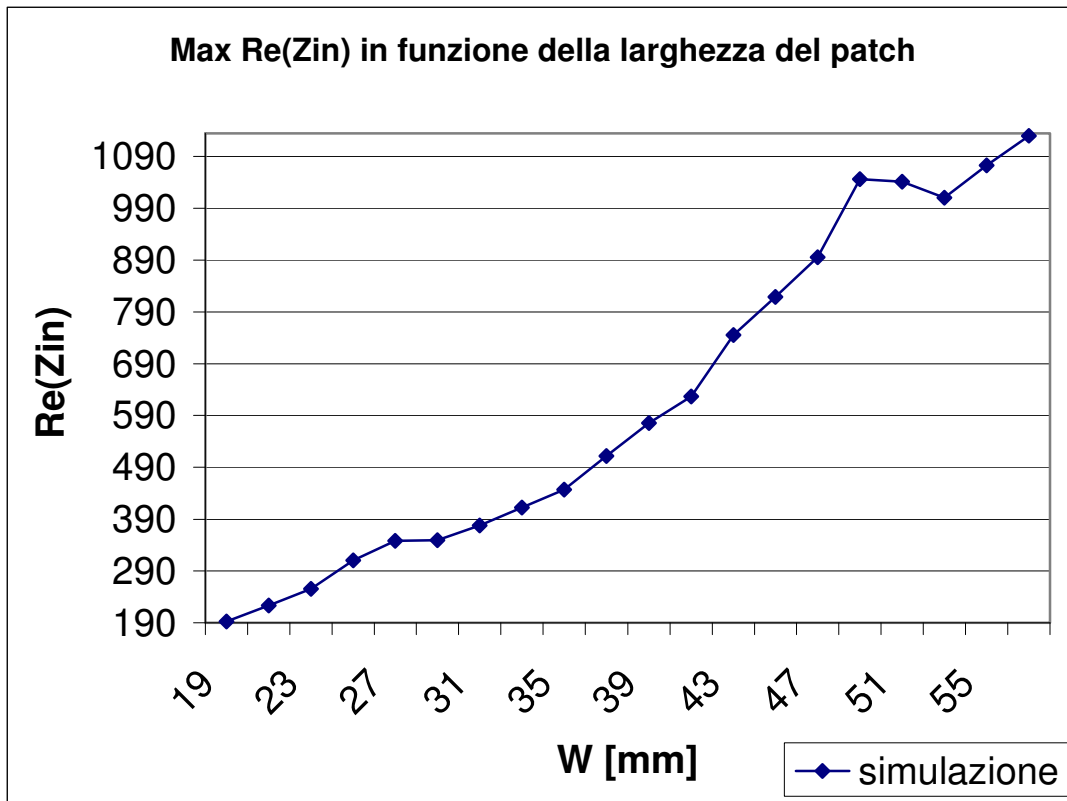


Figura 3.34: Max $Re(Z_{in})$ per il modo TM_{20} al variare di W .

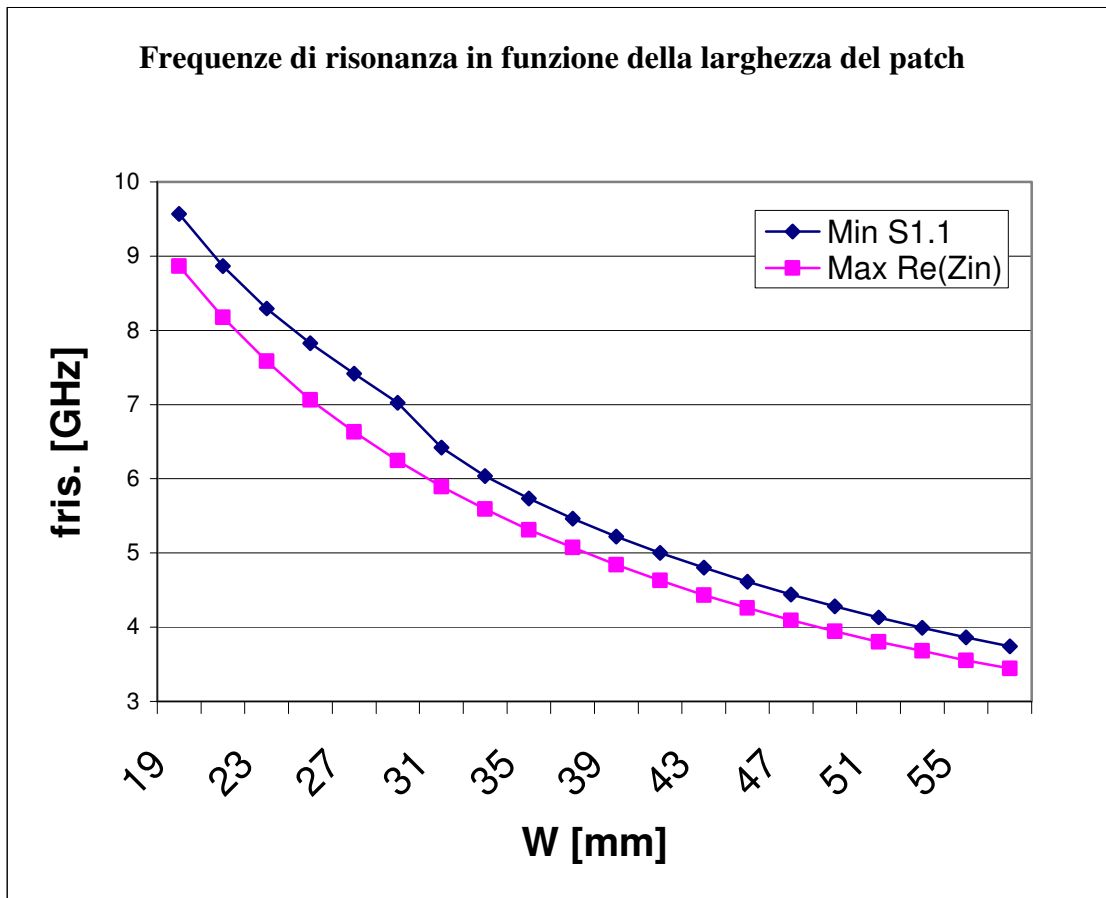


Figura 3.33: Frequenze di risonanza associate al modo TM_{20} al variare di W.

Capitolo 4

Confronti con la letteratura

4.1 Confronti tra diversi metodi di analisi nel calcolo delle frequenze di risonanza di antenne stampate rettangolari.

La maggior parte degli studi teorici e sperimentali riguardanti le antenne a microstriscia si sono rivolti in passato principalmente a strutture con lunghezza elettrica sottile. Recentemente si è rivolta l'attenzione anche su strutture radianti con un substrato elettricamente spesso.

Questo interesse è dovuto essenzialmente a due fattori:

1. Le antenne a microstriscia vengono impiegate sempre più spesso alle alte frequenze, e quindi a basse lunghezze d'onda, di conseguenza anche strutture con dimensioni fisiche del substrato molto ridotte diventano elettricamente spesse se comparate con la lunghezza d'onda.
2. Visto che le bande passanti di tali antenne sono generalmente molto strette, non si prestano per natura ad applicazioni a larga banda; si possono tuttavia migliorare le cose o aumentando il volume del substrato e del patch, oppure ricorrendo ad array di antenne alimentati opportunamente .

Nell'analisi svolta si è proceduto confrontando diversi modelli matematici nel calcolo delle frequenze di risonanza di nove antenne a microstriscia di differenti misure.

Per quanto riguarda le simulazioni al calcolatore, si è utilizzato il software commerciale "CST MICROWAVE STUDIO", paragonando poi i risultati con le misure effettuate in camera anecoica da Chang e Kara [8].

Le antenne sono state originariamente realizzate con un substrato prodotto dalla Rogers Corporation, il duroid 5870 PTFE (politetrafluoretilene) con le seguenti caratteristiche principali:

- Permittività nominale $\epsilon_r = 2.33$
- Rapporto di anisotropia $= 1.05$
- Fattore di perdita $\text{tg}\delta = 0.0012$

Tutte le strutture sono state alimentate in cavo coassiale SMA posto al centro del lato lungo del patch, ad una distanza dal bordo di 1.5mm. Il materiale usato per il cavo coassiale è stato il Teflon ($\epsilon_r = 2.2$), che insieme alle sue caratteristiche geometriche garantisce un'impedenza d'ingresso di 50 Ω . Infatti, scegliendo il raggio interno = 0.0635mm e quello esterno = 0.205mm, mediante la formula per il calcolo dell'impedenza caratteristica di un cavo coassiale si ricava la permittività del dielettrico appropriata.

$$Z_0 = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \cdot \ln\left(\frac{R_{ext}}{R_{int}}\right) \quad (4.1)$$

Le dimensioni del patch sono state scelte in modo tale da avere sempre $W/L \cong 1.5$.

Altre caratteristiche generali delle antenne esaminate sono:

- Altezza della metallizzazione del patch = 0.005mm
- Piano di massa di alluminio = 100mm × 100mm
- Altezza del substrato = 3.175mm

Per quanto riguarda le simulazioni al calcolatore, si sono confrontate diverse modalità di realizzazione. La struttura fisica delle antenne è stata modellata attenendosi scrupolosamente alle specifiche di progetto, sia nei materiali, sia nelle dimensioni dei vari componenti, sebbene siano state introdotte alcune necessarie approssimazioni nella scelta di opportune condizioni al contorno.

Generalmente la frequenza di risonanza di un'antenna a microstriscia è definita come quella frequenza in cui la reattanza dell'impedenza d'ingresso è uguale a zero.

Per antenne elettricamente sottili questo punto è ancora vicino alla frequenza dove la parte reale dell'impedenza di ingresso raggiunge il suo massimo.

Nell'analisi svolta da Chang [8], le curve della reattanza mostrano uno shift induttivo dovuto alla presenza dell'alimentazione in cavo coassiale che forava il substrato elettricamente spesso: infatti per alcune antenne la curva non passa mai per lo zero.

Per tali ragioni in [8] si è deciso di ridefinire la frequenza di risonanza come quel particolare valore nel quale l'impedenza d'ingresso dell'antenna raggiunge il suo massimo.

Per quanto riguarda la misura della frequenza di risonanza il parametro che gioca il ruolo più importante è certamente lo spessore elettrico del substrato.

Infatti nelle antenne esaminate il variare di questo parametro ha reso necessaria l'introduzione di una frequenza di risonanza normalizzata $f_{norm} = f_r / f_{r0}$, dove f_{r0} è la stima di ordine zero della frequenza di

risonanza, assumendo che il substrato sia infinitamente sottile e che il lato corto L del patch sia uguale a $\lambda_d / 2$.

Sapendo inoltre che $\lambda_d = c / (f_{r0} \sqrt{\epsilon_r}) = 2L$, f_{r0} può essere agevolmente calcolata come (L [cm], c [m/s]):

$$f_{r0} = \frac{15}{(L\sqrt{\epsilon_r})} \text{ GHz} \quad (4.2)$$

Si può notare dalla tabella seguente come la frequenza di risonanza normalizzata decresca all'aumentare dello spessore elettrico del substrato.

Tabella
Valori e

n. patch	W [cm]	L[cm]	f_{r0} [GHz]	f_{mis} [GHz]	f_{norm} [GHz]	h/λ_d
1	5.7	3.8	2.59	2.31	0.89	0.0373
2	4.55	3.05	3.22	2.89	0.90	0.0467
3	2.95	1.95	5.04	4.24	0.84	0.0685
4	1.95	1.3	7.56	5.84	0.77	0.0943
5	1.7	1.1	8.94	6.8	0.76	0.1098
6	1.4	0.9	10.92	7.7	0.71	0.1244
7	1.2	0.8	12.29	8.27	0.67	0.1336
8	1.05	0.7	14.04	9.14	0.65	0.1476
9	0.9	0.6	16.38	10.25	0.63	0.1655

4.1:

parametri concernenti le antenne in esame.

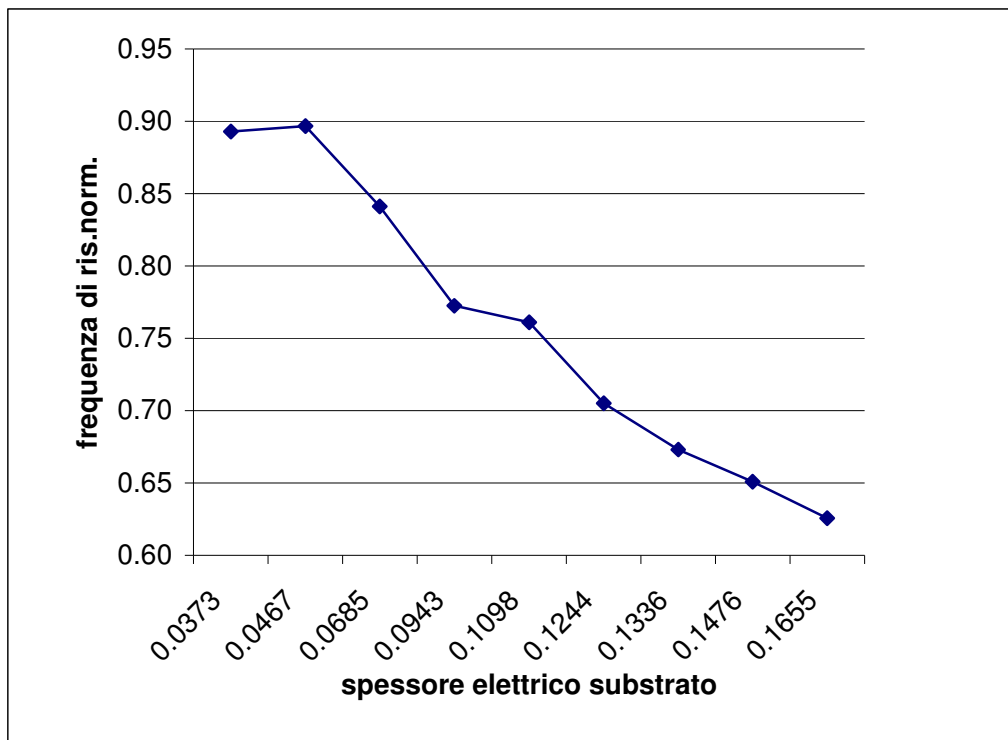


Figura 4.1: Frequenza di risonanza normalizzata al variare dello spessore elettrico del substrato.

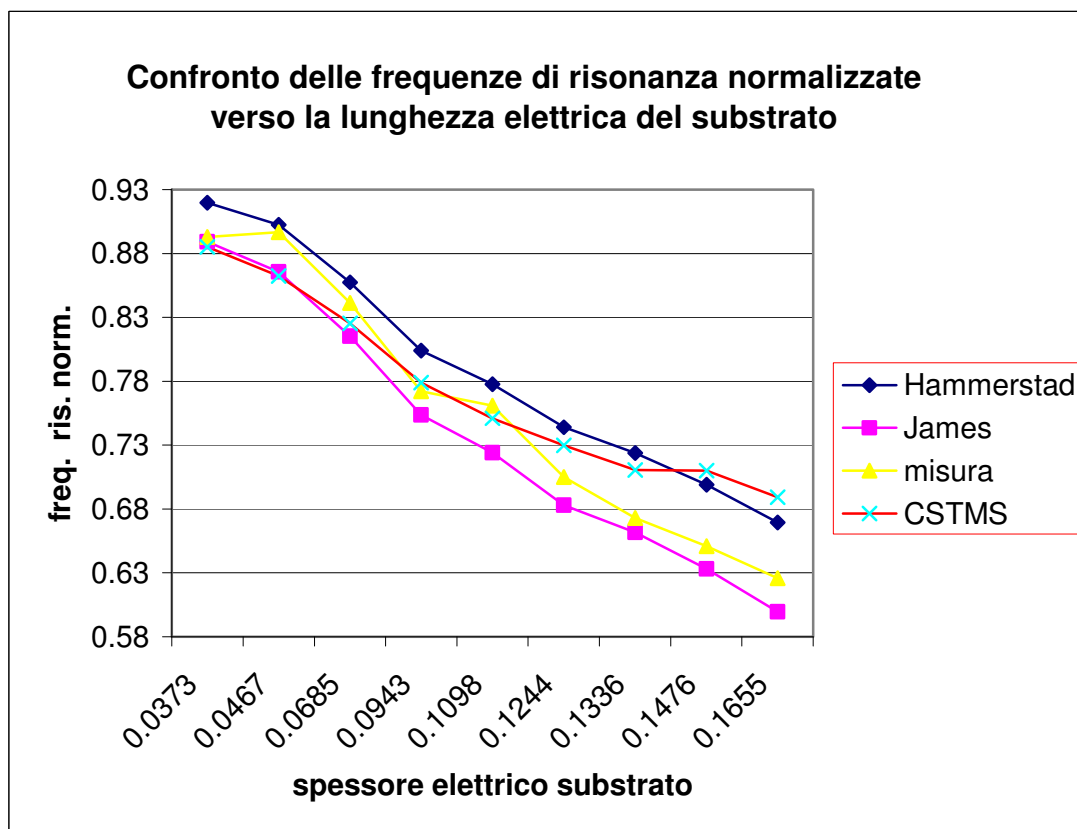


Figura 4.2: Frequenza di risonanza normalizzata in funzione dello spessore del substrato.

Per quanto riguarda le simulazioni al calcolatore, si è analizzato sia il caso di substrato isotropo, sia quello anisotropo.

<i>patch n.</i>	W	L	H	h/λ_d	<i>misura</i>
	mm	mm	mm		$f_{ris.}[GHz]$
1	57.00	38.00	3.175	0.0373	2.31
2	45.50	30.50	3.175	0.0467	2.89
3	29.50	19.50	3.175	0.0685	4.24
4	19.50	13.00	3.175	0.0943	5.84
5	17.00	11.00	3.175	0.1098	6.8
6	14.00	9.00	3.175	0.1244	7.7
7	12.00	8.00	3.175	0.1336	8.27

<i>patch n.</i>	<i>Pozar</i>	<i>James</i>	<i>Hammer.</i>	<i>MCM</i>	<i>Ensemble</i>	<i>MWM</i>	<i>CST(2)</i>	<i>CST(1)</i>
	$f_{ris}GHz$	$f_{ris}GHz$	$f_{ris}GHz$	$f_{ris}GHz$	$f_{ris}GHz$	$f_{ris}GHz$	$f_{ris}GHz$	$f_{ris}GHz$
1	2.37	2.30	2.38	2.38	2.38	2.34	2.29	2.33
2	2.9	2.79	2.91	2.90	2.90	2.88	2.78	2.85
3	4.27	4.11	4.32	4.30	4.37	4.25	4.16	4.23
4	5.94	5.70	6.08	6.02	6.11	5.90	5.89	6.00
5	6.74	6.47	6.95	6.87	6.94	6.81	6.71	6.83
6	7.81	7.46	8.13	8.01	8.79	7.72	7.97	8.05
7	8.51	8.13	8.89	8.78	9.74	8.27	8.73	8.88
8	9.32	8.89	9.82	9.66	10.70	9.17	9.97	10.09
9	10.31	9.82	10.97	10.76	11.66	10.31	11.29	11.5
8	10.50	7.00	3.175	0.1476	9.14			
9	9.00	6.00	3.175	0.1655	10.25			

Tabella 4.2a: Risultati delle misure effettuate da Chang [8].

Tabella 4.2b: Confronto tra diversi metodi di analisi.

CST(1) = caso di substrato isotropo per il “CST Microwave Studio”.

CST(2) = caso di substrato anisotropo per il “CST Microwave Studio”.

Sono stati calcolati gli errori percentuali relativi alle frequenze di risonanza misurate per ognuno dei nove patch come:

$$err.perc = \frac{|f_{ris.mis} - f_{ris.sim}|}{f_{ris.mis}} \cdot 100 \quad (4.3)$$

Da questi valori sono stati infine ricavati gli errori percentuali massimi e medi relativamente ad ogni metodo e ad ogni simulazione.

	<i>patch</i>								
	<i>n.</i>	<i>Pozar</i>	<i>James</i>	<i>Ham..</i>	<i>MCM</i>	<i>Ens.</i>	<i>MWM</i>	<i>CST(1)</i>	<i>CST(2)</i>
<i>err. perc.</i>	1	2.60	0.43	3.03	3.03	3.03	1.30	0.87	0.87
<i>err. perc.</i>	2	0.35	3.46	0.69	0.35	0.35	0.35	3.81	1.38
<i>err. perc.</i>	3	0.71	3.07	1.89	1.42	3.07	0.24	1.89	0.24
<i>err. perc.</i>	4	1.71	2.40	4.11	3.08	4.62	1.03	0.86	2.74
<i>err. perc.</i>	5	0.88	4.85	2.21	1.03	2.06	0.15	1.32	0.44
<i>err. perc.</i>	6	1.43	3.12	5.58	4.03	14.16	0.26	3.51	4.55
<i>err. perc.</i>	7	2.90	1.69	7.50	6.17	17.78	0.00	5.56	7.38
<i>err. perc.</i>	8	1.97	2.74	7.44	5.69	17.07	0.33	9.08	10.39
<i>err. perc.</i>	9	0.59	4.20	7.02	4.98	13.76	0.59	10.15	12.2
<i>err.perc.max</i>		2.90	4.85	7.50	6.17	17.78	1.30	10.15	12.20
<i>err.perc.medio</i>		1.46	2.88	4.39	3.31	8.43	0.47	4.12	4.47

Tabella 4.3: Errore percentuale per i diversi metodi di analisi.

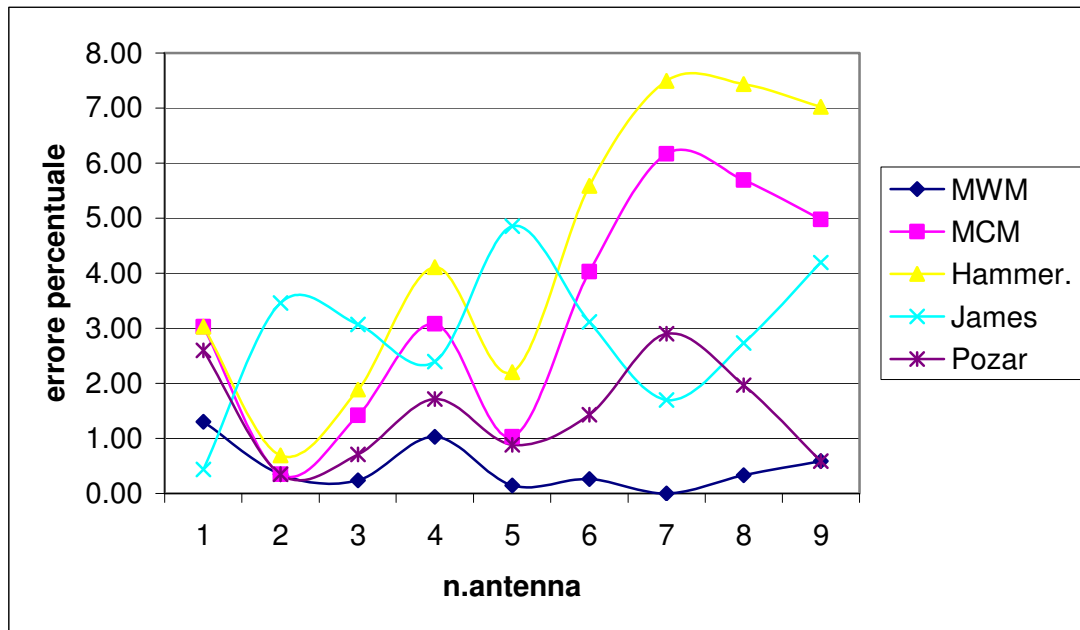
Le simulazioni con il CSTMS mostrano un errore percentuale medio del 4.12 % nel caso di substrato anisotropo e del 4.47 % in quello isotropo.

L'errore percentuale medio è nettamente inferiore a quello calcolato nel caso del simulatore "ENSEMBLE", che si aggira intorno all'8.43 %.

Tra i modelli matematici, il modello di James si dimostra più accurato del modello di Hammerstad, soprattutto quando il substrato diventa più spesso. Ciò è dovuto essenzialmente al fatto che l'Hammerstad comincia a perdere validità nel momento in cui h/λ_d risulta maggiore di 0.12.

Infine, il MWM (Modified Wolff Model) [10] si dimostra essere il modello più accurato, con un errore percentuale medio dello 0.47%, visto che non solo tiene conto dell'anisotropia, ma anche delle perdite.

Di seguito sono stati riportati alcuni grafici che confrontano gli errori percentuali nel calcolo delle frequenze di risonanza delle nove antenne.



Figura

4.3: Errore percetuale nel calcolo della frequenza di risonanza nei diversi metodi di analisi relativi ai modelli empirici.

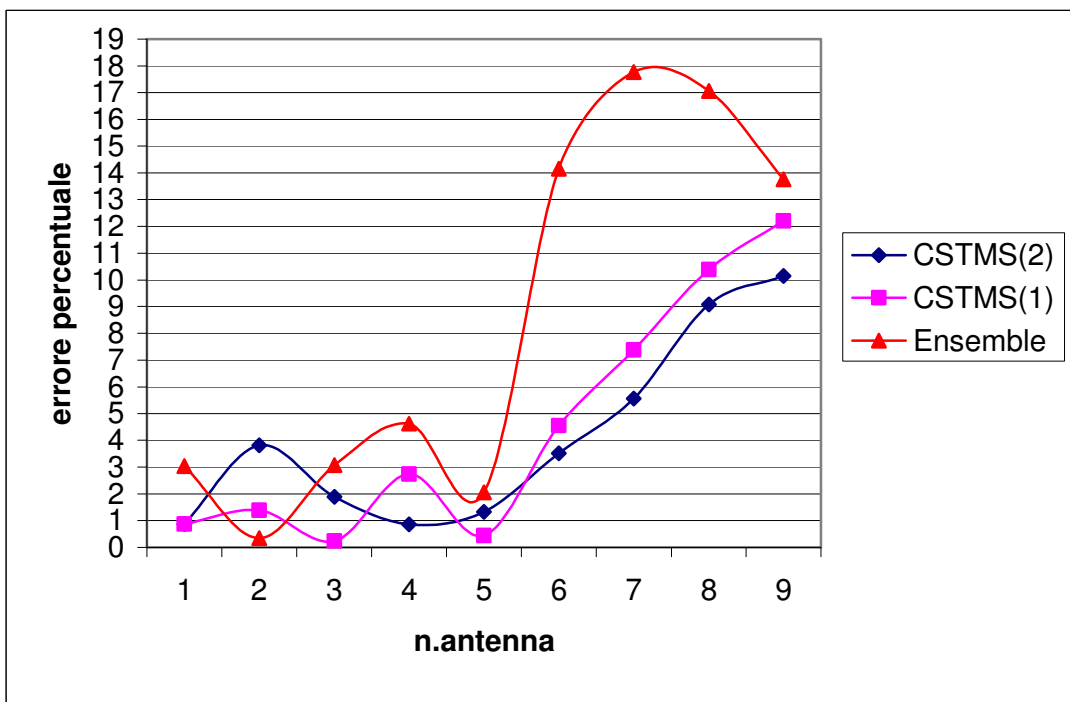


Figura 4.4:

Errore percentuale nel calcolo della frequenza di risonanza nei diversi metodi di analisi relativi ai simulatori.

4.2 Confronto tra il “Modified Wolff Model “ ed il “CST Microwave Studio”

In questa analisi sono stati confrontati i risultati ottenuti attraverso il MWM (Modified Wolff Model) in [11] verso quelli del CSTMS (CST Microwave Studio), nel calcolo della frequenza di risonanza e dell’impedenza d’ingresso di tre antenne patch dalle seguenti caratteristiche comuni:

- $W = 114.3\text{mm}$ (larghezza del patch)
- $L = 76.2\text{mm}$ (lunghezza del patch)
- $H = 1.59\text{mm}$ (altezza del substrato)
- $X_0 = 22.9\text{mm}$ (distanza del feed dal bordo del patch)

I tre patch si differenziano per la diversa anisotropia del substrato:

1. Patch A	$\epsilon_{xx} = 3.168$	$\epsilon_{zz} = 2.64$
2. Patch B	$\epsilon_{xx} = 2.640$	$\epsilon_{zz} = 2.64$
3. Patch C	$\epsilon_{xx} = 2.112$	$\epsilon_{zz} = 2.64$

Tabella 4.4: anisotropia nei diversi patch.

Essendo stato introdotto un tensore per l’anisotropia uniassiale del substrato del tipo:

$$\epsilon_r = \begin{bmatrix} \epsilon_{xx} & \epsilon_{xx} & \epsilon_{xz} \\ \epsilon_{xx} & \epsilon_{xx} & \epsilon_{xz} \\ \epsilon_{xz} & \epsilon_{xz} & \epsilon_{zz} \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

si assume quindi che il materiale del substrato abbia la stessa permittività lungo le direzioni x ed y, che individuano il piano su cui giace il patch, mentre la direzione z sarà considerata perpendicolare al piano xy.

Per quanto riguarda le simulazioni con il CSTMS, si è analizzato il caso di substrato anisotropo, introducendo però una ϵ_{req} definita in [11] come:

$$\epsilon_{req} = \sqrt{\epsilon_{xx} \cdot \epsilon_{zz}} \quad (4.5)$$

In questo modo le nuove permittività relative equivalenti sono diventate:

1. Patch A $\epsilon_{req} = 2.892$
2. Patch B $\epsilon_{req} = 2.640$
3. Patch C $\epsilon_{req} = 2.361$

Il grafico seguente mostra la parte reale ed immaginaria dell'impedenza d'ingresso delle tre antenne. Si è considerata come frequenza di risonanza quel particolare valore in cui vi è un massimo della parte reale dell'impedenza come in [8].

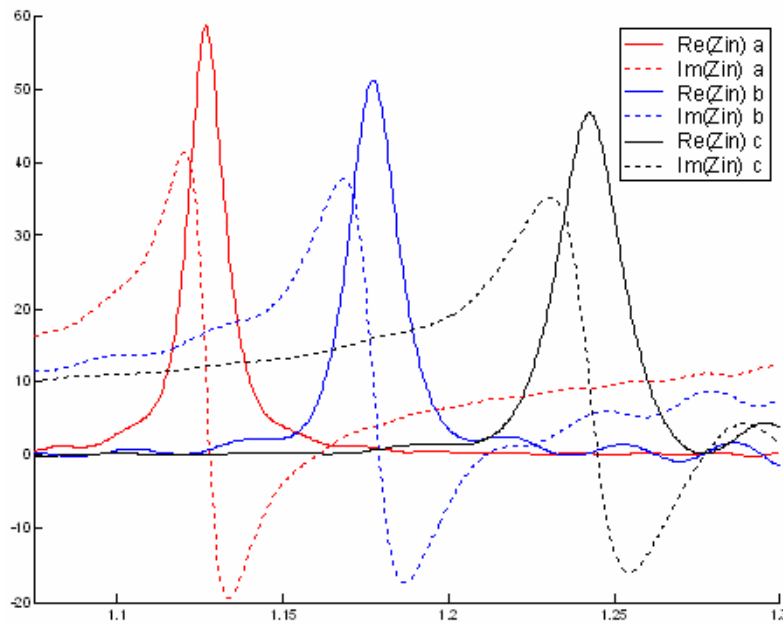


Figura 4.5: Parte reale ed immaginaria dell'impedenza d'ingresso nei diversi patch.

Tali risultati sono in accordo con quelli ottenuti mediante il MWM.

Infatti nel calcolo della frequenza di risonanza possiamo notare un errore percentuale medio dell'1%.

patch	ϵ_{req}	fris[GHz]			Re(Z) [Ω]		Im(Z)[Ω]	
		MWM	CSTMS	err.rel%.	MWM	CSTMS	MWM	CSTMS
a	2.892	1.1380	1.1267	0.9930	55	58.54	40	41.38
b	2.640	1.1880	1.1772	0.9933	54	51.14	37	37.78
c	2.361	1.2560	1.2426	1.0669	49	46.64	35	35.25

Tabella 4.5a: Confronto tra diversi metodi di analisi.

err.rel.%.	patch	Re(Z)	Im(Z)
c		4.82	0.71
a		6.44	3.45
b		5.30	2.11

Tabella 4.5b: Confronto tra diversi metodi di analisi.

Per quanto riguarda l'impedenza d'ingresso, l'errore percentuale medio è del 6.27% per la parte reale e del 2.09 % per la parte immaginaria.

Appendice A

Caratteristiche del “CST Microwave Studio”

A.1 Il “CST MICROWAVE STUDIO”

Il “CST MICROWAVE STUDIO” è uno dei migliori software commerciali per l'analisi elettromagnetica nel range delle alte frequenze.

Tale programma semplifica il procedimento di definizione della struttura da analizzare tramite un'accurata interfaccia grafica.

Dopo l'inserimento della struttura, prima di iniziare la simulazione, viene avviato automaticamente un processo di generazione della mesh.

Il simulatore utilizza il metodo “PBA” (Perfect Boundary Approximation), l'algoritmo “FIT” (Finite Integration Technique), e la “TST” (Thin Sheet Technique), consentendo così di raggiungere accuratezza nei risultati superiori di un ordine di grandezza a quelli ottenuti dai simulatori convenzionali.

Dato che nessun metodo di analisi lavora alla stessa maniera nei diversi campi di applicazione, il software CSTMS dispone di quattro diverse tecniche: analisi in transitorio, analisi nel dominio della frequenza, eigenmode solver, analisi modale.

La modalità più flessibile è sicuramente quella di analisi in transitorio, da cui si può ottenere il comportamento a larga banda della struttura in un colpo solo.

Questo tipo di simulazione è particolarmente indicata per i connettori, le linee di trasmissione, i filtri e le antenne.

Tuttavia, la progettazione dei filtri necessita anche di un'accurata analisi modale, ottenibile paraltro mediante l'eigenmode solver.

L'analisi nel dominio del tempo comincia a diventare meno efficiente nei problemi a bassa frequenza, dove la struttura è più piccola di una lunghezza d'onda.

In questi casi è preferibile una simulazione nel dominio della frequenza, ristretta soltanto alle frequenze d'interesse.

Il software è principalmente basato sul "FIT", un algoritmo matematico che prevede una completa discretizzazione della struttura in esame.

A.2 L'algoritmo "FIT"

FIT è l'acronimo di "Finite Integration Technique", uno dei migliori metodi di discretizzazione numerica per la simulazione di campi elettromagnetici che da oltre 25 anni si è dimostrato un indispensabile strumento di analisi e sintesi nei più svariati ambiti applicativi.

L'idea chiave alla base di questa tecnica fu l'uso durante la discretizzazione matematica del problema, della forma integrale delle equazioni di Maxwell piuttosto che della forma differenziale.

Questa prima intuizione si dimostrò essere corretta e ricca di vantaggiosi algoritmi numerici che solo ultimamente hanno visto riconfermata la loro validità teorica, specie se rapportati ad un metodo storicamente differente come il ben noto "FEM"

(Finite element method). La FIT fu per la prima volta proposta da Weiland nel 1977

[12] come un metodo per la soluzione delle equazioni di Maxwell nel dominio della frequenza.

Con la FIT nacquero i primi algoritmi in grado di calcolare le costanti ed i modi di propagazione in una guida d'onda di forma qualsiasi insieme all'analisi di materiali con perdite. Fu inoltre il primo algoritmo agli autovalori capace di eliminare tutti i modi spuri, precedendo di oltre dieci anni il metodo FEM. Solamente nel 1980 guadagnò fama internazionale come strumento indispensabile alla simulazione di problemi legati agli acceleratori di particelle, mediante un'accurata analisi in transitorio di cariche in moto ad energie ultra-relativistiche.

Nel 1983 cominciò un progetto di collaborazione chiamato "MAFIA" acronimo di "Solving Maxwell's equations with the Finite Integration Algorithm", che coinvolgeva un consorzio di università, istituti di ricerca e laboratori di elettromagnetismo in più di 26 stati.

Nel 1985 i fondamenti teorici della FIT furono inseriti di diritto nella letteratura internazionale ufficiale dove fu presentata in forma chiusa la sua prima rappresentazione matriciale, insieme alla dimostrazione della ortogonalità dei modi statici o risonanti calcolati numericamente.

MAFIA divenne il primo e unico codice per l'analisi di strutture risonanti in 3D e di tutti quei problemi legati alla fisica delle particelle, i quali, non potendo tollerare errori, trovarono nella simulazione un valido alleato consentendo di risparmiare in costi ed in sicurezza. Intorno al 1987 fu presentata la prima applicazione della FIT alla mesh triangolare; uno sviluppo pionieristico si ebbe nella simulazione delle condizioni al contorno nelle guide d'onda consentendo un'accurato calcolo dei

parametri S a banda larga partendo dall’analisi nel dominio del tempo. Tuttavia il primo algoritmo di subgridding veramente stabile fu presentato solamente nel 1995.

E’ importante sottolineare che ancora oggi questi potenti algoritmi sono oggetto di ricerca, visto che una completa visione d’insieme del problema fu affrontata rigorosamente solo nel 1998.

In definitiva la FIT genera un’esatta rappresentazione algebrica equivalente delle equazioni di Maxwell, che garantisce un mantenimento delle proprietà fisiche dei campi in uno spazio discreto, che conduce quindi rigorosamente ad un’unica soluzione.

Le equazioni di Maxwell e quelle relative alle proprietà dei materiali sono trasformate sapientemente dallo spazio fisico continuo a quello discreto allocando i campi elettrici sugli spigoli di una griglia cubica ed i campi magnetici su di una griglia duale mentre le induzioni sono perpendicolari alle facce come da figura:

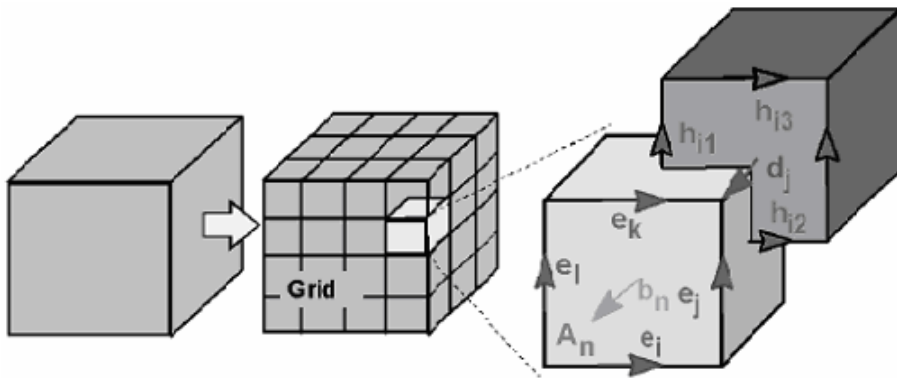


Figura A.1: Procedimento di subgridding relativo al metodo “FIT”.

Come detto, si preferisce utilizzare la forma integrale delle equazioni di Maxwell, visto che verrà definito un dominio di integrazione finito in grado di racchiudere completamente il problema elettromagnetico preso in esame, producendo un’ appropriata mesh che insieme alla sua duale ortogonale ci consente di risolverlo esattamente e con un relativamente basso costo computazionale .

$$\oint_{\partial A} \vec{E} \cdot d\vec{s} = -\int_A \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot d\vec{A}, \quad \oint_{\partial A} \vec{H} \cdot d\vec{s} = \int_A \left(\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{J} \right) \cdot d\vec{A} \quad (\text{A.1, A.2})$$

$$\oint_{\partial V} \vec{D} \cdot d\vec{A} = -\int_V \rho \, dV, \quad \oint_{\partial V} \vec{B} \cdot d\vec{A} = 0 \quad (\text{A.3, A.4})$$

Ora le equazioni di Maxwell saranno formulate per tutti gli spigoli dei singoli cubetti come da figura:

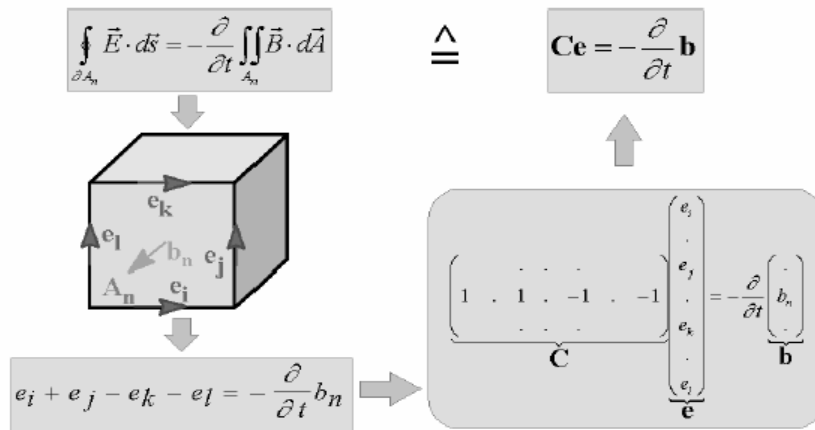


Figura A.2: Riformulazione delle equazioni di Maxwell.

A questo punto bisogna dire che la discretizzazione spaziale di algoritmi numerici può in genere implicare un'instabilità a lungo termine, tuttavia il metodo FIT non è affetto da questi problemi visto che viene tenuta in conto la conservazione della densità di carica e dell'energia. Come dimostrato, la formulazione FIT è un metodo molto generale e può quindi essere applicato ad un vasto range di frequenze, dalla DC alle alte frequenze.

Bisogna inoltre ricordare che la FIT può essere rivista nel dominio del tempo come un classico FDTD "Finite Difference time domain method" che insieme ad una modellizzazione geometrica di tipo FEM e grazie all'aggiunta della PBA (perfect boundary approximation) conduce ai migliori risultati ottenibili.

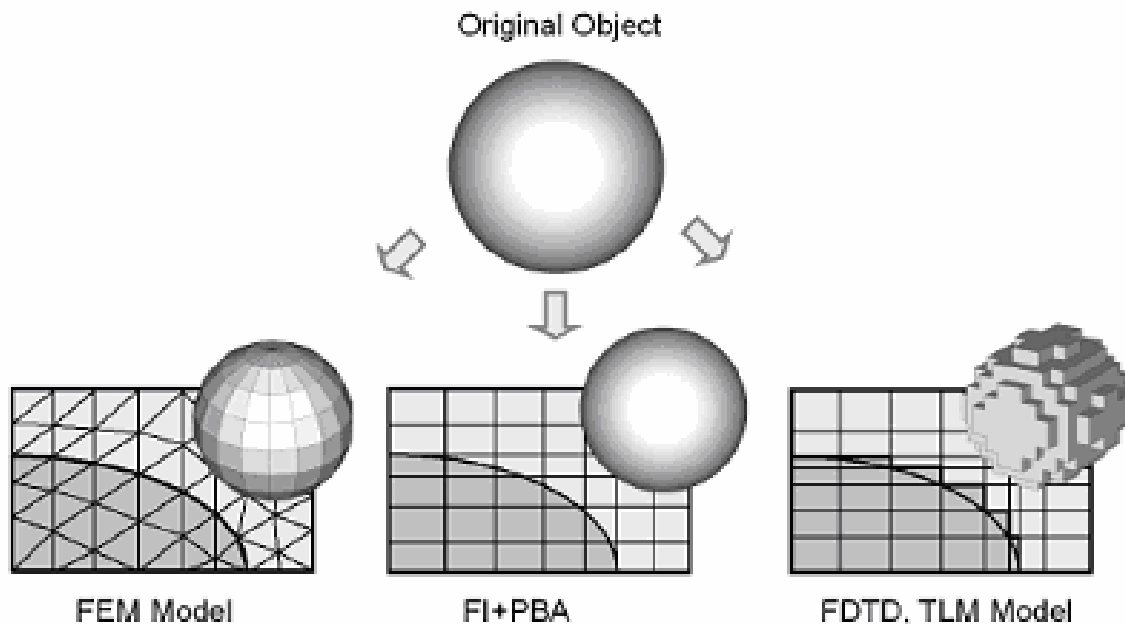


Figura A.3: Processo di generazione della mesh.

A.3 Generazione della mesh in “CST MICROWAVE STUDIO”

Dopo aver realizzato attraverso un apposito CAD, oppure con l’interfaccia grafica del “CST Microwave Studio” la geometria desiderata, completa delle alimentazioni e delle condizioni al contorno, il modello può ora venire trasformato dal software in un formato adeguato ai fini della discretizzazione “FIT”.

I metodi di realizzazione della mesh sono molto importanti sia dal punto di vista dell’accuratezza dei risultati, sia per quanto riguarda i tempi di simulazione.

Vi sono tre metodi principali di definire una mesh [13]:

1. manuale
2. automatica
3. adattativa

Mesh manuale

Una mesh manuale può essere definita in qualsiasi momento, anche prima della modellizzazione geometrica del problema. Tuttavia bisogna stare attenti a considerare tutte quelle parti che necessitano di una mesh “ad hoc”. Questo è stato storicamente uno dei primi metodi utilizzabili, che tuttavia non può certo competere con le moderne tecniche di “mesh fitting”.

Mesh automatica

Questo è senza dubbio la modalità standard per affrontare problemi di ogni genere, ed è utile specialmente nelle geometrie complesse ed in quelle curve, dove una mesh manuale è improponibile.

Mesh adattativa

La mesh adattativa procede avviando ripetutamente più simulazioni, che confrontate tra di loro influenzano il successivo passo. Infatti vengono individuate le regioni dello spazio sotto analisi che hanno il più alto gradiente del campo, e lì il software opera un infittimento della mesh.

Se la deviazione tra i risultati ottenuti durante più passi scende sotto un’opportuna soglia di accuratezza definita in precedenza dall’utente, il procedimento adattativo si arresta.

Sebbene tutto ciò migliori sicuramente i risultati, bisogna tener presente che a farne le spese sono i tempi di simulazione. Bisogna quindi trovare un buon trade-off tra l'accuratezza dei risultati ed i costi computazionali.

È importante ricordare che una mesh più accurata conduce sempre a risultati convergenti, e questa peculiarità è stata il principale artefice del successo del CST.

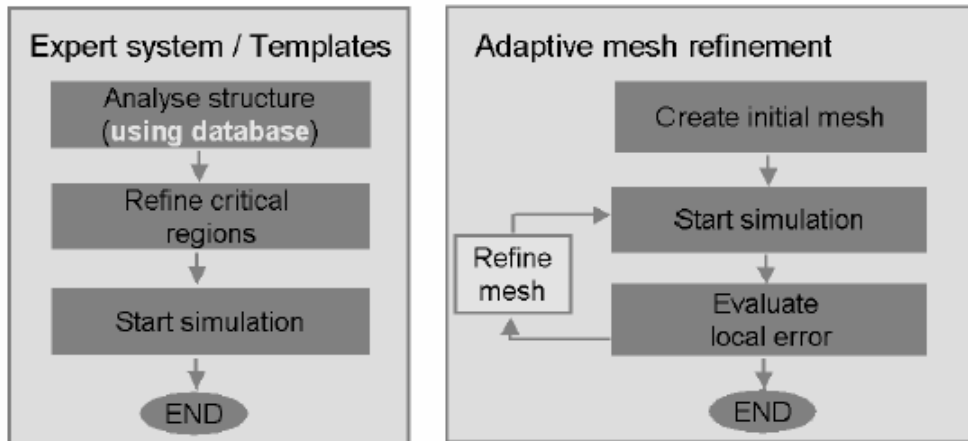


Figura A.4: Algoritmo per la creazione della mesh adattativa.

Il successo di queste tecniche di discretizzazione spaziale è intrinsecamente legato alla potenza del metodo “FIT” che oggi ha reso possibile l'adozione di una mesh esaedrica di tipo non-ortogonale per la simulazione di tutte quelle strutture che un tempo non potevano nemmeno essere prese in considerazione, dato che nessun algoritmo riusciva a portare verso una soluzione univoca e convergente.

Un esempio di ciò può essere la simulazione di una guida d'onda “twisted”, che grazie alla mesh non-ortogonale necessita di un numero di celle relativamente basso.

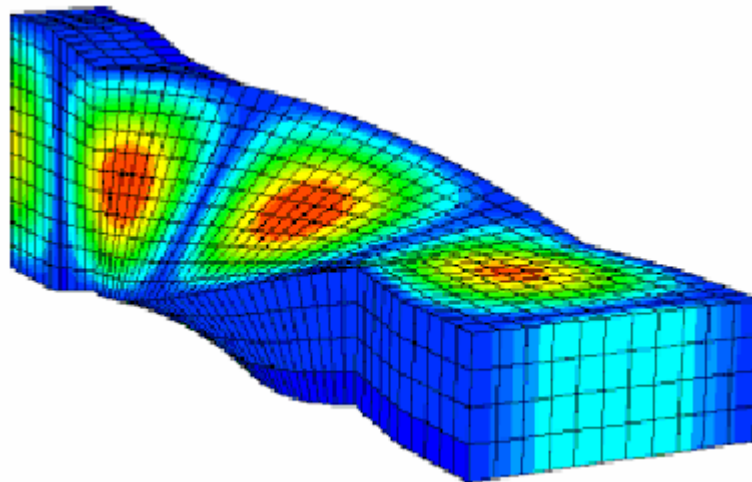


Figura A.5: Esempio di mesh non-ortogonale.

Questi recenti sviluppi nelle tecniche di sub-gridding hanno reso possibile anche la ridefinizione locale della mesh in maniera del tutto automatica, nelle regioni in cui si riscontrano brusche variazioni delle densità di energia, e in tutte quelle situazioni dove vi sono piccolissimi dettagli geometrici che non possono essere ignorati ai fini del calcolo delle grandezze elettromagnetiche in questione. Ad esempio è possibile notare come sia delicata l'analisi di un'antenna ad elica, e come il software trovi la migliore delle soluzioni possibili non tralasciando alcun particolare.

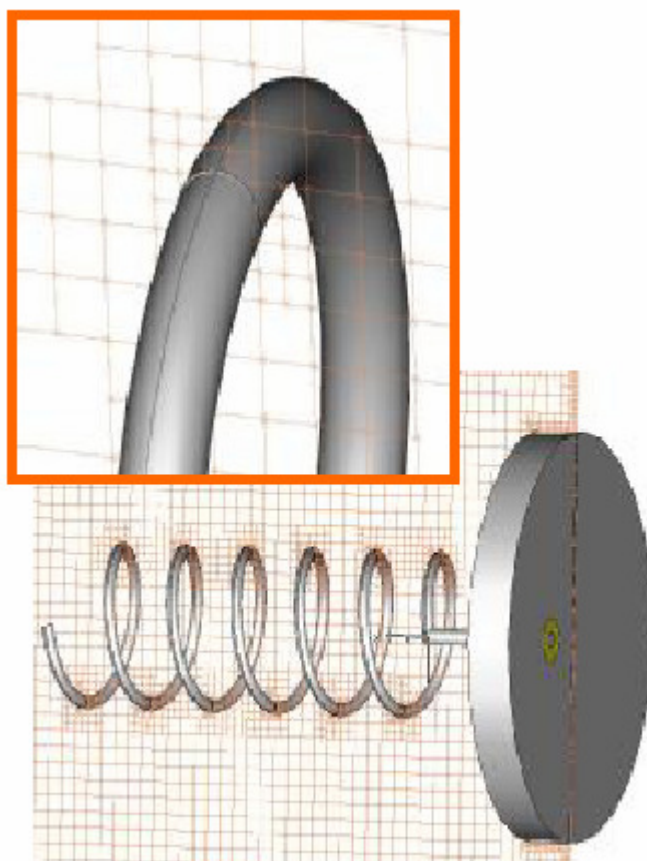


Figura A.6: Creazione della mesh per un'antenna ad elica.

Appedice B

Guida al “CST MICROWAVE STUDIO”

B.1 Interfaccia grafica

La figura seguente mostra uno screenshot della finestra principale del programma:

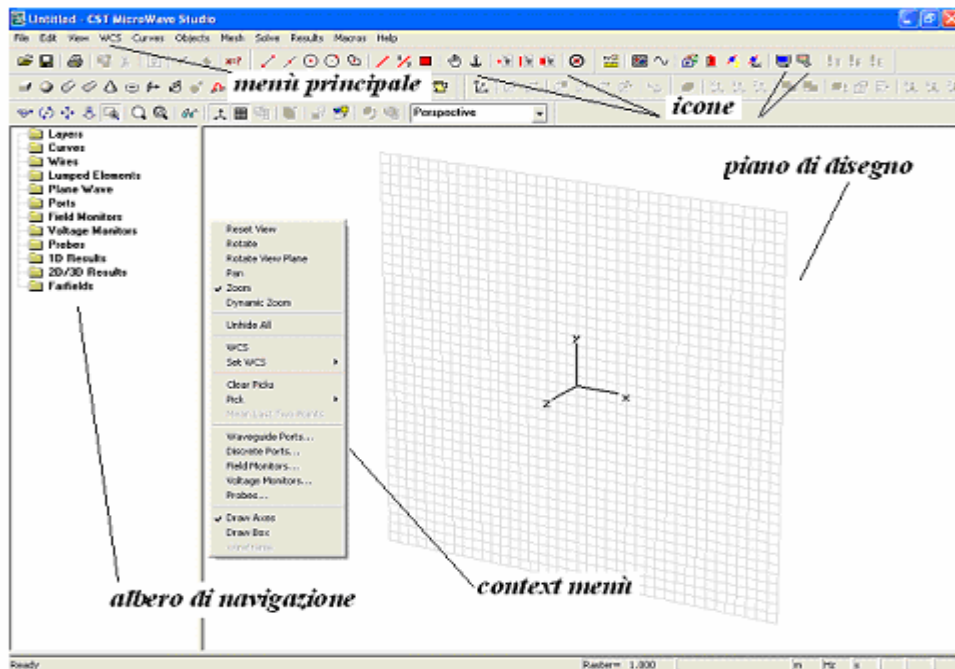


Figura B.1: Screenshot della finestra principale del “CST Microwave Studio”.

L’albero di navigazione consente l’accesso ai diversi elementi della struttura realizzata, consentendo inoltre di consultare i risultati della simulazione in qualsiasi momento [14].

Il “context menù” permette di utilizzare i comandi usati più spesso in relazione al particolare contesto in cui ci si trova.

Il piano di disegno permette di realizzare strutture e modelli tridimensionali semplicemente utilizzando il mouse, che sebbene sia un puntatore bidimensionale, permette lo spostamento sui piani ortogonali d’interesse.

Le icone sono shortcut per alcune delle funzionalità più comuni nella realizzazione e simulazione del modello.

Per riuscire a costruire strutture complesse è necessario scomporle in forme primitive più semplici. Sono quindi disponibili per default maschere per la creazione dei più comuni solidi tridimensionali (figura B.2).

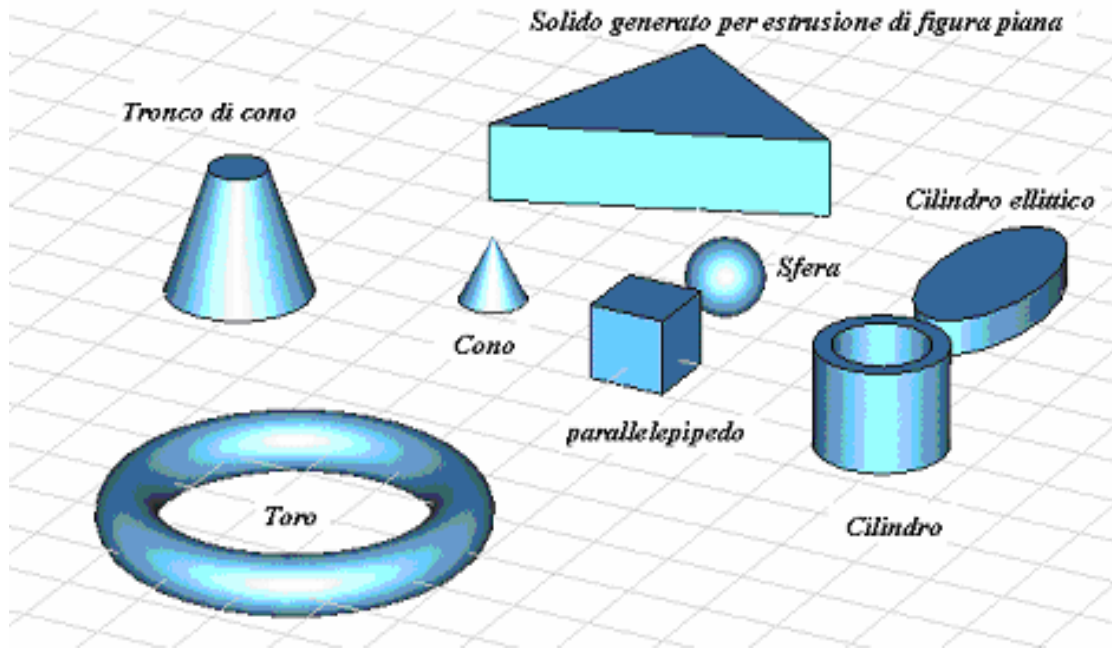
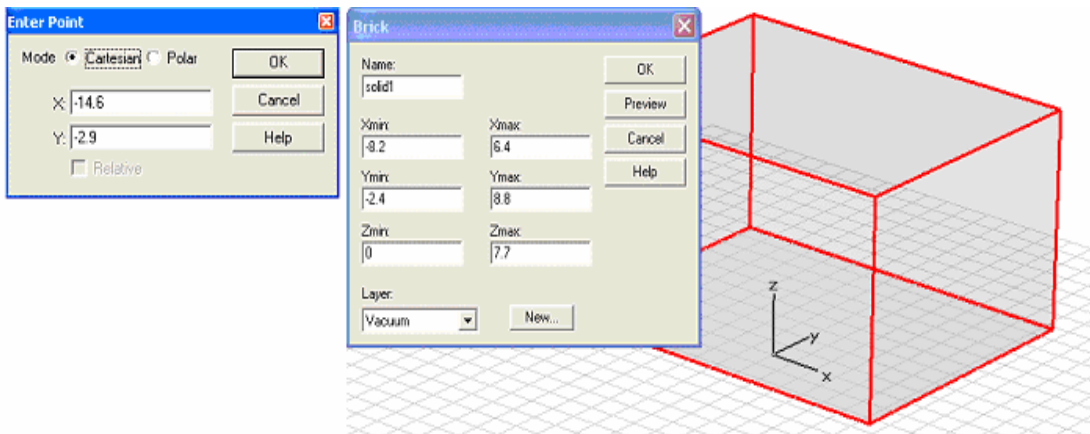


Figura B.2: Creazione guidata di solidi.

Se ad esempio scegliamo dal menù icone  sarà avviata la creazione guidata di un parallelepipedo.

Si potranno scegliere i punti nel piano atti ad individuare il rettangolo di base semplicemente cliccando su di essi, mentre successivamente saremo invitati ad impostare l'altezza.

Qualora sia necessario una gran precisione nelle dimensioni della struttura sarà possibile selezionare i punti d'interesse premendo il tasto **tab** per ogni digitazione; è possibile inoltre scegliere tra coordinate cartesiane o polari (figura B.3).



Figura

B.3: Esempio di creazione di un parallelepipedo.

Dopo l'inserimento dei dati sarà mostrata una finestra di conferma, dove si dovrà dare un nome alla struttura e specificare di quale materiale deve essere fatto.

Il **layer** (materiale) di default è il vuoto, e attraverso l'opzione "new" è possibile specificare le caratteristiche del materiale desiderato (figura B.4).

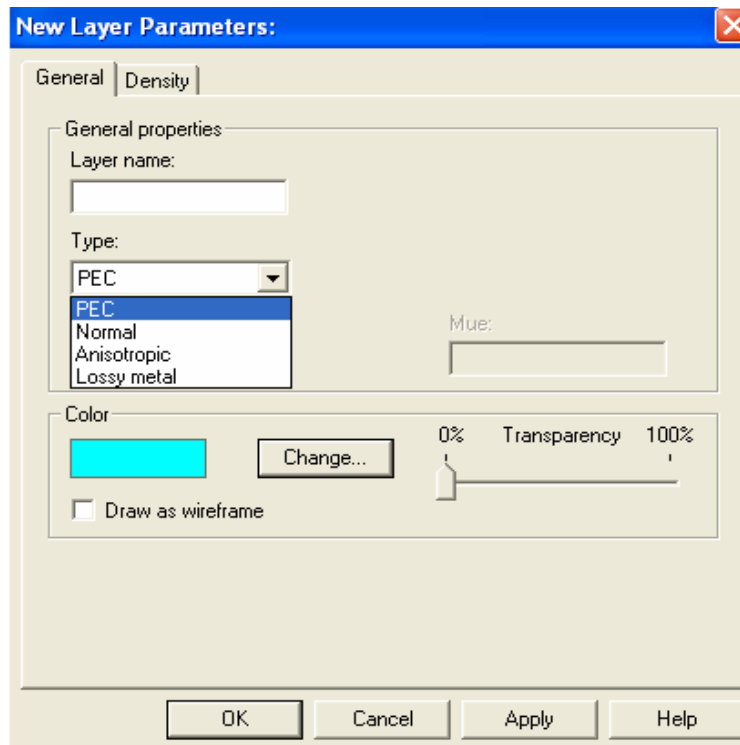


Figura B.4: Definizione del materiale da utilizzare.

Il materiale può essere di diversi tipi: isotropo, anisotropo, conduttore elettrico perfetto (P.E.C.), metallo con perdite.

Nel caso di materiale anisotropo è possibile specificare lungo quale direzione c'è anisotropia; si può impostare inoltre il fattore di perdita, per i materiali con una parte immaginaria della permittività.

Dopo aver dato un nome al layer, avendo impostato i valori opportuni di permittività elettrica e permeabilità magnetica, sarà possibile scegliere un colore per il materiale.


Successivamente tutte le strutture con lo stesso colore indicheranno la presenza dello stesso layer.


B.2 Cambio della visuale


La visuale può essere cambiata semplicemente muovendo il mouse tenendo premuto il pulsante sinistro, in relazione alla modalità di visualizzazione corrente.

Sono disponibili le seguenti modalità:


Rotate: la struttura sarà ruotata in modo da avere una visione tridimensionale. 


Rotate view plane: la struttura sarà ruotata bidimensionalmente sul piano. 

Pan: la struttura sarà traslata nel piano dello schermo. 

Dynamic zoom: muovendo il mouse si potrà aumentare o diminuire lo zoom. 

Zoom: si potrà ingrandire una porzione delimitata della struttura. 

Reset view: con queste due modalità si potrà resettare la visuale automatica. 

Con la modalità **wireframe** sarà possibile guardare all'interno delle strutture realizzate, visto che saranno visualizzati solo i bordi esterni (figura B.5). 

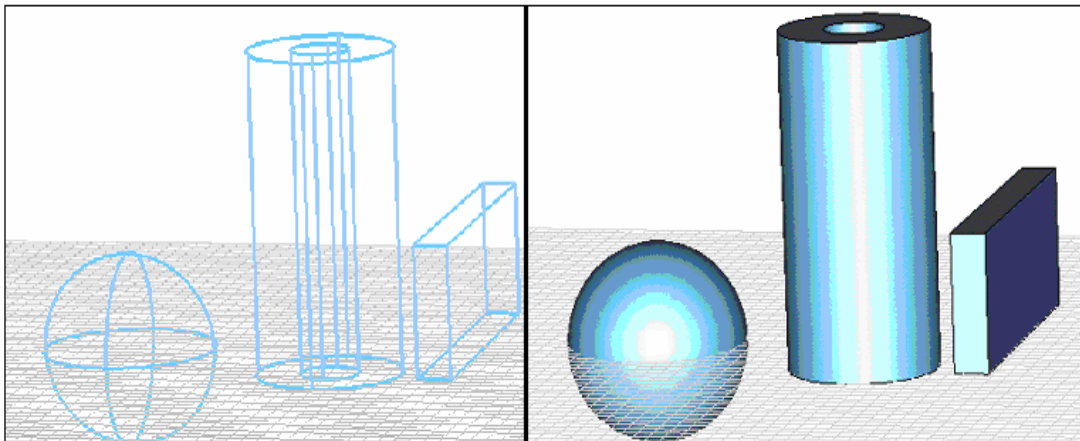



Figura B.5: Modalità di visualizzazione “wireframe”.

Con la modalità **cutting plane** (figura B.6) si potranno realizzare sezioni delle strutture precedentemente realizzate, scegliendo opportunamente i piani di sezione d'interesse. 

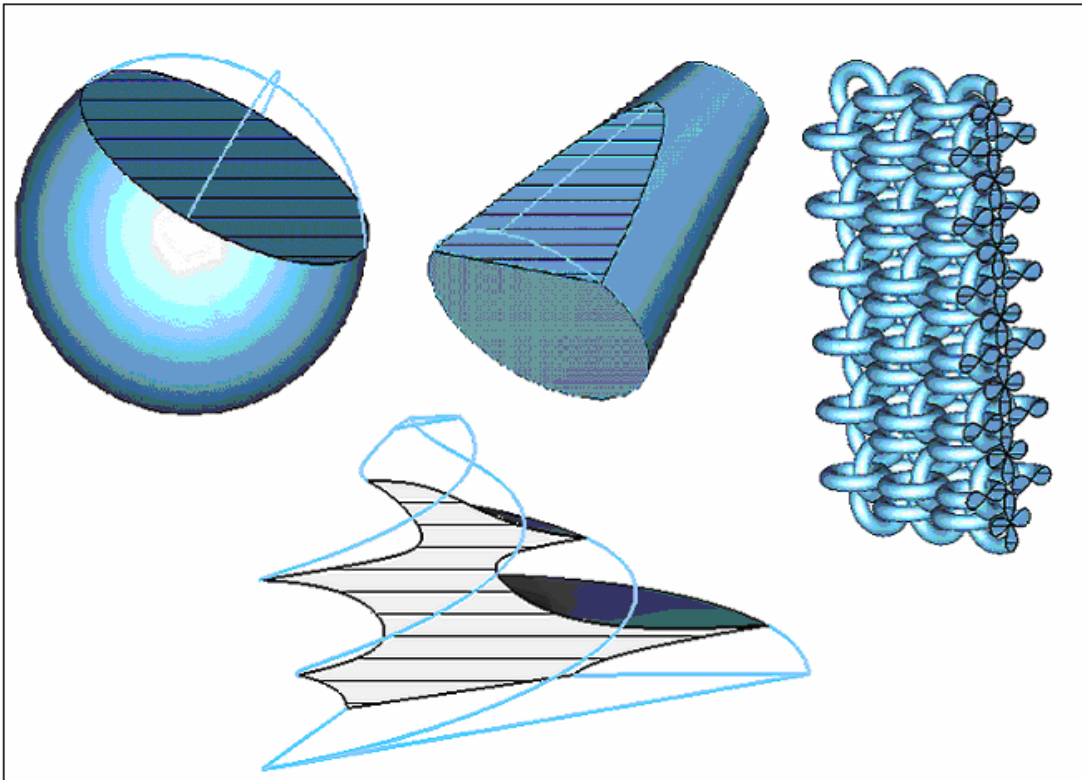


Figura B.6: Modalità “cutting plane”.

B.3 Selezione di facce, spigoli e vertici

In molte situazioni occorre compiere operazioni su elementi precisi dei solidi.

Se ad esempio si vuole avviare un'operazione di estrusione di una faccia di un solido,

non si deve fare altro che selezionare dalla barra 

l'icona **pick-face**; in questo modo la faccia scelta sarà pronta per l'estrusione.

Si dovrà specificare l'altezza del solido da generare e l'angolo di svasatura (figure B.7, B.8). Come ulteriore comando si potrà impostare un angolo di torsione.

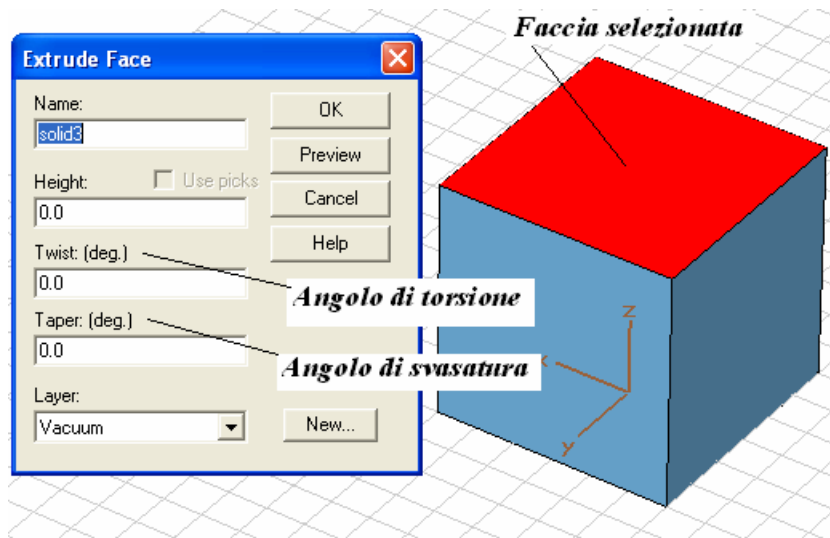


Figura B.7: Esempio di estrusione di una figura piana.

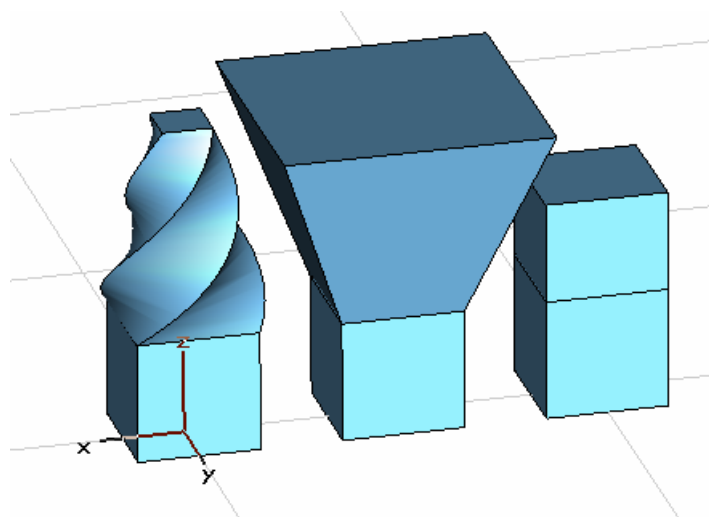


Figura B.8: Differenti modalità di estrusione.

Se si vuole agire sugli spigoli di un solido si utilizzerà il comando **pick-edges**.

Infatti le operazioni di blending (smussatura), funzionano a meno della selezione di spigoli opportuni insieme ad un raggio di smussatura appropriato.

Mediante il comando **blend-edge** si ottiene una smussatura curva, mentre con il comando **chamfer-edge** la smussatura è una sezione del solido (figura B.9).

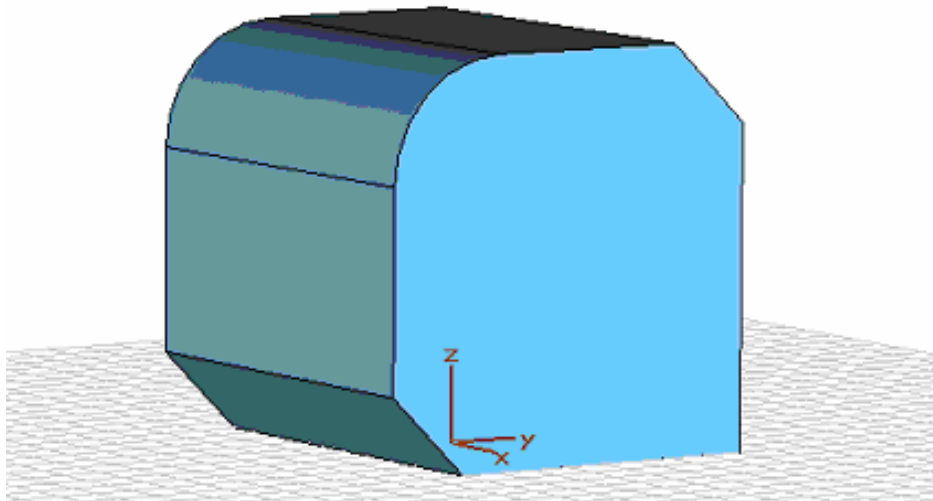


Figura B.9: Esempio di diversi tipi di smussatura.

Si possono selezionare infine anche i vertici di un solido o di un poligono, nonché il punto medio di un dato spigolo, oppure il centro di una figura piana, avendo sempre a disposizione informazioni riguardo le coordinate di tali punti (figura B.10).

Oltre che dalle shortcut, questi comandi sono accessibili anche dal menù principale nella casella **objects**.

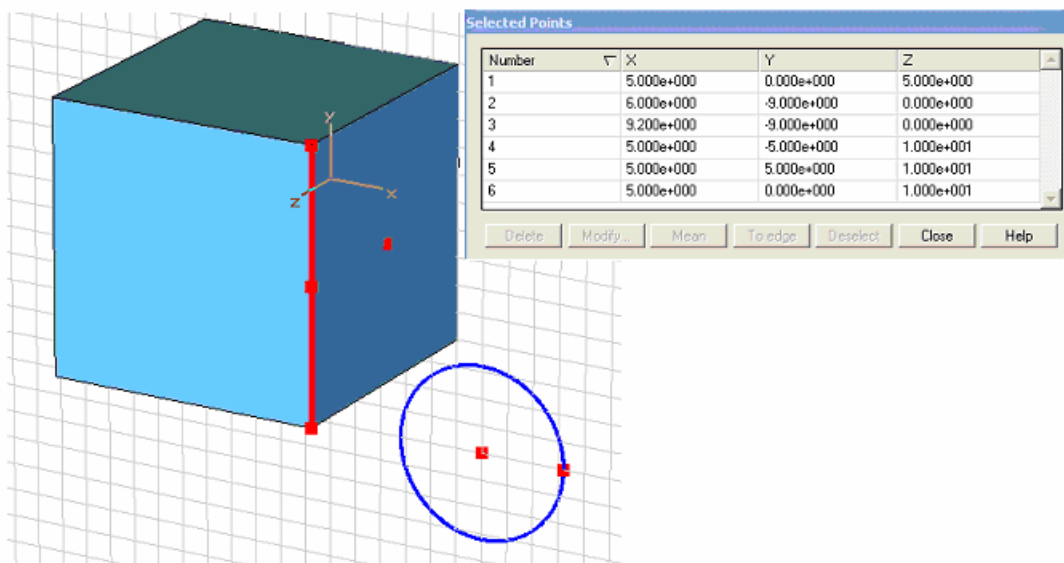


Figura B.10: Esempio di selezione di punti e spigoli.

B.4 Operazioni di loft, shell e rotazione

Tramite l'operazione di "loft", una volta che siano state selezionate due facce, è possibile creare un solido che funga da giunzione tra le due.

L'operazione di "shell" invece, permette di scavare il solido generato in modo tale da renderlo cavo. Si possono impostare inoltre parametri come lo spessore di "shell" oppure la transizione di "smoothing" (figura B.11).

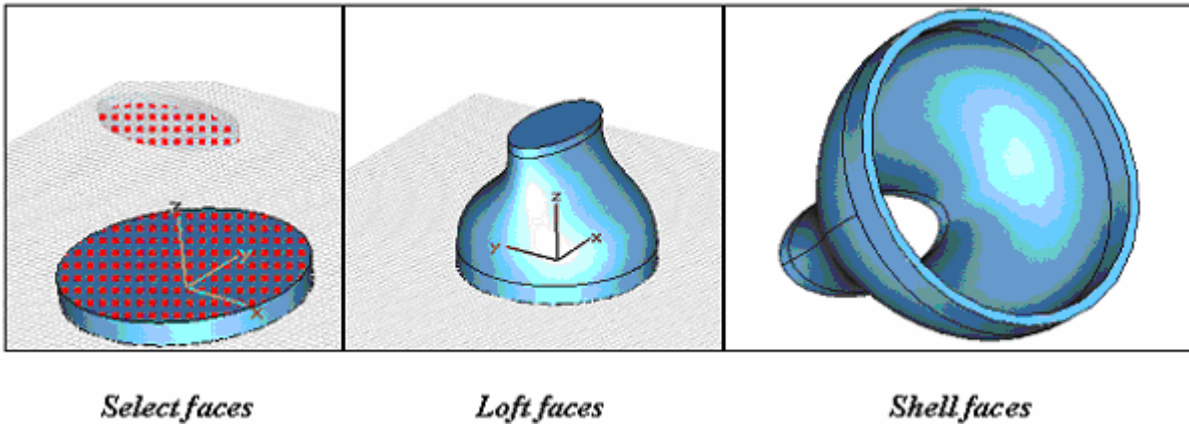


Figura B.11: Operazioni di "Loft" e "Shell".

Per ruotare una figura piana bisogna preliminarmente impostare un asse di rotazione, dopodichè si aprirà una finestra di dialogo nella quale si potranno specificare direttive opzionali. Se ad esempio si vuole realizzare un'elica il cui raggio di rotazione cresce con l'altezza, sarà sufficiente scegliere l'altezza, l'angolo ed il "radius ratio" (figura B.12).

Qualora si voglia approssimare l'elica si sceglierà anche un numero appropriato di segmenti per giro (figura B.13).

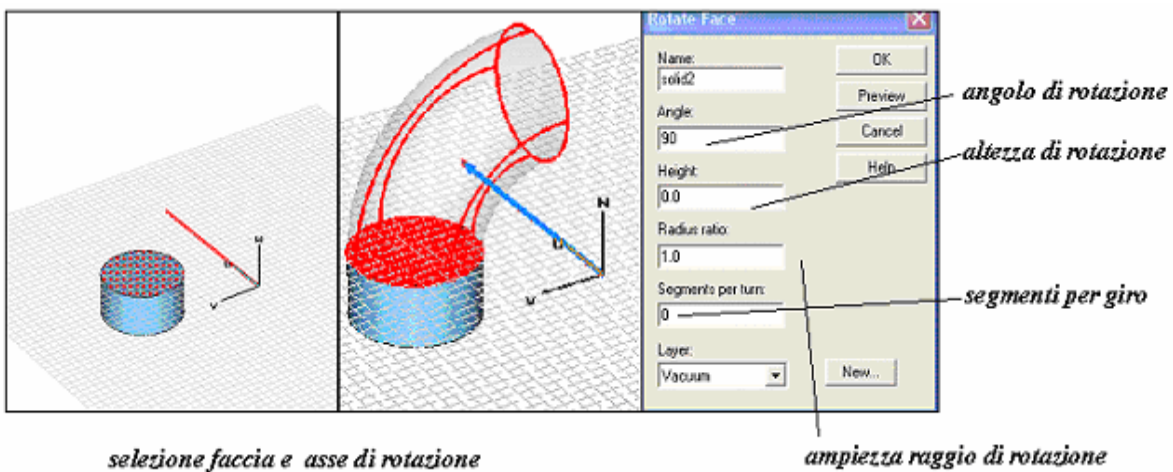


Figura B.12: Esempio di rotazione.

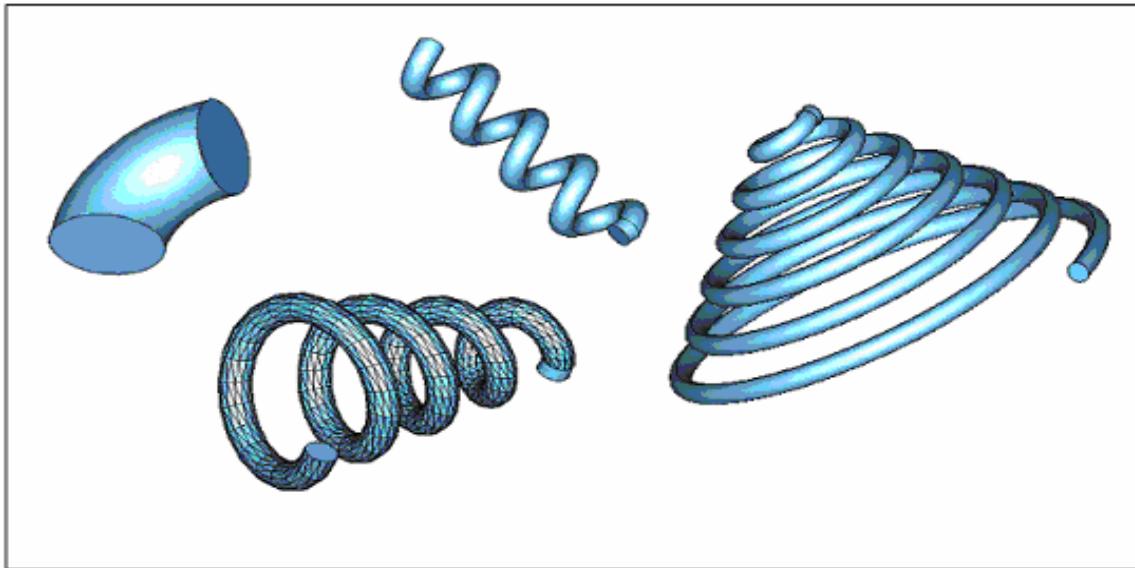


Figura B.13: Esempi di eliche.

B.5 Trasformazione di un oggetto

- TRASLAZIONE
- SCALATURA
- ROTAZIONE
- SIMMETRIA
- OGGETTI MULTIPLI

Queste operazioni permettono un notevole risparmio di tempo, visto che non è necessario reimpostare ex-novo le caratteristiche del modello.

In questo modo il limite del modello sarà solo la nostra immaginazione.

Per quanto riguarda la traslazione si dovrà applicare un vettore di traslazione all'oggetto selezionato specificando le coordinate cartesiane dei punti di arrivo.

La scalatura consente di comprimere o espandere l'oggetto selezionato lungo una qualsiasi direzione. Possono essere impostati piani di simmetria in modo tale da ottenere repliche speculari dei nostri oggetti.

Nel caso in cui si voglia replicare una struttura, con il comando “multiple-objects” sarà possibile scegliere il numero di copie e la comune trasformazione da applicare.

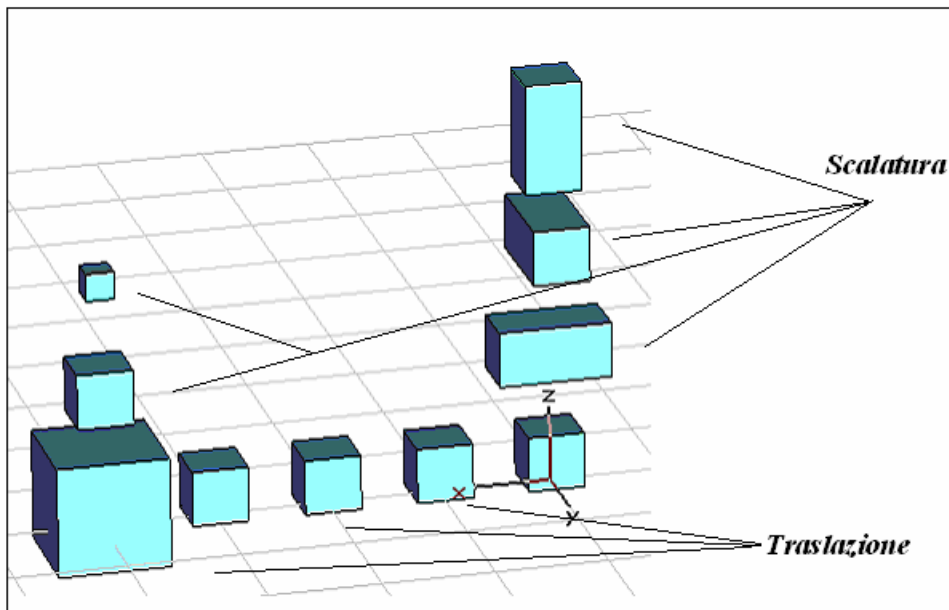


Figura B.14: Diversi esempi di trasformazioni geometriche.

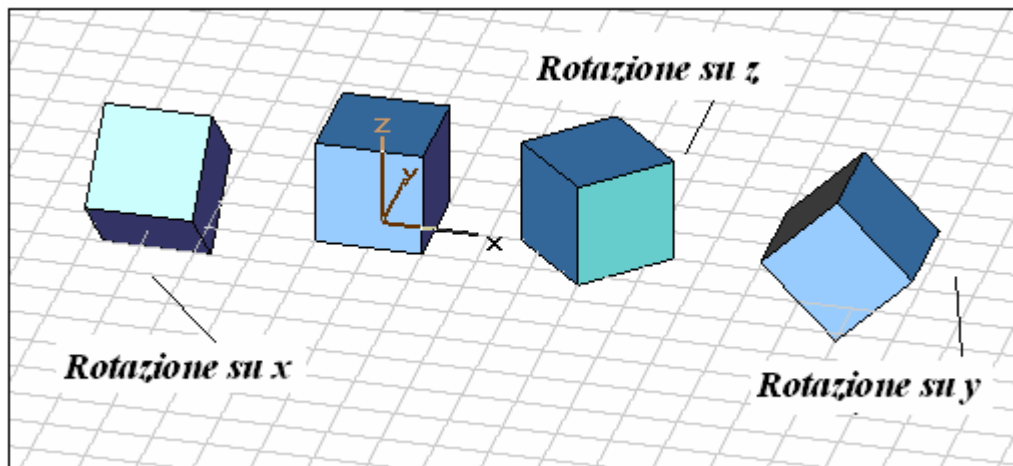


Figura B.15: Diversi esempi di rotazione.

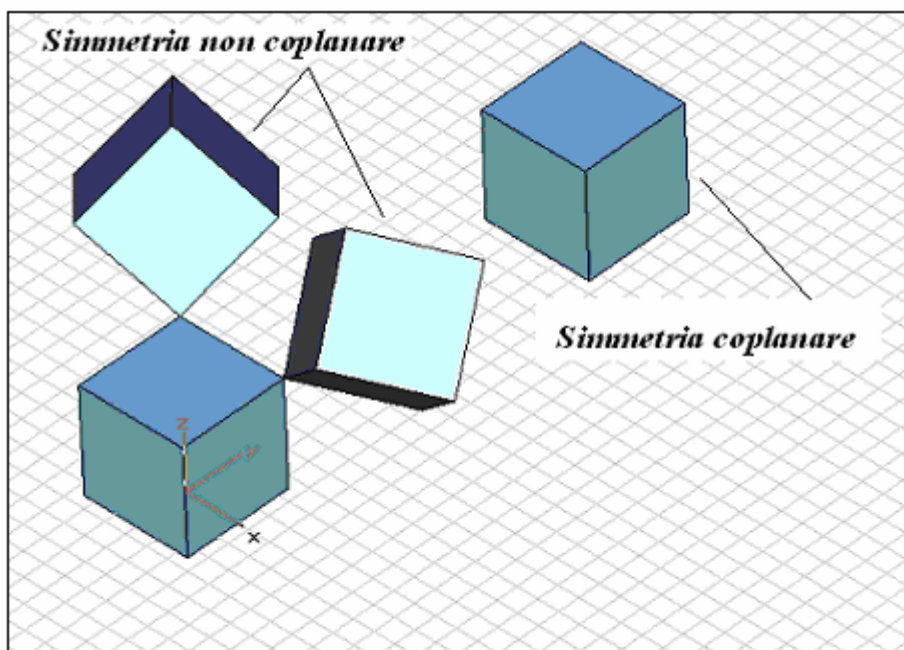


Figura B.16: Diversi tipi di simmetria.

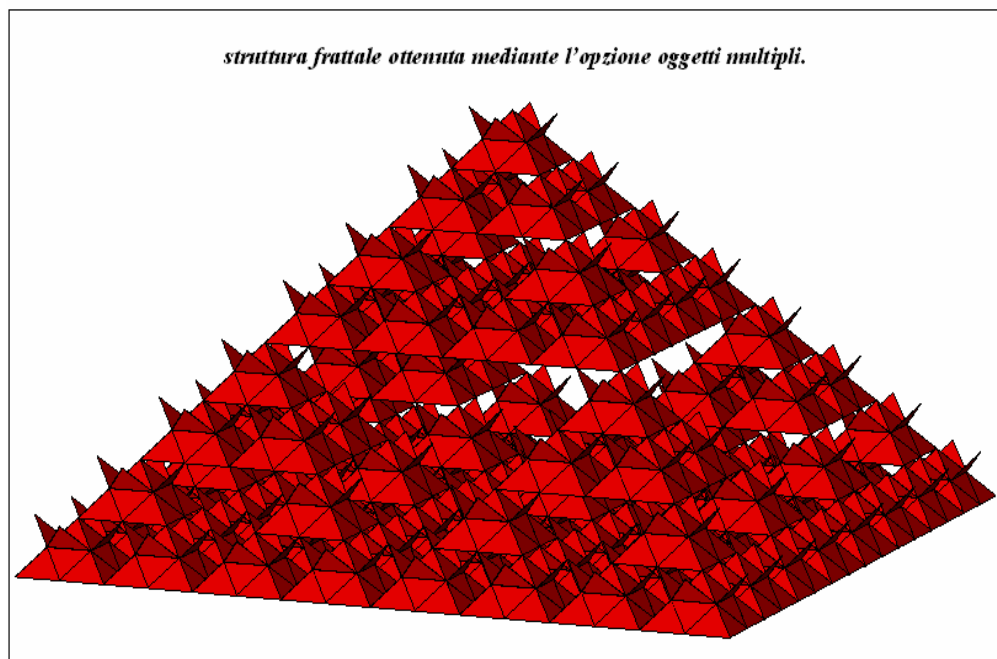


Figura B.17: Struttura frattale ottenuta con l'opzione oggetti multipli.

B.6 Creazione di curve bidimensionali

Attraverso il menù principale si possono creare una serie di curve, le quali all'occorrenza possono essere ricoperte per formare una figura piana (figura B.18).

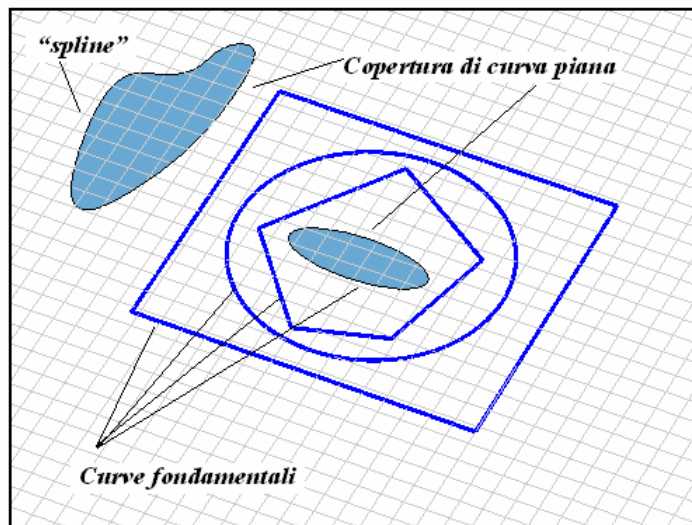






Figura B.18: Esempi di curve bidimensionali.

B.7 Operazioni booleane

- Addizione 
- Sottrazione 
- Intersezione 
- Inserimento 

Se si vogliono comporre più solidi, le operazioni booleane semplificano molto le cose (figura B.19). Se si aggiunge un solido ad un altro, il secondo assumerà il layer del primo. Tali operazioni possono essere compiute anche su figure piane.

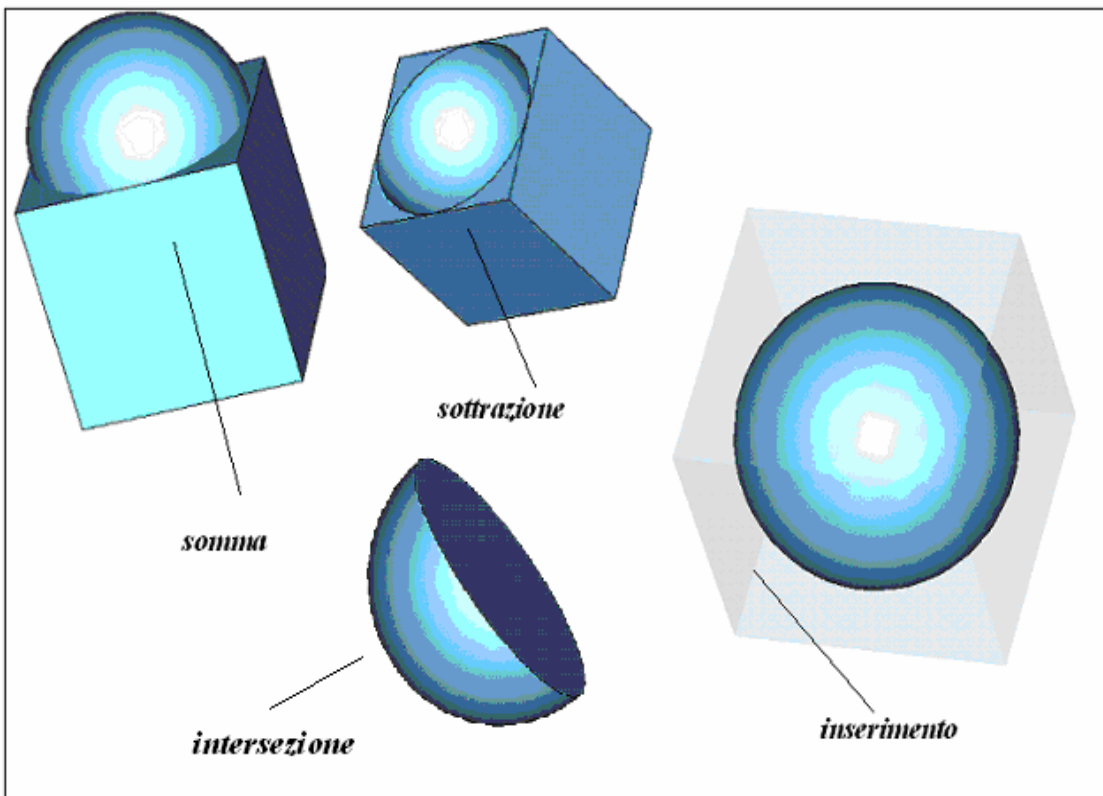






Figura B.19: Esempio di operazioni booleane.


B.8 Uso del sistema di coordinate locale



Il sistema di coordinate cartesiane locali (WCS) è uno strumento molto potente (figura B.20). Infatti permette di semplificare la definizione di oggetti non allineati al sistema di riferimento cartesiano globale. 

Se viene selezionato un punto, l'origine del nuovo sistema di riferimento può essere traslato su tale punto. 

Quando sono selezionati tre punti, il WCS può essere allineato con il piano individuato da tali punti. 

Selezionato uno spigolo, si potrà rendere il WCS parallelo ad esso. 

Inoltre, si può allineare il sistema di riferimento locale con una figura piana. 

Qualora si voglia semplicemente traslare o ruotare il WCS sarà necessario specificare un vettore di traslazione oppure degli angoli di rotazione.  

In qualsiasi momento si potrà tornare al sistema di riferimento globale.

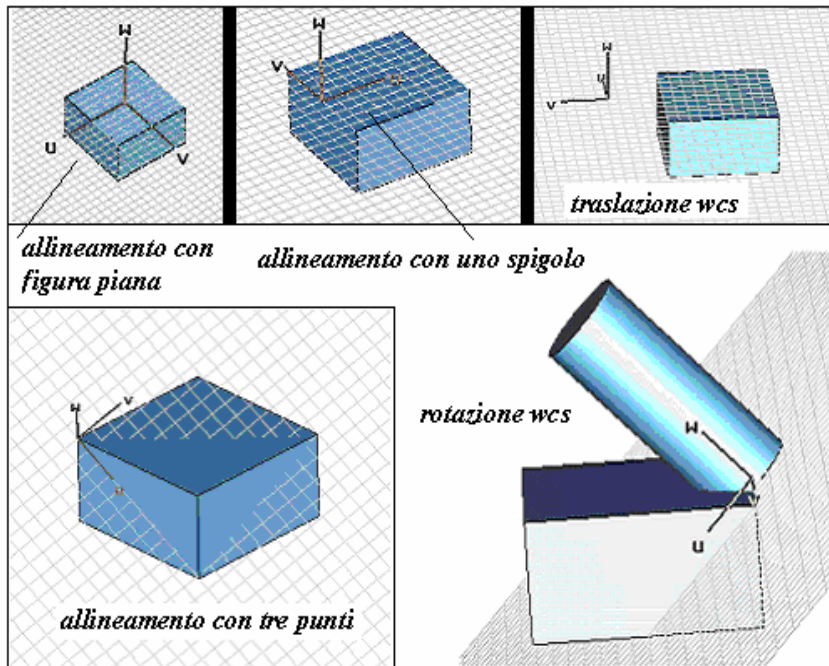


Figura B.20: Sistema di coordinate locali.

B.9 Modalità di alimentazione

Vi sono essenzialmente tre modalità di alimentazione [15]:

1. Porte in guida d'onda
2. Porte discrete
3. Onde piane

1. Porte in guida d'onda

Queste porte sono utilizzate per alimentare con una certa potenza incidente il dominio di calcolo in modo tale da assorbire la potenza riflessa. Per ogni porta saranno calcolati in seguito i parametri-S attraverso adeguati segnali di eccitazione.

Attraverso l'icona **waveguide-ports** si potranno specificare i parametri geometrici della porta. Sono disponibili diverse modalità per selezionare le porte in guida d'onda.

- Modalità “free”

In questo modo si possono scegliere liberamente le coordinate della porta (fig. B.21).

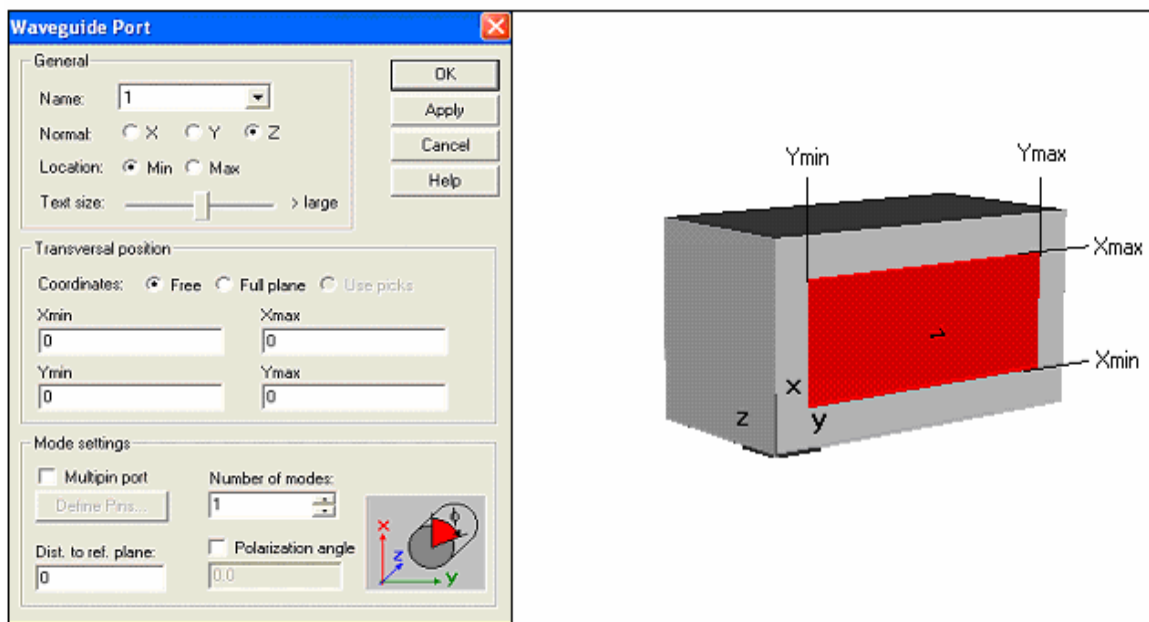


Figura B.21: Modalità “free”.

- **Modalità “full plane”**

Si può selezionare un intero piano come porta, in modo tale da racchiudere tutta la struttura nel dominio di analisi (figura B.22).

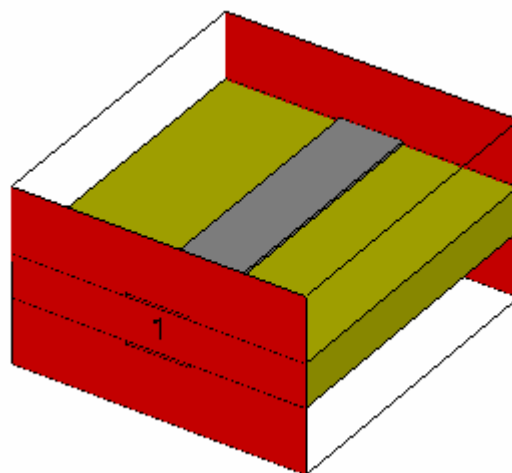


Figura B.22: Modalità “full plane”.

- **Modalità “use picks”**

In questo modo la porta sarà delle stesse dimensioni della figura piana selezionata (figura B.23).

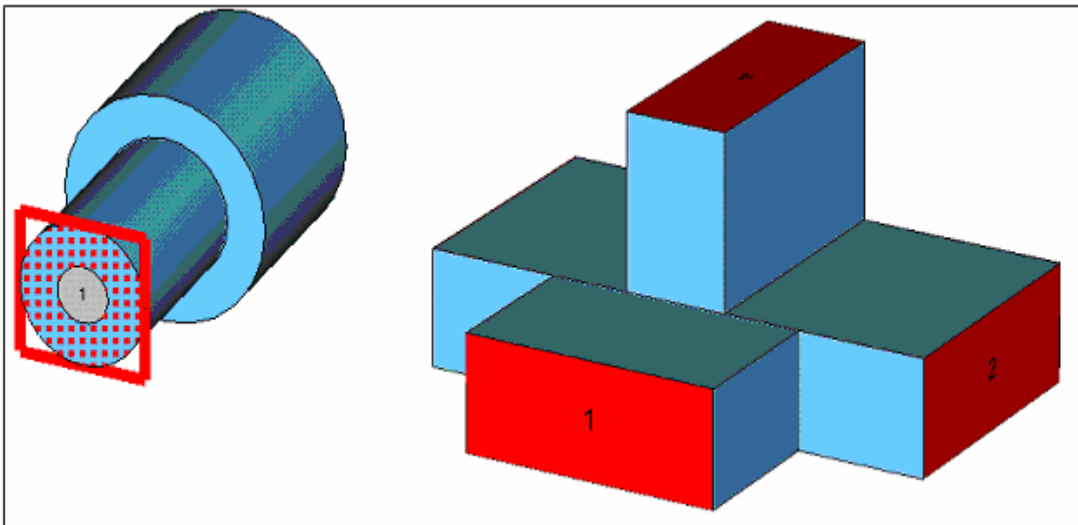


Figura B.23: Modalità “use picks”.

- **Modalità “reference plane”**

Nel caso in cui si vogliono avere corrette informazioni di fase nel calcolo dei parametri-S, si potrà impostare un piano di riferimento (figura B.24).

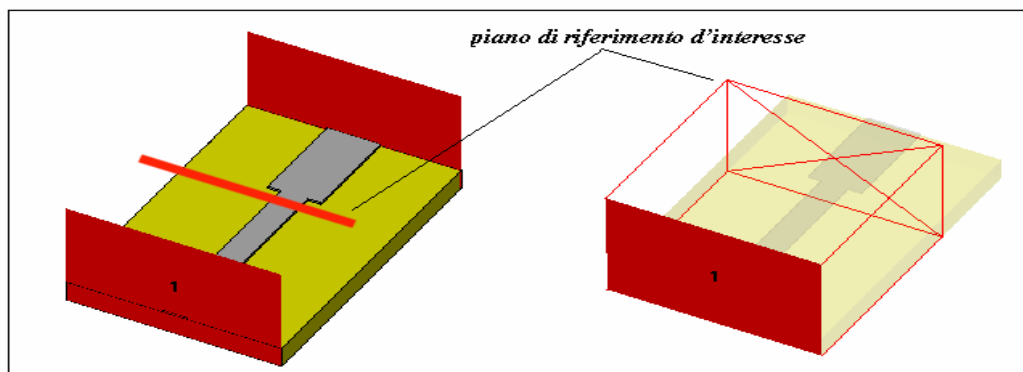


Figura B.24: Modalità “reference plane”

2. Porte discrete

Questa funzionalità permette di considerare l'eccitazione come un generatore di corrente o di tensione, oppure come un elemento con una certa impedenza che assorba un'aliquota della potenza incidente in modo da permettere il calcolo dei parametri-S.

La porta discreta è definita da un punto di inizio ed uno di arrivo, e questi due punti sono connessi da un filo di conduttore elettrico perfetto. Il generatore di corrente o di tensione è situato al centro del filo.


La porta discreta del tipo “S-parameter” è modellata come un generatore di corrente con un’impedenza interna, che eroga ed assorbe potenza (figura B.25). 



Figura B.25: Circuito equivalente per la porta discreta.

3. Onde piane

L’eccitazione mediante onde piane consente di simulare un’onda incidente generata da una sorgente situata a grande distanza dalla struttura da simulare.

A differenza delle altre modalità di alimentazione non saranno calcolati i parametri-S. Tuttavia sarà possibile analizzare il campo lontano ed i fenomeni di diffrazione.

Ad esempio si potrà esaminare il campo diffratto da alcune slot praticate in uno schermo metallico (figura B.26).

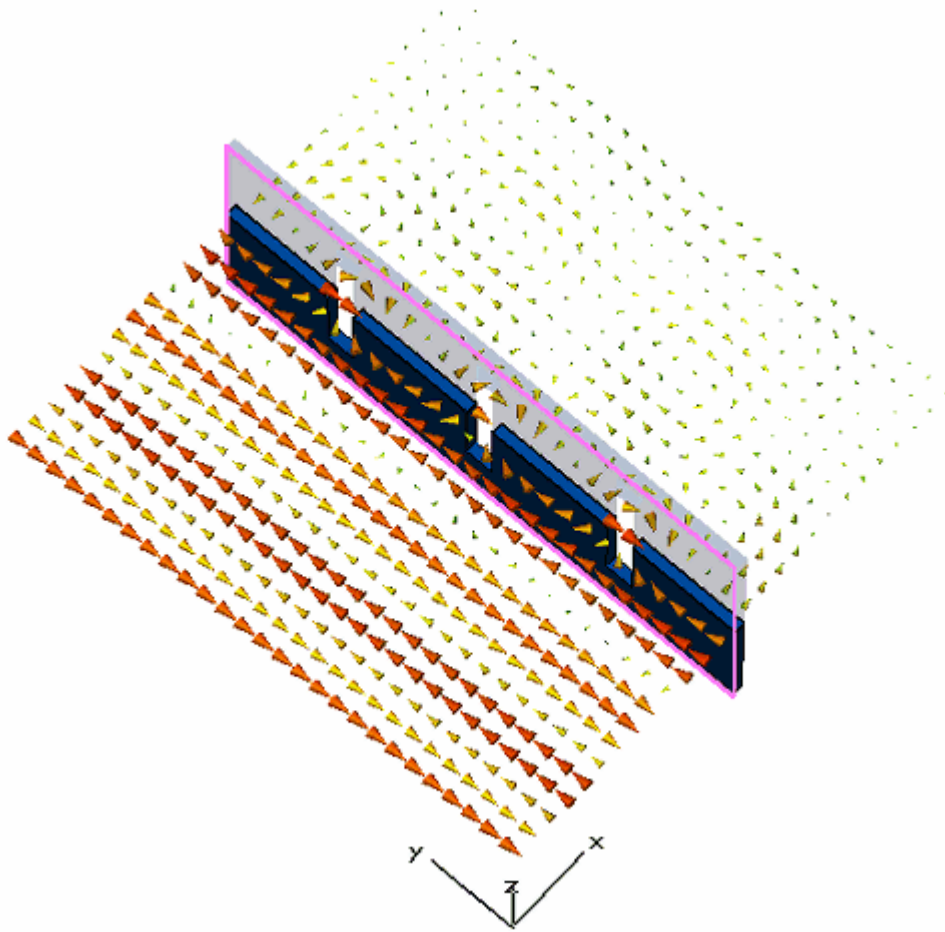


Figura B.26: Modalità onde piane.

B.10 Transient solver

Questa modalità permette una simulazione nel dominio del tempo, calcolando lo sviluppo dei campi ad intervalli di spazio e di tempo discreti.

Viene inoltre calcolata la trasmissione dell'energia tra le varie porte selezionate.

Potrà essere avviata la simulazione soltanto dopo aver selezionato il range di frequenze d'interesse insieme al livello di accuratezza desiderato per i risultati.

- CALCOLO DELLE MATRICI DEI PARAMETRI-S

I parametri-S sono definiti come il rapporto tra gli spettri del segnale di uscita e di ingresso, quindi tutti gli spettri dei segnali devono essere calcolati mediante una DFT. L'accuratezza con la quale sono calcolati i coefficienti di riflessione dipende essenzialmente dai segnali d'ingresso.

Siccome nella simulazione i segnali nel dominio del tempo non andranno mai del tutto a zero, dopo che i campi si saranno interamente propagati all'interno della struttura, sarà presente solamente rumore numerico.

Il software riconoscerà tale condizione ed interromperà la simulazione, visto che ogni successiva elaborazione non avrebbe portato a risultati migliori. Per default sarà utilizzato come segnale d'ingresso nel dominio del tempo un'impulso Gaussiano, la cui trasformata nel dominio della frequenza sarà ancora un segnale Gaussiano.

Vi sono diversi vantaggi nello scegliere un segnale di questo tipo:

1. Un segnale Gaussiano ha banda limitata, e ciò assicura la creazione di una mesh in grado di campionare opportunamente tutte le frequenze d'interesse.

2. Non essendoci mai attraversamento dello zero, è possibile calcolare i parametri-S su tutta la banda dell'impulso Gaussiano. Se ci fossero stati zeri nello spettro del segnale non sarebbe stato possibile calcolare i parametri-S a queste particolari frequenze.

La scelta del range di frequenze sul quale effettuare la simulazione può avere una forte influenza sulla complessità computazionale e quindi sui tempi di calcolo, perciò sarà preferibile un segnale che copra solamente la banda d'interesse (figura B.27).

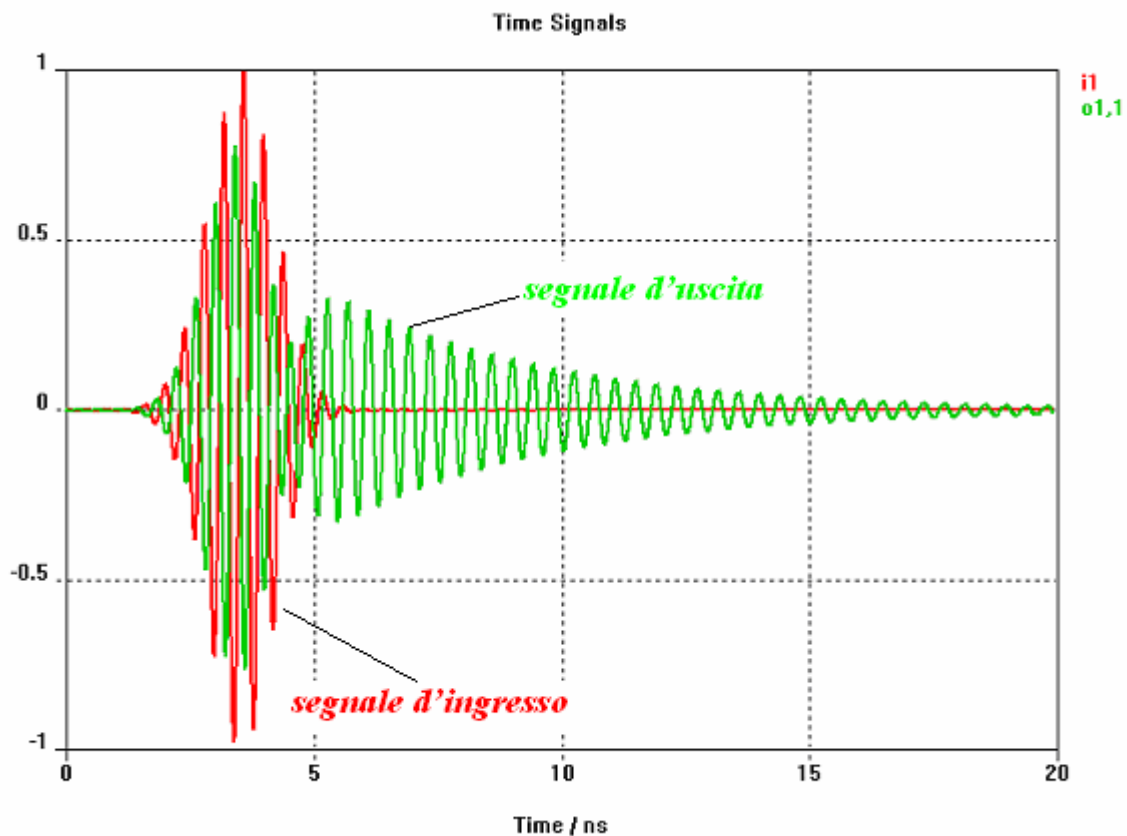


Figura B.27: Segnali di ingresso e di uscita per il “transient solver”.

B.11 Realizzazione ed analisi di un patch rettangolare a microstriscia

In questo esempio verrà illustrata brevemente la realizzazione e la simulazione del patch rettangolare a microstriscia esaminato nel paragrafo 3.1.

La simulazione di un patch arbitrario seguirà comunque la falsariga di tale analisi.

Dopo aver avviato il “CSTMS” sarà utile scegliere un’appropriata libreria per semplificare la modellizzazione del problema. Nel nostro caso sceglieremo la template “antenna on planar substrate”, che imposta automaticamente le unità di lunghezza in mm e la frequenza in GHz. Saranno inoltre

definite alcune utili condizioni al contorno, come la presenza di un conduttore elettrico perfetto per Z_{min} , che ci risparmia dal costruire una metallizzazione inferiore per il patch.

La mesh sarà quindi ottimizzata automaticamente per una struttura di tipo planare.

Ora bisognerà definire due oggetti: il patch ed il substrato.

A questo punto si dovrà definire un'alimentazione adeguata per la struttura, ad esempio una porta discreta a 50Ω situata ad 1.5mm dal centro del lato lungo del patch, come nelle simulazioni svolte al paragrafo 4.1 (figura B.28).

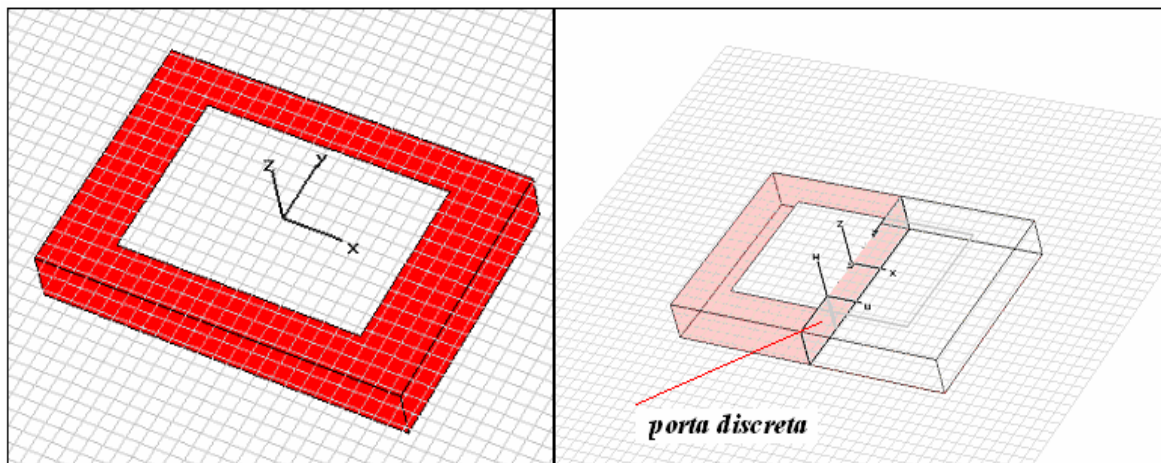


Figura B.28: Realizzazione di un'antenna patch rettangolare.

Per avviare un'analisi in transitorio, si dovrà scegliere un range di frequenze, ad esempio 5-8 GHz. Può essere utile definire dei monitor a frequenze prefissate per evidenziare il campo lontano dell'antenna, ad esempio a 6, 6.8, 7.6 GHz.

Dopo aver scelto il livello di accuratezza desiderato per i risultati, sarà possibile avviare la simulazione vera e propria. Tutti i risultati saranno accessibili dall'albero di navigazione. A partire dai parametri-S sarà possibile ricavare l'impedenza d'ingresso dell'antenna (figura B.29).

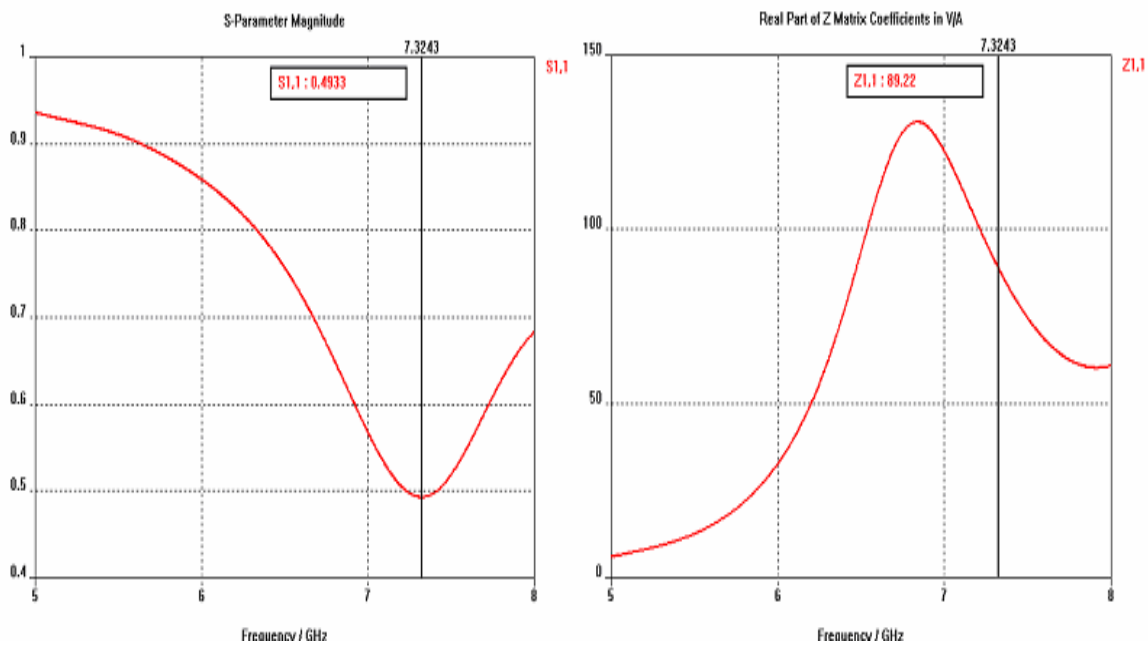


Figura B.29: Grafici relativi ai parametri-S ed all'impedenza d'ingresso.

Attraverso i monitor per il campo lontano sarà possibile esaminare in diversi modi il guadagno, l'efficienza d'irradiazione e la direttività (figure B.30, B.31, B.32, B.33).

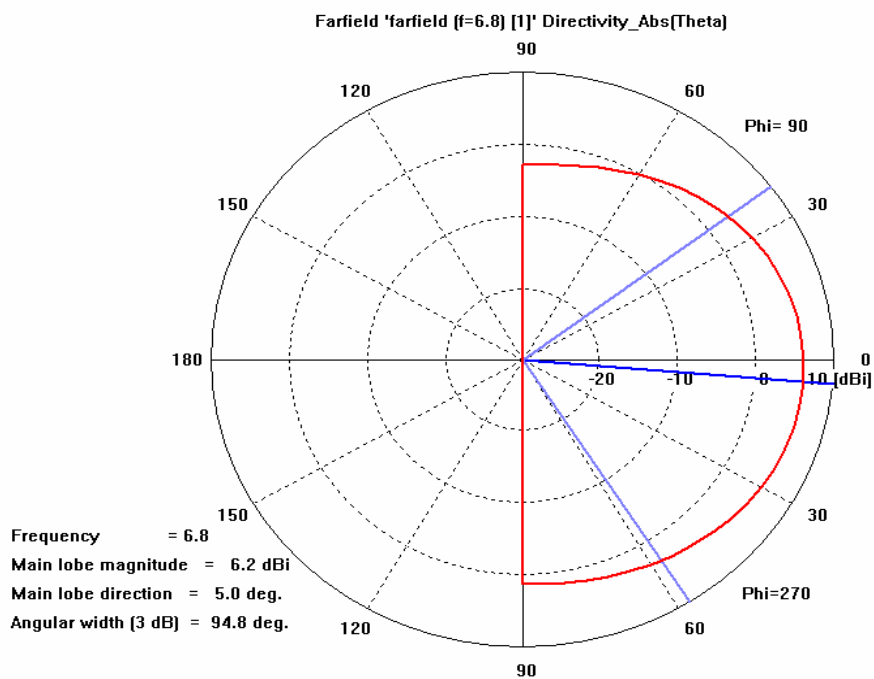


Figura B.30: Diagramma di radiazione polare.

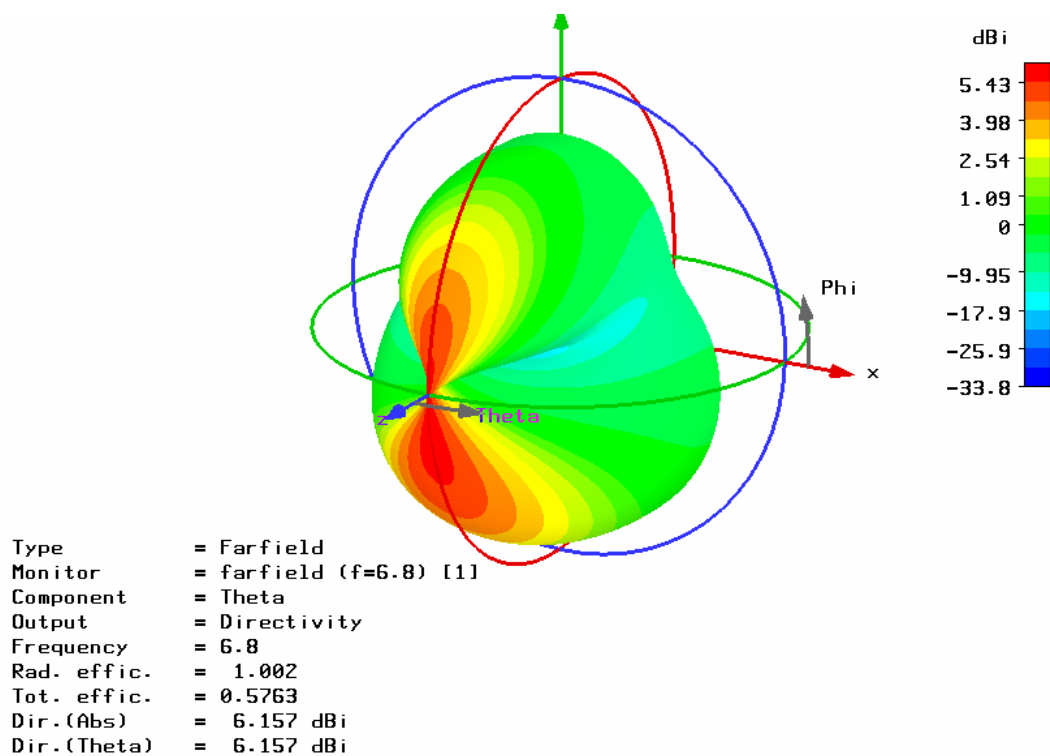


Figura B.31: Diagramma di radiazione lungo la componente θ .

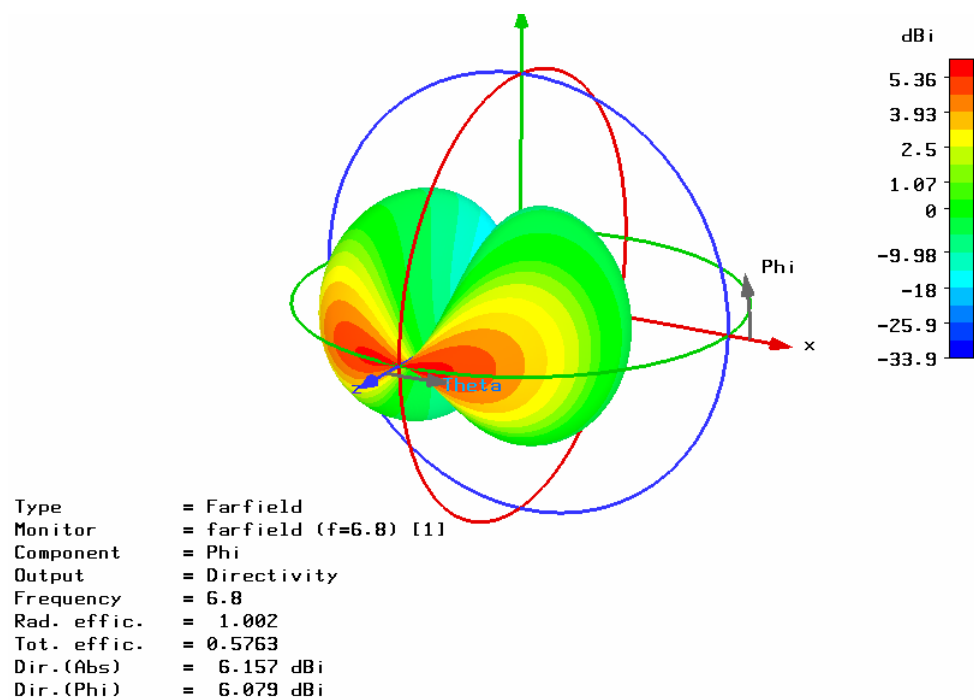


Figura B.32: Diagramma di radiazione lungo la componente ϕ .

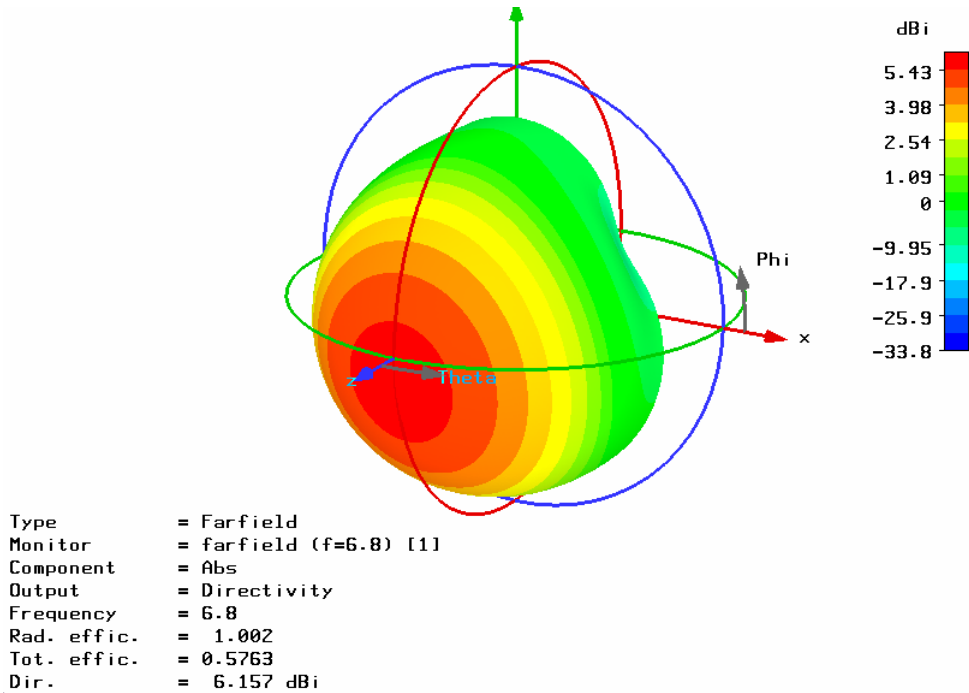


Figura B.33: Diagramma di radiazione completo.

Nel caso in cui si renda necessaria l'analisi di array di antenne, sarà sufficiente utilizzare in prima approssimazione la funzionalità "antenna array", accessibile dalla finestra "farfield plot" (figura B.34).

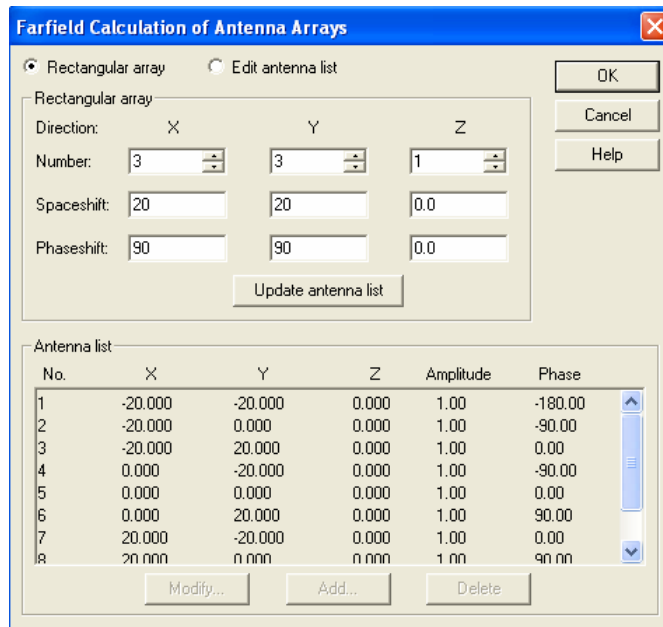
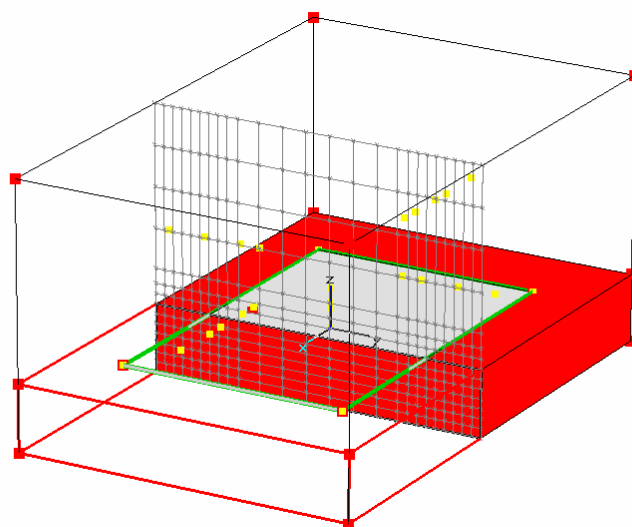


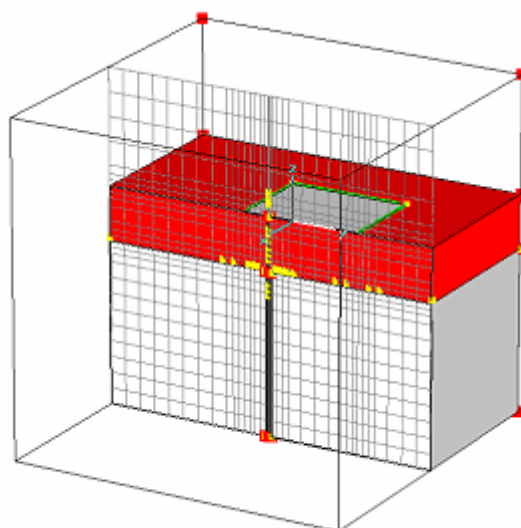
Figura B.34: Analisi di array di antenne.

Mediante l'opzione "mesh view" sarà inoltre possibile visualizzare la mesh in diversi modi (fig. B.35). Dalla figura B.36 si può notare come la mesh sia accurata nel modellizzare un'alimentazione in cavo coassiale.



Meshplane at x= 1.1976 (Index=15)

Figura B.35: Esempio di mesh.



Meshplane at x= 0 (Index=18)

Figura B.36: Esempio di mesh per un patch con alimentazione in cavo coassiale.

Il simulatore permette anche di realizzare accurate animazioni interattive.
Di seguito si riporta uno screenshot per il calcolo dell'andamento del campo elettrico (figura B.37):

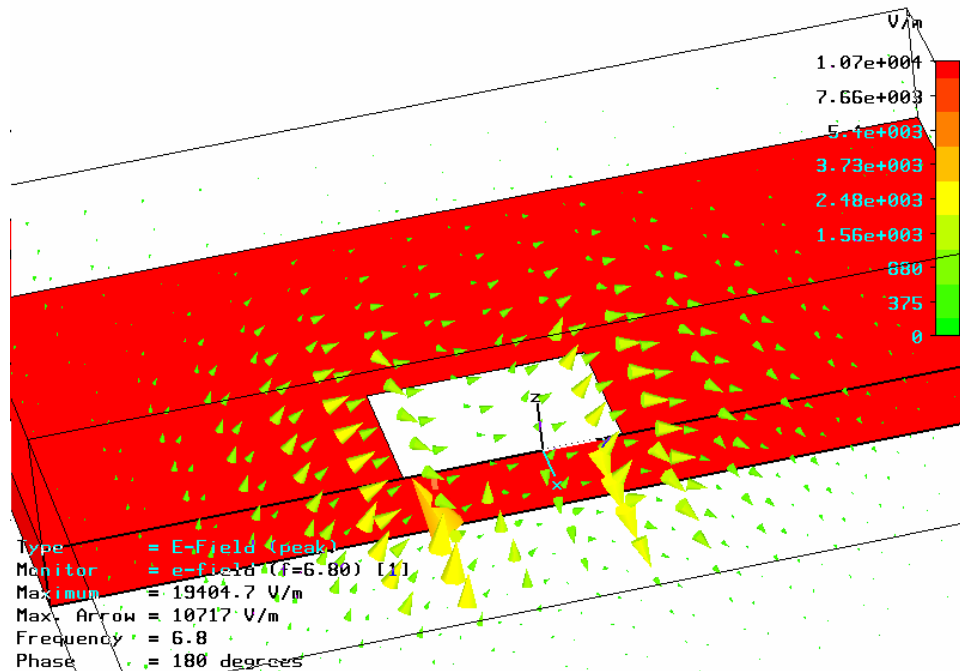


Figura B.37: Screenshot dell'andamento del campo elettrico.

Bibliografia

- [1] R. E. Collin, Antennas and Radiowave Propagation, McGraw-Hill Book Inc., 1985.
- [2] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, A. Ittipiboon, Microstrip Antenna Design Handbook, Artech House, Inc., 2001.
- [3] C. A. Balanis, Antenna Theory Analysis and Design, John Wiley and Sons, Inc., 1997.
- [4] Munson, R., "Conformal microstrip antennas and microstrip phased Arrays," IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol. AP-24, 1974, pp.74-78.
- [5] Richards, W. F., Y. T. Lo, and D. D. Harrison, "An improved theory for microstrip antennas and applications," IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol. AP-29, 1981, pp. 38-46.
- [6] Lo, Y. T., D. Solomon, and W. F. Richards, "Theory and experiment on microstrip antennas," IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol. AP-27, 1979, pp. 137-145.

[7] Pozar, D. M., “Considerations for millimeter wave printed antennas,” IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol. AP-31, 1983, pp. 740-747.

[8] E. Chang, A. Long, “An experimental investigation of electrically thick rectangular microstrip antennas,” IEEE Transactions on antennas and propagation, vol. AP-34, NO. 6, pp. 767-772, June 1986.

[9] James, J. R., P. S. Hall, and C. Wood, Microstrip antenna: theory and design, Peter Peregrinus, London, UK, 1981.

[10] A. K. Verma and Nasimuddin, “Resonance frequency and bandwidth of rectangular microstrip antenna on thick Substrate,” IEEE Microwave and wireless components letters, vol 12, NO. 2, pp. 60-62, February 2002.

[11] A. K. Verma and Nasimuddin, “Input impedance of rectangular microstrip patch antenna with iso/anisotropic substrate-superstrate,” IEEE Microwave and wireless components letters, vol 11, NO. 11, pp. 456-458, November 2001.

[12] T. Weiland, “RF & microwave simulators from component to system design”.

[13] CST Microwave Studio, “Advanced topics version 4”.

[14] CST Microwave Studio, “Getting started version 4”.

[15] CST Microwave Studio, “Tutorials version 4”.

**Prelevato dal sito www.riccardogalletti.com/appunti_gratis
su gentile concessione del dottor Mauro Pelosi,
prof. di campi elettromagnetici all’università di Aalborg**