



UNIVERSITA POLITECNICA DELLE MARCHE

FACOLTA' DI INGEGNERIA

Corso di laurea triennale in Ingegneria Elettronica

**ANALISI PRELIMINARE DI UN'ANTENNA STAMPATA
DA REALIZZARE SU UN SUBSTRATO DI VETRO**

PRELIMINARY ANALYSIS OF A PRINTED ANTENNA TO REALIZE ON A GLASS SUBSTRATE

Relatore: Prof. **GRAZIANO CERRI**

Tesi di laurea di: **DI BALDASSARRE STEFANO**

Correlatore: Ing. **ALFREDO DE LEO**

A.A. 2019/2020

Indice

1 Introduzione	4
1. Struttura fisica del vetro.....	5
2. Definizione antenna patch.....	5
2.1 struttura fisica.....	6
2.2 alimentazione.....	7
2.3 Substrato.....	8
2.4 Perdite.....	9
2 Dimensionamento microstriscia	10
1. Programma di simulazione utilizzato.....	10
2. Parametri s (matrice di Scattering).....	12
3. Microstrisce a 50,100,200,75 Ohm.....	13
4. Coassiale a 50 Ohm.....	16
3 Simulazione microstriscia in bassa frequenza	19
1. Microstrisce, parametri distribuiti e concentrati.....	19
2. Simulazione con porta CST.....	21
3. Simulazione con singolo coassiale.....	24
4. Simulazione con doppio coassiale.....	28
4 Dimensionamento della patch	34
1. Realizzazione della patch tramite software CST.....	34
2. Diagrammi di radiazione.....	37
5 Conclusioni	41
1. Considerazioni finali.....	41

1. INTRODUZIONE

Il progetto da realizzare consiste nell'analisi preliminare antenna di un radar, da applicare sulla superficie esterna del vetro. Il radar ha lo scopo di prevenire un problema molto ricorrente che riguarda palazzi dalle elevate dimensioni e composti da grandi vetrate, in cui i volatili vanno a collidere prevalentemente per due cause:

- Il vetro è trasparente, e ciò impedisce al volatile di percepirla come un ostacolo da evitare.
- Il vetro riflette l'ambiente circostante, andando a risultare come una vera e propria trappola.

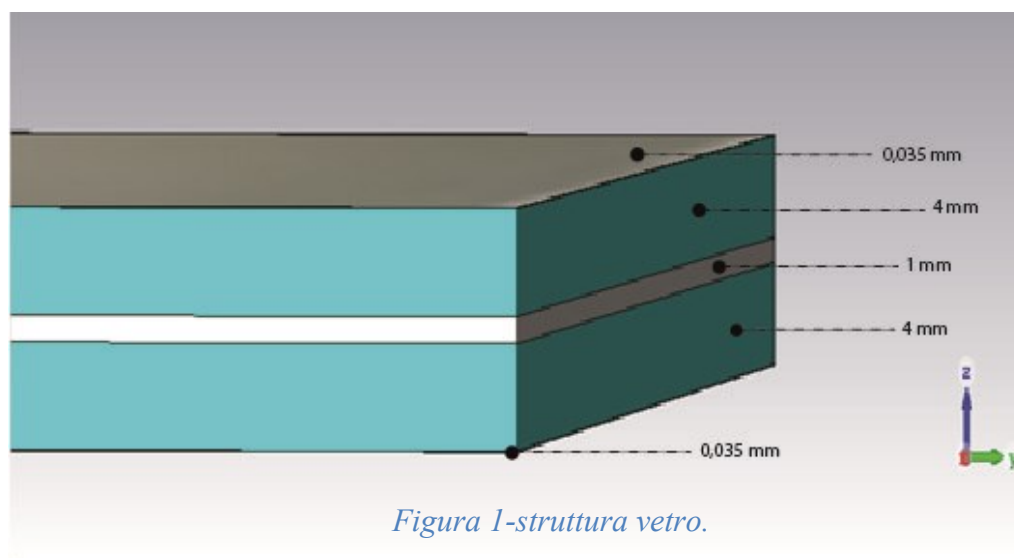
Quindi il problema in esame è significativo, poiché diversi studi affermano che i decessi dei volatili, dovuti all'incapacità dello stesso di percepire il vetro, sono un numero elevato. Considerando inoltre che alcuni di loro trovano la morte dopo qualche giorno per via delle lesioni interne riportate, il numero dei decessi cresce ulteriormente [1].

1. STRUTTURA FISICA DEL VETRO

Il vetro sul quale si andrà ad implementare l'antenna è costituito da 5 strati (fig.1):

- 1. Il primo strato è composto da una vernice metallica con uno spessore di 0.035mm.
- 2. Il secondo strato è costituito da 4mm di vetro.
- 3. Il terzo strato è costituito da Colla (utilizzata per far aderire tra loro perfettamente i due vetri) con uno spessore di 1mm.
- 4. Il quarto strato, come il secondo è costituito da 4 mm di vetro.
- 5. Il quinto ed ultimo strato, come il primo, è composto da una vernice metallica con uno spessore di 0.035mm.

La struttura fisica del vetro si adatta perfettamente alla struttura fisica di un'antenna patch alimentata a microstriscia. Per andare a disegnare sulla vernice metallica le geometrie della microstriscia e della patch, bisognerà utilizzare un laser di precisione che andrà a rimuovere il materiale metallico in eccesso.



2. DEFINIZIONE ANTENNA PATCH

Negli ultimi trent'anni le antenne a microstriscia hanno, e stanno tutt'ora avendo, nuovi modi di impiego in un largo numero di settori. Inizialmente questi tipi di antenne furono impiegati principalmente ad uso militare e nel settore aerospaziale, dove peso contenuto e dimensioni ridotte erano e sono ancora oggi fattori determinanti e necessari [2]. Più recentemente, invece, le applicazioni commerciali nel campo della telefonia cellulare e delle comunicazioni wireless, hanno portato ad uno sviluppo verso modalità di integrazione sempre più all'avanguardia: un esempio sono i telefoni cellulari di ultima generazione in cui l'antenna, direttamente stampata sul chip, è invisibile all'esterno. Si presume che le antenne a microstriscia sostituiranno quelle classiche in un numero di applicazioni sempre più vasto.

Le antenne patch, hanno molti vantaggi rispetto alle normali antenne a microonde, soprattutto per il fatto che possono facilmente coprire una vasta gamma di frequenze, dai 100 MHz ai 100 GHz. Alcuni vantaggi di questo tipo di antenne sono:

- peso contenuto, volume ridotto, basso profilo;
- alta versatilità e robustezza meccanica;
- basso costo di fabbricazione, facilità di produzione in serie;
- facilità a realizzare campi elettromagnetici a polarizzazione rettilinea e circolare;
- semplice integrazione nei circuiti a microonde;
- linee di alimentazione e reti di adattamento realizzabili congiuntamente alla struttura dell'antenna a microstriscia.

Ciò nonostante, le antenne a microstriscia mostrano anche degli svantaggi:

- banda stretta e problemi di tolleranza;
- guadagno piuttosto basso (circa 6 dB);
- difficoltà nel conseguire la purezza in polarizzazione;

Ci sono comunque vari modi per limitare alcuni di questi svantaggi; infatti è possibile incrementare la banda utilizzando substrati ad alta permittività dielettrica, mentre il guadagno può essere migliorato sfruttando le proprietà degli array.

Le patch, possono avere forme differenti, quelle di forma rettangolare (Fig.2) sono stati le prime ad essere realizzate ed utilizzate, visto che il modello fisico e matematico per questo tipo di geometria era il più semplice. La radiazione avviene per il fenomeno dello "sfrangiamento" (fringing) per il quale il campo elettromagnetico che si genera tra la patch ed il piano di massa (modello a condensatore piano) si incurva oltre i bordi della patch causando la comparsa di una componente trasversale del campo che si comporta come un'antenna[3].

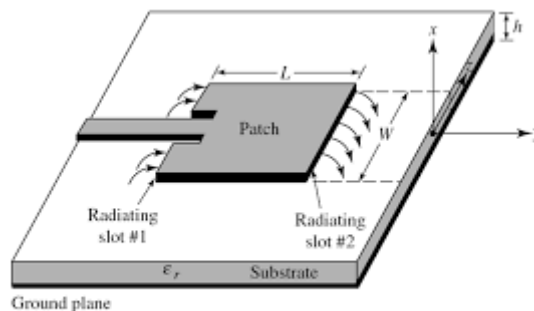


Figura 2 – Rappresentazione fringing, e patch antenna

Una possibile rappresentazione di una patch antenna alimentata da una microstriscia è riportata sopra (Figura 2). Nella foto è rappresentato il fenomeno dello sfrangiamento ed è possibile notare quelli che sono i parametri principali della patch: la lunghezza (L) e la larghezza (W). Sono inoltre visibili due tagli

in corrispondenza della connessione tra antenna e microstriscia; questi tagli risultano essere indispensabili al fine di garantire il corretto adattamento della patch. Il dimensionamento dei valori L e W sono strettamente dipendenti dal dielettrico utilizzato e dalla frequenza di risonanza F_r , ovvero il valore della frequenza in cui il circuito deve irradiare. Le formule utilizzate sono le seguenti:

Larghezza Patch:

$$W = \frac{c}{2 * F_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (1.1)$$

Lunghezza Patch:

$$L = L_{eff} - 2\Delta L \quad (1.2)$$

In cui:

$$L_{eff} = \frac{c}{2 * F_r * \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (1.3)$$

$$\Delta L = 0.412 * h * \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (1.4)$$

Dove ϵ_r è la permittività relativa, ϵ_{eff} è la permittività relativa efficace, che indica come il campo si suddivide tra l'aria e il dielettrico al variare della lunghezza.

$$\epsilon_{eff} = c / c_0 \quad (1.5)$$

dove c è la capacità per unità di lunghezza, mentre c_0 è la capacità per unità di lunghezza in aria.

$$c_0 = 1 / ((c'^2) * (z_0^2) * c) \quad (1.6)$$

dove c' è la velocità della luce.

2.1 STRUTTURA FISICA

L' antenna patch è una tipologia di antenna realizzata in forma integrata. Essa è un'antenna planare caratterizzata da dimensioni ridotte e solitamente fabbricata ponendo due piani conduttori, in cui il superiore è sagomato al fine di ottenere le geometrie desiderate, con al centro un substrato dielettrico isolante (fig.3). Alcune antenne patch non usano un substrato dielettrico, e sono invece costituite da una patch metallica montata sopra un piano di massa mediante distanziali dielettrici. La struttura risultante è meno robusta, ma ha una larghezza di banda più ampia.

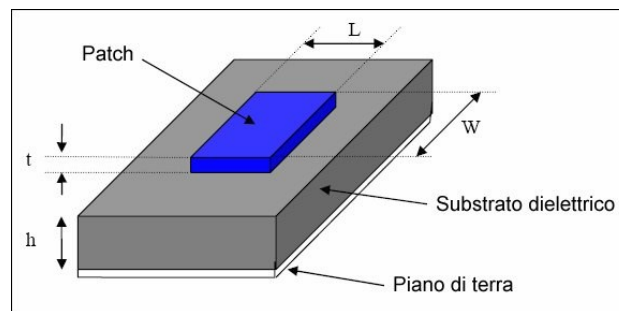


Figura 3-La struttura tipica di un'antenna patch.

La distanza tra la striscia metallica della patch e il piano di massa (ossia il piano conduttore inferiore), è chiamata altezza del substrato o dielettrico (h), essa determina la larghezza di banda. Di solito, $0.003 \lambda_0 \leq h \leq 0.05 \lambda_0$, cioè h è una piccola frazione della lunghezza d'onda della radiazione che ci interessa (λ_0). Considerando appunto come è strutturata un'antenna patch, e come è strutturato il vetro sul quale

implementare l'antenna, possiamo sfruttare la conformazione del vetro per creare un'antenna patch, utilizzando:

- il primo strato della struttura del vetro (vernice metallica inferiore) come piano di massa
- il secondo, il terzo e il quarto strato come substrato dielettrico (vetro1, colla, vetro2)
- Il quinto strato (vernice metallica) lo si modella tramite il laser, al fine di ottenere le dimensioni della patch e della microstriscia desiderate.

2.2 COME PUO' ESSERE ALIMENTATA

Per realizzare l'alimentazione di un'antenna a microstriscia sono state sviluppate diverse tecniche, ognuna con peculiarità diverse che 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 nella patch (inset feed, fig.4). L'impedenza d'ingresso può essere facilmente variata cambiando la penetrazione del feed all'interno della patch.

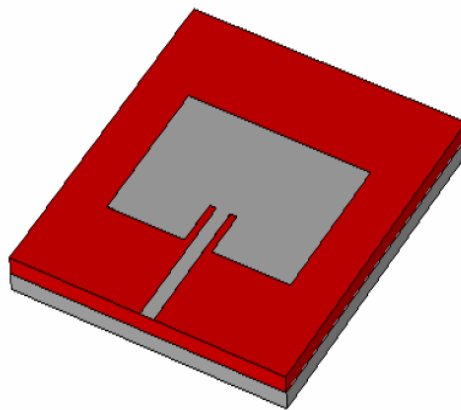


Figura 4-alimentazione patch 1° metodo

2. Il secondo metodo consiste nell'uso di un'alimentazione in cavo coassiale (coaxial feed, fig.5). Il conduttore interno è connesso alla 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 alla patch.

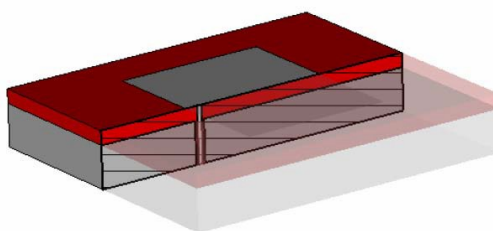


Figura 5- coaxial feed 2° metodo

3. Il terzo metodo (fig.6) prevede che la patch dell'antenna venga accoppiata elettromagneticamente con la linea di alimentazione sia su uno stesso strato che su strati differenti. La patch può anche essere accoppiata con la linea di trasmissione attraverso uno slot realizzata in una struttura a pila.

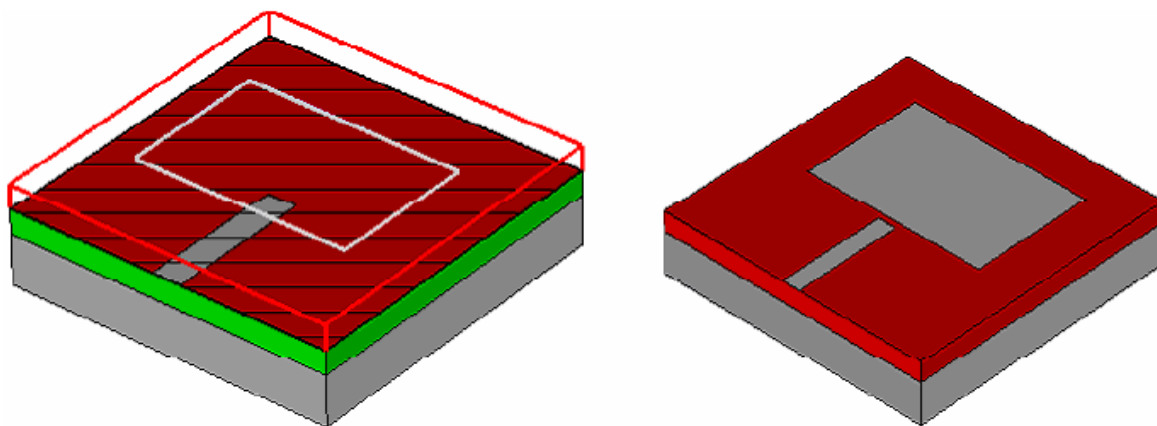


Figura 6- 3° metodo

Sebbene le alimentazioni del terzo tipo siano da preferire per la maggiore purezza del diagramma di radiazione, sono senza dubbio 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. Nel caso in cui si vogliano realizzare array di antenne a microstriscia, un'alimentazione in cavo coassiale è certamente da evitare, poiché si verificherebbero evidenti problemi di realizzabilità costruttiva, visto che le alimentazioni interferirebbero vicendevolmente.

2.3 SUBSTRATO

Il substrato dielettrico rappresenta il supporto meccanico della microstriscia ma ha notevoli implicazioni anche dal punto di vista elettrico. A causa del substrato dielettrico la velocità di fase (v_f) dell'onda che propaga lungo la microstriscia si riduce rispetto al caso di propagazione in aria.

Diminuendo la velocità di fase, diminuisce anche la lunghezza d'onda (in guida): $\lambda_g = v_f / f$ che a sua volta interviene nel progetto di molti componenti planari come ad esempio i trasformatori a $\lambda/4$. In particolare quindi, più alta è la permittività del substrato minori saranno le dimensioni del circuito a microstriscia. La scelta del substrato dipende da una serie di fattori quali:

- il costo, che deve essere giustificato dal tipo di applicazione;
- il tipo di tecnologia da usare (MIC o MMIC);
- le dissipazioni nel dielettrico (proporzionali alla $\tan\delta$), che devono rimanere basse nell'intervallo di frequenza in cui si opera;
- la finitura superficiale, che deve mantenere basse le perdite nel conduttore (alta rugosità = alte perdite) e al tempo stesso mantenere l'aderenza del film metallico (alta rugosità = alta aderenza);
- la robustezza meccanica e la conducibilità termica, che devono adattarsi alla particolare applicazione.

2.4 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, cosicché 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 peggiora 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.

2 DIMENSIONAMENTO MICROSTRISCIA

1. PROGRAMMA DI SIMULAZIONE UTILIZZATO.

L'evoluzione tecnologica degli ultimi anni ha portato alla creazione di circuiti dalle dimensioni sempre più ridotte in grado di svolgere funzionalità sempre più varie. Analogamente si è anche assistito nel campo dell'elettronica e delle telecomunicazioni, ad un aumento delle frequenze dei segnali utilizzati nelle varie applicazioni. Questo ha fatto sì che il comportamento elettrico di un qualsiasi dispositivo non potesse più essere descritto con leggi dell'elettrotecnica che utilizzano il modello delle costanti concentrate: circuiti realizzati utilizzando semplici resistenze, induttanze o capacità collegate agli altri elementi attraverso dei conduttori ideali. Dal momento che i risultati ottenuti con tale metodo risultano essere in alcuni casi errati si è provveduto a trovare un'altra via per l'analisi dei circuiti. Dato che le lunghezze d'onda dei segnali normalmente utilizzati hanno dimensioni comparabili con le lunghezze dei conduttori presenti nei circuiti si è dovuto utilizzare un altro modello descrittivo, chiamato a costanti distribuite. In questo approccio i conduttori vengono divisi in porzioni abbastanza piccole rispetto alle lunghezze d'onda del segnale, ognuna delle quali viene descritta mediante i semplici elementi che caratterizzano un circuito a costanti concentrate: resistenze, induttanza e capacità. Questo tipo di approccio è oggi la base per la determinazione della modalità con cui i segnali si propagano nei circuiti e quindi per descrivere le disposizioni e l'andamento dei campi elettrici e magnetici in un intorno degli stessi. Nonostante i procedimenti da adottare non siano eccessivamente complessi richiedono però una grande mole di calcolo da svolgere. Tuttavia, per ovviare a questo problema, sono disponibili un grande numero di algoritmi e software per la simulazione che permettono di eseguire questi calcoli, fornendo all'utente vere e proprie animazioni 3D dell'andamento dei campi elettromagnetici. Uno tra tutti, che è poi il programma utilizzato per la progettazione dell'antenna patch e della microstriscia è il CST (Computer Simulation Technology).



Il “*CST MICROWAVE STUDIO*” è un software per l'analisi elettromagnetica nel range delle frequenze. Questo programma semplifica di molto il procedimento d'impostazione della struttura da analizzare tramite una semplice, ma dettagliata interfaccia grafica. Dopo l'inserimento della struttura, prima di iniziare la simulazione, viene avviato automaticamente un processo di generazione del 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 elevata. Dato che nessun metodo di analisi lavora alla stessa maniera nei diversi campi di applicazione, il software CST dispone di quattro diverse tecniche: analisi in transitorio, analisi nel dominio della frequenza, eigenmode solver, analisi modale. Generalmente la modalità più flessibile è sicuramente quella di analisi in transitorio, da cui si può ottenere il comportamento a larga banda della struttura. Questo tipo di simulazione è particolarmente indicata per i connettori, le linee di trasmissione, i filtri e le antenne. L'analisi nel dominio del tempo comincia a diventare meno efficiente nei problemi a bassa frequenza, dove la struttura ha dimensioni inferiori 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 basato sul “FIT”, un algoritmo matematico che prevede una discretizzazione ottimale della struttura in esame. l'ambiente CAD integrato, che partendo dai più semplici solidi quali parallelepipedo,

cono, cilindro e sfera permette di andare a rappresentare strutture e forme molto più complesse. Ognuno dei solidi sopra elencati è liberamente progettabile e posizionabile nello spazio, mentre la costruzione dei modelli avviene utilizzando le quattro operazioni booleane messe a disposizione dal programma:

1. *ADD*

Permette di unire uno o più solidi andando a formare un unico solido.

2. *SUBSTRACT*

Selezionando un primo ed un secondo solido si otterrà un terzo solido pari alla sottrazione del secondo solido dal primo.

3. *INTERSECT*

Partendo da uno o più solidi lo strumento permette di ottenere un solido pari all'intersezione delle forme selezionate in precedenza.

4. *INSERT*

Selezionando due solidi si otterrà un terzo solido pari alla seconda forma inserita nella prima.

Quanto appena descritto viene utilizzato per la rappresentazione della struttura da simulare, tuttavia affinché il software sia in grado di generare dei risultati è necessario alimentare la composizione [4]. Nel nostro caso sono state utilizzate delle “porte in guida d’onda”: vengono usate per simulare l’alimentazione del modello mediante campi elettromagnetici condotti in una guida d’onda supposta di lunghezza infinita. Queste porte sono generalmente attaccate ai lati del modello e lo stimolano mediante un campo elettromagnetico; una volta posizionate sono rappresentate da dei quadrati di colore rosso. Queste porte risultano essere molto utili non solo per l’alimentazione, ma la possibilità di impostarne una propria impedenza di riferimento permette di utilizzarle come carichi ideali.

Infine, per concludere questa breve introduzione al software, è importante presentare una funzione molto importante e che verrà ampiamente utilizzata nella progettazione della microstriscia e successivamente della patch: l’Optimizer (o Ottimizzatore). Questo strumento ha una logica tanto semplice quanto utile: richiede, attraverso un’apposita interfaccia visiva, le dimensioni della struttura in simulazione che devono essere variate (es. lunghezza della microstriscia, larghezza patch ecc.) e dentro quale intervallo di valori (es. $\pm 10\%$ rispetto al valore di partenza); poi nella finestra degli obiettivi, chiamati “goal”, viene specificato appunto l’obiettivo che si vuole raggiungere (es. Impedenza caratteristica = 50Ω). Viene avviata l’ottimizzazione e il programma rende disponibile in uscita i valori delle dimensioni che permettono di soddisfare le specifiche. Figura 6 e Figura 7 rappresentano le finestre appena descritte.

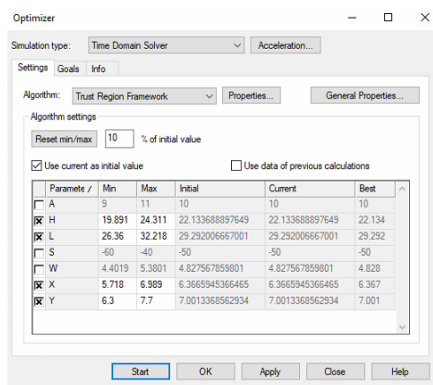


Figura 6 – Finestra per la scelta dei parametri da variare

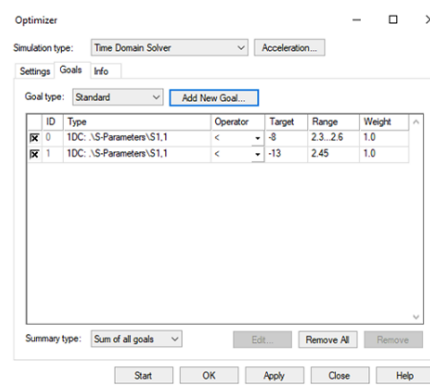


Figura 7 – Finestra per la scelta degli obiettivi da raggiungere

2.PARAMETRI S (MATRICE DI SCATTERING)

Sebbene siano strumenti matematici utilizzabili ad ogni frequenza, i parametri S trovano maggiore utilità nello studio di circuiti, al crescere delle frequenze, poiché misurare tensioni e correnti diviene progressivamente più difficoltoso, mentre diventa sempre più conveniente, sebbene non semplice, misurare parametri tipici della propagazione ondosa, quali onde riflesse e trasmesse. Il modulo del Parametro S di riflessione, S_{11} è chiamato “Return loss” ed il modulo del parametro di trasmissione S_{21} è chiamato “Insertion Loss”[5]. L’ S_{11} è il rapporto tra onda riflessa e onda incidente della stessa porta, rappresenta la porzione di segnale riflessa verso la sorgente a causa di discontinuità dell’impedenza della rete sotto esame. Si può considerare come il coefficiente di riflessione della rete nel dominio della frequenza. L’ S_{21} rappresenta la porzione di segnale persa nel trasferimento tra le due Porte considerate, a causa di disadattamento di impedenza, effetti di risonanze, accoppiamenti induttivi o capacitivi. I parametri S sono molto laboriosi da calcolare manualmente. In campo pratico essi sono generalmente risultato di misura o simulazione circuitale (ad esempio CST).

Un carico adattato alla porta in ingresso è una struttura particolarmente desiderabile in diverse applicazioni, riconoscerne le caratteristiche nei grafici di parametri S è quindi fondamentale. Ciò si può intendere come misura della qualità della connessione realizzata per mezzo di essa. Tre caratteristiche definiscono una connessione adattata:

- L’impedenza lungo la linea non varia.
- Le perdite sono basse e la maggior parte del segnale è trasmessa.
- Gli accoppiamenti con linee adiacenti sono trascurabili.

Quando l’impedenza della connessione è prossima a quella della Porta, la riflessione verso la sorgente tende a 0 e il Return Loss sarà quindi tendente al valore numerico 0 (in dB sarà rappresentato da un grande valore negativo). Il valore in dB viene limitato ad un numero finito dal rumore di fondo della strumentazione o delle caratteristiche dell’ambiente di simulazione, praticamente si ottengono valori prossimi a - 100dB teorici. Tanto maggiore diventa il disadattamento di impedenza, tanto più Return Loss tende ad assumere valore 1 (0 dB), corrispondente a 100% di riflessione (caso per cui si ha $S_{11}=1$).

Tanto migliore è la connessione (adattata in impedenza e basse perdite), tanto più segnale verrà trasmesso alla Porta di uscita (nel progetto la porta di uscita consiste nella patch connessa all’uscita della microstriscia), tanto più l’Insertion Loss sarà prossimo al valore 1 (0 dB). Si ha quindi che il valore dell’ $S_{21} = 1$ nel caso ideale linea di trasmissione(microstriscia) 50 ohm uniforme connessa ad una Porta a 50 ohm(patch). Il modulo al quadrato di Insertion Loss è una misura della potenza dispersa che non raggiunge, quindi la Porta di uscita.

3.MICROSTRISCE A 50,100,200 E 75 OHM

Le linee a microstriscia sono composte da un piano di massa conduttore, da un substrato dielettrico di altezza h e permittività relativa ϵ_r , e da una striscia metallica di larghezza w e spessore t [6] (Figura 8).

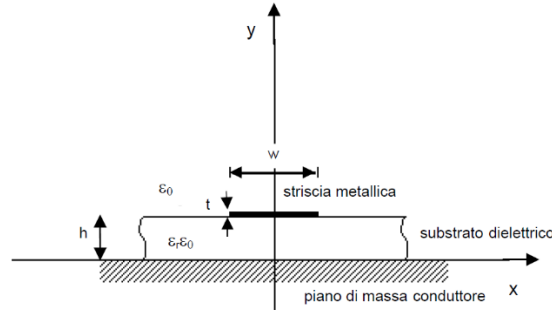


Figura 8– Rappresentazione microstriscia

Considerando la struttura nella quale bisogna andare ad implementare la microstriscia, per l'alimentazione della patch abbiamo che, come già detto sfrutteremo come piano di massa la vernice metallica del vetro, il dielettrico di altezza 9mm è composto dai due vetri e dalla colla che li tiene uniti, mentre nell'ultimo strato composto dalla vernice metallica, si va a dimensionare la microstriscia. La procedura attuata per il dimensionamento delle diverse microstrisce è il seguente:

1. Utilizzo delle formule empiriche per la determinazione dell'ordine di grandezza della larghezza della microstriscia, tramite le seguenti equazioni:

$$\text{If } \left(\frac{W}{H}\right) < 1:$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_R + 1}{2} + \frac{\epsilon_R - 1}{2} \left[\frac{1}{\sqrt{1 + 12 \left(\frac{H}{W}\right)}} + 0.04 \left(1 - \left(\frac{W}{H}\right)\right)^2 \right]$$

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left(8 \left(\frac{H}{W}\right) + 0.25 \left(\frac{W}{H}\right) \right)$$

$$\text{If } \left(\frac{W}{H}\right) > 1:$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_R + 1}{2} + \left[\frac{\epsilon_R - 1}{2 \sqrt{1 + 12 \left(\frac{H}{W}\right)}} \right]; \quad Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \left[\frac{W}{H} + 1.393 + \frac{2}{3} \ln \left(\frac{W}{H} + 1.444 \right) \right]}$$

(2.1)

Fissando z_0 con l'impedenza desiderata, e utilizzando poi la formula inversa per determinare w , ossia la larghezza.

2. Utilizzo del programma di simulazione "cst", iniziando dalla progettazione della struttura, poi si prosegue con il disegno della microstriscia impostando come lunghezza un certo valore che coincida con il lato corto del vetro, in modo tale da poter utilizzare le waveguide (fig.9) port alle

due estremità. Come spessore $t=0.035\text{mm}$, e come larghezza W , si fissa inizialmente il valore calcolato tramite le formule empiriche per l'impedenza desiderata.

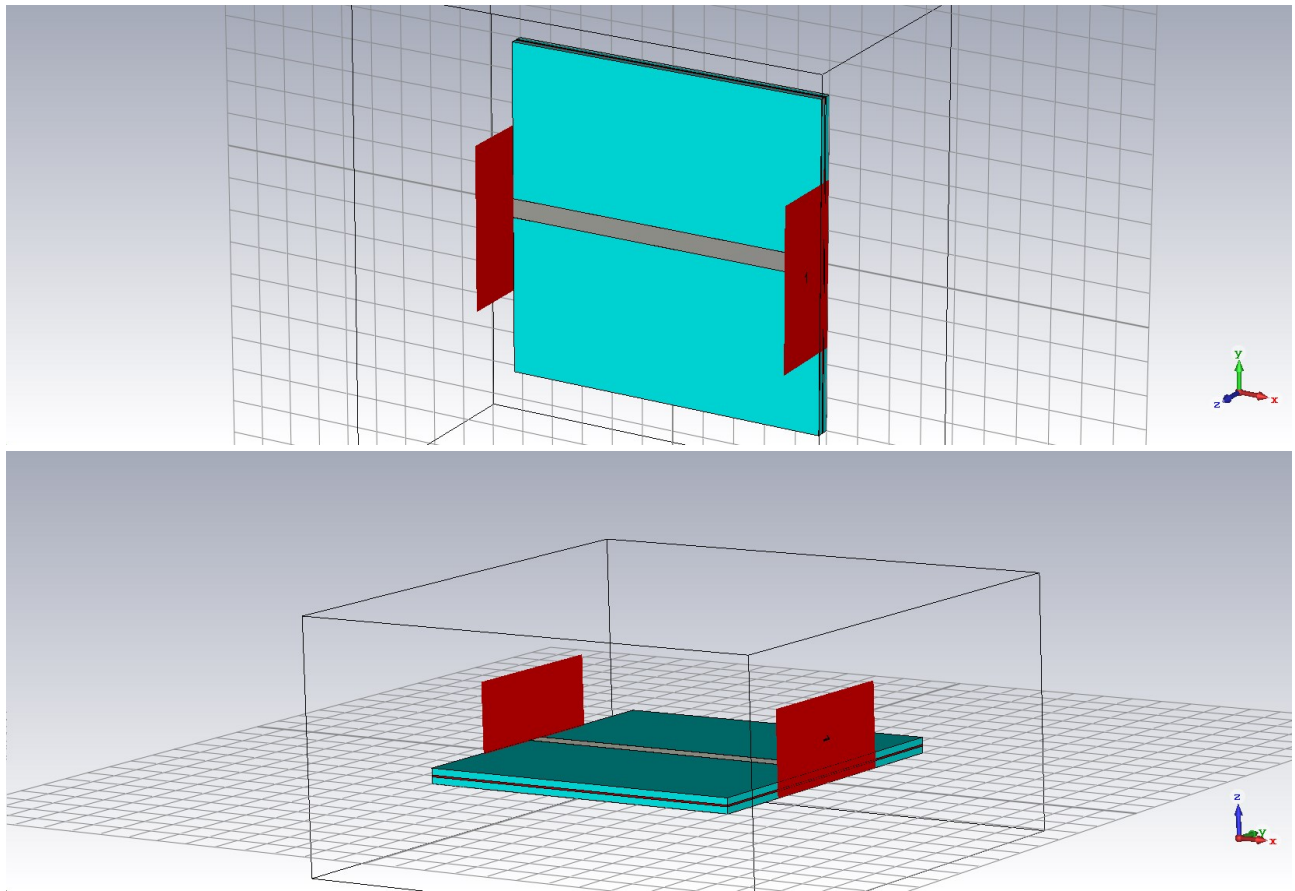


Figura 9- le waveguide port sono poste perpendicolarmente alla microstriscia, una in ingresso e una in uscita.

3. Si avvia la simulazione fissando l'impedenza corrispondente all'impedenza che si vuole ottenere sulla microstriscia, in modo tale da avere sulla carta di Smith, nel caso in cui la microstriscia sia adattata, il valore 1 ossia il perfetto adattamento.
4. Una volta terminata la simulazione si vanno a controllare i grafici del S_{11} , S_{21} e la carta di Smith. Il comportamento desiderato è il seguente: un valore del S_{11} il più piccolo possibile, al di sotto dei -30db (fig.10), vicino allo 0 in naturali, il valore del S_{21} sia prossimo allo 0 db (fig.11), ossia prossimo al 1 in naturali, è che sulla carta di Smith il valore ottenuto sia situato al centro ossia in 1 (fig.12), se rispetta queste caratteristiche allora la microstriscia progettata è adattata all'impedenza della porta, che corrisponde con il valore d'impedenza desiderato.
5. Se invece il comportamento analizzato non rispecchia questi parametri, allora bisogna sfruttare la funzionalità dell'optimizer, che consente di modificare dei parametri al fine di ottenere determinati obiettivi. Il parametro che andremo a settare, e che l'optimizer dovrà variare, è appunto la larghezza della microstriscia, ovvero il parametro che modifica il valore dell'impedenza della microstriscia. Successivamente si va a settare l'obiettivo che si vuole ottenere, ossia un S_{11} inferiore dei -35db e si imposta che l'intervallo di frequenza nel quale si vuole ottenere questo comportamento è l'intero intervallo di analisi che si sta considerando ossia da 1.5-3.5 GHz.

6. Fatto ciò si avvia l'ottimizzazione, e si attende che il calcolatore trovi quel valore della larghezza della microstriscia che rispetti l'obiettivo inserito. Finita l'ottimizzazione, si controlla che il valore ottenuto sia congruo ai parametri illustrati in precedenza, controllando i grafici del S11, S21 e la carta di Smith. Se dopo questo passaggio ancora non abbiamo ottenuto il comportamento desiderato, allora bisogna aumentare l'intervallo numerico entro il quale l'optimizer può far variare la larghezza della microstriscia, e ripetere l'ottimizzazione e il controllo, se invece i grafici da analizzare hanno un buon comportamento (fig.10,fig.11,fig.12), allora la dimensione ottenuta è quella giusta.

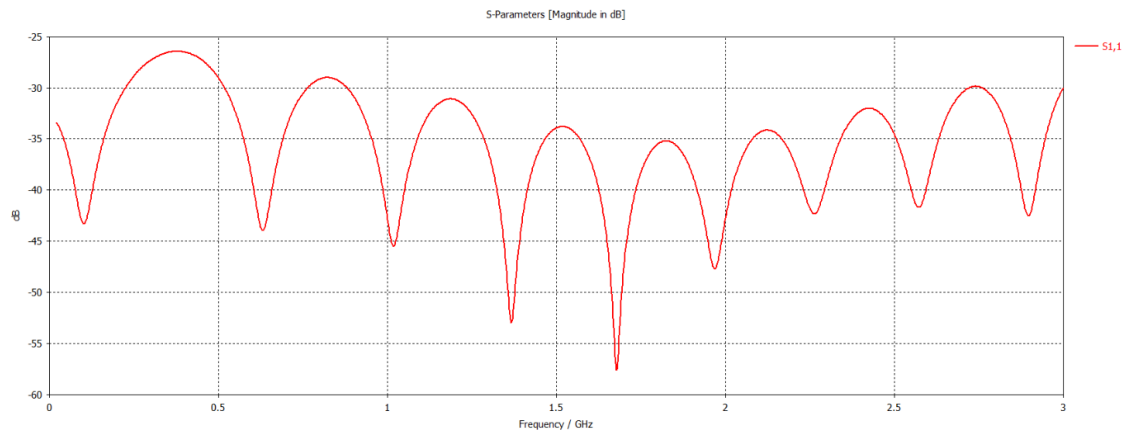


Fig.10-Grafico S11. si osserva che il valore è quasi costantemente sotto i -30 db.

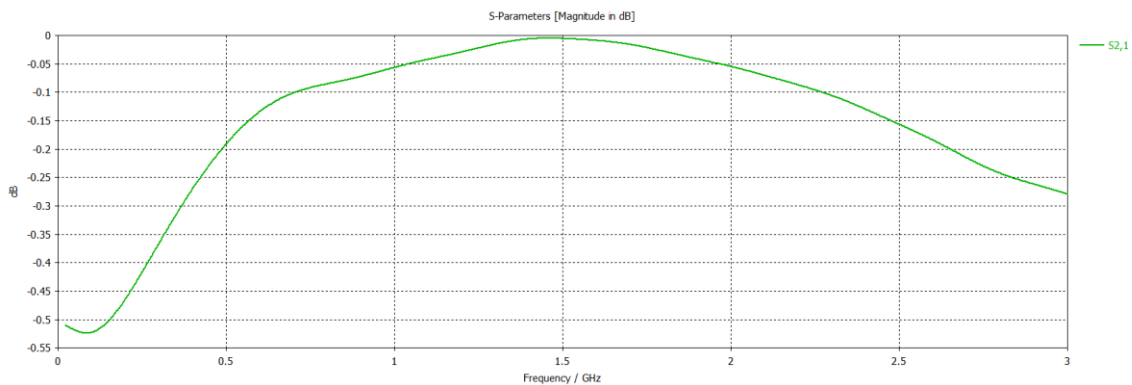


Fig.11-Grafico S22, si osserva che il suo valore è prossimo allo zero db.

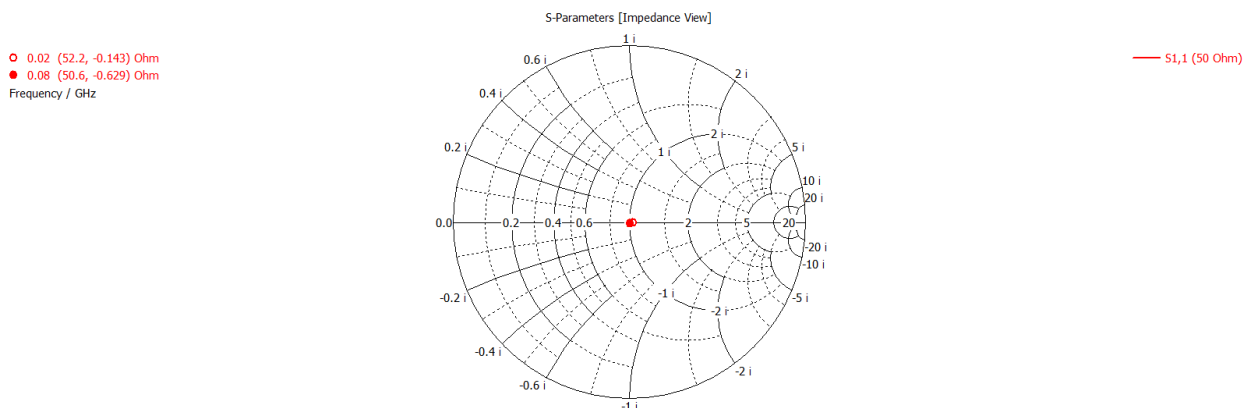


Fig.12- carta di smith, si osserva che il valore è centrato.

Questa procedura è stata utilizzata per la progettazione delle linee a microstriscia di impedenza Z_0 :

- 50 Ohm: Tramite i calcoli si è ottenuta una larghezza W di 11.879mm per controllare i grafici al fine di verificare se fosse il valore reale, si settano le due porte utilizzate per alimentarla con un'impedenza caratteristica di 50 Ohm, ma dall'analisi dei grafici si nota che non è il valore esatto, allora tramite l'optimizer si è ottenuta una larghezza W di 11.42mm, che si è dimostrato dall'analisi dei grafici il valore reale.
- 100 Ohm: Tramite i calcoli si ottiene una larghezza di 2.112mm, alimentando la microstriscia con due porte a 100 Ohm, i grafici ottenuti non avevano un comportamento ottimale allora si è passato all'utilizzo dell'optimizer che ci ha fornito una larghezza di 1.046mm, ossia il valore effettivo, poiché i grafici ottenuti rispettavano i parametri.
- 200 Ohm: tramite i calcoli si ottiene una larghezza di 0.00779mm, che è un valore troppo piccolo da poter ottenere, nella implementazione della microstriscia tramite il laser, sulla vernice metallica, allora si opta per un valore intermedio tra i 50 e i 100 Ohm ossia 75 Ohm
- 75 Ohm: Tramite i calcoli si ottiene una larghezza di 4.098mm, alimentando la microstriscia tramite due porte a 75 Ohm, i grafici ottenuti non rispettavano il comportamento ottimale, dunque tramite l'ottimizzatore abbiamo ottenuto il valore della larghezza, che ci desse il comportamento desiderato, ossia 3.569mm.

4.COASSIALE A 50 OHM.

Considerando che la linea di alimentazione che sarà connessa al lato di ingresso del coassiale è a 50 Ohm, per non creare disadattamenti con conseguente perdita di segnale, si decide di progettare il coassiale da connettere a tutte e tre le microstrisce con impedenza caratteristica di 50 Ohm. Qui la procedura è differente rispetto alla progettazione della microstriscia, che aveva una struttura che necessitava di un calcolo con conseguente ottimizzazione, poiché l'altezza del dielettrico, la larghezza della microstriscia e la costante dielettrica sono i parametri che influiscono sul valore dell'impedenza, non sono noti a prescindere per qualsiasi materiale, mentre per il coassiale che è una struttura classica le dimensioni della maglia esterna, del dielettrico e del conduttore esterno per ottenere un'impedenza di 50 Ohm sono note, e facilmente reperibili in cataloghi online, allora riportiamo questi valori sul simulatore "cst":

- conduttore esterno da 5.1/2-4.1/2mm materiale pec
- dielettrico 4.1/2-1.3/2mm materiale polietilene er 2.1
- conduttore interno 1.3/2-0mm materiale pec

per avviare la simulazione, conatteremo anche qui due porte alle 2 estremità del coassiale e anch'esse avranno la stessa impedenza del coassiale ossia 50 Ohm ottenendo così la seguente struttura (fig.13), e i seguenti grafici (fig.14,15,16):

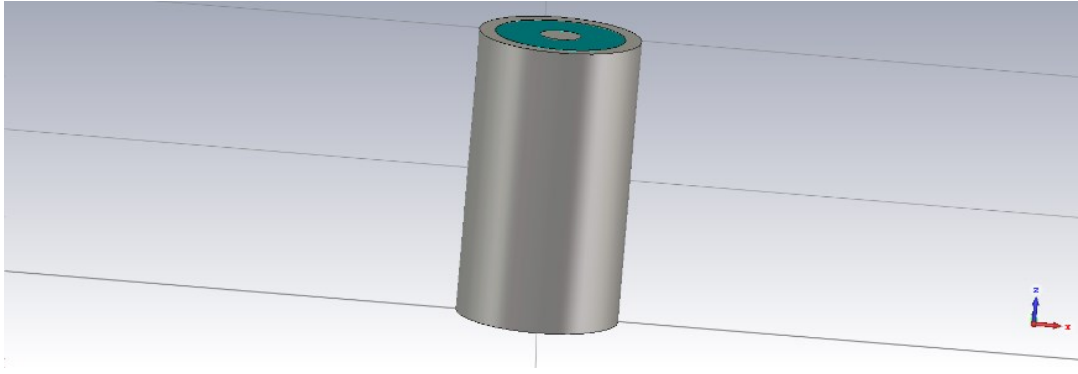


Figura 13-Rappresenta la struttura di un cavo coassiale.

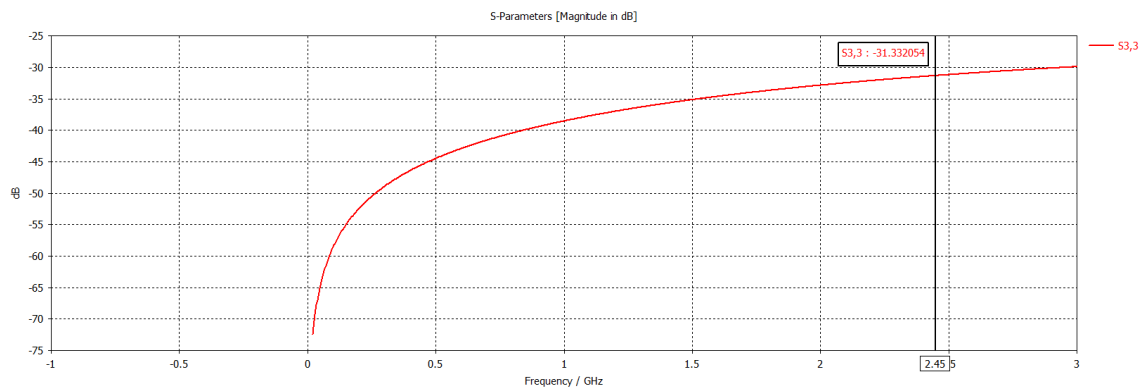


Figura 14-Grafico s11 in cui è possibile vedere che non supera i -30 db.

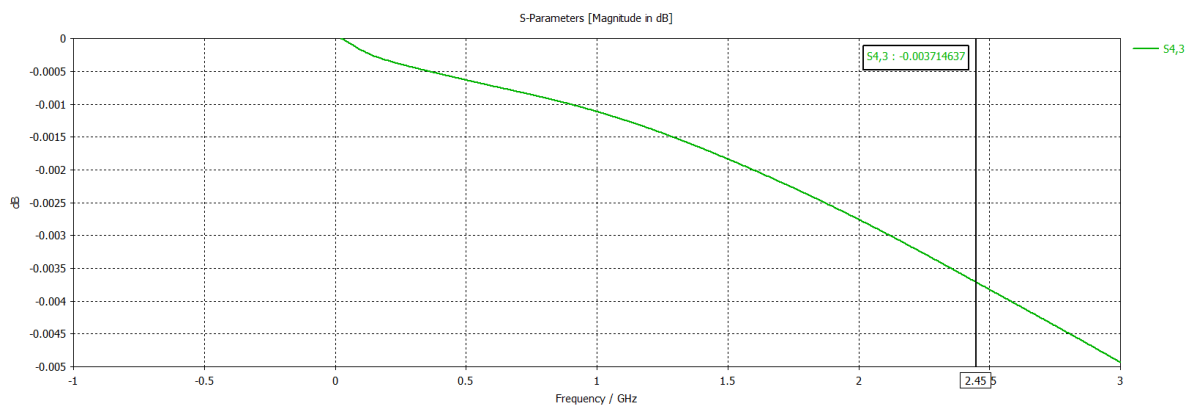


Figura 15-Grafico s21 in cui è possibile vedere che approssima i 0 db.

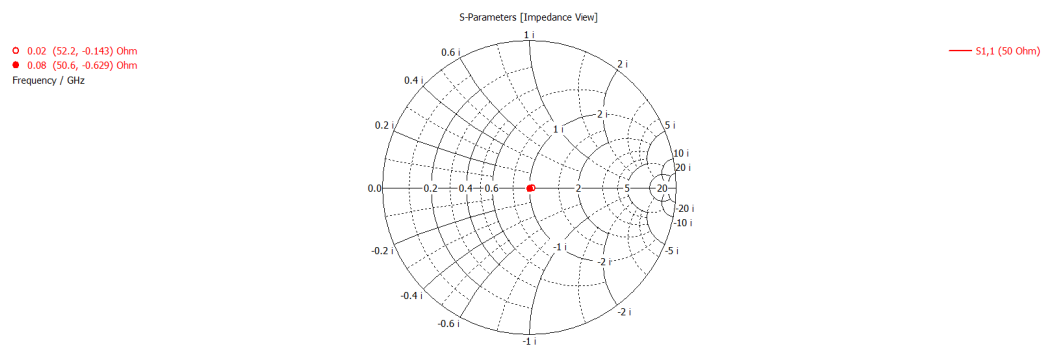


Figura 16-Catra di Smith.

Questi grafici testimoniano che le dimensioni sono idonee e che quindi il coassiale utilizzato ha un'impedenza caratteristica a 50 Ohm.

3 SIMULAZIONE MICROSTRISCIA A BASSA FREQUENZA

1. MICROSTRISCE, PARAMETRI DISTRIBUITI E CONCENTRATI

Nelle simulazioni eseguite per determinare il valore dell'impedenza caratteristica della microstriscia effettuate nel capitolo precedente, l'alimentazione della microstriscia tramite porta cst, è stata realizzata ad alte frequenze. Considerando la lunghezza della linea rispetto alla lunghezza d'onda, non è possibile ignorare i parametri parassiti distribuiti del conduttore, né la natura propagativa del campo che con essi interagisce. A meno di effetti del secondo ordine i parametri C, L, G, R detti parametri primari della linea, rimarranno gli stessi anche in regime non stazionario, ciò è valido per il modello circuitale a parametri distribuiti della linea [7], in cui gli elementi (o parametri) circuitali C, L, R, G sono distribuiti lungo la linea anziché concentrati, come nei circuiti in regime quasi statico. Per determinare il valore dell'impedenza caratteristica della microstriscia sarà necessario l'utilizzo dei parametri S, che sebbene siano strumenti matematici utilizzabili ad ogni frequenza, trovano maggiore utilità nello studio di circuiti al crescere delle frequenze, poiché misurare tensioni e correnti diviene progressivamente più difficoltoso, mentre diventa sempre più conveniente sebbene non semplice, misurare parametri tipici della propagazione ondosa, quali onde riflesse e trasmesse [5]. In generale, la tensione in un punto della linea è data dalla somma dei contributi dell'onda progressiva e di quella regressiva. Come è noto, la somma tra un'onda progressiva e un'onda regressiva che abbiano stessa frequenza, stessa velocità di propagazione e stessa ampiezza dà luogo ad un'onda stazionaria. In regime sinusoidale, ad una data frequenza, nel caso di una linea non dissipativa, per la quale non c'è attenuazione e il modulo del coefficiente di riflessione è costante lungo la linea, se tale modulo vale 1, la linea alla fine è cortocircuitata o aperta, allora onda diretta e onda riflessa hanno la stessa ampiezza e si ottiene soltanto un'onda stazionaria. Se invece vale 0, non c'è onda riflessa, cosa che accade in caso di adattamento tra carico e linea, e si ha soltanto l'onda progressiva. Negli altri casi, si ha una situazione intermedia tra queste due. Per descrivere ciò, si definisce: il **ROS (Rapporto di Onda Stazionaria)**, ossia il rapporto tra il valore massimo e il valore minimo del modulo della tensione lungo la linea:

$$ROS = \frac{|v|_{MAX}}{|v|_{MIN}} \quad (3.1)$$

ci sono particolari punti, lungo la linea, in cui la somma tra onda diretta e onda riflessa dà luogo ad interferenza costruttiva, in tali punti si ha:

$$|v|_{MAX} = |v_F| + |v_R| = |v_F| + |\rho| \cdot |v_F| = (1 + |\rho|) \cdot |v_F| \quad (3.2)$$

e particolari punti, lungo la linea, in cui la somma tra onda diretta e onda riflessa dà luogo ad interferenza distruttiva e in tali punti, invece, si ha:

$$|v|_{min} = ||v_F| - |v_R|| = ||v_F| - |\rho| \cdot |v_F|| = |(1 - |\rho|)| \cdot |v_F| \quad (3.3)$$

Ma per una linea non dissipativa, il coefficiente di riflessione ha modulo costante, inoltre:

$$0 \leq |\rho| \leq 1 \quad (3.4) \quad \text{e quindi} \quad 1 - |\rho| \geq 0 \quad (3.5)$$

Da ciò segue che possiamo scrivere:

$$|v|_{MAX} = (1 + |\rho|) \cdot |v_F| \quad (3.6)$$

$$|v|_{min} = |(1 - |\rho|)| \cdot |v_F| \quad (3.7)$$

Allora:

$$ROS = \frac{1+|\rho|}{1-|\rho|} \quad (3.8)$$

poiché con una linea non dissipativa il modulo $|\rho|$ del coefficiente di riflessione è costante, allora anche il ROS è costante su tutta la linea, inoltre, si ha sempre $ROS \geq 1$. $ROS=1$, ossia quando il coefficiente di riflessione è nullo, accade quando c'è adattamento di impedenza tra il carico e la linea per cui non c'è onda riflessa. $ROS = \infty$ quando $|\rho|=1$, cosa che accade se la linea alla fine è cortocircuitata o aperta[5]. Questo procedimento sta alla base del ragionamento utilizzato per affermare che: la microstriscia ha la stessa impedenza della porta cst con la quale è alimentata se appunto il coefficiente di riflessione è nullo, e il ROS ha un valore unitario.

Alle basse frequenze, invece è possibile considerare le proprietà elettriche della microstriscia C,L,G,R concentrate, ossia si esegue l'approssimazione di regime quasi statico[7]. Questa schematizzazione è valida fino a che le dimensioni geometriche dei componenti e le lunghezze dei collegamenti rimangono piccole rispetto alle lunghezze d'onda associate ai segnali presenti nel circuito, in modo tale da poterle considerare puntiformi. Per determinare allora il valore dell'impedenza caratteristica della linea, e successivamente confrontarlo con ciò che si è ottenuto alle alte frequenze, è necessario determinare i valori dell'induttanza per unità di lunghezza e della capacità per unità di lunghezza dai quali:

$$z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.9)$$

Per determinare i valori di C,L per unità di lunghezza, la simulazione delle microstrisce in bassa frequenza, verrà eseguita considerando la lunghezza elettrica della linea non superiore a $\lambda/10$, quindi in un intervallo di frequenze tra $\lambda/30$ a $\lambda/10$, dove λ è la lunghezza d'onda

$$\lambda = \frac{v}{f} \quad (3.10)$$

e dove v coincide con la velocità di propagazione:

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r}} \quad (3.11)$$

e dove μ_0 è la permeabilità magnetica del vuoto, la ϵ_0 costante dielettrica del vuoto e ϵ_r è quella relativa, alla frequenza $f=2,45$ GHz allora $\lambda=0.012244$ [m]. Per ottenere una lunghezza della linea non superiore a $\lambda/10$ decimi e quindi, eseguire le simulazioni della microstriscia in un intervallo di frequenze compreso tra $\lambda/30$ e $\lambda/10$, considerando che la lunghezza della linea pari a 180 mm, otterremo un range di frequenze pari a 26-78 MHz, ma considereremo per comodità dai 20 agli 80 MHz. Per determinare i valori dell'induttanza per unità di lunghezza sarà necessario cortocircuitare la microstriscia o il coassiale, mentre per determinare la capacità per unità di lunghezza sarà necessario eseguire la simulazione in circuito aperto, ciò accade solo alle basse frequenze, poiché alle alte frequenze

non è possibile distinguere l'induttanza o la capacità cortocircuitando la linea o lasciandola in circuito aperto.

1. SIMULAZIONE CON PORTA CST

Inizialmente eseguiamo le simulazioni della microstriscia in corto circuito e circuito aperto, alimentando la microstriscia tramite la porta di default del cst, la quale avrà la stessa impedenza della microstriscia che verrà sottoposta alla prova.

La prima prova verrà eseguita con la microstriscia a 50 Ohm settando come range di frequenze 20-80 MHz. Successivamente si andrà a disegnare tramite il cad del cst la struttura e la microstriscia, la quale avrà una larghezza di 11.42 mm, e si andrà a connettere la porta del cst per l'alimentazione della microstriscia in una delle due estremità, andando a cortocircuitare l'altra per poter determinare il valore dell'induttanza per unità di lunghezza(fig.17). Il corto è rappresentato da un tratto di conduttore che connette la microstriscia alla massa.

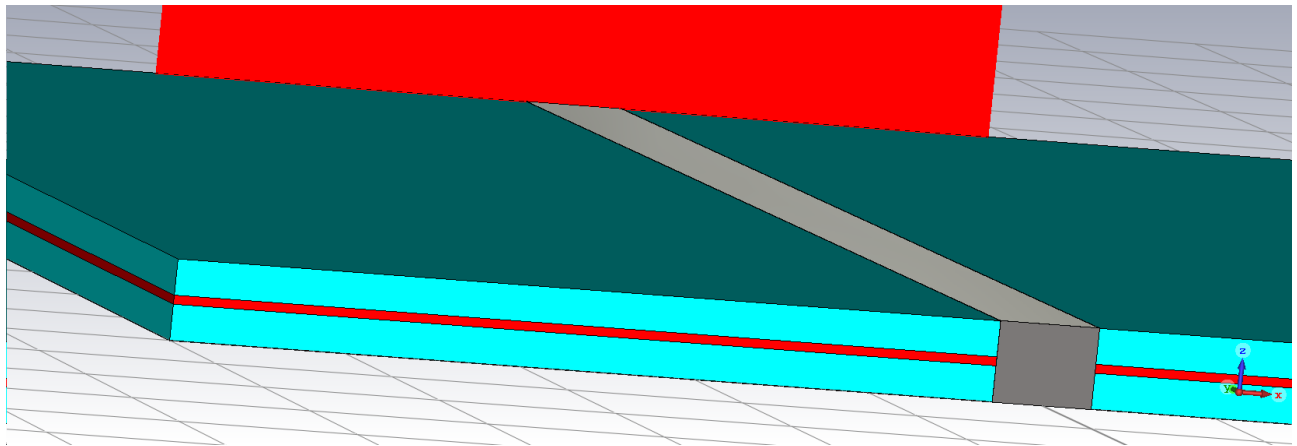


Fig.17-è messo in evidenza il cortocircuito

Conclusa la simulazione si andrà a controllare la carta di Smith delle impedenze (fig.18), dove si andranno a vedere i valori di Z a 20 MHz,80 MHz e anche 40 MHz per avere anche un valore intermedio tra i due.

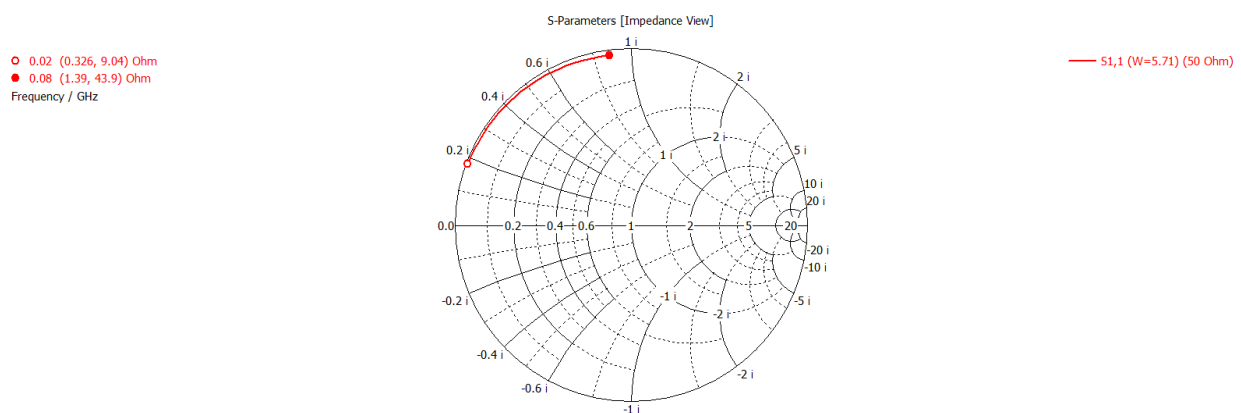


Fig.18-carta di Smith delle impedenze

Si ripeterà questa procedura anche per la linea a 75 Ohm andando a modificare opportunamente la larghezza della microstriscia in 3,568 mm, e infine anche per la microstriscia a 100 Ohm in cui la

larghezza W è di 1,04 mm. Da queste simulazioni e dai valori della carta di Smith sarà possibile ottenere i valori dell'induttanza per unità di lunghezza per le rispettive microstrisce, tramite:

$$L = \frac{x_{in}}{(2\pi \cdot f \cdot l)} \quad (3.12)$$

Dove l minuscolo è la lunghezza della linea, mentre x_{in} è la parte immaginaria dell'impedenza.

<i>Linea 50 Ohm (frequenza, in MHz)</i>	<i>Impedenza</i>	<i>Induttanza per unità di lunghezza (H/m)</i>
20	$0.326+j9.04$	$3.5969 \cdot 10^{-7}$
40	$0.608+j18.2$	$3.7136 \cdot 10^{-7}$
80	$1.39+j43.9$	$4.3668 \cdot 10^{-7}$

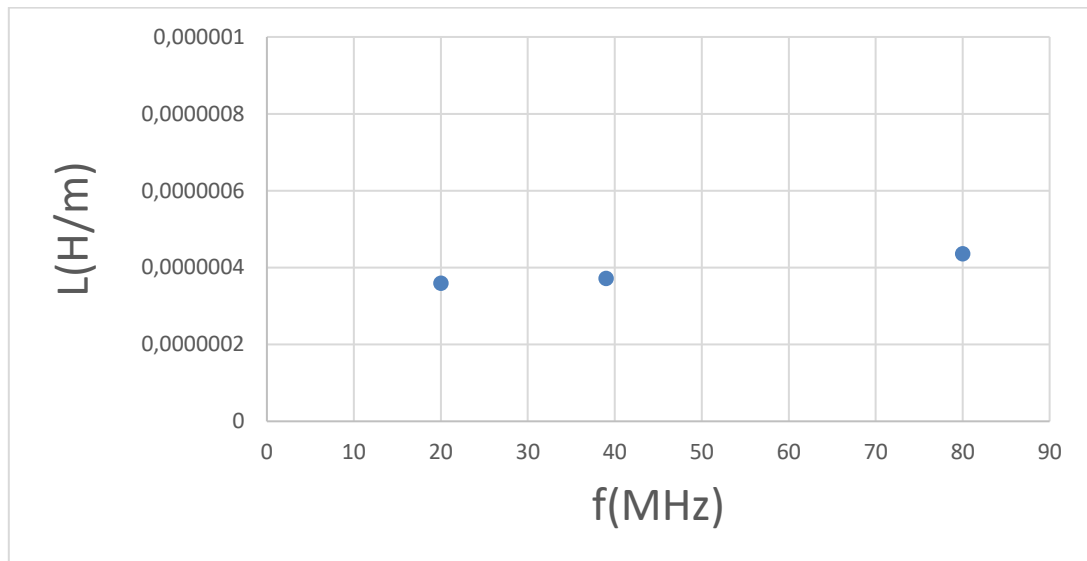


Fig.19-grafico induttanza in funzione della frequenza

Ora si andrà ad eseguire la simulazione della microstriscia lasciando il circuito aperto in modo tale da poter determinare il valore della capacità per unità di lunghezza. Per fare ciò sarà semplicemente necessario rimuovere il tratto di conduttore che serviva a cortocircuitare la microstriscia con il piano di massa, e connettere nell'altra estremità una porta cst(fig.20), con impedenza uguale a quella linea per poterla alimentare nel range di frequenze 20-80 MHz.

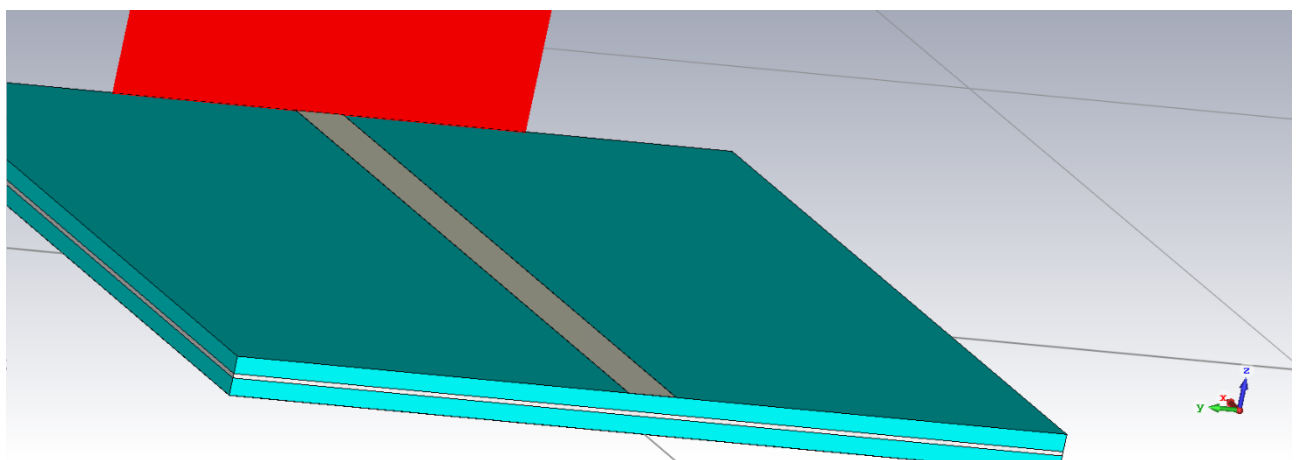


Fig.20-è messo in evidenza il circuito aperto

Conclusa la simulazione si andrà a controllare la carta di Smith delle ammettenze (fig.21), dove si andranno a vedere i valori di y a 20 MHz,80 MHz e anche 40 MHz per avere anche un valore intermedio tra i due.

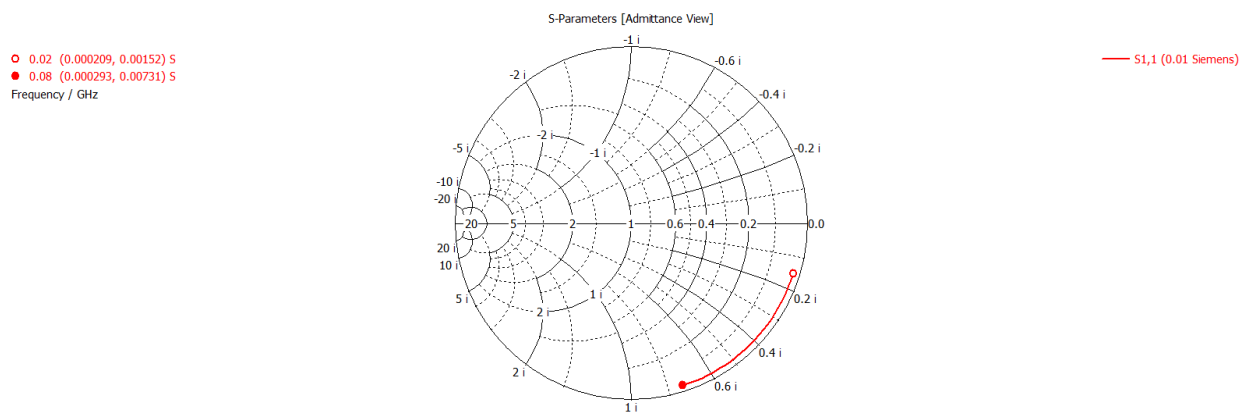


Fig.21.carta di Smith delle ammettenze

Si ripeterà questa procedura anche per la linea a 75 Ohm andando a modificare opportunamente la larghezza della microstriscia in 3,568 mm, e infine anche per la microstriscia a 100 Ohm in cui la larghezza W è di 1,04 mm. Da queste simulazioni e dai valori della carta di Smith sarà possibile ottenere i valori della capacità per unità di lunghezza per le rispettive microstrisce, tramite:

$$C = \frac{B_{in}}{(2\pi \cdot f \cdot l)} \tag{3.13}$$

Linea 50 Ohm (frequenza, in MHz)	ammettenza	capacità per unità di lunghezza (F/m)
20	0,000209+0,00362j	1,44*10 ⁻¹⁰
40	0.00128+j0.00706	1,44*10 ⁻¹⁰
80	0,000293+j0,0183	1,82*10 ⁻¹⁰

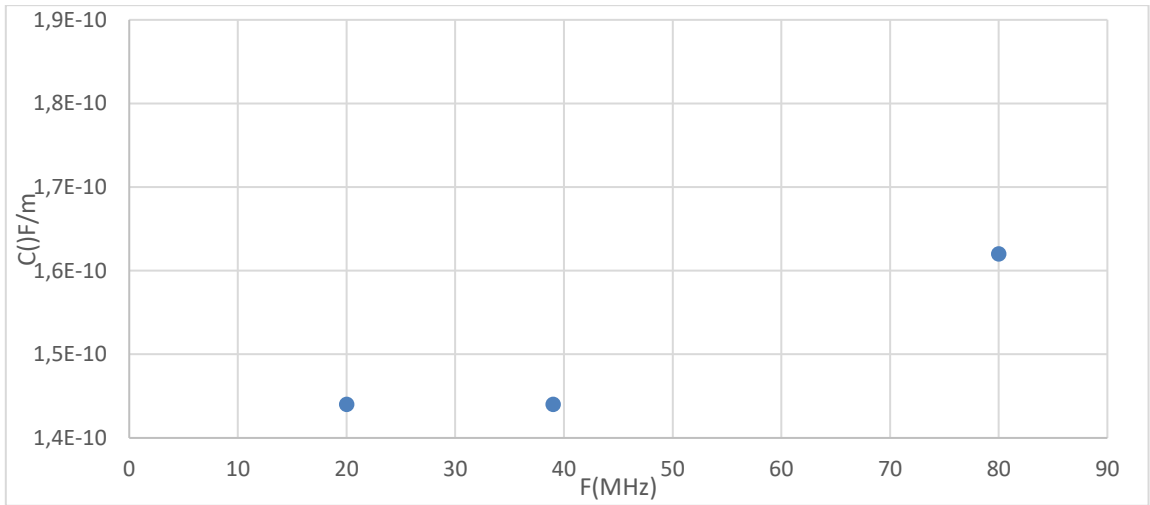


Fig.22-Grafico capacità in funzione della frequenza

utilizzando i valori dell'induttanza per unità di lunghezza e quelli della capacità per unità di lunghezza sarà possibile determinare il valore dell'impedenza caratteristica Z_0 della linea tramite:

$$z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.14)$$

Da cui otterremo:

<i>Linea 50 Ohm (frequenza, in MHz)</i>	<i>Impedenza caratteristica (Ohm)</i>
20	50,19
40	50,77
80	49,50

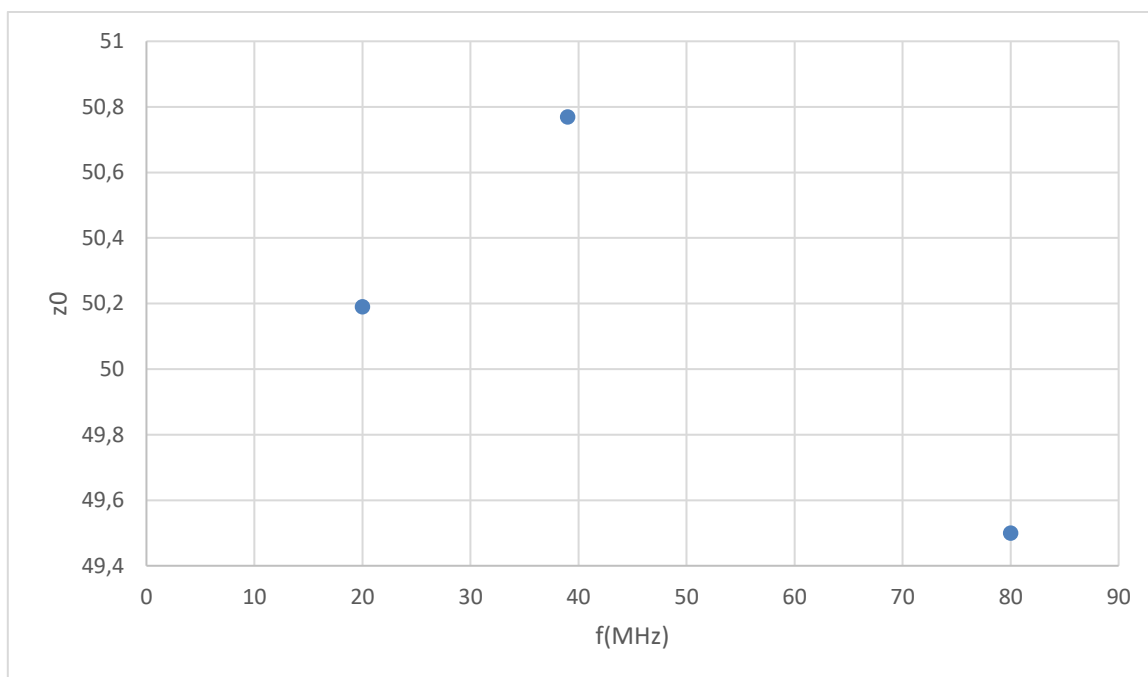


Fig. 23- grafico impedenza caratteristica in funzione della frequenza

3.SIMULAZIONE MICROSTRISCIA CON SINGOLO CONNETTORE COASSIALE

Questa prova è necessaria per avere una misura del disadattamento che la connessione della linea tramite coassiale crea. Per determinare il valore dell'impedenza caratteristica della microstriscia, come nel caso precedente, sarà necessario determinare i valori di induttanza e capacità per unità di lunghezza. Inizialmente si va a definire la struttura per la determinazione dell'induttanza per unità di lunghezza, connettendo ad una delle due estremità il coassiale (fig.24) al quale sarà connessa la porta cst (fig.25) di impedenza pari a quella del coassiale, che sarà la stessa per le tre prove e pari a 50 Ohm. La porta cst sarà necessaria per l'alimentazione della microstriscia nel range di frequenze 20-80 MHz. Nell'altra estremità della microstriscia, la si andrà a cortocircuitare con il piano di massa (fig.24).

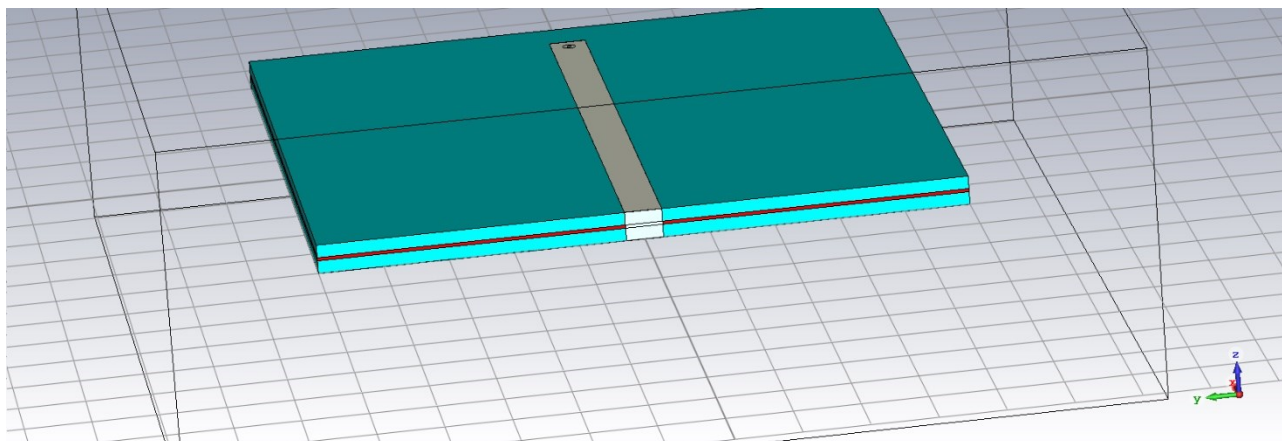


Fig.24-struttura con connessione coassiale e cortocircuito

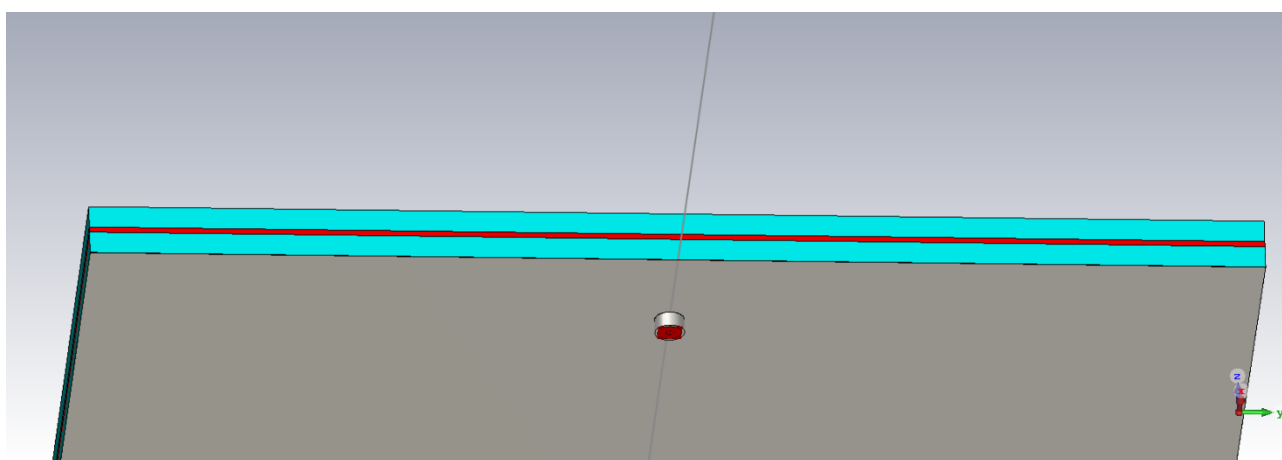


Fig.25-porta cst applicata al coassiale per l'alimentazione

Conclusa la simulazione si andrà a controllare la carta di Smith delle impedenze (fig.26), dove si andranno a vedere i valori di Z a 20 MHz, 80 MHz e anche 40 MHz per avere anche un valore intermedio tra i due.

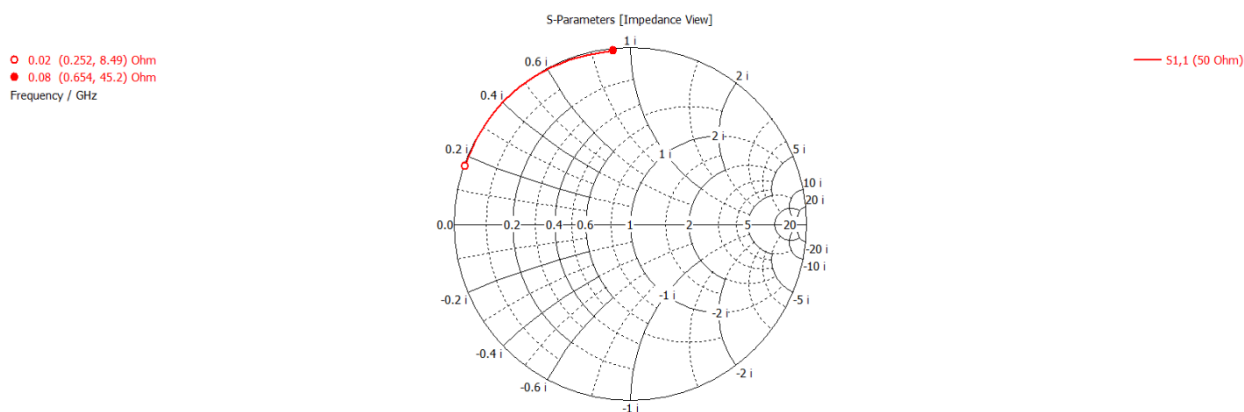


Fig.26-carta di Smith delle impedenze

Si ripeterà questa procedura anche per la linea a 75 andando a modificare opportunamente la larghezza della microstriscia in 3,568 mm, e infine anche per la microstriscia a 100 Ohm in cui la larghezza W è

di 1,04 mm. Da queste simulazioni e dai valori della carta di Smith sarà possibile ottenere i valori dell'induttanza per unità di lunghezza, tramite la (3.12) per le rispettive microstrisce:

<i>Linea 50 Ohm (frequenza, in MHz)</i>	<i>Impedenza</i>	<i>Induttanza per unità di lunghezza (H/m)</i>
20	$0.252+j8.49$	$3.65 \cdot 10^{-7}$
40	$0.0211+j17.3$	$3.81 \cdot 10^{-7}$
80	$0.654+j45,2$	$4.86 \cdot 10^{-7}$

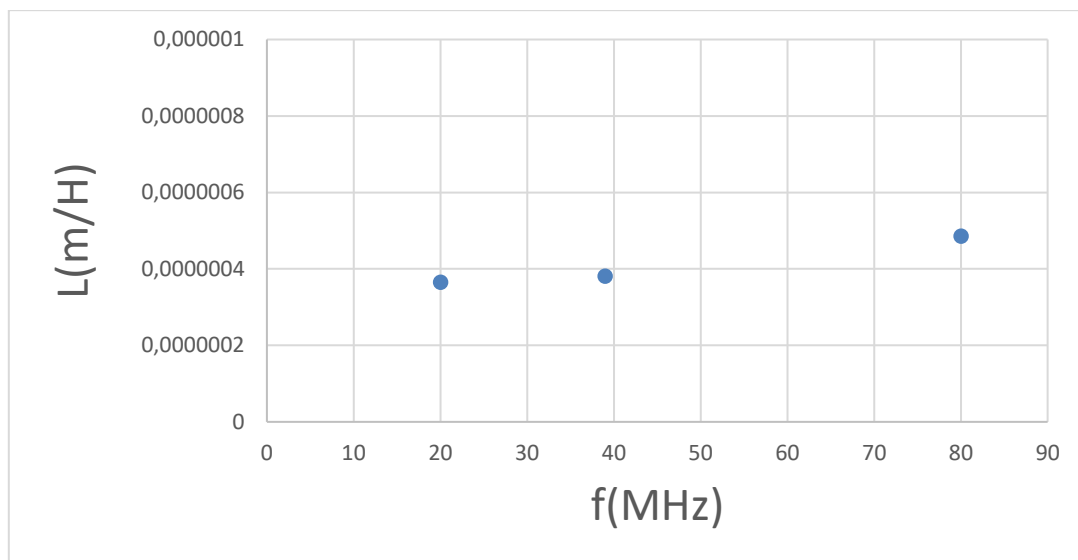


Fig.27-grafico induttanza in funzione della frequenza

Ora si andrà ad eseguire la simulazione della microstriscia lasciando il circuito aperto in modo tale da poter determinare il valore della capacità per unità di lunghezza. Per fare ciò sarà semplicemente necessario rimuovere il tratto di conduttore che serviva a cortocircuitare la microstriscia con il piano di massa, e connettere nell'altra estremità una porta cst(fig.28), con impedenza uguale a quella linea per poterla alimentare nel range di frequenze 20-80 MHz, e nell'altra estremità si andrà a rimuovere il corto in modo tale da ottenere un circuito aperto.

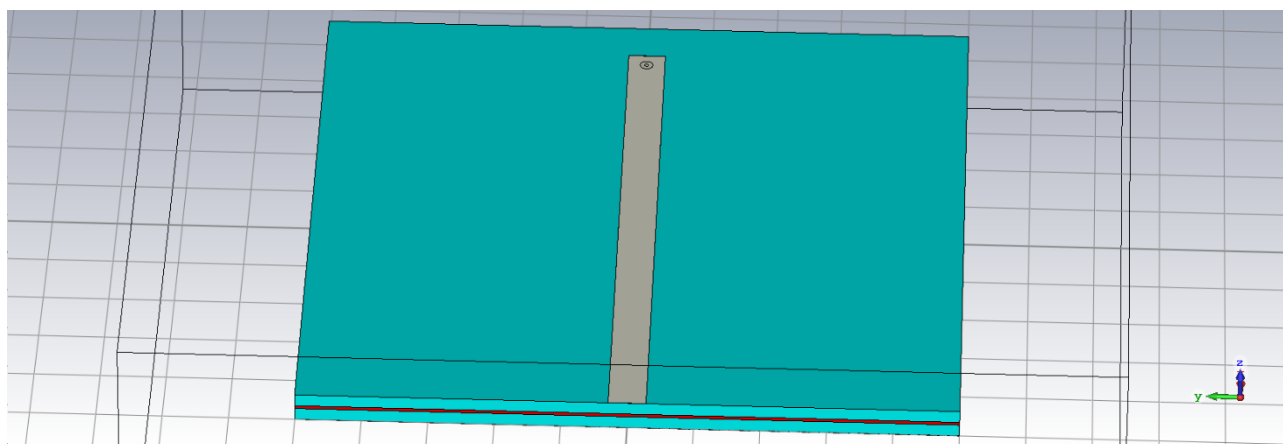


Fig.28-struttura con circuito aperto

Conclusa la simulazione si andrà a controllare la carta di Smith delle ammettenze (fig.29), dove si andranno a vedere i valori di y a 20 MHz, 80 MHz e anche 40 MHz per avere anche un valore intermedio tra i due.

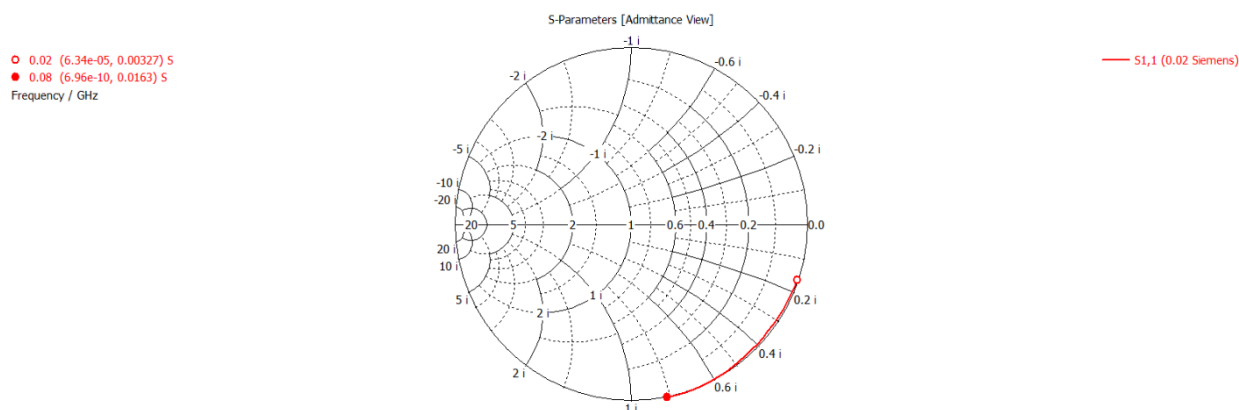


Fig.29-carta di Smith delle ammettenze

Si ripeterà questa procedura anche per la linea a 75 Ohm andando a modificare opportunamente la larghezza della microstriscia in 3,568 mm, e infine anche per la microstriscia a 100 Ohm in cui la larghezza W è di 1,04 mm. Da queste simulazioni e dai valori della carta di Smith sarà possibile ottenere i valori della capacità per unità di lunghezza per le rispettive microstrisce, tramite la (3.13):

Linea 50 Ohm (frequenza, in MHz)	ammettenza	capacità per unità di lunghezza (F/m)
20	$6.34 \cdot 10^{-5} + j0.00327$	$1.40 \cdot 10^{-10}$
40	$0.000188 + j0.00636$	$1.40 \cdot 10^{-10}$
80	$6.96 \cdot 10^{-10} + j0.0163$	$1.58 \cdot 10^{-10}$

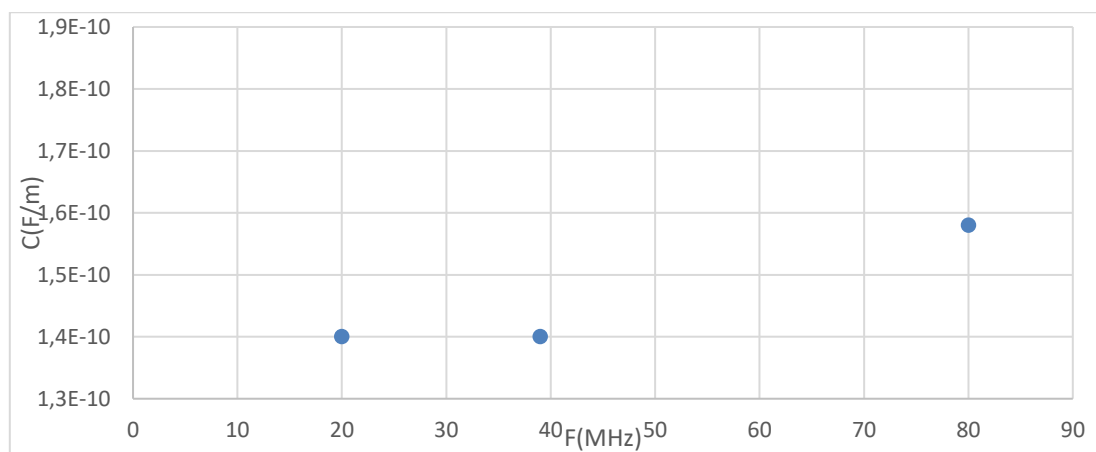


Fig.30-grafico della capacità in funzione della frequenza

utilizzando i valori dell'induttanza per unità di lunghezza e quelli della capacità per unità di lunghezza sarà possibile determinare il valore dell'impedenza caratteristica Z_0 della linea tramite la (3.14):

Da cui otterremo:

Linea 50 Ohm (frequenza, in MHz)	Impedenza caratteristica (Ohm)
20	51.06
40	52,16
80	52,69

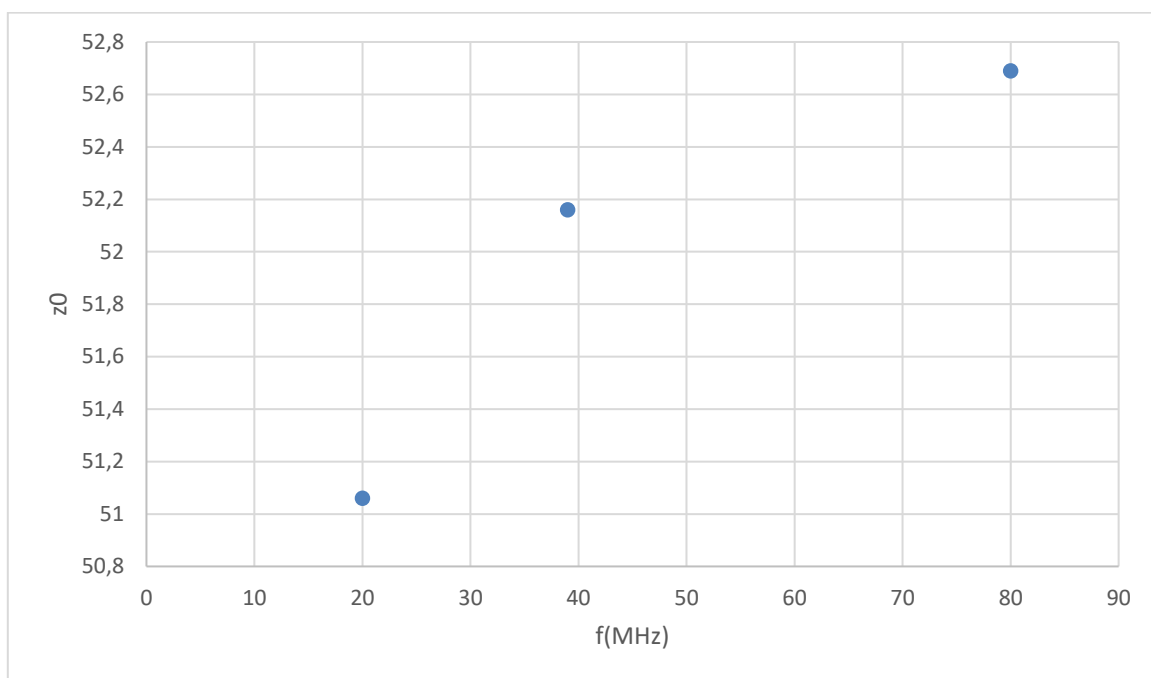


Fig.31-grafico dell'impedenza in funzione della frequenza

4.SIMULAZIONE MICROSTRISCIA CON DOPPIA CONNESSIONE COASSIALE

L'ultima struttura da andare a simulare è costituita dalla microstriscia con coassiale connesso a entrambe le estremità (fig.33). Per determinare il valore dell'impedenza caratteristica della microstriscia, come nel caso precedente sarà necessario determinare i valori di induttanza e capacità per unità di lunghezza. Inizialmente si va a definire la struttura per la determinazione dell'induttanza per unità di lunghezza connettendo ad uno dei due coassiali la porta cst (fig.32) di impedenza pari a quella del coassiale che sarà la stessa per le tre prove e pari a 50 Ohm, per l'alimentazione della microstriscia nel range di frequenze 20-80 MHz e l'altro coassiale dovrà essere cortocircuitato (fig.34).

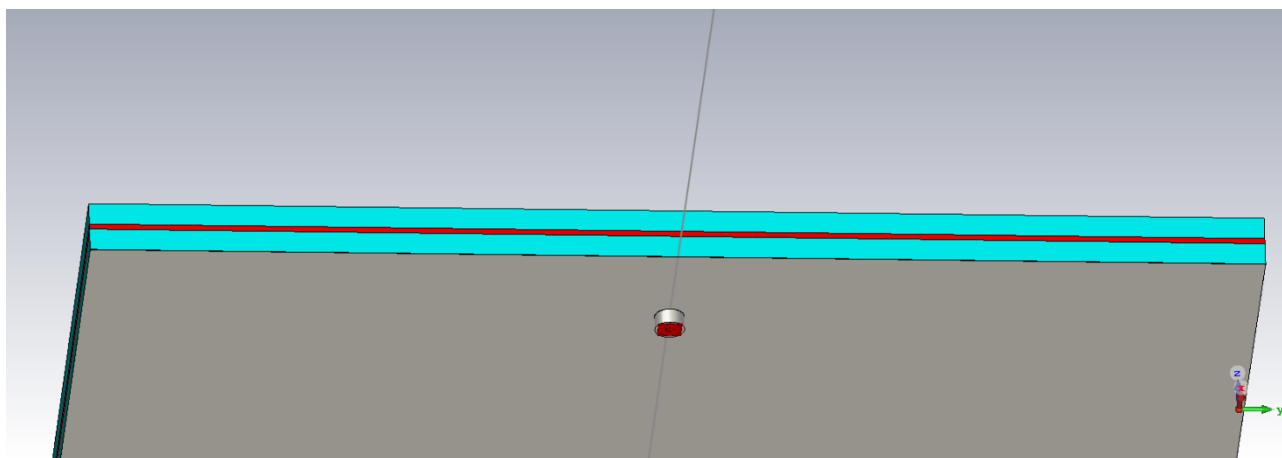


Fig.32-la figura mostra l'applicazione della porta cst al coassiale

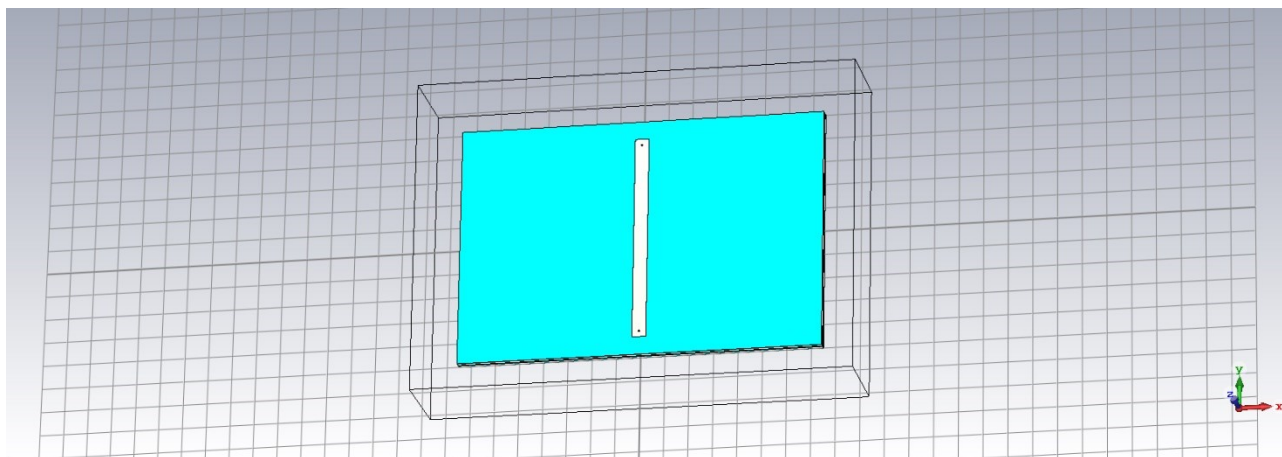


Fig.33-struttura con doppio coassiale

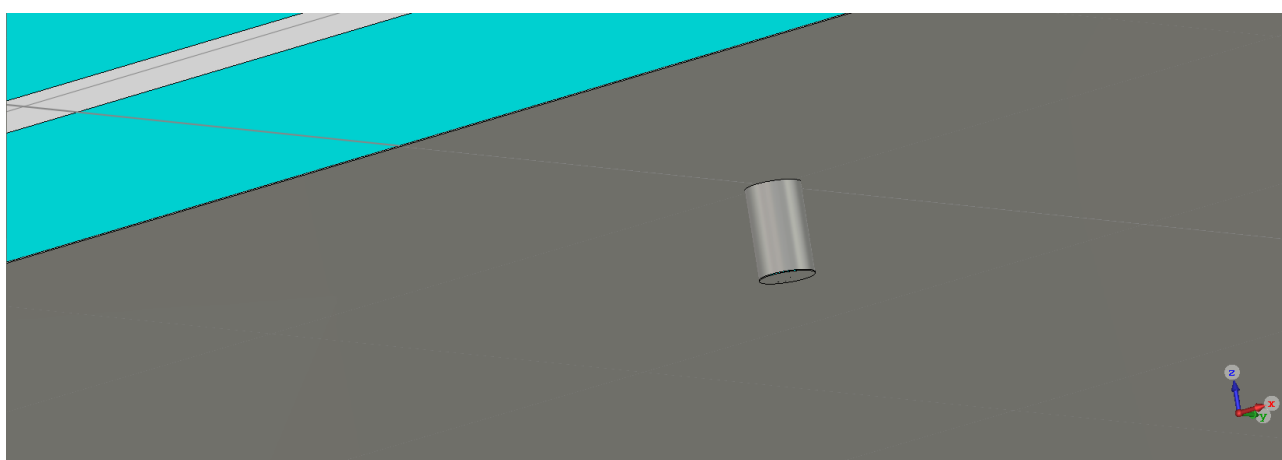


Fig.34-cortocircuitazione del coassiale

Conclusa la simulazione si andrà a controllare la carta di Smith delle impedenze (fig.35), dove si andranno a vedere i valori di Z a 20 MHz, 80 MHz e anche 40 MHz per avere anche un valore intermedio tra i due.

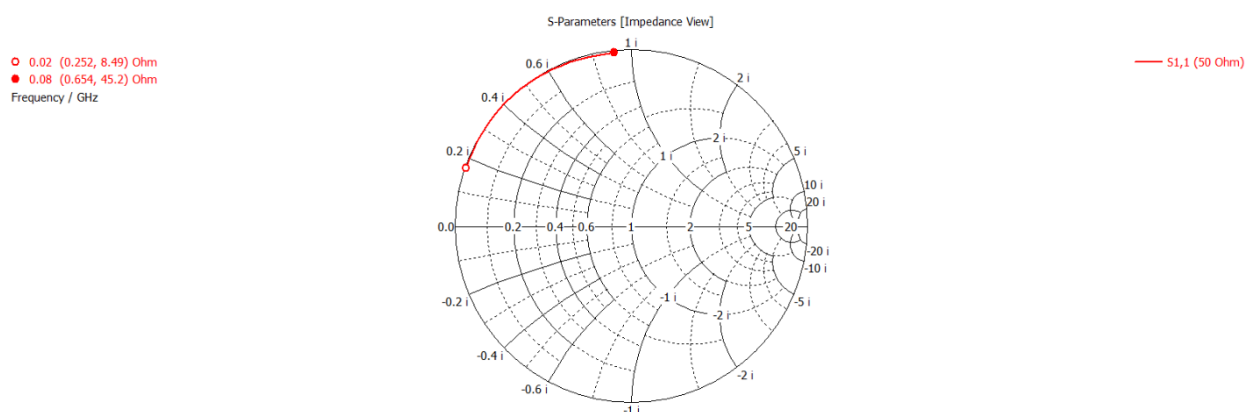


Fig.35-carta di Smith delle impedenze

Si ripeterà questa procedura anche per la linea a 75 andando a modificare opportunamente la larghezza della microstriscia in 3,568 mm, e infine anche per la microstriscia a 100 Ohm in cui la larghezza W è

di 1,04 mm. Da queste simulazioni e dai valori della carta di Smith sarà possibile ottenere i valori dell'induttanza per unità di lunghezza per le rispettive microstrisce, tramite la (3.12):

<i>Linea 50 Ohm (frequenza, in MHz)</i>	<i>Impedenza</i>	<i>Induttanza per unità di lunghezza (H/m)</i>
20	0,146+j8,34	$3,90 \cdot 10^{-7}$
40	0,118+j16	$3,84 \cdot 10^{-7}$
80	0,0546+j41,7	$4,87 \cdot 10^{-7}$

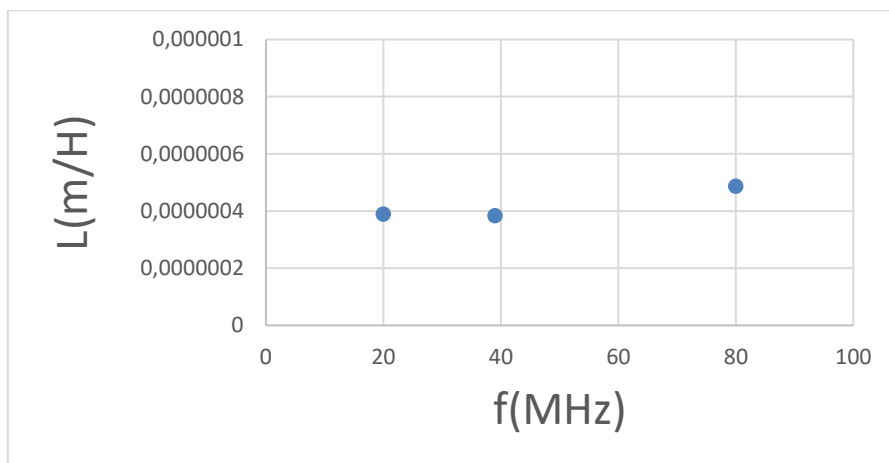


Fig.36-grafico dell'impedenza in funzione della frequenza

Ora si andrà ad eseguire la simulazione della microstriscia lasciando il circuito aperto in modo tale da poter determinare il valore della capacità per unità di lunghezza. Per fare ciò sarà semplicemente necessario rimuovere il tappo conduttore che serviva a cortocircuitare il coassiale (fig.37), e connettere nell'altra estremità una porta cst, con impedenza uguale a quella linea per poterla alimentare nel range di frequenze 20-80 MHz, e nell'altra estremità si andrà a rimuovere il corto in modo tale da ottenere un circuito aperto.

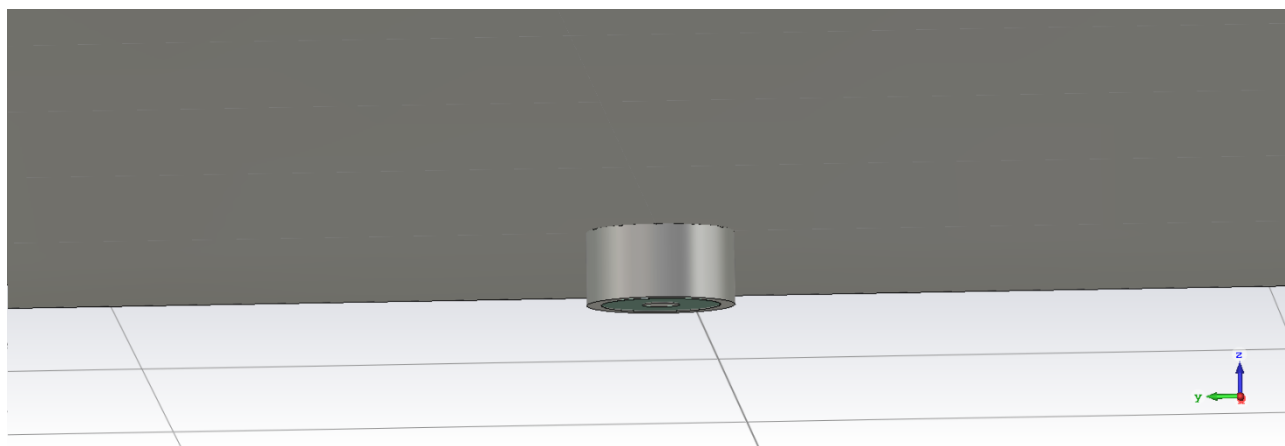


Fig.37-è stato rimosso il cortocircuito al coassiale

Conclusa la simulazione si andrà a controllare la carta di Smith delle ammettenze (fig.38), dove si andranno a vedere i valori di y a 20 MHz, 80 MHz e anche 40 MHz per avere anche un valore intermedio tra i due.

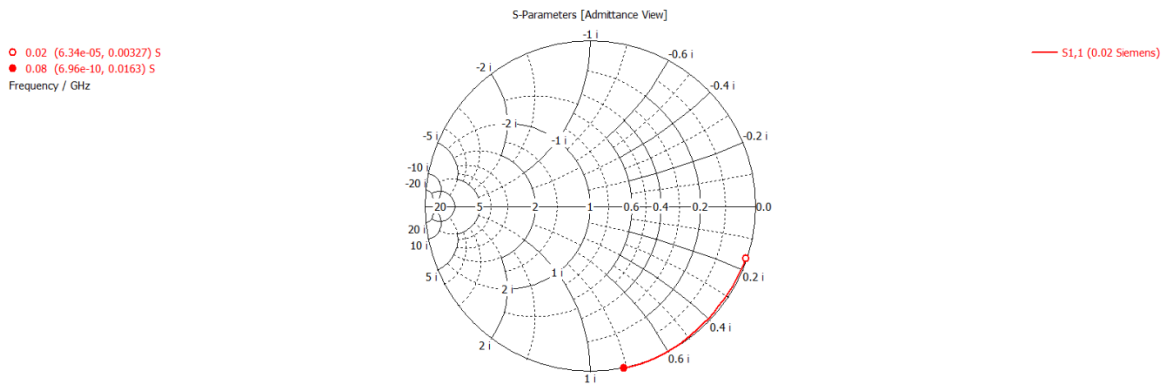


Fig.38 carta di Smith delle ammettenze

Si ripeterà questa procedura anche per la linea a 75 Ohm andando a modificare opportunamente la larghezza della microstriscia in 3,568 mm, e infine anche per la microstriscia a 100 Ohm in cui la larghezza W è di 1,04 mm. Da queste simulazioni e dai valori della carta di Smith sarà possibile ottenere i valori della capacità per unità di lunghezza per le rispettive microstrisce, tramite la (3.13):

Linea 50 Ohm (frequenza, in MHz)	ammettenza	capacità per unità di lunghezza (F/m)
20	$7,85 \cdot 10^{-5} + j0,003$	$1,40 \cdot 10^{-10}$
40	$1,08 \cdot 10^{-5} + j0,00576$	$1,38 \cdot 10^{-10}$
80	$0,00016 + j0,0148$	$1,68 \cdot 10^{-10}$

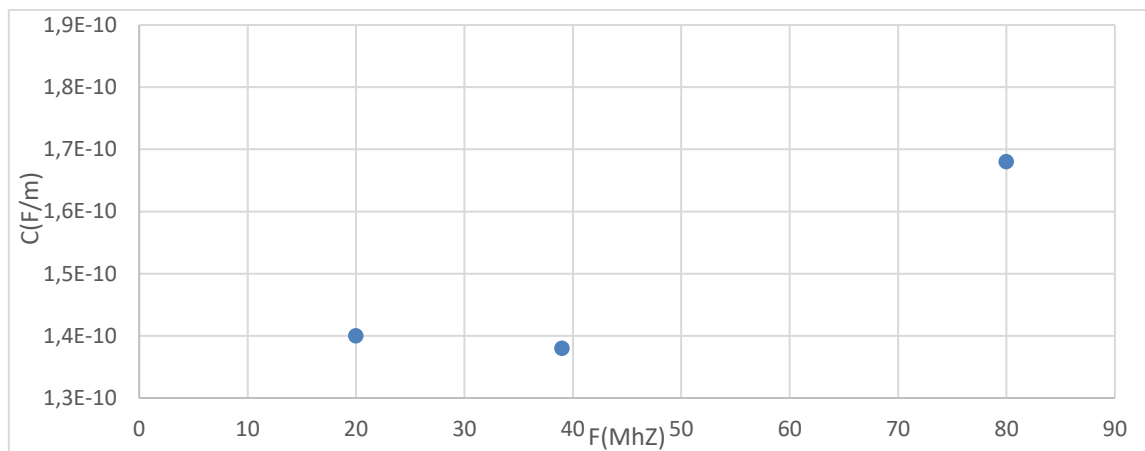


Fig.39-grafico della capacità in funzione della frequenza

utilizzando i valori dell'induttanza per unità di lunghezza e quelli della capacità per unità di lunghezza sarà possibile determinare il valore dell'impedenza caratteristica Z_0 della linea tramite la (3.14):

Da cui otterremo:

Linea 50 Ohm (frequenza, in MHz)	Impedenza caratteristica (Ohm)
20	52,77
40	52,84
80	53,09

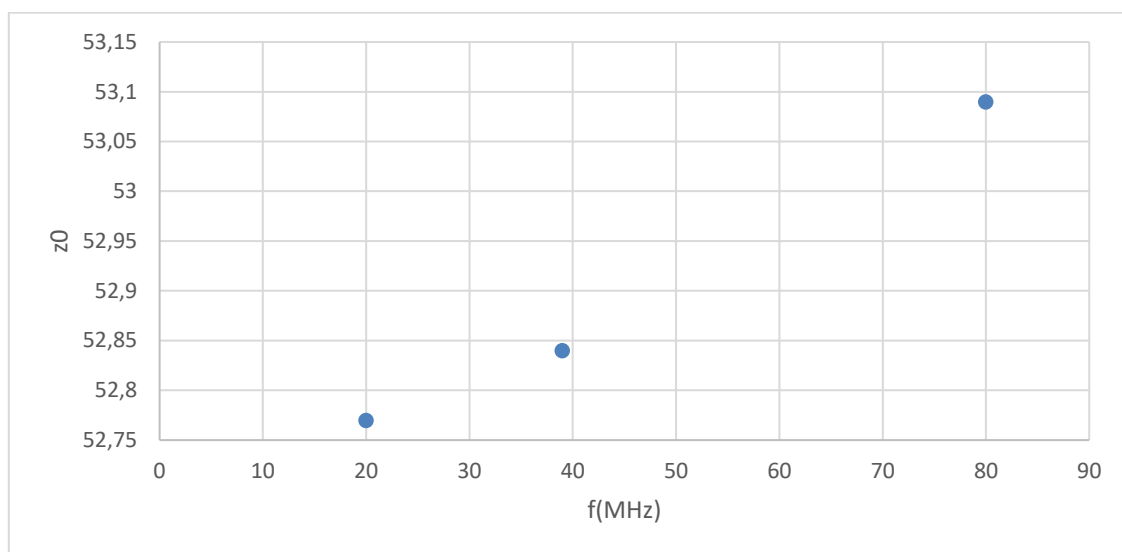


Fig.40- grafico dell'impedenza in funzione della frequenza

I valori ottenuti nelle tre diverse simulazioni riferiti anche alle impedenze caratteristiche a 75 e 100 Ohm sono riportati nelle tabelle sottostanti:

Schema riassuntivo delle simulazioni con linee ad impedenza caratteristica diversa valutate in bassa frequenza

Impedenza caratteristica linea: $Z_0 = 50 \Omega$				
	Frequenza	Linea con porte CST	Linea con una porta con connettore coassiale	Linea con due porta con connettore coassiale
Induttanza per unità di lunghezza con linea chiusa in corto L_{cc} [H/m]	20 MHz	$3,596 \cdot 10^{-7}$	$3,65 \cdot 10^{-7}$	$3,9 \cdot 10^{-7}$
	40 MHz	$3,71 \cdot 10^{-7}$	$3,81 \cdot 10^{-7}$	$3,84 \cdot 10^{-7}$
	80 MHz	$4,366 \cdot 10^{-7}$	$4,86 \cdot 10^{-7}$	$4,87 \cdot 10^{-7}$
Capacità per unità di lunghezza con linea a circuito aperto C_{ca} [F/m]	20 MHz	$1,44 \cdot 10^{-10}$	$1,40 \cdot 10^{-10}$	$1,4 \cdot 10^{-10}$
	40 MHz	$1,44 \cdot 10^{-10}$	$1,40 \cdot 10^{-10}$	$1,38 \cdot 10^{-10}$
	80 MHz	$1,82 \cdot 10^{-10}$	$1,58 \cdot 10^{-10}$	$1,68 \cdot 10^{-10}$
Impedenza caratteristica valutata come $Z_0 = (L/C)^{1/2}$	20 MHz	50,19 ohm	51,06 ohm	52,77 ohm
	40 MHz	50,77 ohm	52,16 ohm	52,84 ohm
	80 MHz	49,50 ohm	52,69 ohm	53,09 ohm

Impedenza caratteristica linea: $Z_0 = 75 \Omega$				
	Frequenza	Linea con porte CST	Linea con una porta con connettore coassiale	Linea con due porta con connettore coassiale
Induttanza per unità di lunghezza con linea chiusa in corto L_{cc} [H/m]	20 MHz	$6,28 \cdot 10^{-7}$	$6,79 \cdot 10^{-7}$	$6,03 \cdot 10^{-7}$
	40 MHz	$6,46 \cdot 10^{-7}$	$6,97 \cdot 10^{-7}$	$6,16 \cdot 10^{-7}$
	80 MHz	$7,47 \cdot 10^{-7}$	$8,03 \cdot 10^{-7}$	$6,92 \cdot 10^{-7}$
Capacità per unità di lunghezza con linea a circuito aperto C_{ca} [F/m]	20 MHz	$7,67 \cdot 10^{-11}$	$8,34 \cdot 10^{-11}$	$8,94 \cdot 10^{-11}$
	40 MHz	$7,91 \cdot 10^{-11}$	$9,55 \cdot 10^{-11}$	$9,14 \cdot 10^{-11}$
	80 MHz	$9,24 \cdot 10^{-11}$	$9,66 \cdot 10^{-11}$	$1,02 \cdot 10^{-10}$
Impedenza caratteristica valutata come $Z_0 = (L/C)^{1/2}$	20 MHz	90,48 ohm	90,23 ohm	82,12 ohm
	40 MHz	90,37 ohm	90,28ohm	82,09ohm
	80 MHz	89,91ohm	91,17ohm	82,36ohm

Impedenza caratteristica linea: $Z_0 = 100 \Omega$				
	Frequenza	Linea con porte CST	Linea con una porta con connettore coassiale	Linea con due porta con connettore coassiale
Induttanza per unità di lunghezza con linea chiusa in corto L_{cc} [H/m]	20 MHz	$8,87 \cdot 10^{-7}$	$9,33 \cdot 10^{-7}$	$7,55 \cdot 10^{-7}$
	40 MHz	$9,14 \cdot 10^{-7}$	$9,61 \cdot 10^{-7}$	$7,72 \cdot 10^{-7}$
	80 MHz	$1,05 \cdot 10^{-6}$	$1,129 \cdot 10^{-6}$	$8,69 \cdot 10^{-7}$
Capacità per unità di lunghezza con linea a circuito aperto C_{ca} [F/m]	20 MHz	$5,41 \cdot 10^{-11}$	$6,62 \cdot 10^{-11}$	$7,02 \cdot 10^{-11}$
	40 MHz	$5,57 \cdot 10^{-11}$	$6,62 \cdot 10^{-11}$	$7,17 \cdot 10^{-11}$
	80 MHz	$6,46 \cdot 10^{-11}$	$7,59 \cdot 10^{-11}$	$7,98 \cdot 10^{-11}$
Impedenza caratteristica valutata come $Z_0 = (L/C)^{1/2}$	20 MHz	128,04 ohm	118,34 ohm	107,70 ohm
	40 MHz	128,09 ohm	119,14ohm	107,76ohm
	80 MHz	127,49 ohm	121,96ohm	108,35ohm

Da queste tabelle è possibile notare come il valore dell'impedenza caratteristica al crescere dell'impedenza vari notevolmente rispetto il valore desiderato, l'andamento migliore lo si ha per i 50 ohm nel caso della connessione con la porta cst.

4 DIMENSIONAMENTO DELLA PATCH

1. REALIZZAZIONE DELLA PATCH TRAMITE SOFTWARE CST

Terminata l'analisi e il dimensionamento della microstriscia è necessario progettare la patch antenna, ossia la struttura risonante in grado di irradiare l'area circostante (descritta nel primo capitolo paragrafo 3.1). Essa verrà alimentata tramite la microstriscia, allora per ottenere che tutta la potenza dell'alimentazione venga irradiata, dovranno essere perfettamente adattate. Per la progettazione della patch è necessario considerare: sia che la patch sia adattata alla microstriscia, sia che la sua frequenza di risonanza coincida con la frequenza di funzionamento desiderata, ossia $f=2.45$ GHz. Nel capitolo precedente abbiamo ottenuto che un buon comportamento a basse frequenze, si ha nella microstriscia a 50 Ohm con alimentazione cst, quindi si andrà a realizzare una patch antenna a 50 Ohm. Per la sua realizzazione, inizialmente si disegnerà la struttura del vetro, sul quale andranno sia la patch che la microstriscia, poi passeremo alla realizzazione della microstriscia a 50 Ohm che avrà una larghezza $w=11.42$ mm. Per la patch considerando che sarà realizzata a forma rettangolare i parametri che la caratterizzeranno sono: la sua larghezza e altezza. La procedura che verrà utilizzata per il suo dimensionamento sarà equivalente a quella utilizzata per le microstrisce, pertanto il primo passaggio consisterà nella definizione dei valori tramite le formule empiriche, che ci permetteranno di ottenere l'ordine di grandezza degli stessi.

$$Width = \frac{c}{2f_o\sqrt{\frac{\epsilon_R+1}{2}}}; \quad \epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_R+1}{2} + \frac{\epsilon_R-1}{2} \left[\frac{1}{\sqrt{1+12\left(\frac{h}{W}\right)}} \right]$$
$$Length = \frac{c}{2f_o\sqrt{\epsilon_{eff}}} - 0.824h \left(\frac{(\epsilon_{eff}+0.3)\left(\frac{W}{h}+0.264\right)}{(\epsilon_{eff}-0.258)\left(\frac{W}{h}+0.8\right)} \right)$$

(4.1)

Dove Width è la larghezza, mentre Length è l'altezza della patch. Essi saranno dipendenti dalla struttura utilizzata ossia dal dielettrico e dalla sua altezza, e inoltre anche dalla frequenza di risonanza desiderata. Applicando queste formule otterremo i seguenti valori: Width=30,59mm e Length=19.14mm, i quali andranno settati per la realizzazione della patch, che sarà connessa alla microstriscia, alla quale è connessa la porta CST(fig.41)

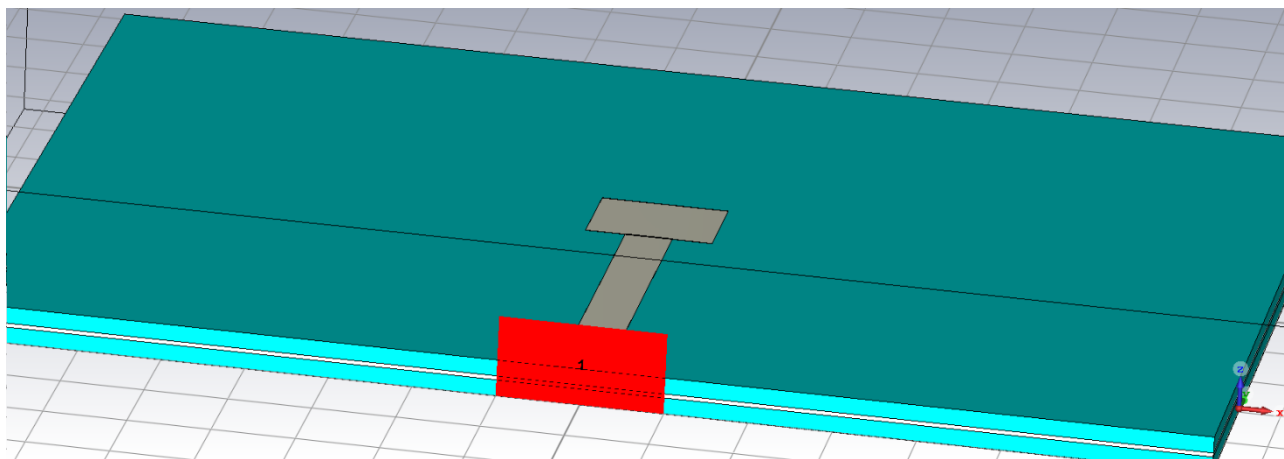


Fig.41-struttura costituita dalla porta CST la microstriscia e la patch.

Conclusa la progettazione si avvierà la simulazione fissando sulla porta cst l'impedenza a 50 Ohm, poiché la linea di alimentazione è a 50 Ohm. Al termine della stessa si andrà a controllare il grafico del parametro S11(fig.42) per vedere se la patch è già dimensionata correttamente, secondo i parametri descritti nel secondo capitolo paragrafo 3.

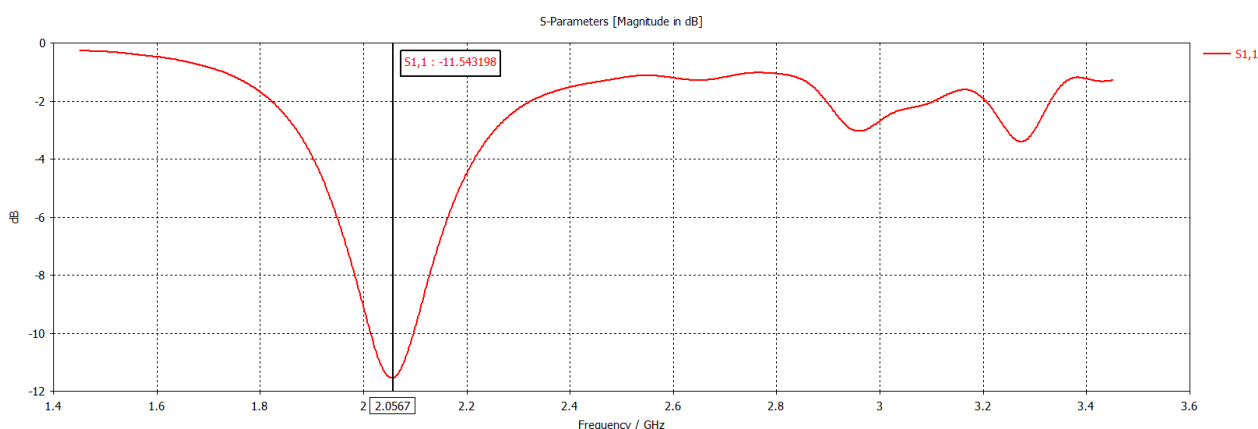


Fig.42-grafico S11.

Come si può notare nell'intorno di 2.45 GHz il coefficiente di riflessione tende ad un valore inferiore a -2 dB, molto distante dal concetto di adattamento in cui il valore dell'S11 dovrebbe essere almeno inferiore a -20 dB e quindi prossimo allo zero lineare. Ciò implica che il dimensionamento della patch potrebbe non essere perfettamente esatto ma soprattutto che l'antenna non risulta adattata alla linea di alimentazione, e di conseguenza la presenza di questo disadattamento porta alla riflessione quasi totale del campo elettromagnetico in propagazione nella microstriscia. Per risolvere questo secondo problema è quindi necessario applicare dei tagli sulla patch in corrispondenza della connessione con la linea di alimentazione(fig.43), il loro dimensionamento verrà eseguito tramite l'ottimizzatore del CST. Per ottenere una patch adattata alla microstriscia nell'intervallo di frequenze desiderato, e che abbia quindi un giusto dimensionamento, bisogna impostare come parametri da modificare sia la larghezza e l'altezza dei tagli (W_i, L_i) ma anche la larghezza Width e l'altezza Length dell'antenna, così da trovare i valori ideali per la progettazione. Dopo aver eseguito i tagli, andiamo a fissare come obiettivo sull'ottimizzatore un valore del coefficiente di riflessione S11 sulla porta di alimentazione almeno minore di -20 dB in corrispondenza della frequenza 2.45 GHz, così da garantire un ottimo adattamento, e mandiamo in esecuzione la simulazione. Al termine dell'elaborazione il CST ha fornito i seguenti valori (fig.44):

- Width= 38 mm, mentre dai calcoli si era ottenuto Width=30,59 mm
- Length= 21,35 mm, il valore calcolato era Length= 19,14mm
- La larghezza dei tagli deve essere di $W_i=1,02$ mm
- L' altezza dei tagli deve essere di $L_i=4,81$ mm

In modo tale da ottenere la seguente struttura (fig.43-44).

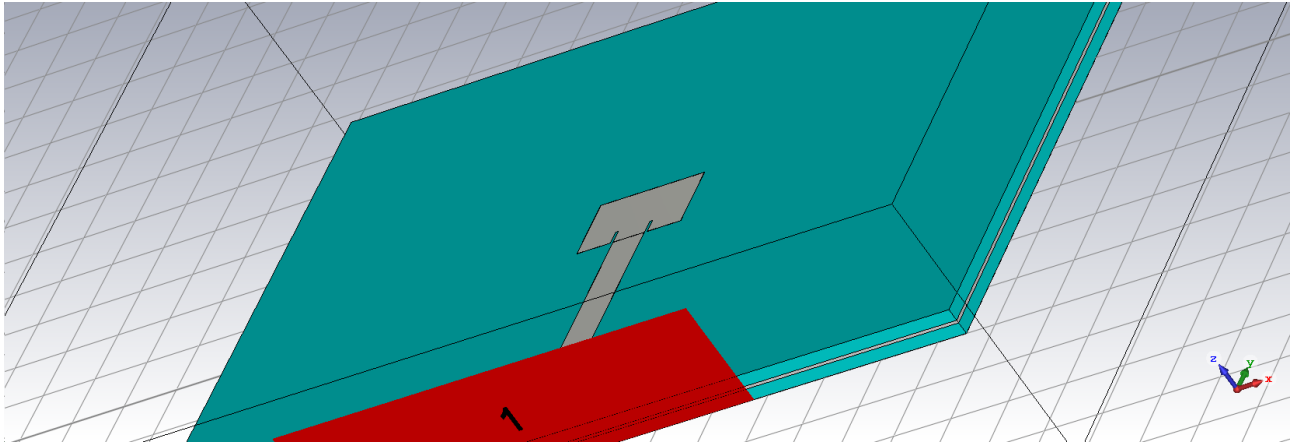


Fig.43-patch dimensionata con tagli.

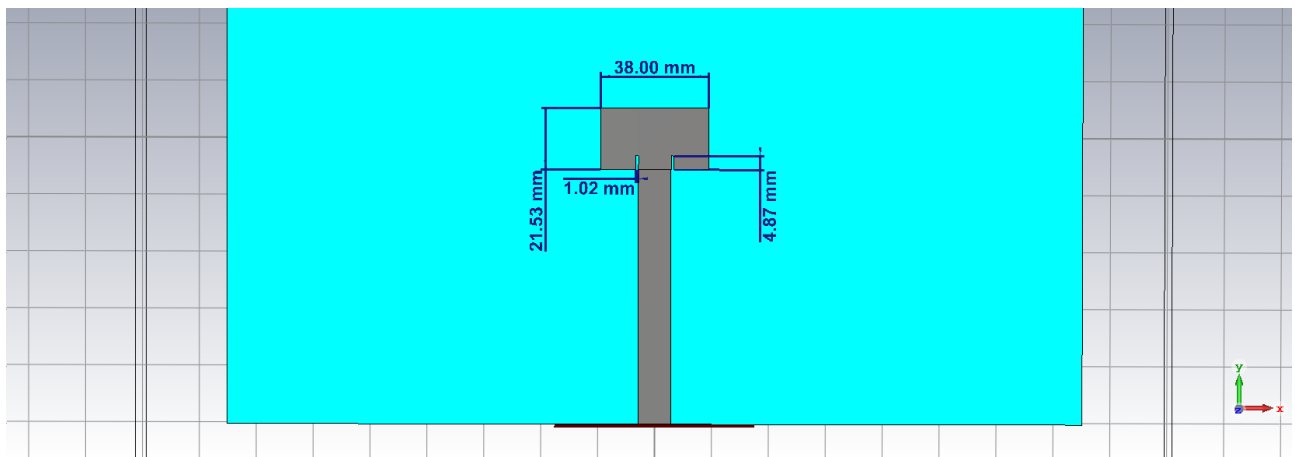


Fig.44-struttura della patch con valori ottenuti dall'ottimizzazione.

Ora è necessario andare ad analizzare il grafico del parametro S11(fig.45), in modo tale da verificare che le dimensioni ottenute rispettino gli obiettivi prefissati, o se sia necessario ampliare il range di valori nel quale l'ottimizzatore può cercare le dimensioni necessarie.

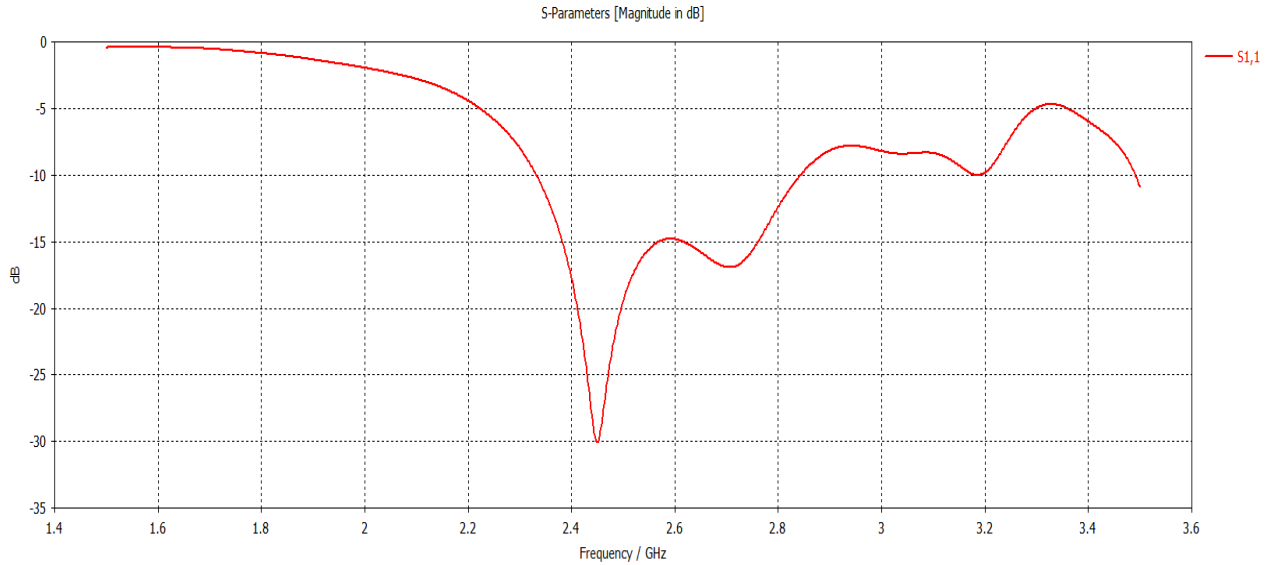


Fig.45-grafico S11.

Il comportamento ottenuto da questa simulazione è quello desiderato, poiché dalla rappresentazione dell'S11 è possibile evidenziare come i due obiettivi inizialmente proposti siano stati soddisfatti: presenta un minimo del coefficiente di riflessione, circa -30 dB, in corrispondenza della frequenza di interesse 2.45 GHz. Il che sta a significare potenza totalmente irradiata e quindi perfetto adattamento con la linea di alimentazione.

2.DIAGRAMMI DI RADIAZIONE DELLA PATCH

Terminato il dimensionamento della patch si andranno a controllare i diagrammi di radiazione, i quali ci permettono di comprendere come il campo si irradia nell'area circostante. Siccome ci è utile studiare il campo a distanze ragionevolmente grandi dall'antenna, il diagramma di radiazione è valutato in condizioni di campo lontano. La loro rappresentazione può essere tridimensionale(fig.46), anche se solitamente si preferisce considerare i diagrammi di sezioni o tagli orizzontali e verticali, ossia i diagrammi di radiazione in forma polare. Tra i parametri che caratterizzano una patch antenna quelli d'interesse per i diagrammi sono: il guadagno e la direttività. Il guadagno consiste nella capacità dell'antenna di concentrare il campo elettromagnetico in una certa direzione, ed è solitamente misurato nella direzione in cui l'antenna ha la massima emissione o ricezione, come un numero adimensionale (guadagno massimo), altrimenti esso è una funzione delle coordinate polari sferiche.

$$G(\vartheta, \varphi) = \frac{P_0(\vartheta, \varphi)}{P_T} \quad (4.2)$$

Dove P_T è la potenza fornita all'antenna, mentre $P_0(\vartheta, \varphi)$ rappresenta la potenza totale irradiata da un'antenna isotropa, capace di produrre in ogni direzione un'intensità pari a quella dell'antenna in esame. La direttività di un'antenna in una certa direzione invece, è definita invece come il rapporto tra l'intensità di radiazione irradiata in tale direzione e la potenza totale irradiata su tutte le direzioni.

$$D(\theta, \varphi) = \frac{P_0(\theta, \varphi)}{P_s} \quad (4.3)$$

Dove P_s è la potenza irradiata. La differenza con il guadagno è che quest'ultimo al denominatore presenta la potenza totale in ingresso all'antenna che è solo in parte irradiata e in parte dissipata dal conduttore dell'antenna stessa.

I diagrammi di radiazione saranno allora una rappresentazione del guadagno, che per via della complessità del diagramma tridimensionale, vengono raffigurati su due sezioni piane perpendicolari fra loro, quella ortogonale alla struttura ($\varphi=0^\circ$) e quella parallela ($\varphi=90^\circ$). Osserviamo che la direttività della componente principale del campo E_φ con $\varphi=0^\circ$ coincide con la direzione di massima radiazione dell'antenna (fig.47), è effettivamente molto bassa, ciò nel nostro caso non risulta essere un problema dato che l'obiettivo principale è quello di irradiare più spazio possibile.

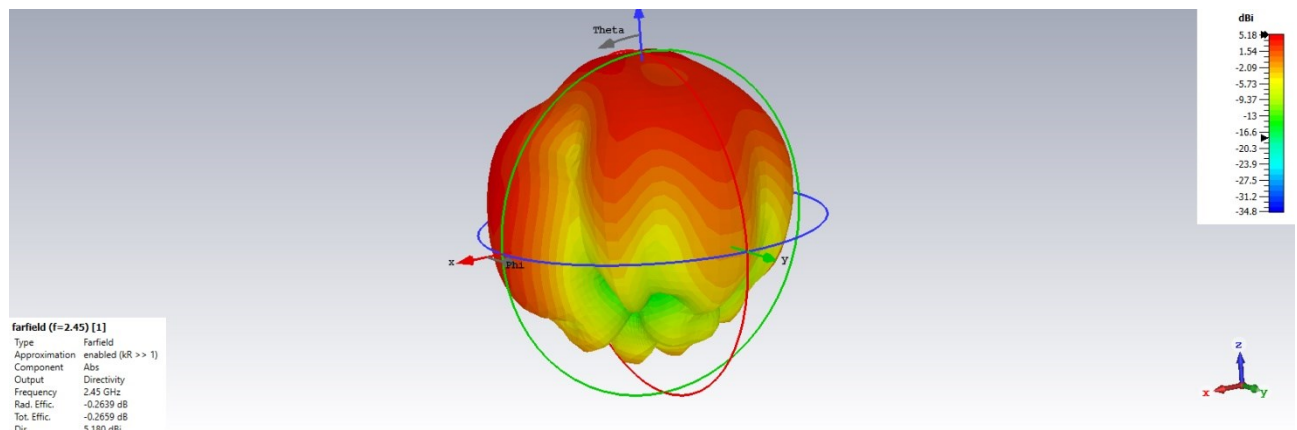


Fig.46-diagramma di radiazione tridimensionale.

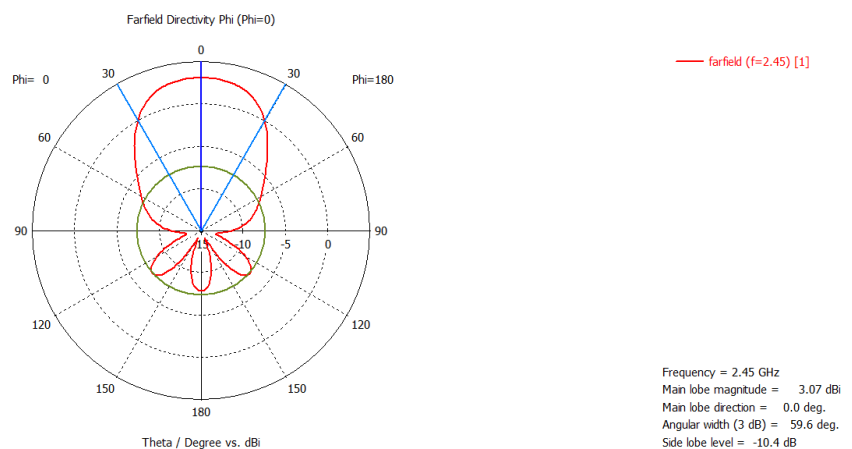


Fig.47-diagramma di radiazione in forma polare, componente E_φ , per $\varphi=0^\circ$.

Per quanto riguarda la componente E_φ nel piano $\varphi=90^\circ$, essa è la componente secondaria e teoricamente dovrebbe essere nulla, infatti osservando il suo diagramma di radiazione polare (fig.48) presenta un'ampiezza in dB pari a -66 dB, probabilmente dovuto al rumore numerico del CST.

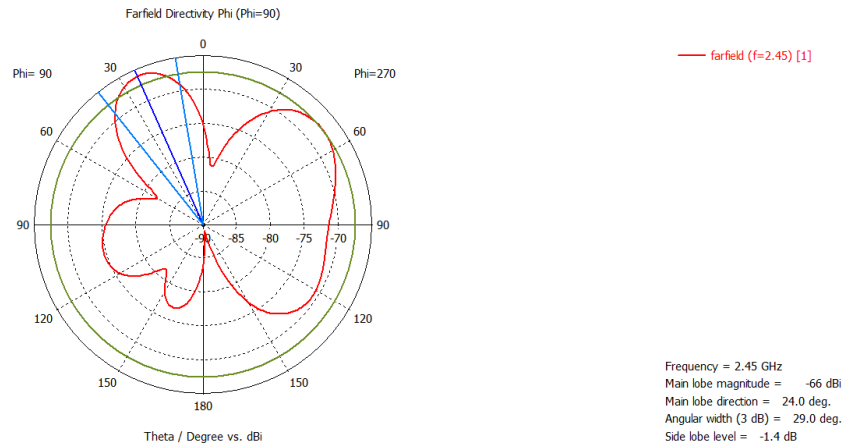


Fig.48-diagramma di radiazione in forma polare, componente E_φ , per $\varphi=90^\circ$.

Per la componente E_θ del campo otteniamo nel piano $\varphi=0^\circ$ (fig.49) e nel piano $\varphi=90^\circ$ (fig.50)

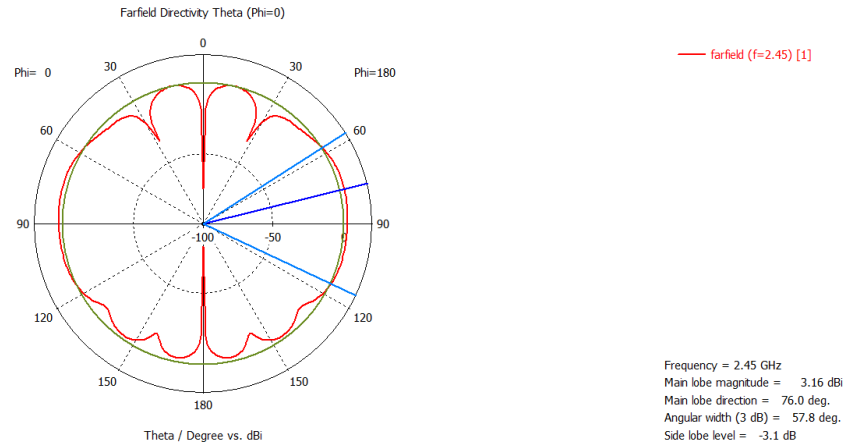


Fig.49-diagramma di radiazione in forma polare, componente E_θ , per $\varphi=0^\circ$.

La componente E_θ del campo nel piano $\varphi=0^\circ$ è la componente secondaria, infatti presenta un foro al centro e un comportamento simmetrico, inoltre la sua ampiezza è inferiore rispetto alla componente E_φ nel piano $\varphi=0^\circ$.

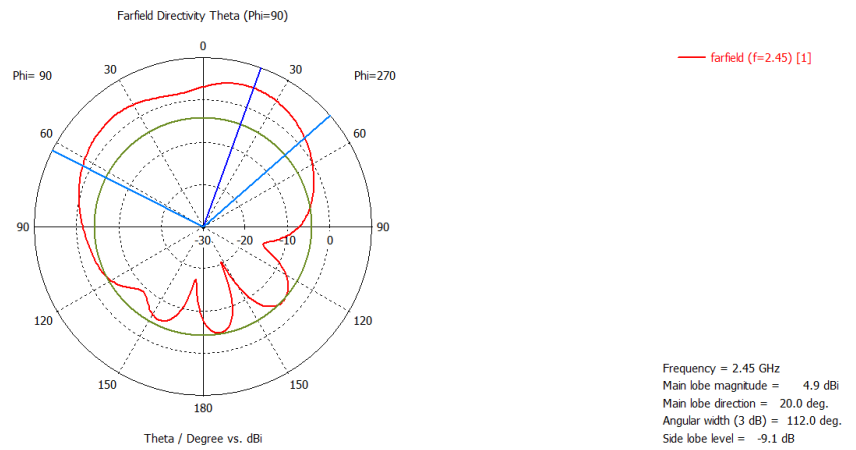


Fig.50-diagramma di radiazione in forma polare, componente E_θ , per $\varphi=90^\circ$.

La componente del campo E_θ nel piano $\varphi=90^\circ$, è la componente principale e a meno di quella leggera rientranza presenta il comportamento teorico.

5.CONCLUSIONI

5.1 CONSIDERAZIONI FINALI

In questa tesi è stata eseguita un'analisi preliminare di un'antenna patch dalla forma rettangolare, da realizzare su un substrato di vetro, risonante ad una frequenza di 2.45 GHz. Questo valore di frequenza è riservato alle applicazioni di radiocomunicazioni non commerciali, imposto dall'unione internazionale delle telecomunicazioni. Nel primo capitolo, inizialmente si è introdotto il problema, il quale come possibile soluzione presentava la realizzazione di un'antenna stampata su vetro. Successivamente si sono definiti dal punto di vista elettromagnetico tutti i componenti che costituivano tale progetto. Nel secondo capitolo si è andata a realizzare il dimensionamento della microstriscia in relazione all'impedenza caratteristica voluta tramite il software di simulazione CST Microwave Studio Suite, dove le sue funzionalità sono definite all'inizio del capitolo. Nel terzo capitolo si è andato a eseguire uno studio a bassa frequenza per determinare se il comportamento della microstriscia fosse costante anche a quelle frequenze. Ciò è stato eseguito tramite l'induttanza e la capacità per unità di lunghezza, ottenute rispettivamente cortocircuitando la microstriscia e lasciandola in circuito aperto. Nel capitolo finale si è eseguita la progettazione dell'elemento in grado di irradiare l'area circostante, ossia la patch antenna a 50 Ohm di forma rettangolare, ottenuta tramite la stessa procedura utilizzata per il dimensionamento delle microstrisce. Al termine della progettazione si può concludere che la patch sia in grado di soddisfare tutti gli obiettivi prefissati, che sono necessari al suo utilizzo. Ciò viene determinato tramite l'analisi dei grafici del S11 e dei diagrammi di radiazione, che ci mostrano appunto che la frequenza di risonanza è a 2.45 GHz, e che il lobo principale ha una direttività molto bassa e una sufficiente ampiezza.

Riferimenti bibliografici:

[1] Schmid H., Evitare le collisioni di uccelli contro le vetrate, Svizzera, 2017, www.vogelwarte.ch, Traduzione: Solari C.

[2] R. E. Collin, Antennas and Radiowave Propagation, McGraw-Hill Book Inc., 1985.

[3] Constantine A., Antenna Theory, Analysis and Design.

[4] CST, CST MICROWAVE STUDIO – Workflow & Solver Overview, 2010

[5] Wiley J. & Sons, Fields and Waves in Communication Electronics, New York (NY), USA, 2005,

Traduzione: Aa. Vv.

[6] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, A. Ittipiboon, Microstrip Antenna Design Handbook, Artech House, Inc., 2001.

[7] Joseph Balcells, Interferencias electromagnetica en sistemas electronicos,.Ed. Marcombo.