

**ALMA MATER STUDIORUM – UNIVERSITÀ DI BOLOGNA
CAMPUS DI CESENA
SCUOLA DI INGEGNERIA E ARCHITETTURA**

**CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA ELETTRONICA E DELLE
TELECOMUNICAZIONI**

**CARATTERIZZAZIONE SPERIMENTALE DELLE
PROPRIETÀ ELETTRROMAGNETICHE DI MATERIALI
PLASTICI MEDIANTE METODI RISONANTI**

Elaborato in CAMPI ELETTRROMAGNETICI

Relatore
Dott. Ing.
DIEGO MASOTTI

Candidato
EUGENIO BARTOLETTI

Correlatore
Dott. Ing.
FRANCO FUSCHINI

**II APPELLO III SESSIONE
Anno accademico 2012-2013**

PAROLE CHIAVE:

- Permittività elettrica relativa
- Tangente di perdita
- Risonatore in microstriscia
- Analizzatore di rete vettoriale
- CST Microwave Studio

Sommario

Introduzione	1
1. Proprietà elettriche dei materiali dielettrici	5
1.1 Permittività elettrica.....	5
1.2 Fattore di dissipazione	10
1.3 Polarizzazione dei materiali dielettrici.....	12
1.3.1 Meccanismi dielettrici	13
1.3.2 Polarizzazione per deformazione elettronica.....	13
1.3.3 Polarizzazione per deformazione atomica	14
1.3.4 Polarizzazione per orientazione dipolare.....	15
1.3.5 Polarizzazione ionica o interfacciale	15
1.3.6 Rilassamento dielettrico e relazione di Debye.....	16
2. Panoramica sulle più comuni tecniche di misura della costante dielettrica nei materiali dielettrici	19
2.1 Introduzione.....	19
2.2 Metodi non risonanti	20
2.2.1 Tecniche in guida d'onda e linea di trasmissione coassiale	21
2.2.2 Tecniche di trasmissione in spazio libero	24
2.2.3 Tecniche in linea di trasmissione aperta	26
2.3 Metodi risonanti	28
2.3.1 Cavità risonanti:guida d'onda e linea coassiale	30
2.3.2 Risonatori in linea di trasmissione planare	33
3. Progettazione del T-Resonator in microstriscia e descrizione del metodo di misura utilizzato	35
3.1 Microstriscia	35

3.2 Risonatori in microstriscia	39
3.3 T-Resonator.....	40
3.4 Descrizione del metodo empirico di misura impiegato	42
3.5 Misurazione di laboratorio	44
3.5.1 Principio di funzionamento di un analizzatore di reti	46
3.5.2 Calibrazione dell'analizzatore di reti vettoriale	48
3.5.3 Fase di misura	50
3.6 Simulazione con CST Microwave Studio.....	53
3.6.1 Realizzazione grafica del T-Resonator con CST MS.....	54
3.6.2 Creazione delle porte della rete elettrica e tipo di analisi scelta.....	58
3.6.3 Creazione della mesh e analisi adattativa.....	63
4. Risultati finali del metodo risonante	67
4.1 Misure del campione in laboratorio	68
4.2 Procedimento e risultati delle simulazioni con CST MS	71
4.2.1 Primo "sweep" dei parametri.....	71
4.2.2 Determinazione della permittività relativa ϵ_r	73
4.2.3 Determinazione della tangente di perdita $\tan\delta$	76
4.3 Modello di CST del T-Resonator con aggiunta dei connettori SMA...	79
5. Conclusione.....	83
Bibliografia.....	85

Introduzione

Negli ultimi decenni, in sempre più applicazioni industriali di differente natura sta prendendo piede l'uso di materiali plastici o termoplastici in sostituzione di vecchie materie prime dalle proprietà elettriche, meccaniche, chimiche e termiche meno vantaggiose.

Anche il campo dell'elettronica e delle telecomunicazioni è coinvolto in questa sorta di 'rivoluzione' e lo scopo di questo elaborato è proprio quello di definire le principali proprietà elettromagnetiche di un particolare materiale plastico, l'acetato di cellulosa.

Da oltre 100 anni l'acetato di cellulosa è protagonista delle tecnologie più avanzate, con applicazioni in numerosi campi, quali l'aviazione, la cinematografia, le fibre sintetiche, la plastica; le sue diverse lavorazioni producono infatti caratteristiche differenti permettendo lo sviluppo di questo materiale in più ambiti industriali, mantenendo però intatta la sua proprietà principale, ovvero quella di essere un prodotto sostenibile, grazie alla sua materia di base, la cellulosa vegetale.

Questo studio delle proprietà dielettriche è stato voluto, in primis, da una nota azienda emiliano-romagnola che fa uso di materie plastiche come l'acetato di cellulosa, e che è interessata ad una precisa caratterizzazione elettromagnetica del composto, in quanto quest'ultima potrebbe in futuro favorire o sfavorire un possibile inserimento del materiale nell'industria delle telecomunicazioni, in particolare nella telefonia mobile come "cover" per dispositivi mobili di ultima generazione.

L'obiettivo primario di questa trattazione si ferma però alla sola determinazione sperimentale delle due proprietà fondamentali del materiale dielettrico, ovvero la sua permittività elettrica (anche detta costante dielettrica) e il suo fattore di dissipazione dielettrico (anche detto tangente di perdita).

Durante il proseguo dell'elaborato si affronteranno ambiti di studio inerenti alla sola caratterizzazione dielettrica di un particolare mezzo, senza addentrarsi in un'analisi più completa del campione, comprendente anche la determinazione di proprietà fisiche e chimiche e senza approfondire il discorso relativo alla possibilità che l'acetato di cellulosa possa in futuro essere impiegato realmente nelle applicazioni telefoniche prima citate.

Il campione di cui l'Università è in possesso non è stato caratterizzato elettricamente, ed essendo l'acetato di cellulosa un materiale plastico dalle proprietà dielettriche variabili a seconda dell'esatta realizzazione della sostanza, risulta necessaria una sua valutazione pratica, la quale verrà infine confrontata con le informazioni già note in letteratura su questa materia plastica.

Per questo motivo si possono individuare due obiettivi principali nella realizzazione dell'elaborato; il primo riguarda lo sviluppo e la comprensione di un metodo empirico di misura e la possibilità di caratterizzare un materiale dielettrico senza il bisogno di complessi studi analitici, e il secondo obiettivo, meno accademico, riguarda la

determinazione ufficiale dei valori delle due proprietà dielettriche del campione specifico, in modo che l'azienda interessata possa in futuro sviluppare ulteriori studi per il suo obiettivo industriale primario.

La proprietà di maggiore interesse tra le due è la permittività elettrica, che è una grandezza fisica che descrive come un campo elettrico condiziona ed è condizionato da un mezzo dielettrico. La sua valutazione è di grande importanza sia da un punto di vista sia teorico sia pratico. Tale proprietà assume, infatti, un ruolo fondamentale in applicazioni industriali quali, ad esempio, lo studio di nuovi materiali isolanti per l'elettronica, o nuovi sistemi di trasporto di corrente. Inoltre, lo sviluppo dei dispositivi ad alta frequenza ha ulteriormente spinto la ricerca ad investigare sulle proprietà elettromagnetiche dei materiali. Un'approfondita conoscenza di tali proprietà permette, infatti, di capire l'interazione tra materiali utilizzati ed il loro comportamento elettromagnetico. In applicazioni a microonde il fenomeno è di notevole interesse in quanto spesso alcuni materiali vengono immersi completamente o parzialmente in strutture propaganti [1].

La tecnica utilizzata per calcolare queste proprietà è un metodo empirico di misura, ovvero basato su una sperimentazione pratica suddivisa in simulazioni elettromagnetiche tramite un software apposito (CST Microwave Studio) affiancata da misurazioni pratiche di laboratorio su un campione del materiale.

Il metodo di misura fa uso di un particolare risonatore in microstriscia, detto T-Resonator per la forma a T della metallizzazione superiore, di più semplice realizzazione rispetto a topologie alternative molto spesso utilizzate (ad es. risonatore in microstriscia ad anello).

La misurazione sperimentale delle proprietà elettromagnetiche del campione di acetato di cellulosa consiste di fatto nella sovrapposizione dei parametri S della matrice di scattering, in particolare l' S_{21} , misurati in laboratorio tramite analizzatore vettoriale di rete con gli stessi parametri S risultanti dalla simulazione tramite software, per una moltitudine di valore differenti di ϵ_r (permittività relativa) e $\tan\delta$ (tangente di perdita) fino ad individuare la coppia di valori (ϵ_r , $\tan\delta$) che consente la migliore sovrapposizione delle curve (sperimentale e simulata).

Il sistema è empirico perché la determinazione dei due parametri avviene quindi tramite un confronto visivo di due curve simili, con particolare attenzione sulle frequenze di risonanza, e non tramite analisi teoriche sul componente in microstriscia.

L'elaborato è suddiviso in 5 capitoli principali:

- **Capitolo 1:** introduzione teorica e breve approfondimento sulle caratteristiche elettromagnetiche di nostro interesse, ϵ_r e $\tan\delta$, con particolare attenzione sulla natura fisica di questi due parametri.

- **Capitolo 2:** Descrizione sintetica delle diverse metodologie di misura per la caratterizzazione elettromagnetica di materiali dielettrici, con particolare interesse sulla suddivisione tra metodi risonanti e metodi non risonanti.
- **Capitolo 3:** Esposizione del metodo di misura vero e proprio impiegato per l'elaborato, con particolare attenzione sulla tecnica di realizzazione e sull'utilizzo del risonatore a T in microstriscia, sulla fase di misura di laboratorio tramite analizzatori di rete e sulla progettazione e la simulazione del modello del risonatore all'interno di CST Microwave Studio.
- **Capitolo 4:** Confronto tra i risultati delle misure e delle simulazioni, con determinazione finale dei valori di permittività e fattore di dissipazione per il campione di acetato di cellulosa in possesso.
- **Capitolo 5:** Conclusione e considerazioni finali sui risultati raggiunti.

CAPITOLO 1

Proprietà elettriche dei materiali dielettrici

1.1 Permettività elettrica

In elettromagnetismo e nella fisica dello stato solido, la permittività elettrica o permittività elettrica, anche chiamata semplicemente permittività o permittività, è una grandezza fisica che descrive il comportamento di un materiale dielettrico in presenza di un campo elettrico. In particolare un materiale è classificato come 'dielettrico' se ha l'abilità di immagazzinare energia se sottoposto ad un campo elettrico. La permittività quantifica infatti la tendenza del materiale a contrastare l'intensità del campo elettrico presente al suo interno [2].

Il valore della permittività elettrica di un materiale è fortemente correlato alla sua predisposizione a polarizzarsi quando il materiale viene sottoposto ad un campo elettrico. La grandezza che descrive questo fenomeno è intuitivamente il vettore polarizzazione, oltre ad un'altra proprietà del materiale detta suscettività elettrica, la quale verrà esaminata nel seguito. La polarizzazione delle particelle, come atomi e molecole, determina la formazione di un ulteriore campo elettrico, descrivibile tramite il vettore di induzione elettrica. La permittività elettrica ne specifica l'entità per unità di carica.

La permittività elettrica si modifica a seconda dell'orientamento del campo elettrico rispetto al campione in esame, è quindi rappresentata attraverso un tensore, ovvero una descrizione locale funzione delle coordinate del punto e indipendente dal sistema di riferimento scelto. Tuttavia esistono particolari condizioni, ovvero nel caso si tratti di un materiale lineare, omogeneo e isotropo, in cui tutte le componenti del tensore hanno lo stesso valore e la permittività può essere trattata come una grandezza scalare prendendo il nome di costante dielettrica [2], e in questo caso è possibile definire la relazione preliminare che descrive questa proprietà:

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \tag{1.1}$$

Dove il vettore D rappresenta l'induzione elettrica, il vettore E il campo elettrico esterno mentre il simbolo ϵ la permittività elettrica, o in questo caso la costante dielettrica.

Un'altra grandezza che influenza la permittività di un materiale è la frequenza alla quale il mezzo viene sottoposto; per poter rappresentare questa dipendenza si fa uso

di una relazione complessa della frequenza, grazie alla quale è possibile esaminare la propagazione elettromagnetica in mezzi dispersivi o dissipativi.

Quando si esamina con attenzione la permittività nel dominio delle frequenze relativo al campo, è possibile osservare comportamenti particolari in corrispondenza di certi valori di lunghezza d'onda. Questo è dovuto al fatto che la parte immaginaria di ϵ possiede un andamento risonante in prossimità dei suoi poli, nei quali presenta i caratteristici picchi. In corrispondenza di questi picchi l'assorbimento da parte del materiale dell'energia posseduta dal campo è massimo.

Tuttavia un'analisi più dettagliata sulla permittività complessa verrà approfondita successivamente, in quanto è necessario in primis iniziare lo studio di tale proprietà dielettrica dalle basi sperimentali che hanno portato alla sua rivelazione.

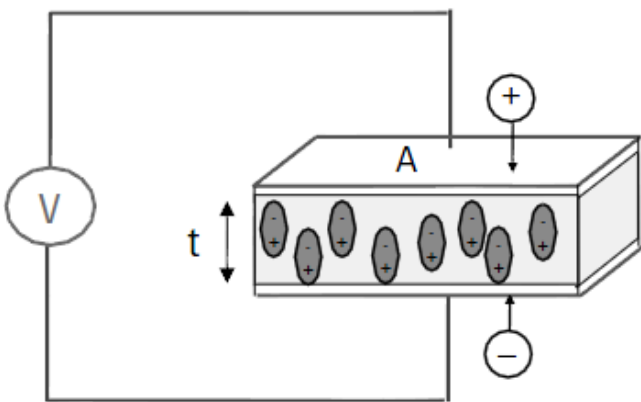


Figura 1.1 Condensatore a piatti piani paralleli sottoposto a tensione DC

Il modo più semplice per comprendere la natura di questa grandezza fisica è quello di studiare un caso pratico, quello del condensatore a piatti piani paralleli (Figura 1.1).

Se viene applicata una tensione costante DC ai capi di due piatti piani paralleli metallici, che formano come è noto un condensatore, al suo interno si immagazzinerà energia e quindi carica elettrica. Questa carica elettrica risulterà maggiore se tra i piatti del condensatore viene inserito un materiale dielettrico al posto del vuoto precedente. Il materiale dielettrico infatti aumenta la capacità d'immagazzinamento del condensatore neutralizzando le cariche degli elettrodi, che normalmente contribuirebbero al campo esterno.

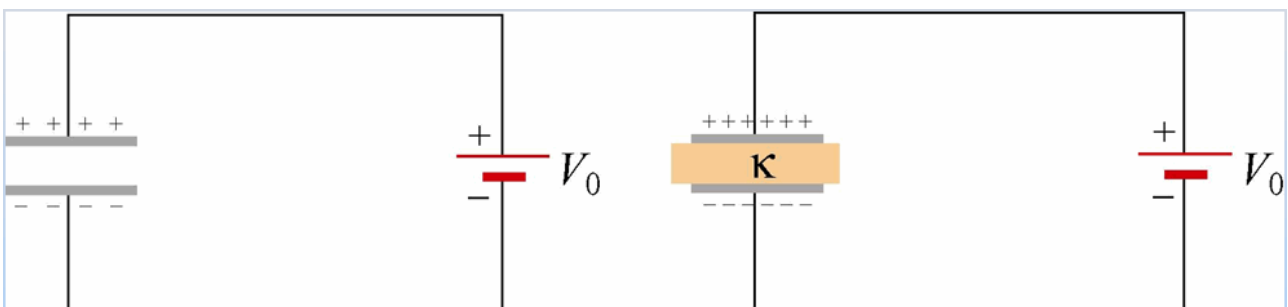


Figura 1.2 Condensatore 'vuoto' e condensatore riempito di materiale dielettrico sottoposti a tensione DC

La situazione di Figura 1.2 mostra due condensatori sottoposti ad una tensione continua V_0 , con la differenza che nel secondo condensatore è stato inserito un materiale dielettrico contraddistinto dalla lettera k tra le sue armature.

Michael Faraday dimostrò nel 1838 che la sostanza non conduttrice tra le armature del condensatore varia la capacità stessa del dispositivo di un fattore $k > 1$, ricavato dalla seguente relazione [3]:

$$\frac{V(\text{vuoto})}{V(\text{dielettrico})} = \frac{1}{k}; k > 1 \quad (1.2)$$

Mentre per quanto riguarda la relazione sulle capacità varranno le seguenti valutazioni:

$$C_0 = \epsilon_0 \frac{A}{t} \quad (1.3)$$

$$C = C_0 k \quad (1.4)$$

$$k = \frac{C}{C_0} \quad (1.5)$$

Dove C_0 è la capacità nel caso di condensatore vuoto, C nel caso di condensatore con dielettrico, A è la superficie dei piatti del condensatore, t la distanza tra i piatti e ϵ_0 la costante dielettrica del vuoto e vale $\frac{1}{36\pi} * 10^{-9}$ F/m.

La costante k prenderà il nome di permittività relativa o analogamente costante dielettrica relativa ed ora in poi verrà indicata con il simbolo ϵ_r .

Le proprietà elettriche macroscopiche della materia possono essere convenientemente descritte anche per mezzo della loro permittività (o costante dielettrica) assoluta, $\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0$. Il vuoto stesso può essere considerato un mezzo con permittività ϵ_0 [4].

Per definire in maniera più ampia questo parametro dielettrico è necessario studiare un altro tipo di situazione circuitale, ossia l'applicazione ai capi del condensatore di una tensione alternata AC. In questo caso, la corrente che si forma nel circuito sarà formata da due contributi, una corrente di carica I_c e una corrente di perdita I_L .

In questo caso la corrente del circuito non dipenderà dalla semplice permittività relativa definita precedentemente, bensì occorrerà definire quest'ultima come numero complesso, isolando una parte reale ϵ_r' corrispondente alla costante dielettrica calcolata precedentemente che quantifica l'assorbimento di energia e una parte immaginaria ϵ_r'' aggiuntiva che quantifica le perdite dielettriche.

Le perdite nel dielettrico possono essere rappresentate da una conduttanza G in parallelo a C , ed è possibile rappresentare la nuova situazione come fatto da [5] in Figura 1.3.

$$I = I_C + I_L = V(j\omega C_0 \epsilon_r' + G) \quad (1.6)$$

Se si ipotizza:

$$G = \omega C_0 \epsilon_r'' \quad (1.7)$$

Allora risulta:

$$I = V(j\omega C_0)(\epsilon_r' - j\epsilon_r'') = V(j\omega C_0)\epsilon_r \quad (1.8)$$

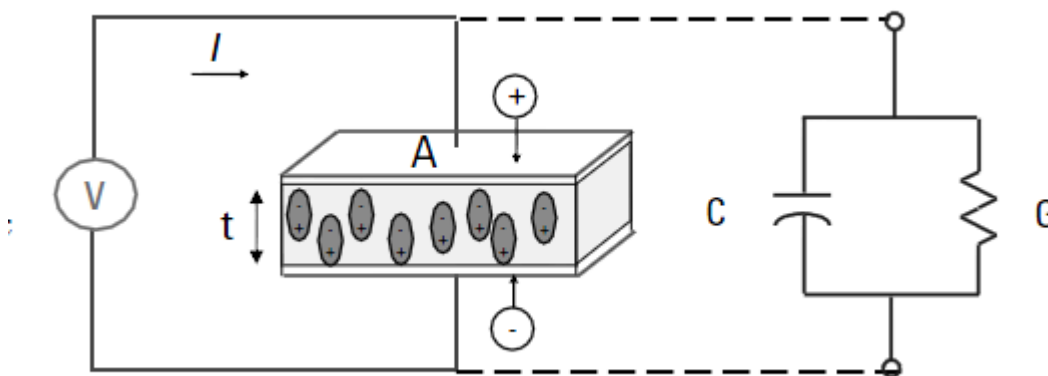


Figura 1.3 Condensatori a piatti piani paralleli sottoposto a tensione alternata AC

La permittività elettrica relativa ϵ_r è quindi formata da un parte reale ed una immaginaria secondo la seguente formula:

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0} = \epsilon_r' - j\epsilon_r'' = \epsilon_c \quad (1.9)$$

Dove ϵ_c rappresenta il simbolo corretto per la permittività complessa.

La parte reale della permittività è una misura di quanta energia proveniente da un campo esterno è immagazzinata in un materiale e ricalca la definizione data precedentemente nel caso di alimentazione DC. La parte immaginaria della permittività invece è chiamata fattore di perdita ed è una misura della dissipazione e delle perdite in un materiale sottoposto ad un campo elettrico esterno ed è un valore sempre maggiore di zero nei casi reali, ma solitamente molto più piccolo della parte reale [5].

Il fattore di perdita include gli effetti sia delle perdite dielettriche sia della conducibilità di un materiale, questo si manifesta esprimendo la componente ϵ_r'' come la somma di due ulteriori termini:

$$\epsilon_r'' = \epsilon_{rd}'' + \frac{\sigma_s}{\omega} \quad (1.10)$$

Dove ϵ_{rd}'' rappresenta le perdite dielettriche mentre il termine σ_s rappresenta la conducibilità statica di un materiale.

Dato che la conducibilità di un materiale dielettrico è un'altra proprietà fondamentale per questo tipo di mezzi, anche se avrà un ruolo marginale nella stesura dell'elaborato, qualche parola va spesa per una sua descrizione più completa.

La conducibilità totale di un materiale tiene conto infatti di un ulteriore contributo oltre a quello 'statico' e intrinseco del mezzo visto in precedenza.

Esiste infatti un contributo dovuto all'effetto che un campo elettrico alternato ha sul mezzo in esame, il quale è indicato con σ_a e dipende dalla frequenza del campo elettrico.

La conducibilità equivalente vale quindi:

$$\sigma_e = \sigma_s + \omega \epsilon_{rd}'' = \sigma_s + \sigma_a \quad (1.11)$$

Il termine σ_e definisce, quindi, la conducibilità elettrica totale data dalla somma di un termine rappresentante la conducibilità elettrica statica e di un termine rappresentante la conducibilità elettrica dovuta alla presenza di un campo elettrico alternato, conducibilità causata dalla rotazione dei dipoli nel momento in cui questi tendono ad allinearsi con il campo elettrico alternato applicato [6].

La permittività relativa può essere perciò definita in termini di conducibilità equivalente:

$$\epsilon_r = \epsilon_r' - j \frac{\sigma_e}{\omega} = \epsilon_r' - j \frac{\sigma_s + \omega \epsilon_{rd}''}{\omega} \quad (1.12)$$

Ovvero:

$$\epsilon_r = \epsilon_r' - j \left(\epsilon_{rd}'' + \frac{\sigma_s}{\omega} \right) \quad (1.13)$$

La quale riporta alla definizione precedentemente data sul fattore di perdita e sul contributo delle perdite dielettriche e della conducibilità statica [6].

Tuttavia un buon materiale dielettrico possiede una conducibilità statica molto bassa tale da poter essere considerata ininfluenza nelle misure delle perdite dielettriche.

Discorso diverso invece per quanto riguarda la conducibilità dovuta all'applicazione di campi alternati, in questo caso molti materiali, tra cui il vetro e la plastica, esibiscono un valore molto alto di questo parametro dissipando quindi una quantità notevole di energia.

1.2 Fattore di dissipazione

Il fattore di dissipazione dielettrica ($\tan\delta$) in un materiale dielettrico situato in un campo elettrico a corrente alternata è una misura dell'energia trasformata in calore e che perciò viene persa come energia elettrica. Lo spostamento dal normale angolo di 90° è conosciuto come angolo di perdita e il fattore di dissipazione è definito come la tangente dell'angolo di perdita.

Come la costante dielettrica, è una grandezza fortemente dipendente dalla temperatura e dalla frequenza a cui è sottoposto il materiale.

La definizione appena data in precedenza della tangente di perdita è un'enunciazione canonica che viene fornita solitamente per tale parametro, tuttavia per comprendere più chiaramente il suo significato occorrerà ampliare il discorso introducendo il concetto di densità di corrente elettrica J .

Senza entrare nel dettaglio, dato che per l'elaborato ha un interesse puramente introduttivo, si definisce J_{tot} come densità di corrente elettrica totale che scorre attraverso un materiale, data dalla somma di una densità di corrente di spostamento J_{de} e di una densità di corrente di conduzione [6].

$$J_{tot} = J_{de} + J_{ce} \quad (1.14)$$

I singoli termini sono dati dalle seguenti formule:

$$J_{ce} = \sigma_e E \quad (1.15)$$

$$J_{de} = j\omega\epsilon_r' E \quad (1.16)$$

Quindi la corrente totale varrà:

$$J_{tot} = j\omega\epsilon_r'(1 - \frac{j\sigma_e}{\omega\epsilon_r'})E = j\omega\epsilon_r'(1 - j\tan\delta_e)E \quad (1.17)$$

Il termine $\tan\delta_e$ rappresenta la tangente di perdita effettiva, data dalla somma di due componenti, una tangente di perdita statica e una tangente di perdita dovuto al solito campo alternato:

$$\tan\delta_e = \frac{\sigma_e}{\omega\epsilon_r'} = \frac{\sigma_s + \sigma_a}{\omega\epsilon_r'} = \frac{\sigma_s}{\omega\epsilon_r'} + \frac{\epsilon_r''}{\epsilon_r'} = \tan\delta_s + \tan\delta_a \quad (1.18)$$

Dove:

$$\tan\delta_s = \frac{\sigma_s}{\omega\epsilon_r'} \quad \rightarrow \quad \underline{\text{tangente di perdita statica}}$$

$$\tan\delta_a = \frac{\sigma_a}{\omega\epsilon_r'} = \frac{\epsilon_r''}{\epsilon_r'} \quad \rightarrow \quad \underline{\text{tangente di perdita alternata}}$$

Tuttavia per buoni materiali dielettrici la conducibilità statica assume valori di basso rilievo e quindi è possibile non tenerne conto, come già accennato in precedenza. In questo modo il fattore di dissipazione vero e proprio sarà dato dalla sola componente alternata $\tan\delta_a$ e d'ora in avanti sarà definito per semplicità come $\tan\delta$. A questo punto è interessante dare una rappresentazione grafica di cosa si intende per angolo di perdita δ , e quindi è conveniente rappresentare i termini di ϵ_r (o meglio ϵ_c) in modo vettoriale [5].

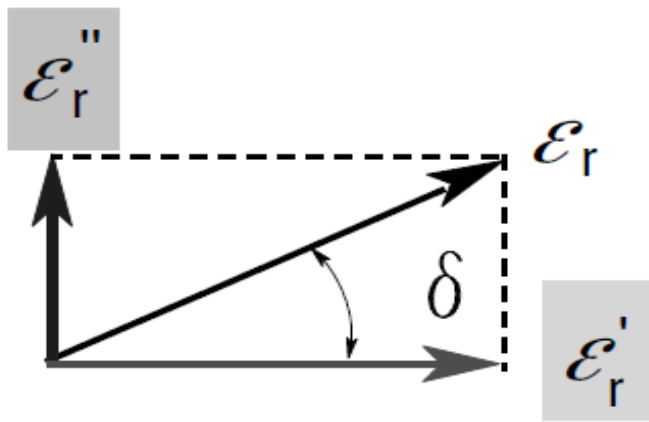


Figura 1.4 Rappresentazione vettoriale dell'angolo di perdita δ

Se viene rappresentata la permittività relativa o complessa come un vettore, esso sarà dato dalla somma vettoriale della parte reale e della parte immaginaria, sfasati tra loro di 90° .

L'angolo che si forma tra il vettore permittività relativa e il vettore parte reale si chiama δ e la sua tangente da una misura del comportamento dispersivo del materiale, come rapporto tra l'energia persa e l'energia immagazzinata dal mezzo.

$$\tan\delta = \frac{\epsilon_r''}{\epsilon_r'} = D = \frac{1}{Q} = \frac{\text{energia persa}}{\text{energia immagazzinata}} \quad (1.19)$$

Il termine D rappresenta un altro modo per definire il fattore di dissipazione mentre il termine Q , ovvero il suo reciproco rappresenta il fattore di qualità che verrà approfondito nel proseguo della tesi per lo studio dei metodi risonanti.

1.3 Polarizzazione dei materiali dielettrici

In fisica il fenomeno della polarizzazione elettrica nei materiali è un termine usato per descrivere la formazione di dipoli elettrici all'interno di un materiale, costituiti dalla carica elettrica degli atomi e delle molecole di cui il materiale è composto, in seguito all'applicazione di un campo elettrico [7].

La polarizzazione elettrica è riscontrabile in particolare nei materiali dielettrici, e genera, come già anticipato nell'introduzione di questo capitolo, la presenza di un campo elettrico aggiuntivo all'interno dei dielettrici stessi.

I dielettrici sono materiali a bassissima conducibilità che non contengono cariche elettriche sciolte e si definiscono per questo motivo elettricamente neutri. La polarizzazione consiste nella formazione di un dipolo orientato in modo tale da ostacolare il campo elettrico aggiuntivo: tale dipolo è dovuto alle deformazioni della struttura elettronica microscopica degli atomi attorno alla posizione di equilibrio, oppure dal loro orientamento [7].

Si può quindi definire il vettore polarizzazione elettrica come:

$$\vec{P} = \lim_{\Delta V \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta V} \sum_{i=1}^{N_e \Delta V} d\vec{p}_i \quad (1.20)$$

Ovvero :

$$\vec{P} = N_e \langle d\vec{p} \rangle \quad (1.21)$$

Dove ΔV è il volume del campione di materiale in esame, N_e il numero di dipoli per unità di volume, $d\vec{p}_i$ sono i vari momenti che si formano nel volume di considerazione e $\langle d\vec{p} \rangle$ il dipolo dielettrico medio [8].

Insieme al vettore di polarizzazione è rilevante definire un ulteriore parametro, la suscettività elettrica che rappresenta una misura di quanto un materiale si polarizza in risposta ad un campo elettrico.

La suscettività elettrica χ caratteristica del mezzo è definita come la costante di proporzionalità tra il campo elettrico \mathbf{E} ed il conseguente vettore di polarizzazione \mathbf{P} .

$$\vec{P} = \epsilon_0 \chi \vec{E} \quad (1.22)$$

Si tratta di una grandezza rappresentata in generale da un tensore, che tuttavia può essere assunta costante nei dielettrici lineari, omogenei ed isotropi. Questo significa che in tal caso tra il dipolo elettrico indotto nel materiale ed il campo elettrico esterno sussiste una relazione lineare.

La relazione tra il vettore densità di campo elettrico e il vettore campo elettrico definita all'inizio del capitolo può quindi essere riformulata, tenendo conto in questo caso della polarizzazione, risultando:

$$\vec{D} = \epsilon_0 \vec{E} + \vec{P} = \epsilon_0 (1 + \chi) \vec{E} = \epsilon_0 \epsilon_r \vec{E} \quad (1.23)$$

La suscettività è legata alla permittività relativa ϵ_r attraverso la relazione:

$$\chi = \epsilon_r - 1 \quad (1.24)$$

Ed è legata alla polarizzabilità delle singole particelle.

1.3.1 Meccanismi dielettrici

La permittività complessiva di un materiale dielettrico è data dal contributo totale di più meccanismi dielettrici di polarizzazione a livello microscopico.

A seconda del range di frequenze di lavoro del campo elettrico applicato, si distinguono quattro fondamentali meccanismi di polarizzazione della materia: polarizzazione per deformazione elettronica, per deformazione atomica, per orientazione dipolare e polarizzazione interfacciale [9].

Ogni meccanismo dielettrico ha una sua frequenza di taglio e all'aumentare della frequenza i meccanismi più lenti vengono sostituiti da quelli più veloci per contribuire alla permittività assoluta.

A seconda del meccanismo di polarizzazione gli andamenti di ϵ_r' e ϵ_r'' avranno comportamenti diversi, in particolare un effetto di risonanza è di solito associato ad una polarizzazione elettronica o atomica mentre un effetto di rilassamento è di solito associato con polarizzazione ad orientamento.

1.3.2 Polarizzazione per deformazione elettronica

Questa polarizzazione è comune in materiali liquidi, gassosi ma soprattutto risulta frequente in materiali solidi e al contrario di altri meccanismi è totalmente indipendente dalla temperatura. Essenzialmente consiste in una dislocazione degli elettroni rispetto al nucleo all'interno di un atomo, ovvero uno spostamento della nuvola elettronica, come è possibile notare in Figura 1.5.

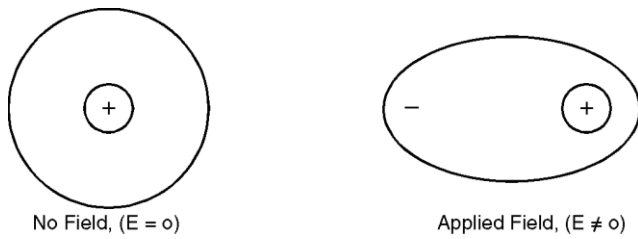


Figura 1.5 Polarizzazione per deformazione elettronica

Poiché tale processo coinvolge interazioni con livelli energetici discreti, la risposta in frequenza è caratterizzata da un comportamento di tipo risonante [9].

La polarizzazione per deformazione elettronica è caratterizzata da una costante di tempo caratteristica dell'ordine di 10^{-15} s e quindi è caratteristica alle frequenze della luce ultravioletta (10^{15} Hz). Per questa ragione è anche chiamata polarizzazione ottica. Tale meccanismo di polarizzazione determina quindi variazioni della costante dielettrica e manifestazioni di perdite solo nell'intorno delle frequenze elettromagnetiche ottiche e per questo motivo interesserà marginalmente l'esperienza di misura di questo elaborato, in quanto essa riguarda le frequenze delle microonde.

1.3.3 Polarizzazione per deformazione atomica

Questo meccanismo di polarizzazione è consentito dalla mobilità dei legami chimici che permettono al campo elettrico applicato di modificare la posizione dei nuclei atomici all'interno di una molecola, come rappresentato in Figura 1.6 [9] e come il precedente meccanismo risulta di fatto indipendente dalla temperatura.

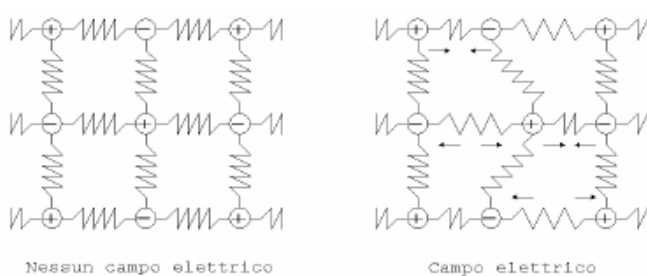


Figura 1.6 Polarizzazione per deformazione atomica

Come nel caso della polarizzazione elettronica anche tale meccanismo riguarda livelli energetici discreti e quindi la risposta in frequenza sarà ancora di tipo risonante.

Le costanti di tempo risultano però maggiori, nell'ordine dei 10^{-14} - 10^{-13} s e per questo motivo la polarizzazione per deformazione atomica si presenterà in una gamma di frequenze tra i 10^{12} e i 10^{13} Hz, ovvero frequenze dell'infrarosso.

1.3.4 Polarizzazione per orientazione dipolare

Tale polarizzazione si verifica in materiali costituiti da molecole polari.

Le sostanze polari omogenee come l'acqua, contengono molecole che posseggono un momento di dipolo elettrico permanente. L'applicazione di un campo elettrico esterno tende a far allineare tali molecole con il campo stesso. A tale processo si oppone l'agitazione termica che tende a far mantenere alle molecole una orientazione random. Ne consegue che in questi tipi di materiali il grado di polarizzazione è fortemente dipendente dalla temperatura [8].

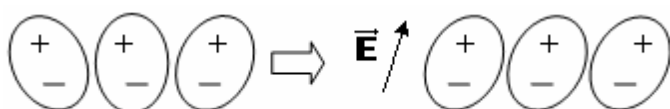


Figura 1.7 Polarizzazione per orientazione dipolare

Tuttavia i dipoli permanenti presentano una bassa mobilità e a causa di questo si ha spesso a che fare con fenomeni dispersivi. In particolare, la risposta in frequenza associata a tale meccanismo di polarizzazione presenta un andamento tipico dei fenomeni di rilassamento [9], il quale verrà studiato in seguito. Pertanto, un meccanismo di polarizzazione per orientazione dipolare si manifesta dalle basse frequenze fino ad una frequenza precisa, caratteristica del mezzo stesso ma raramente superiore ai 10^{10} Hz, ovvero frequenze delle microonde, e quindi il meccanismo risulta molto più lento rispetto ai precedenti e la costante di tempo associata sarà nell'ordine dei 10^{-11} - 10^{-3} secondi.

L'attività di ricerca descritta nei capitoli successivi consiste nella determinazione delle proprietà elettromagnetiche del materiale alla frequenza delle microonde, il meccanismo di polarizzazione che risulta più interessante per l'elaborato è perciò proprio quello per orientazione dipolare.

1.3.5 Polarizzazione ionica o interfacciale

Essa si verifica in materiali che non sono dei dielettrici 'ideali' ma nei quali può avvenire una migrazione di carica su distanze macroscopiche e quindi ha un interesse ancora più marginale per l'elaborato. Questo meccanismo spiega come sia possibile ottenere contributi alla polarizzazione dovuti a spostamenti limitati (diffusioni) di eventuali cariche spaziali presenti nel mezzo, che vanno a localizzarsi in prossimità di interfacce di discontinuità interne al mezzo stesso (nota su meccanismi polarizzazione). Si possono misurare in questi casi costanti dielettriche enormi dell'ordine di grandezza di 10^6 o 10^7 , che però a rigore non dipendono dalla natura

dielettrica del materiale ma piuttosto dalla mobilità di alcuni degli ioni che costituiscono il reticolo.

Questo tipo di polarizzazione è il più lento a manifestarsi e può richiedere anche qualche minuto e la debole mobilità delle cariche spaziali dà tipicamente origine a fenomeni dispersivi, allo stesso modo della polarizzazione per orientazione dipolare.

Pure per questo tipo di polarizzazione si avrà una risposta in frequenza di tipo non risonante, bensì caratteristica dei fenomeni di rilassamento e la costante di tempo relativa assume valori tra i 10^{-1} e i 10^{-3} secondi. Un meccanismo di polarizzazione interfacciale si manifesta quindi dalle basse frequenze fino ad una frequenza caratteristica, propria del mezzo.

In Figura 1.8 [5] è rappresentato l'andamento di parte reale ed immaginaria della permittività relativa all'aumentare della frequenza, con tutti i principali meccanismi di polarizzazione ben visibili, in particolare i comportamenti risonanti alle alte frequenze (polarizzazione elettronica e atomica) e i fenomeni di rilassamento alle frequenze più basse (orientazione dipolare e ionica).

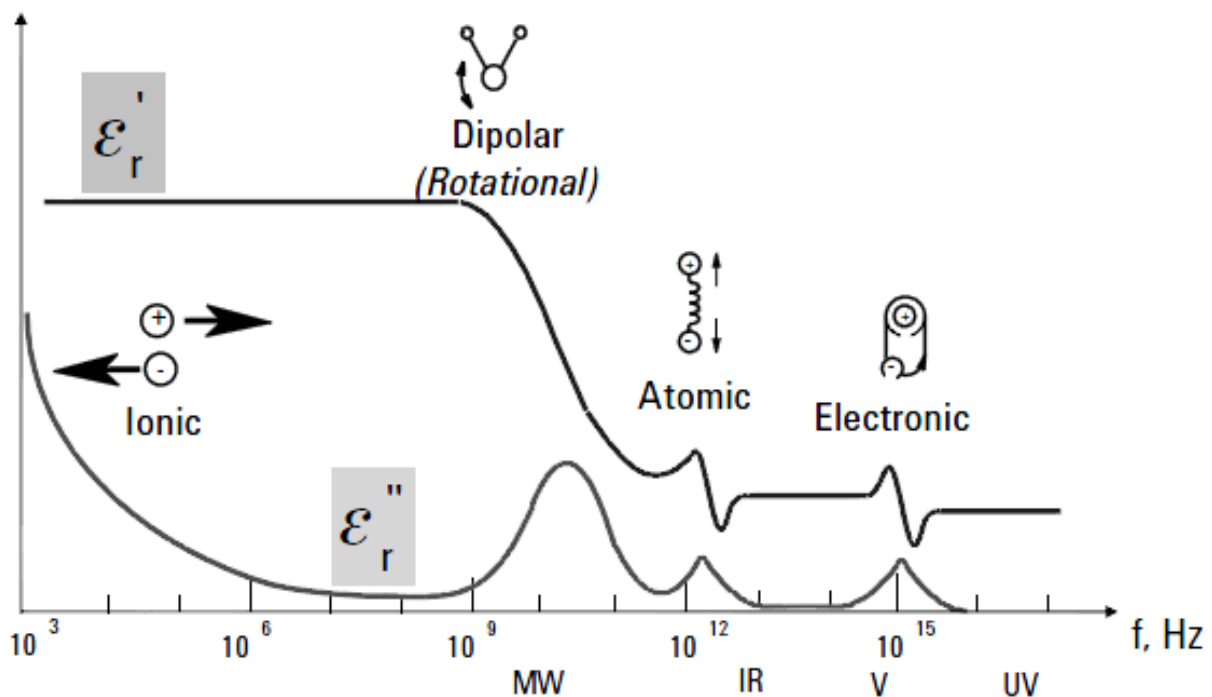


Figura 1.8 Risposta in frequenza dei meccanismi di polarizzazione

1.3.6 Rilassamento dielettrico e relazione di Debye

Nel caso di un materiale dielettrico non ideale, la polarizzazione non è in grado di seguire istantaneamente ogni variazione del campo elettrico applicato. Per questo motivo si definisce come rilassamento dielettrico il processo secondo il quale un

materiale dielettrico sollecitato da un campo elettrico tende a raggiungere il valore di equilibrio della propria polarizzazione.

Il raggiungimento della polarizzazione di equilibrio, ossia del valore massimo della polarizzazione (e quindi anche della costante dielettrica) avviene durante un determinato intervallo temporale. Pertanto, il fenomeno è caratterizzato da una propria costante di tempo di **rilassamento dielettrico** τ , alla quale inoltre corrisponde una frequenza di rilassamento $f\tau=1/2\pi\tau$ [9].

Materiali che esibiscono una sola costante di tempo di rilassamento possono essere rappresentati dal modello di Debye, che da una rappresentazione della dipendenza della permittività complessa dalla frequenza

Attraverso le equazioni di Debye, noti i valori della parte reale della costante dielettrica a frequenza zero (ϵ_s) e a frequenze molto elevate (ϵ_∞), è possibile calcolare parte reale, parte immaginaria e tangente di perdita di un materiale.

Definendo f_{rel} come frequenza di rilassamento è possibile notare che ϵ_r' risulta costante sopra e sotto il punto di rilassamento mentre la transizione avviene nell'intorno della frequenza di rilassamento stessa, mentre l'andamento di ϵ_r'' ha un picco proprio in corrispondenza di f_{rel} .

$$\epsilon_r(\omega) = \epsilon_\infty + \frac{(\epsilon_s - \epsilon_\infty)}{1 + j\omega\tau} \quad (1.25)$$

$$\epsilon_r'(\omega) = \epsilon_\infty + \frac{(\epsilon_s - \epsilon_\infty)}{1 + (\omega\tau)^2} \quad (1.26)$$

$$\epsilon_r''(\omega) = \frac{(\epsilon_s - \epsilon_\infty)f}{f_{rel}(1 + (\omega\tau)^2)} \quad (1.27)$$

Noti i valori di ϵ_s , ϵ_∞ e τ , considerando che $f_{rel}=1/\tau$ possono quindi essere calcolati i valori di ϵ_r' e ϵ_r'' a qualsiasi frequenza.

Il modello di Debye risulta quindi essenziale per capire come la frequenza sia fondamentale nella determinazione delle proprietà elettromagnetiche di un materiale. Di seguito si riporta una rappresentazione del modello di Debye dell'acqua alla temperatura di 30°C, in cui è molto semplice notare il comportamento delle componenti della permittività nell'intorno della frequenza di rilassamento [5].

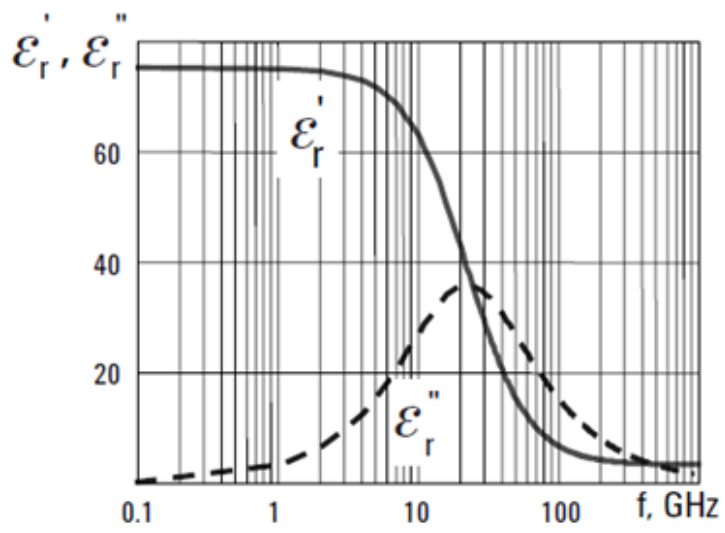


Figura 1.9 Rilassamento di Debye dell'acqua a 30°C

CAPITOLO 2

Panoramica sulle più comuni tecniche di misura della costante dielettrica nei materiali dielettrici

2.1 Introduzione

Lo scopo principale di questo elaborato è la misurazione sperimentale delle caratteristiche dielettriche di un particolare materiale plastico, quindi dopo una breve ed essenziale descrizione delle competenze teoriche necessarie all'esecuzione della misura, questo capitolo prosegue con una esposizione delle principali tecniche di misura della permittività elettrica e delle altre proprietà dielettriche dei materiali impiegate maggiormente in applicazioni industriali o di ricerca.

La misura delle proprietà dielettriche e diamagnetiche di un materiale consiste fondamentalmente nel trovare sperimentalmente i valori della permittività elettrica complessa relativa ϵ_r e della permeabilità magnetica complessa relativa μ_r che caratterizzano il campione in analisi. Tuttavia lo scopo della tesi riguarda solamente lo studio di materiali dielettrici, aventi permeabilità magnetica pari a 1, quindi ci si concentrerà solamente su metodi relativi alla valutazione di ϵ_r .

Le tecniche di misura sono diverse e ciascuna presenta vantaggi e svantaggi rispetto alle altre, inoltre è spesso difficile determinare quale possa essere il metodo di misurazione migliore rispetto alla molteplicità di altri metodi noti per un determinato campione di materiale, in quanto tale scelta dipende da diversi fattori, come la natura del materiale dielettrico da misurare, sia fisicamente che elettricamente, la frequenza di interesse, e anche il grado di precisione richiesto. Per di più la progettazione di una appropriata struttura contenente il campione e l'ottenimento di un modello adeguato del circuito che permettano misurazioni elettriche della permittività affidabili spesso si rivelano sfide delicate di difficile soluzione.

In generale si possono distinguere le varie tecniche di misurazione tra metodi riflessivi e metodi trasmissivi, i quali a loro volta fanno uso di sistemi risonanti o non risonanti, utilizzando strutture di vario tipo, sia aperte che chiuse.

La frequenza alla quale viene effettuata la misura di un campione influenza fortemente la scelta del genere di misurazione che conviene impiegare, per esempio alle basse o medie frequenze sono spesso utilizzati metodi risonanti. A frequenze più elevate sono tipicamente usati metodi in linea di trasmissione, in cavità risonante e in spazio libero.

Il presente capitolo è strutturato in modo tale da distinguere due macrogruppi, ovvero i metodi non risonanti e i metodi risonanti.

Con l'esposizione dei metodi risonanti ci si avvicinerà inoltre al reale metodo utilizzato per la realizzazione di questa ricerca sperimentale, che verrà descritto dettagliatamente nel capitolo successivo.

2.2 Metodi non risonanti

La prima tipologia di metodi di misura che viene approfondita è quella dei metodi non risonanti. Fondamentalmente questa categoria di tecniche di misura si distingue dai metodi risonanti per due motivi principali, ovvero, una minore accuratezza nella misura, la quale è compensata però dalla possibilità di effettuare buone misure in intervalli di frequenze più elevati e una minore preparazione preliminare del campione di misura. Tuttavia i due vasti gruppi si distinguono soprattutto per le caratteristiche e proprietà dei campioni che vengono esaminate.

Nei metodi non risonanti, le proprietà dei materiali sono fondamentalmente dedotte dalla loro impedenza e dalla velocità delle onde. Quando un'onda elettromagnetica si propaga da un materiale all'altro, sia l'impedenza caratteristica che la velocità dell'onda variano, causando una parziale riflessione dell'onda nell'interfaccia tra i due materiali. La misurazione della riflessione in tale interfaccia, e della trasmissione attraverso di essa, forniscono sufficienti informazioni per la deduzione della permittività in relazione tra i due materiali.

I metodi non risonanti includono principalmente la valutazione della riflessione ma anche metodi che combinano la stima della riflessione e della trasmissione (riflessione/trasmissione). Nei metodi detti, per l'appunto, di riflessione, le proprietà del materiale sono dedotte dalla misurazione dell'ampiezza e della fase dei segnali riflessi mentre nelle misure di riflessione/trasmissione le proprietà del materiale sono ricavate misurando l'ampiezza e la fase di entrambi i segnali, quello riflesso e quello trasmesso.

Le misure della sola riflessione sono convenienti per campioni accessibili solo da un lato e permettono una accurata misurazione delle proprietà dielettriche per materiali ad alte perdite. Rilievi sperimentali concernenti anche la trasmissione attraverso il campione sono adatti per raccogliere informazioni riguardanti l'intero volume del campione stesso, non soffrono le impurità superficiali, descritte dalla rugosità del materiale, alle alte frequenze e sono spesso in grado di fornire una buona stima delle variazioni delle proprietà del materiale lungo la sua superficie [10].

In ogni caso per migliorare la qualità e la sicurezza dei risultati si preferisce generalmente usare sia risultati dati dalla riflessione che dalla trasmissione.

Ovviamente qualsiasi metodo non risonante richiede un mezzo per guidare l'energia elettromagnetica verso il materiale, per poi ricavare l'onda riflessa e l'onda trasmessa attraverso il materiale stesso. A questo proposito è possibile utilizzare una qualsiasi linea di trasmissione, per esempio una linea coassiale, una guida d'onda metallica

cava , una linea di trasmissione planare ma anche antenne di vario tipo per le misurazioni in spazio libero.

2.2.1 Tecniche in guida d'onda e linea di trasmissione coassiale

Le misurazioni delle proprietà dielettriche non risonanti più frequenti sono quelle che fanno uso di linee di trasmissione in guida d'onda o tramite linee coassiali.

Questo tipo di tecnica impiega il campione sotto test all'interno di una porzione della linea di trasmissione stessa e generalmente il calcolo dei parametri dielettrici sfrutta la misurazione dei parametri S della rete in esame.

Successivamente viene riportata la descrizione di un particolare metodo di misurazione utilizzato da [11] che sfrutta i metodi iterativi e le formule esplicite sviluppate da Nicholson, Ross e Weir negli anni '70, riguardante l'uso di celle di guide d'onda e linee di trasmissione coassiale.

La tecnica in questione rispecchia pienamente la teoria che sta alla base delle misurazioni non risonanti in linea di trasmissione e comporta essenzialmente il riempimento di una sezione di linea di trasmissione di una determinata lunghezza con il campione da misurare (Figure 2.1 e 2.2). La variazione delle grandezze caratteristiche della linea come la costante di propagazione γ e l'impedenza caratteristica Z_0 porta a riflessioni parziali dell'onda alle interfacce. La costante di propagazione è associata al coefficiente di attenuazione α e alla costante di fase β attraverso la relazione $\gamma = \alpha + j\beta$. Per un materiale dielettrico la costante di propagazione di un'onda all'interno di una linea di trasmissione è legata alla permittività complessa del materiale di riempimento attraverso la relazione,

$$\gamma = j \sqrt{\frac{\omega^2 \mu_r \epsilon_r}{c^2} - \left(\frac{2\pi}{\lambda_c}\right)^2} \quad (2.1)$$

dove ω è la pulsazione angolare, μ_r è la permeabilità del materiale (uguale a 1 per materiali dielettrici), c è la velocità della luce e, λ_c è la lunghezza d'onda di taglio della linea di trasmissione.

Per quanto riguarda parte reale e parte immaginaria della permittività, già affrontate nel capitolo 1 dell'elaborato, anch'esse sono determinate da formule ben esplicite. Dalla equazione precedente è possibile estrarre la permittività complessa del materiale compreso nella sezione della linea e poi determinare delle relazioni per il calcolo della parte reale e della parte immaginaria:

$$\epsilon'_r = \left(\frac{c}{\omega}\right)^2 \left[\left(\frac{2\pi}{\lambda_c}\right)^2 - \alpha^2 + \beta^2 \right] \quad (2.2)$$

$$\epsilon''_r = \frac{c^2 2\alpha\beta}{\omega^2} \quad (2.3)$$

Per determinare la costante di propagazione complessa all'interno della sezione di linea riempita con il materiale bisognerà provvedere alle misurazioni dei parametri S della linea tramite un analizzatore di rete. I piani di riferimento necessari ad una buona misurazione sono stabiliti utilizzando noti metodi di calibrazione come il Thru-Reflect-Line (TRL) o lo Short-Open-Load-Thru (Solt).

Proprio quest'ultima parte sarà argomento fondamentale nei capitoli successivi in quanto il metodo utilizzato per l'elaborato farà uso, nonostante si tratti di un metodo risonante, di misurazioni di parametri S tramite analizzatori di reti.

Le figure sottostanti, prese direttamente da [11] mostrano le due possibili implementazioni per la trasmissione in guida d'onda o cavo coassiale.

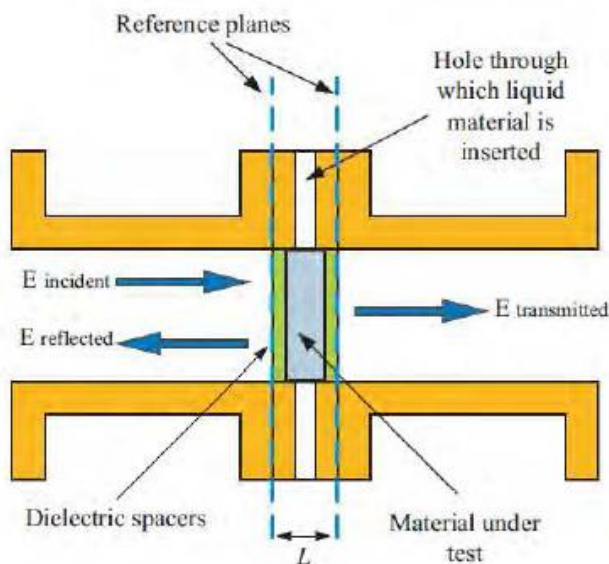


Figura 2.1 Esempio di guida d'onda per la misura di materiali dielettrici

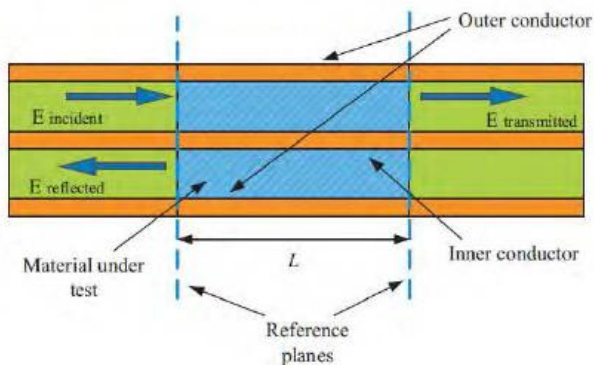


Figura 2.2 Esempio di cavo coassiale per la misura di materiali dielettrici

Questa tecnica è una delle più importanti nel suo ambito. Grazie alla sua semplicità, è stata ripetuta più volte negli anni in molte applicazioni, e molti miglioramenti sono

stati fatti successivamente consentendo valutazioni sempre più precise anche per campioni ad elevata permittività e moderatamente dissipativi.

Questa tecnica è applicabile per qualsiasi tipo di linea di trasmissione ma preferibilmente, per frequenze non superiori ai 30 GHz in quanto le dimensioni delle celle diventerebbero troppo piccole e sarebbe necessario ricorrere ad altre tecniche di misura come per esempio quelle in spazio libero. Per frequenze inferiori a 2,45 GHz, invece, l'utilizzo di guide d'onda non è adatto a causa del grande volume del campione richiesto il quale come si sa dipenderà matematicamente dalla lunghezza d'onda del segnale incidente e quindi al diminuire della frequenza raggiungerà dimensioni troppo elevate. Tuttavia è possibile lavorare a frequenze di questo tipo utilizzando linee di trasmissione coassiali in quanto esse hanno dimensioni relativamente piccole e sono in grado di coprire una larghezza di banda più ampia, è necessario però garantire che i modi di ordine superiore TE o TM non si propagano in quanto portatori di errori nella permittività misurata.

Un'altra rappresentazione chiara della strumentazione necessaria per misure in linea di trasmissione è data dalle Figure 2.3 e 2.4, le quali mostrano una configurazione reale di misura e la relativa schematizzazione per entrambi i tipi di linea di trasmissione [12].

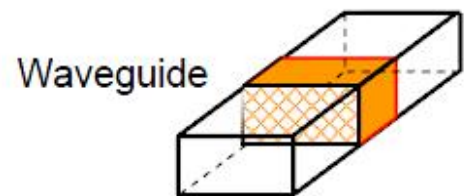


Figura 2.3 Supporto del campione in linea di trasmissione: guida d'onda

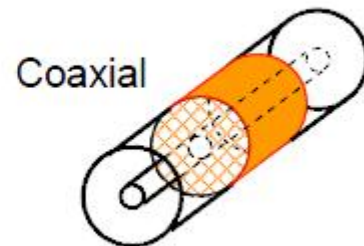


Figura 2.4 Supporto del campione in linea di trasmissione: linea coassiale

Linee di trasmissione di questo tipo soffrono anche di problemi causati dai traferri (vuoti d'aria) quando la dimensione della cella diventa troppo piccola. La presenza di traferri nella cella porta a significativi errori di misura e questo problema rappresenta solitamente uno degli ostacoli più frequenti da affrontare nelle misurazioni di questo tipo.

Presupposti materiale:

- Il campione riempie la sezione trasversale dell'apparecchio di misura
- No vuoti d'aria (traferri) con la pareti dell'apparecchio
- Regolare, facce piane e perpendicolari all'asse principale
- Omogeneo

Caratteristiche del metodo:

- **Banda larga**, limitata dalla lunghezza del campione
- Risoluzione limitata a basse perdite (anch'essa dipende dalla lunghezza del campione)
- Misurazione anche di materiali magnetici
- Misurazione di materiali anisotropi con guida d'onda regolare

2.2.2 Tecniche di trasmissione in spazio libero

Come si evince dall'appellativo stesso, questa tecnica viene non prevede l'uso di strutture cilindriche guidanti, come avviene per la maggior parte degli altri metodi di misura, bensì utilizzando solitamente una coppia di antenne atte alla propagazione nello spazio libero, una trasmittente e una ricevente.

La tipica configurazione relativa a questa metodologia di misura prevede un campione posto tra l'antenna trasmittente e l'antenna ricevente in modo da poter misurare ampiezza e sfasamento dei segnali incidente, riflesso e trasmesso, tramite i quali è possibile determinare le proprietà dielettriche del campione.

Uno dei principali vantaggi delle misurazioni in spazio libero sta nel fatto che sono tipologie di misura non distruttiva, in quanto non alterano il materiale né richiedono la distruzione o l'asportazione di campioni della struttura in esame [13].

Questo particolare tipo di tecniche fa parte della categoria dei metodi di misura 'senza contatto', in quanto il campione non entra in contatto con le sorgenti di campo elettromagnetico necessarie alla misurazione. Come tutti i metodi di tipo non risonante sono efficienti in range di frequenze molto elevati, tuttavia vengono impiegati particolarmente per frequenze superiori ai 10 GHz permettendo in ogni caso misurazioni accurate nonostante l'elevata frequenza di lavoro.

Questa tipologia di misura non richiede alcuna particolare preparazione del campione, tuttavia bisogna prestare attenzione su alcuni punti, in particolare il campione sotto test deve essere un materiale il più omogeneo possibile e di tipo planare, in modo che

l'onda piana incidente prodotta dall'antenna abbia per l'appunto un'incidenza normale sul materiale e le dimensioni del campione devono essere sufficientemente grandi (idealmente infinite) in modo da poter escludere a priori effetti di diffrazione sui bordi del modello [14]. Queste tecniche sono inoltre implementate in molte applicazioni industriali per il monitoraggio continuo e il controllo, e permettono la determinazione delle proprietà dielettriche per materiali ad elevate temperature.

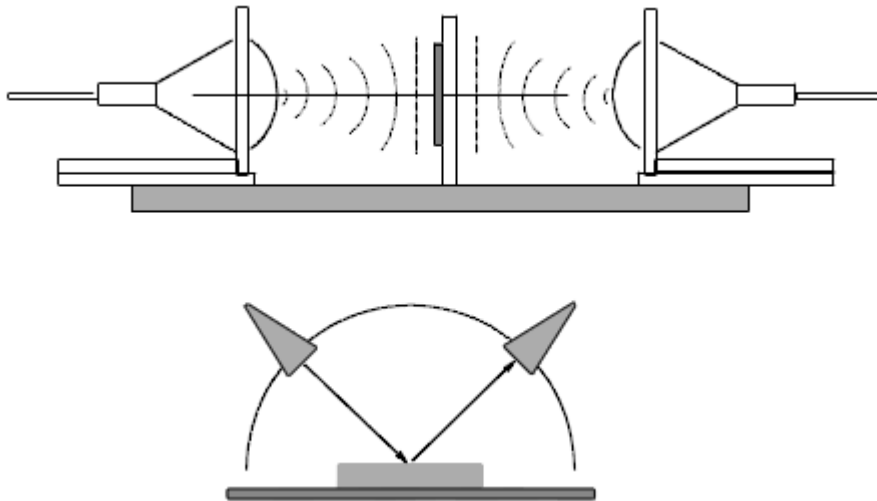


Figura 2.5 Configurazioni di misurazioni in spazio libero

Nella maggior parte dei sistemi, la precisione della permittività determinata dipende principalmente dal sistema e dalla validità del modello utilizzato per i calcoli di misurazione; anche per questo tipo di metodo di misura risulta però fondamentale una corretta calibrazione degli analizzatori di rete collegati alle antenne.

La Figura 2.5 [5] mostra due tipiche configurazioni di misura in spazio libero. In Figura 2.6 è mostrata un'altra configurazione di misura per un campione sottile tramite antenne horn, con aggiunta di analizzatore di reti [15].

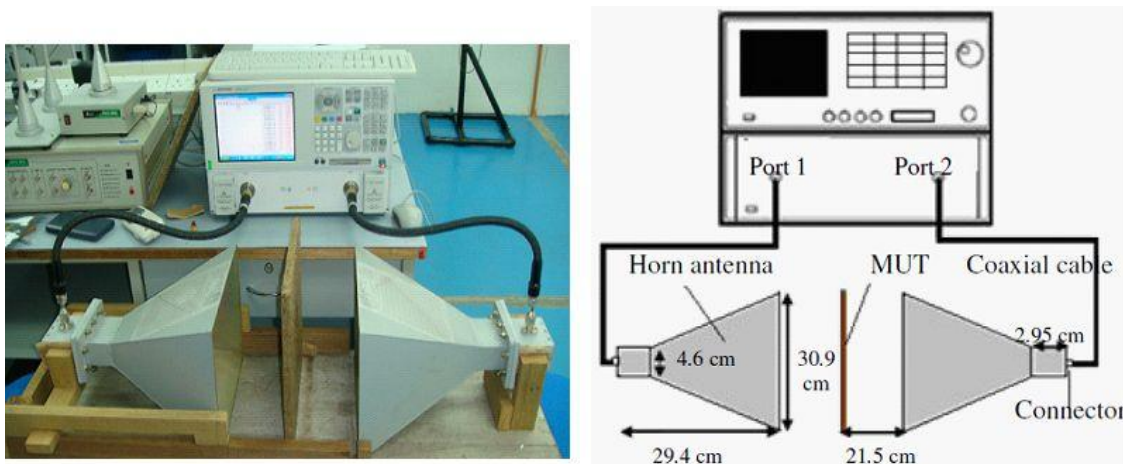


Figura 2.6 Setup di misurazione in spazio libero e collegamento all'analizzatore di reti

Le principali fonti di errore nella stima delle proprietà dielettriche sono date dalla presenza di riflessioni multiple e dai possibili effetti di diffrazione ai bordi del

campione, accennati in precedenza, le quali devono essere tenute in conto in modo appropriato. In definitiva per realizzare una misurazione il più precisa possibile, particolare attenzione deve essere posta nella scelta degli elementi radianti, nella progettazione del supporto del campione, nella geometria del campione e nella posizione tra gli elementi radianti.

Presupposti del materiale:

- Campione largo a facce piane parallele
- Omogeneo
- Concentrazione del fascio contenuta nel campione
- Campione in regione non reattiva

Caratteristiche del metodo:

- Non distruttivo, senza contatto
- Metodo a **banda larga**
- Alta frequenza, limitata dalle dimensioni del campione
- Utile alle alte temperature
- La polarizzazione dell'antenna può essere variata per materiali anisotropi
- Misurazioni possibili di materiali magnetici

2.2.3 Tecniche in linea di trasmissione aperta

Le tecniche di misura in linea di trasmissione aperta rappresentano un metodo molto conveniente e non invasivo per la valutazione della costante dielettrica di liquidi e semisolidi senza bisogno di una accurata preparazione del campione, vengono tuttavia utilizzate anche per la misurazione di materiali solidi, anche se questa configurazione di misura è afflitta da problemi che verranno descritti a breve.

I campioni più inclini all'utilizzo di questa tecnica rimangono però quelli di tipo biologico, essa infatti è stata sviluppata a partire dagli anni '80 proprio con questo scopo.

In questo metodo, il materiale da testare è posto nella sezione di taglio della linea di trasmissione e dato che le esatte soluzioni all'equazioni di Maxwell per geometrie di questo tipo non sono disponibili, la determinazione della permittività del materiale in esame è data, come nella maggior parte dei metodi non risonanti, dalla misura del coefficiente di riflessione complesso S_{11} , ovvero dall'ampiezza e fase del segnale riflesso, tramite rigorose analisi elettromagnetiche.

In Figura 2.7 sono mostrati i due tipi di linea aperta utilizzati maggiormente, la linea coassiale e a destra la guida d'onda.

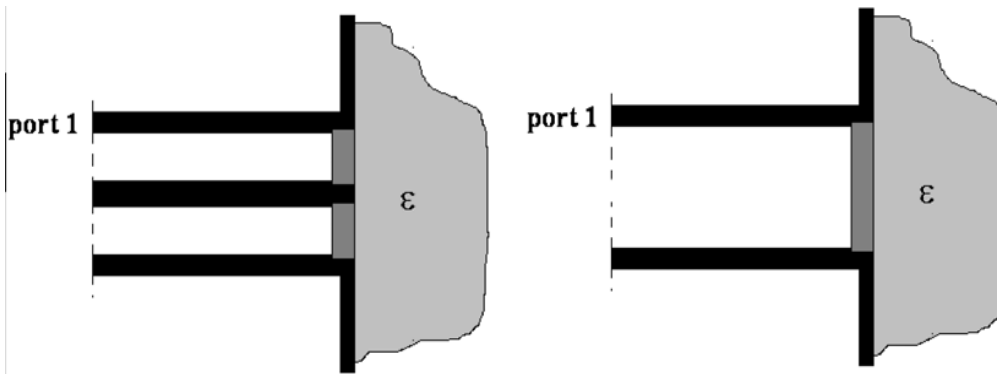


Figura 2.7 Esempi di celle di misura di linee di trasmissione aperte: coassiale e guida d'onda

Nelle misurazioni dei solidi un problema considerevole è quello relativo al traferro, ovvero la creazione di vuoti d'aria indesiderati tra il campione e la sonda, ma può essere limitato premendo la sonda contro una superficie piana del campione sotto prova.

Questo stratagemma è utile solo nel caso di una campione relativamente morbido, come per esempio la maggior parte dei materiali biologici per l'appunto.

Le guide d'onda aperte sono usate meno spesso rispetto alle sonde coassiali, in quanto hanno un range di frequenza limitato e alle basse frequenze diventano fisicamente troppo estese. Le guide d'onda offrono però due vantaggi rispetto alle sonde coassiali per alcune applicazioni specifiche. In primo luogo, tali sonde sono più adattabili per la misura di basse permittività rispetto alle sonde coassiali di ugual dimensione e operanti alla stessa frequenza. In secondo luogo, possono essere utilizzate per le misurazioni di materiali anisotropi poiché il campo elettrico del modo dominante di una guida rettangolare è polarizzato linearmente [14].

In Figura 2.8 sono mostrate le varie applicazioni di questo metodo per diversi tipi di materiale sotto test [16].

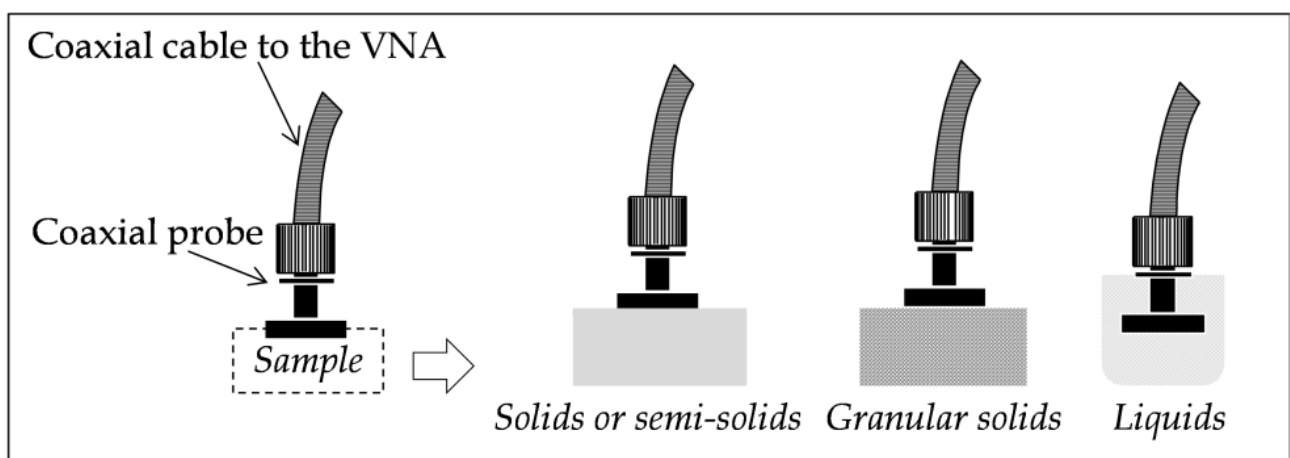


Figura 2.8 Rappresentazione della posizione della sonda coassiale rispetto ai materiali in prova durante la misura delle proprietà dielettriche

Questa tecnica, inoltre, è ben adatta per misurare alti valori di costante dielettrica e campioni ad elevate perdite dielettriche, ed è ideale per la caratterizzazione di materiali con perdite come i solventi. Per effettuare una misurazione accurata è necessaria la calibrazione dei piani di riferimento presso l'apertura della sonda, sfida spesso volte di non facile realizzazione, inoltre è fondamentale essere in possesso di materiali di riferimento dalle proprietà dielettriche ben note per poter calibrare correttamente il sistema di misura [11].

Presupposti del materiale:

- Spessore “semi-infinito”
- Materiali non-magnetici
- Isotropo e omogeneo (anisotropo solo per guide d’onde)
- Superficie piana
- No vuoti d’aria (traferri)

Caratteristiche del metodo:

- **Banda larga**
- Semplice e conveniente (non distruttivo)
- Buono per campioni dispersivi
- Ottimale per campioni liquidi o semisolidi (biologici)

2.3 Metodi risonanti

Questa parte del capitolo descrive il secondo grande gruppo di metodi di misura delle proprietà dielettriche di un materiale, ovvero i metodi risonanti.

Come sarà più chiaro successivamente, il metodo risonante utilizzato per le misurazioni sperimentali inerenti a tale elaborato sfrutterà considerazioni empiriche che poco riguardano i canonici metodi di misura risonanti a breve descritti e la loro teoria, nonostante ciò è doverosa una seppur breve descrizione di queste importanti tecniche di misura

I metodi di tipo risonante permettono di caratterizzare le proprietà di un materiale in una singola frequenza o in un insieme discreto di frequenze con un’elevata precisione rispetto ai metodi a banda larga. I metodi risonanti possono essere classificati in metodi puramente risonanti o in metodi risonanti perturbativi .

I metodi puramente risonanti sono quelli in cui il materiale da misurare funge proprio da risonatore e sono applicabili unicamente a campioni con perdite estremamente basse. Esistono diversi tipi di risonatori utilizzati per questo scopo e i più frequenti sono classificati come risonatori dielettrici, risonatori coassiali, e risonatori split.

I metodi perturbativi risonanti sono quelli in cui viene introdotto il campione in una struttura risonante causando una perturbazione nella risposta.

I risultati perturbativi che permettono di valutare le proprietà dielettriche sono lo spostamento della frequenza di risonanza e una diminuzione del fattore di qualità del

risonatore scaricato. La tecnica di perturbazione risonante è adatta per campioni con basse e moderate perdite. Per questo scopo possono essere impiegati sia risonatori di tipo riflessivo che risonatori di tipo trasmissivo.

Le grandezze misurate con le tecniche di risonanza sono la frequenza di risonanza e il fattore di qualità di uno specifico modo eccitato nella struttura risonante contenente il campione in prova. La frequenza di risonanza è quella particolare frequenza alla quale le componenti reattive dell'impedenza di un circuito elettrico o di una rete elettrica di qualsiasi genere, si equivalgono in modulo annullandosi reciprocamente. L'impedenza si comporterà quindi come una pure resistenza reale e la funzione di trasferimento della rete avrà il suo valore massimo, o picco.

La definizione classica del fattore di qualità lo descrive invece come il rapporto tra la potenza reattiva e la potenza attiva in un circuito.

La permittività complessa del campione può essere valutata da queste due grandezze purché siano noti tutti gli altri parametri della struttura. Questi parametri includono le dimensioni della struttura, la resistenza superficiale delle parti metalliche, il coefficiente di accoppiamento, le perdite per radiazione e la permittività complessa dei supporti dielettrici (se presenti). Le esatte relazioni tra permittività, dimensioni del campione e della cavità, la frequenza di risonanza e il fattore di qualità possono essere derivate solo se vengono utilizzate strutture risonanti che permettono un'analisi teorica tramite separazione delle variabili.

In pratica questo è possibile solo quando il sistema di misura ha una geometria semplice (rettangolare, sferica o cilindrica) nel quale ogni disomogeneità della permittività nella struttura misurata esiste solo in una delle principali coordinate assiali e dove tutte le superfici conduttive sono fatte da conduttori perfetti.

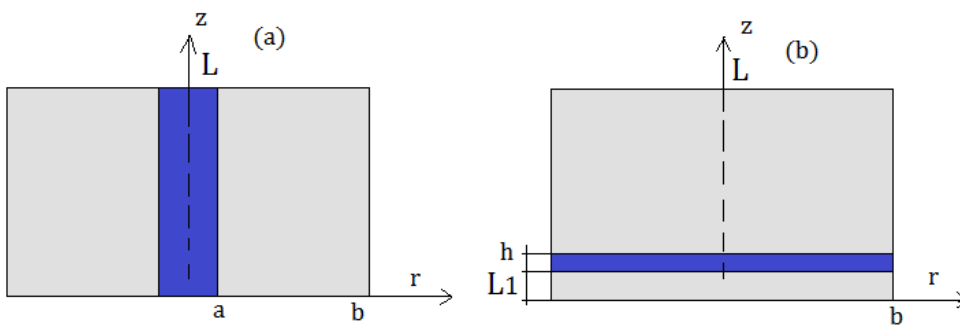


Figura 2.9 Cavità cilindriche: (a) contenente una barra dielettrica e (b) contenente un disco dielettrico

Per queste geometrie, come quelle di Figura 2.9, rappresentanti due tipi di cavità cilindriche risonanti, possono essere ottenute equazioni trascendenti che rappresentano il rapporto tra la permittività complessa e le pulsazioni angolari complesse di una specifica struttura risonante.

2.3.1 Cavità risonanti: guida d'onda e coassiale

La presente tecnica di misura si basa sulla teoria della misura perturbativa e quindi fa parte in pieno di quella tipologia di metodi di misura risonanti perturbativi descritti precedentemente, il suo vantaggio principale è la possibilità di effettuare misure con elevati fattori di qualità.

Il risonatore a cavità o cavità risonante, nella tecnica delle microonde è una cavità a pareti conduttrici di forma cilindrica, sferica o prismatica, sede di oscillazioni elettromagnetiche: se la lunghezza d'onda della oscillazione è legata alle dimensioni geometriche della cavità in modo opportuno, si hanno fenomeni di risonanza, cioè l'ampiezza di tali oscillazioni diventa molto grande.

Le cavità risonanti sono progettate per i modi standard di propagazione del campo elettromagnetico, TM (trasversale magnetico) e TE (trasversale elettrico). La scelta della cavità da utilizzare dipende dal particolare campo di interesse. Il materiale da testare viene inserito in una specifica posizione all'interno della cavità nella quale il campo elettrico è massimo. Solitamente il campione da misurare ha la forma di una piccola barra cilindrica inserita orizzontalmente o verticalmente rispetto alla guida, questo dipende dal campo elettromagnetico interno.

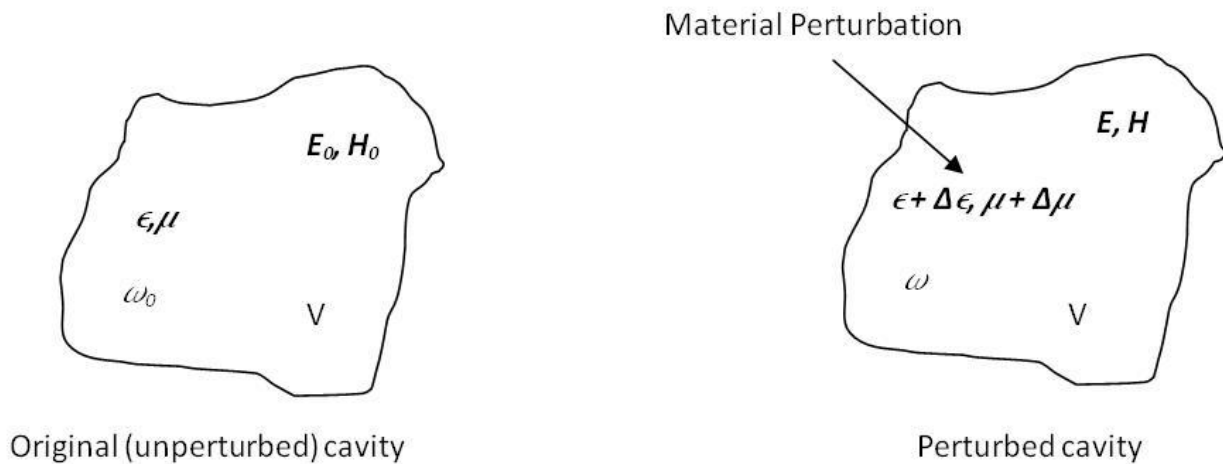


Figura 2.10 Rappresentazione schematica di una generica cavità risonante, prima e dopo la perturbazione

La teoria generale della teoria perturbativa dice che quando una cavità risonante è perturbata, cioè quando un oggetto estraneo dalle proprietà elettromagnetiche distinte viene introdotto nella cavità o anche quando la forma generale della cavità viene modificata, i campi elettromagnetici all'interno della cavità cambiano di conseguenza. L'assunzione fondamentale nella teoria perturbativa di cavità risonanti è che i campi elettromagnetici all'interno della cavità dopo il cambiamento differiscono di una quantità molto piccola rispetto ai campi precedenti alla modifica. Dopo di che, grazie alle equazioni di Maxwell calcolate per le cavità originali e per quelle perturbate

possono essere derivate espressioni rappresentanti gli spostamenti (shift) di frequenza di risonanza e la diminuzione del fattore di qualità [17].

Questa perturbazione nella risposta del risonatore è legata alle proprietà del materiale ed è possibile definire una approssimazione nella variazione della frequenza di risonanza:

$$\frac{\omega - \omega_0}{\omega} \approx - \frac{\iiint_V (\Delta\mu |H_0|^2 + \Delta\varepsilon |E_0|^2) dv}{\iiint_V (\mu |H_0|^2 + \varepsilon |E_0|^2) dv} \quad (2.4)$$

Dove ω è la frequenza angolare di risonanza, ω_0 è la frequenza angolare di risonanza della cavità originale, E_0 e H_0 sono i campi elettrico e magnetico originali della cavità, ε e μ sono permittività e permeabilità sempre della struttura originale, infine $\Delta\varepsilon$ e $\Delta\mu$ sono le rispettive variazioni delle due proprietà elettromagnetiche dopo l'inserimento del campione nella cavità.

Il principale tipo di cavità risonante impiegato per questo metodo è la guida d'onda rettangolare come quella rappresentata in Figura 2.11[17].

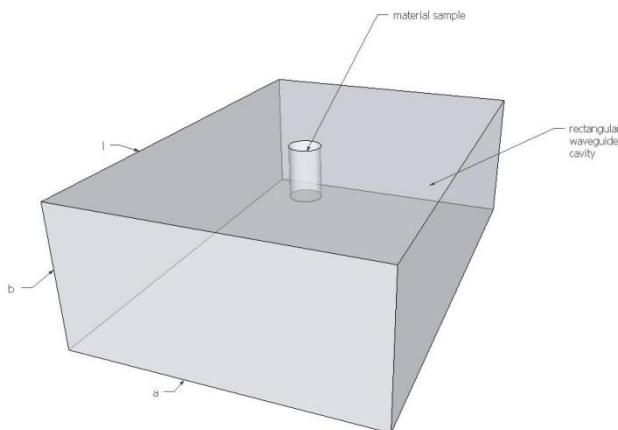


Figura 2.11 Waveguide Cavity Resonator

Tuttavia un analogo metodo di misura sviluppatosi più recentemente impiega la linea coassiale allo stesso modo, come mostrato in Figura 2.12.

Il risonatore a cavità coassiale è essenzialmente una porzione rettilinea di linea di trasmissione coassiale la quale è accoppiata con un'altra linea coassiale da un'estremità e con un corto o lasciata aperta dall'altra estremità. La cavità esibisce una risonanza alla frequenza fondamentale nel punto in cui il campo elettrico risulta massimo e altri picchi di risonanza di ordine superiore nei multipli della fondamentale, che possono essere utilizzati per misurazioni a frequenze discrete.

Un vantaggio fondamentale di quest'ultimo metodo è che, poiché le linee coassiali sono strumenti che lavorano a banda larga, le misurazioni delle proprietà dielettriche possono essere eseguite per una larghezza di banda molto ampia.

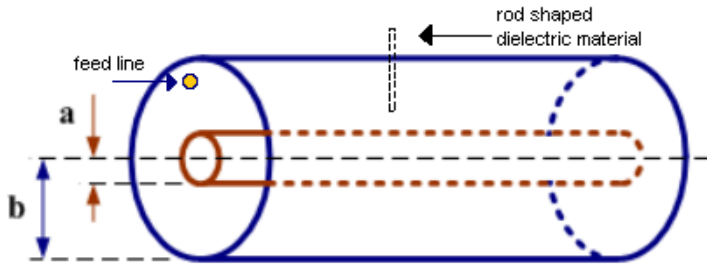


Figura 2.12 Coaxial Cavity Resonator

Sono state definite delle espressioni generali in grado di relazionare la frequenza di risonanza e il fattore di qualità con la permittività complessa di un determinato materiale all'interno di cavità risonanti di diverso tipo [12].

Queste formulazioni sfruttano le misure di frequenza di risonanza e il fattore di qualità nel caso di cavità vuota e poi nel caso di cavità riempita. Inoltre devono essere noti volume della cavità vuota e volume del campione sotto test:

$$\epsilon'_r = 1 + \frac{V_c(f_c - f_s)}{2V_s f_s} \quad (2.5)$$

$$\epsilon''_r = \frac{V_c}{4V_s} \left(\frac{1}{Q_s} - \frac{1}{Q_c} \right) \quad (2.6)$$

dove f_c è la frequenza di risonanza della cavità vuota mentre f_s la frequenza di risonanza della cavità riempita, Q_c il fattore di qualità della cavità vuota e Q_s il fattore di qualità della cavità riempita, infine V_c rappresenta il volume della cavità vuota e V_s il volume del campione.

Una possibile rappresentazione grafica data da [12] è quella di Figura 2.13.

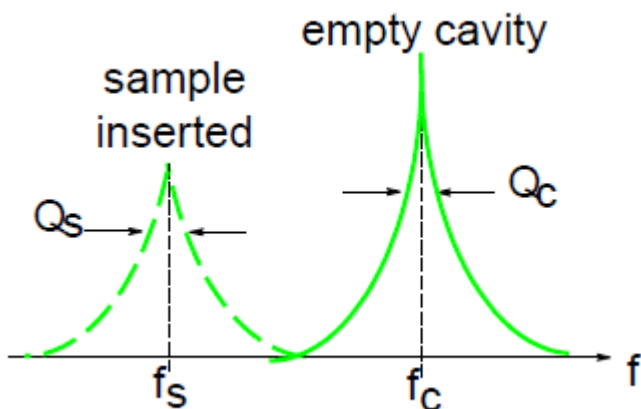


Figura 2.13 Rappresentazione grafica di fattore di qualità e frequenza di risonanza nel caso di cavità vuota e cavità riempita

Presupposti del materiale:

- Campioni sottili
- Piccole dimensioni
- Materiale a basse perdite

Caratteristiche del metodo:

- Adatto per ambienti ad alta impedenza
- Misurazione ad una singola frequenza o ad un set discreto di valori di frequenza (**banda stretta**)
- Elevata accuratezza
- Elevati fattori di qualità

2.3.2 Risonatori in linea di trasmissione planare

Linee di trasmissione planari come microstrisce e guide d'onda complanari sono state a lungo utilizzate come componenti a microonde. Grazie alla loro facilità di fabbricazione, al basso costo di fabbricazione, e alla compattezza, sono adatte per applicazioni industriali che utilizzano misure della permittività dielettrica.

Le linee di trasmissione fanno parte infatti anche dei metodi risonanti e non solo dei metodi non risonanti come quelli descritti in precedenza. La tecnica risonante di misura utilizzata nell'elaborato fa parte di questa macro categoria, ma la descrizione del metodo impiegato farà parte del prossimo capitolo e quindi ci si limiterà per ora ad una breve esposizione di tali metodi risonanti.

Nei metodi con linee di trasmissione planari, il materiale da misurare viene solitamente impiegato come superstrato o come substrato, o come parte di entrambi. Nel caso dei solidi, il campione dielettrico può servire sia come substrato che come superstrato. Tuttavia, nel caso di liquidi e semisolidi, è più facile avere il campione come superstrato.

Quasi ogni tipo di topologia planare può essere utilizzato per misure di permittività. Purtroppo, tutti i metodi planari soffrono di bassi fattori di qualità (meno di 500) e sono utilizzabili solo per campioni con basse o moderate perdite. La perturbazione del sistema è regolata dalle proprietà del campione e dall'entità dell'interazione con i campi elettrici. Come già accennato sono possibili tantissimi diverse tipologie planari e quindi molte tecniche di misura diverse tra loro, è rappresentato quindi brevemente un esempio di apparato di misurazione risonante in microstriscia applicabile per campioni moderatamente dispersivi e che è stato proposto da [11] e che sfrutta gli studi di Boosanovich (Bogosanovich, 2000). Il dispositivo di misura è essenzialmente un risonatore circolare accoppiato ad una linea di trasmissione coassiale che si estende attraverso il substrato dal basso. L'apparecchio di misura è mostrato in figura 2.14.

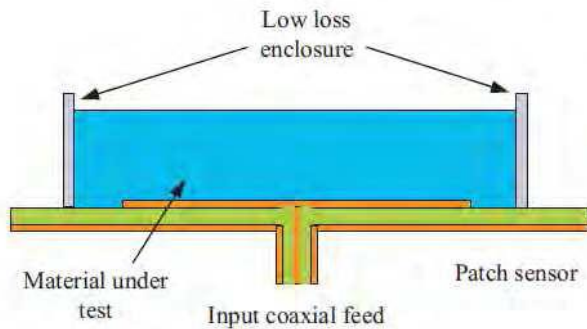


Figura 2.14 Risonatore patch per la misurazione della permittività complessa

Il campione da misurare funge da superstrato e le proprietà dielettriche sono misurate monitorando la variazione di risonanza e il deterioramento della risposta del fattore di qualità, come per tutti i metodi che utilizzano la teoria perturbativa. La dimensione del campione richiesta per le misurazioni è generalmente grande alle basse frequenze dato che il materiale deve coprire quasi completamente il patch. Espressioni in forme chiuse consentono di calcolare la permittività senza richiedere campioni di riferimento per la calibrazione, tuttavia non verranno affrontate in quanto di relativo interesse per il proseguo della tesi.

Presupposti del materiale:

- Solidi come substrato o superstrato
- Liquidi come superstrato
- Materiali a basse perdite

Caratteristiche del metodo:

- Facile fabbricazione
- Basso costo di produzione
- Bassi fattori di qualità
- Misura a singole frequenze (**banda stretta**)

CAPITOLO 3

Progettazione del T-resonator in microstriscia e descrizione del metodo di misura utilizzato

Il presente capitolo ha lo scopo di descrivere in dettaglio quello che è stato effettivamente il metodo di misura utilizzato per la determinazione dei parametri dielettrici ϵ_r e $\tan\delta$.

Come anticipato nell'introduzione dell'elaborato, la tecnica impiegata consiste nello studio di un T-resonator in microstriscia, in particolare nello studio dei parametri della matrice S del prototipo in esame, con appropriate sovrapposizioni tra i risultati della misurazione reale realizzata in sede di laboratorio e diversi tentativi eseguiti tramite simulatore elettromagnetico CST Microwave Studio.

Per poter comprendere il comportamento del risonatore è necessario far precedere la spiegazione del metodo stesso da una breve descrizione della linea in microstriscia e di quali siano le principali caratteristiche di un risonatore in microstriscia.

3.1 Microstriscia

La linea di trasmissione in microstriscia fa parte delle tecnologie di tipo planare, le quali rappresentano la tecnica più utilizzata soprattutto nei circuiti a microonde.

Il seguente paragrafo che ha il semplice scopo di dare una superficiale panoramica sulla microstriscia, è finalizzato quindi ad una descrizione che riguarda le caratteristiche generali del componente e non il suo utilizzo specifico nei metodi di misura.

Tra i principali vantaggi della microstriscia vi è la semplicità di fabbricazione e quindi l'economicità che si guadagna tramite un suo largo utilizzo: questo fatto fa sì che venga preferita molto spesso a tecnologie di trasmissione più efficienti da un punto di vista della potenza trasportabile e non affette da problemi di dispersione, come la guida d'onda e la stripline.

La struttura della classica microstriscia è molto semplice e si basa su di un substrato dielettrico di spessore h , lunghezza L , permittività relativa ϵ_r e tangente di perdita $\tan\delta$, che rappresenta di fatto l'estensione vera e propria dell'apparato. Tutta la parte inferiore del substrato è ricoperta da un piano di massa conduttore dallo spessore infinitesimo, mentre la superficie superiore è caratterizzata dalla presenza di una striscia metallica di spessore t , larghezza W che a seconda della tipologia della microstriscia può assumere forme diverse; nel caso classico che si prende in esame in

questa introduzione teorica la metallizzazione superiore è rettilinea e di lunghezza L (Fig 3.1).

La semplicità di fabbricazione di questa linea di trasmissione risulta vantaggiosa anche perché le caratteristiche elettriche della microstriscia possono essere modificate, fissato un substrato, semplicemente correggendo la larghezza W della metallizzazione ed è possibile farlo agevolmente avendo a che fare con una struttura aperta e non chiusa, come una guida d'onda.

La semplicità della struttura geometrica non comporta però un'analogia semplicità nello studio del campo elettromagnetico (motivo principale perché questo elaborato si basa su un metodo empirico e non analitico), infatti il comportamento del campo elettrico viene fortemente condizionato dal fatto che si ha a che fare con la presenza di due dielettrici diversi, ovvero il substrato e l'aria (struttura aperta): le linee del campo elettrico non rimarranno contenute all'interno del conduttore superiore ma si propagheranno anche in aria (Fig 3.2), ed è proprio questa la causa principale della dispersione che affligge questa tecnologia, perché il fenomeno dello sfrangiamento del campo in aria varia al variare della frequenza.

Secondo la teoria delle linee di trasmissione l'onda TEM ha bisogno di una struttura omogenea e quindi senza la variazione delle caratteristiche dielettriche come ϵ_r , perciò lavorando con la microstriscia si avrà a che fare con un modo ibrido avente tutte e sei le componenti del campo. Tuttavia se ci si limita alle frequenze inferiori delle microonde non si avranno problemi in quanto le componenti longitudinali risultano molto piccole rispetto a quelle trasversali e quindi le differenze effettive tra questo modo e il TEM risultano ininfluenti e il modo prende il nome di "quasi-TEM".

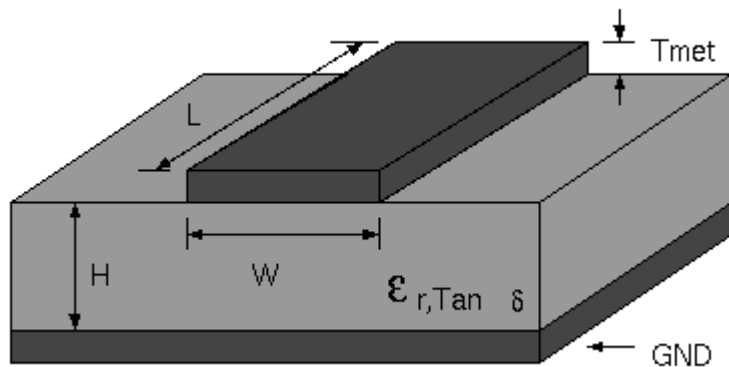


Figura 3.1 Esempio di struttura in microstriscia

Lo studio di una microstriscia consiste nella determinazione dei parametri classici che caratterizzano una linea di trasmissione, tra cui la costante di fase e l'impedenza caratteristica della linea.

Senza entrare nel dettaglio che porterebbe via troppo tempo è sufficiente dire che, se vale l'approssimazione di modo quasi-TEM, le costanti secondarie della linea possono

essere valutate semplicemente utilizzando le capacità per unità di lunghezza nel caso si consideri la struttura in aria (C_0') e nel caso normale con il substrato dielettrico (C').

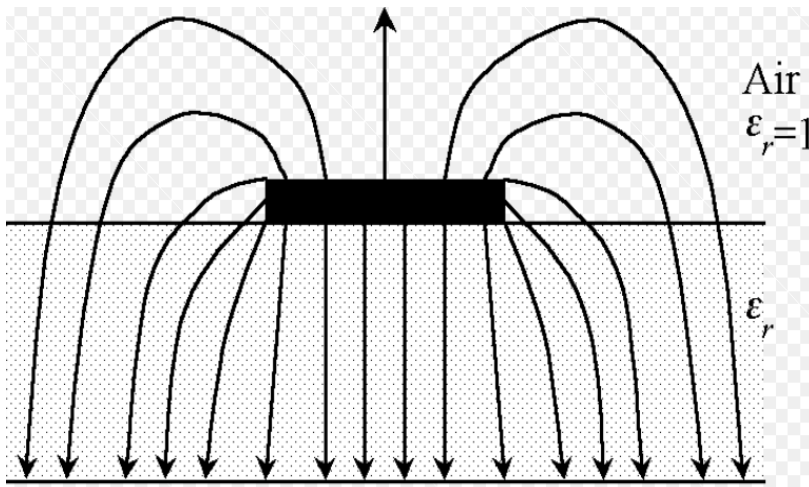


Figura3.2 Linee del campo elettrico nella microstriscia

$$\beta = \omega\sqrt{L'C'} = \omega\sqrt{L_0'C'\frac{C_0'}{C_0'}} = \frac{\omega}{c}\sqrt{\frac{C'}{C_0'}} \quad (3.1)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L'}{C'}} = \sqrt{\frac{L_0'C_0'}{C'C_0'}} = \frac{1}{c\sqrt{C_0'C'}} \quad (3.2)$$

dove si è considerata $L'=L_0'$, infatti la microstriscia può essere vista come una struttura omogenea per quanto riguarda la permeabilità magnetica e quindi si ha lo stesso valore di induttanza che si avrebbe in una linea TEM (induttanza per unità di lunghezza della struttura in aria), mentre c è la velocità della luce nel vuoto.

Per dare una definizione più chiara dei parametri caratteristici della microstriscia, viene introdotta la permittività relativa efficace ϵ_{eff} :

$$\epsilon_{eff} = \frac{C'}{C_0'} \quad (3.3)$$

Questo parametro dà una sorta di descrizione su come si spartisce il campo elettrico tra l'aria ed il dielettrico e come si vedrà a breve è dipendente dalle dimensioni della metallizzazione superiore della microstriscia, in particolare lo spessore t e la larghezza W .

In termini pratici la permittività efficace ha lo scopo di immaginare la struttura come se i conduttori fossero immersi in un mezzo omogeneo, dunque in grado di supportare un modo di propagazione TEM, come se si trattasse di un'altra tecnologia planare, per esempio la stripline. Chiaramente si tratta quindi di una grandezza fittizia, ma necessaria per il calcolo elettromagnetico della microstriscia; a seconda dei valori di W

e t la permittività efficace assume sempre valori compresi in un intervallo specifico, che dipende anche dal tipo di substrato impiegato:

$$1 < \epsilon_{eff} < \epsilon_r \quad (3.4)$$

In particolare si possono osservare dei comportamenti limite al variare della larghezza W :

- per W che tende ad infinito, ovvero per valori che ricoprirebbero interamente il substrato, la microstriscia tende ad una linea a piatti piani paralleli indefiniti per cui tutto il campo elettrico si mantiene schermato all'interno del dielettrico e risulta: $\epsilon_{eff} = \epsilon_r$;

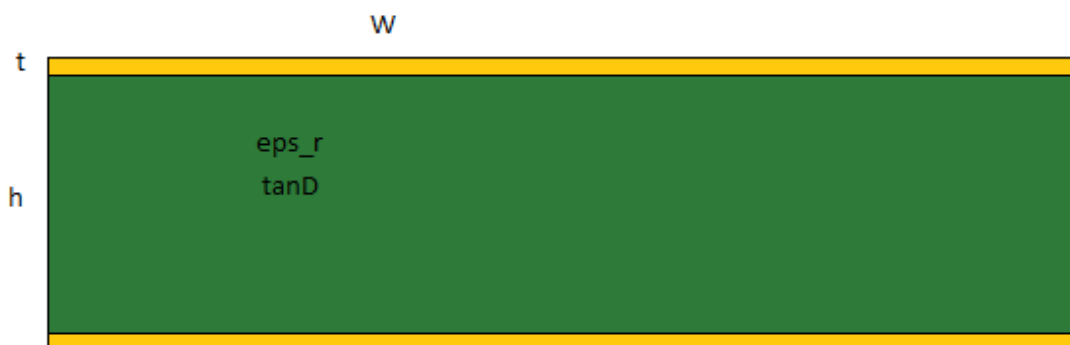


Figura 3.3 Microstriscia con W tendente ad infinito

- per W che tende a zero la struttura diventa una sorta di linea monofilare stampata sul substrato dielettrico. Questo caso limite è comunque rappresentativo di una linea in microstriscia, infatti il campo elettrico si suddividerà ancora tra aria e dielettrico e il valore della permittività efficace non sarà altro che il valor medio tra la permittività relativa del substrato e la costante dielettrica dell'aria: $\epsilon_{eff} = (\epsilon_r + \epsilon_0) / 2$.

I casi limite appena proposti trovano riscontro in quella che è una delle classiche formule utilizzate per la determinazione della permittività efficace, la quale tuttavia risulta solamente un'approssimazione particolarmente vicina al vero, in quanto non esistono formulazioni analitiche standard per il calcolo di ϵ_{eff} :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} * \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12h}{w}}} \quad (3.5)$$

I parametri della microstriscia possono essere quindi riscritti ora con l'aggiunta della permittività efficace e diventano:

$$\beta = \frac{\omega}{c} \sqrt{\epsilon_{eff}} \quad (3.6)$$

$$Z_0 = \frac{1}{cC_0' \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.7)$$

Lo studio completo del comportamento di una microstriscia non termina qui, in quanto è importante essere a conoscenza del comportamento dispersivo e dissipativo del componente, in quanto uno dei suoi svantaggi principali rispetto ad altre linee di trasmissione, come già accennato precedentemente, è proprio un comportamento dispersivo a causa del fatto che si tratta di una struttura aperta.

Tuttavia i fenomeni dispersivi causati dall'aumento del valore delle componenti longitudinali di modo, e quindi il crollo dell'ipotesi quasi-TEM, avvengono per frequenze superiori ai 30 GHz e quindi per lo scopo vero e proprio dell'elaborato, queste caratteristiche ricoprono un ruolo marginale, in quanto l'esperienza pratica di misura è stata sviluppata per frequenze delle microonde ma molto inferiori ai 30 GHz.

3.2 Risonatori in microstriscia

I risonatori in microstriscia trovano impiego anche per i metodi in linea di trasmissione planare per la misura delle caratteristiche dielettriche di un materiale.

Come tutti i metodi risonanti di misura si caratterizzano per l'elevata precisione nei risultati di misura e per l'analisi alle singole frequenze di risonanza dei materiali da testare e lo studio del fattore di qualità.

L'impiego di microstrisce per la misurazione della permittività relativa è conveniente per l'estrema semplicità di fabbricazione del dispositivo di misura, il cui substrato rappresenta spesso il campione da misurare.

In tal proposito esistono svariate tecniche di misura: il dielettrico da misurare può infatti rappresentare l'intero substrato della microstriscia, una parte del substrato o talvolta può essere il "superstrato" della linea.

Risulta a questo punto chiaro immaginare per quali applicazioni può risultare comodo l'uso di una microstriscia: la misura di substrati o campioni e film solidi molto sottili.

L'uso delle microstrisce è abbastanza recente e ha iniziato a svilupparsi nei primi anni '90, tuttavia non si discosta dalla teoria che sta alla base degli altri metodi di risonanza, infatti la permittività relativa del MUT (campione sotto test) è relazionata come sempre alla frequenza di risonanza, al fattore di qualità Q del risonatore e alla geometria delle piste metalliche superiori.

Come anticipato nel paragrafo precedente l'analisi del campo elettromagnetico per le strutture in microstriscia risulta particolarmente complesso a causa della non omogeneità della struttura, a questo va aggiunto lo studio delle disomogeneità causate dalla geometria spesso complessa della metallizzazione superiore della microstriscia; per questo motivo studi analitici per questo tipo di risonatori si dimostrano estremamente delicati.

Questa parte del testo si limita, quindi, a fornire solo due esempi classici di risonatori, ovvero il risonatore ad anello e il T-resonator, il quale essendo poi il metodo utilizzato nell'esperienza verrà approfondito in seguito (Figura 3.4).

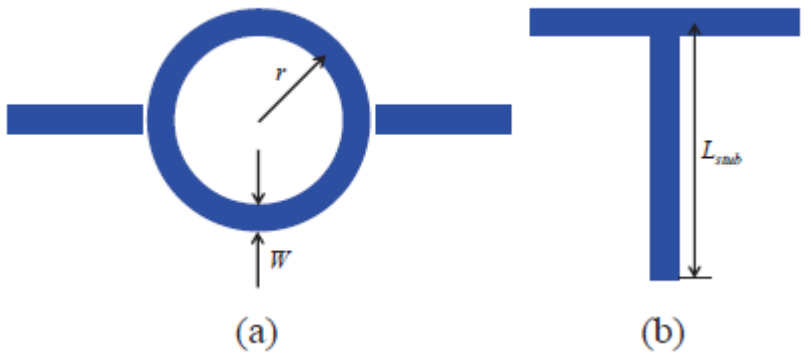


Figura 3.4 Due particolari geometrie per i risonatori in microstriscia: (a) risonatore ad anello, (b) T-resonator

Per ogni struttura di questo tipo esistono semplici relazioni che collegano la permittività efficace della linea con le caratteristiche geometriche della metallizzazione e la frequenza di risonanza [18].

Dato che il T-resonator sarà oggetto di uno studio più approfondito successivamente, si limita a riportare la relazione del risonatore ad anello:

$$\epsilon_{eff} = \left(\frac{nc}{2\pi r f_n} \right)^2 \quad (3.8)$$

dove n è il numero del modo, r il raggio dell'anello, c la velocità della luce e f_n è l'n-esima frequenza di risonanza con $n=1,2,3,\dots$.

Se si volesse calcolare la tangente di perdita del MUT bisognerebbe invece studiare il fattore di qualità del risonatore.

Il proseguo dell'elaborato si concentrerà sul T-resonator senza però inoltrarsi in prolissi studi analitici, piuttosto fornendo un background teorico sulla metodologia impiegata per poter poi passare all'esposizione vera e propria della sperimentazione pratica.

3.3 T-Resonator

La scelta di questo tipo di risonatore deriva dal fatto che esso è in grado di fornire valori molto precisi, come del resto la maggior parte delle tecniche risonanti, mantenendo una estrema semplicità di fabbricazione, sia per quanto riguarda la creazione del substrato che viene abitualmente prodotto tramite processi industriali in stabilimenti che lavorano sui circuiti stampati, sia per quanto riguarda la deposizione delle strisce metalliche superiori e la loro semplice geometria.

La realizzazione pratica del sistema di misura presenta un altro fondamentale vantaggio per questo tipo di applicazione, in quanto la connessione delle porte della

microstriscia tramite cavi coassiali o sonde di altro tipo con un qualsiasi strumento di misura, come un analizzatore di rete, non necessita di "coupling gaps", ovvero vuoti di accoppiamento, che renderebbero più delicata la strutturazione del pattern superiore (la classica T).

Ne consegue che il metodo con risonatore a T risulti una delle metodologie in microstriscia più impiegate per la caratterizzazione di materiali dielettrici, infatti è facile trovare ricerche in bibliografia su questo argomento, tra cui si segnalano quelle di [18], [19].

In particolare [18] dimostra come il metodo con T-Resonator possa essere applicato anche per una guida d'onda coplanare (Fig. 3.5).

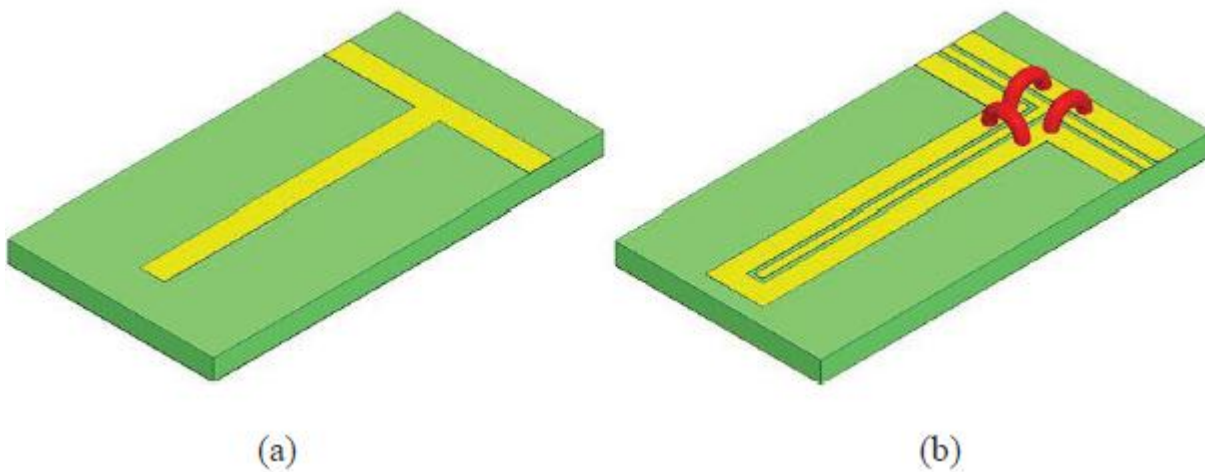


Figura 3.5 Modelli di T-Resonator: (a) T-Resonator in microstriscia, (b) T-Resonator in guida coplanare con ponti d'aria, "air bridges"

Fin dall'inizio dell'elaborato si è accennato all'uso del T-Resonator, dando quindi risalto alla particolare forma della metallizzazione della microstriscia, la cui particolare geometria è però semplicemente formata da una linea di alimentazione (feed line) e da uno stub aperto, che unite creano per l'appunto una sorta di T.

Lo scopo del metodo in esame è quello di fornire accurati valori delle proprietà dielettriche di un materiale per un numero discreto di frequenze equispaziate, il cui valore dipenderà chiaramente dalla permittività relativa del substrato e dalla geometria del risonatore, in particolare la lunghezza dello stub.

Lo stub aperto infatti altro non è che una linea $\lambda/4$, quindi se il risonatore è stato costruito per avere una prima risonanza a f_r , i fenomeni di risonanza di ripeteranno per multipli interi dispari di f_r , ovvero a $3f_r$, $5f_r$ e così via fino a frequenze elevate superiori ai 10 GHz, anche se questo limite dipende essenzialmente dalla dissipazione del substrato dielettrico.

La relazione che lega tutte le grandezze caratteristiche del risonatore è una formula nota, infatti altro non è che l'equazione base per un risonatore aperto a $\lambda/4$:

$$L_{stub} = \frac{nc}{4f_n \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.9)$$

dove L_{stub} rappresenta la lunghezza dello stub, c la velocità della luce, n (1,3,5...) sono gli interi dispari corrispondenti alle varie frequenze di risonanza, ϵ_{eff} la permittività efficace e f_n le frequenze di risonanza stesse.

Rielaborando l'espressione precedente si trova la formula caratteristica per la determinazione della permittività efficace del risonatore [18]:

$$\epsilon_{eff} = \left(\frac{nc}{4f_n L_{stub}} \right)^2 \quad (3.10)$$

Nota la permittività efficace è possibile determinare la permittività relativa, ovvero la grandezza vera e propria di nostro interesse tramite la ben nota formula già vista (3.5).

Tutti gli studi analitici su questo tipo di risonatore non possono fermarsi all'applicazione di queste, seppur fondamentali, leggi.

La giunzione a T del modello infatti rappresenta un classico esempio di discontinuità in una struttura cilindrica e condiziona, come ben noto dagli studi sulla propagazione guidata, la lunghezza elettrica del risonatore, provocando perdite per irraggiamento.

Per poter determinare in modo appropriato il valore di permittività relativa, ma anche di tangente di perdita saranno necessarie sofisticate approssimazioni nel calcolo, le quali non verranno però discusse in questo documento.

3.4 Descrizione del metodo di misura empirico impiegato

Lo scopo principale dell'esperienza è quello di definire le caratteristiche dielettriche principali di un particolare campione di materiale derivante dall'acetato di cellulosa, prodotto plastico con possibili applicazioni nel campo della telefonia cellulare.

Il campione di materiale fornito all'Università per la sua caratterizzazione consiste in una lamina dalle dimensioni simili a quelle di una "cover" per smartphone, in quanto l'applicazione principale che è stata immaginata riguardo all'acetato di cellulosa consiste nel suo impiego come materiale cardine in nuove tipologie di "cover" per dispositivi cellulari mobili.

L'idea di utilizzare il T-Resonator deriva proprio dalla particolare forma del campione, in quanto il materiale plastico sarebbe potuto essere il substrato del risonatore e la

posatura delle parti conduttrici sopra esso sarebbe risultata estremamente semplice e veloce.

Il metodo di misura già usato da [20] consiste in una misurazione dei parametri S del risonatore, che altro non è che un circuito a due porte, tramite analizzatore di rete vettoriale o scalare in laboratorio, seguita dalla riproduzione fedele del risonatore all'interno del software utilizzato per la tesi, ovvero CST MS (Microwave Studio) e una serie di simulazioni del circuito stesso modificando volta per volta i valori delle proprietà dielettriche (ϵ_r e $\tan\delta$) fino a riscontare un andamento soddisfacente delle curve date dalle simulazioni con le curve ricavate dalla misura originale in laboratorio. I parametri S della matrice di scattering sono chiaramente 4, ovvero i parametri rappresentati i coefficienti di riflessione alle due porte (S_{11} e S_{22}) e quelli rappresentanti i coefficienti di trasmissione del quadripolo (S_{12} e S_{21}). Essendo una rete a due porte simmetrica i termini risultano equivalenti e basterà perciò soffermare lo studio su due di essi, per esempio S_{11} e S_{21} .

Durante la simulazione con CST si sono però riscontrati problemi per le curve di S_{11} , in quanto i valori dei coefficienti di riflessione, che tengono conto dell'impatto del segnale sulla porta, risultano fortemente legati alla descrizione della porta all'interno del simulatore, mentre i coefficienti di trasmissione, tenendo conto della propagazione del segnale lungo la linea, sono meno affetti dall'imprecisione con cui la porta viene schematizzata. Di conseguenza, a causa dell'impossibilità di riprodurre fedelmente nel simulatore la struttura della porta usata nel risonatore vero e proprio, ovvero la transizione microstriscia-coassiale, si è deciso di prendere in considerazione solamente il coefficiente di trasmissione S_{21} , come del resto viene tipicamente fatto anche in letteratura.

Una volta definito l'andamento di S_{21} più vicino a quello riscontrato nella misurazione iniziale, i valori di permittività relativa e tangente di perdita corrispondenti rappresenteranno, a meno di un piccolo errore, i parametri caratteristici del materiale plastico.

Prima di passare alle misurazioni pratiche è risultato conveniente approfondire lo studio sull'acetato di cellulosa e sulle sue varianti, in particolare cercare in bibliografia studi precedenti sulle proprietà dielettriche di questo tipo di materiale, così da diminuire il numero di tentativi col simulatore necessari per avvicinarsi al valore vero dei parametri dielettrici.

La ricerca ha portato a risultati incoraggianti in quanto sono stati trovati valori di permittività relativa e fattore di dissipazione concordi tra loro, in particolare i dati forniti da [21] indicano una permittività relativa di 3,5 in un range compreso tra 1 MHz e 1 GHz e una tangente di perdita di circa $0,03 \div 0,04$ sempre nello stesso intervallo di frequenza.

Lo studio realizzato da [22], seppur molto lontano nel tempo, risulta ancora più dettagliato in quanto riporta anche l'andamento delle due proprietà caratteristiche in frequenza (Fig. 3.6 e Fig. 3.7).

Il risultato però non cambia in quanto sia ϵ_r che $\tan\delta$ hanno valori simili a quelli ricavati dallo studio precedentemente citato.

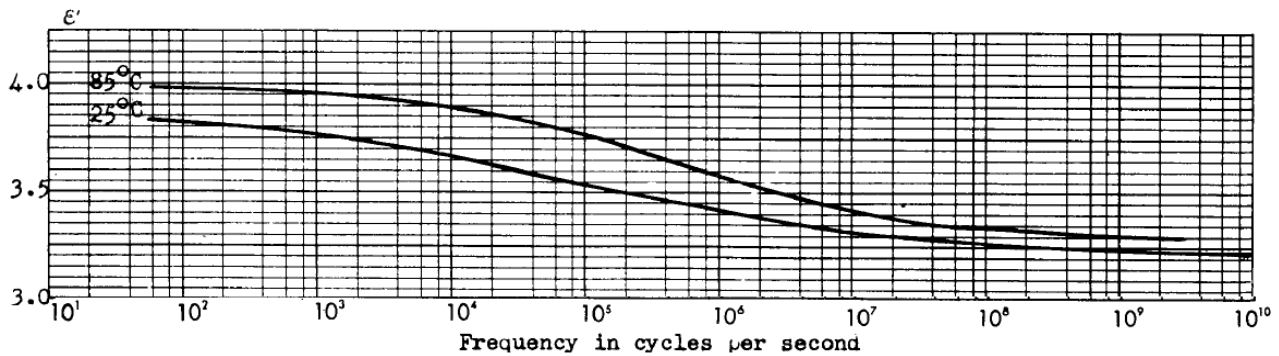


Figura 3.6 Andamento di ϵ_r dell'acetato di cellulosa in frequenza, per due diverse temperature (25°C e 85°C)

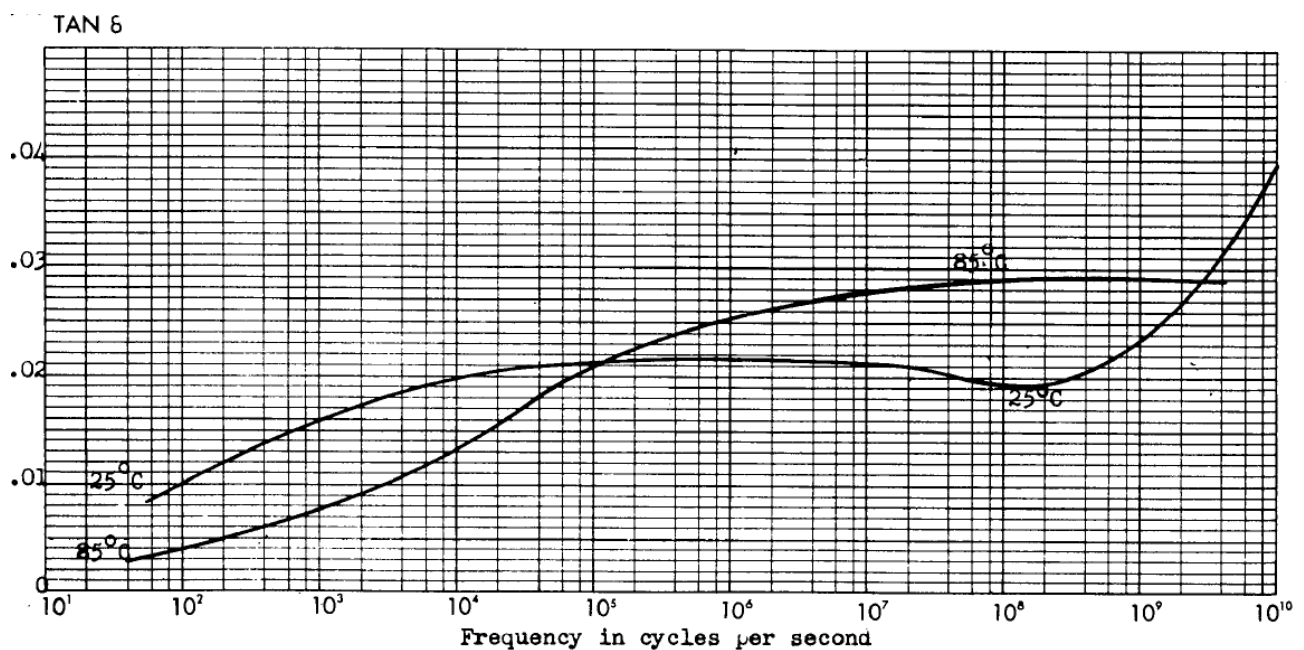


Figura 3.7 Andamento della tangente di perdita in frequenza per due diversi valori di temperatura (25°C e 85°C)

In definitiva il risultato che ci si aspetterà alla fine dell'esperienza dovrà avvicinarsi in linea teorica a quelli già presenti in bibliografia, considerando però le possibili differenze strutturali che si possono tuttavia avere tra campioni di materiali simili ma non necessariamente identici e che potrebbero causare anche lievi differenze nelle proprietà di nostro interesse.

3.5 Misurazione in laboratorio

Una volta entrati in possesso del campione plastico, la prima operazione effettuata è stata la realizzazione del risonatore in microstriscia, ovvero la deposizione del piano di massa e della giunzione a T sul lato superiore della lastra con il più classico dei materiali conduttori, ovvero il rame.

La deposizione del materiale conduttore è stata eseguita semplicemente ritagliando adeguatamente da fogli di rame adesivi il piano di massa e il modello a T per poi farli aderire perfettamente al substrato di cellulosa, stando attenti a non lasciare sottili, ma comunque fastidiosi, strati d'aria tra il rame e il substrato.

Una visione dall'alto del campione con l'aggiunta della metallizzazione superiore è rappresentata in Figura 3.8.



Figura 3.8 Strato superiore del campione laminare con giunzione a T in rame

Gli strumenti di misura utilizzati sono stati in primis un analizzatore vettoriale (Agilent N9923A FieldFox RF Vector Network Analyzer) di Figura 3.9, in grado di misurare sia fase che ampiezza dei segnali d'interesse e poi un semplice analizzatore di spettro (Agilent CSA spectrum analyzer N1996A) di Figura 3.10 in grado di misurare solo l'ampiezza di un segnale, proprio come un analizzatore di rete scalare.

Per poter connettere gli strumenti di misura con la microstriscia è stato necessario saldare alle porte della stessa 2 connettori SMA femmina, ovvero connettori elettrici coassiali a vite miniaturizzati per segnali elettrici.



Figura 3.9 Analizzatore di rete vettoriale



Figura 3.10 Analizzatore di spettro

Prima di descrivere un po' più in dettaglio l'operazione di misura è necessario introdurre i concetti base che spiegano il funzionamento degli strumenti di misura utilizzati, in particolare la differenza tra analizzatore vettoriale e scalare.

3.5.1 Principio di funzionamento di un analizzatore di reti

Un analizzatore di reti è un dispositivo usato per esaminare le proprietà delle reti elettriche, in particolare le caratteristiche associate alla riflessione e alla trasmissione in presenza di segnali elettrici di vario tipo. Questo tipo di strumenti risulta fondamentale nel campo delle microonde, in quanto, seppur venga usato per un intervallo di valori di frequenze molto vasto, da alcune centinaia di KHz fino a diversi GHz, trova un maggiore utilizzo per le misurazioni a frequenze più elevate, tipiche delle microonde e quindi è perfetto per lo studio oggetto di questo elaborato.

Tuttavia gli analizzatori di rete non sono tutti dello stesso tipo, seppure vengano impiegati per scopi molto simili, va fatta infatti una distinzione di base tra due tipi di analizzatori in particolare:

- Analizzatore di reti scalare (SNA-Scalar Network Analyzer), il quale è in grado di misurare solo le ampiezze dei segnali.
- Analizzatore di reti vettoriale (VNA-Vector Network Analyzer), il quale invece misura sia le ampiezze che la fase dei segnali.

Un SNA non è altro che un analizzatore di spettro combinato ad un tracking generator, ovvero un mixer che miscela il segnale dell'oscillatore locale con un segnale

di frequenza costante pari alla prima frequenza intermedia dell'analizzatore di spettro.

I VNA sono quindi più usati grazie alla capacità di poter misurare contemporaneamente anche la fase di un segnale, tant'è che quando ci si riferisce ad un analizzatore di reti generico si sottintende il più delle volte un VNA.

Il funzionamento di un analizzatore di reti VNA è molto semplice, funziona rilevando modulo e fase dei parametri S di una rete elettrica, in particolare di un quadripolo. Dopo un opportuno processo di calibrazione della strumentazione, attraverso diversi calcoli è possibile filtrare i parametri S (rilevati dallo strumento) dai parametri S del banco di misura acquisendo in questo modo valori di notevole precisione.

Senza entrare nel dettaglio della teoria che sta alla base del funzionamento di un analizzatore di reti si può accennare al fatto che entrambi i tipi di analizzatori (scalare e vettoriale) sono costituiti da quattro sezioni principali: sezione di generazione del segnale, sezione di test, sezione di rivelazione, sezione di visualizzazione e controllo [23].

Lo schema a blocchi di un analizzatore di reti è riportato in Figura 3.11

Il segnale all'uscita del generatore è inviato verso il campione sotto test. La rivelazione viene effettuata su tre tipi di segnale, il primo altro non è che una porzione del segnale inviato dal generatore (segnale incidente), poi si rilevano il segnale riflesso e il segnale trasmesso rispetto al DUT (device under test). I parametri di interesse ricavati dai segnali dopo la rivelazione sono poi resi visibili in funzione della frequenza, su di uno schermo.

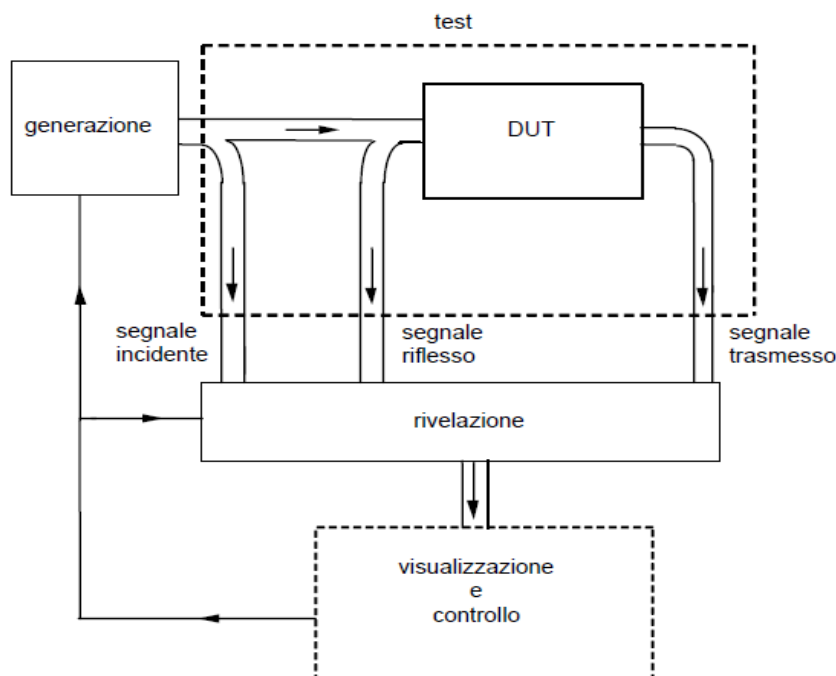


Figura 3.11 Schema a blocchi di un analizzatore di reti

Per caratterizzare un modello elettrico l'analizzatore di reti manda un segnale con una certa ampiezza e fase al dispositivo in esame e misura l'ampiezza e fase del segnale riflesso e del segnale uscente dal dispositivo in prova. Con il rapporto segnale riflesso dal dispositivo diviso il segnale incidente, l'analizzatore di reti fornisce il Return Loss,

l'impedenza, il coefficiente di riflessione e quindi i parametri S (S_{11}, S_{22}), e il SWR. Attraverso il rapporto del segnale trasmesso uscente dal dispositivo con il segnale incidente, l'analizzatore di reti fornisce il Group Delay, l'Insertion Phase, il coefficiente di trasmissione e quindi i parametri S (S_{21}, S_{12}), infine il Gain/Loss [24].

3.5.2 Calibrazione dell'analizzatore vettoriale di reti

Tra le caratteristiche che hanno reso gli analizzatori di reti, in particolare i VNA, gli strumenti di misura a radio frequenza più accurati, con prestazioni di misura eccezionali, vi è sicuramente la possibilità di effettuare precedentemente alla misura vera e propria una calibrazione manuale, che si differenzia dalla calibrazione automatica, intrinseca nella maggior parte delle strumentazioni di ultima generazione, in quanto è realizzata dall'utente stesso del VNA e prende il nome quindi di calibrazione (taratura) d'utente.

Una taratura d'utente periodica permette di tenere adeguatamente in considerazione gli errori sistematici introdotti dall'analizzatore prima della misurazione, ma non gli errori casuali di misura.

La calibrazione tiene conto di diverse sorgenti di errori sistematici, tra cui l'**inseguimento**, ovvero un fattore che riguarda la risposta in frequenza dei percorsi di segnale, il **disadattamento** di impedenza tra carico e sorgente relativo ad ingresso e uscita, l'**isolamento** ovvero una piccola quantità di energia irradiata dalla porta 1 e misurata dalla porta 2 e la **direttività** dell'accoppiatore.

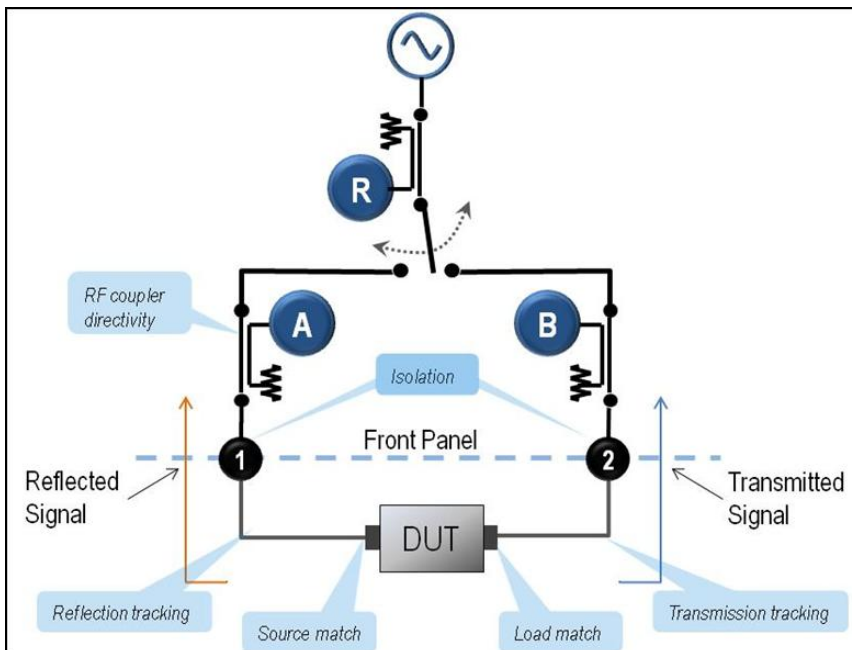


Figura 3.12 Rappresentazione delle sorgenti di errore sistematici per un VNA impostato per un sistema di misura dei parametri S di un due porte

Come tutti i moderni VNA, anche l'analizzatore utilizzato per queste misurazioni sperimentali (Agilent N9923A FieldFox RF Vector Network Analyzer) dispone di un programma integrato di calibrazione che aiuta l'utente durante la stessa.

Per una misura la più precisa possibile e indipendente da disturbi sistematici, è necessaria una elevata qualità della calibrazione, questa ultima dipende in particolare modo dall'impiego di connettori adeguati, da un accoppiamento preciso e da componenti di alta qualità.

Tutte queste caratteristiche non sono sufficienti però senza un particolare dispositivo detto kit di calibrazione, il quale contiene al suo interno gli accessori standard per la calibrazione, con le loro caratteristiche elettriche principali ben specificate.

Il VNA confronta i valori risultanti dalla calibrazione con i valori noti di ciascun accessorio standard e mediante una serie di processi matematici di taratura calcola una fattore di correzione per ciascun punto di frequenza. Questi fattori serviranno successivamente al VNA per realizzare misure vere e proprie prive di errori sistematici.

Per regolare la calibrazione, il VNA definisce un piano di riferimento, ovvero il punto in cui si applicano i fattori di correzione e si inizia la misura, per esempio l'estremità di un cavo coassiale collegato all'analizzatore.

La calibrazione d'utente comprende più tecniche differenti, che hanno lo stesso obiettivo fondamentale, ma che si differenziano soprattutto per l'utilizzo di accessori standard diversi; si parla di SOLT (Short,Open,Load,Through), TRL (Thru,Reflect,Line) e calibrazione automatica.

La metodologia impiegata in questo elaborato è di tipo SOLT e in Figura 3.13 è rappresentata una immagine del kit di calibrazione impiegato (Agilent 85521A SOLT).



Figura 3.13 Kit di calibrazione 85521A

L'acronimo SOLT chiarisce all'istante il funzionamento di questo kit di calibrazione, in quanto esso fa uso di 4 diversi accessori: S sta per corto circuito, O sta per circuito aperto, L sta per carico e infine T sta per attraversamento.

In particolare il kit usato per questa misurazione fa uso di un carico bene definito a 50 ohm e può lavorare a frequenze molto elevate, fino a 26,5 GHz e la procedura di utilizzo è semplice: di volta in volta ogni standard viene connesso al piano di riferimento per permettere al VNA di misurarlo e come ultimo passaggio è possibile collegare i due piani di riferimento tramite il through per la misura finale.

Chiaramente tutta la fase di calibrazione viene guidata attraverso il monitor del VNA; tuttavia esistono molti manuali che riguardano le procedure di calibrazione.



Figura 3.14 Kit di calibrazione nella fase finale di through

Per verificare se è stata eseguita una corretta calibrazione, il metodo più semplice, usato nel caso in esame, è quello di controllare gli andamenti dei parametri S in assenza di DUT e assicurarsi che sia le grandezze riflesse (S_{11} e S_{22}) che quelle trasmissive (S_{12} e S_{21}) abbiano andamenti lineari e privi di disturbi.

3.5.3 Fase di misura

Una volta terminata efficacemente la calibrazione si può passare alla fase di misurazione vera e propria.

Il presente capitolo non si occupa di quelli che sono stati i risultati sperimentali della misurazione, in quanto verranno presentati nel prossimo, si limiterà quindi ad una breve descrizione di come è stata impostata la misura.

Per prima cosa, una volta appurato che la calibrazione d'utente è stata effettuata correttamente si può sostituire il kit di calibrazione con il DUT vero e proprio, in questo caso il T-Resonator, collegando i cavi coassiali ai connettori SMA femmina saldati precedentemente alle porte della microstriscia.

Questo particolare passaggio risulta molto delicato, in quanto la transizione microstriscia-coassiale comporta una discontinuità nella struttura cilindrica guidante e potrebbe causare problemi a frequenze elevate. Tuttavia essendo il metodo eseguito dall'elaborato di tipo empirico e basato su confronti tra simulazioni e misure 'sul campo' basterà considerare questa transizione anche nella simulazione elettromagnetica con CST MS o tenerne conto nell'osservazione finale dei risultati senza riprodurre la transizione al simulatore.

Nel sostituire il kit di calibrazione con il campione da misurare bisognerà prestare massima attenzione anche nella posizione del campione, in quanto è fondamentale riprodurre il più fedelmente possibile la situazione precedente, ovvero quella di through nella calibrazione d'utente, soprattutto per fare in modo che i cavi coassiali non subiscano spostamenti apprezzabili tra la fase di calibrazione e quella di misura.



Figura 3.15 T-Resonator connesso al VNA tramite cavi coassiali

Una volta terminata la preparazione 'fisica' del campione, si passa all'utilizzo del VNA.

La scelta del range di frequenza in cui effettuare la misurazione è stata fatta precedentemente durante la fase di calibrazione, e si è scelto il range da 2 MHz a 3GHz; analogamente per la risoluzione scelta, ovvero una misura ogni 2 MHz, e anche la scelta del numero di tracce di interesse, ovvero quattro, corrispondenti ai parametri S della rete due porte: $S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}$.

A questo punto sarà sufficiente seguire le indicazioni visualizzate sul monitor dell'analizzatore di reti vettoriale e far partire la misurazione.

Un esempio del risultato conseguito alla fine della misurazione è rappresentato in Figura 3.16 dove è possibile vedere quattro curve di nostro interesse, raffiguranti l'ampiezza in dB dei parametri S della rete nel dominio della frequenza.



Figura 3.16 Monitor del VNA con andamento dei 4 parametri S in dB

Terminata la misurazione sarà poi possibile visualizzare i risultati con il formato più idoneo, ovvero studiarne parte reale ed immaginaria o anche la fase, in quanto questo strumento, a differenza degli SNA permette di farlo.

Una volta entrati in possesso dei risultati il passaggio successivo riguarda il salvataggio degli stessi che è stato effettuato tramite formato lista.

In formato lista i parametri S misurati e corretti sono tabulati rispetto alla frequenza. Il formato lista più comune è noto come Touchstone o SNP, dove N è il numero delle porte. Comunemente i file di testo contenenti questa informazione hanno l'estensione del file ".s2p".

Un esempio di listato in un file Touchstone per i dati completi dei parametri S della rete due porte rappresentante il T-Resonator è raffigurata in Figura 3.17.

!Agilent N9923A: A,06,18									
!Date: Thursday, 02 January 2014 13:28:38									
!Model: N9923A									
!Serial: US49470147									
!GPS Latitude:									
!GPS Longitude:									
!GPS TimeStamp: 0001-01-01 00:00:00Z									
!GPS Seconds Since Last Read: 0									
!CHECKSUM:1954576643									
!Correction: S11(ON U*)S21(ON U*)S12(ON U*)S22(ON U*)									
!S2P File: Measurements:S11,S21,S12,S22:									
# Hz S DB R 50									
2000000	-47,9638	-132,553	0,026557	-0,512313	0,038796	-0,50064	-49,7607	171,3997	0,002
5000500	-41,8543	-124,725	-0,0114	1,257026	-0,00942	-1,23018	-46,6392	33,19662	0,005001
8001001	-39,6799	-105,036	0,030744	-1,95764	0,025567	-1,95892	-39,0344	12,76007	0,008001
11001501	-39,153	-98,731	-0,00159	-2,65015	-0,01271	-2,6619	-51,6941	13,063	0,011002
14002001	-37,1152	-83,9027	-0,03635	-3,36325	-0,07202	-3,35742	-37,5224	176,7017	0,014002

Figura 3.17 Esempio di listato in file .s2p

Le righe che iniziano con un punto esclamativo contengono solo commenti. La riga che inizia con il cancelletto definisce i parametri che sono elencati: in questo caso i parametri S e l'impedenza della linea R e inoltre le unità di misura usate, dB e Ω più l'unità di misura della frequenza (Hz). Ci sono 10 colonne di dati. La colonna 1 è la frequenza di collaudo in Hz. Le colonne 2, 4, 6 e 8 sono le ampiezze rispettivamente di S₁₁, S₂₁, S₁₂, S₂₂ in dB. Le colonne 3, 5, 7 e 9 sono le fasi rispettivamente di S₁₁, S₂₁, S₁₂, S₂₂ in gradi e infine nella colonna 10 è stata inserita per semplicità la frequenza in GHz.

Durante la fase di calibrazione e misurazione si sono riscontrati disturbi nell'andamento di S₁₁ e S₂₂, come è possibile notare da Figura 3.16, risolti poi successivamente utilizzando un nuovo cavo coassiale. Per questo motivo si è deciso di

realizzare una misura del parametro S_{11} anche tramite analizzatore di spettro (Agilent CSA spectrum analyzer N1996A) per avere più misure da confrontare.

Non essendo un VNA la procedura di calibrazione e misurazione dell'SNA risultano differenti, ma senza entrare nel merito basterà accennare che il campione è stato collegato direttamente allo strumento tramite SMA senza passare da un cavo coassiale, mentre la porta opposta a quella connessa all'analizzatore è stata chiusa da un carico a 50Ω come è possibile vedere da Figura 3.18.



Figura 3.18 Misura di S_{11} tramite analizzatore di spettro

Lo studio e il confronto tra i risultati sperimentali sarà argomento del prossimo capitolo, ma da un'attenta osservazione della figura è possibile già notare un andamento più pulito della curva rispetto alla misura precedente con il VNA, perché si è escluso il contributo del cavo coassiale.

3.6 Simulazione con CST Microwave Studio

Terminata la prima fase sperimentale dell'elaborato, corrispondente alla misurazione dei parametri S del risonatore tramite VNA o come si è visto anche con l'uso di analizzatore di spettro, lo step successivo consiste nel caratterizzare il campione sotto test tramite simulazioni elettromagnetiche. Come già anticipato svariate volte questa operazione è stata eseguita dal software CST Microwave Studio (MS), uno dei software in commercio più adatti alle alte frequenze, che fa uso di una accurata e realistica interfaccia grafica per facilitare l'utente nella definizione della struttura da simulare. Il simulatore CST (Computer Simulation Technology) è un ambiente che offre la

possibilità di simulare moltissimi modelli e situazioni in cui siano coinvolti campi elettromagnetici. Il software è suddiviso sostanzialmente in sei sezioni che implementano altrettanti tools, ognuno specializzato in un determinato campo [25].



Figura 3.19 Logo del tool Microwave Studio

Questi sono:

- 1. CST Microwave studio
- 2. CST EM studio
- 3. CST Particle studio
- 4. CST Design studio
- 5. CST PCB studio
- 6. CST Cable studio

Il tool utilizzato per questa ricerca sperimentale è, come anticipato in precedenza, il Microwave Studio, in quanto è un ambiente dedicato a sistemi elettromagnetici funzionanti alle frequenze delle microonde, come nel caso in esame.

La caratteristica del software che è stata sfruttata per l'elaborato è quella di poter realizzare e confrontare svariate simulazioni facendo variare uno solo o più parametri del modello alla volta, così da poter verificare tramite risultati grafici la dipendenza delle performance del dispositivo da queste caratteristiche.

In particolare, i parametri che saranno fatti variare tramite lo strumento del 'par sweep' sono le proprietà dielettriche del substrato, ϵ_r e $\tan\delta$.

Questa fase di 'sweeping' dei due parametri sarà facilitata dallo studio bibliografico realizzato in precedenza sulle caratteristiche dielettriche dell'acetato di cellulosa, in quanto ci permetterà di partire con un intervallo di valori da testare ben definito sia per quanto riguarda la permittività relativa che la tangente di perdita.

Come nel caso della misurazione in laboratorio, anche i risultati delle simulazioni verranno trattati in modo approfondito nel capitolo successivo; questa parte del testo si occuperà della descrizione del prototipo tramite il simulatore, dell'analisi adattativa fatta preliminarmente alle misure e del tipo di analisi che sarà impiegata nelle simulazioni vere e proprie.

3.6.1 Realizzazione grafica del T-Resonator con CST MS

Per poter disporre di risultati il più realistici possibile in relazione a quelli registrati dalla misurazione di laboratorio, è indispensabile replicare fedelmente all'interno del simulatore la geometria del risonatore reale.

I valori geometrici in millimetri della lastra di acetato e delle metallizzazioni superiori misurati con l'utilizzo di un calibro sono riportate nella schematizzazione di Figura 3.20.

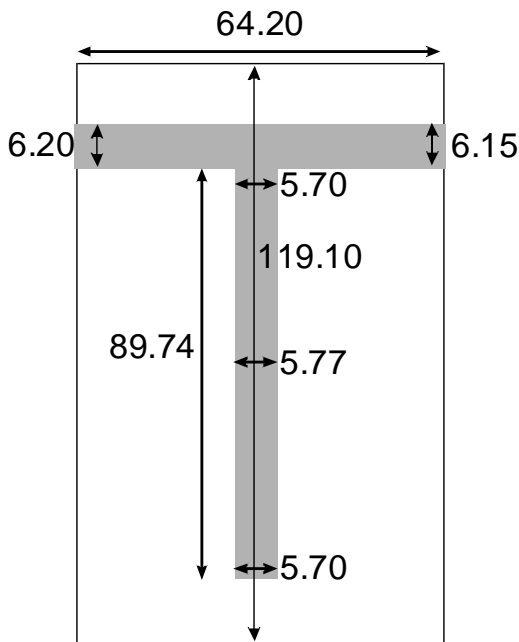


Figura 3.20 Layout e misure del T-Resonator

Le piccole discrepanze nella larghezza della linea orizzontale e dello stub sono dovute alla fabbricazione manuale del T-Resonator tramite il taglio dei fogli di rame, tuttavia approssimare le due larghezze a 6.15 mm e 5.70 mm non comporta problemi in quanto si tratta di valori molto simili al vero.

Per quanto riguarda lo spessore h del substrato è stato rilevato di 3.95 mm mentre lo spessore t del rame seppur di dimensioni trascurabili è stato stimato in circa 0.1 mm.

La costruzione del componente all'interno di CST MS consiste nella realizzazione di tre sotto componenti che nell'insieme formano il risonatore vero e proprio, ovvero il parallelepipedo rappresentate il substrato, il sottile strato di rame depositato sul lato inferiore del substrato che altro non è che il piano di massa e infine il modello a T del risonatore di spessore t , sempre realizzato col rame.


Per poter riprodurre l'intera struttura velocemente è possibile definire una tabella di valori geometrici nella quale inserire tutte le dimensioni d'interesse per la costruzione del progetto, come ad esempio le lunghezze della base e l'altezza per un parallelepipedo, inoltre in questa tabella sarà possibile definire anche le altre grandezze di nostro interesse, la permittività relativa e la tangente di perdita del substrato.

La tabella in questione è rappresentata in Figura 3.21.

Name	Value	Description
Eps_r	3.3	Permittività relativa
L	119.10	Lunghezza del substrato
L1	89.74	Lunghezza dello stub
T_delta	0.04	Tangente di perdita
W	64.2	Lunghezza della feed line
W1	6.15	Larghezza della feed line
W2	5.70	Larghezza dello stub
h	3.95	Spessore substrato
t	0.1	Spessore metallizzazioni

Figura 3.21 Tabella coi parametri caratteristici del T-Resonator in CST MS

Nella tabella precedente, in particolare, i valori di ϵ_r e $\tan\delta$ sono quelli utilizzati nell'analisi adattativa, argomento riguardante la prossima parte del testo.

L'inserimento di ogni sottocomponente del prototipo avviene selezionando il pulsante 'brick'  nella schermata principale, il quale permette la creazione di una struttura rettangolare.

Una volta definito un sistema di riferimento tridimensionale (u,v,w) su cui basarsi, del tutto analogo al classico sistema di riferimento (x,y,z), la creazione di ogni singola figura (o brick) consiste nel fornire al software le misure appropriate al componente prendendole direttamente dalla tabella dei parametri di Figura 3.21.

Grazie a questo modello di lavoro parametrizzato la mole di lavoro dell'utente diminuirà notevolmente e sarà possibile realizzare il prototipo in pochissimo tempo, inoltre risulterà immediata anche una eventuale modifica delle dimensioni, passando per la tabella dei parametri.

Nei passaggi seguenti sarà mostrata la sequenza che ha portato alla realizzazione del risonatore, considerando l'origine del sistema di riferimento (u,v,w) posto esattamente al centro del modello.

Il primo step riguarda la creazione del substrato, rappresentato in Figura 3.22(a) e le cui dimensioni rispetto all'origine del sistema di riferimento sono riportate in Figura 3.22(b).

Durante l'inserimento del substrato è importante definire il tipo di materiale di cui il substrato stesso sarà formato, ed essendo ignote le caratteristiche dielettriche del materiale (lo scopo della ricerca verte proprio su questo) è stato creato un nuovo tipo di materiale le cui proprietà dielettriche principali sono state inserite manualmente, in particolare $\epsilon_r=3.3$ e $\tan\delta=0.04$ (valori simili a quelli riscontrati in bibliografia), mentre sono state ignorate altre proprietà dielettriche secondarie e di irrilevante valore per l'elaborato.

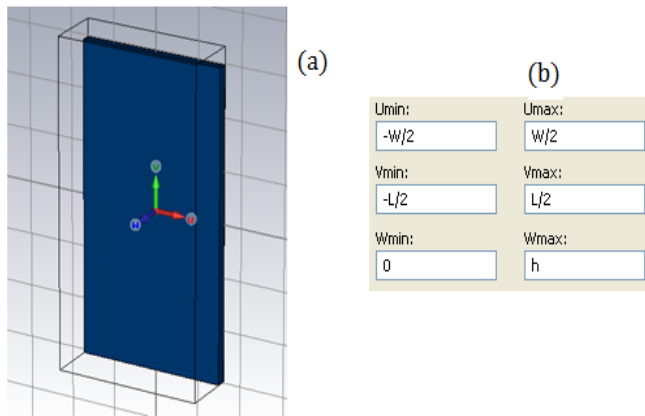



Figura 3.22: (a) Definizione del substrato; (b) tabella delle dimensioni del substrato

Dopo aver creato il substrato che nel risonatore in microstriscia reale è acetato di cellulosa, è necessario immettere un piano di massa di spessore t nello strato inferiore del substrato. Per fare questo è sufficiente cliccare il pulsante Extrude  (letteralmente ‘cacciar fuori’) e selezionare la faccia inferiore del substrato, così facendo il simulatore capirà che si vuole inserire un nuovo brick delle stesse dimensioni orizzontali sovrapposto al substrato. Fatto ciò si inserisce il valore t per esprimere lo spessore del piano di massa. Il risultato è ben visibile da Figura 3.23, che mostra l’inserimento del piano di massa da un’altra prospettiva.

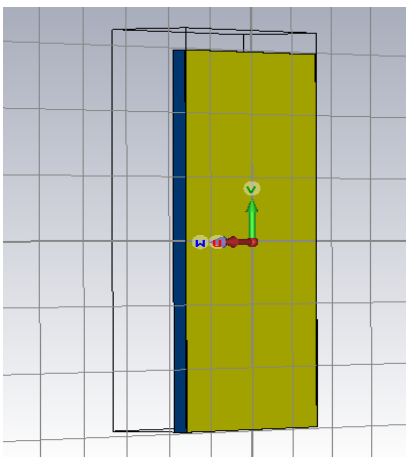



Figura 3.23 Piano di massa del risonatore

L’ultima figura geometrica facente parte della struttura totale è la caratteristica T che da il nome al tipo di risonatore.

La collocazione di tale modello parte dalla stesura della ‘feed line’, la quale verrà realizzata come già accennato, in rame e con uno spessore t .

L'inserimento della linea orizzontale sarà seguito poi dallo stub aperto. Questa seconda linea sarà unita alla precedente, in modo da formare una figura omogenea tramite il pulsante Add Shape().

I passaggi intermedi e il risultato finale sono rappresentati in Figura 3.24.

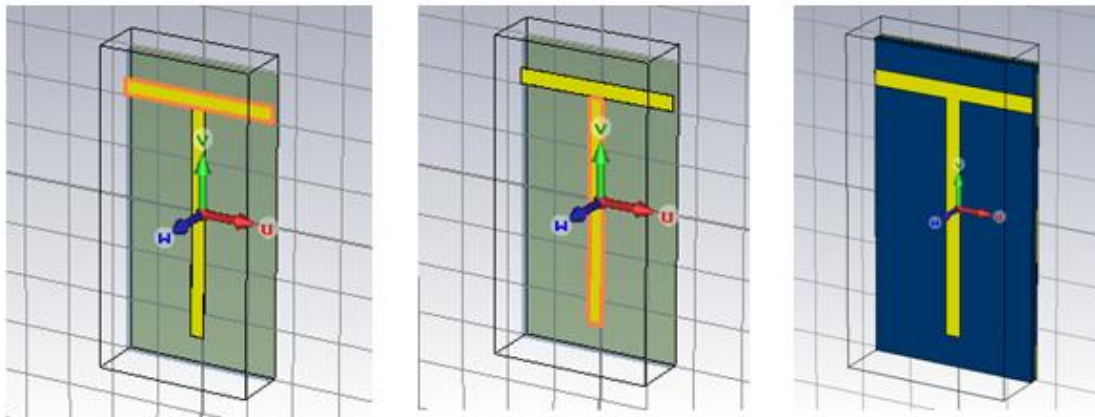


Figura 3.24 Procedura di realizzazione del pattern T

Per quanto riguarda le dimensioni delle due linee, le tabelle corrispondenti sono raffigurate in Figura 3.25 e 3.26.

Umin:	Umax:
$-w/2$	$w/2$
Vmin:	Vmax:
$L/2-w1-((L-L1-w)$	$L/2-((L-L1-w1)/2$
Wmin:	Wmax:
h	$h+t$

Figura 3.25 Dimensioni della feed line


Umin:	Umax:
$-w2/2$	$w2/2$
Vmin:	Vmax:
$-L/2+((L-L1-w1)$	$L/2-w1-((L-L1-w$
Wmin:	Wmax:
h	$h+t$


Figura 3.26 Dimensioni dello stub aperto

3.6.2 Creazione delle porte della rete elettrica e tipo di analisi scelta

Terminata la fase di costruzione geometrica del progetto, l'attenzione si sposta sulle modalità con cui effettuare la simulazione, in particolare sulla scelta del range di frequenze di lavoro, sulle condizioni al contorno del modello, sul tipo di sorgente di eccitazione con cui stimolare la rete e infine sul migliore tipo di analisi da usare per questo tipo di circuito.

La prima condizione da imporre per qualsiasi tipo di lavoro con un simulatore elettromagnetico, quindi anche per CST, riguarda la definizione dell'intervallo di frequenza. In questo caso la scelta delle frequenze da utilizzare per le misure va di pari passo con quella impiegata in fase di misurazione e quindi è stato scelto un range

compreso tra 0.1 GHz e 3 GHz, tramite l'apposito pulsante posto nella schermata principale .

Il secondo passaggio riguarda le condizioni al contorno , infatti particolare attenzione deve essere posta anche nella corretta definizione dell'ambiente circostante il modello, in quanto vi potrebbe essere la presenza di elementi che potrebbero influenzarne il comportamento. Nel nostro caso si è scelto di supporre il modello all'interno di una struttura formata da pareti elettriche perfette, ovvero con componente tangente del campo elettrico uguale a zero, $E_t=0$.

Questa scelta limita al minimo il volume oggetto dell'analisi ed è giustificata da esperienze passate che dimostrano come questo tipo di simulazione rispecchi fedelmente le condizioni reali di misura e non causi errori o 'warning' nella simulazione, visto che una struttura del genere (a queste frequenze) non irradia e quindi non interagisce con il *package* creato. CST Microwave studio utilizza una sorta di sistema rettangolare per le definizioni delle condizioni al contorno, costringendo l'utente a specificare per 6 volte il tipo di 'parete' che avvolge il modello, ovvero i 6 lati di un parallelepipedo. In Figura 3.27 è mostrato il T-Resonator immerso in una struttura elettrica perfetta di colore verde, scelta di default dal simulatore. Le fasi preliminari di preparazione alla simulazione sono terminate e il passo successivo risulta uno dei più delicati dell'intera simulazione, in quanto bisogna provvedere ad una appropriata eccitazione della rete da parte di una sorgente fittizia.

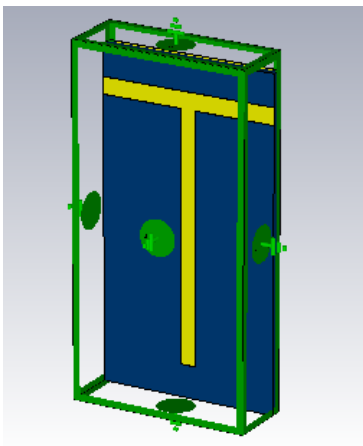


Figura 3.27 T-Resonator immerso in una struttura elettrica perfetta

Esistono tre tipi diversi di sorgente d'eccitazione all'interno di Microwave Studio:

- 1. Porte discrete
- 2. Sorgenti di campo
- 3. Porte in guide d'onda

Le porte discrete vengono utilizzate per simulare l'alimentazione del modello mediante un generatore di segnale di tensione o di corrente mentre le sorgenti di campo vengono

utilizzate per simulare l'alimentazione del modello generalmente attraverso onde piane [25].

Tuttavia il tipo di stimolazione elettromagnetica che viene generalmente impiegata in questo tipo di circuiti a microonde è quella tramite porte in guida d'onda.

Questo tipo di porta è utilizzata per simulare un'alimentazione del modello mediante campi elettromagnetici condotti in una guida d'onda che viene supposta, durante la simulazione, di lunghezza infinita.

Le "waveguide ports" vengono collegate alla rete in determinati punti e vengono rappresentate come rettangoli solitamente di colore rosso attraverso i quali avviene la propagazione elettromagnetica guidata tramite i modi caratteristici, come i TM, TE o Q-TEM (quasi TEM). La procedura d'inserimento di una porta di questo tipo è molto delicata proprio per questo motivo, in quanto solitamente si cerca di evitare la propagazione di diversi modi oltre a quello fondamentale. Per limitare la propagazione di modi secondari indesiderati bisogna prestare molta attenzione alle dimensioni della guida stessa, che come è noto dalla teoria sui campi elettromagnetici ha un ruolo fondamentale nelle guide d'onda.

Il T-Resonator altro non è che una microstriscia e come già visto all'inizio del capitolo, il suo modo caratteristico è il quasi-TEM. L'andamento delle linee del campo elettrico può essere riosservato tramite la Figura 3.28, che mostra per l'appunto le linee del campo dopo il collegamento della porta in guida d'onda con il risonatore.

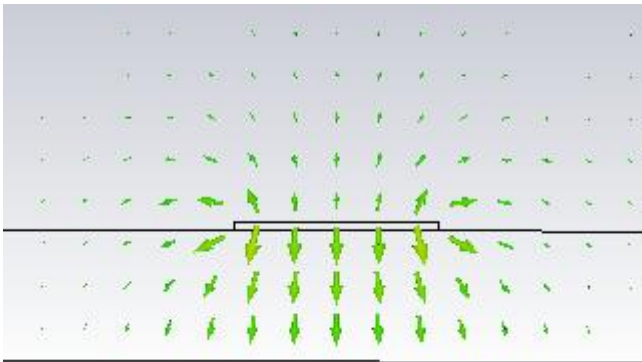


Figura 3.28 Linee del campo elettrico in prossimità di una porta del T-Resonator (modo Q-TEM)

Per quanto riguarda le dimensioni della guida d'onda, si è utilizzata la nota convenzione sulle porte nei circuiti in microstriscia, secondo la quale la porta ideale per questo tipo di linee di trasmissione deve avere una larghezza pari a sei volte la larghezza della metallizzazione superiore, in questo caso la larghezza della feed line e un'altezza pari a cinque volte lo spessore del substrato più l'aggiunta del sottile spessore del piano di massa. Una schematizzazione delle dimensioni di una porta in guida d'onda è rappresentata in Figura 3.29.

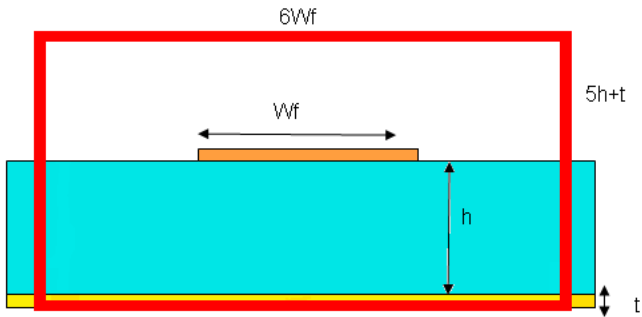




Figura 3.29 Dimensioni di una waveguide port nel caso di struttura planare in microstriscia

La realizzazione delle due porte in guida d'onda all'interno del simulatore avviene entrando nell'ambiente di lavoro predisposto a tale fine cliccando l'apposito pulsante . A questo punto per dare forma alla porta è possibile seguire diverse strade, ma la più conveniente è quella di selezionare con l'apposito pulsante 'pick face'  la faccia del risonatore a cui si vuole collegare la porta (in questo caso la linguetta esterna di rame della feed line) per poi inserire manualmente le coordinate della porta, sfruttando sempre la parametrizzazione dei valori geometrici del risonatore.

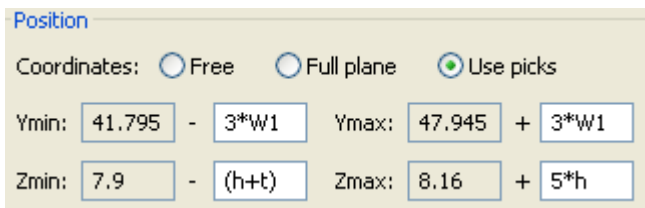


Figura 3.30 Dimensioni della porta in guida d'onda all'interno di Microwave Studio

Ripetendo tale procedura per entrambe le estremità della feed line e quindi per entrambe le porte elettriche della rete, il risultato finale sarà quello di Figura 3.31.

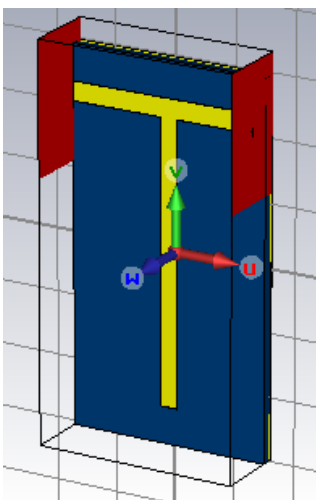






Figura 3.31 T-resonator con l'aggiunta delle porte in guida d'onda

La figura precedente mostra come le porte di colore rosso sconfinino oltre il termine della struttura risonante, a causa delle loro dimensioni. Questo particolare provoca un leggero inconveniente in fase di simulazione (un cosiddetto warning) in quanto per

Microwave Studio la porta risulta di dimensioni inadeguate e ci sarebbe il rischio di eccitare modi superiori. Tuttavia dopo vari tentativi si è constatato che in realtà, per le simulazioni necessarie a questo elaborato, ciò non provoca variazioni significative nei risultati di interesse e si è proseguito in questo modo.

Prima di poter dare il via alla simulazione vera e propria bisogna stabilire il tipo di analisi da effettuare sul modello appena creato.

Microwave Studio stabilisce quattro fondamentali diverse modalità per analizzare un campione alle microonde:

- 1. Transient Solver 
- 2. Frequency Domain Solver 
- 3. Eigenmode Solver 
- 4. Integral Equation Solver 

Le ultime due, molto meno utilizzate, e riguardano nell'ordine, sistemi elettromagnetici in cui si conosce per certo il comportamento risonante elettrico o magnetico e sistemi elettromagnetici di dimensioni molto estese.

Molto più semplicemente il Transient Solver è specializzato per la simulazione dell'evoluzione dei campi elettrico e magnetico nel dominio del tempo ed è la modalità che verrà approfondita ed utilizzata per le simulazioni successive.

Il Frequency Domain Solver è, invece, una modalità di simulazione che calcola il comportamento del modello per ogni frequenza, definita dall'utente, del segnale con cui viene eccitato [25].

Senza entrare particolarmente nel dettaglio è utile spendere qualche parola per il tipo di analisi utilizzata durante le simulazioni, ovvero, come già detto, il Transient Solver. Il vantaggio principale di questa modalità sta nel fatto che essa dà la possibilità di realizzare simulazioni dettagliate per range di frequenze molto ampi tramite un unico ciclo di calcolo, al contrario del calcolo nel dominio delle frequenze che focalizza la simulazione su piccoli intervalli di frequenze alla volta.

Il simulatore utilizzerà di default un segnale di potenza di tipo gaussiano, ma prima di essere sollecitato dal segnale ogni modello verrà rappresentato come una rete a n porte, per poi essere rappresentato dai parametri S della rete [25].

Una volta entrati nella finestra riguardante il Transient Solver, è possibile specificare i diversi dettagli che andranno a comporre la simulazione.

In particolare per le simulazioni portate avanti durante questa ricerca, sono stati specificati un' *Accuracy* di -50 dB, ovvero il livello di cui deve calare l'energia a fine simulazione rispetto al livello con cui si eccita la struttura (indice dell'effettivo esaurimento del transitorio), i parametri S sono stati normalizzati rispetto ad'un impedenza fissa di 50 Ω (*normalize to fixed impedance*) e si è definita simmetrica la matrice S (*S-parameter symmetries*).

Inoltre durante la fase di simulazione è stato utilizzato il ‘*par sweep*’, grazie al quale è possibile realizzare simulazioni in cui si fa variare uno o più parametri del modello, presi direttamente dalla tabella dei parametri creata all’inizio del progetto.

Questo tipo di simulazione avrà un tempo molto lungo in quanto dovrà essere ripetuta più volte a seconda del numero di valori di un parametro presi in considerazione, ma dà la possibilità di studiare i parametri S di una rete al variare di una grandezza, così da determinare in che modo questa grandezza influenza i risultati.

I risultati ricavati dalle simulazioni con ‘*par sweep*’ tuttavia riguardano il prossimo capitolo.

3.6.3 Creazione della mesh e analisi adattativa

Un progetto realizzato all’interno di CST Microwave Studio necessita di un particolare metodo di discretizzazione numerica per la simulazione elettromagnetica e il metodo utilizzato dal simulatore prende il nome di FIT (Finite Integration Technique).

L’idea chiave alla base di questa tecnica è l’uso durante la discretizzazione matematica del problema, della forma integrale delle equazioni di Maxwell piuttosto che della forma differenziale [26].

Senza inoltrarsi nel dettaglio, la FIT genera un’accurata rappresentazione algebrica corrispondente alle equazioni di Maxwell, che salvaguarda le proprietà fisiche dei campi in uno spazio discreto e che porta perciò rigidamente ad un’unica soluzione.

In pratica le equazioni di Maxwell e quelle riguardanti le proprietà stesse dei materiali sono modificate abilmente dallo spazio fisico continuo a quello discreto collocando i campi elettrici e magnetici sugli spigoli di una griglia esaedrica o tetraedrica.

Inoltre il metodo FIT risulta immune da problemi di instabilità a lungo termine e permette di effettuare analisi elettromagnetiche in range di frequenze vastissimi, dalla DC a frequenze delle microonde.

Per la corretta simulazione di un qualsiasi modello non è quindi sufficiente la sua sola rappresentazione tramite l’interfaccia grafica, bensì sarà necessario provvedere ad una sua discretizzazione tramite la creazione di griglie ortogonali tra loro che prendono il nome di mesh (letteralmente ‘rete’). Il risultato consisterà in una descrizione delle figure solide precedentemente create mediante piccoli parallelepipedi (cubi) composti appunto dalle caselle delle griglie; in questo modo il FIT potrà calcolare la propagazione per ogni piccolo parallelepipedo per poi combinare successivamente tutti i risultati ottenendo la propagazione per l’intero modello [25].

Il tipo di mesh utilizzata durante le simulazioni successive è tipo di tipo cubico, o meglio ancora esaedrico.

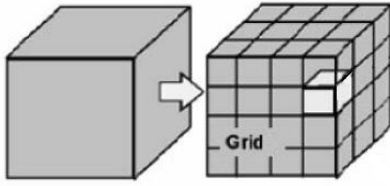


Figura 3.32 Esempio di mesh esaedrica

Esistono più metodi di creazione della mesh all'interno di Microwave Studio, in particolare sono tre:


- 1.Mesh automatica
- 2.Mesh manuale
- 3.Mesh adattativa

La mesh automatica viene interamente generata dal software e rappresenta la modalità standard per la definizione di una mesh e risulta utile soprattutto per geometrie complesse e curve, nelle quali la mesh manuale è impossibile, infatti quest'ultima lascia piena libertà all'utente di definire densità e geometria della struttura discretizzata. Tuttavia con il continuo miglioramento delle performance del simulatore questa tecnica ha perso efficacia e risulta conveniente impiegare la prima.

Un discorso a parte va fatto per l'ultima tipologia d'inserimento della mesh.

La mesh adattativa progredisce avviando reiteratamente più simulazioni, le quali accostate tra di loro condizionano il passo successivo. Vengono individuate infatti le regioni dello spazio sotto analisi che hanno il gradiente del campo maggiore, e in quelle zone il simulatore esegue un infittimento della mesh. Se la variazione tra i risultati ottenuti durante più passi si abbassa sotto un'opportuna soglia di accuratezza, il procedimento adattativo si arresta [26].

Quello che è stato fatto per l'elaborato consiste in una prima analisi adattativa che potesse realizzare la mesh definitiva da applicare per tutte le simulazioni successive. Quest'ultime utilizzeranno la tipologia di mesh automatica, la quale permette però di modificare alcuni parametri, detti parametri di controllo, i quali saranno determinati proprio dalla prima analisi adattativa e riguardano il controllo della densità della mesh.

Questi parametri sono modificabili cliccando il pulsante 'Global mesh properties'  e quelli impiegati durante le simulazioni sono [25]:

- *lines per wavelength*: rappresenta il massimo numero di linee della mesh contenute in una distanza uguale alla lunghezza d'onda della frequenza massima;
- *lower mesh limit*: questo parametro stabilisce qual'è la distanza minima fra due linee consecutive della mesh, dopo aver tenuto conto dell'impostazione del parametro precedente;

- *mesh line ratio limit*: questo parametro controlla il rapporto fra la distanza massima fra due linee della mesh e la distanza minima;

Per l'analisi adattativa si è deciso di impostare un *mesh line ratio limit* fisso a 20, mentre *lines per wavelength* iniziale pari a 10 e un *lower mesh limit* iniziale pari a 5.

Questi ultimi due parametri verranno modificati durante l'analisi adattativa.

A questo punto entrando nell'ambiente destinato al Transient Solver si 'spunta' l'opzione *adaptive mesh refinement* la quale permette di effettuare l'analisi adattativa e poi si inseriscono all'interno di '*adaptive properties*' le caratteristiche tecniche che si vogliono imporre all'analisi.

Le impostazioni che si è scelto di modificare manualmente, senza lasciare quelle di default impostate del software sono le seguenti.

Per prima cosa viene deciso il minimo e il massimo numero di passi da effettuare durante l'analisi adattativa e nel caso in esame sono stati scelti inizialmente 2 e 8 passi, poi l'opzione *adapt to S-parameters* che permette di utilizzare i parametri S come criterio per l'analisi adattativa e viene assegnato un valore pari a 0.002 all'opzione *Maximum Delta* che serve a impostare la soglia necessaria per la modifica dei parametri S. Come '*refinement strategy*' ovvero l'opzione che riguarda la raffinatezza della struttura è stato scelto '*expert base system*' che permette di eseguire l'adattamento della mesh dopo aver generato un'appropriata distribuzione di linee per il modello corrente da simulare e infine un '*mesh increment*' pari a 5. Quest'ultima opzione identifica la variazione che avviene, dopo ogni passo dell'analisi adattativa, nei parametri di controllo precedentemente descritti, ovvero *lines per wavelength* e *lower mesh limit* [27]. Per esempio partendo con un *lines per wavelength* pari a 10, se l'analisi dura 4 passi il suo valore finale sarà 25.

Una volta terminata questa procedura è possibile dare il via alla simulazione adattativa, la quale avrà l'inconveniente di avere una durata molto lunga. Il riferimento da visualizzare per controllare il risultato dell'analisi sarà quindi un grafico cartesiano raffigurante l'andamento della grandezza ΔS , ovvero la variazione dei parametri S all'aumentare dei passi e quindi con l'infittimento della mesh.

Durante la prova, nonostante fossero stati impostati un massimo di 8 passi, il simulatore si è fermato al sesto passo in quanto la variazione dei parametri S aveva già raggiunto valori estremamente bassi, anche per l'elevata accuratezza del software.

Il grafico di ΔS è mostrato in Figura 3.33.

Inoltre è possibile visualizzare anche l'aumento del numero di celle esaedriche (meshcells) all'aumentare dei passi in Figura 3.34.

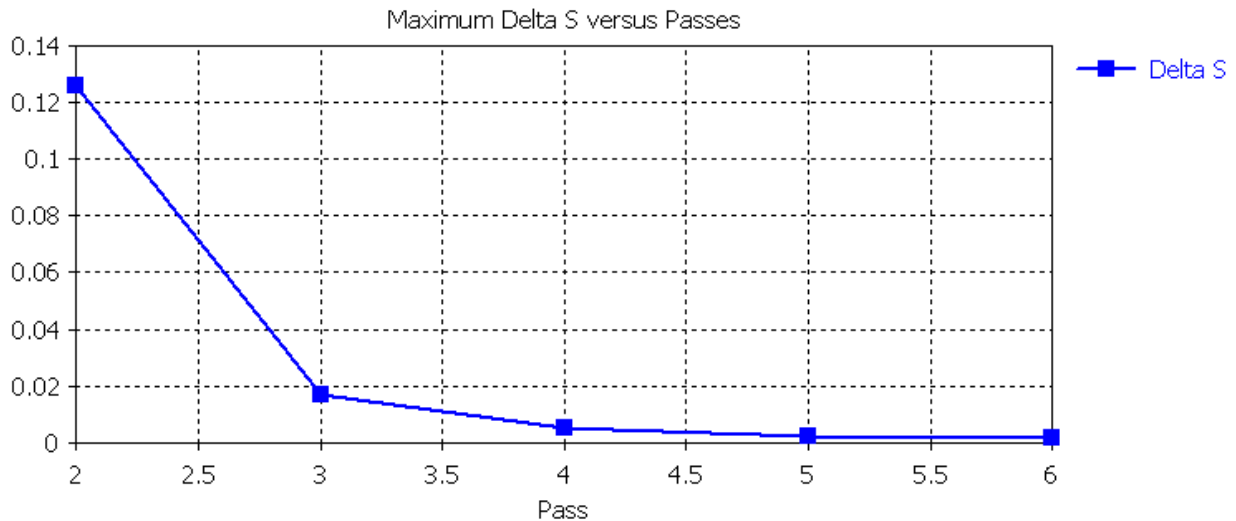


Figura 3.33 Delta S all'aumentare dei passi dell'analisi adattativa

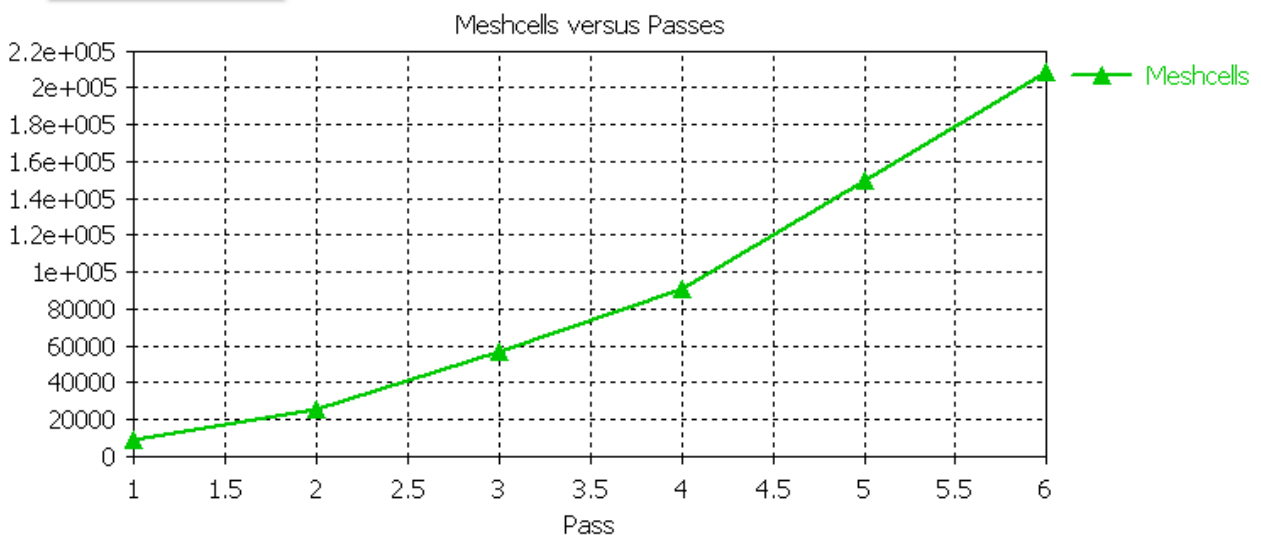


Figura 3.34 Aumento delle meshcells all'aumentare dei passi dell'analisi adattativa

I valori di *lines per wavelength* e *lower mesh limit* definitivi al termine dei sei passi effettuati durante l'analisi saranno rispettivamente 35 e 30.

Terminata questa fase preliminare è possibile passare alle simulazioni successive impiegate per la misurazione vera e propria dei parametri dielettrici, le quali utilizzeranno quindi questi valori appena riscontrati, durante la mesh automatica del modello.

CAPITOLO 4

Risultati finali del metodo risonante

Il presente capitolo è destinato ad elencare tutti i principali risultati raggiunti durante la ricerca sperimentale, ed in particolare a confrontare le misurazioni svolte in laboratorio sul campione di acetato di cellulosa con la moltitudine di simulazioni svolte con il software CST Microwave Studio, necessarie per focalizzarsi sul corretto valore delle proprietà dielettriche da assegnare al campione di materiale sotto esame.

Una dettagliata descrizione della tecnica di misura è stata effettuata nel capitolo precedente, tuttavia va ricordato un particolare del metodo di misura di non poco valore, tant'è che è poi risultato una delle problematiche più spinose durante l'elaborazione della tesi: ovvero la scelta dei parametri S della matrice di scattering per i quali eseguire il confronto misura-simulazioni.

Inizialmente si era pensato di prendere in considerazione, come parametri da confrontare tra la misura di laboratorio e le varie simulazioni via software, entrambi i principali elementi della matrice di scattering S , ovvero il parametro riflessivo S_{11} e il parametro trasmissivo S_{21} , escludendo gli altri due parametri della rete elettrica a due porte, S_{22} e S_{12} , essendo equivalenti ai precedenti in quanto il T-Resonator è una rete simmetrica.

Per questo motivo in fase di misurazione con l'analizzatore di reti sono stati ricavati ed esportati entrambi questi parametri, ripetendo in particolare la misurazione di S_{11} con analizzatore di spettro per avere una misura più pulita.

Nonostante ciò, fin dalle prime simulazioni con CST Microwave Studio, si è notato un comportamento insolito nell'andamento di S_{11} , in particolare nel valore dell'ampiezza in dB, in quanto, seppure l'andamento rispecchiava molto da vicino quello determinato dalle misurazioni precedenti, i vari picchi nel grafico in funzione della frequenza, caratteristici di un circuito risonante, avevano uno sfasamento rispetto ai picchi del grafico di S_{11} misurato, di difficile interpretazione, in particolare senza una ben precisa corrispondenza con i valori di permittività associati alle curve di S_{21} .

Questo problema era stato pensato inizialmente come una conseguenza di un qualche errore durante la fase di simulazione, tuttavia controllando gli andamenti dell'altro parametro rilevante, ovvero S_{21} , si è invece riscontrato fin da subito una interessante coerenza tra la misurazione con VNA e le varie curve dipendenti dal diverso valore di permittività relativa.

Inoltre, nel risolvere questo problema, è balzato agli occhi un elemento di non poco conto, ovvero si è notato che nella stragrande maggioranza delle ricerche sul T-Resonator, come quella di [19] e quella di [20], l'unico parametro riportato era stato esattamente S_{21} .

Questo ulteriore scoperta ci ha consentito di formulare un'ipotesi sul perché S_{11} assuma un valore di relativo poco conto in ricerche empiriche di questo tipo: la forte dipendenza di questo parametro dalla descrizione della porta della rete elettrica e quindi la quasi impossibilità di replicare fedelmente la descrizione fisica della porta nel simulatore. Viceversa ciò accade in misura minore, al parametro S_{21} , legato maggiormente alla propagazione del segnale lungo la linea e meno alla rappresentazione della porta.

Durante la ricerca si è tuttavia cercato di risolvere il problema legato a S_{11} realizzando un progetto del T-Resonator all'interno di CST Microwave Studio con l'aggiunta dei connettori SMA utilizzati in laboratorio per la connessione con gli analizzatori di reti, ma questo tentativo non ha portato risultati molto diversi dai precedenti.

In definitiva, nel presente capitolo il discorso relativo ai risultati si concentrerà fondamentalmente sulle curve di S_{21} , ma verranno comunque riportati gli andamenti di S_{11} di laboratorio, oltre a essere mostrata la rappresentazione del T-Resonator con l'aggiunta dei connettori SMA e i risultati ricavati da quest'ultima configurazione.

4.1 Misure del campione in laboratorio

Il punto di riferimento iniziale per tutti i successivi passi della ricerca sperimentale è dato dalle misurazioni pratiche effettuate in sede di laboratorio con analizzatore di reti vettoriale. La descrizione approfondita riguardante queste misurazioni è relativa al capitolo precedente, si è quindi pronti a riportare i risultati ottenuti durante le misure.

Come già annunciato svariate volte nel capitolo precedente, la misurazione tramite analizzatore di rete vettoriale (VNA) è stata influenzata negativamente da disturbi causati dai cavi coassiali connessi al T-Resonator, in particolare la misura di S_{11} ; in seguito sono perciò riportati gli andamenti delle ampiezze dei parametri S_{11} e S_{21} in dB relativi alla misurazione con VNA, più l'andamento di S_{11} misurato mediante analizzatore di spettro.

I due andamenti del parametro riflessivo sono inseriti nello stesso grafico per poter mostrarne le differenze sostanziali (Figura 4.1) mentre quello di S_{21} relativo al VNA è mostrato in Figura 4.2.

Lo studio delle ampiezze in dB dei parametri S della rete è stato eseguito grazie alla semplicità con cui è possibile visualizzare le varie frequenze di risonanza date dai picchi negativi (nel grafico in dB) della curva.

Per questo motivo d'ora in avanti l'obiettivo primario per la determinazione dei corretti valori di permittività e tangente di perdita sarà il preciso posizionamento di questi picchi di risonanza: ci aspetteremo, cioè, uno spostamento in frequenza di tali picchi al variare della permittività, data la sua influenza sulla frequenza di risonanza e una variazione nella profondità dei picchi dovuta alle differenti perdite causate dai diversi valori di $\tan\delta$.

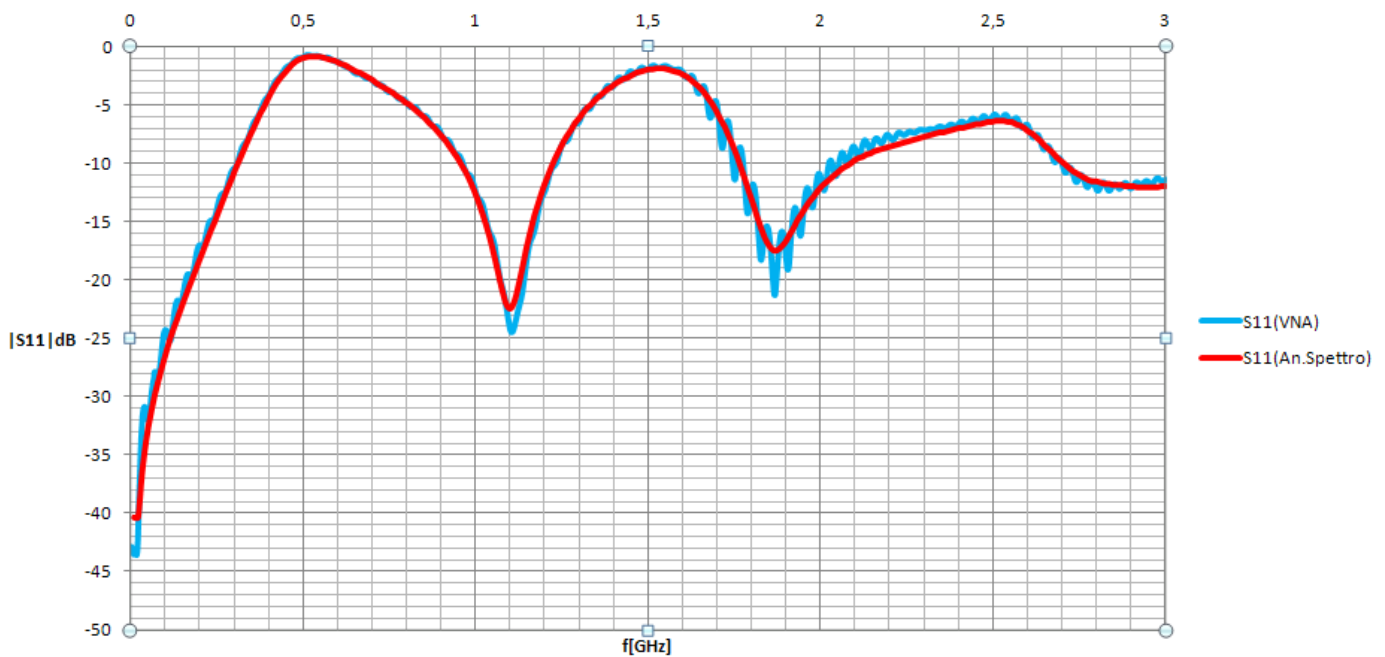


Figura 4.1 Ampiezza in dB di S_{11} per entrambe le misure di laboratorio

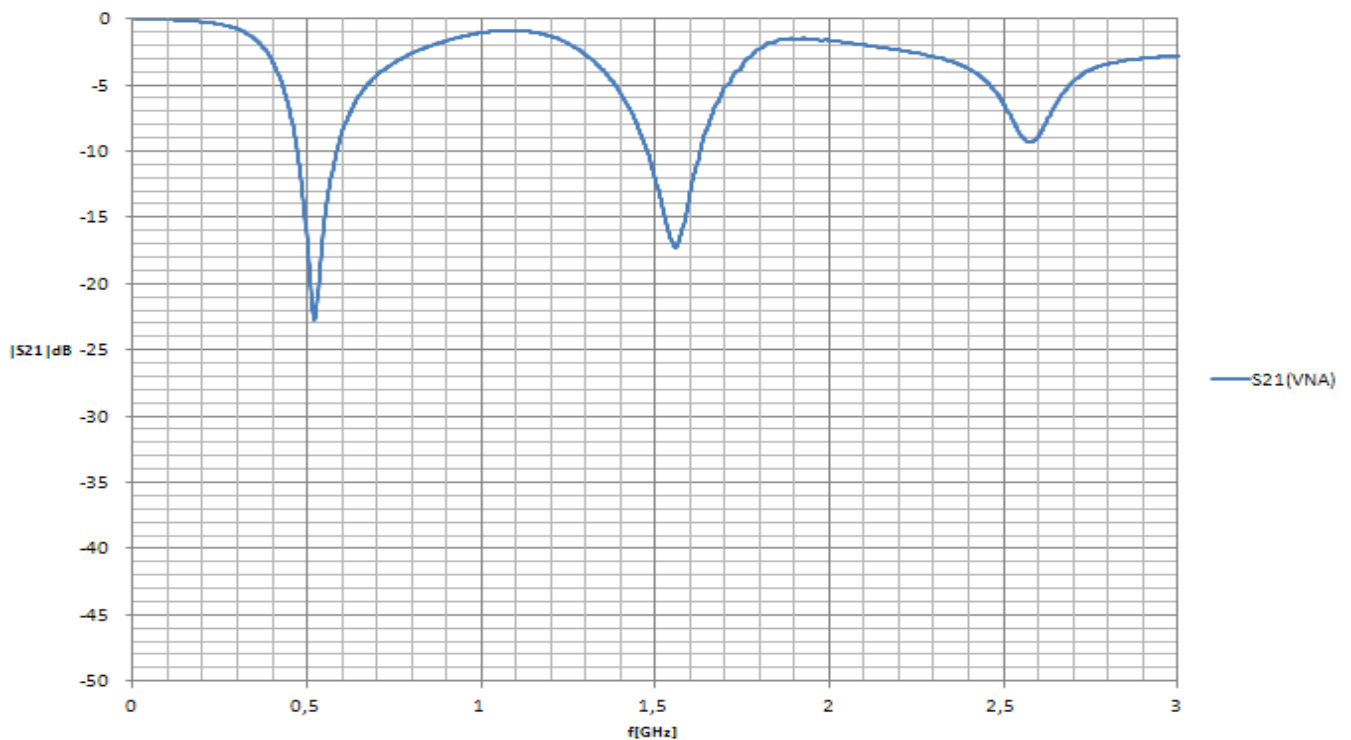


Figura 4.2 Ampiezza di S_{21} in dB misurata con VNA

Come si può notare dai grafici precedenti i picchi di risonanza di S_{11} avvengono alla stessa frequenza in entrambe le misurazioni, rendendole perciò attendibili; rimane tuttavia una linea molto disturbata per quanto riguarda la misurazione con il VNA. Se viene effettuato uno zoom specifico per le frequenze nei due picchi di S_{11} si ricavano valori di frequenza di circa 1.10 GHz e 1.87 GHz.

Il vero parametro di nostro interesse è però S_{21} , determinato in modo abbastanza pulito dall'analizzatore vettoriale, e i tre picchi di risonanza risultanti nel range di frequenze scelto sono alle seguenti frequenze: $f_{r1}=0.522$ GHz, $f_{r2}=1.558$ GHz e $f_{r3}=2.574$ GHz.

Prima di passare alla parte successiva della ricerca è interessante trovare conferma dei valori di frequenza appena determinati dalla misurazione, calcolando mediante formule approssimate il valore teorico di ϵ_r che ci si aspetterà di trovare al termine della ricerca. Il procedimento analitico è molto semplice e non fa altro che utilizzare due equazioni caratteristiche della microstriscia e del T-Resonator viste nel capitolo precedente.

La prima relazione la permittività efficace del T-Resonator in microstriscia con le varie frequenze di risonanza e la lunghezza dello stub (equazione 3.10), mentre la seconda è la nota approssimazione che relaziona la permittività relativa di una microstriscia con la sua permittività efficace (equazione 3.5).

Ripetendo i calcoli per le frequenze di risonanza appena calcolate e utilizzando come dimensioni geometriche (lunghezza stub, spessore substrato e larghezza microstriscia) quelle della tabella parametrica impiegata anche nelle simulazioni con CST MS si hanno i seguenti risultati:

$$\epsilon_{eff1} = \left(\frac{1 \cdot c}{4f_{r1}L_{stub}}\right)^2 = 2.563 \quad (4.2)$$

da cui, rielaborando l'equazione 3.5 è possibile determinare il valore di permittività relativa approssimato che ci si aspetterà di determinare con questa ricerca sperimentale.

$$\epsilon_{r1} \cong 3.3578$$

Ripetendo i calcoli anche per le altre due frequenze di risonanza si ricavano i seguenti valori di permittività relativa:

$$\epsilon_{r2} \cong 3.3979$$

$$\epsilon_{r3} \cong 3.4671$$

La differenza, seppur non grandissima, dei valori di permittività relativa riscontrati attraverso l'utilizzo di queste equazioni è dovuta, in primo luogo all'approssimazione dell'equazione 3.5 e anche alla dipendenza dalla frequenza della permittività relativa, essendo una proprietà elettromagnetica dei materiali fortemente correlata al valore di frequenza alla quale il materiale stesso è sottoposto.

Tuttavia questi risultati confermano ulteriormente i dati riscontrati in letteratura riguardo alla permittività relativa dell'acetato di cellulosa e facilitano la scelta sui valori della proprietà stessa da attribuire al modello di T-Resonator durante la fase di sweeping di ϵ_r .

4.2 Procedimento e risultati delle simulazioni con CST MS

Le simulazioni vere e proprie mediante il software avvengono dopo aver realizzato l'analisi adattativa descritta nel capitolo 3 dell'elaborato.

Una premessa da fare, per iniziare, riguarda la scelta del modello del T-Resonator su cui effettuare le analisi. Infatti, come già specificato più volte, le difficoltà nel determinare un valore di permittività relativa concorde a quello del campione per quanto riguarda lo studio di S_{11} ha portato, una volta terminato lo studio che verrà riportato di seguito, a tentare una soluzione alternativa, realizzando in CST MS un modello di T-Resonator che includesse anche i connettori SMA usati nel prototipo di laboratorio, per cercare di migliorare la descrizione fisica delle porte elettriche del circuito risonante al simulatore, in modo da avere andamenti di S_{11} più vicini a quelli riscontrati dalle misure.

Tuttavia i risultati di questa operazione non si sono dimostrati all'altezza delle aspettative e si è deciso di basarsi su quelli ottenuti col modello iniziale.

Per completezza si è deciso però di riportarli, senza entrare nel dettaglio, in conclusione del presente capitolo.

4.2.1 Primo “sweep” dei parametri

Il capitolo 3 ha già introdotto l'opzione relativa al Transient Solver che è stata sfruttata nel corso dell'elaborato per scovare i corretti valori delle proprietà dielettriche del campione di acetato di cellulosa, ovvero il “par sweep”.

Questa modalità di analisi elettromagnetica nel dominio del tempo permette di eseguire più simulazioni in sequenza variando un determinato parametro (o più parametri a seconda delle necessità) con un certo criterio, all'avanzare delle simulazioni, per poi confrontare tra loro i risultati di tutte le analisi realizzando per esempio un unico grafico comprendente tutti i rispettivi andamenti del parametro scelto.

Nel caso in esame quello che si è fatto è stato confrontare i vari andamenti dell'ampiezza in dB di S_{21} al variare prima di ϵ_r e poi di $\tan\delta$, in particolare studiando le variazioni nei picchi di risonanza.

La prima simulazione che è stata eseguita si è basata sui valori di permittività relativa scovati in letteratura, compresi tra 3.5 e 4.5. Per stare sul sicuro è stato aumentato questo intervallo di valori relativo allo “sweeping”, prendendo valori di permittività compresi tra 3 e 5 con un passo di 0.1. La sequenza di valori è quindi la seguente: 3, 3.1, 3.2, ..., 4.8, 4.9, 5, per un totale di 21 simulazioni differenti.

La prima analisi ha riguardato anche la variazione della tangente di perdita, per la quale si è però scelto di non seguire immediatamente i valori riscontrati in letteratura ma di utilizzare un intervallo compreso tra 0.001 e 0.01, valori di $\tan\delta$ particolarmente

inferiori rispetto a quelli trovati in studi precedenti, sperando che il campione in esame avesse meno perdite di quanto ci si potesse aspettare. Il passo scelto è stato di 0.001, per un totale quindi di 10 casi.

Unendo lo "sweeping" di questi due parametri risulterà una simulazione definitiva comprendente ben 210 combinazioni differenti come mostrato in Figura 4.3, nella quale è visualizzata la finestra relativa allo "sweep" dei parametri all'interno di CST MS.

In particolare la casella nella parte destra dell'immagine riguardante il "Result watch", permette di definire i parametri del modello per i quali si vuole studiare la variazione dei risultati, nel nostro caso le ampiezze di S_{11} e ancor di più S_{21} .

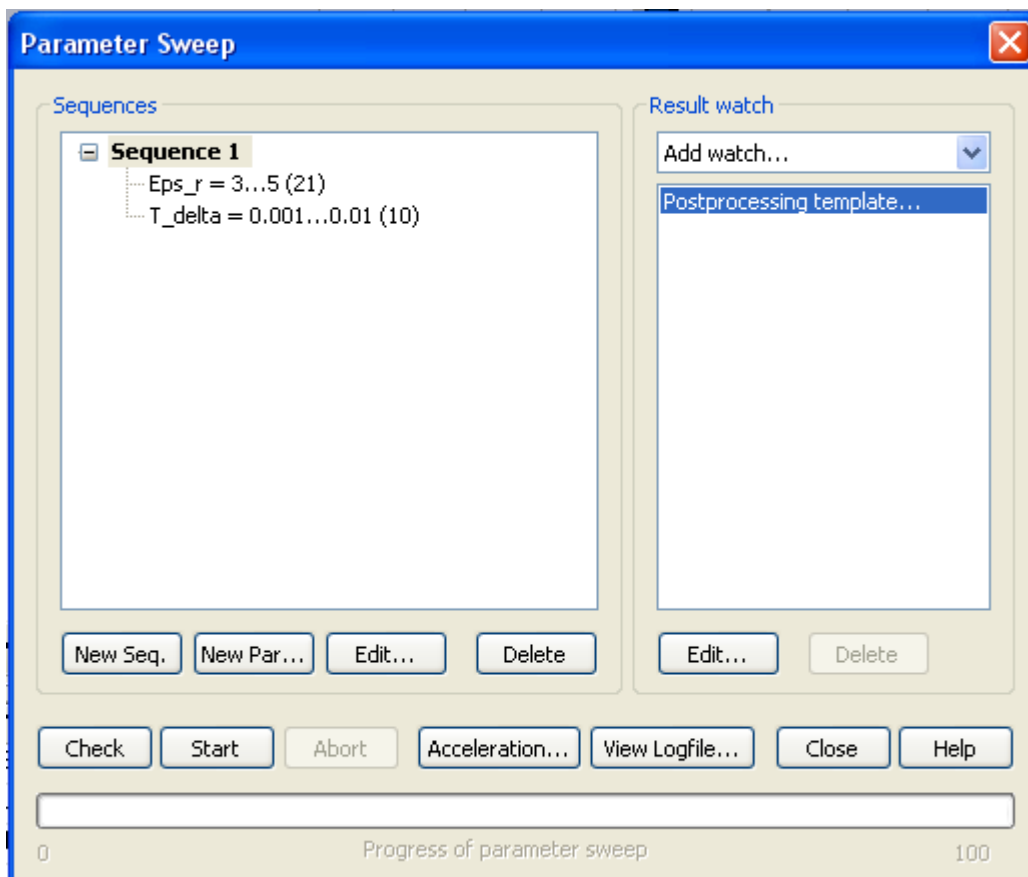


Figura 4.3 Finestra raffigurante il Parameter Sweep preliminare

A causa dell'alto numero di curve sovrapposte risultanti da questa analisi è improduttivo riportare i grafici relativi all'ampiezza di S_{21} e S_{11} , in quanto si rivelerebbero di difficile comprensione.

Si riportano quindi le considerazioni fatte in seguito all'osservazione di tali grafici.

Per prima cosa si sono osservati a grandi linee gli andamenti di S_{21} più vicini ai valori misurati in laboratorio, definendo ad occhio un primo intervallo di permittività relativa compreso tra 3.2 e 3.5, in quanto per questi valori del parametro dielettrico le frequenze di risonanza si avvicinavano notevolmente.

In secondo luogo si è visto come, per gli stessi valori di permittività, le curve di S_{11} non coincidessero con quella di riferimento, bensì ci fosse un discreto sfasamento nei picchi

di risonanza, in particolare per quanto riguarda il secondo picco, uno shift in frequenza stimabile in circa 70 MHz, infatti per questo picco invece di una f_r di 1.87 GHz si sono registrati picchi a frequenze intorno a 1.94 GHz a seconda del valore preciso di ϵ_r . Questa osservazione su S_{11} ha condizionato fortemente la scelta di non prenderlo in considerazione come parametro di riferimento.

Inoltre un'altra riflessione interessante ha riguardato lo "sweep" della tangente di perdita. La variazione di questo parametro, infatti, non influenza quasi la frequenza di risonanza per un materiale plastico come l'acetato di cellulosa, bensì influisce sulle perdite del campione in esame modificando la profondità dei picchi di risonanza nel grafico sull'ampiezza in dB. Maggiore è $\tan\delta$, maggiori saranno le perdite e meno "profondi" saranno i picchi di risonanza.

Lo "sweep" iniziale della tangente di perdita ha confermato come i valori impiegati nell'analisi fossero totalmente sbagliati, in quanto, gli andamenti sia di S_{11} che di S_{21} nella simulazione, avevano una profondità molto maggiore rispetto alle curve di riferimento, sintomo che il campione misurato ha una tangente di perdita superiore a 0.01 e quindi molto vicina alla tangente di perdita riscontrata in letteratura (0.03-0.04).

4.2.2 Determinazione della permittività relativa ϵ_r

Giunti a questo punto è possibile approfondire lo studio di S_{21} , focalizzando la simulazione su valori sempre più precisi di ϵ_r , lasciando da parte S_{11} e momentaneamente anche lo "sweep" di $\tan\delta$ che come si è spiegato in precedenza non influenza il valore della frequenza di risonanza.

Una volta determinato il valore di ϵ_r più vicino a quello reale del campione si proseguirà anche con la determinazione della tangente di perdita, confrontando le varie "profondità" dei picchi.

Il secondo "zoom" di permittività relativa è stato fatto solo per S_{21} , come già anticipato, per valori compresi tra 3.2 e 3.5, con un passo di 0.02, per un totale di 16 combinazioni, con una tangente di perdita impostata per il momento a 0.04.

Il grafico dell'ampiezza di S_{21} in dB con la sovrapposizione di tutte e 16 le combinazioni è mostrato in Figura 4.4.

Per poter osservare con maggior accuratezza le frequenze di risonanza di tutte le curve si sfrutta lo zoom interno al programma CST Microwave Studio, in particolare si riporta in Figura 4.5 lo zoom impiegato per la valutazione della seconda frequenza di risonanza e dei valori di permittività che più si avvicinano alla misura di riferimento.

Per quanto riguarda la Figura 4.4 si può notare come senza un adeguato ingrandimento delle zone del grafico d'interesse risulta impossibile determinare il corretto valore di permittività da associare al campione, mentre in Figura 4.5, diminuendo l'intervallo di frequenze sotto esame è possibile uno studio più preciso delle curve di S_{21} .

La variazione di ϵ_r causa, come si può constatare dalle figure, uno spostamento della frequenza di risonanza.

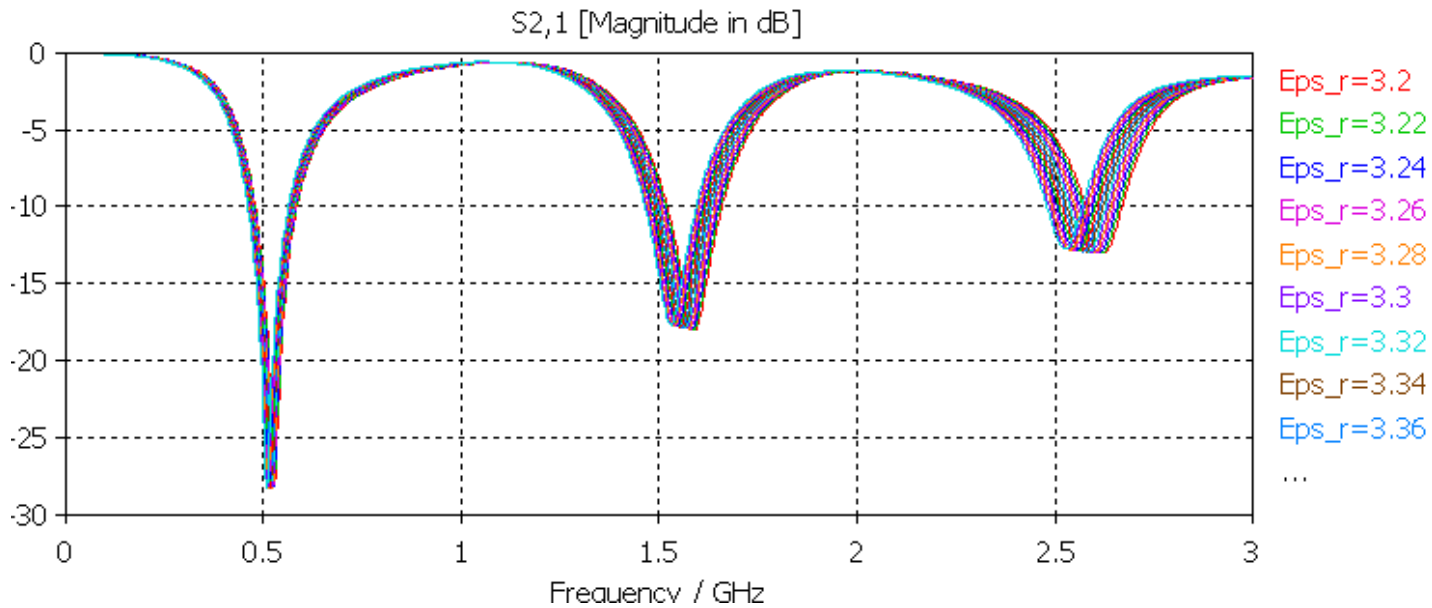


Figura 4.4 Ampiezza in dB di $S_{2,1}$ per valori di permittività relativi compresi tra 3.2 e 3.5

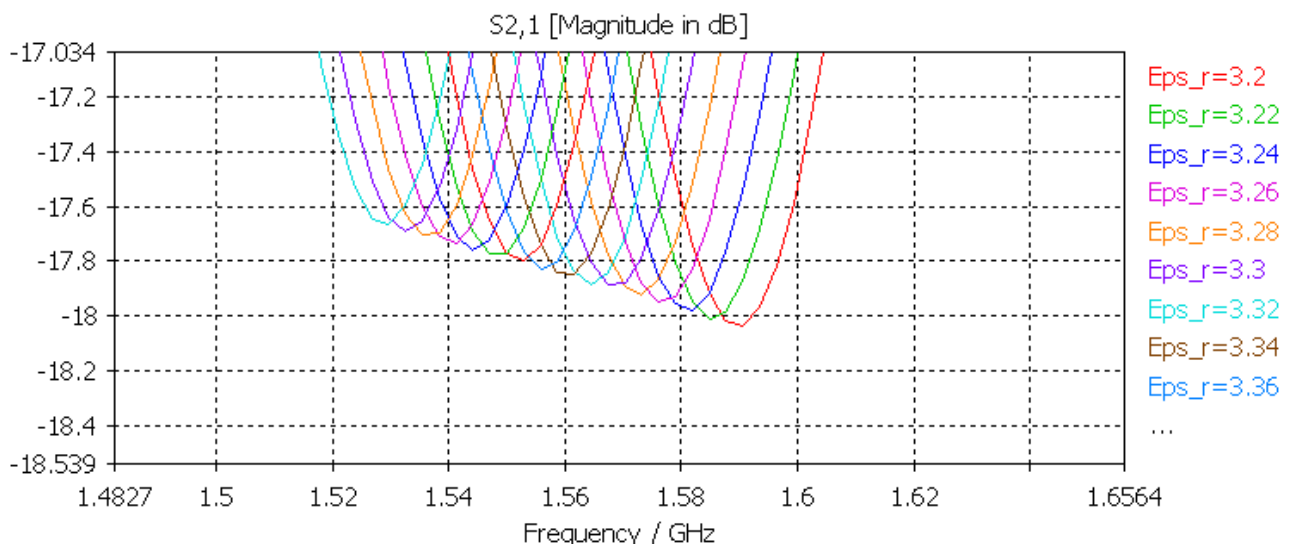


Figura 4.5 Zoom sui picchi relativi alla seconda frequenza di risonanza per valori di permittività compresi tra 3.2 e 3.5

A inizio capitolo si erano riportate le frequenze di risonanza rilevate dalla misurazione di laboratorio e nel caso del secondo picco risonante il valore di f_r equivaleva a 1.558. L'osservazione del grafico precedente permette di delineare un interessante intervallo di valori di ϵ_r per i quali ci si avvicina a tale valore. Indicativamente valori di permittività compresi tra 3.32 e 3.38 per voler stare sul sicuro. Ripetendo questo tipo di indagine anche per gli altri due picchi di risonanza, i valori di permittività precedentemente considerati hanno confermato il risultato che ci si attendeva.

Il passaggio successivo consiste in un ulteriore "sweep" ancora più preciso, si spera definitivo, in grado di determinare il valore di permittività del campione con una

sufficiente precisione, di tre cifre significative. L'analisi farà variare il valore di ϵ_r da 3.32 a 3.38 con passi di 0.01, per un totale di 7 combinazioni, mantenendo $\tan\delta$ sempre costante a 0.04.

Questa simulazione ha portato, come sperato, ad una definizione approssimata, ma molto vicina al valore esatto di permittività del campione in esame.

Essendo le sette curve del grafico in dB molto vicine tra loro, si riporta in Figura 4.6 solamente lo zoom sul terzo picco di risonanza e successivamente una tabella riassuntiva di tutte le frequenze di risonanza, così da poter aver un confronto scritto con il valore di riferimento del campione.

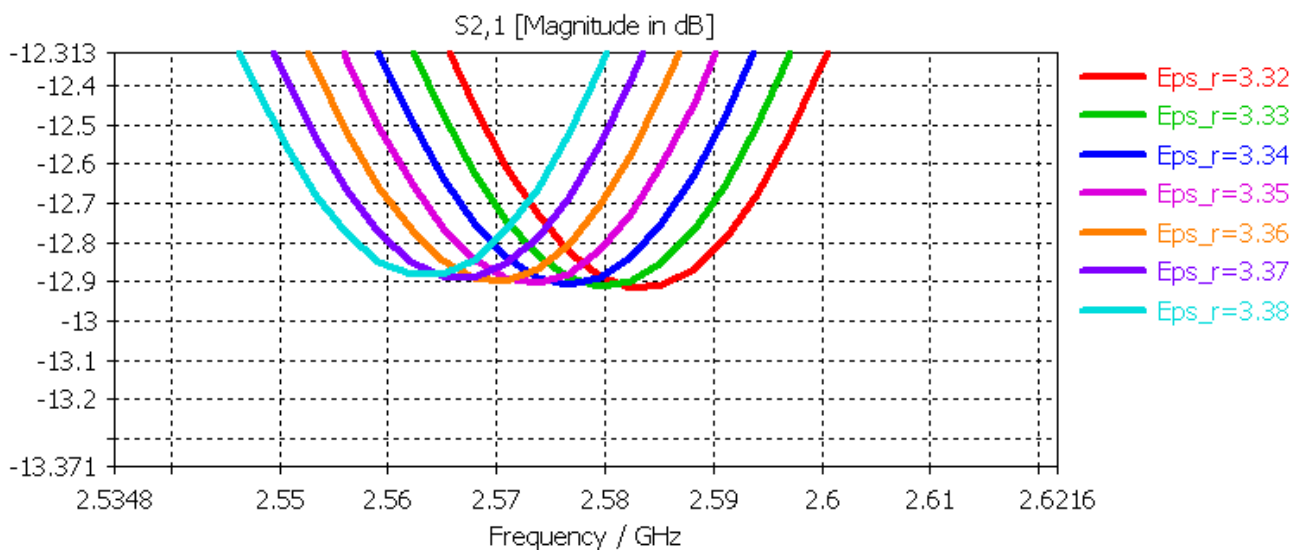


Figura 4.6 Terzo picco di risonanza di $|S_{21}|$ dB per valori di permittività compresi tra 3.32 e 3.38

Come si può già notare dalla figura precedente, ricordandosi che la fr_3 per il campione valeva 2.574 GHz, il valore di permittività più vicino a tale frequenza è 3.35.

Una ulteriore conferma arriva dalla Tabella 4.1, mediante la quale è confermata la vicinanza nei valori di frequenza di risonanza nel caso del campione misurato e nella simulazione con permittività uguale a 3.35.

S21	fr_1 [GHz]	fr_2 [GHz]	fr_3 [GHz]
Campione	0.522	1.558	2.574
$\epsilon_r=3.32$	0.52029	1.56521	2.58328
$\epsilon_r=3.33$	0.52029	1.56232	2.57971
$\epsilon_r=3.34$	0.52029	1.56087	2.57681
$\epsilon_r=3.35$	0.51884	1.55797	2.57391
$\epsilon_r=3.36$	0.51884	1.55652	2.56957
$\epsilon_r=3.37$	0.51739	1.55495	2.56666
$\epsilon_r=3.38$	0.51739	1.55217	2.56377

Tabella 4.1

La tabella precedente mostra quello che è uno dei limiti principali di questo metodo empirico, basato non su calcoli analitici, ma solo su osservazioni: l'approssimazione che il simulatore è costretto ad effettuare in frequenza.

Infatti tutte le simulazioni di CST svolte durante questo elaborato hanno impiegato un intervallo discreto di frequenza, in quanto formato da 2002 campioni. Questa discretizzazione della frequenza fa sì che l'accuratezza nella misura delle frequenze di risonanza sia limitata ad un certo numero di cifre significative e spiega il perché la frequenza di risonanza rimanga invariata per alcuni valori vicini di permittività.

Il primo passo della ricerca è di fatto compiuto; prima di studiare la tangente di perdita del campione, si riporta in Figura 4.7 la sovrapposizione tra la curva di $|S_{21}|$ dB del campione di riferimento misurato con VNA e la curva data dalla simulazione con CST per $\epsilon_r=3.35$ e un $\tan\delta$ ipotetico di 0.04.

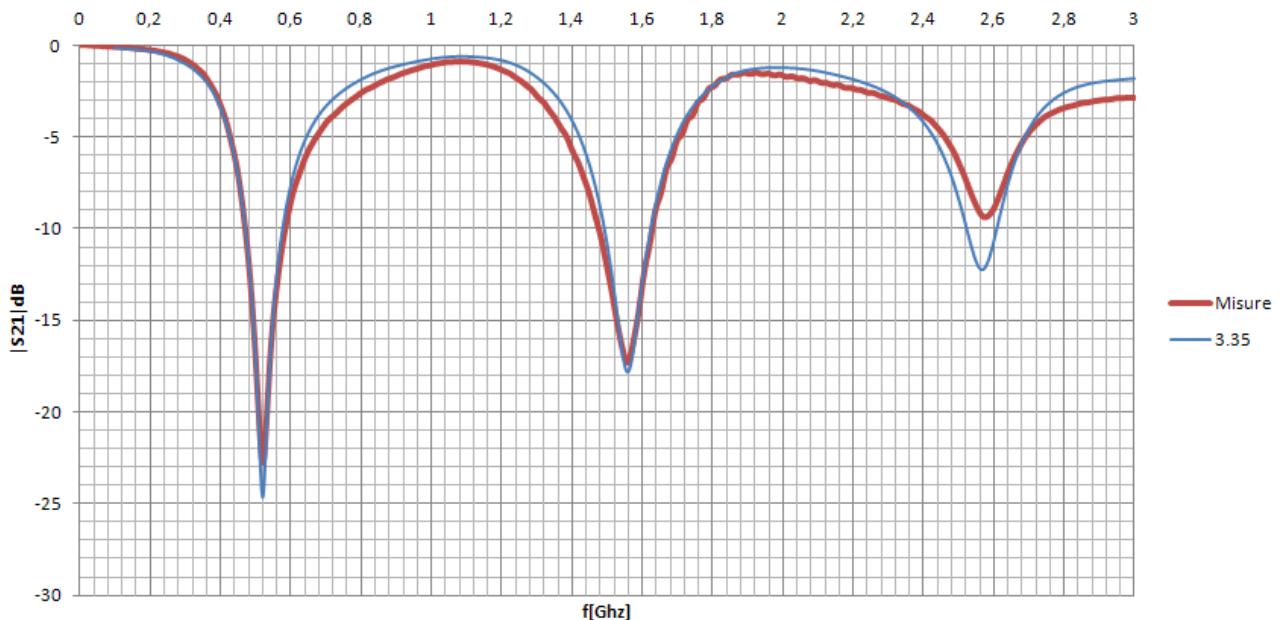


Figura 4.7 Confronto di $|S_{21}|$ dB tra il modello di CST con permittività 3.35 e il prototipo di riferimento

4.2.3 Determinazione della tangente di perdita, $\tan\delta$

Il criterio, mediante il quale definire il corretto valore della tangente di perdita del materiale in esame, consiste, come già anticipato più volte in precedenza, nel confronto tra le profondità dei picchi di risonanza tra i vari modelli realizzati con il software Microwave Studio e il modello di riferimento derivante dalle ormai note misurazioni con VNA.

Questo metodo risonante si conferma perciò puramente empirico e basato su vere e proprie osservazioni, senza l'ausilio di alcun tipo di procedura analitica.

Tuttavia questa seconda parte del metodo, seppur sempre attendibile, perde di precisione, in quanto, come si vedrà a breve risulterà impossibile determinare un valore preciso di tangente di perdita e ci si dovrà accontentare di una certa approssimazione.

La Figura 4.7 mostra il vero problema che si è venuto a creare a questo punto. Infatti si nota come, per un valore di $\tan\delta$ scelto semplicemente basandosi su alcuni dati raccolti in letteratura, per la precisione 0.04, si abbia una discreta vicinanza nelle profondità dei picchi per le prime due frequenze di risonanza, mentre una più ampia differenza per la terza frequenza di risonanza.

Il motivo principale di questa discrepanza di comportamento tra il modello misurato e quello simulato con CST, sta nella difficoltà nel prevedere il comportamento in funzione della frequenza delle grandezze dielettriche di nostro interesse, in particolare la tangente di perdita, la quale non sarà esattamente costante nel range di frequenza di misura e quindi causerà andamenti di $|S_{21}|$ leggermente differenti da quelli riscontrabili tramite l'analisi al simulatore.

La conseguenza principale di questo inconveniente sarà il doversi accontentare di determinare un valore molto vicino a quello vero di tangente di perdita, ma che sarà affetto da una discreta imprecisione.

La Figura 4.7 indica anche come il valore del fattore di dissipazione avrà un valore sicuramente maggiore di 0.04, in quanto il i picchi della curva di "misura" risultano meno profondi di quelli dati dalla simulazione, a parte per la seconda frequenza di risonanza in cui si riscontra una già ottima vicinanza nei due picchi.

Il primo step è stato quello di realizzare l'ennesimo "par sweep" mantenendo fisso il valore di permittività a 3.35 e facendo variare $\tan\delta$ da 0.045 a 0.06 con un totale di 16 passi.

A causa dell'elevato numero di curve non risulta chiaro, senza il solito zoom, il risultato della simulazione, come si vede da Figura 4.8.

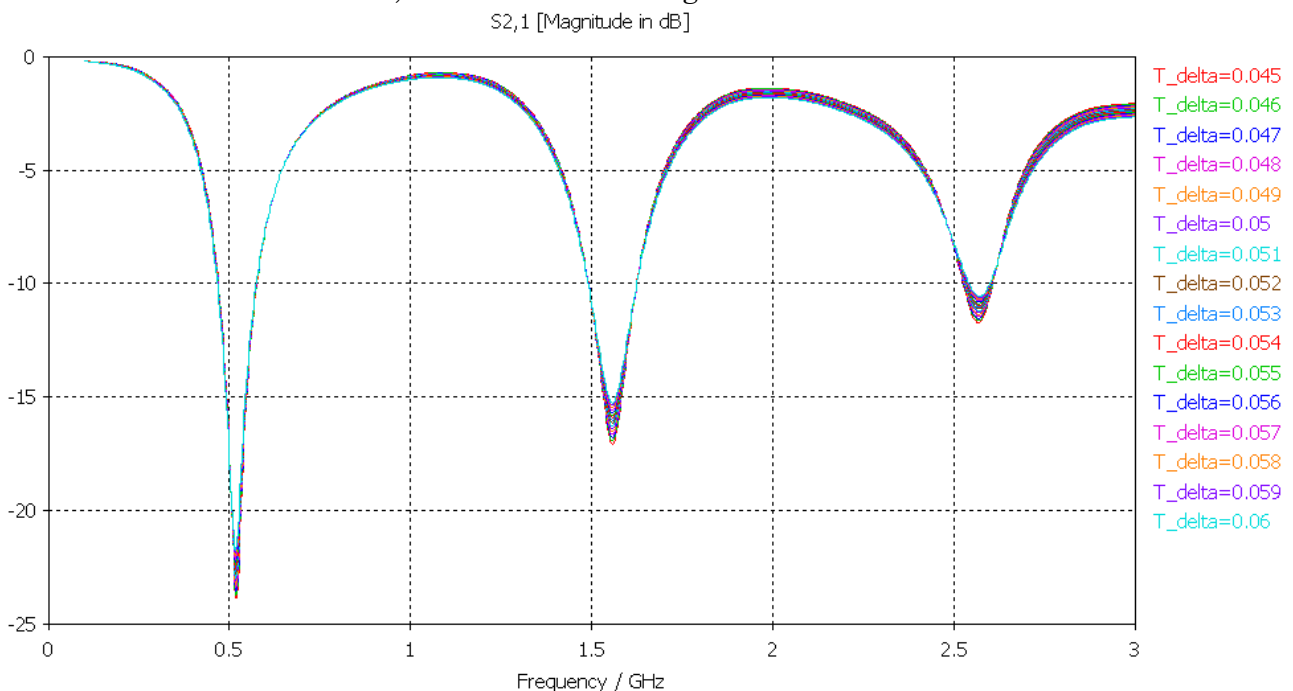


Figura 4.8 "Par sweep" della tangente di perdita tra 0.045 e 0.06

L'analisi visiva più dettagliata del grafico precedente ha permesso di definire immediatamente il valore di tangente di perdita scelto al termine della ricerca, tuttavia va anticipato un ulteriore criterio che ha portato a questa scelta.

Il valore di tangente di perdita determinato è quello per il quale si ha una perfetta combinazione nella profondità del secondo picco di risonanza, ma che tuttavia abbia risultati soddisfacenti anche per gli altri due picchi, in particolare il primo, in quanto per il terzo tocca accettare il problema descritto in precedenza.

Questa scelta è motivata dal fatto che l'andamento della tangente di perdita in frequenza impostata dal simulatore CST, seppure si mantenga in un intorno non troppo distante dal valore definito manualmente nella tabella delle proprietà del materiale, assume il valore voluto solamente nella frequenza centrale di banda, ovvero 1.5 GHz.

Essendo il secondo picco di risonanza ad una frequenza molto vicina alla frequenza centrale di banda si può assumere come nell'intorno di quella frequenza la simulazione sia più precisa in quanto $\tan\delta$ assume esattamente il valore scelto dall'utilizzatore.

Un chiaro esempio è dato dalla Figura 4.9, la quale mostra l'andamento di $\tan\delta$ in frequenza definito dal simulatore per il valore scelto manualmente di 0.045, il quale si ha solamente nella frequenza centrale di 1.5 GHz.

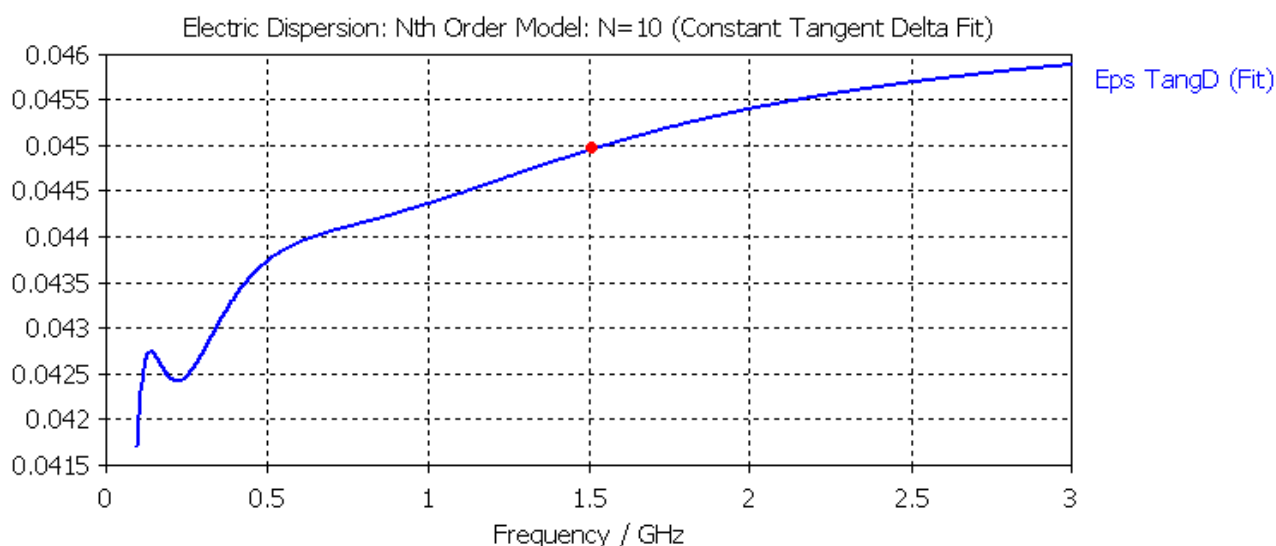


Figura 4.9 Andamento della tangente di perdita in frequenza per un valore qualsiasi all'interno di CST

L'esempio precedente non è stato deciso a caso, in quanto il valore di 0.045 è proprio quello che nel "par sweep" precedente dà i risultati attesi.

Il confronto finale tra la curva di riferimento con il VNA e la simulazione con i parametri definitivi, $\epsilon_r=3.35$ e $\tan\delta=0.045$ è mostrata in Figura 4.10.

Come si può notare dal confronto si ha una perfetta sovrapposizione nella profondità del secondo picco, e una buona sovrapposizione per il primo picco, oltre ad una grande vicinanza nelle varie frequenze di risonanza di tutti e tre i picchi.

In definitiva si può considerare una caratterizzazione elettromagnetica discretamente precisa, con l'unica pecca data dall'incertezza nella misura della tangente di perdita, la quale non può purtroppo essere stimata mediante questo metodo, ma che deve essere comunque tenuta in considerazione anche se comunque non rende i risultati definitivi di misura non attendibili.

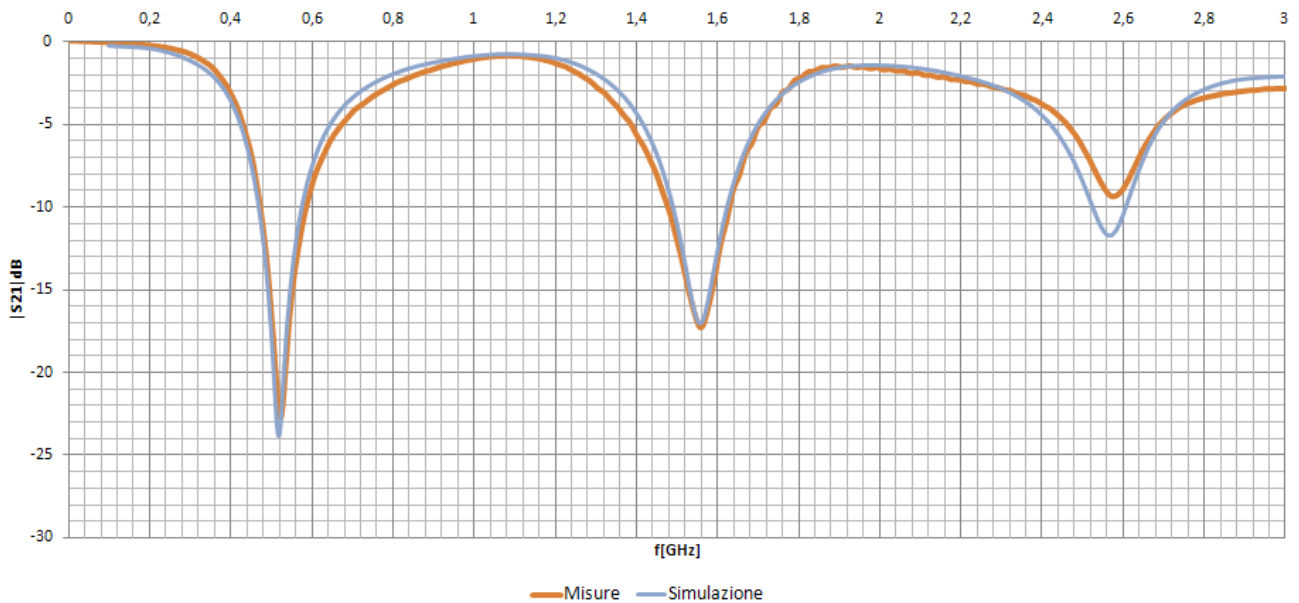


Figura 4.10 Confronto finale tra $|S_{21}|$ dB di riferimento e quello della simulazione definitiva

4.3 Modello di CST del T-Resonator con aggiunta di connettori SMA

In conclusione del presente capitolo si riporta il tentativo effettuato, con l'inserimento dei connettori SMA nel modello del T-Resonator, per migliorare i risultati di misura, in particolare per trovare una soluzione all'andamento di $|S_{11}|$ in dB e l'errato valore delle frequenze di risonanza rispetto al riferimento di laboratorio, le quali valevano, si ricorda, 1.10 e 1.87 GHz.

Per la progettazione dei connettori SMA uguali a quelli utilizzati per le connessioni durante la fase di laboratorio, si è sfruttato un vecchio progetto in possesso del relatore di tesi, il quale è stato poi unito al T-Resonator formando il modello definitivo da simulare.

Il progetto iniziale del connettore SMA è mostrato in Figura 4.11.

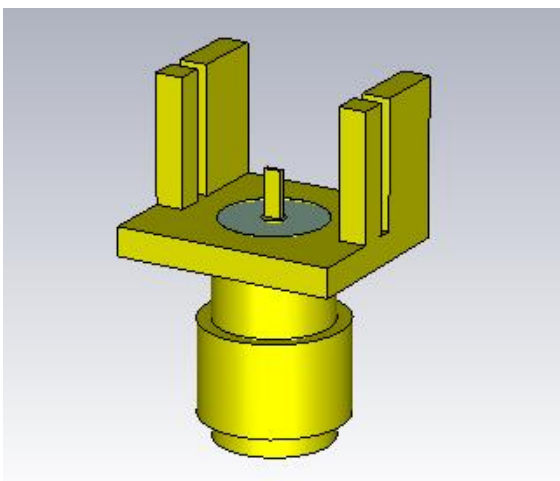


Figura 4.11 Progetto del connettore SMA impiegato nelle simulazioni con CST

In Figura 4.12 sono mostrati tutti gli elementi facenti parte del modello del connettore, ovvero tutte le parti metalliche in rame come la base, il cilindro interno e quello esterno e il polo caldo interno, oltre alla parte dielettrica del coassiale in teflon.

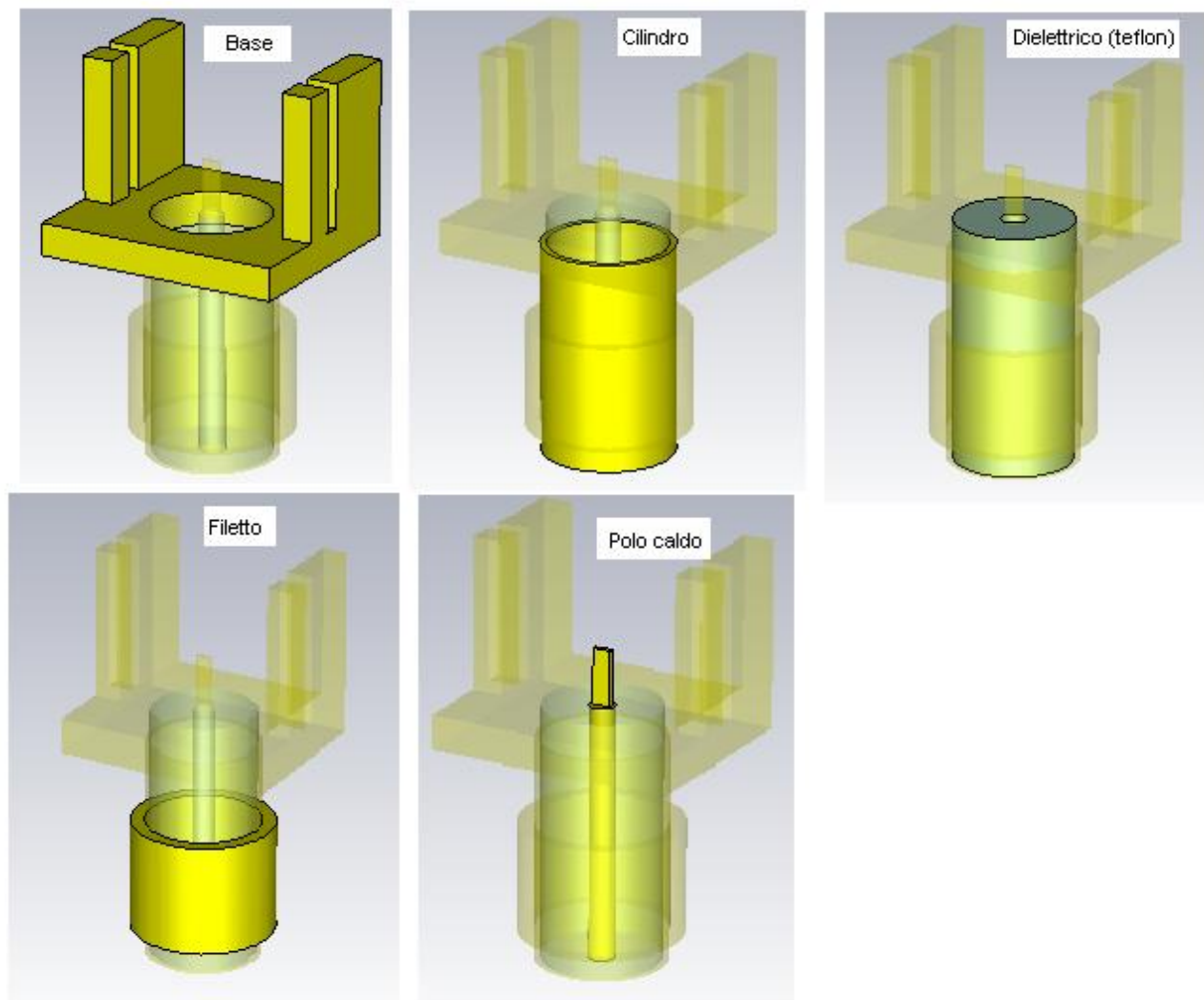


Figura 4.12 Elementi che compongono il connettore SMA all'interno di CST

Il connettore va collegato al T-Resonator prestando attenzione a mettere correttamente in contatto la base dello SMA con il piano di massa ma non con la metallizzazione superiore, quest'ultima infatti deve essere ben in contatto solo con il polo caldo del connettore coassiale.

Inoltre andranno ridefinite le porte in guida d'onda necessarie all'eccitazione del circuito. Le dimensioni di quest'ultime corrispondono alle dimensioni canoniche delle porte in guida d'onda per connettori coassiali.

La figura seguente riassume chiaramente le caratteristiche del nuovo modello T-Resonator/SMA, in particolare la connessione e l'eccitazione dei due connettori alle porte del risonatore in microstriscia.

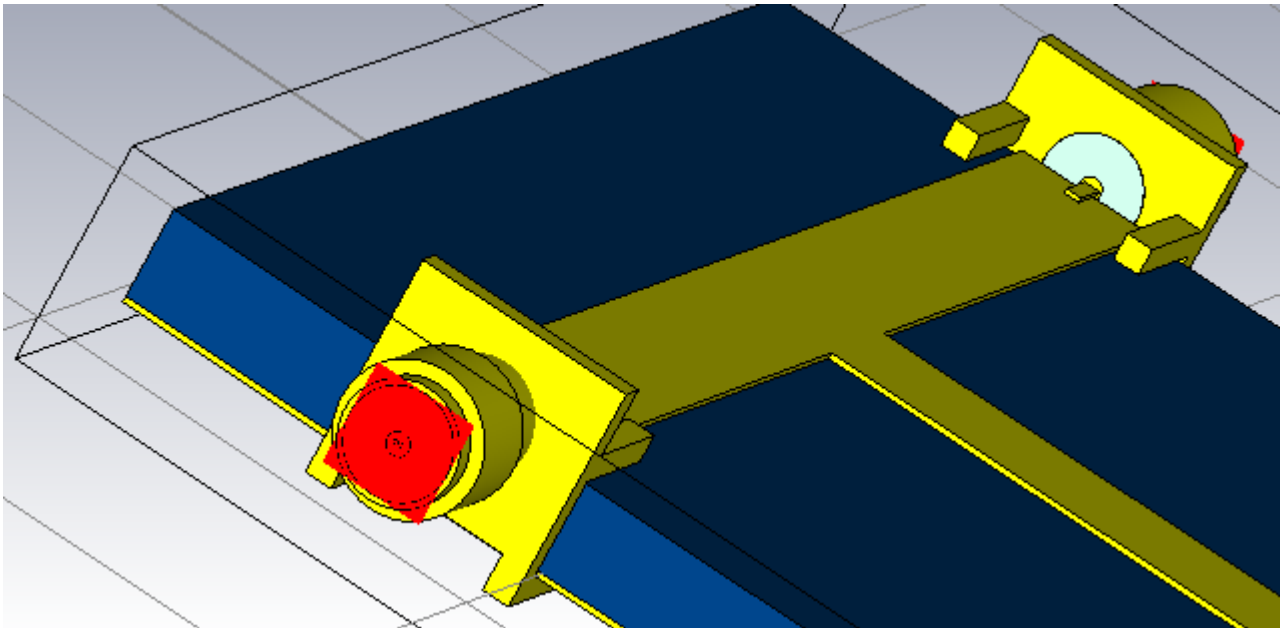


Figura 4.13 Connessione degli SMA e definizione delle porte in guida d'onda

Come anticipato nei paragrafi precedenti, questa variante del metodo di misura non ha portato particolari benefici, in quanto l'andamento di $|S_{11}|$ dB è cambiato leggermente ma non in meglio, in particolare le frequenze di risonanza sono rimaste molto differenti rispetto a quelle del modello di misura.

Inoltre anche il grafico relativo a S_{21} ha subito una leggera modifica, ovvero il nuovo valore di permittività per il quale si avrebbe una corretta sovrapposizione dei picchi risonanti risulta 3.30 e non più 3.35.

Questo valore di ϵ_r avrebbe trovato conferma (rivoluzionando tutti i risultati precedenti) se il corrispondente andamento di S_{11} fosse migliorato fino a valori accettabili rispetto al confronto con il riferimento della misura in laboratorio, ma non essendoci stato alcun miglioramento in tal senso, come è possibile vedere dal grafico di $|S_{11}|$ dB con permittività di 3.30 di Figura 4.14, si è deciso di non prendere assolutamente in considerazione questa ulteriore analisi.

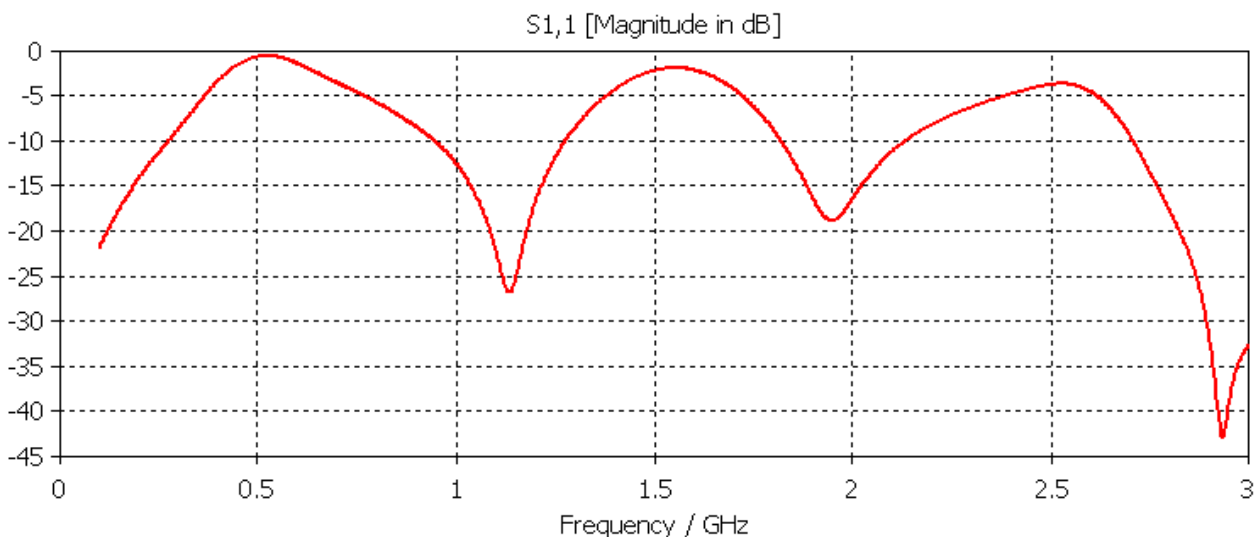


Figura 4.14 $|S_{11}|$ dB nel caso di permittività 3.30 nel modello con gli SMA

Si vede abbastanza chiaramente dalla figura precedente come i picchi di risonanza non ricadano nelle stesse frequenze del modello di riferimento (1.10 e 1.87 GHz), in particolare assumono valori di circa 1.12 GHz e 1.95 GHz.

In conclusione, si è deciso di inserire anche questa ulteriore parte della ricerca effettuata, nonostante non abbia portato ad alcun risultato utile, con la consapevolezza che probabilmente per sopperire al problema relativo all' S_{11} sia necessaria un'analisi elettromagnetica ancora più accurata, la quale però esula dallo scopo principale dell'elaborato, in quanto la caratterizzazione elettromagnetica del campione è stata ottenuta correttamente grazie al solo studio di S_{21} .

CAPITOLO 5

Conclusione

In questo elaborato si è trattato un ramo molto importante dell'Ingegneria elettronica e delle telecomunicazioni ma non solo, ovvero la caratterizzazione elettromagnetica dei materiali. In generale la conoscenza di queste proprietà per materiali da utilizzare in un qualunque progetto che coinvolga radio-frequenze è indispensabile: questo perché il dimensionamento anche del più semplice componente (realizzato ad esempio in microstriscia) dipende fortemente da esse.

In particolare l'obiettivo della tesi era quello di definire le principali proprietà elettromagnetiche di un materiale dielettrico, l'acetato di cellulosa.

Le proprietà da determinare erano la sua permittività relativa, anche detta costante dielettrica e il suo fattore di dissipazione, anche detto tangente di perdita. L'ideazione di questo elaborato nasce a sua volta dall'idea di una nota azienda emiliana di impiegare l'acetato di cellulosa (materiale plastico impiegato dall'azienda per le più svariate produzioni industriali non attinenti all'elettronica) come materiale principale nella produzione di "cover" per dispositivi mobili di ultima generazione, come i comuni iphone.

Per testare la possibilità di impiegare il campione di materiale plastico realizzato dall'azienda nella telefonia mobile è necessario inizialmente essere a conoscenza delle sue caratteristiche elettromagnetiche, in quanto esse influenzano notevolmente il comportamento di un materiale, in questo caso dielettrico, se sottoposto ad un campo elettromagnetico come quello emesso, per esempio, da un telefono cellulare.

La ricerca che è stata fatta ha riguardato quindi un particolare metodo di misura per la caratterizzazione elettromagnetica dei materiali dielettrici solidi già testato dal relatore di tesi in un'altra ricerca simile.

Il metodo empirico impiegato si è dimostrato di semplice attuazione in quanto non comprendente complessi calcoli analitici per la determinazione di entrambe le proprietà, e anche affidabile per quanto riguarda i risultati, in quanto i parametri ricavati si avvicinano a quelli che sono i valori canonici di permittività e tangente di perdita definiti per l'acetato di cellulosa in letteratura.

Tuttavia essendo un polimero di complessa realizzazione e derivante da manipolazioni chimiche, le proprietà in questione possono assumere valori diversi compresi in intervalli talvolta abbastanza estesi: per questo motivo è risultata necessaria la caratterizzazione elettromagnetica del campione in esame e non ci si è potuti basare semplicemente sui dati storici riguardanti l'acetato di cellulosa.

Lo sviluppo della tecnica di misura è passato attraverso un preliminare studio teorico delle proprietà dei materiali dielettrici da prendere in esame, per poi passare ad una ricerca bibliografica sui più importanti metodi di misura delle proprietà

elettromagnetiche dei dielettrici e sulle loro diverse applicazioni. La parte pratica della ricerca si è basata su delle iniziali misure in laboratorio mediante analizzatori vettoriali per definire i parametri d'interesse della rete elettrica in microstriscia usata in tale metodo, ovvero i parametri della matrice di scattering S_{11} e S_{21} .

Questo metodo viene detto risonante perché il modello impiegato per la misura, altro non è che un risonatore in microstriscia a T (da cui il nome T-Resonator) e lo scopo della tecnica è quello di studiare in dettaglio le frequenze di risonanza del risonatore e in particolare i picchi risonanti che si notano nello studio dell'ampiezza in dB di uno dei parametri della rete, come per esempio S_{21} .

La parte fondamentale della ricerca è consistita nella simulazione di un modello equivalente al T-Resonator impiegato nelle misurazioni con VNA (Vector Network Analyzer), all'interno di un simulatore elettromagnetico : CST Microwave Studio.

Questo software, grazie all'interfaccia grafica con la quale è possibile replicare fedelmente e senza margini di errore i prototipi "reali", permette di effettuare analisi fedeli sfruttando tecniche di calcolo elettromagnetico come la FIT (Finite Integration Technique), la quale non fa altro che discretizzare il campo elettromagnetico all'interno di uno specifico progetto.

Un' interessante opzione per l'analisi con CST MS riguarda la possibilità di effettuare più simulazioni di uno stesso modello contemporaneamente, facendone variare alcuni parametri geometrici, fisici o anche dielettrici, per poi inserire i risultati dei parametri desiderati di ogni simulazione all'interno di uno stesso grafico, cartesiano, polare, etc.

Questo permette di studiare il modo in cui varia un determinato parametro, nel nostro caso S_{21} , al variare delle due proprietà elettromagnetiche di nostro interesse, la permittività relativa e la tangente di perdita; e quindi di poter effettuare un confronto tra la curva relativa alle misure di laboratorio e le varie curve risultanti dallo "sweep" dei parametri dielettrici del T-Resonator nel simulatore.

Dopo diversi tentativi si è raggiunta una ottimale, se non perfetta, sovrapposizione tra una curva di $|S_{21}|$ dB ricavata dall'analisi elettromagnetica e la curva di riferimento dello stesso parametro trasmissivo (VNA).

I valori di permittività relativa e tangente di perdita del substrato nel modello finale "equivalente" al prototipo reale, sono rispettivamente: 3.35 e 0.045.

Questi valori rispecchiano molto da vicino quelli che sono i valori standard leggibili in bibliografia per campioni dello stesso tipo di materiale o di materiali simili, e quindi si può affermare, senza troppi rischi, che la caratterizzazione elettromagnetica del campione in esame sia stata compiuta correttamente, tenendo però sempre in conto un sicuro piccolo margine di errore rispetto ai valori "veri" di tali parametri dielettrici, dovuto alla natura sperimentale di questo metodo.

L'obiettivo di tale tesi si ferma, come già anticipato, alla determinazione di queste proprietà, tuttavia ora che il campione di acetato di cellulosa è stato caratterizzato in quelle che sono le sue proprietà più importanti, vi potrebbe essere in futuro la possibilità di testare il possibile utilizzo di questo materiale plastico come "cover" di smartphone o dispositivi cellulari simili, dato che l'obiettivo iniziale dell'azienda emiliana prima citata riguardava proprio la possibilità di questo particolare impiego.

Bibliografia

1. Luigi Avagliano, Progetto di superfici selettive in frequenza per la misura di costante dielettrica in guida, Tesi di laurea specialistica in Ingegneria delle Telecomunicazioni, Università di Pisa.
2. Sito web Wikipedia, http://it.wikipedia.org/wiki/Permittività_elettrica.
3. Gianfranco Dell'Agli, lezioni di Chimica e Scienza e Tecnologia dei materiali elettrici, Università degli studi di Cassino. On Line:
<http://webuser.unicas.it/dweb/gestione/download.php?id=1616>.
4. Della Valle Federico, lezioni di Fisica Generale, Facoltà di Ingegneria, Università degli Studi di Trieste. On Line:
ftp://docenti.ing.units.it/arc_stud/Della_Valle/Fisica%20Generale/FisGen2_09/tesi/BlumCap30.PDF.
5. Agilent Technologies, Basics of Measuring the Dielectric Properties of Materials.
6. Elena Pettinelli, lezioni di Metodologie Elettromagnetiche per la geofisica, Proprietà Elettromagnetiche di suoli e rocce(2), Dipartimento di Fisica "Edoardo Amaldi", Università degli Studi Roma Tre. On line:
http://webusers.fis.uniroma3.it/~pettinelli/MEG_lezione%203.pdf.
7. Sito web Wikipedia, http://it.wikipedia.org/wiki/Polarizzazione_elettrica.
8. Elena Pettinelli, lezioni di Metodologie Elettromagnetiche per la geofisica, Proprietà Elettromagnetiche di suoli e rocce(1), Dipartimento di Fisica "Edoardo Amaldi", Università degli Studi Roma Tre. On line:
http://webusers.fis.uniroma3.it/~pettinelli/MEG_lezione%203.pdf.
9. Federico Carpi, Danilo De Rossi, lezioni di Fenomeni bioelettrici, Campi elettrici nella materia: polarizzazione di dielettrici ideali e con perdite, Università degli studi di Pisa. On Line:
<http://www.centropiaggio.unipi.it/sites/default/files/course/material/Cap5.pdf>.
10. U.C. Hasar e E.A. Oral, A metric function for fast and accurate permittivity determination of low-to-high loss materials from reflection measurements, Department of Electrical and Electronics Engineering, Ataturk University, Erzurum 25240, Turkey.
11. Kashif Saeed, Muhammad F. Shafique, Matthew B. Byrne and Ian C. Hunter, Planar Microwave Sensors for Complex Permittivity Characterization of Materials and Their Applications, University of Leeds, School of Electronic and Electrical Engineering; COMSATS Institute of Information Technology, Department of Electrical Engineering.

12. Angelo Cereser, Dielectric Properties Measurement, Agilent Technologies.
13. Sito web Wikipedia, http://it.wikipedia.org/wiki/Controllo_non_distruttivo.
14. Jerzy Krupka, Frequency domain complex permittivity measurements at microwave frequencies, Department of Electronics and Information Technology, Institute of Microelectronics and Optoelectronics, Warsaw University of Technology, Koszykowa 75, 00-662 Warszawa, Poland.
15. Wee Fwen Hoon, Soh Ping Jack, Nornikman Hasssan e Mohd Fareq Abd Malek, Alternatives for PCB Laminates: Dielectric Properties' Measurements at Microwave Frequencies, School of Computer and Communication Engineering, University Malaysia Perlis (UniMAP), Malaysia, School of Electrical Systems Engineering, University Malaysia Perlis (UniMAP), Malaysia.
16. Anna Angela Barba e Matteo d'Amore, Relevance of Dielectric Properties in Microwave Assisted Processes, Università di Salerno.
17. Sito web Wikipedia, http://en.wikipedia.org/wiki/Cavity_perturbation_theory.
18. Jun Seok Lee, B. S., M. S., On-Wafer Characterization of Electromagnetic Properties of Thin-Film RF Materials, Graduate Program in Electrical and Computer Engineering, The Ohio State University.
19. K.-P. Lätti, M. Kettunen, Juha-Pekka Ström, and P. Silventoinen, A Review of Microstrip T-Resonator Method in Determining the Dielectric Properties of Printed Circuit Board Materials.
20. A. Costanzo, F. Donzelli, D. Masotti, V. Rizzoli, Rigorous Design of RF Multi-resonator Power Harvesters, DEIS – II School of Engineering, University of Bologna, Cesena Campus, Italy.
21. National Physical Laboratory (NPL), Tables of Physical & Chemical Constants, Dielectric Properties of Materials. On Line:
http://www.kayelaby.npl.co.uk/general_physics/2_6/2_6_5.html.
22. A. Von Hippel, Tables of Dielectric Materials, Massachusetts Institute of Technology, TR-94-4125, 1944).
23. Stefano Pisa, lezioni di Misure a Microonde, Dipartimento di Ingegneria dell'Informazione, Elettronica e Telecomunicazioni, Università La Sapienza di Roma. OnLine:
http://mwl.die.uniroma1.it/people/pisa/MISURE_MICROONDE/LUCIDI_MM_04_ANALIZZATORE%20DI%20RETI.pdf
24. Sito web Wikipedia, http://it.wikipedia.org/wiki/Analizzatore_di_reti.
25. Fabio Spinello, Sviluppo di modelli CST (Computer Simulation Technology) per

l'analisi di campi elettromagnetici, Tesi di Laurea in Ingegneria Elettronica, Università degli Studi di Padova.

26.Luis Alberto Hernández de Paz, Tesi di Laurea, Università di Siena.

27.CST Microwave Studio Help, www.cst.com.

Ringraziamenti

Giunti in conclusione di questa esperienza, diventa necessario elargire i doverosi ringraziamenti a tutti coloro che hanno reso questi ultimi mesi meno stressanti di quanto sarebbero potuti essere in altre condizioni.

Un elenco di tutte le persone che meriterebbero perlomeno un breve accenno diventerebbe qualcosa di insostenibile, tra parenti, amici e conoscenze universitarie varie, col risultato che verrebbe certamente dimenticato qualcuno!

Chi non dovesse trovare il proprio nome scritto qui, non si preoccupi quindi, è sempre nei miei pensieri in ogni caso!!! (che ruffiano vabbè)

Un primo ringraziamento va fatto a coloro che mi hanno seguito e guidato durante l'elaborazione della tesi, Diego Masotti e Franco Fuschini.

L'infinità corrispondenza che si è protratta per tutti questi mesi e la vostra eccellente disponibilità nei miei confronti hanno sopperito pienamente alla distanza fisica tra i vostri uffici bolognesi e la facoltà di Cesena, permettendomi di eseguire un elaborato di sicuro interesse pratico e che mai è risultato un peso durante il periodo di lavoro insieme.

Come tutte le cose della vita anche l'università sarebbe impossibile da terminare senza la compagnia di un gruppo di amici che ogni giorno ti accompagnino nel tuo percorso di studio.

Per questo motivo contraddirò me stesso e stilerò una sorta di lista della spesa sperando di non dimenticare nessuno.

In primis un ringraziamento al gruppo iniziale reduce dell'ITI, ovvero Moro, Sibò, Fede (nonché compagno di laurea!) e Nick, che hanno reso il primo anno di corso un'esperienza assolutamente divertente.

Un doveroso ringraziamento va anche a tutti gli altri ragazzi conosciuti successivamente che hanno contribuito ad alleggerire, tra chiacchiere, marafoni, spinsoccer, Kelly etc, le giornate universitarie, partendo dagli altri reduci dall'ITI come Cava, Dom, Manza e Bronz per passare a Valmo, Andrea, Zava e Fabio.

Un grazie anche a tutti i miei amici fuori dall'università, nominarvi tutti diventerebbe veramente brigoso e quindi farei due nomi abbastanza riassuntivi che verranno certamente compresi dai diretti interessati: Wilson e 5AEN.

Come si potrebbe non ringraziare una famiglia che ti è stata sempre così vicina e ha favorito senza battere ciglio la tua carriera universitaria??

Un grazie sentito va perciò ai miei genitori e a mia sorella Eleonora, che hanno il merito principale di formare un nucleo familiare confortevole, condizione ideale per crescere serenamente.

Uscendo fuori dagli schemi, vorrei ringraziare sentitamente anche i miei 3 nonni, Lidia, Ivo e Alba, sperando che questa laurea possa rendervi orgogliosi.

Infine il ringraziamento più importante va fatto alla persona che più di tutte mi è stata vicina in questi 3 anni e mezzo, considerando che stiamo insieme proprio dall'inizio della mia avventura universitaria, Alessia (ma preferisco l'Ale).

Senza di te molti momenti sarebbero stati veramente difficili, la tua presenza mi ha dato un equilibrio perfetto che mi ha permesso di tirare dritto con convinzione acquisendo una sicurezza che prima non avevo.

Quindi, anche se non sai la differenza tra un Volt e un Ampere, questa laurea è anche un po' tua, grazie di cuore!!!