



SAPIENZA
UNIVERSITÀ DI ROMA

TESI DI DOTTORATO

DOTTORATO IN MODELLI MATEMATICI PER
L'INGEGNERIA ELETTROMAGNETISMO E NANOSCIENZE
XXVIII CICLO

Curriculum: Elettromagnetismo

**PROGETTO E CARATTERIZZAZIONE DI UN SISTEMA
IN GUIDA D'ONDA PER MISURE DI PERMETTIVITÀ
COMPLESSA DI MATERIALI GRANULARI NELLA
BANDA 1,7-2,6 GHz**

DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE
ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI (DIET)

Dottorando
Fabrizio Timpani

Supervisore
Prof. Fabrizio Frezza

INDICE

INTRODUZIONE	3
1 PERMETTIVITÀ ELETTRICA.....	9
1.1 <i>Definizione e proprietà.....</i>	9
1.2 <i>Materiali dielettrici.....</i>	11
2 METODO DI MISURA.....	12
2.1 <i>Metodo di Misura “Trasmissione / Riflessione”</i>	12
2.2 <i>Algoritmo Nicolson Ross Weir (NRW)</i>	15
2.3 <i>Metodo iterativo per la determinazione della permittività.....</i>	19
3 SISTEMA DI MISURA	21
3.1 <i>Sistema di Misura – Modello Base.....</i>	22
3.2 <i>Sistema di Misura – Modello Completo</i>	23
3.3 <i>Sample Holder - Guida raccordo</i>	24
3.4 <i>Finestra di pressurizzazione.....</i>	25
3.5 <i>Propagazione in guida d’onda rettangolare</i>	26
3.5.1 <i>Propagazione modi superiori.....</i>	29
3.5.2 <i>Attenuazione dovuta alla conducibilità del metallo.....</i>	33
4 APPLICAZIONE ALGORITMO NICOLSON ROSS WEIR.....	35
4.1 <i>Codice MATLAB.....</i>	36
4.2 <i>Struttura codice MATLAB.....</i>	37
4.3 <i>Simulazione analitica.....</i>	38
4.4 <i>Simulazione numerica.....</i>	40
5 ANALISI SISTEMA	41
5.1 <i>Rappresentazione linea di trasmissione – modello base.....</i>	42
5.2 <i>Rappresentazione linea di trasmissione – modello completo</i>	43

5.3	<i>Modello CST – modello base</i>	44
5.4	<i>Modello CST – modello completo</i>	46
5.5	<i>Correzione dati</i>	48
5.5.1	<i>Matrice di trasmissione ABCD</i>	49
5.5.2	<i>Matrice di trasmissione sistema base</i>	50
5.5.3	<i>Matrice di trasmissione sistema completo</i>	51
5.6	<i>Listato MATLab</i>	54
5.7	<i>Risultati simulazioni CST modello completo</i>	55
5.7.1	<i>TEFLON (PTFE)</i>	56
5.7.2	<i>TACONIC FR-30</i>	57
5.7.3	<i>ARLON AR 450</i>	58
5.7.4	<i>TACONIC FR-60</i>	59
5.7.5	<i>Conclusioni</i>	60
6	ANALISI INCERTEZZA MISURE	61
6.1	<i>Correzione delle misure</i>	62
6.2	<i>Gap d'aria interno al sample holder</i>	62
6.2.1	<i>Gap d'aria lato maggiore</i>	63
6.2.2	<i>Gap d'aria lato corto</i>	67
6.2.3	<i>Simulazione presenza rumore</i>	69
7	PREPARAZIONE MISURE IN LABORATORIO	72
7.1	<i>Calibrazione THRU-REFLECT-LINE (TRL)</i>	73
7.2	<i>Kit calibrazione TRL per guida rettangolare WR430</i>	73
7.2.1	<i>Dimensionamento guida d'onda per la calibrazione TRL</i>	75
8	ASSEMBLAGGIO SISTEMA DI MISURA	77
8.1	<i>Elenco materiale</i>	77
8.2	<i>Struttura Sistema di misura</i>	78

9 MISURA CONGLOMERATO BITUMINOSO.....	79
9.1 <i>Modelli per la permittività del conglomerato bituminoso.....</i>	81
9.2 <i>Metodo di misura della permittività e valutazione teorica dell'incertezza di misura.....</i>	84
9.3 <i>Caratterizzazione sperimentale del sistema.....</i>	87
9.4 <i>Esempio di misura su materiale granulare.....</i>	91
9.5 <i>Conclusioni.....</i>	92
10 MISURA CONTENUTO DI UMIDITÀ IN MATERIALI LAPIDEI.....	93
10.1 <i>Descrizione delle prove sperimentali.....</i>	93
10.2 <i>Misure con risonatore patch.....</i>	93
10.3 <i>Misure con sonda coassiale open-ended.....</i>	94
10.4 <i>Misure con guida d'onda WR90.....</i>	94
10.5 <i>Conclusioni.....</i>	96
APPENDICE.....	97
BIBLIOGRAFIA.....	104

INTRODUZIONE

In questa tesi viene descritta la progettazione e l'analisi di un sistema di misura a microonde della permittività dielettrica di materiali per l'ingegneria civile. La misura dei parametri utili al calcolo della permittività elettrica, viene effettuata applicando il metodo denominato "Trasmissione/Riflessione". Secondo questo metodo il materiale campione in esame viene inserito in un tratto di guida d'onda, costituendo così una struttura a due porte. Dalla misura dei parametri di scattering alle due porte del sistema è possibile calcolare la permeabilità e la permittività del materiale campione in esame, utilizzando l'algoritmo di Nicolson-Ross-Weir (NRW). Il sistema è stato realizzato in maniera tale da consentire la misurazione di sostanze anche di tipo granulare, quali la maggior parte dei componenti di un conglomerato bituminoso.

La diffusione dell'utilizzo delle alte frequenze nei diversi campi dell'industria ha portato allo sviluppo dello studio delle proprietà dei materiali nella banda delle microonde. La misura della permittività elettrica complessa ϵ^* e della permeabilità magnetica complessa μ^* , nella gamma di frequenza a microonde, trova così applicazione in diversi settori ingegneristici. In un lavoro svolto presso il Dipartimento di Ingegneria Elettronica è stato descritto lo studio di fattibilità di un sistema di produzione di conglomerati bituminosi con sorgenti a microonde per il riscaldamento dei materiali. In tale studio viene indicata la necessità di effettuare una campagna di misurazioni della permittività elettrica degli inerti, del bitume e del conglomerato prodotto.

Nella banda ISM (Industrial Scientific and Medical), il canale intorno alla frequenza di valore 2.45 GHz ha avuto il maggiore sviluppo nel campo di applicazione del riscaldamento dei materiali.

Il modello del sistema di misura proposto è stato sviluppato utilizzando la piattaforma software CST Studio Microwave, mentre l'algoritmo NRW per il calcolo della permittività è stato sviluppato in ambiente MATLAB.

Per la simulazione delle misure ed ottimizzazione delle misure del sistema è stato impiegato il software CST Studio Microwave.

Le proprietà dielettriche di un materiale sono determinate dalla sua struttura molecolare: dalla misura della permittività elettrica complessa è possibile dedurre le proprietà molecolari caratteristiche del materiale ovvero il comportamento del materiale in presenza di un campo elettromagnetico. La conoscenza generale delle proprietà elettromagnetiche dei materiali è utile per la comprensione dei risultati delle misurazioni e la correzione di eventuali errori.

Le tecniche di misura sono classificate generalmente in due tipi: risonanti e non risonanti. Le tecniche di misura risonanti permettono la misura in corrispondenza di una singola frequenza: risultano accurate nei risultati ma limitate nel campo di applicazione. Le tecniche di misura non risonanti permettono la misura delle proprietà elettromagnetiche in un intervallo relativamente esteso di frequenze.

In generale si ottengono risultati completi in un ampio intervallo di frequenza con l'applicazione di entrambi i metodi.

Il sistema di misura proposto è realizzato con componenti in guida d'onda rettangolare modello WR430, operante in regime unimodale nella banda di frequenza 1.7 - 2.6 GHz. Per effettuare le misure il materiale campione in esame viene inserito nel tratto di guida rettangolare denominato *sample holder*.

Il sistema di misura è progettato per la misura della permittività elettrica di materiale bituminoso e altro materiale inerte utilizzato nella composizione dell'asfalto.

I materiali granulati acquisiscono solo in parte e in particolari condizioni la forma del contenitore. Per una corretta misura dei parametri di scattering, secondo la tecnica di Trasmissione/Riflessione, il campione in esame deve avere lunghezza costante.

Per limitare la scorrevolezza del materiale in esame e la variazione del suo angolo di riposo, vengono montate due finestre di pressurizzazione ai lati del *sample holder*.

Il collegamento del *sample holder* con il *Network Analyzer*, ovvero alle due transizioni “cavo coassiale/guida rettangolare”, viene realizzato tramite due tratti di guida rettangolare vuota, denominati “raccordi”.

La tecnica di misura Trasmissione/Riflessione descritta si riferisce alla condizione di propagazione unimodale del campo elettromagnetico. I raccordi sono così dimensionati in modo da garantire la propagazione del modo fondamentale TE_{10} lungo la struttura, attenuando, in regime di propagazione sotto cut-off, i modi superiori presenti all’uscita delle due transizioni.

L’algoritmo Nicolson-Ross-Weir NRW fornisce un’espressione della permittività complessa ϵ^* e della permeabilità complessa μ^* in funzione del coefficiente di riflessione Γ e del coefficiente di trasmissione T , ovvero dei parametri di scattering e del sistema di misura a due porte.

I risultati dell’algoritmo di Nicolson-Ross-Weir presentano un’indeterminazione dovuta al calcolo del logaritmo del coefficiente di trasmissione che fornisce un numero complesso di molteplicità n . Per rimuovere questa indeterminazione, per ogni valore di frequenza nella banda di misura, viene scelto un valore del parametro n con il quale viene calcolato il relativo valore “preliminare” della permeabilità e della permittività. Con questi valori preliminari della permeabilità e della permittività viene calcolato il ritardo di gruppo che viene successivamente confrontato con il ritardo di gruppo dedotto dalle misure. Viene considerato valido il valore del

parametro n per il calcolo della permittività che rende minima la differenza t tra il ritardo di gruppo calcolato ed il ritardo di gruppo misurato.

Un'ulteriore indeterminazione dei risultati si presenta per valori di frequenza corrispondenti al valore minimo del parametro di scattering S_{11} , dovuta ad un aumento della incertezza nella misura della sua fase. Nello svolgimento delle analisi dei risultati non vengono comunque considerate correzioni a questa incertezza, tipica dell'algoritmo NRW. Nei grafici delle grandezze misurate si presentano così, in corrispondenza di determinati valori di frequenza, picchi di indeterminazione dei valori della permittività.

La tecnica di misura Trasmissione/Riflessione si riferisce ad un sistema di misura definito "modello base", composto dal tratto di gui da *sample holder* e due tratti di guida di raccordo con le due transizioni guida-cavo.

Il sistema di misura proposto prevede la presenza di due finestre di pressurizzazione montate ai lati del *sample holder*. In questo caso il sistema di misura viene definito "modello completo".

Le simulazioni di misura, dei parametri di scattering eseguite con il modello completo, differiscono così dal caso di simulazioni di misura con il modello base. Nelle analisi del modello completo di misura proposto, viene affrontato il problema della presenza delle due finestre di pressurizzazione.

Partendo dalle simulazioni di misura dei parametri di scattering con il modello completo, viene proposta una procedura di calcolo per eliminare gli effetti della presenza delle due finestre di pressurizzazione ed estrarre i parametri di scattering relativi al modello base. La procedura utilizza la rappresentazione di un tratto di linea di trasmissione tramite la matrice di trasmissione e la relazione dei parametri ABCD con i parametri S della relativa matrice di scattering.

I parametri ABCD della matrice di trasmissione del sistema completo vengono calcolati dai parametri di scattering ottenuti dalle simulazioni di misura del sistema completo. La matrice di trasmissione del sistema completo può essere rappresentata come il prodotto delle matrici di trasmissione dei singoli componenti, tratti di guida, che compongono il sistema di misura. Per la determinazione della matrice di trasmissione delle due finestre di pressurizzazione è necessario conoscere lo spessore del materiale dielettrico utilizzato ed il valore della permittività elettrica.

Invertendo il prodotto delle matrici di trasmissione del sistema completo viene calcolata la matrice di trasmissione del tratto di guida relativo al sample holder.

Dalla matrice di trasmissione ottenuta vengono calcolati i parametri di scattering, considerando come impedenza di riferimento quella dei due raccordi.

I parametri di scattering ottenuti corrispondono al caso di misure con il modello base.

Il codice MATLAB, che implementa l'algoritmo NRW, viene integrato con un modulo di istruzioni che esegue la procedura descritta di calcolo dei parametri di scattering.

Il progetto del sistema di misura viene completato con il kit di calibrazione.

Il punto di connessione dell'analizzatore di rete con i dispositivi di prova è detto piano di riferimento. La calibrazione del piano di riferimento consente una riduzione significativa degli errori sistematici della misure di trasmissione e riflessione.

Viene descritta la tecnica di calibrazione *Thru-Reflect-Line* ed il dimensionamento dei componenti del kit di calibrazione in guida d'onda rettangolare WR430.

Sono state eseguite simulazioni di misura dei parametri di scattering utilizzando il modello completo, con i seguenti materiali campione di riferimento disponibili nell'elenco dei materiali presenti nella piattaforma software CST Studio Microwave:

- | | |
|------------------|---------------------|
| a) TEFLON (PTFE) | $\epsilon_r = 2,1$ |
| b) TACONIC FR-30 | $\epsilon_r = 3$ |
| c) ARLON AR 450 | $\epsilon_r = 4,5$ |
| d) TACONIC FR-60 | $\epsilon_r = 6,15$ |

Le simulazioni di misura dei parametri di scattering eseguite con il modello completo hanno fornito valori della permittività prossimi ai valori attesi, relativi al modello base di misura.

La procedura di calcolo proposta per estrarre i parametri di scattering dal modello completo, in presenza delle due finestre, fornisce una corretta base dati per il calcolo della permittività del materiale in esame. Con tale procedura viene riprodotta la condizione di misura dei parametri di scattering relativa al modello base esposto nella tecnica di misura Trasmissione/Riflessione.

Una serie di test sperimentali su materiali opportunamente scelti ha mostrato incertezze di pochi punti percentuali. Tale dato è stato corroborato anche da un'analisi teorica dell'incertezza di misura. Il sistema, da ultimo, è stato utilizzato per caratterizzare un tipico materiale inerte granulare impiegato nella realizzazione del manto stradale.

1 PERMETTIVITÀ ELETTRICA

1.1 Definizione e proprietà

La permittività elettrica definisce la capacità di un materiale esposto ad un campo elettrico di immagazzinare energia elettrica e dipende dai meccanismi di polarizzazione del materiale.

Il comportamento dei materiali esposti ad un campo elettromagnetico è determinato dalla loro struttura atomica: la disposizione degli elettroni liberi esterni per il campo elettrico ed i momenti atomici per il campo magnetico. I materiali dielettrici possono essere polari o non polari.

Nei primi, anche in assenza di un campo elettrico esterno, i baricentri delle cariche elettriche positive e negative che costituiscono una stessa molecola si trovano separati e formano quindi un dipolo elettrico permanente; applicando un campo elettrico esterno, i dipoli tendono a orientarsi nella direzione del campo, in questo consiste il fenomeno della polarizzazione per orientamento.

In un materiale dielettrico non polare, i dipoli, invece, si formano per deformazione degli atomi e/o delle molecole del materiale solo al momento dell'applicazione del campo elettrico esterno e si chiamano dipoli elettrici indotti. Si dice in questo caso che si ha polarizzazione per deformazione.

Il fenomeno di polarizzazione di un materiale dielettrico sottoposto ad un campo elettrico viene descritto dal vettore di polarizzazione:

$$(1.1) \quad \bar{P} = \varepsilon_0 X_e \bar{E}$$

dove $\varepsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12} \text{F/m}$ è la permittività nel vuoto, mentre il parametro X_e indica la suscettività elettrica del materiale. La densità del flusso elettrico è descritta dal vettore di spostamento:

$$(1.2) \quad \bar{D} = \varepsilon_0 \bar{E} + \bar{P} = \varepsilon_0 (1 + X_e) \bar{E} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \bar{E} = \varepsilon \bar{E}$$

Dove ε indica la permittività del materiale ed ε_r la costante dielettrica, ovvero la permittività relativa. L'equazione rappresenta una relazione tra la densità del flusso elettrico e l'intensità del campo elettrico nel dominio della frequenza. Un materiale viene chiamato dispersivo se le sue caratteristiche sono dipendenti dalla frequenza. Nell'ipotesi di applicare un campo in regime armonico, la legge di Ampere può essere espressa in termini dei fasori, nel modo seguente:

$$(1.3) \quad \nabla \times \bar{H} = \bar{J}_e + \bar{J} + j\omega\bar{D}$$

Dove \bar{H} indica l'intensità del campo magnetico, \bar{J}_e è la densità di corrente della sorgente e \bar{J} la densità della corrente di conduzione, mentre l'ultimo termine indica la densità della corrente di spostamento. Nelle regioni in assenza di sorgenti $\bar{J}_e = 0$.

La densità di corrente di conduzione è legata all'intensità del campo elettrico dalla legge di Ohm:

$$(1.4) \quad \bar{J} = \sigma\bar{E}$$

dove σ indica la conduttività elettrica del materiale. Dalle equazioni precedenti si ottiene l'espressione:

$$(1.5) \quad \nabla \times \bar{H} = \bar{J}_e + \sigma\bar{E} + j\omega\varepsilon_0\varepsilon_r\bar{E} = \bar{J}_e + j\omega\varepsilon_0\left(\varepsilon_r - j\frac{\sigma}{\omega\varepsilon_0}\right)\bar{E} = \bar{J}_e + j\omega\varepsilon_0\varepsilon_{cr}\bar{E}$$

La permittività relativa complessa di un materiale è così definita:

$$(1.6) \quad \varepsilon_{cr} = \varepsilon_r - j\frac{\sigma}{\omega\varepsilon_0} = \varepsilon_r' - j\varepsilon_r'' = \varepsilon_r'(1 - \tan\delta)$$

Dove ε_r' e ε_r'' rappresentano la parte reale ed immaginaria della permittività relativa complessa.

La parte reale indica la quantità di energia di un campo elettrico applicato che viene immagazzinata, mentre la parte immaginaria misura la quantità di energia dissipata. Il termine $\tan\delta$ indica il fattore di perdita del materiale: per materiali con basse perdite questo fattore è prossimo al valore nullo.

1.2 Materiali dielettrici

La permittività elettrica varia in funzione della frequenza del campo elettrico applicato. I principali meccanismi di polarizzazione in un materiale dielettrico sono la conduzione, il rilassamento dipolare, la polarizzazione atomica e la polarizzazione elettronica. In basse frequenze il comportamento di ϵ_r'' dipende principalmente dall'influenza della conduttività ionica, mentre in alte frequenze la variazione di permittività è causata principalmente dal rilassamento dipolare. Nella regione infrarossa ed oltre i picchi di assorbimento sono dovuti principalmente a fenomeni di polarizzazione atomica ed elettronica. In figura è indicata la permittività di un materiale dielettrico al variare della frequenza.

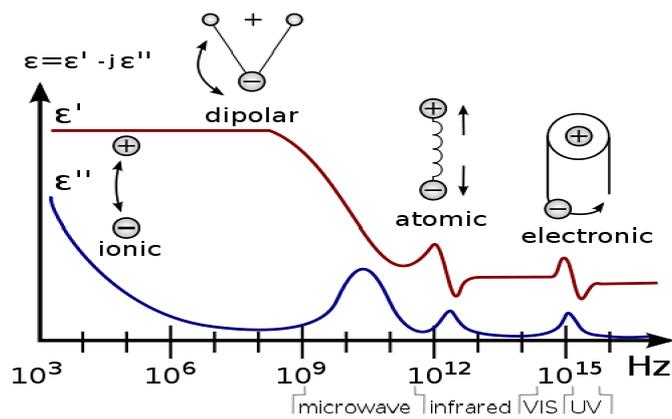


Figura 1-1 *Permittività complessa in funzione della frequenza*

2 METODO DI MISURA

Nel campo delle microonde sono proposti diversi metodi di misura delle permittività complessa. Le tecniche di misura sono classificate generalmente in due tipi: risonanti e non risonanti. I metodi non risonanti permettono la misura delle proprietà elettromagnetica in un intervallo relativamente esteso di frequenze. In molte applicazioni industriali è necessario conoscere il valore della costante dielettrica complessa in un ampio intervallo di frequenze. I metodi risonanti permettono la misura in corrispondenza di una singola frequenza, risultano più accurati ma limitati nel campo di applicazione. In generale si ottengono risultati completi in un ampio intervallo di frequenza con l'applicazione di entrambi i metodi. Grazie alla sua relativa semplicità il metodo a Trasmissione/Riflessione risulta il più diffuso tra i modelli di misura non risonanti

2.1 Metodo di Misura “Trasmissione / Riflessione”

In questo metodo di misura il campione in esame (MUT : Material Under Test) viene inserito in un tratto di guida d'onda di lunghezza L , come mostrato in Figura 2-1 , in cui la propagazione avviene lungo la direzione z .

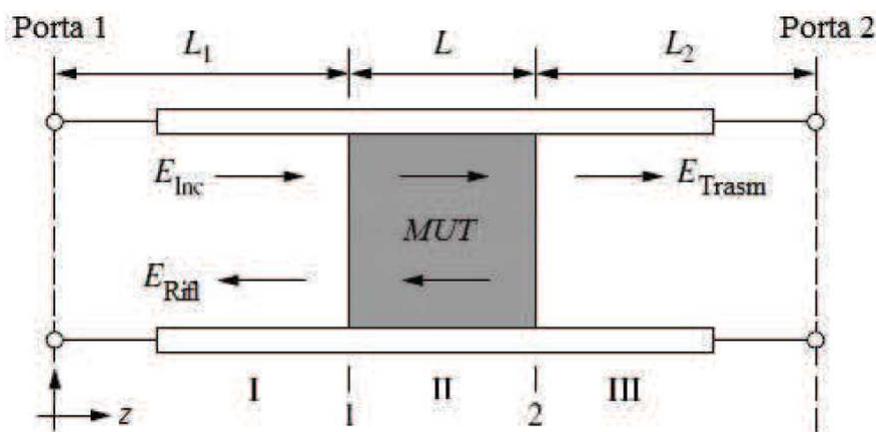


Figura 2-1 Modello linea trasmissione Tecnica Misura Riflessione/Trasmissione

La permittività e la permeabilità del campione sono dedotte dai coefficienti di riflessione di trasmissione del tratto contenente il materiale in esame. Le proprietà elettromagnetiche del campione si possono descrivere tramite le equazioni di scattering relative al tratto di linea di trasmissione riempita con il materiale dielettrico. Le combinazioni del campo incidente e riflesso nei tre tratti di guida vengono espresse, per un'onda incidente normalizzata, nel seguente modo:

$$(2.1) \quad E_I = e^{-\gamma_0 z} + C_1 e^{-\gamma_0 z}$$

$$(2.2) \quad E_{II} = C_2 e^{-\gamma z} + C_3 e^{+\gamma z}$$

$$(2.3) \quad E_{III} = C_4 e^{+\gamma_0 z}$$

Avendo indicato con i termini E_I , E_{II} ed E_{III} il campo nelle tre regioni della guida d'onda, con l'ipotesi che l'onda regressiva nella terza regione sia nulla.

I due tratti di raccordo L1 e L2 , supposti vuoti ovvero con permittività relativa $\epsilon_r^* = 1$ sono caratterizzati dalla costante di propagazione γ_0 (2.4), mentre il tratto con il campione in esame viene caratterizzato dalla costante di propagazione γ (2.5):

$$(2.4) \quad \gamma_0 = j \sqrt{\left(\frac{\omega}{c}\right)^2 - \left(\frac{2\pi}{\lambda_c}\right)^2}$$

$$(2.5) \quad \gamma = j \sqrt{\frac{\omega^2 \mu_r^* \epsilon_r^*}{c^2} - \left(\frac{2\pi}{\lambda_c}\right)^2}$$

$$(2.6) \quad \epsilon_r = (\epsilon_r' - j\epsilon_r'')\epsilon_0 = \epsilon_r^* \epsilon_0$$

$$(2.7) \quad \mu_r = (\mu_r' - j\mu_r'')\mu_0 = \mu_r^* \mu_0$$

λ_c indica la lunghezza di taglio di *cutoff* della guida d'onda , c la velocità della luce nello spazio libero $c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$.

Nelle espressioni (2.1), (2.2) e (2.3) le costanti C_i ($i = 1,2,3,4$) sono determinate dalle condizioni al contorno dei campi elettrico e magnetico.

Le condizioni al contorno del campo elettrico e la continuità del componente tangenziale alle interfacce, sono descritte dalle equazioni:

$$(2.8) \quad E_I|_{z=L_1} = E_{II}|_{z=L_1}$$

$$(2.9) \quad E_{II}|_{z=L_1+L} = E_{III}|_{z=L_1+L}$$

Dove L_1 e L_2 indicano la distanza della facce del campione dalle rispettive porte della guida d'onda. Ipotizzando l'assenza di correnti superficiali sulle facce del campione, la componente tangenziale del campo magnetico è continua attraverso l'interfaccia:

$$(2.10) \quad \frac{1}{\mu_0\mu_r} \frac{\partial E_I}{\partial z} \Big|_{z=L_1} = \frac{1}{\mu_0\mu_r} \frac{\partial E_{II}}{\partial z} \Big|_{z=L_1}$$

$$(2.11) \quad \frac{1}{\mu_0\mu_r} \frac{\partial E_{II}}{\partial z} \Big|_{z=L_1+L} = \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial E_{III}}{\partial z} \Big|_{z=L_1+L}$$

Utilizzando le equazioni delle condizioni al contorno del campo elettrico (2.8) e (2.9) e le equazioni delle condizioni al contorno per il campo magnetico (2.10) e (2.11), si deducono i parametri S della matrice di scattering.

$$(2.12) \quad S_{11} = R_1^2 \frac{\Gamma(1-T^2)}{1-\Gamma^2 T^2}$$

$$(2.13) \quad S_{22} = R_2^2 \frac{\Gamma(1-T^2)}{1-\Gamma^2 T^2}$$

Per la simmetria della struttura in esame si ha $S_{21} = S_{12}$.

R_1 ed R_2 sono i coefficienti di trasformazione dei piani di riferimento alle due porte:

$$(2.14) \quad R_i = e^{-\gamma_0 L_i} \quad (i = 1,2)$$

Nel caso $L_1 = L_2$ dalle (2.12) e (2.13) si ottiene la simmetria $S_{11} = S_{22}$.

Il coefficiente di trasmissione T è:

$$(2.15) \quad T = e^{-\gamma L}$$

$$(2.16) \quad \gamma = \alpha + j\beta$$

la costante di fase nel tratto di guida con campione in esame (MUT)

$$(2.17) \quad \beta = \frac{2\pi}{\lambda_g}$$

in cui λ_g esprime la lunghezza d'onda in guida

$$(2.18) \quad \lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}}$$

λ indica la lunghezza d'onda in propagazione in spazio libero.

Il coefficiente di riflessione Γ ha la seguente espressione:

$$(2.19) \quad \Gamma = \frac{\frac{\gamma_0 - \gamma}{\mu_0 - \mu}}{\frac{\gamma_0 + \gamma}{\mu_0 + \mu}}$$

Definito un sistema con queste espressioni, si calcola il valore della permittività complessa ϵ_r^* e della permeabilità complessa μ_r^* , del campione in esame. Nel nostro caso è stato scelto l'algoritmo di Nicolson Ross Weir (NRW).

2.2 Algoritmo Nicolson Ross Weir (NRW)

Il modello matematico elaborato da Nicolson, Ross e Weir (NRW), fornisce un'espressione della permittività complessa ϵ_r^* e della permeabilità complessa μ_r^* in funzione del coefficiente di riflessione Γ e del coefficiente di trasmissione T , ovvero dei parametri di scattering S_{11} e S_{21} .

Il coefficiente di riflessione Γ ha l'espressione :

$$(2.20) \quad \Gamma = K \pm \sqrt{K^2 - 1}$$

$$(2.21) \quad K = \frac{(S_{11}^2 - S_{21}^2) + 1}{2S_{11}}$$

Nella espressione (2.20) del coefficiente di riflessione, il segno positivo o negativo viene scelto secondo la condizione di stabilità $|\Gamma| \leq 1$.

Il coefficiente di trasmissione T :

$$(2.22) \quad T = \frac{(S_{21}+S_{11})-\Gamma}{1-(S_{21}+S_{11})\Gamma}$$

La permeabilità e la permittività sono così espresse:

$$(2.23) \quad \mu_r^* = \frac{1+\Gamma}{\Lambda(1-\Gamma)\sqrt{\frac{1}{\lambda^2}-\frac{1}{\lambda_c^2}}}$$

$$(2.24) \quad \varepsilon_r^* = \frac{\lambda^2}{\mu_r^*\left(\frac{1}{\lambda^2}-\frac{1}{\Lambda^2}\right)}$$

$$(2.25) \quad \frac{1}{\Lambda^2} = -\left[\frac{1}{2\pi L} \ln\left(\frac{1}{T}\right)\right]^2$$

Nel nostro caso lo studio della misura delle proprietà elettromagnetiche viene svolto per materiali non ferromagnetici con permeabilità magnetica complessa $\mu_r^* = 1$. La soluzione delle espressioni (2.23) e (2.24) non è immediata, in quanto per ogni frequenza di lavoro deve essere risolta un'indeterminazione della fase del coefficiente di trasmissione T. Tenendo conto della espressione della costante di propagazione γ (2.16) e della costante di fase β (2.17), il coefficiente di trasmissione T nella (2.15), può essere espresso nella forma

$$(2.26) \quad T = e^{-\alpha L} e^{-j\left(\frac{2\pi}{\lambda_g}L+2\pi n\right)} \quad \text{con } n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$$

si ha pertanto, per il logaritmo naturale nella (2.25) l'espressione

$$(2.27) \quad \ln\left(\frac{1}{T}\right) = \alpha L + j\left(\frac{2\pi}{\lambda_g}L + 2\pi n\right) = \ln\left(\frac{1}{T}\Big|_{n=0}\right) + j2\pi n \quad \text{con } n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$$

Abbiamo dunque una indeterminazione nella (2.26) dovuta alla molteplicità n della fase del coefficiente di trasmissione T.

Inoltre per valori di lunghezza L del campione pari ad un multiplo intero della lunghezza d'onda in guida λ_g , la fase del coefficiente di trasmissione T risulta invariante.

Per eliminare l'indeterminazione della fase, ovvero trovare il valore corretto di n nella espressione (2.27), viene eseguito un confronto del valore del ritardo di gruppo misurato τ_g , strettamente legato al valore della lunghezza L del campione in esame, con il valore del ritardo di gruppo calcolato $\tau_{g,n}$, dedotto dai valori di permittività ϵ_r^* della permeabilità μ_r^* calcolati.

Per ogni frequenza di lavoro viene assegnato un valore al parametro n nella (4.8) per il calcolo della permittività ϵ_r^* della permeabilità μ_r^* , con questi due valori viene poi calcolato il relativo ritardo di gruppo $\tau_{g,n}$ secondo l'espressione:

$$(2.28) \quad \tau_{g,n} = L \frac{\partial}{\partial f} \sqrt{\frac{\epsilon_r^* \mu_r^* f^2}{c^2}} \Big|_n - \frac{1}{\lambda_c^2}$$

Supponendo il materiale non dispersivo, ovvero con variazioni dei valori di ϵ_r^* e μ_r^* trascurabili con la frequenza, la (2.28) assume la forma:

$$(2.29) \quad \tau_{g,n} = L \frac{\epsilon_r^* \mu_r^* f^2}{c^2} \Big|_n \frac{1}{\sqrt{\frac{\epsilon_r^* \mu_r^* f^2}{c^2} \Big|_n - \frac{1}{\lambda_c^2}}}$$

Mentre il ritardo di gruppo misurato ha l'espressione

$$(2.30) \quad \tau_g = -\frac{1}{2\pi} \frac{\partial \Phi(f)}{\partial f}$$

in cui $\Phi(f)$ è la fase del coefficiente di trasmissione T ricavato dalla misura dei parametri di scattering secondo l'espressione (2.22).

Il valore corretto di n si trova quando viene verificata la condizione :

$$(2.31) \quad \tau_{g,n} - \tau_g \cong 0$$

Di conseguenza si ottengono i valori corretti della permittività complessa relativa ϵ_r^* e della permeabilità complessa relativa μ_r^* .

Il ritardo di gruppo misurato τ_g presenta un'indeterminazione nei punti in cui la fase del coefficiente di trasmissione $\Phi(f)$ passa dal valore da $-\pi$ a $+\pi$. Questo salto di fase avviene per determinati valori della lunghezza L del campione in esame. In figura 2-2 è mostrato l'andamento della fase $\Phi(f)$ per un campione di lunghezza $L = 300$ mm (curva di colore blu). Per ovviare a questo problema si esegue la “linearizzazione” della fase. Per il calcolo del ritardo di gruppo è importante il valore della pendenza della fase. Con la “linearizzazione” della fase la pendenza segue sempre quella della fase originale, assumendo un andamento lineare come indicato con il tratto verde nella Figura 2-2 In questo modo viene semplificata l'esecuzione della derivata della fase $\Phi(f)$ senza punti di singolarità.

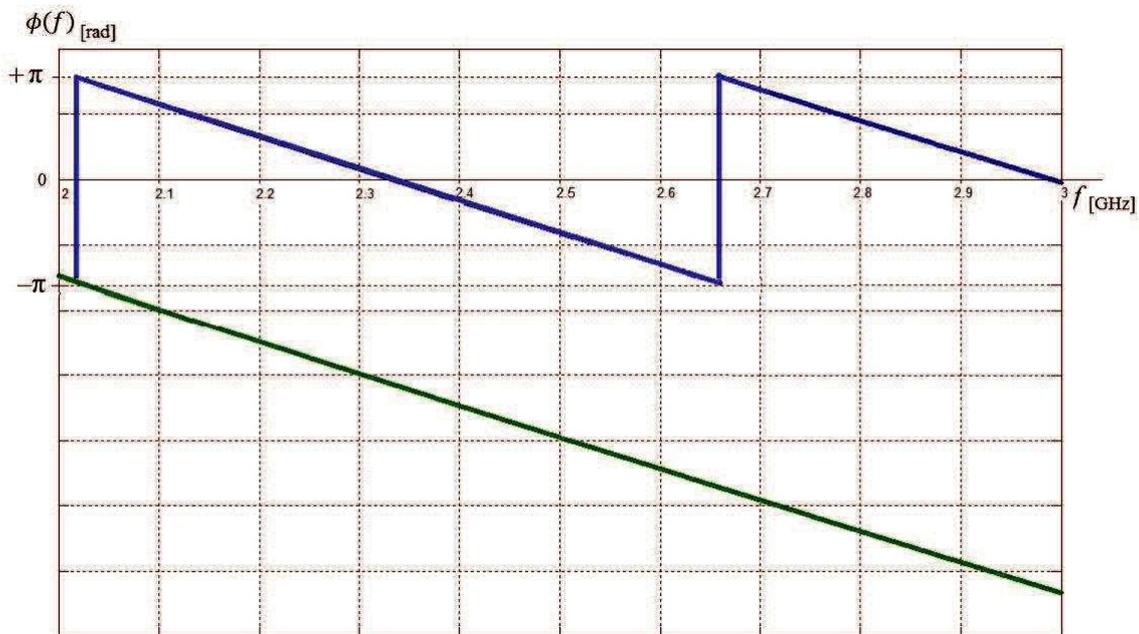


Figura 2-2 Linea blu: fase del coefficiente di trasmissione in guida rettangolare WR430 di lunghezza $L = 30$ cm con materiale dielettrico con permittività relativa $\epsilon_r' = 2$, nella banda di frequenza di lavoro 2-3 GHz. Linea verde: andamento ottenuto tramite la funzione “unwrap”.

La libreria di funzioni di MATLAB fornisce la funzione *unwrap* che permette la correzione della fase ottenendo un andamento lineare.

2.3 Metodo iterativo per la determinazione della permittività

Il modello NRW, applicato nel caso di materiali con basse perdite, può divergere per valori di frequenza per cui la lunghezza L del campione corrisponde ad un multiplo interno di un mezza lunghezza d'onda nel materiale campione in guida. A queste particolari frequenze, l'ampiezza del parametro S_{11} assume valori prossimi allo zero con un aumento della incertezza nella misura della sua fase. Questo comportamento può portare alla comparsa di picchi nei grafici della permittività e della permeabilità. Un modo per evitare questo problema è l'utilizzo di campioni corti, diminuendo però la sensibilità della misura. Infatti, per minimizzare l'incertezza nei materiali a basse perdite, viene preferito un campione relativamente lungo. Le equazioni di scattering che dipendono dalle informazioni disponibili, si possono risolvere in vari modi. Nei casi in cui la lunghezza del campione e le posizioni piane riferimento sono note con elevata precisione, prendendo varie combinazioni lineari delle equazioni di dispersione e risolvendo le equazioni in modo iterativo si ottiene una soluzione molto stabile su campioni di lunghezza arbitraria.

Una combinazione utile è stata presentata da Baker - Jarvis.

$$(2.32) \quad \frac{1}{2} [(S_{11} + S_{21}) + \beta(S_{11} + S_{22})] = \frac{T(1-\Gamma^2) + \beta\Gamma(1-T^2)}{1-T^2\Gamma^2}$$

Nell'equazione (2.32), i parametri S sono riferiti alle facce del campione secondo i termini di traslazione R_1 e R_2 espressi nella (2.14). Il termine β è una costante che varia in funzione della lunghezza del campione, dell'incertezza nei parametri di scattering e delle caratteristiche di perdita del materiale. Per materiali con basse perdite il parametro S_{21} assume valori elevati, ha valore uguale a zero, mentre per materiali ad alte perdite domina il parametro S_{11} ed è quindi adatto un valore elevato di β . Una relazione generale per è data dal rapporto dell'incertezza di S_{21} e S_{11} .

In Figura 2-3 è mostrato l'andamento della soluzione dell'algoritmo di Nicolson-Ross-Weir, tratto continuo, per un campione di TEFLON (PTFE) in cavo coassiale 7 mm, in confronto con la soluzione secondo la procedura iterativa di Baker – Jarvis (2.32), linea tratteggiata.

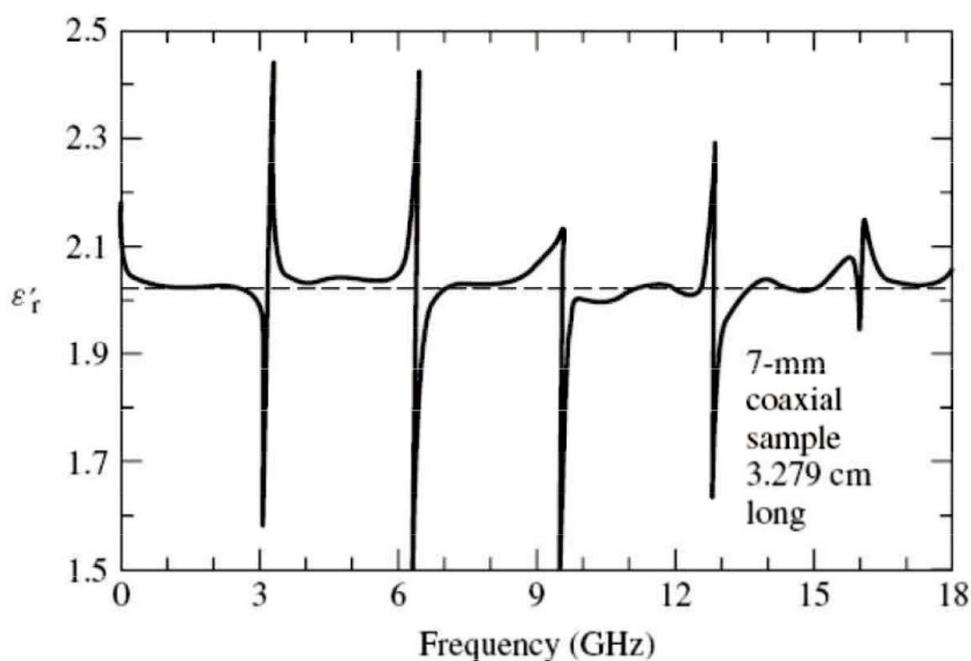


Figura 2-3 Determinazione della permittività del campione PTFE in funzione della frequenza usando le equazioni di Nicolson-Ross-Weir (linea spessa) e la procedura iterativa (linea tratteggiata) (Baker-Jarvis 1990).

3 SISTEMA DI MISURA

Il sistema di misura proposto è realizzato con componenti in guida d'onda rettangolare, modello WR430, operante in regime unimodale nella banda di frequenza 1.7 - 2.6 GHz.

Il modello del sistema di misura proposto è stato sviluppato utilizzando la piattaforma software CST Studio Microwave. Per effettuare le misure il materiale campione in esame viene inserito in un tratto di guida rettangolare denominato *sample holder* di lunghezza $L = 100$ mm. Il collegamento del *sample holder* con il *Network Analyzer*, ovvero alle due transizioni “cavo coassiale/guida rettangolare”, viene realizzato tramite due tratti di guida rettangolare vuota, denominati “raccordi”, di lunghezza $L_{1,2} = 100$ mm. I due tratti di guida di raccordo con le transizioni cavo-guida servono a garantire la propagazione unimodale attenuando, in modalità di propagazione sotto cut-off, le onde evanescenti (modi superiori) presenti all'uscita delle transizioni.

Nei paragrafi successivi vengono descritti due modelli di misura.

- a) Il modello di base si riferisce al sistema di misura descritto nella tecnica Trasmissione/Riflessione. Viene preso come riferimento per le elaborazioni dei parametri di scattering forniti dalle simulazione di misura eseguite con il modello completo.
- b) Il modello completo si riferisce al sistema di misura proposto. Questo modello è derivato dal modello base, con l'aggiunta di due finestre di pressurizzazione, montate ai lati del *sample holder*, usate per contenere il materiale in esame.

3.1 Sistema di Misura – Modello Base

Il modello base, descritto nella tecnica di misura Trasmissione/Riflessione, si riferisce alla linea di trasmissione in Figura 3-1:

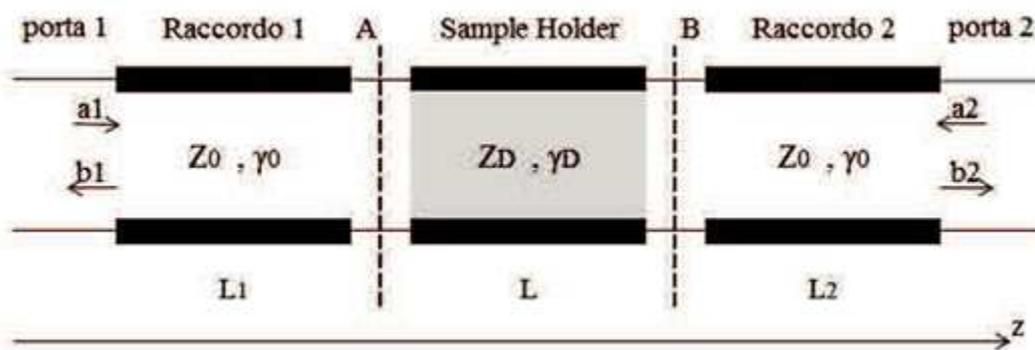


Figura 3-1 Linea di trasmissione Modello Base

In Figura 3-2 viene mostrato il modello base in guida rettangolare WR430.

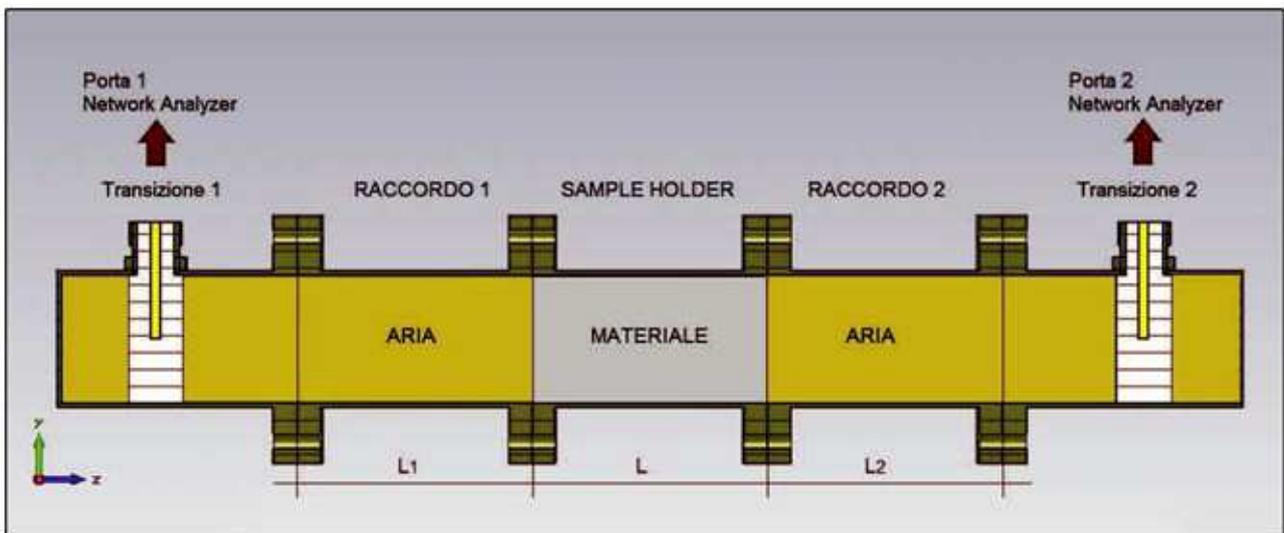


Figura 3-2 Sezione Modello Base in guida rettangolare WR430

Il *Sample Holder* e i due raccordi sono realizzati con tratti di guida d'onda rettangolare WR430 di lunghezza 100 mm.

3.2 Sistema di Misura – Modello Completo

Il sistema di misura è progettato per la misura di materiale bituminoso e altro materiale inerte utilizzato nella composizione dell'asfalto. I materiali granulati acquisiscono solo in parte e in talune condizioni la forma del contenitore. Per una corretta misura dei parametri di scattering, secondo la tecnica di Trasmissione/Riflessione, il campione in esame deve avere lunghezza costante.

Per limitare la scorrevolezza del materiale in esame e la variazione del suo angolo di riposo, vengono montate due finestre di pressurizzazione ai lati del *sample holder*. In questo caso la struttura assume la forma mostrata in Figura 3-3

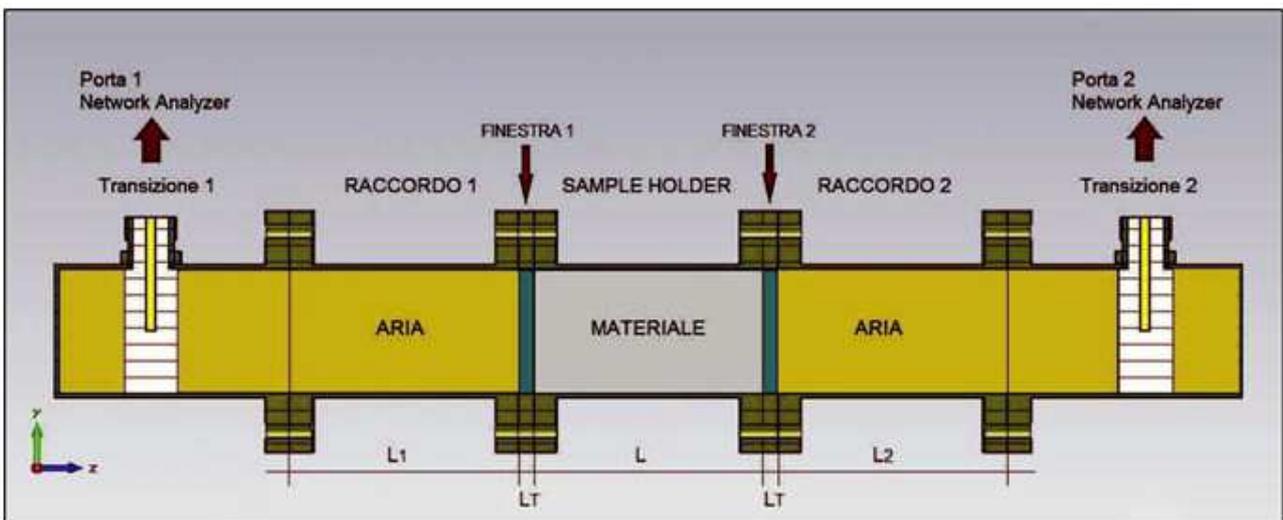


Figura 3-3 Sezione Modello Completo in guida rettangolare WR430

Il modello completo è rappresentato dalla seguente linea di trasmissione.

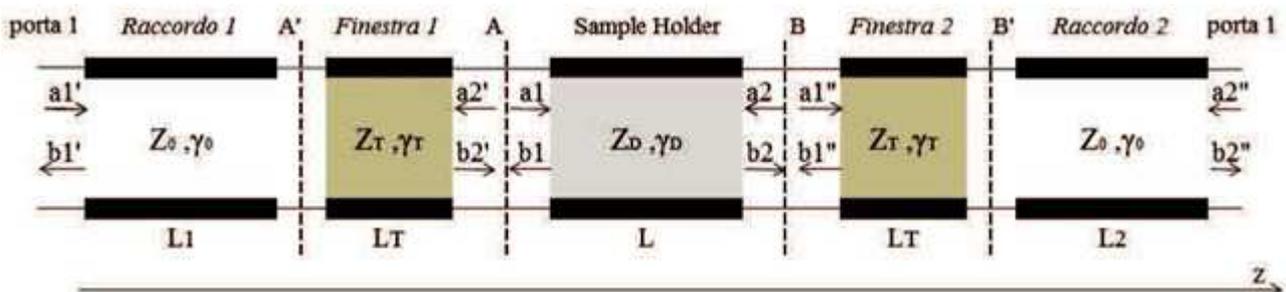


Figura 3-4 Linea di trasmissione Modello Completo

3.3 Sample Holder - Guida raccordo

La guida d'onda rettangolare è in grado di propagare solo modi TE e TM con modalità tipo filtro passa alto. Ad ogni modo è associata una frequenza di taglio oltre la quale si ha propagazione. Le dimensioni trasversali della guida determinano la banda di lavoro.

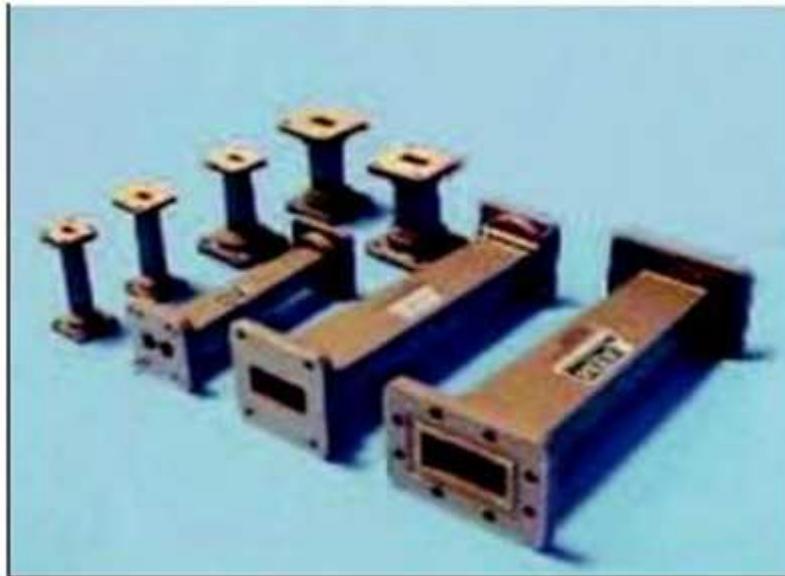


Figura 3-5 Modelli tratti in guida rettangolare

Nel nostro caso per la banda di lavoro intorno alla frequenza $f = 2.45$ GHz è stato scelto il modello di guida rettangolare WR430 (Figura 3-6).

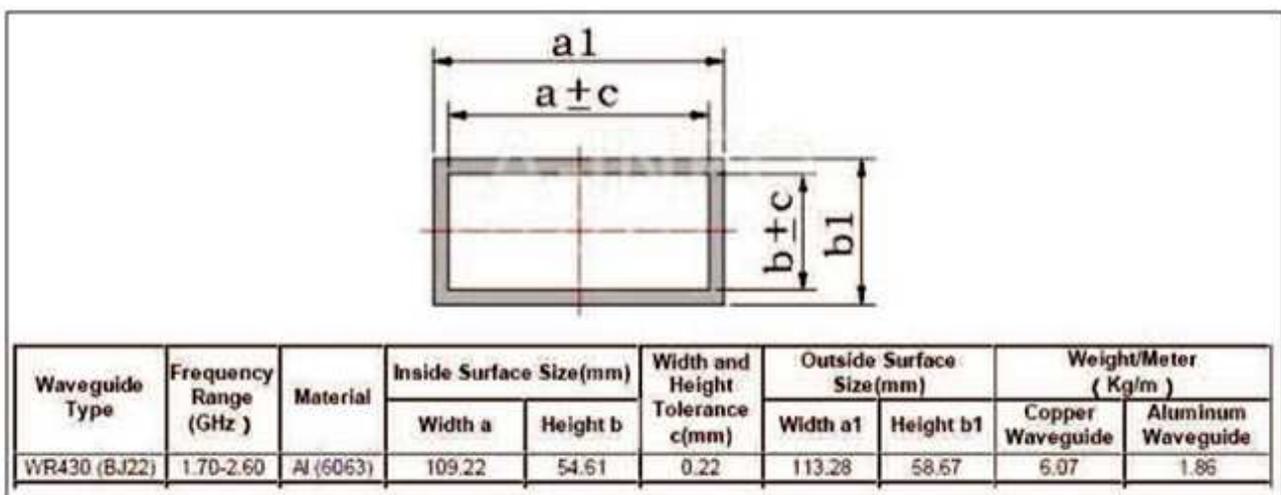


Figura 3-6 Dimensioni e caratteristiche guida rettangolare modello WR430

3.4 Finestra di pressurizzazione

Le finestre di pressurizzazione in guida d'onda vengono utilizzate per sigillare tratti di guida ed impedire l'introduzione all'interno di agenti esterni come polveri e umidità, cause di modifiche della proprietà di propagazione del campo elettromagnetico. Nel nostro caso la finestra di pressurizzazione viene utilizzata per contenere il materiale in esame all'interno del *sample holder*.



Figura 3-7 Finestre di pressurizzazione per guida rettangolare

La dimensione della finestra ed il materiale dielettrico utilizzato determinano il valore del rapporto d'onda stazionario (ROS). In commercio sono disponibili finestre di pressurizzazione con diverso materiale dielettrico di dimensioni trasversali standard WR430, con valore massimo del ROS intorno a 1.1 a 1.2 e perdita di inserzione minore di 0.1dB.

Il peso massimo che deve sostenere corrisponde a circa 1 Kg distribuito sulla sezione trasversale della guida rettangolare (circa 60 cm^2) corrispondente ad una pressione di circa a 0.0154855atm. Sono disponibili finestre di pressurizzazione in grado di garantire una tenuta per pressioni fino a 70psi (circa 5 Kg/cm^2).

3.5 Propagazione in guida d'onda rettangolare

La Figura 3-8 mostra la sezione trasversale di una guida rettangolare, con dimensioni interne a e b . In questo tipo di guida si propagano solo modi TE e TM.

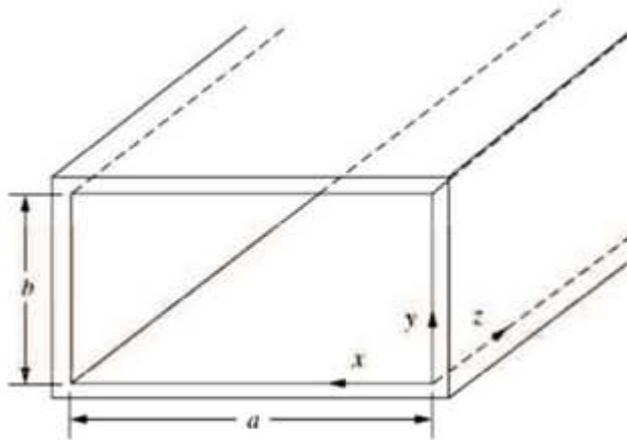


Figura 3-8 Sezione guida d'onda rettangolare

In riferimento ad una guida d'onda rettangolare in Figura 3-8 la propagazione lungo la direzione z del campo elettrico \vec{E} e magnetico \vec{H} , tenendo conto della ipotesi di separabilità delle componenti trasversali del campo, può generalmente essere espressa nel seguente modo:

$$(3.1) \quad \vec{E}(x, y, z, t) = \vec{E}(x, y)e^{j\omega t - k_z z}$$

$$(3.2) \quad \vec{H}(x, y, z, t) = \vec{H}(x, y)e^{j\omega t - k_z z}$$

Nelle quali la costante di propagazione k_z ha l'espressione

$$(3.3) \quad k_z = j\sqrt{k^2 - k_t^2}$$

$$(3.4) \quad k = \omega\sqrt{\mu\varepsilon} = 2\pi f\sqrt{\mu\varepsilon}$$

$$(3.5) \quad k_t = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}$$

Le grandezze μ e ϵ descrivono le proprietà del materiale all'interno della guida, che nel nostro caso supponiamo non dispersivo e non dissipativo. Il parametro k_t esprime la configurazione trasversale del campo e dipende dalla geometria della struttura. Gli indici m, n definiscono il modo di propagazione in guida rettangolare con il vincolo che almeno uno, tra m e n , sia diverso da zero per i modi TE ed entrambi diversi da zero, per i modi TM.

La guida d'onda rettangolare si comporta come filtro passa alto permettendo la propagazione del campo EM per valori di frequenza superiori al valore di cutoff f_c

$$(3.6) \quad f_c = \frac{k_t}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}}$$

Il valore della frequenza di cut off dipende dalla geometria della guida, il mezzo che la riempie e dalla configurazione del modo (la coppia di valori m, n definisce il valore di k_t). Per valori di frequenza maggiori della frequenza di cutoff $f > f_c$) La costante di propagazione k_z è un numero immaginario

$$(3.7) \quad k_z = j\beta = jk\sqrt{1 - \left(\frac{k_t}{k}\right)^2}$$

Le espressioni (3.1) e (3.2) assumono la forma

$$(3.8) \quad \bar{E}(x, y, z, t) = \bar{E}(x, y)e^{j(\omega t - \beta z)}$$

$$(3.9) \quad \bar{H}(x, y, z, t) = \bar{H}(x, y)e^{j(\omega t - \beta z)}$$

In queste espressioni β rappresenta la variazione di fase per unità di lunghezza lungo la direzione di propagazione z , viene usualmente chiamata costante di fase. Per valori di frequenza minori della frequenza di cutoff ($f < f_c$) la costante di propagazione k_z è un numero reale

$$(3.10) \quad k_z = -\alpha = k_t\sqrt{1 - \left(\frac{k}{k_t}\right)^2}$$

Le espressioni (3.1) e (3.2) assumono la forma

$$(3.11) \quad \bar{E}(x, y, z, t) = \bar{E}(x, y) e^{j\alpha z} e^{j\omega t}$$

$$(3.12) \quad \bar{H}(x, y, z, t) = \bar{H}(x, y) e^{j\alpha z} e^{j\omega t}$$

In questo caso la fase rimane costante mentre il modulo decresce lungo la direzione di propagazione z . Per ogni modo di propagazione, definito dalla coppia di indici m, n nella 3.13, si ha un valore di frequenza di soglia f_c

$$(3.13) \quad f_c = \frac{k_t[m,n]}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}$$

Si definisce “dominante” il modo con valore di frequenza di soglia f_c più basso, mentre gli altri vengono chiamati modi di ordine superiore o modi superiori. Modi superiori con stessa frequenza di cutoff f_c sono detti “degeneri”. Nelle figure successive è mostrato l’andamento della costante di propagazione k_z di una guida WR430 nel caso di guida vuota e nel caso di guida riempita di materiale dielettrico con permittività elettrica relativa $\epsilon_r = 2$.

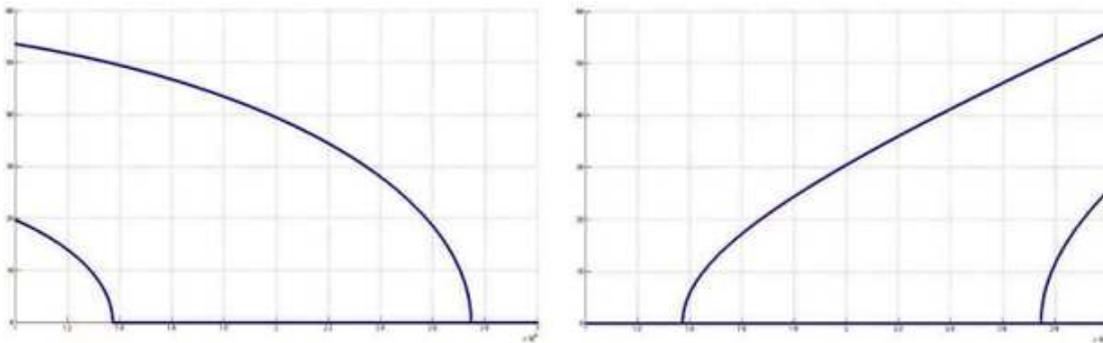


Figura 3-9 Costante di propagazione guida WR430 vuota: (a) parte reale, (b) parte immaginaria;

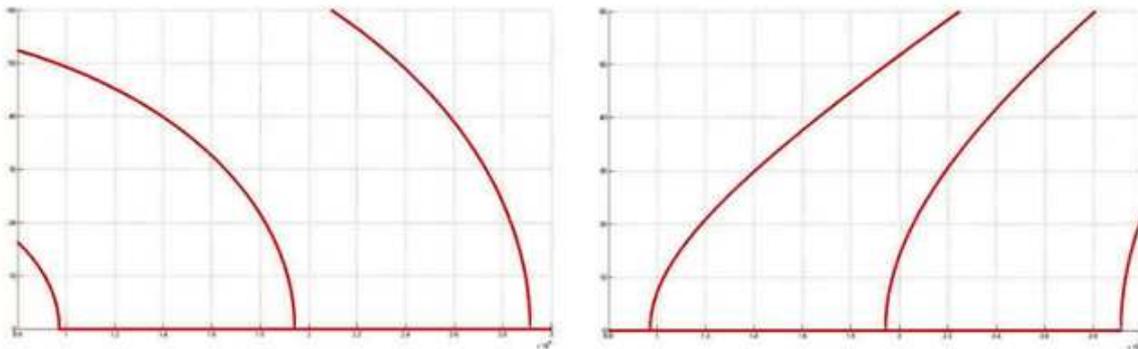


Figura 3-10 Costante di propagazione guida WR430 riempita di materiale dielettrico con permittività elettrica relativa $\epsilon_r = 2$: (a) parte reale, (b) parte immaginaria;

Si osserva che nel caso di guida d'onda riempita di materiale dielettrico la frequenza di taglio dei modi diminuisce di un fattore inverso alla radice del valore della costante dielettrica ϵ_r .

Nella figura successiva viene mostrata la configurazione del modo dominante TE_{10}

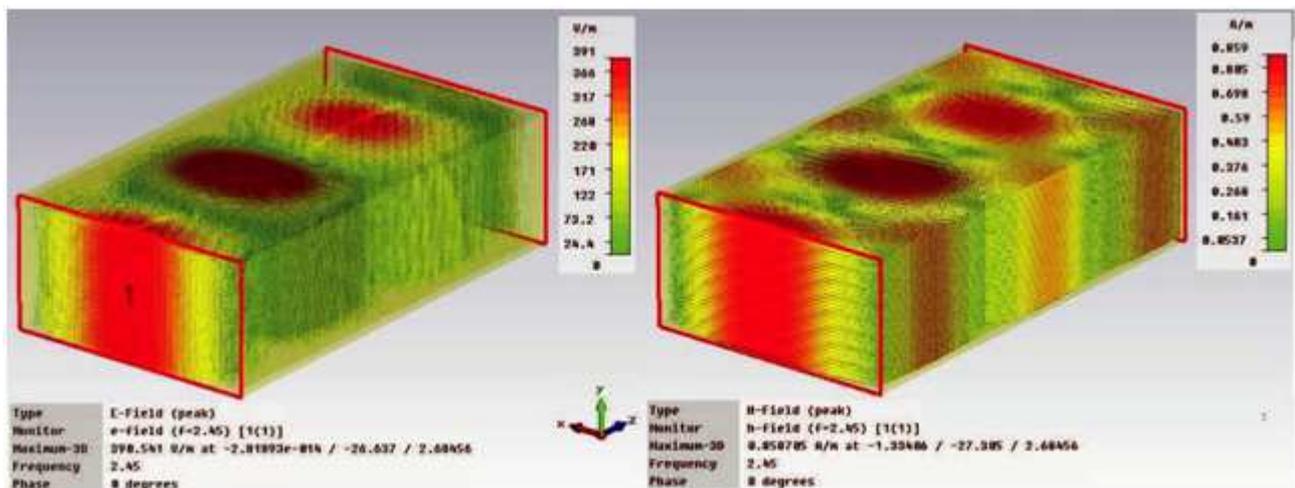


Figura 3-11 Propagazione del modo TE_{10} in guida WR430 vuota alla frequenza $f = 2,45\text{GHz}$

3.5.1 Propagazione modi superiori

La tecnica di misura dei parametri di scattering e l'algoritmo di calcolo della permittività elettrica si riferiscono alla condizione di propagazione unimodale lungo la linea di trasmissione. Esaminiamo il caso di propagazione in guida rettangolare con l'ipotesi di assenza di perdite: pareti

perfettamente metalliche con conducibilità infinita. La guida rettangolare viene alimentata tramite una transizione “cavo coassiale/guida rettangolare”. In prossimità della sonda della transizione sono presenti tutti i modi trasferiti dal cavo coassiale: un campo generico che si può esprimere con uno sviluppo in serie dell’insieme completo dei modi. Tra questi modi quelli con frequenza inferiore alla relativa frequenza di cut off vengono “soppressi”, ovvero si attenuano lungo la direzione di propagazione. In generale la propagazione in guida d’onda può essere descritta associando ad ogni modo un’opportuna linea di trasmissione equivalente, in cui la costante di propagazione è pari a $k_z[m, n]$

$$(3.14) \quad k_z[m, n] = \sqrt{\omega^2 \mu \epsilon - \left[\left(\frac{m\pi}{a} \right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b} \right)^2 \right]}$$

mentre l’impedenza equivalente Z dipende dal tipo di modo

$$(3.15) \quad Z = \frac{\omega \mu}{k_z} \quad \text{modi } TE$$

$$(3.16) \quad Z = \frac{k_z}{\omega \mu} \quad \text{modi } TM$$

Prendiamo in esame la propagazione del modo TE₂₀ in guida rettangolare WR430.

Abbiamo visto che in caso di guida vuota, per frequenze inferiori al valore della frequenza di cutoff $f_c[2,0] = 2,75GHz$, il coefficiente di propagazione k_z assume valori reali ed il modo risulta attenuato lungo la direzione di propagazione.

In caso di guida riempita di materiale dielettrico con costante dielettrica $\epsilon_r = 2$, la frequenza di cut off del modo TE₂₀ ha un valore inferiore $f_c[2,0] = 1,95GHz$.

In Figura 3-12 è riportato l’andamento della costante di propagazione del modo TE₂₀ nel caso di guida vuota (linea blu : attenuazione sotto cutoff) e nel caso di guida con materiale dielettrico $\epsilon_r = 2$ (linea rossa : propagazione sopra cut-off).

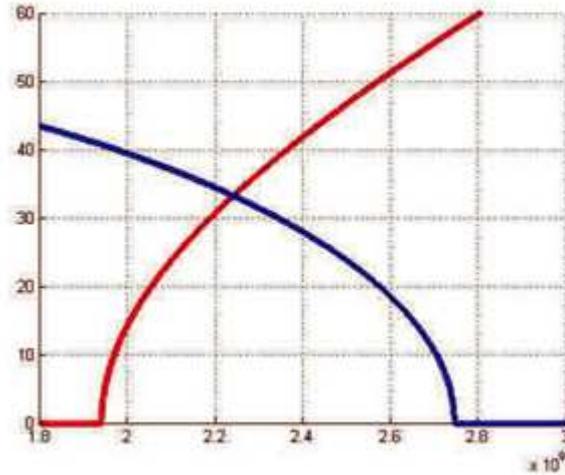


Figura 3-12 Costante di propagazione del modo TE₂₀ in guida WR430 : linea rossa guida con dielettrico ($\epsilon_r = 2$) ; linea blu guida vuota.

Osserviamo che per nell'intervallo di frequenza 1,95 ÷ 2,70 GHz il modo TE₂₀ risulta attenuato in guida vuota mentre si può propagare in guida con materiale dielettrico con costante dielettrica $\epsilon_r = 2$. Nello studio della struttura di misura è stato affrontato il problema della propagazione del modo TE₂₀ sotto cutoff nei tratti di guida vuota usati come raccordi tra le transizioni ed il sample holder. Il modo TE₂₀ nelle condizioni di sotto cutoff si attenua lungo il tratto di guida vuota secondo un fattore esponenziale, come indicato nelle espressioni (3.11) e (3.12). Partendo dalla espressione (3.10) della costante di propagazione nel caso di sotto cutoff il parametro k_t del modo TE₂₀ vale $k_z[2,0] = \frac{2\pi}{a}$, si ottiene l'espressione in funzione della frequenza f :

$$(3.17) \quad \alpha[2,0] = -j2\pi \sqrt{\left(\frac{f}{c_0}\right)^2 - \left(\frac{1}{a}\right)^2}$$

In cui $c_0 = 3 \times 10^8$ m/s indica la velocità della luce nel vuoto ed $a = 109,22$ mm la dimensione trasversale lungo l'asse x della guida rettangolare. Alla frequenza $f = 2,45$ GHz il coefficiente di attenuazione, espresso nella (3.17) assume il valore $\alpha = 26,00$ m⁻¹.

In Figura 3-13 è riportato l'andamento del fattore di attenuazione $e^{-\alpha z}$ per i seguenti valori di frequenza:

$f = 1,95\text{GHz}$, $\alpha = 40,52 \text{ m}^{-1}$ linea colore verde

$f = 2,45\text{GHz}$, $\alpha = 26,00 \text{ m}^{-1}$ linea colore nero

$f = 2,70\text{GHz}$, $\alpha = 10,57 \text{ m}^{-1}$ linea colore rossa

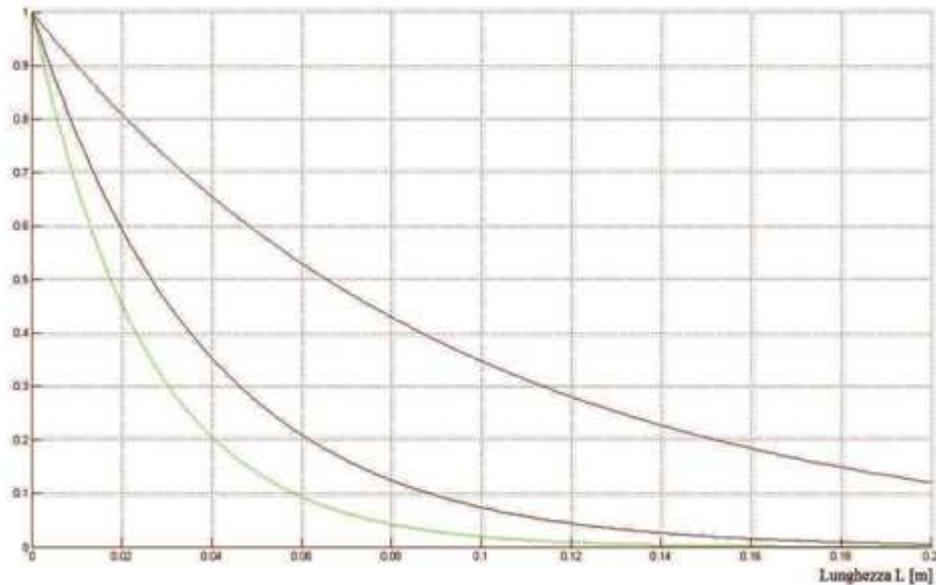


Figura 3-13 Attenuazione del modo TE₂₀ in guida WR430 vuota

Dal grafico si osserva che l'ampiezza del campo EM del modo TE₂₀ alla frequenza $f = 2.45\text{GHz}$ è diminuisce di oltre il 90% dopo aver percorso in guida una lunghezza $L = 100 \text{ mm}$. Inoltre all'aumentare della frequenza diminuisce il fattore di attenuazione in quanto il modo si avvicina alla frequenza di cut-off oltre il quale si propaga senza attenuazione (salvo le perdite in guida).

In Figura 3-14 viene mostrata la configurazione del modo TE₂₀ alla frequenza di lavoro $f = 2.45$ GHz in guida rettangolare WR430 di lunghezza 200 mm.

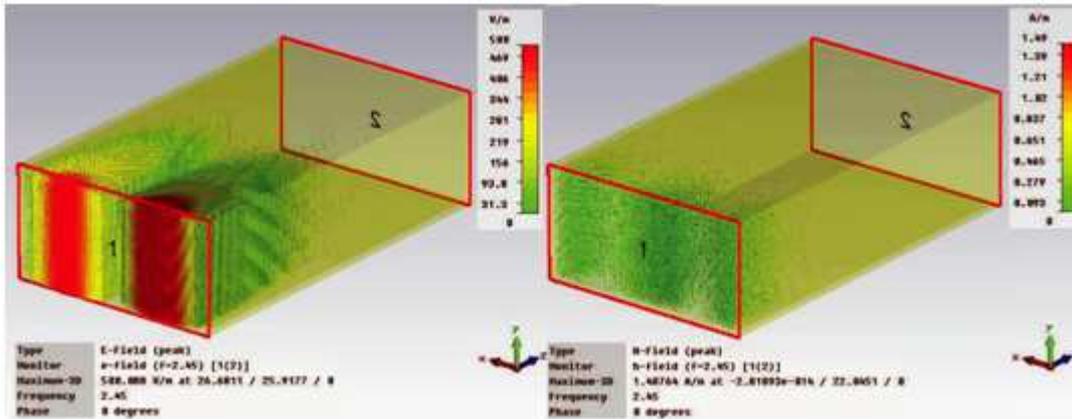


Figura 3-14 Propagazione del modo TE₂₀ in guida WR430 vuota di lunghezza $L = 200$ mm alla frequenza $f = 2,45$ GHz

3.5.2 Attenuazione dovuta alla conducibilità del metallo

In caso di guida d'onda con pareti non perfettamente conduttrici, tutti i modi in propagazione vengono attenuati: la conducibilità σ finita delle pareti della guida d'onda produce una perdita in potenza. Il flusso di potenza all'interno della guida è definito dalla seguente espressione:

$$(3.18) \quad P = \frac{1}{2} \int_S \operatorname{Re}[\vec{E} \times \vec{H}^*] d\vec{S} = \frac{1}{2} Z \int_S |\vec{E}|^2 d\vec{S}$$

Dove Z indica l'impedenza d'onda nel caso di modi TE (3.14) e modi TM (3.15). La perdita di potenza in guida viene così espressa:

$$(3.19) \quad P_L = \int_C \frac{R_S}{2} |\vec{J}_Z|^2 d\vec{S} = \frac{R_S}{2} \int_C |\vec{H}_t|^2 d\vec{S}$$

R_S indica l'effettiva resistenza di superficie, dipende dalla conducibilità e frequenza

$$(3.20) \quad R_S = \sqrt{\frac{\pi f \mu}{\sigma}}$$

La costante di attenuazione di potenza può essere definita dal seguente rapporto

$$(3.21) \quad \alpha = \frac{P_L}{2P}$$

Per una guida d'onda rettangolare, svolgendo gli integrali (3.18) e (3.19) la costante di attenuazione per il generico modo $TE_{m,n}$ assume la seguente espressione

$$(3.22) \quad \alpha(TE_{m,n}) = \frac{2R_S}{bZ_0 \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \left[\left(1 + \frac{b}{a}\right) \left(\frac{f_c}{f}\right)^2 + \left(1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2 \frac{\frac{b}{a}(m^2(\frac{b}{a}) + n^2)}{m^2(\frac{b}{a}) + n^2}\right) \right]$$

dove a, b indicano le dimensioni trasversali della guida, f_c la frequenza di cutoff del modo definito dai parametri m, n e Z_0 l'impedenza d'onda in spazio libero. Per il modo fondamentale $TE_{1,0}$ si ha la seguente espressione

$$(3.23) \quad \alpha(TE_{1,0}) = \frac{2R_S}{bZ_0 \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \left[1 + \frac{b}{a} \left(\frac{f_c}{f}\right)^2 \right]$$

Di seguito viene indicato il valore della conducibilità elettrica σ [S/m] dei principali metalli utilizzati nella produzione di guide d'onda rettangolare

<i>Metallo</i>	σ [S/m]
Alluminio	$3,56 \times 10^7$
Ottone (65%)	$1,59 \times 10^7$
Ottone (91%)	$2,74 \times 10^7$
Rame	$5,96 \times 10^7$

Il coefficiente di attenuazione in caso di perdite dipende dalla conducibilità elettrica del metallo e dalla frequenza di lavoro.

4 APPLICAZIONE ALGORITMO NICOLSON ROSS WEIR

Le operazioni per la determinazione della permeabilità μ_r^* e della permittività ϵ_r^* , secondo le indicazioni dei paragrafi precedenti, sono indicate nello schema a blocchi:

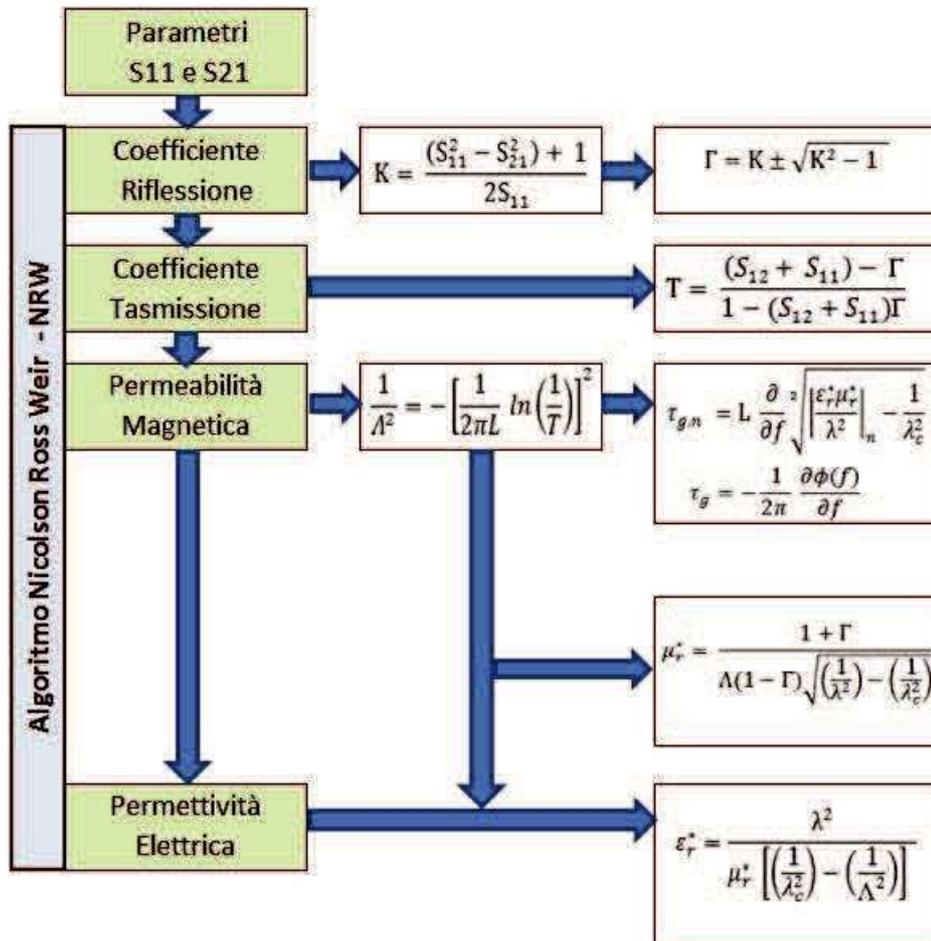


Figura 4-1 Schema per il calcolo della permittività tramite algoritmo NRW

Dalla conoscenza dei parametri di scattering S, relativi al tratto di guida contenente il campione in esame, l'algoritmo NRW consente la determinazione della permittività complessa e della permeabilità complessa.

4.1 Codice MATLAB

Il listato completo è riportato in appendice, mentre di seguito vengono spiegati i passaggi principali che implementano l'algoritmo NRW secondo lo schema del paragrafo precedente mostrato in Figura 4-1. I risultati delle misure vengono forniti in files formato testo: due colonne in cui ogni riga contiene il valore di frequenza e il relativo valore del parametro rilevato (modulo o fase). Nella prima parte del listato vengono letti i valori del modulo e della fase dei parametri di scattering S_{11} e S_{21} , con i relativi valori della frequenza di misura. Successivamente vengono dichiarate le variabili per la determinazioni della costanti primarie e secondarie della linea di trasmissione: per i tratti di guida rettangolare vuota e per il tratto riempito con il materiale dielettrico in esame. Per ogni frequenza di lavoro, all'interno del blocco istruzioni del ciclo *for* principale, che scansiona i valori della frequenza dell'intervallo di lavoro, vengono eseguite le seguenti operazioni:

lettura dei parametri S_{11} e S_{21}

calcolo coefficiente di riflessione Γ

calcolo coefficiente di trasmissione T

determinazione del parametro n della fase del coefficiente di trasmissione T

calcolo della permittività complessa ϵ_r^*

In Figura 4-2 viene mostrato lo schema a blocchi con il ciclo *for* principale che scansiona le frequenze ed il ciclo *for* annidato in cui viene determinato il valore del parametro n.

```

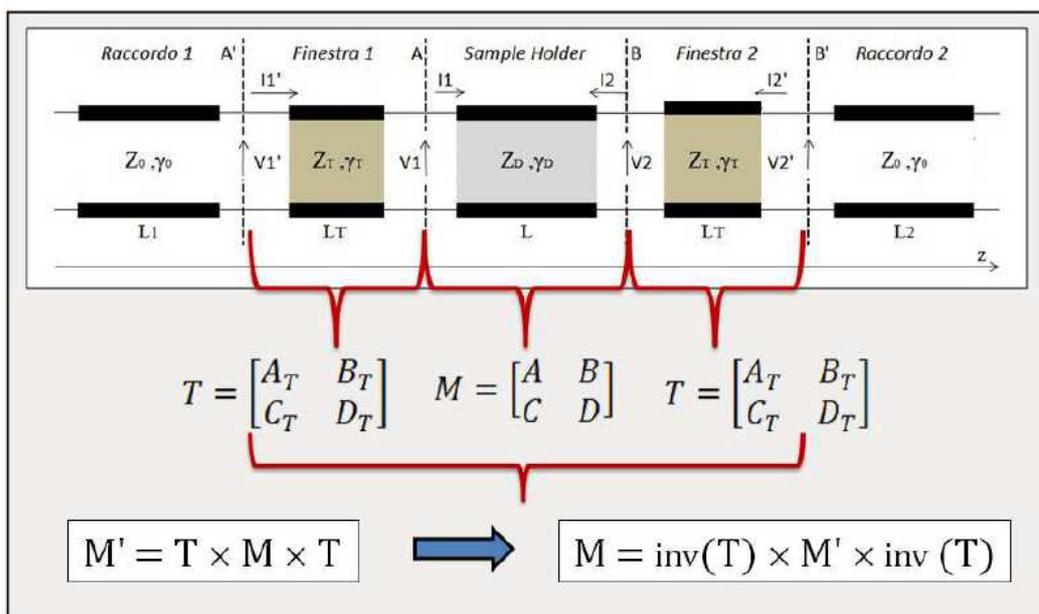
for FREQ = Fmin:Fstep:Fmax
  S11, S21
  RIFLRP
  RIFLRM
  for n=nvero:STEP
    TRASMR
  end
  EPSRICAL
  SIGRICAL
end

```

Figura 4-2 Ciclo *for* listato MATLAB

4.2 Struttura codice MATLAB

Il codice elaborato esegue il calcolo della permittività e conducibilità elettrica tramite l'algoritmo di Nicolson Weir Ross (NWR). Prima vengono estratti i parametri S_{11} e S_{21} relativi al tratto di guida "sample holder", tramite le matrici di trasferimento ABCD dei tratti in guida che compongono il sistema di misura secondo lo schema in figura:



Dalla matrice M vengono poi calcolati i parametri di scattering S_{11} e S_{21}

$$M = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \quad \rightarrow \quad \begin{aligned} S_{11} &= \frac{A + \frac{B}{Z_0} - C \cdot Z_0 - D}{A + \frac{B}{Z_0} + C \cdot Z_0 - D} \\ S_{21} &= \frac{2}{A + \frac{B}{Z_0} + C \cdot Z_0 - D} \end{aligned}$$

I parametri così determinati vengono poi elaborati per il calcolo della permittività e la conducibilità elettrica.

4.3 Simulazione analitica

I parametri di scattering, oltre al caso sperimentale di misura in laboratorio, possono essere determinati in via analitica o numerica, come descritto nei paragrafi successivi. Per lo studio dell'algoritmo NRW e successiva applicazione in fase sperimentale è stata eseguita una simulazione divisa in due fasi. La simulazione analitica ha avuto lo scopo di validare l'implementazione dell'algoritmo NRW implementato tramite MATLAB. Sono stati assegnati i valori di riferimento della permittività relativa ϵ'_r e della conducibilità elettrica σ . Successivamente sono stati calcolati i coefficienti di trasmissione T (2.8) e riflessione Γ (2.9) utili alla determinazione dei parametri di scattering S_{11} e S_{21} secondo le espressioni (2.4) e (2.6), nel caso $R_1 = R_2 = 1$. Per la simulazione analitica eseguita è stato scelto un materiale campione di lunghezza $L = 100$ mm, con permittività relativa $\epsilon'_r = 2.0$, permeabilità $\mu_r^* = 1$ e conducibilità elettrica $\sigma = 0.001$ S/m.

In Figura 4-3 vengono riportati i valori del modulo e della fase dei parametri di scattering S_{11} e S_{21} ottenuti dalla simulazione analitica di misura con modello base:

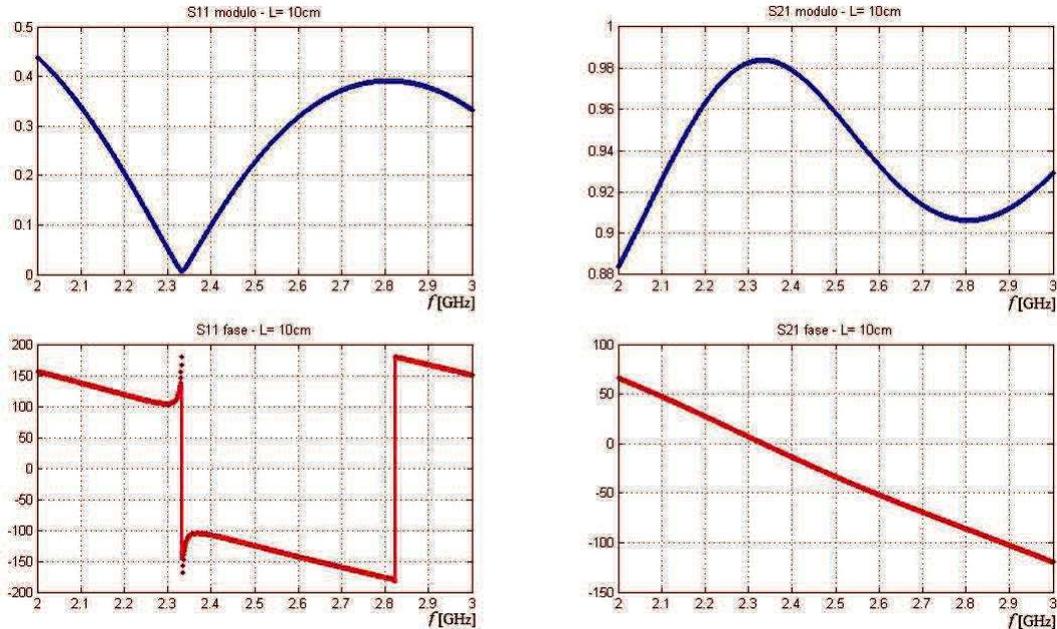


Figura 4-3 Parametri di scattering S_{11} e S_{21} ottenuti da simulazione analitica

I parametri di scattering ottenuti sono stati elaborati per determinare la permittività elettrica complessa. Il risultato mostrato in Figura 4-4 ha confermato la validità del codice MATLAB, implementazione dell'algoritmo NRW.

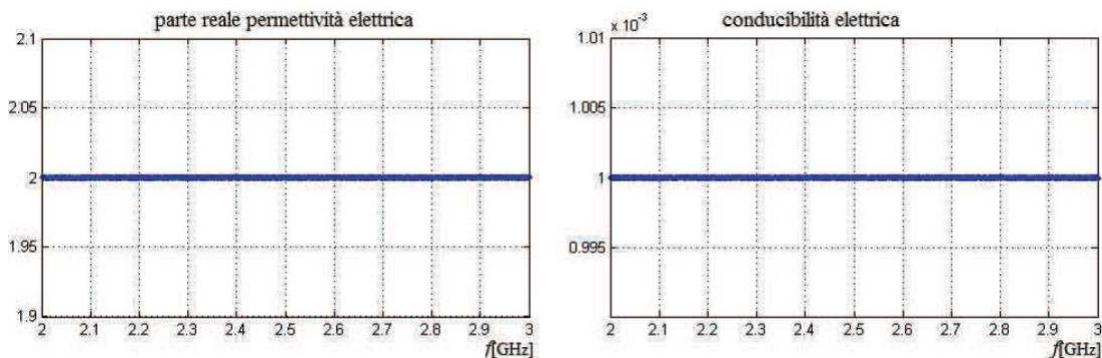


Figura 4-4 Parte reale permittività elettrica e conducibilità ottenuti da valori S analitici

4.4 Simulazione numerica

Nella seconda fase, denominata simulazione numerica, è stato realizzato un modello del sistema di misura tramite il software CST Studio Microwave, con il quale sono stati calcolati i parametri S applicando la tecnica di calcolo numerico FIT. La possibilità di prevedere i risultati sperimentali tramite un simulatore software permette di analizzare e ottimizzare il modello in fase di progettazione. Come principio sono stati presi in considerazione i risultati ottenuti dalla simulazione analitica. Dal confronto dei valori di S della simulazione analitica è stato possibile determinare il migliore valore dei parametri di “mesh” ed “accuracy”. Nel capitolo successivo viene descritta un’analisi del sistema tramite le simulazioni numeriche effettuate.

5 ANALISI SISTEMA

In questo capitolo viene descritta l'analisi dei risultati ottenuti dalle simulazioni di misura realizzate con il software CST Studio Microwave.

Con riferimento alla struttura descritta nel capitolo 3 vengono riportati i principali parametri usati nelle simulazioni:

- guida rettangolare WR430 materiale rame
- materiale campione con valori $\epsilon_r = 2$ e $\sigma = 0.001$
- lunghezza campione $L = 100$ mm
- lunghezza raccordi in guida vuota $L = 100$ mm
- spessore finestre di pressurizzazione $L_t = 1.6$ mm
- materiale dielettrico finestre di pressurizzazione DiClad 880 ($\epsilon_r = 2,2$)

Le simulazioni di misura dei parametri di scattering sono state effettuate in un intervallo di frequenza da 2.0 a 3.0 GHz.

Sono stati studiati i due casi:

- 1) modello base
- 2) modello completo

Il modello base è il modello di linea di trasmissione descritto nella tecnica di misura "Trasmissione /Riflessione". Questo è il modello di riferimento per la determinazione dei parametri di scattering utili al calcolo della permittività elettrica.

Il modello completo è il modello proposto nel capitolo 3: in questo caso i parametri di scattering rilevati differiscono dal modello base a causa della presenza delle due finestre di pressurizzazione ai lati del sample holder.

Nella seconda parte del capitolo viene descritta la procedura utilizzata per eliminare l'effetto della presenza delle due finestre ed estrarre i valori dei parametri di scattering riconducibili al caso del modello base.

5.1 Rappresentazione linea di trasmissione – modello base

Il metodo di misura “Riflessione/Trasmissione “ si basa su un sistema rappresentato in Figura 5-1, definito “modello base”. Il materiale in esame è inserito in un tratto di guida d'onda denominato sample holder. I raccordi in guida vuota vengono usati per collegare il sample holder all'analizzatore di rete e garantire la propagazione unimodale nella struttura.

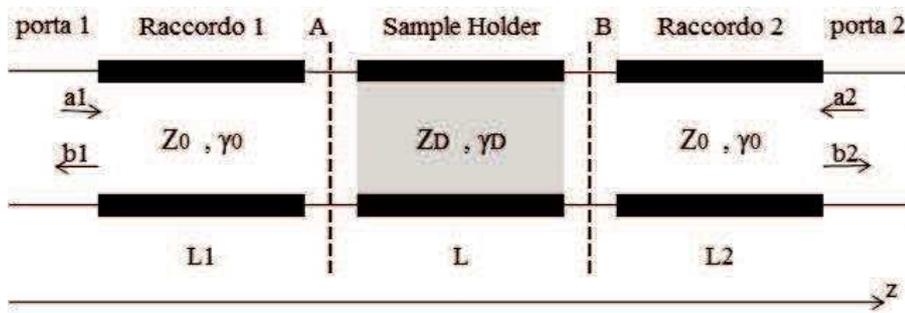


Figura 5-1 Rappresentazione linea di trasmissione sistema “modello base”

La relazione tra le onde incidenti (a_1, a_2) e le onde riflesse (b_1, b_2) , alle porte 1 e 2 della linea di trasmissione, è descritta dalla matrice di scattering:

$$(5.1) \quad \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad [b] = [S] \cdot [a]$$

La matrice $[S]$ è relativa ai piani di riferimento A e B, in corrispondenza del tratto di guida sample holder. I parametri di scattering S_{11} e S_{21} , definiti nella espressione (5.1), sono i parametri utilizzati per determinare la permittività e permeabilità tramite l'algoritmo NRW. Definiamo in questo caso con il termine “effettivi” i parametri di scattering, relativi alla struttura di riferimento del metodo di misura “Trasmissione/Riflessione“.

5.2 Rappresentazione linea di trasmissione – modello completo

Il modello completo viene derivato dal modello base nel quale vengono inserite due finestre di pressurizzazione ai lati del sample holder per contenere il materiale campione in esame. La presenza delle due finestre di pressurizzazione modifica la configurazione di base del sistema di misura. In Figura 5-2 viene riportata la rappresentazione della linea di trasmissione corrispondente al sistema completo.

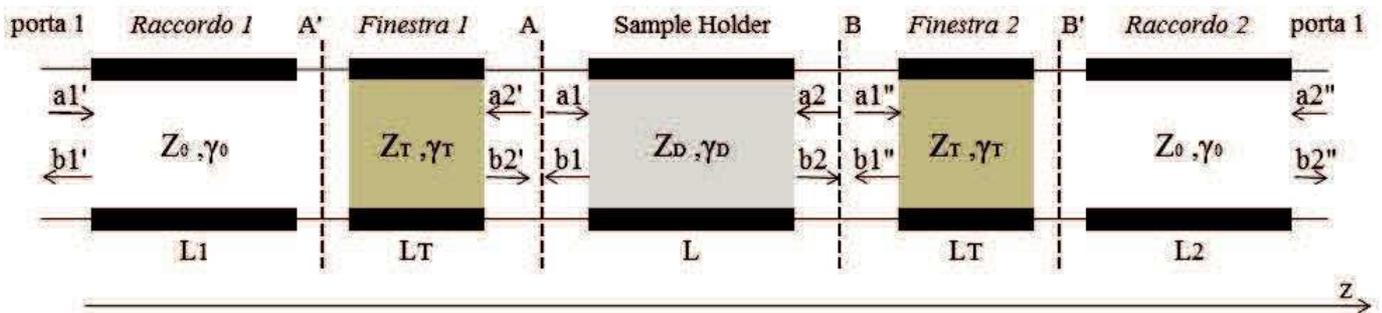


Figura 5-2 Rappresentazione linea di trasmissione sistema “modello completo”

La relazione tra le onde incidenti (a_1', a_2'') e le onde riflesse (b_1', b_2'') , alle due porte della linea di trasmissione, secondo la notazione in Figura 6-2, viene descritta dalla matrice di scattering:

$$(5.2) \quad \begin{bmatrix} b_1' \\ b_2'' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}^\wedge & S_{12}^\wedge \\ S_{21}^\wedge & S_{22}^\wedge \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1' \\ a_2'' \end{bmatrix}$$

In questo caso la matrice di scattering nella espressione (6.2) è diversa dalla matrice definita nel caso del modello base, espressione (6.1).

Elaborando i parametri di scattering S_{11}^\wedge e S_{21}^\wedge con l’algoritmo NRW si ottengono valori della permittività elettrica diversi dal caso del modello base. Nel modello completo dobbiamo tener conto della presenza delle due finestre di pressurizzazione.

In generale ogni tratto di linea, visto come una rete 2 porte, può essere definito dalla relativa matrice di scattering. Nella espressione (6.1) abbiamo visto la matrice S del sample holder.

Con riferimento alla linea di trasmissione in Figura 6-2, viene definita l'espressione della matrice di scattering per le due finestre di pressurizzazione:

$$(5.3) \quad \begin{bmatrix} b'_1 \\ b'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S'_{11} & S'_{12} \\ S'_{21} & S'_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a'_1 \\ a'_2 \end{bmatrix} \quad [b'] = [S'] \cdot [a']$$

La matrice $[S']$ è relativa ai piani di riferimento A', A

$$(5.4) \quad \begin{bmatrix} b''_1 \\ b''_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S''_{11} & S''_{12} \\ S''_{21} & S''_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a''_1 \\ a''_2 \end{bmatrix} \quad [b''] = [S''] \cdot [a'']$$

La matrice $[S'']$ è relativa ai piani di riferimento B, B'

Supponiamo le caratteristiche delle due finestre di pressurizzazioni uguali, di conseguenza le due matrici di scattering nelle espressioni (6.3) e (6.4) risultano identiche $[S'] = [S'']$.

5.3 Modello CST – modello base

Il modello base descritto è stato realizzato con il software CST. In Figura 5-3 viene mostrata la sezione longitudinale del modello

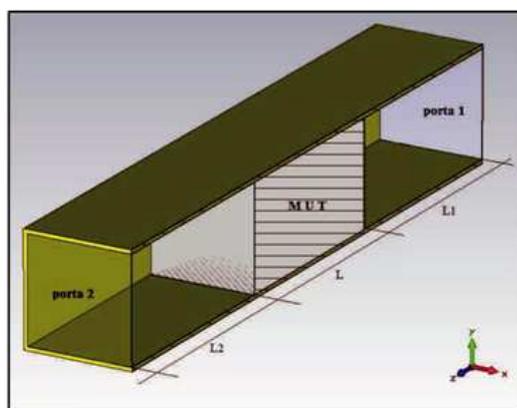


Figura 5-3 Modello CST per simulazione misure caso modello base

Si ottengono i parametri S con i piani di riferimento traslati ai margini del materiale campione.

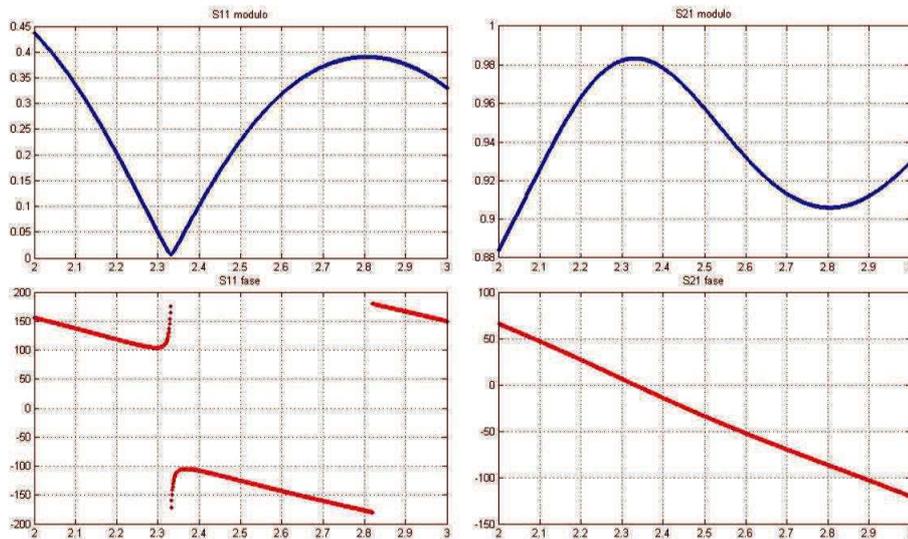


Figura 5-4 Parametri S_{11} e S_{21} caso Modello Base

I dati vengono poi elaborati dal codice MATLAB per la determinazione della permittività elettrica. In questo caso viene utilizzato il codice relativo al modello base. Si ottiene il seguente risultato in Figura 5-5

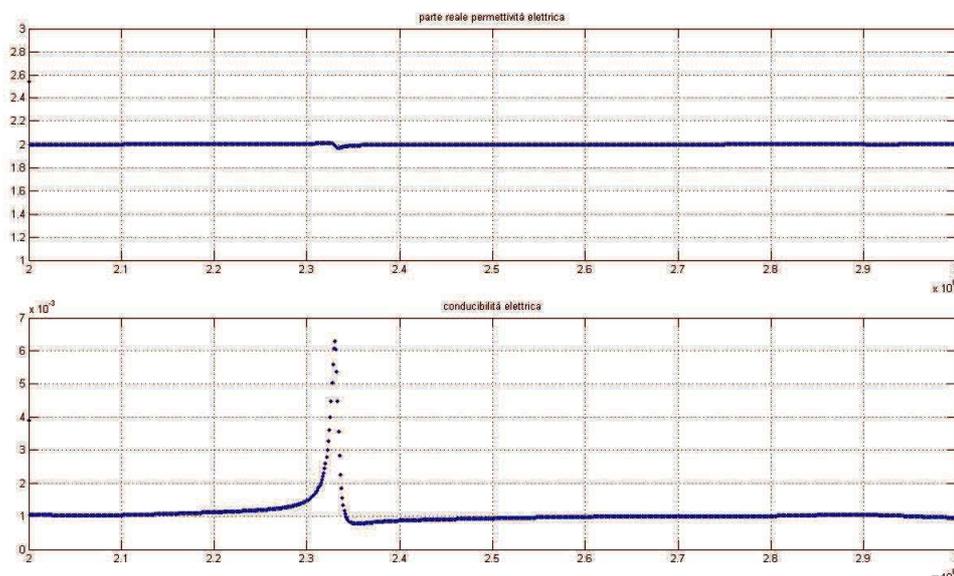


Figura 5-5 Permittività elettrica relativa caso Modello Base

Si osserva il picco nell'intorno della frequenza $f = 2.33$ GHz corrispondente al valore minimo del parametro di scattering S11.

5.4 Modello CST – modello completo

Nella seguente simulazione viene valutato l'effetto della presenza delle finestre di pressurizzazione poste ai lati del materiale campione. In Figura 5-6 viene rappresentata la sezione longitudinale del sistema completo

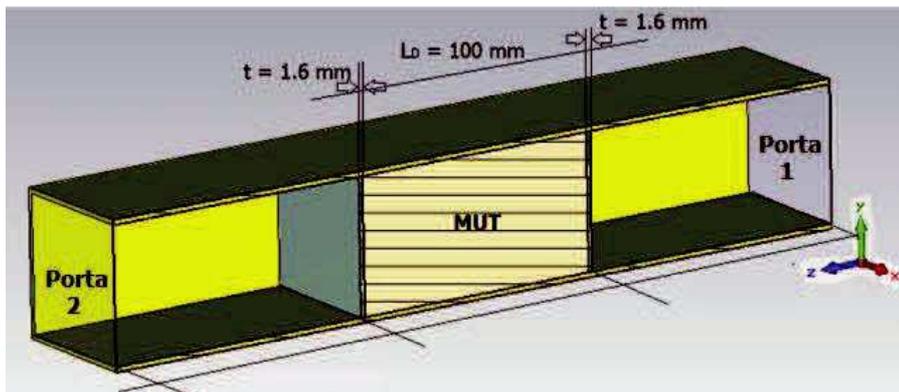


Figura 5-6 Modello CST per simulazione misure caso modello completo

Con riferimento al modello completo descritto in Figura 6-2, i piani di riferimento delle due porte sono traslati fino il lato esterno delle due finestre, indicate con i piani A' e B'. Si ottengono i seguenti risultati dei parametri S_{11} e S_{21} in Figura 5-7.

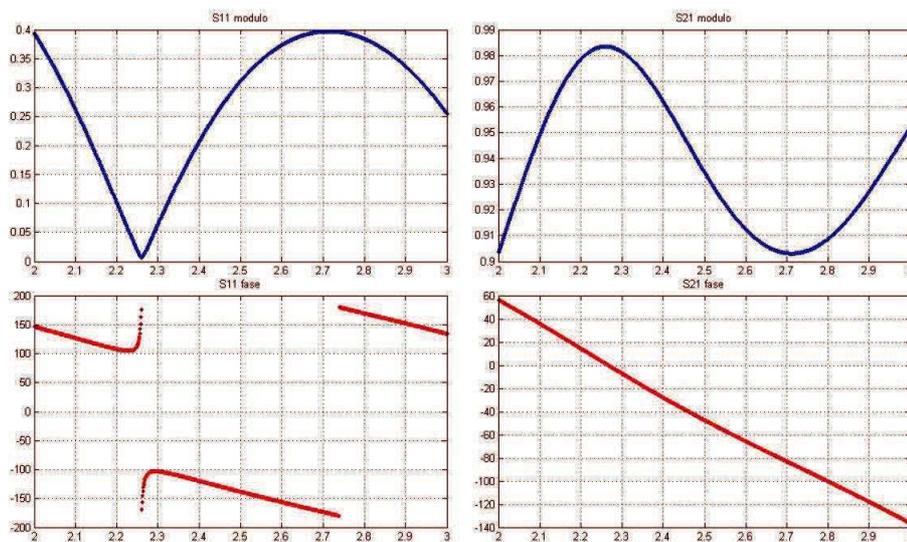


Figura 5-7 Parametri S_{11} e S_{21} Modello di misura con finestre

In questo caso si osserva una traslazione in frequenza dei valori di modulo e fase dei parametri S. L'utilizzo dei parametri di scattering ottenuti in questo caso, per il calcolo della permittività elettrica produce risultati diversi dal caso del modello base. In Figura 6-8 sono riportati i risultati della permittività della conducibilità calcolati con lo stesso procedimento utilizzato nel caso del modello base. Il valore di permittività in questo caso risulta diverso dal valore atteso calcolato nel caso del modello base

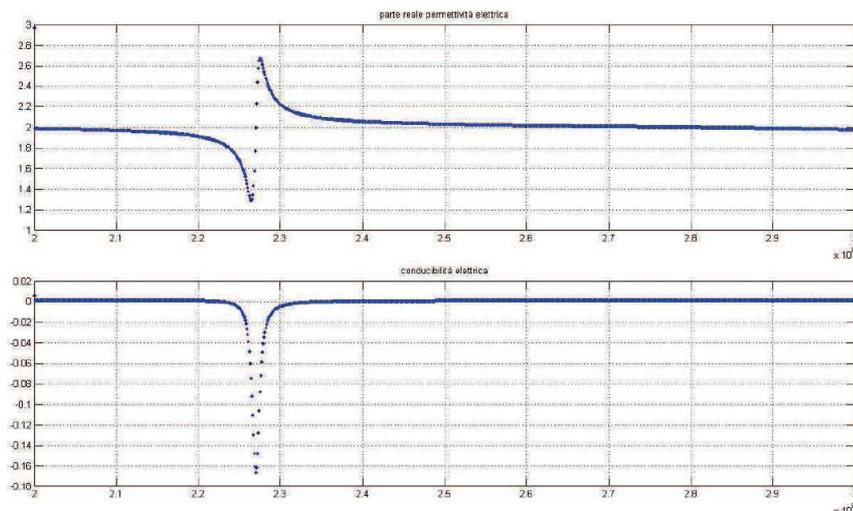


Figura 5-8 Parte reale permittività e conducibilità elettrica dedotti dai parametri di scattering misurati con il modello completo

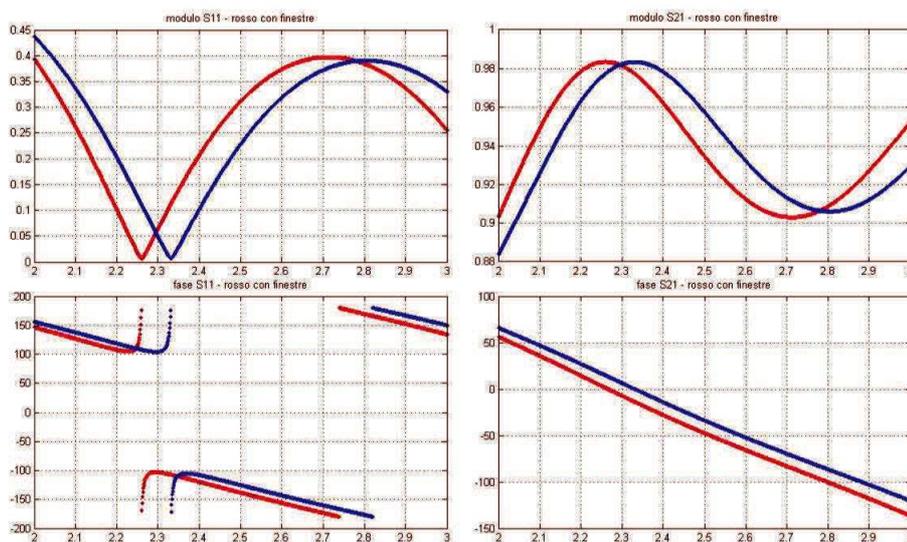


Figura 5-9 Confronto parametri S; curva colore blu: modello base; curva colore rosso: modello completo con finestre di pressurizzazione

5.5 Correzione dati

La matrice di scattering nel caso del modello completo, indicata nella espressione (6.2) , risulta diversa rispetto al caso del modello base indicato nella realzione (6.1). In questo caso è necessario effettuare delle opportune operazioni per estrarre dalla matrice relativa al modello completo i parametri di scattering “effettivi” relativi al modello base, utili alla determinazione della permittività elettrica. Si tratta cioè di escludere l’effetto dovuto della presenza delle due finestre e ricondurre i risultati dei parametri di scattering alla condizione del modello di base Di seguito viene descritto il metodo utilizzato per estrarre i parametri effettivi dalla matrice di scattering ottenuta dalle simulazioni delle misure del modello completo. Viene utilizzata la rappresentazione dei sistemi di rete 2 porte, tramite la matrice di trasmissione ABCD. Ogni componente del modello completo viene visto come una rete 2 porte descritto dalla relativa matrice di trasmissione ABCD. Il modello completo viene così rappresentato come una connessione in cascata dei singoli componenti. Dalla espressione della matrice di trasmissione completa viene estratta l’espressione della matrice di trasmissione relativa al componente “sample holder”, riconducibile al caso del modello base.

5.5.1 Matrice di trasmissione ABCD

La matrice di trasmissione ABCD di una rete 2 porte definisce la relazione tra la tensione e corrente in ingresso (V_1, I_1) e la tensione e corrente in uscita (V_2, I_2). In Figura 5-10 viene rappresentata una linea di trasmissione, rete 2 porte, di lunghezza L , con impedenza Z_0 e costante di propagazione γ_0 .

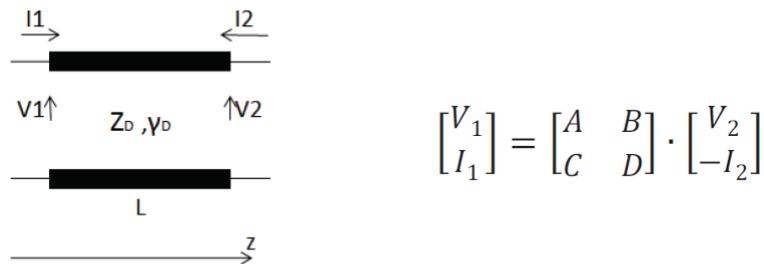


Figura 5-10 Rete 2 porte – linea di trasmissione – matrice di trasmissione ABCD

La corrente I_2 compare con il segno negativo in quanto corrisponde alla corrente *uscente* dalla seconda porta. La rappresentazione di una rete 2 porte tramite la matrice di trasmissione è utile nel caso di più reti 2 porte collegate in cascata. Nel nostro caso possiamo rappresentare ogni tratto della guida d'onda come una linea di trasmissione.

Nei prossimi paragrafi viene descritta la definizione della matrice di trasmissione del sistema nel caso base (senza finestre) e caso completo (con finestre). Nel secondo caso viene estratta la matrice di trasmissione del tratto di linea relativa al caso base dalla quale vengono determinati i parametri di scattering “effettivi” S_{11} e S_{21} , utili al calcolo della permittività elettrica tramite l’algoritmo NRW.

5.5.2 Matrice di trasmissione sistema base

Il sistema base è costituito dal tratto di guida sample holder e i due tratti di guida vuota (raccordi).

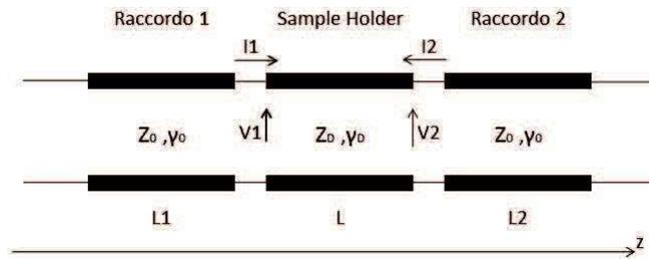


Figura 5-11 Linea Trasmissione Modello Base – Rappresentazione Matrice di Trasmissione

Il tratto di linea relativo al “sample holder” può essere descritto dalla matrice di trasmissione

$$(5.5) \quad \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix}$$

I parametri $ABCD$ della matrice di trasmissione vengono determinati dalle caratteristiche del tratto di linea di lunghezza L corrispondente al sample holder

$$(5.6) \quad A = \cosh(\gamma_D L)$$

$$(5.7) \quad B = Z_D \cdot \sinh(\gamma_D L)$$

$$(5.8) \quad C = \frac{1}{Z_D} \cdot \sinh(\gamma_D L)$$

$$(5.9) \quad D = \cosh(\gamma_D L)$$

in cui l'impedenza Z_D e la costante di propagazione γ_D hanno le seguenti espressioni

$$(5.10) \quad Z_D = j \frac{\omega \mu}{\gamma_D}$$

$$(5.11) \quad \gamma_D = j \sqrt{\frac{\omega^2 \mu_d^* \epsilon_d^*}{c^2} - \left(\frac{2\pi}{\lambda_c}\right)^2}$$

μ_d^* e ε_d^* indicano la permeabilità relativa e la permittività relativa del materiale in esame contenuto del sample holder.

Dai parametri ABDC della matrice di trasmissione M vengono poi definiti i parametri “effettivi” S_{11} e S_{21} , della matrice di scattering, definiti nel caso base nella espressione (6.1) del tratto di guida relativo al sample holder.

5.5.3 Matrice di trasmissione sistema completo

Il sistema completo proposto è composto da un tratto di guida d’onda contenente il campione in esame, denominato “sample holder”, due finestre di pressurizzazione utilizzate per contenere il materiale e due tratti di guida vuota usate come raccordi con le transizioni coax/guida per la connessione all’analizzatore di rete.

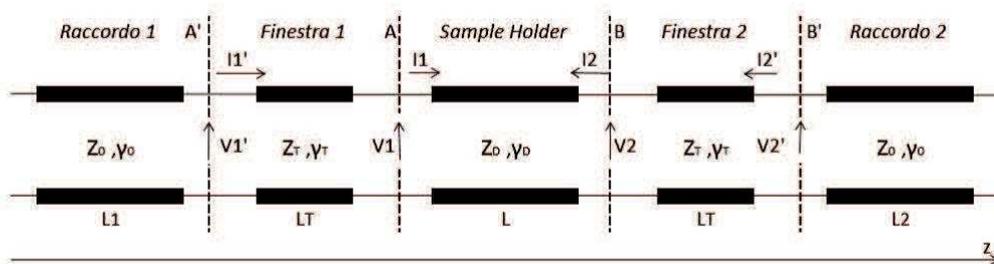


Figura 5-12 Linea Trasmissione Modello Completo– Rappresentazione Matrice di Trasmissione

Consideriamo i piani di riferimento in corrispondenza delle due finestre, lato esterno al sample holder, nei piani A’ e B’ indicati in Figura 6-12. In questo caso la relazione tra le grandezze di ingresso V_1', I_1' ed uscita V_2', I_2' relative ai piani A’ e B’, viene così definita:

$$(5.12) \quad \begin{bmatrix} V_1' \\ I_1' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2' \\ -I_2' \end{bmatrix}$$

$$(5.13) \quad M' = \begin{bmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{bmatrix}$$

M' rappresenta la matrice di trasmissione del modello completo delle due porte di accesso alla linea di trasmissione con i piani di riferimento traslati ai piani A' e B' . Definiamo la matrice di trasmissione della rete 2 porte relative alle finestre i pressurizzazione. In riferimento alla Figura 5-12, con l'ipotesi che le due finestre siano identiche, di lunghezza L_T e valori di permittività ϵ_T^* e permeabilità μ_T^* , viene definita la matrice di trasmissione T tra i piani A' , A e i piani B , B' con la seguente notazione:

$$(5.14) \quad T = \begin{bmatrix} A_T & B_T \\ C_T & D_T \end{bmatrix}$$

Gli elementi della matrice di trasmissione T vengono così determinati:

$$(5.15) \quad A_T = \cosh(\gamma_T L_T)$$

$$(5.16) \quad B_T = Z_T \cdot \sinh(\gamma_T L_T)$$

$$(5.17) \quad C_T = \frac{1}{Z_T} \cdot \sinh(\gamma_T L_T)$$

$$(5.18) \quad D_T = \cosh(\gamma_T L_T)$$

in cui l'impedenza Z_T e la costante di propagazione γ_T hanno le espressioni

$$(5.19) \quad Z_T = j \frac{\omega \mu}{\gamma_T}$$

$$(5.20) \quad \gamma_T = j \sqrt{\frac{\omega^2 \mu_T^* \epsilon_T^*}{c^2} - \left(\frac{2\pi}{\lambda_c}\right)^2}$$

La matrice di trasmissione M' tra i due piani A' e B' può essere espressa come il prodotto delle matrici di trasmissione delle tre reti 2 porte connesse in cascata:

$$(5.21) \quad M' = T \times M \times T$$

T rappresenta la matrice di trasmissione della finestra di pressurizzazione;

M rappresenta la matrice di trasmissione del tratto “sample holder”, tra i piani A e B, riconducibile al caso del modello base.

Le simulazioni delle misure del modello completo forniscono i parametri di scattering alle due porte del sistema con i piani di riferimento traslati ai piani A' e B'. Dalla misura dei parametri di scattering alle due porte della linea di trasmissione in Figura 6-12 con piani di riferimento traslati ai piani A' e B' si possono dedurre gli elementi della matrice di trasmissione M'.

La simulazione delle misure applicata al modello completo, con i piani di riferimento traslati ai piani A' e B', fornisce i valori della matrice di scattering $[S^{\wedge}]$ espressa nel paragrafo 6.2, nel quale viene descritto il modello completo.

$$(5.22) \quad [S^{\wedge}] = \begin{bmatrix} S_{11}^{\wedge} & S_{12}^{\wedge} \\ S_{21}^{\wedge} & S_{22}^{\wedge} \end{bmatrix}$$

Tenendo conto della simmetria del sistema $S_{11}^{\wedge} = S_{22}^{\wedge}$ ed $S_{12}^{\wedge} = S_{21}^{\wedge}$, possiamo dedurre i parametri della matrice di trasmissione completa M'

$$(5.23) \quad A' = \frac{(1-S_{11}^{\wedge})^2 + S_{21}^{\wedge 2}}{2S_{21}^{\wedge}}$$

$$(5.24) \quad B' = Z_0 \frac{(1+S_{11}^{\wedge})^2 - S_{21}^{\wedge 2}}{2S_{21}^{\wedge}}$$

$$(5.25) \quad C' = \frac{1}{Z_0} \frac{(1-S_{11}^{\wedge})^2 + S_{21}^{\wedge 2}}{2S_{21}^{\wedge}}$$

$$(5.26) \quad D' = \frac{(1-S_{11}^{\wedge})^2 + S_{21}^{\wedge 2}}{2S_{21}^{\wedge}}$$

Dove Z_0 indica l'impedenza dei tratti di guida vuota, denominati raccordo.

Successivamente dalla espressione (6.21) si ricava la matrice di trasmissione M relativa al solo tratto del sample holder

$$(5.27) \quad M = \text{inv}(T) \times M' \times \text{inv}(T)$$

Dalla matrice M dedotta è possibile ricavare i parametri S del tratto di guida del “sample holder”

$$(5.28) \quad S_{11} = \frac{A + \frac{B}{Z_0} - C \cdot Z_0 - D}{A + \frac{B}{Z_0} + C \cdot Z_0 - D}$$

$$(5.29) \quad S_{21} = \frac{2}{A + \frac{B}{Z_0} + C \cdot Z_0 - D}$$

Dove Z_0 indica l'impedenza dei tratti di guida esterna, denominati raccordo. I parametri di scattering ottenuti si riferiscono così alle proprietà di propagazione del tratto di guida rettangolare relativa al sample holder come nel caso del modello base.

5.6 Listato MATLAB

In questo caso il codice MATLAB descritto nel capitolo 4 viene completato con un modulo di istruzioni che esegue l'operazione preliminare di calcolo dei parametri di scattering S_{11} e S_{21} effettivi. I dati rilevati si riferiscono al caso del modello completo descritto nel paragrafo 5.2. Di seguito i passi eseguiti successivi alla dichiarazione delle variabili e lettura dei parametri di scattering misurati, ovvero forniti dal simulatore:

1. calcolo costante di propagazione e impedenza caratteristica dei diversi tratti in guida;
2. calcolo matrice di trasmissione M' sistema completo;
3. calcolo matrice di trasmissione T delle finestre di pressurizzazione;
4. calcolo matrice di trasmissione M relativa al sample holder;
5. calcolo parametri di scattering effettivi.

I parametri di scattering S_{11} e S_{21} ottenuti vengono elaborati con lo stesso algoritmo descritto nel capitolo 4. I dati forniti dal simulatore CST sono stati elaborati con il codice MATLAB (in appendice).

5.7 Risultati simulazioni CST modello completo.

In questo paragrafo vengono esposti i risultati del calcolo della permittività elettrica e permeabilità magnetica. Sono state eseguite simulazioni di misura dei parametri di scattering utilizzando il modello completo con i seguenti materiali campione disponibili nell'elenco dei materiali del simulatore software CST Studio Microwave:

- a) TEFLON (PTFE) $\epsilon_r = 2,1$
- b) TACONIC FR-30 $\epsilon_r = 3,0$
- c) ARLON AR 450 $\epsilon_r = 4,5$
- d) TACONIC FR-60 $\epsilon_r = 6,15$

Per una migliore valutazione del modello di calcolo proposto sono stati scelti materiali con valori diversi della permittività. Sono stati selezionati dall'elenco della libreria CST i materiali con caratteristiche comprensive di perdite.

Per ogni simulazione di misura vengono esposti i seguenti dati:

- Parametri di scattering S_{11} e S_{21} forniti simulatore riferiti al modello completo
- Parametri di scattering S_{11} e S_{21} calcolati riferiti al modello base
- Permittività relativa e conducibilità elettrica calcolate tramite algoritmo NRW

5.7.1 TEFLON (PTFE)

Parametri di scattering S_{11} e S_{21}

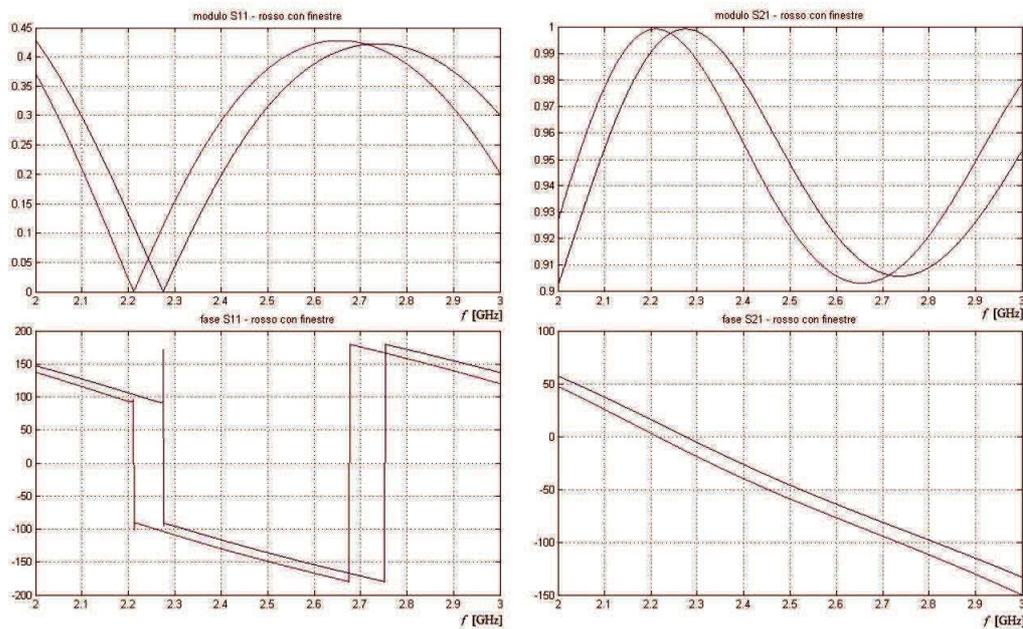


Figura 5-13 TEFLON. Parametri di scattering S_{11} e S_{21} . Linea Rossa valori relativi al modello completo. Linea blu valori relativi al modello base (sample holder)

Permittività relativa e conducibilità elettrica

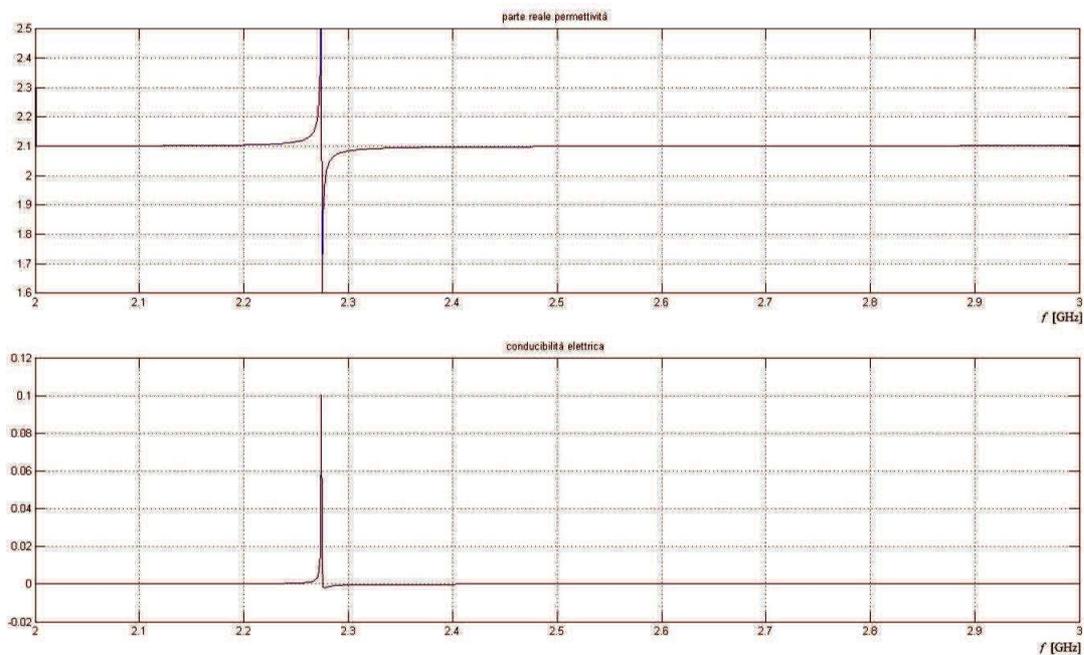


Figura 5-14 TEFLON. a) permittività relativa; b) conducibilità elettrica

5.7.2 TACONIC FR-30

Parametri di scattering S_{11} e S_{21}

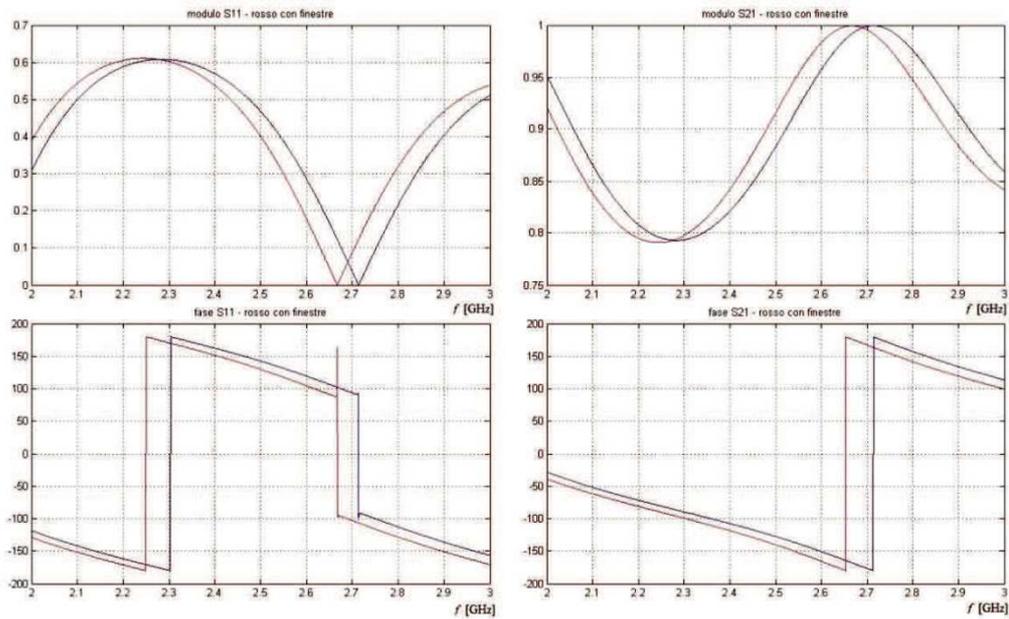


Figura 5-15 FR 30 Parametri Scattering S_{11} e S_{21} Linea Rossa valori relativi al modello completo. Linea blu valori relativi al modello base (sample holder)

Permittività relativa e conducibilità elettrica

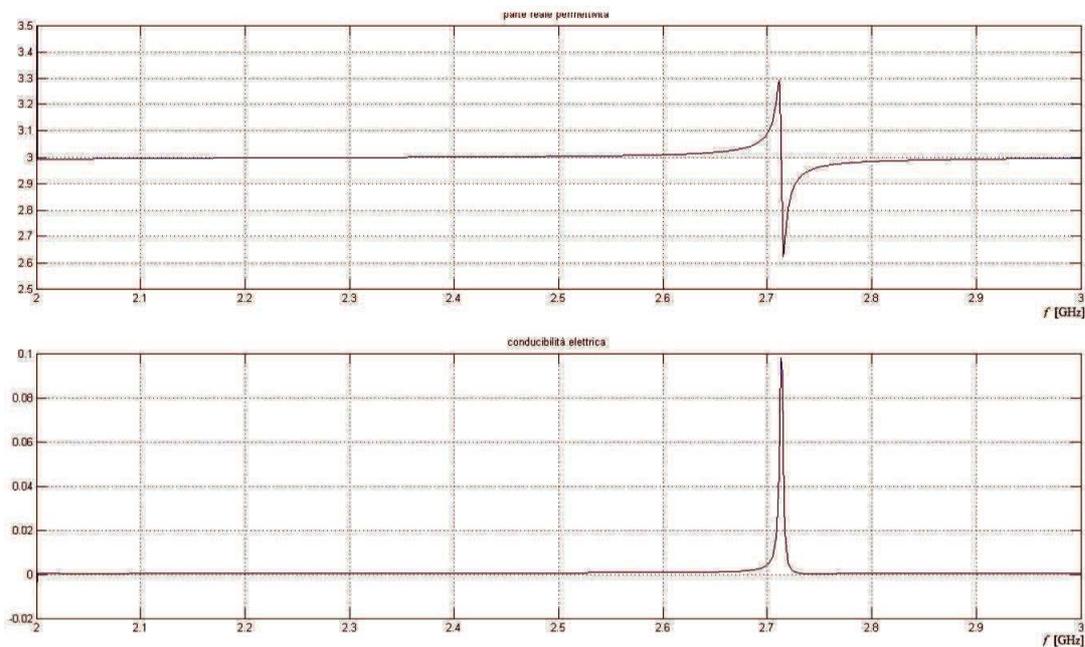


Figura 5-16 FR-30 a) permittività relativa; b) conducibilità elettrica

5.7.3 ARLON AR 450

Parametri di scattering S_{11} e S_{21}

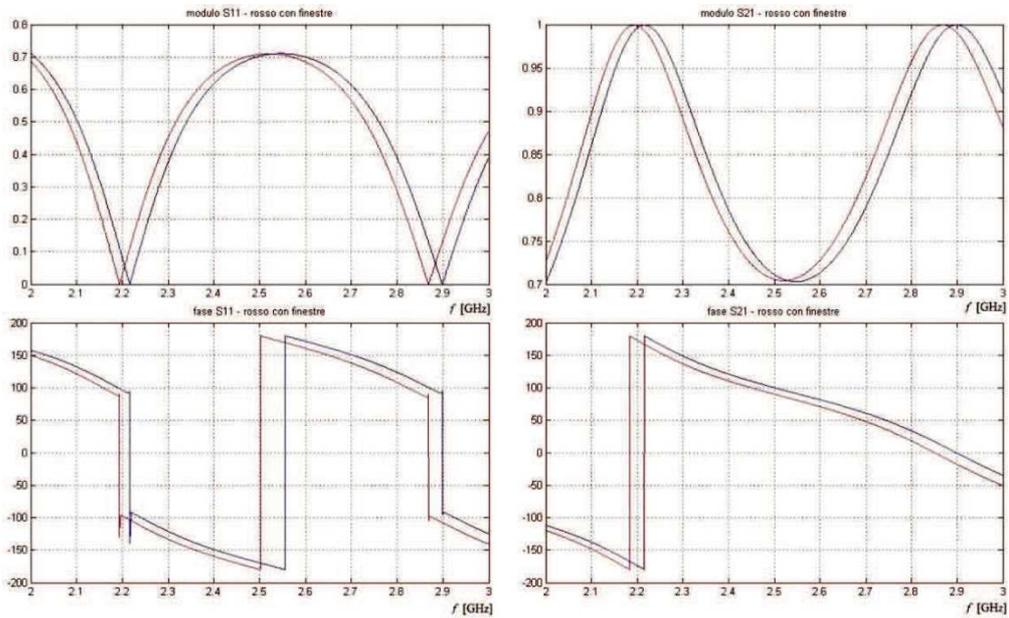


Figura 5-17 ARLON AR 450. Parametri Scattering S_{11} S_{21} Linea Rossa valori relativi al modello completo. Linea blu valori relativi al modello base (sample holder)

Permettività relativa e conducibilità elettrica

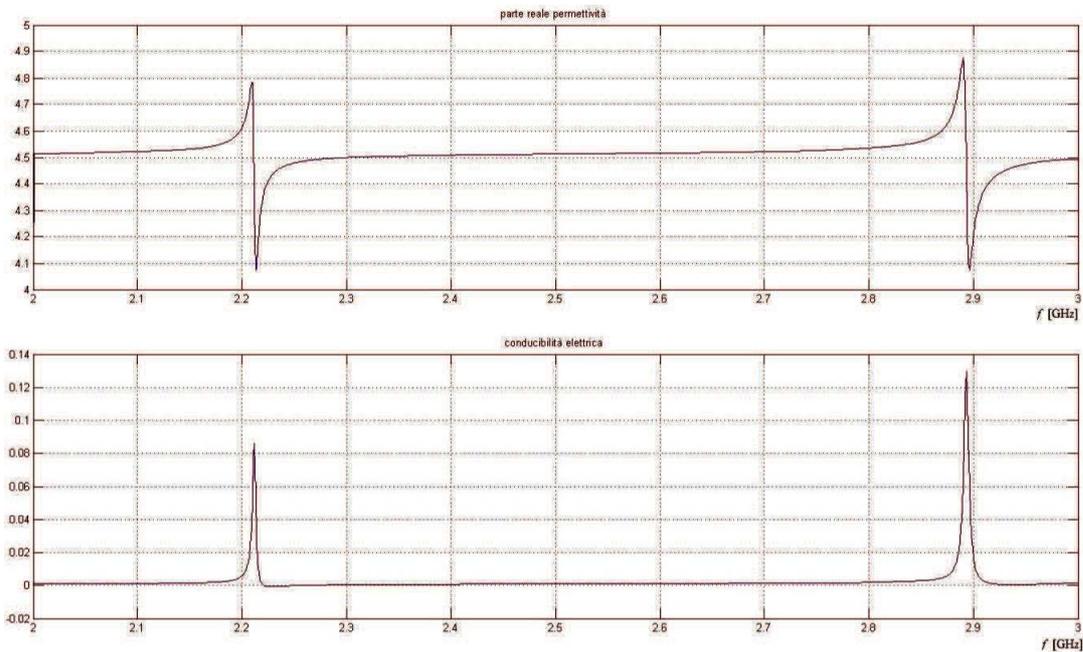


Figura 5-18 ARLON AR 450. a) permittività relativa; b) conducibilità elettrica

5.7.4 TACONIC FR-60

Parametri di scattering S_{11} e S_{21}

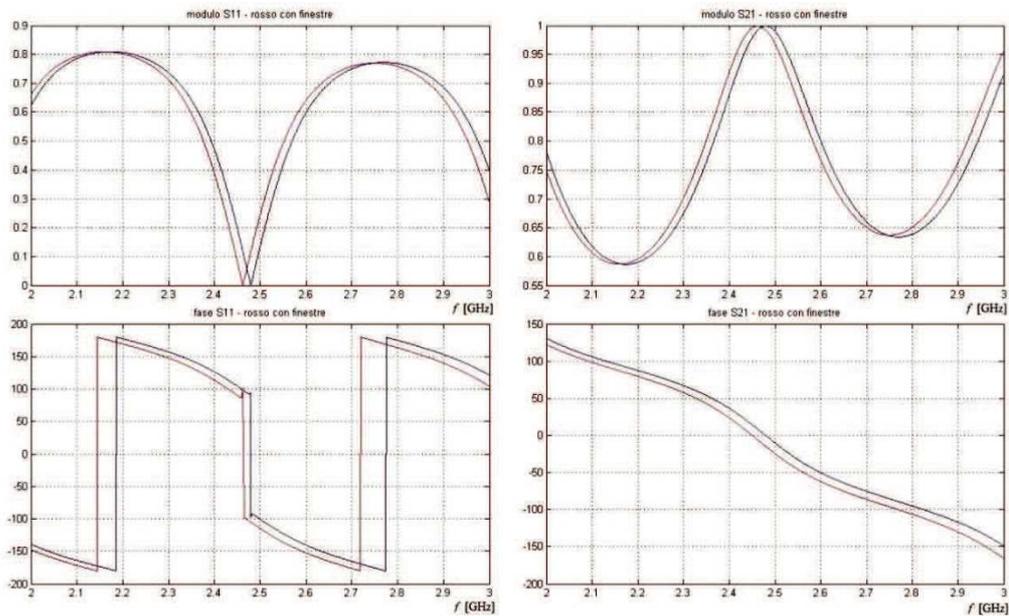


Figura 5-19 TACONIC FR 60 Parametri Scattering S_{11} S_{21} . Linea Rossa valori relativi al modello completo. Linea blu valori relativi al modello base (sample holder)

Permittività relativa e conducibilità elettrica

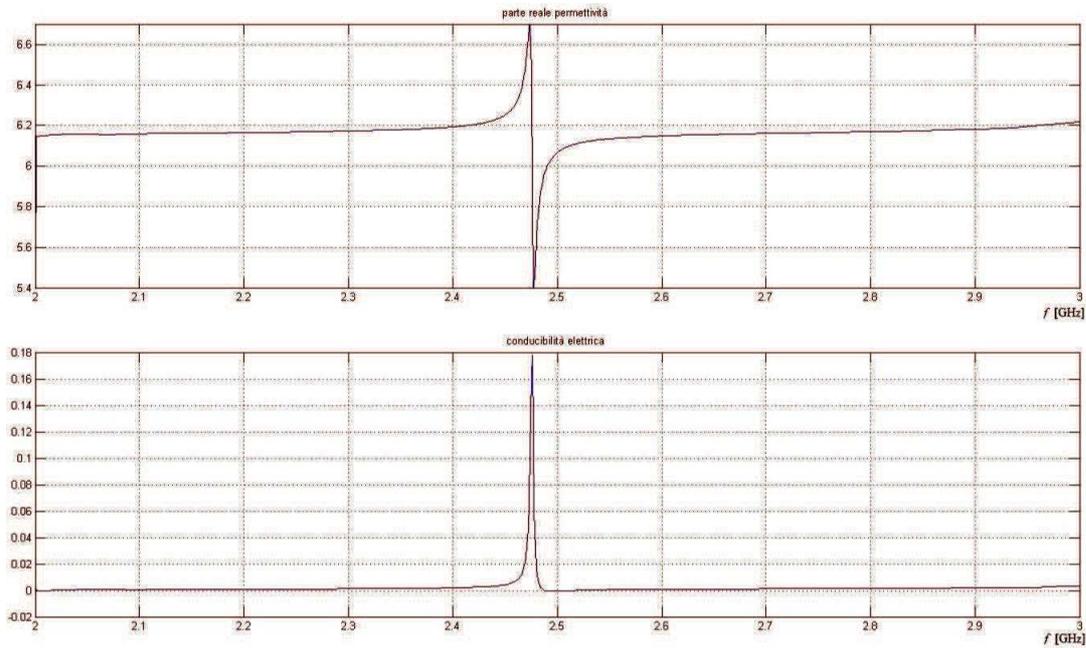


Figura 5-20 TACONIC FR 60. a) permittività relativa; b) conducibilità elettrica

5.7.5 Conclusioni

Le simulazioni di misura dei parametri di scattering eseguite con il modello completo hanno fornito valori della permittività prossimi a quelli attesi, relativi al modello base di misura. Il metodo proposto per estrarre i parametri di scattering dal modello completo, in presenza delle due finestre, fornisce una corretta base dati per il calcolo della permittività del materiale in esame. Con tale metodo viene riprodotta la condizione di misura dei parametri di scattering relativa al modello base esposto nella tecnica di misura Trasmissione/Riflessione. Per eliminare gli effetti della presenza delle due finestre di pressurizzazione è necessario conoscere lo spessore del materiale dielettrico usato ed il valore della permittività e della permeabilità che lo caratterizzano.

6 ANALISI INCERTEZZA MISURE

Le misure e successive elaborazioni dei dati vengono eseguite con l'ipotesi di propagazione unimodale in guida (modo TE_{10} in guida rettangolare).

Imperfezioni del materiale campione possono portare la presenza di modi superiori all'interno del *sample holder* (fenomeno di *overmoding*). L'*overmoding* insieme alla presenza di *gap* d'aria e degli errori di calibrazione costituiscono i tre fondamentali problemi da risolvere nel momento in cui si realizza il set-up di misura. Gli errori di calibrazione possono essere evitati effettuando una corretta calibrazione del sistema di misura. Gli effetti del *gap* d'aria all'interno del *sample holder*, tra il campione e le pareti della guida d'onda, possono essere corretti tramite formule analitiche o limitando il fenomeno con una lavorazione accurata del materiale in fase di inserimento nel *sample holder*. L'eliminazione dei *gap* d'aria permette di contenere gli effetti dovuti all'*overmoding*. La propagazione dei modi di ordine superiore diviene possibile infatti in mezzi non omogenei ad alta permittività , in presenza dei *gap* d'aria o di altre imperfezioni nel materiale. I *gap* d'aria hanno infatti un ruolo importante nella conversione dei modi: quelli di ordine superiore richiedono un meccanismo di accoppiamento per iniziare a propagarsi. Se la conversione dei modi avviene a causa di alcune perturbazioni, allora il modello teorico utilizzato per la ricostruzione dei parametri elettromagnetici non è più valido (in particolare per le frequenze di risonanza di questi modi) e il grado di non validità del modello dipende da quanto i modi di ordine superiore vengono eccitati. La presenza di modi d'ordine superiore è rivelata dalla presenza di picchi improvvisi nel coefficiente di riflessione: alle frequenze corrispondenti a tali picchi lo spessore del campione sotto misura corrisponderà a un multiplo di mezza lunghezza d'onda del modo d'ordine superiore all'interno del materiale. Tenendo conto di ciò i modelli numerici utilizzati per la ricostruzione possono essere opportunamente modificati.

6.1 Correzione delle misure

Nell'effettuare la misura dei parametri di scattering vengono commessi errori per cui il dato misurato differisce da quello vero. Una volta ottenuta una serie di misure è necessario procedere alla correzione degli errori. Tra questi si definiscono sistematici quelli dovuti alla struttura di misura (gap d'aria interno al *sample holder*, imperfezioni del materiale o della guida d'onda), allo strumento di misura (problema di calibrazione) e dalle procedure eseguite durante la misurazione.

6.2 Gap d'aria interno al *sample holder*

Quando il materiale campione non riempie correttamente il tratto di guida *sample holder* è possibile la presenza di spazi in aria tra il materiale e le pareti della guida d'onda, definiti "gap d'aria".

Per una corretta preparazione del campione è necessario selezionare un campione quanto più omogeneo e privo di imperfezioni. Il processo di lavorazione per l'inserimento del materiale in esame nel *sample holder* deve essere tale da garantire la migliore aderenza del campione evitando gap d'aria. Per una guida d'onda rettangolare i gap d'aria lungo il lato lungo della guida influiscono maggiormente dal caso di gap d'aria lungo il lato corto. Nei paragrafi successivi vengono mostrati gli effetti del gap d'aria nei due casi in corrispondenza del lato corto e del lato lungo della guida rettangolare. Tramite il software CST Studio Microwave sono state eseguite le simulazioni di misura dei S_{11} e S_{21} utilizzati poi per il calcolo la permittività elettrica in un modello con materiale campione TEFLON $\epsilon'_r = 2.1$ di lunghezza $L = 100$ mm misurato in guida rettangolare WR430. Le simulazioni sono state effettuate per diversi valori dello spessore h del gap di aria per entrambi i lati della guida d'onda.

6.2.1 Gap d'aria lato maggiore

In figura viene mostrato il caso di gap d'aria nel lato maggiore della guida

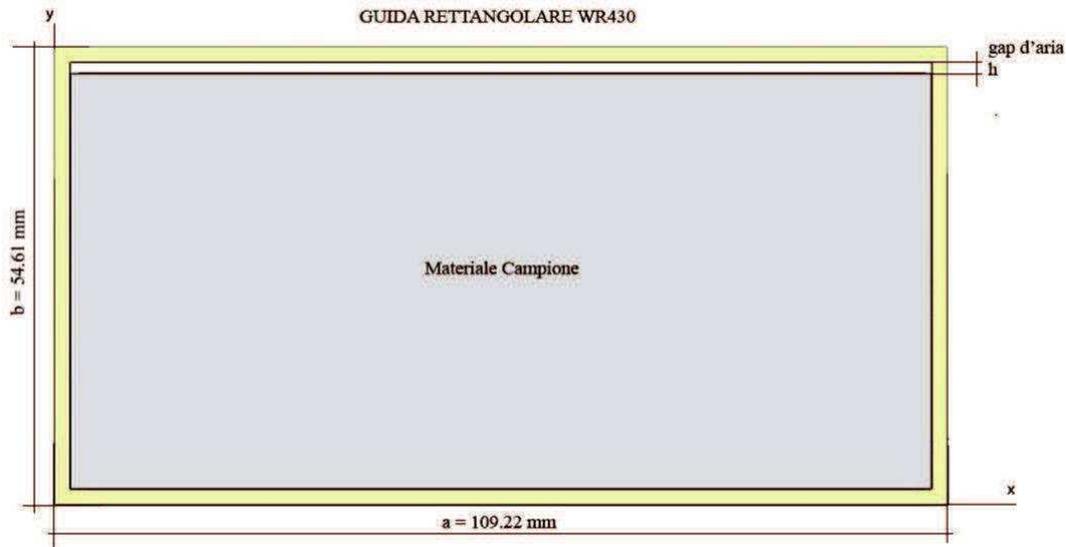


Figura 6-1 Sezione trasversale guida wr430 con gap d'aria di spessore h lungo il lato maggiore

Nelle figure successive vengono mostrati i risultati delle simulazioni di misura e calcolo della permittività per diversi valori del gap d'aria. Si può osservare che all'aumentare dello spessore h del gap d'aria i risultati della permittività elettrica divergono dal valore atteso per il campione in esame (TEFLON $\epsilon_r' = 2.1$).

a) gap d'aria $h = 0.5$ mm lungo l'asse y

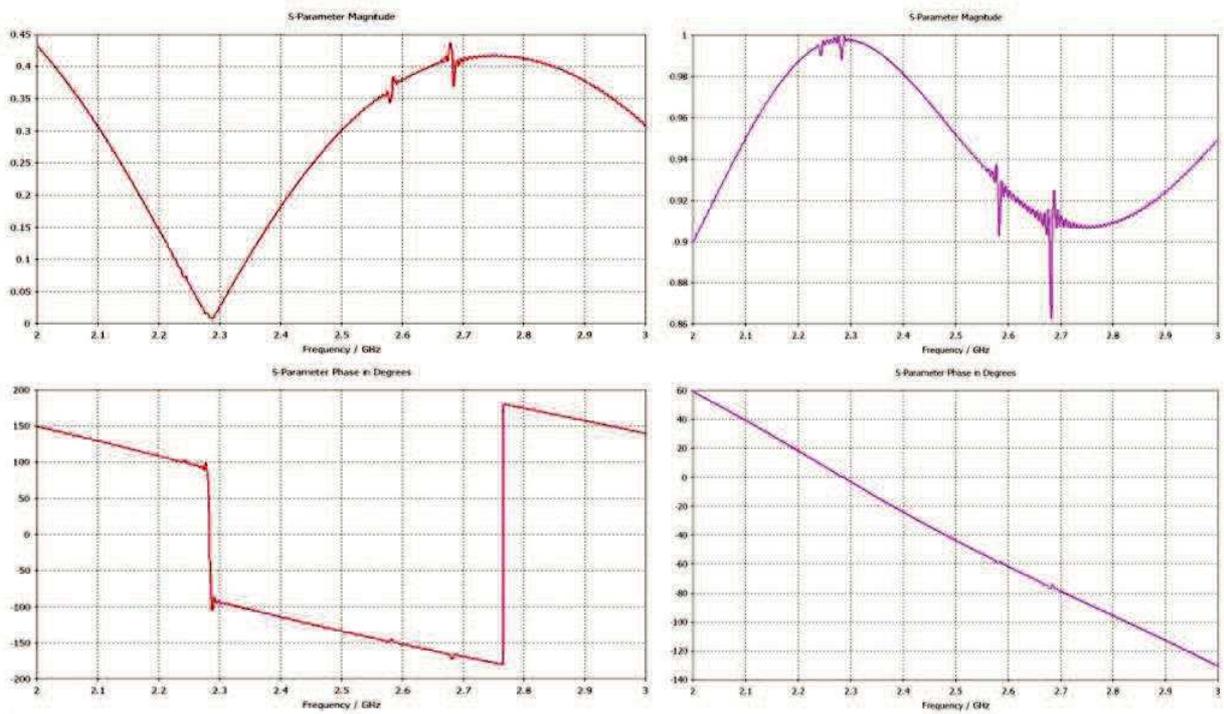


Figura 6-2 Parametri S11 e S21 misurati con gap d'aria $h = 0.5$ mm lungo l'asse y

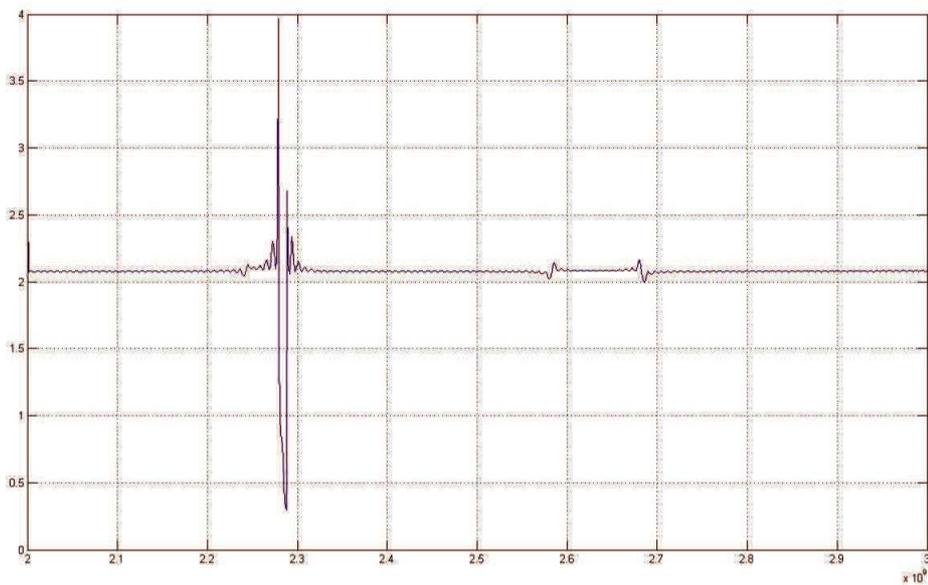


Figura 6-3 Permettività elettrica gap d'aria $h = 0.5$ mm lungo l'asse y

b) gap d'aria $h = 1.0$ mm lungo l'asse y

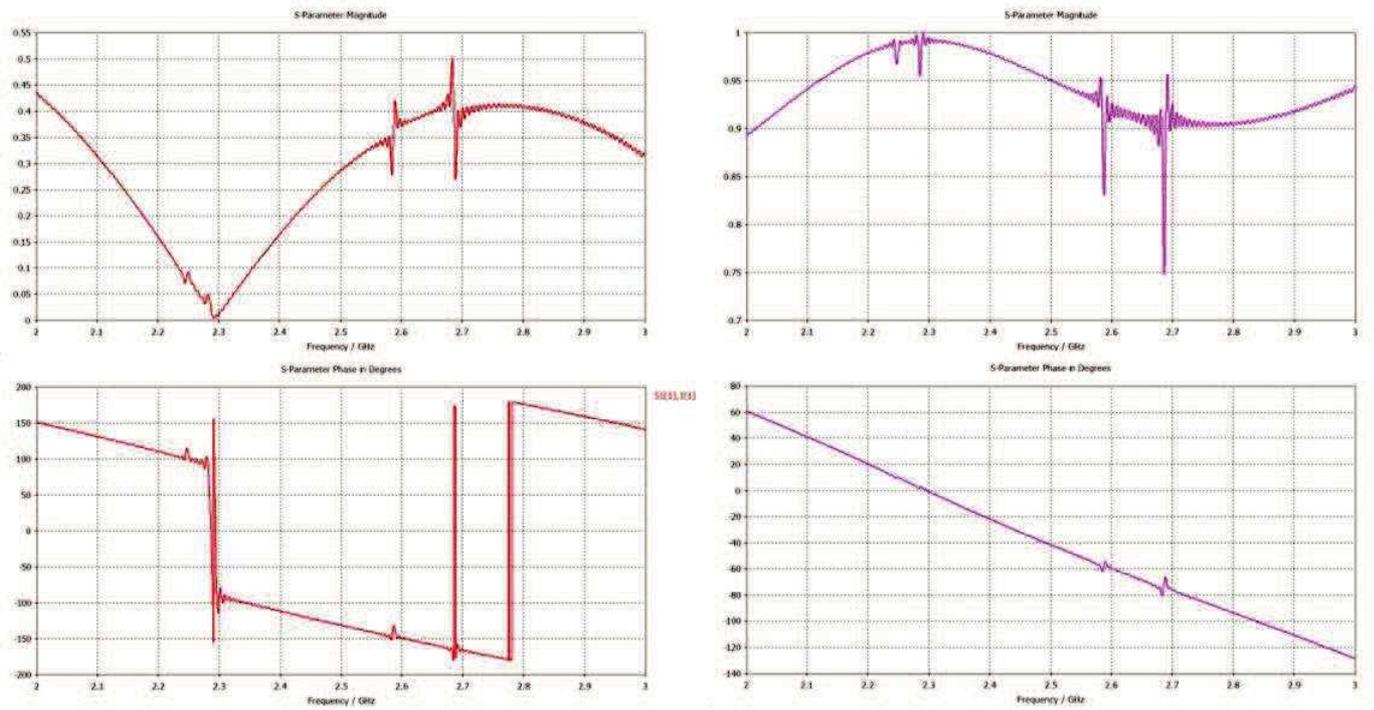


Figura 6-4 Parametri S11 e S21 misurati con gap d'aria $h = 1.0$ mm lungo l'asse y



Figura 6-5 Permittività elettrica gap d'aria $h = 1.0$ mm lungo l'asse y

c) gap d'aria $h = 1.5$ mm lungo l'asse y

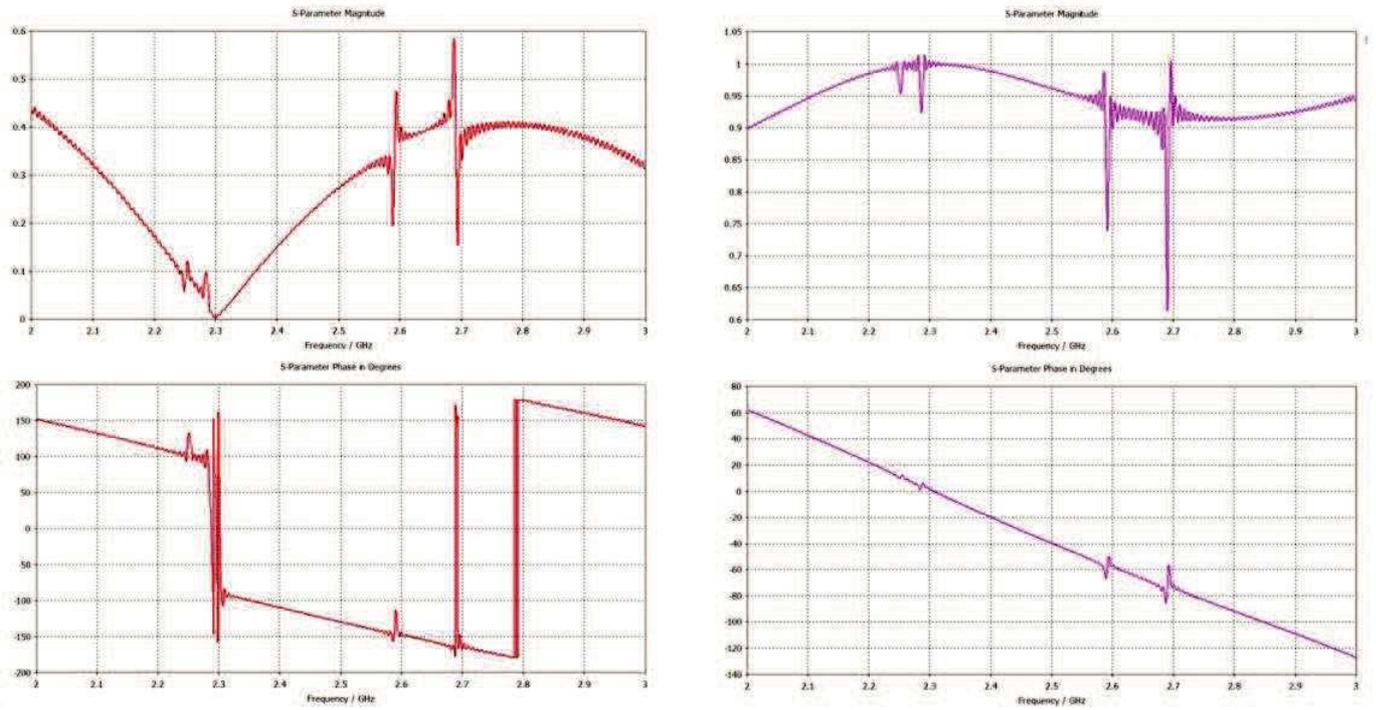


Figura 6-6 Parametri S11 e S21 misurati con gap d'aria $h = 1.5$ mm lungo l'asse y

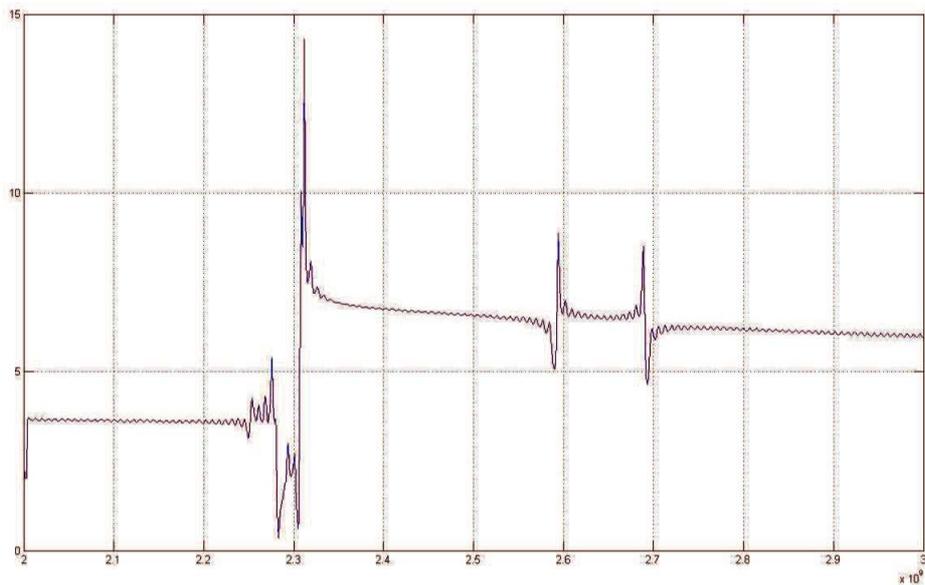


Figura 6-7 Permettività elettrica calcolata con gap d'aria $h = 1.5$ mm lungo l'asse y

6.2.2 Gap d'aria lato corto

In questo caso viene ipotizzata la presenza del gap d'aria lungo il lato corto della guida della guida.



Figura 6-8 Ssezione trasversale guida wr430 con gap d'aria di spessore h lungo il lato corto

Il modo TE_{10} presenta un andamento sinusoidale lungo l'asse x con valore nullo del campo elettrico E in corrispondenza ai lati corti della guida. Il gap d'aria lungo le pareti corte dunque non influenza sensibilmente, come nel caso precedente, la configurazione del campo.

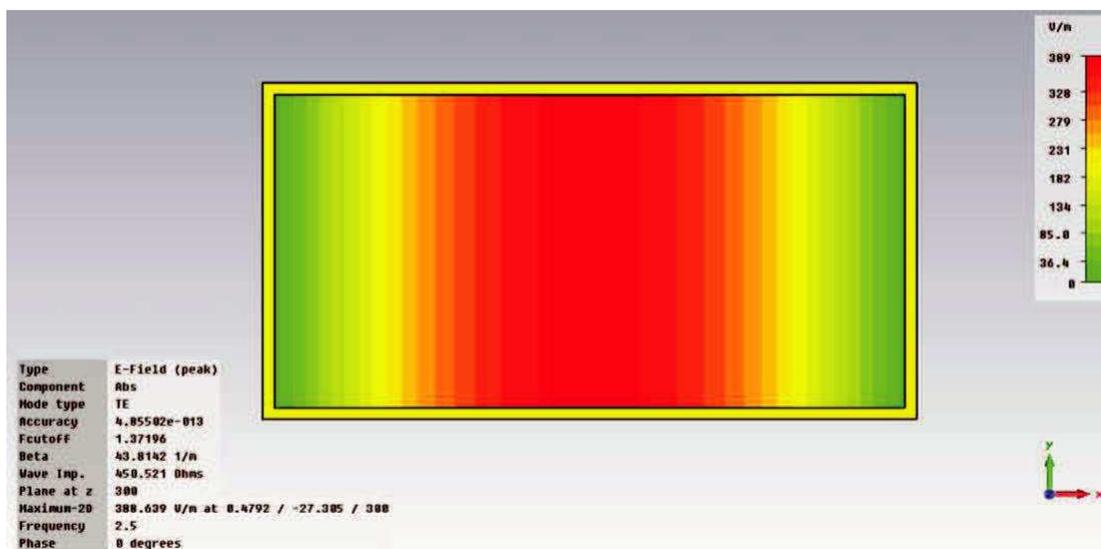


Figura 6-9 *Modo* TE_{10}

Osserviamo infatti nelle Figura 6-10 e Figura 6-11 con un valore medio del gap $h = 1.5 \text{ mm}$ l'andamento dei parametri di scattering e la permittività relativa non subiscono particolari variazioni rispetto al caso di gap nullo.



Figura 6-10 Parametri S gap d'aria $h = 1.5 \text{ mm}$ lungo l'asse x

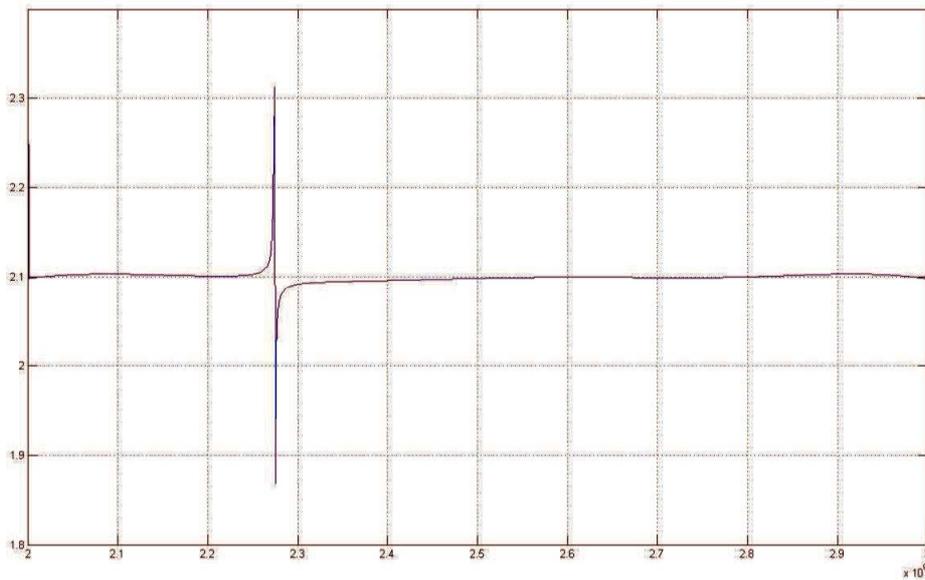


Figura 6-11 Permittività elettrica gap d'aria $h = 1.5 \text{ mm}$ lungo l'asse x

6.2.3 Simulazione presenza rumore

Un'ulteriore causa di incertezza delle misure è la presenza di un qualsiasi segnale indesiderato presente nel circuito di misura che tende a confondere il segnale utile. Il segnale indesiderato viene definito "rumore". Tramite il codice MATLAB è stato elaborata la simulazione della presenza di un rumore con distribuzione gaussiana sovrapposto al valore utile dei parametri di scattering forniti dalla simulazione numerica del modello CST.

MATLAB fornisce due funzioni per la generazione di numeri casuali:

1. `rand(nr, nc)`

genera una matrice di nr righe e nc colonne , con distribuzione uniforme nell'intervallo [0 1]

2. `randn(nr, nc)`

genera una matrice nr righe e nc colonne, con distribuzione gaussiana a media nulla e varianza unitaria

In particolare per generare una matrice nr righe e nc colonne, con distribuzione di probabilità gaussiana a media m e varianza v , si applica il comando `randn` nel seguente modo:

```
m + randn(nr, nc) * sqrt(v)
```

Di seguito viene descritta la simulazione di calcolo della permittività elettrica relativa con parametri di scattering affetti da rumore con distribuzione gaussiana.

Il rumore gaussiano viene simulato tramite la riga di comando in codice MATLAB:

```
sqrt(1E-6) * randn(N, 1) ;
```

Il risultato fornisce una matrice $N \times 1$ (dove N indica il numero di campioni misurati) con distribuzione di probabilità gaussiana di media nulla e varianza 10^{-6} .

Valori maggiori di varianza portano a risultati della permittività sensibilmente diversi dal valore atteso. Sulla stessa base dati di S_{11} e S_{21} forniti dal calcolo numerico del simulatore CST sono state eseguite diverse simulazioni di misura della permittività applicando l'algoritmo NRW in presenza di rumore. Ad ogni occorrenza è stato generato un valore aleatorio del rumore successivamente sommato al valore dei parametro S_{11} e S_{21} . Nelle figure successive vengono mostrati i risultati della permittività elettrica relativa, calcolata in presenza di rumore con distribuzione gaussiana simulato tramite istruzione MATLAB e sovrapposto al valore dei parametri S_{11} e S_{21} forniti dal modello numerico CST. Ad ogni occorrenza si ottiene una distribuzione del rumore gaussiana diversa. Per valori di varianza superiori all'ordine di grandezza $\nu = 10^{-6}$ la soluzione della permittività elettrica, elaborata dall'implementazione proposta in codice MATLAB dell'algoritmo NRW, diverge sensibilmente dai valori attesi. Nelle figure successive vengono mostrati i risultati del calcolo della permittività relativa ottenuti dalle misure dei parametri di scattering in presenza di rumore gaussiano con varianza dell'ordine di grandezza pari a 10^{-6} .

TEFLON

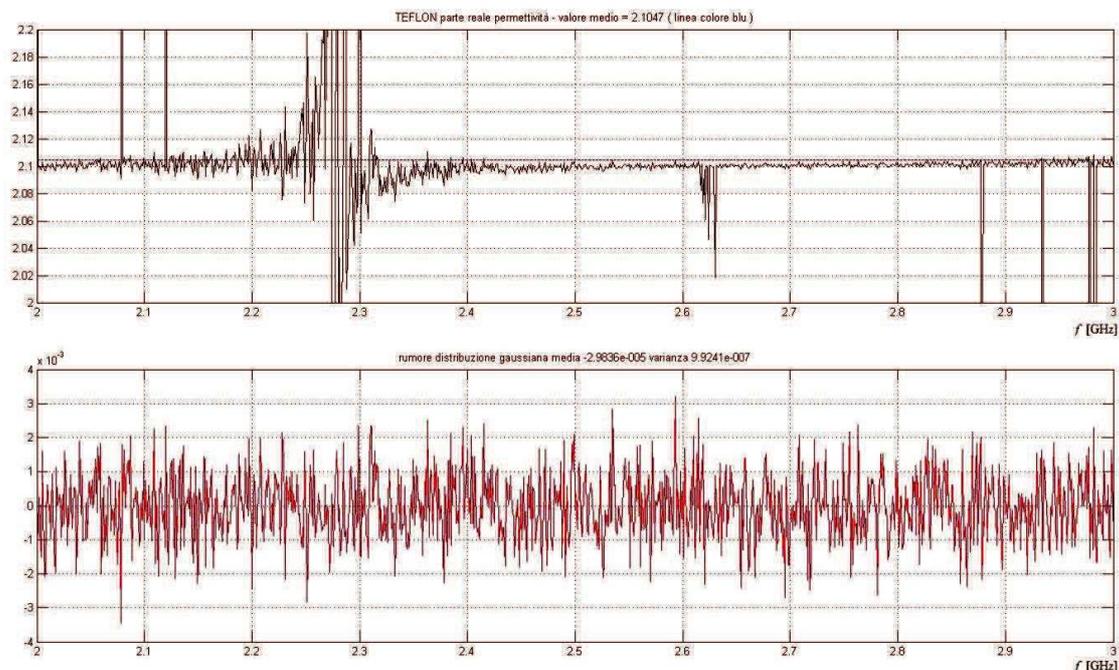


Figura 6-12 TEFLON permittività relativa e rumore con distribuzione gaussiana

FR-30

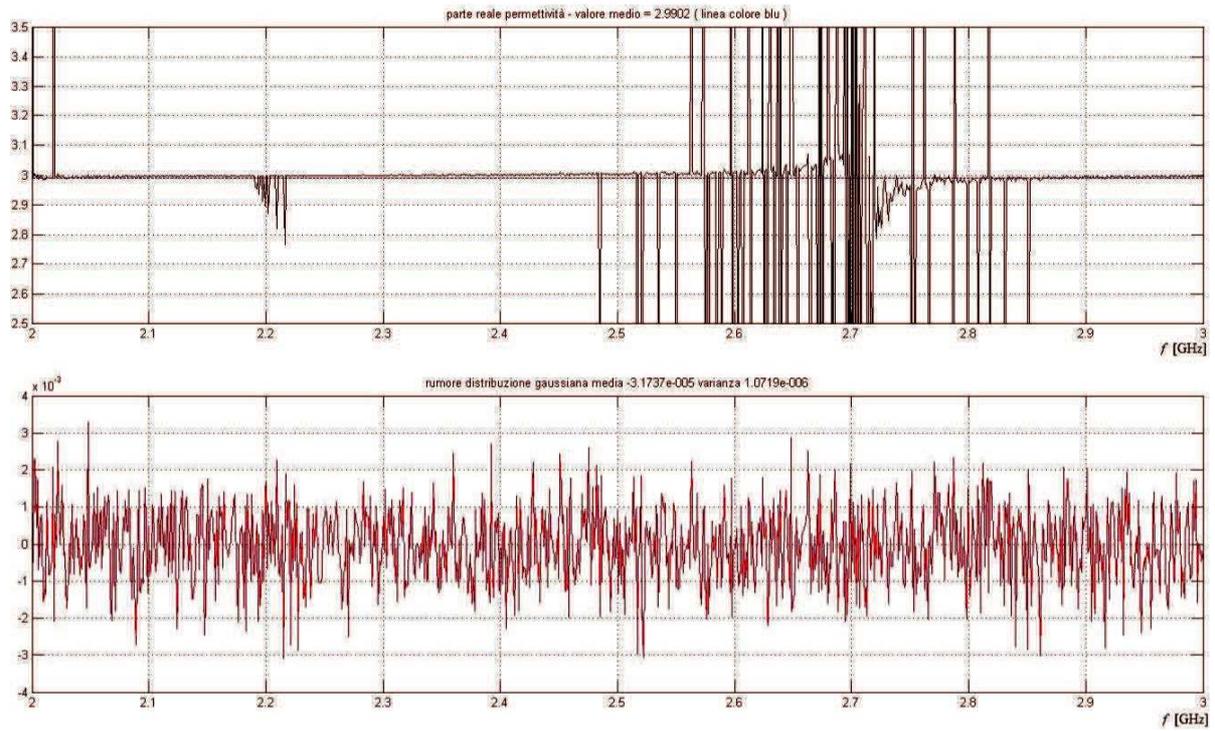


Figura 6-13 FR 30 permittività relativa e rumore con distribuzione gaussiana

AR 450

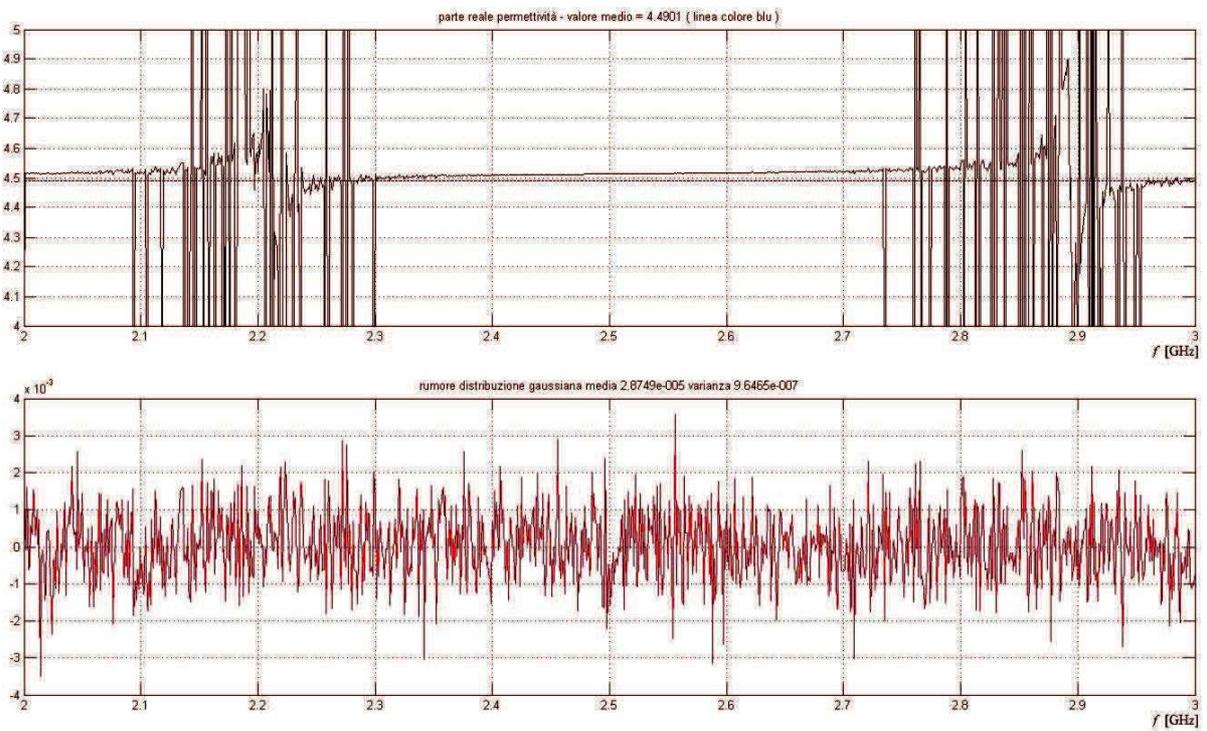


Figura 6-14 AR 450 permittività relativa e rumore con distribuzione gaussiana

7 PREPARAZIONE MISURE IN LABORATORIO

Scopo principale di un analizzatore rete vettoriale (*Vector Network Analysis VNA*) è la misura di ampiezza e fase delle onde incidenti, riflesse e trasmesse che viaggiano lungo una linea di trasmissione. Nel nostro caso vengono misurati il modulo e la fase dei parametri di scattering di una guida d'onda rettangolare vuota con un tratto riempito di materiale dielettrico. Uno dei principali problemi riscontrati durante la misurazione dei parametri di scattering è la necessità di separare gli effetti del mezzo di trasmissione dalle caratteristiche del dispositivo. Nelle misure a microonde, gli errori sistematici sono la fonte più significativa di incertezza di misura. Errori sistematici sono causati da imperfezioni nelle attrezzature e la configurazione del sistema di misura. Se questi errori non variano nel tempo, possono essere caratterizzate attraverso la calibrazione e matematicamente rimossi durante il processo di misura. Questo processo di rimozione degli errori sistematici dal VNA è definito "calibrazione di misura". La calibrazione di misura è un processo che deriva matematicamente dal modello di errore per l'analizzatore di rete. Il modello di errore dell'analizzatore di rete è un array vettore di coefficienti utilizzato per stabilire un piano fisso di riferimento rispetto ad una variazione di fase, ampiezza e impedenza noti. Conoscendo il modello di errore è possibile, ricavare i parametri di scattering "veri" a partire da quelli misurati. Il punto di connessione dell'analizzatore di rete con i dispositivi di prova è detto piano di riferimento. La calibrazione del piano di riferimento consente una riduzione significativa degli errori sistematici della misure di trasmissione e riflessione. La procedura di calibrazione consiste nel misurare la risposta di ampiezza e fase di dispositivi campione nella banda di frequenza selezionata. Poiché la risposta dei campioni è nota, la loro misura individua gli errori sistematici, che sono poi usati per sviluppare i coefficienti di correzione del modello di misura.

Nel presente capitolo viene presentata la tecnica di calibrazione *Thru-Reflect-Line* TRL ed il dimensionamento dei componenti del kit di calibrazione in guida d'onda rettangolare WR430. Un kit di calibrazione è un insieme di dispositivi definiti secondo standard. Ogni dispositivo del kit ha una risposta nota di ampiezza e fase in funzione della frequenza.

7.1 Calibrazione THRU-REFLECT-LINE (TRL)

La tecnica di calibrazione TRL si basa solo sulla conoscenza dell'impedenza caratteristica di un tratto corto di linea di trasmissione. Questa diventa il riferimento nelle successive operazioni di misura. Dalla serie di misure descritte è possibile dedurre il modello di errore dell'analizzatore di rete.

Ci sono tre vantaggi principali quando si utilizzano linee di trasmissione come standard di riferimento:

- 1) Le linee di trasmissione sono tra gli elementi più semplici da realizzare nel campo delle microonde per dispositivi “ non coassiali”.
- 2) L'impedenza delle linee di trasmissione può essere accuratamente determinata dalle dimensioni fisiche della guida e dalle caratteristiche dei materiali usati.

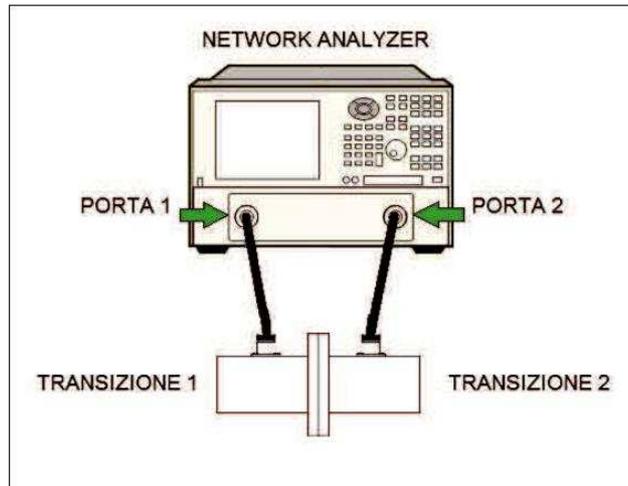
Le linee di trasmissione vengono usate come standard per la loro completa conoscenza riguardo le problematiche di propagazione del campo EM.

7.2 Kit calibrazione TRL per guida rettangolare WR430

Per la connessione delle porte in cavo coassiale dello strumento di misura alla struttura in guida rettangolare vengono usate due transizioni “ cavo coassiale / guida rettangolare ”. Nel seguito vengono perciò considerate “porte” dell'analizzatore le uscite delle transizioni lato guida rettangolare. Il processo di realizzazione del Kit di calibrazione del metodo di calibrazione TRL per una linea in guida rettangolare WR430 viene eseguito secondo le seguenti fasi:

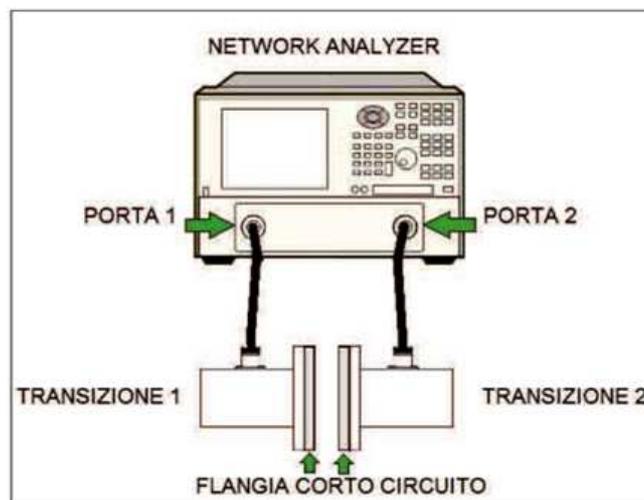
A) THRU

Le due porte dell'analizzatore di rete sono collegate tra loro, direttamente o tramite un tratto corto di linea di trasmissione I parametri S_{21} e S_{12} vengono definiti entrambi pari a 1 con fase zero. In questo modo viene impostato il piano di riferimento. Nel nostro caso viene scelto di collegare direttamente le due porte.



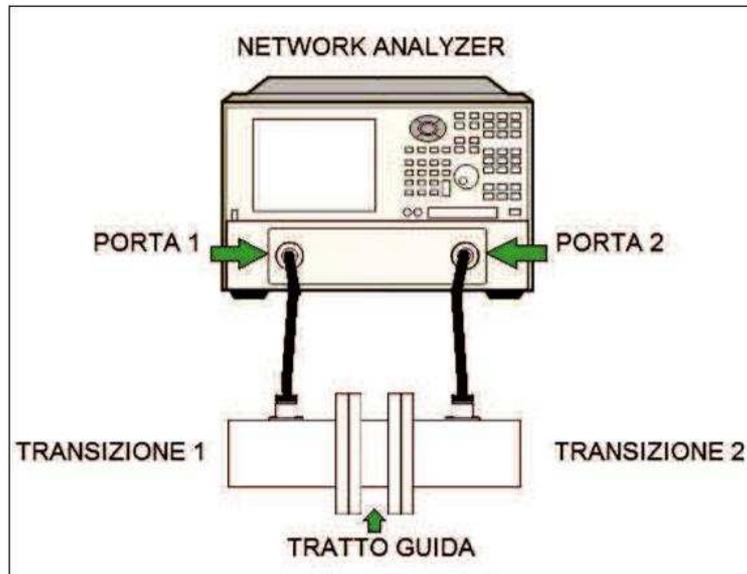
B) REFLECT

Le due porte dell'analizzatore di rete vengono collegate ad una linea in corto circuito. La risposta di fase deve essere specificata solo per valori compresi in un $\frac{1}{4}$ di lunghezza d'onda in guida con uno spostamento di ± 90 gradi per entrambe le direzioni di propagazione. Viene utilizzato un piano metallico di dimensione trasversale pari alle dimensioni della guida rettangolare WR430.



C) LINE

Le due porte vengono collegate tra loro tramite un tratto di guida di lunghezza opportuna, diversa da quella usata nella fase THRU.



7.2.1 Dimensionamento guida d'onda per la calibrazione TRL

La lunghezza ottimale per il tratto di linea corrisponde ad 1/4 di lunghezza d'onda in guida, corrispondente ad uno sfasamento di 90 gradi rispetto al riferimento stabilito nella fase THRU.

Il tratto di linea usato in questa fase deve essere diverso da quello eventualmente usato nella fase THRU. La differenza di fase tra i due tratti di linea, caso THRU e caso LINE, deve essere compreso tra 20 e 160 gradi. Dalla definizione di lunghezza d'onda in guida, riportata di seguito, viene determinata la lunghezza del tratto di linea

$$L = \lambda_g/4$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}}$$

λ_g lunghezza d'onda in guida

λ lunghezza l'onda in spazio libero

λ_c lunghezza d'onda di *cutoff*

Per la guida rettangolare WR430 la lunghezza d'onda di *cutoff* λ_c assume il valore

$$\lambda_c = 2 \cdot a = 218.440 \text{ mm}$$

Alla frequenza di riferimento $f = 2,45\text{GHz}$ corrisponde la lunghezza d'onda in spazio libero:

$$\lambda = \frac{c}{f} = 122.450 \text{ mm} \quad (c = 3 \times 10^8 \text{ m/s, velocità della luce})$$

La lunghezza d'onda in guida alla frequenza $f = 2,45\text{GHz}$ vale $\lambda_g = 147.867 \text{ mm}$ corrispondente alla lunghezza del tratto di guida:

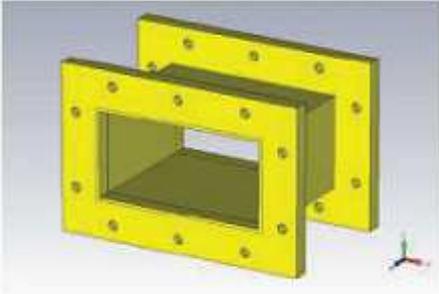
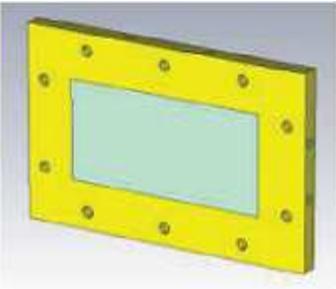
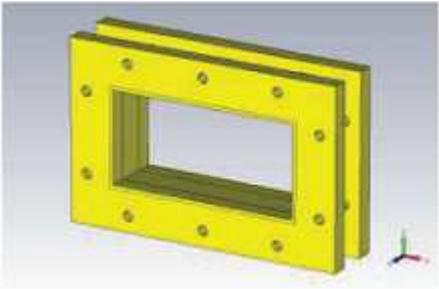
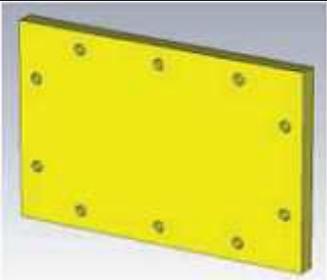
$$L = \frac{\lambda_g}{4} = 36.967 \text{ mm}$$

Per la fase di calibrazione LINE viene scelto un tratto di linea in guida rettangolare WR430 di lunghezza:

$$L = 37.0 \text{ mm}$$

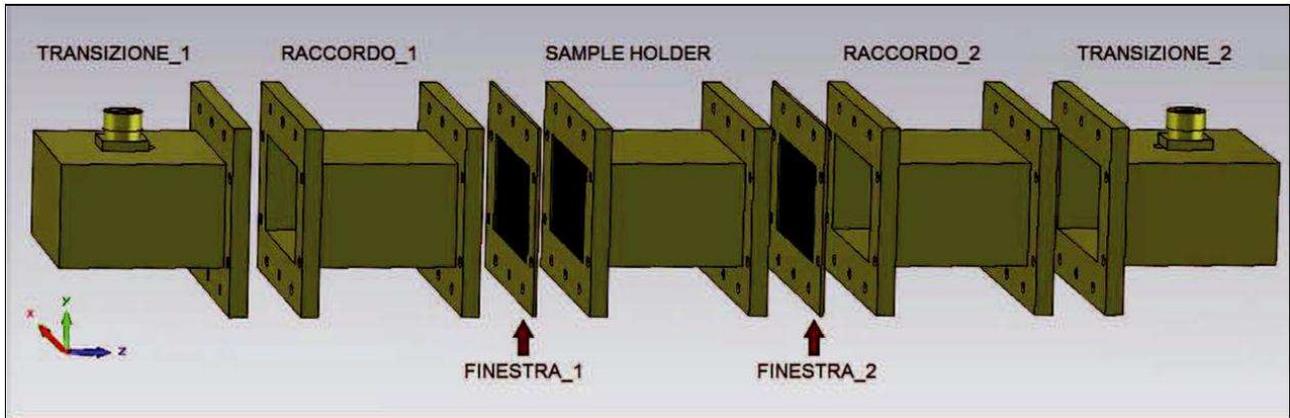
8 ASSEMBLAGGIO SISTEMA DI MISURA

8.1 Elenco materiale

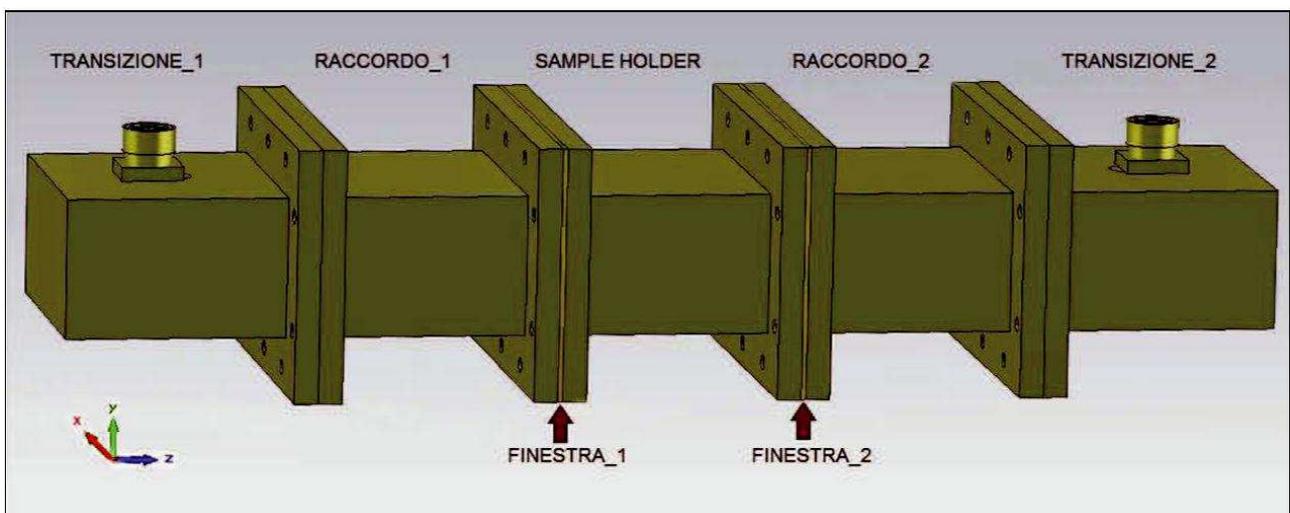
Componente	Descrizione	Quantita	Quotazione
	GUIDA WR430 Sample holder Raccordi Lunghezza: 100mm 2 flange Materiale: Ottone/Rame	3	
	Finestra di pressurizzazione Dimensione flangia WR430	2	
	GUIDA WR430 Kit Calibrazione Lunghezza: 37mm 2 flange Materiale: Ottone/Rame	1	
	Corto circuito Kit Calibrazione Dimensione flangia WR430 Materiale: Ottone/Rame	2	

8.2 Struttura Sistema di misura

Assemblaggio aperto



Assemblaggio chiuso



9 MISURA CONGLOMERATO BITUMINOSO

Negli ultimi anni si è assistito a un crescente interesse per lo sviluppo di tecniche di spettroscopia dielettrica, in particolar modo con riferimento a quelle operanti nel campo delle microonde. Tali tecniche hanno lo scopo di misurare l'andamento in funzione della frequenza della permittività complessa di un campione di materiale. La conoscenza di questo dato può consentire, mediante ulteriori elaborazioni, di risalire a caratteristiche qualitative o di conservazione del prodotto, ovvero, più direttamente, può essere sfruttata per caratterizzare l'interazione del materiale in esame con un campo elettromagnetico che incida sullo stesso. Quest'ultimo aspetto, in particolare, è di fondamentale importanza per lo studio di possibili processi di riscaldamento a microonde da applicarsi al materiale in esame. Un particolare campo in cui il trattamento a microonde, in particolare nella banda ISM intorno alla frequenza $f = 2.45$ GHz, è da tempo considerato come possibile sistema di immediata applicazione, è quello della manutenzione del manto stradale. I manti stradali sono composti da tre strati: uno strato di base, che è quello posto a maggiore profondità, uno strato intermedio di collegamento (detto "binder") e uno strato superficiale di usura. Questi strati sono depositati a caldo per uno spessore complessivo tipico di 24 cm. Essi sono costituiti da aggregati grossi, fini e filler mescolati con bitume a caldo, formando complessivamente l'asfalto o conglomerato bituminoso. Sia i singoli componenti del conglomerato che la loro miscela sono soggetti a vincoli normativi. Gli aggregati grossi (tra il 45% e il 67% del totale) sono tipicamente rocce di natura calcarea e sono ottenuti per frantumazione da materiali di cava. Essi devono avere spigoli vivi e superfici ruvide. Questi materiali sono utilizzati sia nello strato di base che nel "binder" e hanno dei diametri da 4 mm fino a 25 mm per lo strato di collegamento e da 4 mm a 40 mm per lo strato di base. Gli aggregati fini (diametri minori di 2 mm, tra il 23% e il 50% del totale) sono tipicamente sabbie naturali o di frantumazione, anch'essi di natura calcarea, o di natura basaltica. Questi materiali si utilizzano in tutti gli strati. In particolare il basalto ha prestazioni migliori dei

materiali calcarei in termini di durata. I filler (diametri minori di 0,5 mm, tra il 5% e il 10% del totale) sono polveri di rocce calcaree. Il manto stradale è quindi costituito da una miscela di aggregati e di leganti. Poiché il legante è tipicamente il bitume, si parla di conglomerato bituminoso. Col termine bitume si intende una miscela di idrocarburi naturali o residuati derivanti dalla distillazione o raffinazione del petrolio. La produzione dei conglomerati bituminosi può essere condotta in vari modi. Si può partire da materiali vergini (aggregati) che devono essere portati a circa 150 – 180 °C per poi essere mescolati con il bitume (in percentuale variabile tra il 3% ed il 6%) che è stoccato alla temperatura di circa 150 °C. Oppure si possono mescolare un 80% di aggregati nuovi portati alla temperatura di 180 °C con un 20% di prodotto vecchio “fresato” dalla strada a freddo. Il materiale composito così ottenuto è portato alla temperatura di circa 150 °C e mescolato con una certa percentuale di bitume a 150 °C. Attualmente il processo di riscaldamento dei materiali inerti e dell’eventuale prodotto fresato dalla strada viene realizzato in un forno convenzionale che ha, tra gli altri, il grosso difetto di produrre forte emissione di polveri inquinanti, che vanno limitate con opportuni sistemi filtranti. Sarebbe di sicuro interesse studiare l’applicabilità del riscaldamento a microonde alla fase di produzione del conglomerato bituminoso, come strada alternativa e a minor impatto ambientale rispetto ai forni attualmente impiegati. Il dato di partenza indispensabile per un eventuale studio di fattibilità del sistema è la permittività complessa dei materiali (bitume e materiali inerti) che compongono il conglomerato stesso. Servirebbe dunque un sistema che consentisse una misura accurata di permittività complessa, anche su sostanze granulari (quali i materiali inerti impiegati nel conglomerato), intorno a 2.45 GHz. Le soluzioni più comunemente adottate in questa banda di frequenze fanno ricorso a sonde coassiali aperte, la cui terminazione viene posta a contatto con il materiale da caratterizzare. Tuttavia questi sistemi mal si prestano a effettuare misure su sostanze granulari e hanno un volume sensibile relativamente ridotto rispetto a quello minimo necessario per caratterizzare in maniera esauriente il conglomerato bituminoso, che può presentare anche materiali inerti di diametro non

trascurabile. Alternativamente, sono stati anche proposti sistemi che lavorano in trasmissione/riflessione. Tuttavia, le implementazioni proposte si basano su una struttura coassiale e sono limitate a una banda di frequenza inferiore rispetto a quella di interesse dei 2.45 GHz.

9.1 Modelli per la permittività del conglomerato bituminoso

Un conglomerato bituminoso, come già descritto, è un mezzo eterogeneo, composto da una miscela di materiali di tipo diverso, quali: materiale inerte (di origine tipicamente calcarea o basaltica), bitume, acqua, aria. Per ricavare la permittività in funzione della frequenza di un tale materiale è possibile, ovviamente, effettuarne una misura diretta. Tuttavia, considerata la grande varietà di possibili composizioni della miscela, sarebbe sicuramente utile disporre di formule analitiche che consentano, almeno in prima approssimazione, di ricavare la permittività del conglomerato. Supponendo, dunque, di conoscere le permittività complesse dei singoli costituenti, occorre capire come queste ultime si combinano per dare luogo alla permittività complessa della miscela, ovvero del conglomerato. Esistono diverse formule così dette di “mixing” che consentono di ricavare la permittività complessa di miscele. In particolare, una formula molto utilizzata per caratterizzare i suoli che, analogamente ai conglomerati bituminosi, sono composti da aggregati di sassi di natura calcarea, acqua e aria è la seguente [11]:

$$(9.1) \quad (\varepsilon^*(f))^\alpha = \sum_{i=1}^N v_i (\varepsilon_i^*(f))^\alpha$$

dove $\varepsilon^*(f)$ è la permittività complessa del conglomerato, v_i è la frazione volumetrica del componente i , la cui permittività complessa è data da $\varepsilon_i^*(f)$, ed N è il numero di componenti, pari, in base alle precedenti considerazioni, a 4.

Il parametro α , che va determinato empiricamente, può assumere valori compresi tra 1 e +1 e tiene conto della struttura della particolare miscela: nella maggior parte dei casi si può assumere un valore $\alpha = 0.5$. Riguardo alle frazioni volumetriche dei componenti del conglomerato, fondamentale importanza riveste la conoscenza della

porosità del materiale inerte, equivalente alla frazione volumetrica di aria contenuta nello stesso. Infatti, quando si forma il conglomerato, sia il bitume che l'acqua (umidità) vanno a sostituire parte dell'aria inizialmente presente, per cui si ha che la somma delle frazioni volumetriche di bitume, acqua e aria è sempre pari alla porosità del materiale inerte. È anche opportuno precisare che, nei modelli più sofisticati, si tiene conto di due tipologie di acqua presenti: l'acqua libera, che si comporta come l'acqua allo stato puro, e l'acqua legata, che è quella a diretto contatto con il materiale inerte, che si lega a quest'ultimo e assume così un comportamento nettamente diverso dall'acqua libera, con in particolare una frequenza di rilassamento notevolmente più bassa. Pertanto, in questo secondo caso, $N = 5$. La cosa difficile, per la quale esistono diversi modelli proposti, è stabilire quale percentuale dell'acqua presente si comporta come acqua libera e quale come acqua legata. Esiste anche una versione modificata della (9.1), sviluppata specificamente per valutare la permittività complessa dei conglomerati bituminosi [12]:

$$(9.2) \quad \varepsilon'(f) = \sum_{i=1}^N v_i \varepsilon'_i(f) + \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{j=i+1}^N v_i v_j |\varepsilon'_i(f) - \varepsilon'_j(f)|$$

$$(9.3) \quad \varepsilon''(f) = \sum_{i=1}^N v_i \varepsilon''_i(f) + \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{j=i+1}^N v_i v_j |\varepsilon''_i(f) - \varepsilon''_j(f)|$$

In particolare, le equazioni (9.2) e (9.3) vengono utilizzate trascurando la presenza dell'acqua legata, per cui $N = 4$. Per poter determinare la permittività complessa di un conglomerato bituminoso, utilizzando l'equazione (9.1) o le (9.2) e (9.3), è innanzitutto necessario conoscere la permittività dei singoli costituenti. Per quel che riguarda il materiale inerte, esso è tipicamente costituito da sostanze calcaree o di natura basaltica, per le quali non sono presenti fenomeni significativi di rilassamento alle frequenze di interesse ed è pertanto possibile ipotizzare una permittività puramente reale e costante con la frequenza. Per i materiali calcarei la permittività relativa assume normalmente valori compresi fra 3 e 7, mentre per quelli basaltici si hanno valori fra 5 e 9. Per quel che riguarda il bitume, è possibile basarsi in prima approssimazione sui dati del petrolio grezzo, a cui il bitume stesso è assimilabile.

Per il petrolio la letteratura indica un piccolo fenomeno di rilassamento intorno alle decine di MHz, i cui effetti sono però fortemente attenuati alle frequenze di interesse. La permittività relativa assume tipicamente valori compresi fra 2 e 3. Per l'acqua, infine, sono ampiamente disponibili i parametri del modello equivalente di Debye, anche in funzione della temperatura. Si evidenzia come, a parte l'acqua il cui comportamento è ben caratterizzato, sarebbe sicuramente utile procedere a effettuare una campagna di misurazioni della permittività elettrica sia degli inerti che del bitume, al fine di poter meglio valutare la permittività del conglomerato. È sicuramente anche consigliabile effettuare misure di permittività sul conglomerato stesso, al fine di valutare la validità delle formule di "mixing" adottate. Esattamente questo tipo di considerazioni sono quelle che hanno spinto allo sviluppo del sistema di misura di permittività, idoneo per la tipologia di materiali che compongono il conglomerato bituminoso, che viene presentato e caratterizzato nel presente lavoro.

A prescindere dalle misurazioni delle effettive permittività dei materiali di interesse, come esempio di applicazione della (9.1) si riporta in Figura 9-1 l'andamento in funzione della frequenza della parte reale ed immaginaria della permittività relativa complessa di un conglomerato bituminoso, ottenuta considerando valori tipici di letteratura per le permittività dei singoli costituenti. In particolare, si è trascurata l'acqua legata, si è considerata una percentuale volumetrica pari al 9% per il bitume, al 3% per l'aria e al 2% per l'acqua. La permittività dell'inerte è stata assunta indipendente dalla frequenza e pari a 7 (valore tipico per i materiali basaltici), mentre per il bitume si è considerato $s = 2.5$, $\sigma = 2.3$, $f_r = 10$ MHz (valori tipici dei parametri del modello equivalente di Debye per il petrolio). Per l'acqua si sono, infine, assunti i valori canonici alla temperatura di 25 °C. Gli andamenti evidenziano chiaramente che il fenomeno di rilassamento predominante è quello dovuto all'acqua.

In particolare, alla frequenza di interesse di 2.45 GHz si hanno i seguenti valori di permittività per il conglomerato: $\epsilon' = 6,85$ ed $\epsilon'' = 54,8 \times 10^{-3}$.

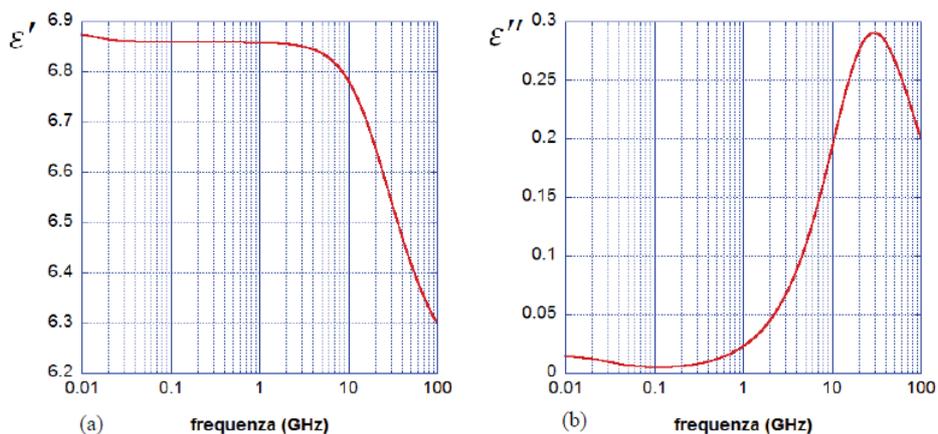


Figura 9-1 Permettività complessa di un possibile conglomerato bituminoso: parte reale (a) e immaginaria (b).

9.2 Metodo di misura della permittività e valutazione teorica dell'incertezza di misura

Per utilizzare il metodo di misura in trasmissione/riflessione, il campione sotto test, opportunamente sagomato, viene inserito in una guida d'onda o in una linea coassiale, e un campo elettromagnetico viene fatto incidere sullo stesso. Attraverso la misura dei parametri di "scattering" della guida (S_{11} , coefficiente di riflessione, e S_{21} , coefficiente di trasmissione) è possibile determinare le proprietà dielettriche del campione. Storicamente, il primo metodo per la misura di permittività con la tecnica in trasmissione/riflessione, tuttora largamente impiegato, è stato sviluppato da Nicolson e Ross e successivamente migliorato da Weir. Tale metodo, noto come Nicolson-Ross-Weir (NRW), funziona correttamente a frequenze lontane dalle risonanze, che si ottengono quando la lunghezza del campione diventa multipla di mezza lunghezza d'onda nel materiale. Un altro metodo per la stima della permittività dielettrica complessa a partire da misure in trasmissione/riflessione è stato messo a punto dal National Institute of Standards and Technology (NIST): questo approccio sfrutta una strategia che permette di superare i limiti dovuti ai punti di singolarità che si riscontrano applicando il metodo NRW.

Nel presente lavoro, per effettuare le misure di permittività è stato utilizzato un analizzatore di reti vettoriale Agilent PNA E8363C, dotato di software di misura della

permettività Agilent 85071E. In particolare, tale software mette a disposizione entrambi i metodi di misura sopra descritti; tra i due la scelta è ricaduta sul metodo NIST, soprattutto per via della sua potenziale maggiore accuratezza, in particolare in presenza di campioni non magnetici, quali quelli di interesse. Al fine di fornire una rapida descrizione del metodo di misura impiegato, si può osservare che il metodo NIST prevede la risoluzione del seguente sistema di equazioni:

$$(9.4) \quad S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12} = \exp[-2\gamma_0(L_{holder} - L_{sample})] \frac{\Gamma^2 - Z^2}{1 - \Gamma^2 Z^2}$$

$$(9.5) \quad \frac{S_{21} + S_{12}}{2} = \exp[-2\gamma_0(L_{holder} - L_{sample})] \frac{Z(1 - \Gamma^2)}{1 - \Gamma^2 Z^2}$$

dove S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} sono i parametri di “scattering” ottenuti considerando un campo incidente tanto dalla prima quanto dalla seconda faccia del campione; γ_0 è la costante di propagazione nel vuoto; L_{sample} è la lunghezza del campione; Γ e Z sono i coefficienti di riflessione e di trasmissione del solo campione; ed infine, L_{holder} è la lunghezza del porta-campione. Le equazioni (9.4) e (9.5) possono essere risolte in maniera iterativa oppure attraverso un metodo esplicito. Nell’approccio iterativo, le radici possono essere determinate, in maniera piuttosto efficace, attraverso il metodo numerico di Newton. Chiaramente, l’approccio iterativo funziona correttamente solo se si parte da valori “buoni” di stima iniziale per la permittività. Per ottenere, invece, una soluzione esplicita del sistema di equazioni (9.4) e (9.5) per il valore della permittività dielettrica complessa relativa ϵ^* si può porre:

$$(9.6) \quad x = (S_{21}S_{12} - S_{11}S_{22}) \exp[2\gamma_0(L_{holder} - L_{sample})]$$

$$(9.7) \quad y = \frac{S_{21} + S_{12}}{2} \exp[2\gamma_0(L_{holder} - L_{sample})]$$

Si può dimostrare che, per il coefficiente di trasmissione del campione, le radici “fisicamente possibili” sono:

$$(9.8) \quad Z = \frac{x+1}{2y} \pm \sqrt{\left(\frac{x+1}{2y}\right)^2 - 1}$$

Ipotizzando il materiale in esame non magnetico, il valore di permittività complessa si può ricavare come:

$$(9.9) \quad \varepsilon^* = \frac{c^2}{\omega^2} \left[\left(\frac{2\pi}{\lambda_c}\right)^2 - \frac{1}{L^2} (\ln Z + 2\pi j n)^2 \right]$$

dove c è la velocità della luce nel vuoto, ω è la pulsazione angolare e λ_c è la lunghezza d’onda corrispondente alla frequenza di “cut-off” del modo in guida. Infine, n è un intero il cui valore va scelto sulla base del ritardo di gruppo misurato.

Per quanto riguarda la valutazione dell’incertezza nella stima di ε^* , le principali cause di errore possono essere identificate nelle seguenti: errori nella misura di modulo e fase dei parametri di “scattering”; gap d’aria tra campione e porta-campione; variazioni dimensionali del porta-campione; incertezza nella lunghezza del campione; incertezza nella posizione del campione all’interno del porta-campione. In genere, mediante opportuni accorgimenti e scegliendo adeguatamente le tolleranze meccaniche nel processo di fabbricazione del porta-campione, è possibile rendere trascurabili la maggior parte delle cause sopra elencate. Non è, tuttavia, possibile trascurare né l’incertezza nei parametri di “scattering” misurati, legata all’incertezza strumentale dell’analizzatore di reti vettoriale, né l’incertezza nella lunghezza del campione, considerato che spesso si tratta di materiali morbidi che rendono difficile la realizzazione di superfici perfettamente planari.

Quindi, per valutare l’incertezza introdotta dalla misura dei parametri di “scattering” e dalle dimensioni del campione, si può applicare un’analisi differenziale dell’incertezza.

L'incertezza totale nella valutazione della parte reale e della parte immaginaria di ε^* è data dalle seguenti espressioni:

$$(9.10) \quad \frac{\Delta\varepsilon'}{\varepsilon'} = \frac{1}{\varepsilon'} \sqrt{\sum_{\alpha} \left[\left(\frac{\partial\varepsilon'}{\partial|S_{\alpha}|} \Delta|S_{\alpha}| \right)^2 + \left(\frac{\partial\varepsilon'}{\partial\theta_{\alpha}} \Delta\theta_{\alpha} \right)^2 \right] + \left(\frac{\partial\varepsilon'}{\partial L} \Delta L \right)^2}$$

$$(9.11) \quad \frac{\Delta\varepsilon''}{\varepsilon''} = \frac{1}{\varepsilon''} \sqrt{\sum_{\alpha} \left[\left(\frac{\partial\varepsilon''}{\partial|S_{\alpha}|} \Delta|S_{\alpha}| \right)^2 + \left(\frac{\partial\varepsilon''}{\partial\theta_{\alpha}} \Delta\theta_{\alpha} \right)^2 \right] + \left(\frac{\partial\varepsilon''}{\partial L} \Delta L \right)^2}$$

dove $\alpha = 11$ oppure $\alpha = 12$, θ rappresenta l'incertezza nella fase del parametro di "scattering", $\Delta|S_{\alpha}|$ è l'incertezza nel modulo del parametro di "scattering" e L è l'incertezza nella lunghezza del campione. Utilizzando i valori delle derivate presenti in (9) calcolati in [8] per un materiale a basse perdite con permittività pari a 5 (abbastanza vicino ai valori prevedibili per un conglomerato bituminoso), sfruttando le specifiche di incertezza dell'analizzatore di reti impiegato e, infine, assumendo un'incertezza nella lunghezza del campione pari a 0.05 mm (sulla base della non planarità misurata sulle facce dei campioni preparati), si ottiene un'incertezza relativa sulla parte reale della permittività che risulta variabile con la frequenza, ma generalmente dell'ordine di pochi punti percentuali. Questo dato, peraltro, è in linea con l'accuratezza tipica riportata nelle specifiche del software 85071E [18].

9.3 Caratterizzazione sperimentale del sistema

Al fine di eseguire una caratterizzazione preliminare del sistema si è scelto di effettuare misure di permittività su una serie di campioni di materiali diversi, utilizzando sia il sistema progettato in guida WR430 che un sistema standard in guida WR90, operante in banda X (ovvero tra 8.2 e 12.4 GHz). Quest'ultimo, in particolare, essendo basato su componentistica commerciale (a parte una piccola flangia porta-campione realizzata in officina con una fresatrice dotata di visualizzatore numerico con precisione di 0.005 mm) è stato utilizzato come sistema di riferimento con il quale confrontare i risultati ottenuti con la soluzione WR430 progettata e realizzata.

Nella scelta dei materiali di prova si è prestata attenzione a tre fattori: i materiali dovevano avere un comportamento costante in frequenza, in maniera tale da

consentire la diretta comparazione dei risultati ottenuti con i due sistemi nelle due diverse bande di frequenza; dovevano avere permittività inferiori a 8, per rispettare l'intervallo di valori di permittività presumibilmente riscontrabili in un conglomerato bituminoso; dovevano, infine, essere solidi compatti per consentire un'agevole preparazione del campione da incastonare in guida. La scelta è ricaduta sui seguenti materiali: cloruro di polivinile a bassa densità (LD-PVC), politetrafluoroetilene (PTFE), polimetilmetacrilato (PMMA) e policarbonato (PC). Per ogni materiale sono stati realizzati due diversi campioni (prelevati dalla stessa lastra di materiale), uno dimensionato per la guida WR430 e l'altro per la guida WR90. Per le misure in entrambe le bande è stato utilizzato l'analizzatore di reti vettoriale Agilent PNA E8363C, impostato con una banda IF di 300 Hz e una potenza di uscita alla porta di 6 dBm. Per le misure con la guida WR430 è stato utilizzato un passo in frequenza di 1 MHz (per un totale di 901 punti di misura), mentre per le misure in banda X si è optato per un passo di 10 MHz (equivalente a 421 punti in frequenza). In entrambi i casi il sistema è stato preventivamente sottoposto alla procedura di correzione di errore vettoriale di tipo TRL. Durante questa procedura, in particolare, il porta-campione è stato mantenuto costantemente collegato alla porta 2 del sistema, garantendo così la sua inclusione nel calcolo dei fattori di correzione. Questo consente, da un lato, di compensare eventuali non idealità del porta-campione stesso, quali riflessioni spurie, e, dall'altro, di aver automaticamente compensato sia la sua lunghezza elettrica (evitando di dover conoscere la sua effettiva lunghezza meccanica) che le sue perdite dovute alla non idealità del mantello conduttore. Da precisare che, nel caso del sistema WR430, anche le finestre sono state incluse nella procedura di correzione di errore.

Durante tutta la sessione sperimentale la temperatura ambientale, monitorata attraverso una sonda a termistore, si è attestata intorno a valori di (26,5 1,0) °C. I set-up sperimentali relativi al sistema in guida WR430 e a quello in guida WR90 sono mostrati in Fig. 3.



Figura 9-2 Set-up sperimentali: in guida WR430 (a); in guida WR90 (b).

A titolo di esempio, si riportano in Figura 9-3 le misure della parte reale della permittività per il campione di PTFE, ottenute con i due sistemi di misura. In particolare, i grafici sono stati filtrati con un filtro a media mobile (mediando su circa 40 punti) per eliminare le fluttuazioni veloci legate al rumore di misura.

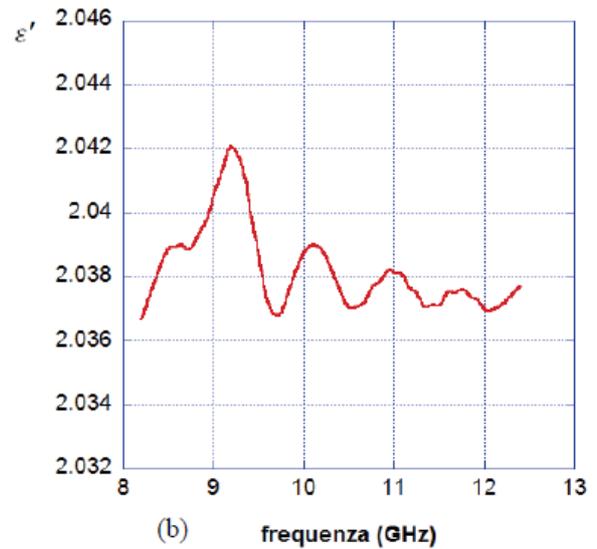
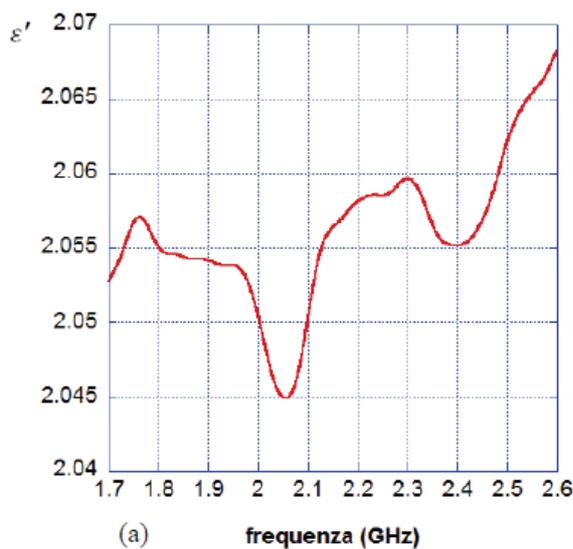


Figura 9-3 Parte reale della permittività misurata per il campione di PTFE: guida WR430 (a); guida WR90 (b).

L'analisi di Figura 9-3 mostra come le misure in guida WR430 siano caratterizzate da una variabilità più marcata rispetto a quelle in guida WR90. Questo è attribuibile a vari fattori, quali la maggior tolleranza meccanica, la presenza delle finestre con iridi, la maggiore estensione del sistema che costringe a maggiori movimentazioni dei cavi nelle operazioni di montaggio/smontaggio, con conseguente perdita di accuratezza della procedura di correzione d'errore. Il risultato finale, comunque, è del tutto accettabile, come si può meglio evincere dall'analisi di Tabella 1, che riporta una sintesi delle misure sui diversi campioni considerati. In particolare, per ogni materiale viene riportato il valor medio di permittività nella banda di misura, lo scarto tipo calcolato considerando tutti i punti di misura (poiché il comportamento teorico dovrebbe essere piatto in frequenza la variabilità osservata è principalmente conseguenza degli effetti casuali), il modulo massimo dello scarto rispetto al valor medio.

Tabella 1- Sintesi dei valori misurati per la parte reale della permittività dei diversi campioni con i due sistemi

Materiale	WR430			WR90		
	Media campionaria	Scarto tipo	Scarto massimo	Media campionaria	Scarto tipo	Scarto massimo
LD-PVC	1.619	0.003	0.006	1.608	0.001	0.004
PTFE	2.056	0.005	0.012	2.038	0.002	0.007
PMMA	2.592	0.010	0.066	2.591	0.004	0.010
PC	2.822	0.011	0.039	2.809	0.007	0.014

Dal confronto dei due sistemi in Tabella 1- *Sintesi dei valori misurati per la parte reale della permittività dei diversi campioni con i due sistemi* si nota una maggiore precisione del sistema in banda X, ma in entrambi i casi con uno scarto tipo ben al di sotto dell'1%. Anche la differenza tra i valori medi misurati con i due sistemi risulta essere inferiore all'1%. Questi valori sono tutti pienamente compatibili con il risultato dell'analisi teorica di incertezza riportato in precedenza. La variabilità complessiva delle misure è, soprattutto con alcuni materiali, molto maggiore con il sistema in guida WR430. Questo succede, in particolare, con i materiali a permittività più elevata, presumibilmente a causa dell'instaurarsi di modi di ordine superiore nel tratto di guida riempito dal campione stesso. È anche importante evidenziare che, oltre ai vari campioni di riferimento, con entrambi i sistemi sono state effettuate due

misurazioni con il porta-campione vuoto, una all'inizio della sessione sperimentale e l'altra alla fine. Questo ha consentito di valutare l'effetto di deriva del sistema, che si è rivelato essere, anch'esso, inferiore all'1%. La campagna di caratterizzazione sperimentale appena mostrata ha consentito di confermare la validità del sistema di misura proposto, ma limitatamente alla misura della parte reale della permittività. Di fatto, tutti i materiali misurati erano caratterizzati da una sostanziale assenza di perdite nella banda di frequenze di misura. Sarebbe utile completare la caratterizzazione considerando sostanze dotate di perdite dielettriche. Una soluzione che si sta prendendo in considerazione è quella di sostanze gelatinose a base di acqua, sale e agarosio.

9.4 Esempio di misura su materiale granulare

Al fine di mostrare le potenzialità del sistema di misura sviluppato nella caratterizzazione di sostanze granulari, a titolo di esempio si è effettuata una misura di permittività su un campione di materiale inerte di natura calcarea con diametri compresi tra 10 e 15 mm. Si tratta, dunque, di aggregati grossi tipicamente utilizzati negli strati di base e di collegamento del manto stradale. In questo caso il materiale è stato versato nel porta-campione WR430 fino a riempirlo interamente, come mostrato in Figura 9-4(a).

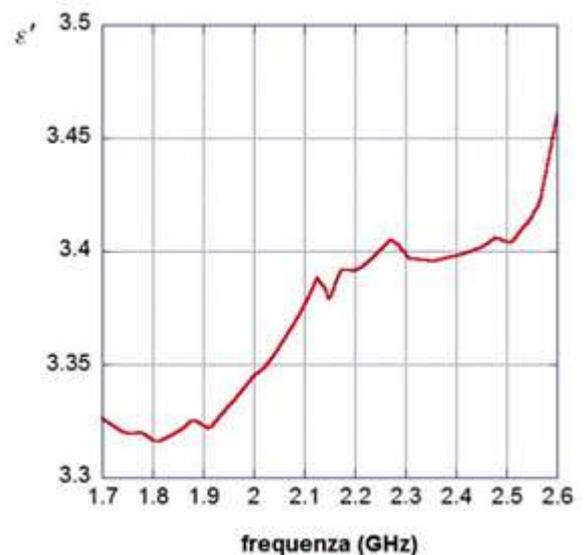


Figura 9-4 Misura su materiale inerte calcareo di dimensione 10 – 15 mm: vista del porta -campione WR430 riempito del materiale (a); parte reale della permittività misurata (b).

Il risultato della misurazione è riportato in Figura 9-4(b), in particolare con riferimento alla parte reale della permittività (quella immaginaria è risultata trascurabile). Il confronto con le misure sul PTFE, riportate in Figura 9-3(a), mostra chiaramente una maggiore variabilità. Essa è diretta conseguenza della non omogeneità del materiale che porta più facilmente all'instaurazione di modi di ordine superiore. In questo caso, inoltre, è ovviamente assai maggiore l'incertezza nell'effettivo spessore del campione, data la natura granulare dello stesso. Al di là di queste considerazioni, l'esperimento ha mostrato la fattibilità dell'utilizzo del sistema proposto per misure su sostanze granulari. Peraltro, una stima della porosità della miscela aria/inerte sotto analisi, ottenuta misurando la quantità di acqua che era possibile versare in un volume di miscela pari a un litro, ha portato a un valore del 45%. Utilizzando tale dato e considerando un valore medio di 3,4 per la permittività misurata della miscela, la formula (1) consente di ricavare un valore di 6,4 come permittività del materiale calcareo. Tale dato è compatibile con l'intervallo di valori tipici dei materiali calcarei, riportato paragrafo 9.1.

9.5 Conclusioni

La caratterizzazione sperimentale del sistema in guida realizzato ha mostrato come la soluzione proposta sia in grado di fornire misure di permittività intorno a 2.45 GHz con un'incertezza contenuta entro pochi punti percentuali, in linea con le soluzioni commerciali utilizzando sonde coassiali. Il sistema offre l'enorme vantaggio, grazie alla presenza delle finestre di tenuta, di consentire una agevole misurazione su campioni granulari, anche di volume non trascurabile. La caratterizzazione del sistema verrà completata considerando ulteriori campioni di riferimento, scelti in maniera tale da presentare perdite dielettriche note. Si passerà, quindi, al suo impiego per misure sui conglomerati bituminosi e sui loro singoli componenti, al fine di validare possibili modelli di permittività del conglomerato stesso.

10 MISURA CONTENUTO DI UMIDITÀ IN MATERIALI LAPIDEI

L'interesse verso la caratterizzazione, il monitoraggio e la conservazione dei Beni Culturali è aumentato considerevolmente, grazie alla oramai diffusa consapevolezza dell'importanza di preservare tesori culturali inestimabili. È noto che l'umidità rappresenta una delle principali cause di degrado delle strutture monumentali: pertanto, sono numerosi gli studi rivolti a sviluppare nuove tecniche di misura non invasive (e a migliorare quelle già esistenti) per la rilevazione accurata dell'umidità nelle strutture. In tale contesto, l'attività di seguito presentata ha riguardato la caratterizzazione dielettrica, per diversi livelli di umidità di due tipologie di pietra tipiche dei beni monumentali nel Sud Italia: la pietra gentile e la pietra leccese.

La caratterizzazione di questi materiali è stata effettuata per diversi valori di umidità, impiegando comparativamente un analizzatore di reti vettoriale e un riflettometro nel dominio del tempo, ed utilizzando tre sonde diverse (un risonatore patch; una sonda coassiale open-ended, ed una guida d'onda WR90) [1, 2].

10.1 Descrizione delle prove sperimentali

I metodi di misura considerati si basano sul fatto che la presenza di acqua (con permittività relativa pari a circa 78) aumenta la permittività dei materiali lapidei considerati (che, normalmente, è pari a circa 5-6). Per brevità, si riportano solo i risultati relativi alle misure sulla pietra gentile.

10.2 Misure con risonatore patch.

Attraverso queste misure è stata ricavata la curva di taratura sperimentale che lega la frequenza del risonatore patch (f_r) al valore del livello di umidità θ_v del campione di pietra, posto a contatto con il risonatore. Le misure sono state eseguite, per valori noti di θ_v , utilizzando dapprima un analizzatore di reti vettoriale (Agilent E8363C) per misurare il parametro di scattering in riflessione (Fig. 10-1(a)). Analogamente, con misure TDR per mezzo di un oscilloscopio (LeCroy SDA 100G) che generava un segnale a gradino, con tempo di salita pari a 20 ps, sono stati acquisiti i

riflettogrammi (Fig. 10-1(b)) e, applicando la trasformata di Fourier, è stato ricavato il parametro di scattering in riflessione (Fig. 10-1(c)). La Fig. 10-1(d) mostra le curve di taratura così ottenute. Le misure TDR sono state eseguite per valutare la possibilità di utilizzare strumenti portatili TDR (generalmente meno costosi degli analizzatori di rete) in applicazioni pratiche sul campo. Infatti, anche se lo strumento TDR utilizzato è ad elevate prestazioni, in commercio sono disponibili strumenti TDR economici e portatili (per es. il TDR-307usb). È stato inoltre verificato che, anche senza applicare alcuna correzione di errore (come nel caso di misure TDR), la valutazione del valore di f_r ha fornito gli stessi risultati ottenuti con misure VNA. Questo aspetto è importante in vista dell'impiego di strumentazione TDR a basso costo.

10.3 Misure con sonda coassiale open-ended

In questo set di misure, è stata utilizzata una sonda coassiale open-ended, disponibile nel kit Keysight 85070E, collegata all'analizzatore di rete. Questa sonda ha una banda utile fino a 20 GHz ed è adatta per misure di permittività sui liquidi e sui materiali solidi con superficie piatta. La Fig. 10-1(e) mostra la relazione sperimentale ottenuta tra la permittività del campione e il valore di θ_v . Con questo metodo, si è notato che la non perfetta omogeneità dei campioni di pietra porta a una scarsa ripetibilità quando la sonda viene posizionata in punti diversi dello stesso campione.

10.4 Misure con guida d'onda WR90

Per queste misure, è stata utilizzata una guida d'onda standard WR90 (che lavora in banda X, nell'intervallo di frequenze tra 8.2 e 12.4 GHz) collegata al VNA (Fig. 10-1(f)). È opportuno precisare che queste misure sono state eseguite solo al fine di estendere la caratterizzazione dielettrica a diverse bande di frequenza. Infatti, la sonda WR90 prevede che il campione sia inserito al suo interno e, pertanto, questa metodologia risulta poco adatta a misure sui Beni Culturali.

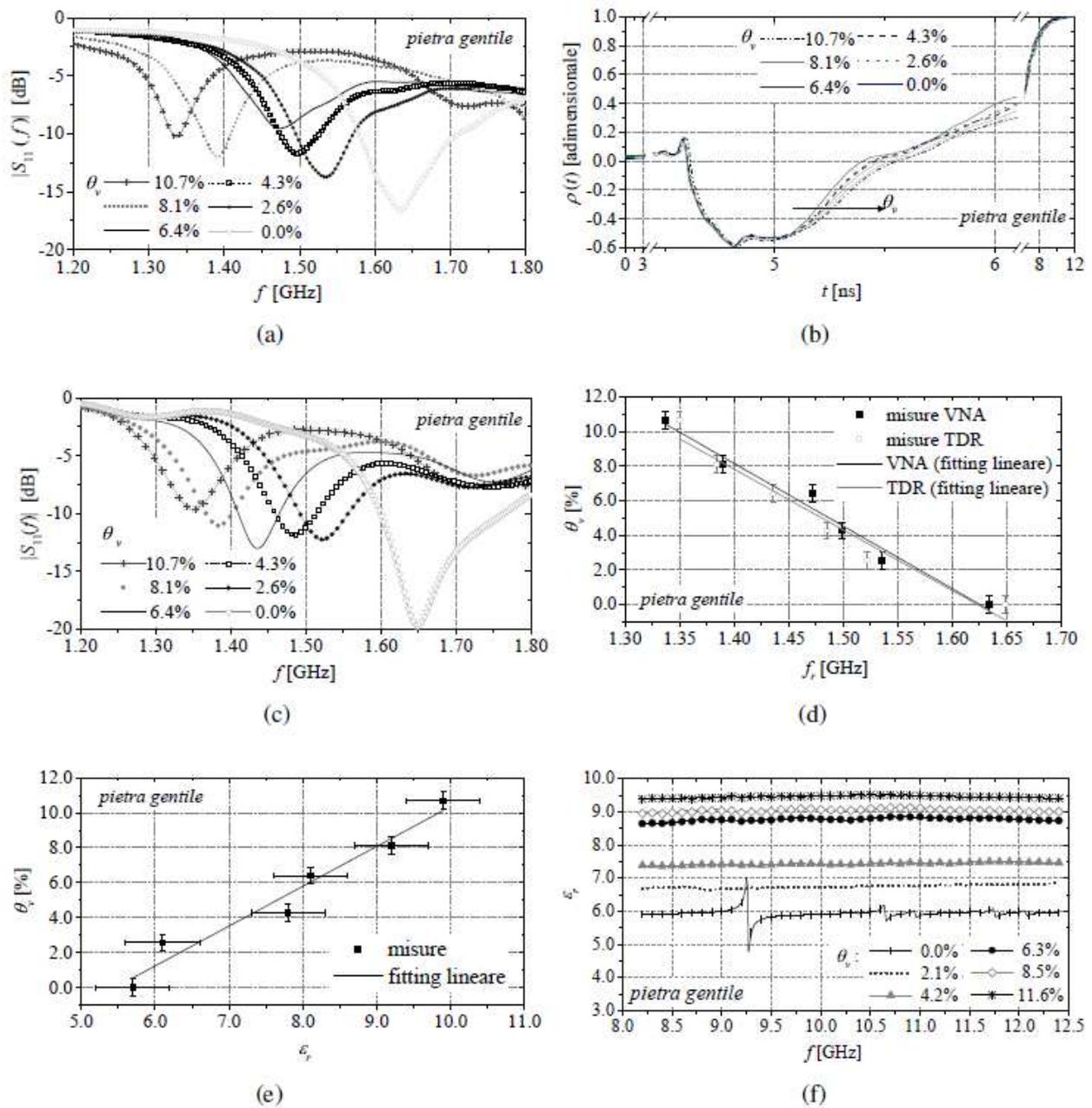


Figura 10-1

- (a) $|S_{11}(f)|$ del risonatore patch misurato con il VNA per diversi valori di θ_v ;
- (b) riflettogrammi acquisiti con l'oscilloscopio;
- (c) $|S_{11}(f)|$ ricavato, tramite FFT, dai riflettogrammi;
- (d) curve $f_r - \theta_v$;
- (e) relazione " $\epsilon_r - \theta_v$ " ottenuta attraverso misure con una sonda coassiale open-ended;
- (f) permittività in funzione della frequenza, ottenuta da misure con sonda WR90 e VNA, per diversi valori di θ_v .

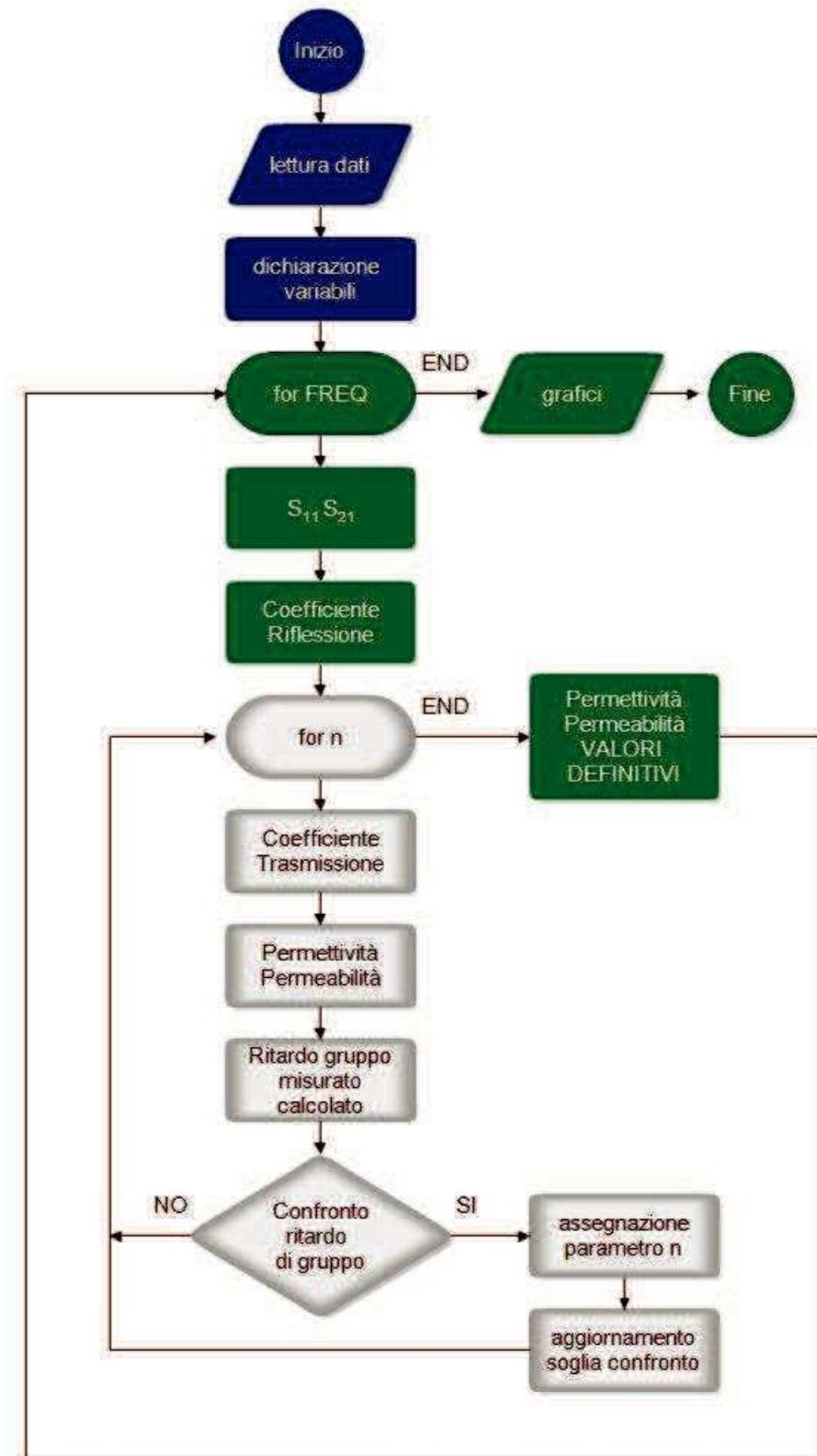
10.5 Conclusioni

Dai risultati ottenuti, l'approccio che utilizza il risonatore patch con la tecnica TDR risulta il metodo più adatto per applicazioni in situ, grazie al basso costo della sonda e della strumentazione che è possibile impiegare. Inoltre, il posizionamento del risonatore è semplice (è richiesta solo una buona aderenza con il campione), e ciò permette di ottenere un'elevata ripetibilità. Invece, per quanto riguarda la sonda coassiale open-ended, il suo volume sensibile è molto limitato e, per l'intrinseca disomogeneità delle pietre, il metodo risulta scarsamente ripetibile. Inoltre, i costi della sonda e della strumentazione necessaria non sono particolarmente bassi. Su tali basi, questo sistema non sembra adatto per applicazioni sul campo, ma resta pur sempre un buon sensore lineare, con buona sensibilità. Le curve di taratura $\varepsilon_r - \theta_v$ ricavate in laboratorio con questo metodo possono essere poi impiegate, in situ, per il monitoraggio non invasivo dell'umidità nei Beni Culturali.

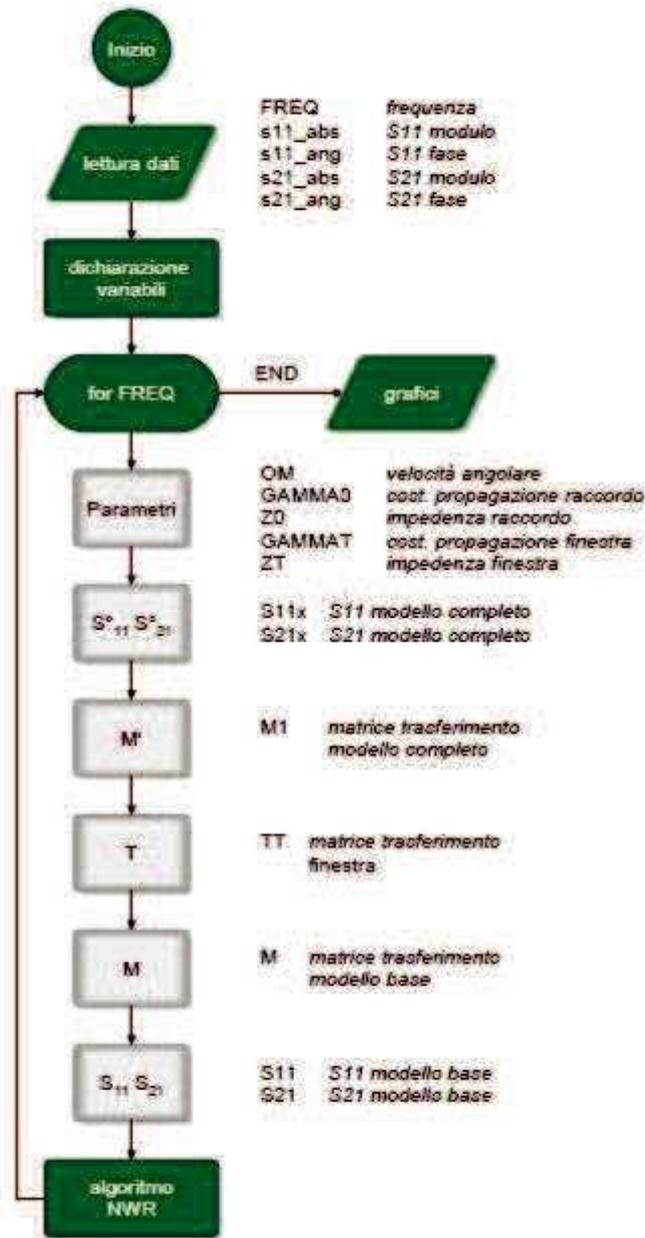
APPENDICE

MATLab – Algoritmo NRW

Schema soluzione algoritmo NRW applicato al caso modello base



Schema soluzione algoritmo NRW applicato al caso modello completo



Codice MATLAB - Algoritmo Nicolson Ross Weir

```
% calcolo parametri S da modello completo
% determinazione matrice trasmissione completa M'
% calcolo matrice trasmissione finestre TT
% calcolo matrice trasmissione sample holder M - modello base
% calcolo parametri S relativi sample holder S11 S12- modello base
% lettura parametri S da modello CST con FINESTRE FL=2;
% lettura modulo S11 dal modello CST

[FREQ,s11_abs]=textread('sample_holder\s11m.txt','%f%f','headerlines',FL); %
lettura fase S11 dal modello CST
[FREQ,s11_ang]=textread('sample_holder\s11f.txt','%f%f','headerlines',FL); %
lettura modulo S21 dal modello CST
[FREQ,s21_abs]=textread('sample_holder\s21m.txt','%f%f','headerlines',FL); %
lettura fase S21 dal modello CST
[FREQ,s21_ang]=textread('sample_holder\s21f.txt','%f%f','headerlines',FL);

% f frequenza Gigahertz FREQ=FREQ*1E9;
% dimensioni guida WR430 AA=109.22E-3;
% lunghezza campione
L= 100E-3;
% finestra t= 1.6e-3;
% costanti
EPSRT = 2.2; % permittività finestra Arlon Di 880 (loss free)
EPS0=(1/(36*pi))*1.0E-9;
MU0=4*pi*1.0E-7;
% velocità nel vuoto e nel dielettrico
CVAC=1.0/sqrt(EPS0*MU0);
%CDIE=1.0/sqrt(EPS0*EPSR*MU0);
CDT=1.0/sqrt(EPS0*EPSRT*MU0);
% frequenza di taglio
LC=2*AA;
FC=CVAC/LC;
FCDT=CDT/LC;
% dichiarazione parametri
DELTATAUMIN=1; % assegnazione valore di soglia minimo del deltatau
cont=0; % contatore per la scansione delle frequenze
nvero=0; % valore di n migliore
N=size(FREQ); % determina il numero di campioni di frequenza
```

```

NV=ones(N(1),1); % vettore per il parametro n vero

% inizio scansione frequenze
for cont=1:N(1); % esegue la scansione delle frequenze selezionate
    % velocità angolare
    OM = 2*pi*FREQ(cont);
    LO = CVAC/FREQ(cont);
% costante di propagazione nei 3 tratti
GAMMA0=i*sqrt((OM/CVAC)^2-(2*pi/LC)^2); % raccordo in aria
GAMMAT=i*sqrt((OM/CVAC)^2*EPSRT-(2*pi/LC)^2); % finestra
% impedenza
Z0(cont,1)=i*OM*MU0/GAMMA0; % raccordo in aria
ZT(cont,1)=i*OM*MU0/GAMMAT; % finestra
% matrice traferimento ABCD linea finestra di pressurizzazione
AT=cosh(GAMMAT*t);
BT=ZT(cont,1)*sinh(GAMMAT*t);
CT=sinh(GAMMAT*t)/ZT(cont,1);
DT=cosh(GAMMAT*t);
TT = [AT,BT;CT,DT];
% matrice ABCD finestra di pressurizzazione
% calcolo la matrice ABCD - parametri di scattering forniti da CST
% questa è la matrice M' del sistema completo
% ricostruzione dei parametri S in modulo e fase dai valori letti
S11x(cont,1)=s11_abs(cont,1)*exp(i*s11_ang(cont,1)*pi/180);
S21x(cont,1)=s21_abs(cont,1)*exp(i*s21_ang(cont,1)*pi/180);
% matrice ABCD del sistema completo = sample holder + 2 finestre
a(cont,1) = ((1-S11x(cont,1)^2)+S21x(cont,1)^2)/(2*S21x(cont,1));
b(cont,1) = Z0(cont,1)*((1+S11x(cont,1))^2-S21x(cont,1)^2)/(2*S21x(cont,1));
c(cont,1) = ((1-S11x(cont,1))^2-S21x(cont,1)^2)/(2*S21x(cont,1))/Z0(cont,1);
d(cont,1) = ((1-S11x(cont,1)^2)+S21x(cont,1)^2)/(2*S21x(cont,1));
% matrice ABCD del sistema completo M'
M1=[a(cont,1),b(cont,1);c(cont,1),d(cont,1)];
% ricavo la matrice di trasmissione M del tratto sample holder
M=inv(TT)*M1*inv(TT);
A(cont,1) = M(1,1);
B(cont,1) = M(1,2);
C(cont,1) = M(2,1);
D(cont,1) = M(2,2);
% derivo i parametri S dalla matrice M
S11(cont,1)=(A(cont,1)+B(cont,1)/Z0(cont,1)-C(cont,1)*Z0(cont,1)-

```

```

D(cont,1)/((A(cont,1)+B(cont,1)/Z0(cont,1)+C(cont,1)*Z0(cont,1)+D(cont,1)));
S21(cont,1)=2/((A(cont,1)+B(cont,1)/Z0(cont,1)+C(cont,1)*Z0(cont,1)+D(cont,1)));
% i parametri S ottenuti vengono elaborati nell'algoritmo NWR
CAPPA(cont,1)=(S11(cont,1)^2-S21(cont,1)^2+1.0)/(2*S11(cont,1));
RIFLRP(cont,1) = CAPPA(cont,1)+sqrt((CAPPA(cont,1)^2-1));
RIFLRM(cont,1)=CAPPA(cont,1)-sqrt((CAPPA(cont,1)^2-1);
% inizio calcolo epsilon e deltatau
% per ogni frequenza cerco il migliore n da usare nell'espressione di WNR
for n=0:3
    if(abs(RIFLRP(cont,1)) < 1.0)
%       coefficiente di trasmissione ricostruito dalle misure
        TRASMR(cont,1)=(S11(cont,1)+S21(cont,1)-RIFLRP(cont,1))/(1.0-
            (S11(cont,1)+S21(cont,1))*RIFLRP(cont,1));
        fir(cont,1)=angle(TRASMR(cont,1));
        fi=unwrap(fir); LOGARITMO(cont,1)=log(1.0/TRASMR(cont,1))+ i*2*pi*n;
        DELTA(cont,1) = -(1.0/(2*pi*L))*LOGARITMO(cont,1)^2;
% calcolo permabilità mu
        M1 = 1+RIFLRP(cont,1);
        M2 = 1/sqrt(DELTA(cont,1));
        M3 = 1-RIFLRP(cont,1);
        M4 = sqrt((1/L0^2)-(1/LC^2)); MURCAL(cont,1)= M1/(M2*M3*M4);
        EPSRC(cont,1)=((CVAC/FREQ(cont))^2)/MURCAL(cont,1)*(DELTA(cont,1)+
            (1/(LC^2)));
        EPSRRICAL(cont,1)=real(EPSRC(cont,1));
        SIGRICAL(cont,1)=-imag(EPSRC(cont,1))*OM*EPS0;
%     confronto i tempi di ritardo calcolati e misurati
%     ritardo di gruppo calcolato
        TAUC(cont,1)=L*FREQ(cont)*EPSRRICAL(cont,1)*real(MURCAL(cont,1))/CVAC^2;
        TAUC(cont,1)=TAUC(cont,1)/sqrt((EPSRRICAL(cont,1)*real(MURCAL(cont,1))*(FREQ(con
t)^2)/CVAC^2) - 1.0/(LC^2) );
        if(cont > 1)
            % velocità di gruppo misurata TAUM(cont,1)=(-1/(2*pi));
            TAUM(cont,1)=TAUM(cont,1)*(fi(cont,1)-fi(cont-1,1));
            TAUM(cont,1)=TAUM(cont,1)/(FREQ(cont)-FREQ(cont-1));
            % differenza tra la velocità di gruppo misurata e calcolata
            DELTATAU(cont,1)=TAUC(cont,1)-TAUM(cont,1);
            % determinazione del valore minimo della differenza
            if (DELTATAU(cont,1) < DELTATAUMIN)
                nvero=n; % assegna il valore di n migliore
                NV(cont,1)=nvero;

```

```

        DELTATAUMIN = abs(DELTAU(cont,1)); % aggiorna la
soglia minima di confronto
        end % if (abs(DELTAU(cont,1)) < DELTATAUMIN)
    end % if(cont>1)e
    end % if(abs(RIFLRP) < 1.0)
% inizio controllo modulo riflessione
    if(abs(RIFLRM(cont,1)) < 1.0)
        TRASMR(cont,1)=(S11(cont,1)+S21(cont,1)-RIFLRM(cont,1))/(1.0-
        (S11(cont,1)+S21(cont,1))*RIFLRM(cont,1));
        fir(cont,1)=angle(TRASMR(cont,1));
        fi=unwrap(fir);
        LOGARITMO=log(1.0/TRASMR(cont,1))+i*2*pi*n;
        DELTA(cont,1)=-((1.0/(2*pi*L))*LOGARITMO)^2;
% calcolo permeabilità mu
        M1 = 1+RIFLRM(cont,1);
        M2 = 1/sqrt(DELTA(cont,1));
        M3 = 1-RIFLRM(cont,1);
        M4 = sqrt((1/L0^2)-(1/LC^2));
        MURCAL(cont,1)= M1/(M2*M3*M4);
        EPSRC(cont,1)=((CVAC/FREQ(cont))^2)/MURCAL(cont,1)*
        (DELTA(cont,1)+(1/(LC^2)));
        EPSRRICAL(cont,1)=real(EPSRC(cont,1)); SIGRICAL(cont,1)=-
        imag(EPSRC(cont,1))*OM*EPS0;
% confronto i tempi di ritardo calcolati e misurati
        TAUC(cont,1)=L*FREQ(cont)*EPSRRICAL(cont,1)*real(MURCAL(cont,1))/CVAC^2;
        TAUC(cont,1)=TAUC(cont,1)/sqrt((EPSRRICAL(cont,1)*real(MURCAL(cont
,1))*(FREQ(cont)^2)/CVAC^2) - 1.0/(LC^2));
        if(cont > 1) % condizione per rapporto incrementale
            velocità di gruppo misurata TAUM(cont,1)=(-1/(2*pi));
            TAUM(cont,1)=TAUM(cont,1)*( fi(cont,1)-fi(cont-1,1) );
            TAUM(cont,1)=TAUM(cont,1)/( FREQ(cont)-FREQ(cont-1));
            % differenza tra la velocità di gruppo misurata e calcolata
            DELTAU(cont,1)=TAUM(cont,1)-TAUC(cont,1);
% determinazione del valore minimo della differenza
        if (abs(DELTAU(cont,1)) < DELTATAUMIN)
            nvero=n;% assegna il valore di n migliore
            NV(cont,1)=nvero;
            DELTATAUMIN = abs(DELTAU(cont,1)); % aggiorna la
soglia minima di confronto
        end % if (abs(DELTAU(cont,1)) < DELTATAUMIN)
    end % if(cont > 1)

```

```

    end % if(abs(RIFLRM) < 1.0)
end % for n=nvero:STEP
% calcolo epsilon con il valore di n migliore nvero
DELTAM(cont,1)=DELTATAUMIN;
LOGARITMO=log(1.0/TRASMR(cont,1))+i*2*pi*nvero;
DELTA(cont,1)=-((1.0/(2*pi*L))*LOGARITMO)^2;
if(abs(RIFLRP(cont,1)) < 1.0)
    M1 = 1+RIFLRP(cont,1);
    M2 = 1/sqrt(DELTA(cont,1));
    M3 = 1-RIFLRP(cont,1);
    M4 = sqrt((1/L0^2)-(1/LC^2));
    MURCAL(cont,1)= M1/(M2*M3*M4);
end
if(abs(RIFLRM(cont,1)) < 1.0)
    M1 = 1+RIFLRM(cont,1);
    M2 = 1/sqrt(DELTA(cont,1));
    M3 = 1-RIFLRM(cont,1);
    M4 = sqrt((1/L0^2)-(1/LC^2));
    MURCAL(cont,1)= M1/(M2*M3*M4);
end
EPSRC(cont,1)=((CVAC/FREQ(cont))^2)/MURCAL(cont,1)*(DELTA(cont,1)+(1/(LC^2)));
EPSRRICAL(cont,1)=real(EPSRC(cont,1)); SIGRICAL(cont,1)=-
imag(EPSRC(cont,1))*OM*EPS0;
end % for i=1:1:N - FREQ=Fmin:Fstep:Fmax

% grafici
subplot('Position',[0.05 0.55 0.9 0.4]) plot(FREQ,real(EPSRC),'b')
grid
%ylim([5.4 6.7])
xlim([FREQ(1) FREQ(N(1))])
title(['parte reale permittività '])
subplot('Position',[0.05 0.05 0.9 0.4]) plot(FREQ,SIGRICAL,'b')
grid
xlim([FREQ(1) FREQ(N(1))])
%ylim([-2e-3 2e-3])
title(['conducibilità elettrica '])

```

BIBLIOGRAFIA

CAPITOLO 1

1. Devendra K . Misra Citation Information Electrical Measurement, Signal Processing, and Displays Edited by John G . Webster CRC Press 2003 - Pages 10-1_10-12 Print ISBN: 978-0-8493- 1733-0 eBook ISBN: 978-0-203-00940-6 DOI: 10.1201/9780203009406.ch10
2. Agilent Application Note: Basics of Measuring the Dielectric Properties of Materials

CAPITOLO 2

1. “Microwave Electronics: Measurements and Material Characterization” , L. F. Chen, C. K. Ong and C. P. Neo, V. V. Varadan and V. K. Varadan.
2. W. B. Weir, “*Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies*”, Proceedings of the IEEE, 62, pp. 33– 36. 1974.
3. “*Transmission/reflection and short-circuit line permittivity measurements*”, J.Baker-Jarvis, NIST Technical Note 1341, National Institute of Standards and Technology, U.S. Department of Commerce. 1990
4. HP, “*HP8510 - Operating and Programming Manual*”, Hewlett-Packard, Inc.

CAPITOLO 3

1. “Appunti lezioni Campi Elettromagnetici I”, Prof. Fabrizio Frezza, a. Univ. La Sapienza di Roma, Fac. Ingegneria Elettronica.
2. “Microwave Electronics: Measurements and Material Characterization” , L. F. Chen, C. K. Ong and C. P. Neo, V. V. Varadan and V. K. Varadan. Cap. 2
3. ”Microwave Engineering”, D.M. Pozar , John Wiley & So
4. “Foundations for Microwave Engineering” 2° ed. R.E. Collin McGrawHill
5. “Ingegneria delle microonde e radiofrequenza”, R.Sorrentino,G.Bianchi, McGrawHill 2006

CAPITOLO 5

1. Baker-Jarvis, J. (1990). Transmission/reflection and short-circuit line permittivity measurements, *NIST Technical Note 1341, National Institute of Standards and Technology, U.S. Department of Commerce.*
2. Nicolson, A. M. and G. F. Ross, \Measurement of the intrinsic properties of materials by time-domain techniques," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, Vol. 19, 377{382, 1970.
3. Weir, W. B., \Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies," *Proc. IEEE*, Vol. 62, 33-36, 1974.
4. Agilent Application Note: Basics of Measuring the Dielectric Properties of Materials
5. Chen, L. F., C. K. Ong, C. P. Neo, et al., *Microwave Electronics: Measurement and Materials Characterization*, John Wiley & Sons, West Sussex, England, 2004.
6. Zhang, H., S. Y. Tan, and H. S. Tan, \An improved method for microwave nondestructive dielectric measurement of layered media," *Progress In Electromagnetics Research B*, Vol. 10, 145-161, 2008

CAPITOLO 6

1. "Appunti lezioni Campi Elettromagnetici I", Prof. Fabrizio Frezza, Univ. La Sapienza di Roma, Fac. Ingegneria Elettronica.
2. "Foundations for Microwave Engineering" 2° ed. R.E. Collin McGrawHill

CAPITOLO 7

1. "*Transmission/reflection and short-circuit line permittivity measurements*" Baker-Jarvis, J. (1990)., NIST Technical Note 1341, National Institute of Standards and Technology, U.S. Department of Commerce.

CAPITOLO 8

1. Appunti Corso "Misure a Microonde" Prof Pisa
"Manuale di metrologia e strumentazione elettronica", G.Colella ,Biblioteca Tecnica Hoepli.

CAPITOLO 9

- [1] E. Piuzzi, C. Merla, G. Cannazza, A. Zambotti, F. Apollonio, A. Cataldo, P. D'Atanasio, E. De Benedetto, and M. Liberti, "A comparative analysis between customized and commercial systems for complex permittivity measurements on liquid samples at microwave frequencies", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 62, no. 5, pp. 1034-1046, 2013.
- [2] A. Cataldo, E. Piuzzi, G. Cannazza, and E. De Benedetto, "Classification and adulteration control of vegetable oils based on microwave reflectometry analysis", *Journal of Food Engineering*, vol. 112, no. 4, pp. 338-345, 2012.
- [3] J.M. Osepchuk, "A history of microwave heating applications", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 32, no. 9, pp. 1200-1224, 1984.
- [4] R.G. Bosisio, J. Spooner, and J. Granger, "Asphalt road maintenance with a mobile microwave power unit", *Journal of Microwave Power*, vol. 9, no. 4, pp. 381-386, 1974.
- [5] Norma UNI EN13043:2004, *Aggregati per miscele bituminose e trattamenti superficiali per strade, aeroporti e altre aree soggette a traffico*.
- [6] M. Adous, P. Queffelec, and L. Laguerre, "Coaxial/cylindrical transition line for broadband permittivity measurement of civil engineering materials", *Measurement Science and Technology*, vol. 17, no. 8, pp. 2241-2246, 2006.
- [7] M.A. Stuchly and S.S. Stuchly, "Coaxial line reflection methods for measuring dielectric properties of biological substances at radio and microwave frequencies—A review", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 29, no. 3, pp. 176–183, 1980.
- [8] J. Baker-Jarvis, M.D. Janezic, J.H. Grosvenor, and R.G. Geyer, "Transmission/reflection and short-circuit line methods for measuring permittivity and permeability", *NIST Technical Note 1355*, 1992.
- [9] J.Q. Shang, "Effects of asphalt pavement properties on complex permittivity", *International Journal of Pavement Engineering*, vol. 3, no. 4, pp. 217-226, 2002.

- [10] J.Q. Shang, J.A. Umana, F.M. Bartlett, and J.R. Rossiter, “Measurement of complex permittivity of asphalt pavement materials”, *Journal of Transportation Engineering*, vol. 125, no. 4, pp. 347-356, 1999.
- [11] E. Piuzzi, A. Cataldo, G. Cannazza, and E. De Benedetto, “An improved reflectometric method for soil moisture measurement exploiting an innovative triple-short calibration”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 59, no. 10, pp. 2747-2754, 2010.
- [12] P. Subedi and I. Chatterjee, “Dielectric mixture model for asphalt-aggregate mixtures”, *Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy*, vol. 28, no. 2, pp. 68-72, 1993.
- [13] Agilent Technologies, *Applying Error Correction to Network Analyzer Measurements*, Application Note 1287-3, 2002.
- [14] Agilent Technologies, *Specifying Calibration Standards and Kits for Agilent Vector Network Analyzers*, Application Note 1287-11, 2011.
- [15] A.M. Nicolson and G.F. Ross, “Measurement of the intrinsic properties of materials by time domain techniques”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 19, no. 4, pp. 377-382, 1970.
- [16] W.W. Weir, “Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies”, *Proceedings of the IEEE*, vol. 62, no. 1, pp.33-36, 1974.
- [17] J. Baker-Jarvis, E.J. Vanzura, and W.A. Kissick, “Improved technique for determining complex permittivity with the transmission/reflection method”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 38, no. 8, pp. 1096-1103, 1990.
- [18] Agilent Technologies, *Agilent 85071E Materials Measurement Software – Technical Overview*.

CAPITOLO 10

[1] E. Piuzzi, et al., Noninvasive measurement of moisture content in stone materials, in: 1st International Conference on Metrology for Archaeology Proceedings, 2015, pp. 271-273.

[2] E. Piuzzi, et al., A comparative assessment of microwave-based methods for moisture content characterization in stone materials, Measurement.

