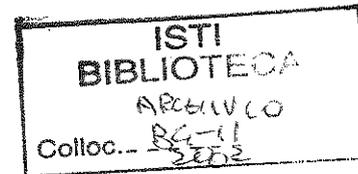


B6-12  
2002

## **Analisi mediante simulazione e sperimentazione di sensori a risonanza realizzati con antenne a patch per l'indagine non distruttiva a microonde su materiali dielettrici**

*Alessandra Zucchelli, Guido Gagliardi*

I.S.T.I. – CNR Pisa



### **Sommario**

La misura della porosità all'interno dei materiali dielettrici è argomento di rilevante importanza in svariati settori sia in ambito scientifico che in ambito industriale.

Mediante l'utilizzo di tecniche applicate all'indagine non distruttiva dei materiali (NDT, NDE, NDI) sono stati progettati e realizzati due dispositivi passivi a microonde, operanti nella banda ISM, in grado di rilevare piccole percentuali di porosità all'interno di campioni di materiali dielettrici.

Plexiglass, marmo bianco e polvere di vetro sono i materiali sui quali sono state eseguite misure sperimentali con l'ausilio del network analyzer.

I due sensori a risonanza sono stati dimensionati in base ai diversi tipi di materiali da esaminare, e pertanto presentano caratteristiche fisiche differenti, ma entrambi permettono di effettuare misure in modo non distruttivo, non a contatto e mediante semplici tecniche di elaborazione dei segnali in uscita, permettono di ottenere risultati in tempo reale.

### **1 - Introduzione**

Uno dei settori di indagine di maggior interesse della tecnologia dei materiali è lo studio e lo sviluppo di procedure e di strumentazione per l'indagine delle loro proprietà in forma non invasiva e, in molti casi, senza contatto con l'oggetto sotto esame.

Fra le numerose tecniche di indagine, in questo elaborato si è presa in considerazione una particolare classe di tecniche non distruttive, quella basata sull'utilizzo di microonde. Il motivo per cui è stata fatta tale scelta è legato all'interesse particolare di questo studio per la diagnostica di materiali dielettrici. L'obiettivo specifico del presente elaborato è stato infatti quello di realizzare un dispositivo passivo a microonde in grado di misurare variazioni percentuali di porosità all'interno di essi.

Viene brevemente presentata la procedura di progetto, simulazione e realizzazione di un sensore a microonde realizzato mediante un'antenna a patch. Tale sensore è risultato in grado di misurare piccole variazioni percentuali di porosità all'interno di materiali dielettrici. Vengono infine riportati i risultati sperimentali ottenuti su campioni in marmo effettuando un confronto con le misure assunte con tecniche tradizionali.

## 2 - Sensori a risonanza realizzati con antenne a patch

Tali antenne sono costituite da un substrato dielettrico di spessore  $t$ , molto minore della lunghezza d'onda, sul quale si trovano, da un lato un conduttore radiante (patch), e dall'altro il piano conduttore di massa (vedi figura 2-1). L'elemento radiante può essere di forma quadrata, rettangolare o circolare [1].

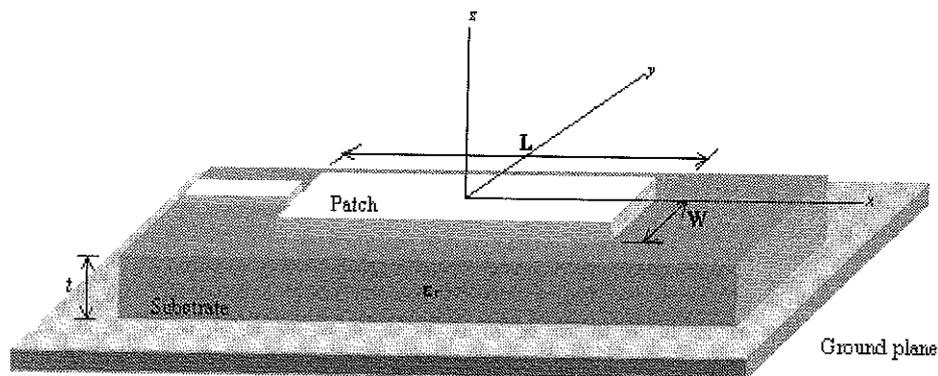


Figura 2-1 Geometria di un'antenna a patch alimentata in microstrip

Le antenne a patch appartengono alla classe delle antenne a risonanza, permettono di ottenere una banda relativamente stretta e, generalmente, vengono utilizzate nel range di frequenze 1-100GHz.

I patch rettangolari sono quelli maggiormente utilizzati nelle applicazioni pratiche e sono fatti in modo da funzionare nell'intorno della frequenza di risonanza al fine di operare con valori reali di impedenza d'ingresso [1]. Principalmente vengono realizzati con due configurazioni diverse: a  $\lambda/2$  e a  $\lambda/4$ .

La lunghezza del lato,  $L$ , di un patch a  $\lambda/2$ , come si intuisce dal nome, è di poco minore della metà della lunghezza d'onda calcolata all'interno del substrato e il suo valore può essere ottenuto dalla seguente relazione:

$$L \approx 0.49\lambda_d = 0.49 \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2-1)$$

dove  $\lambda$  è la lunghezza d'onda nello spazio libero,  $\lambda_d$  è la lunghezza d'onda nel substrato dielettrico ed  $\epsilon_r$  è la costante dielettrica del substrato medesimo. Attraverso la 2-1 possiamo risalire al valore della frequenza di risonanza, ovviamente in modo molto approssimato [2]. Le linee di forza relative al campo elettrico sono perpendicolari ai due conduttori, come richiesto dalle condizioni al contorno [3]. Ai bordi del patch i campi fuoriescono nello spazio libero in direzione  $z > 0$  per poi rientrare nel substrato in direzione opposta. La separazione di  $\lambda/2$  tra un bordo e l'altro permette di ottenere i campi elettrici ai due lati, uguali in modulo, ma sfasati di  $180^\circ$  [1].

Il campo di sfrangiamento immagazzina energia e va ad influire sulla dimensione del patch, aumentandone la lunghezza effettiva. Si può pensare che la variazione della lunghezza del lato sia dell'ordine dello spessore del substrato dielettrico; quindi sarà presente una zona esterna al patch, di larghezza  $s \approx t$  dove si ipotizza la presenza di un contributo di campo elettrico costante, che fuoriesce.

Il campo lungo gli altri bordi ha simmetria dispari rispetto all'asse  $z$ , pertanto l'irraggiamento lungo tale direzione viene cancellato. Quindi si può concludere che il patch risona lungo la dimensione  $x$  e irradia dalla dimensione  $y$ , perciò i bordi dove si verifica lo sfrangiamento del campo elettrico sono visti come circuiti aperti dall'onda sulla quale il patch risona [1]. Inoltre l'onda irradiata ha polarizzazione lineare nel piano  $xz$ .

Valori tipici dell'impedenza di ingresso di un'antenna risonante a patch rettangolare, variano in un intervallo che va da  $100\Omega$  a  $400\Omega$ , e l'espressione approssimata che ci permette di calcolare tale impedenza relativa ad un patch alimentato in microstrip è la seguente:

$$Z_A = 90 \frac{\epsilon_r^2}{\epsilon_r - 1} \left( \frac{L}{W} \right)^2 \Omega \quad (2-2)$$

Il valore fornito dalla 2-2 è un valore reale, quindi resistivo, in quanto, alla frequenza di risonanza, la parte immaginaria dell'impedenza (reattanza) è nulla.

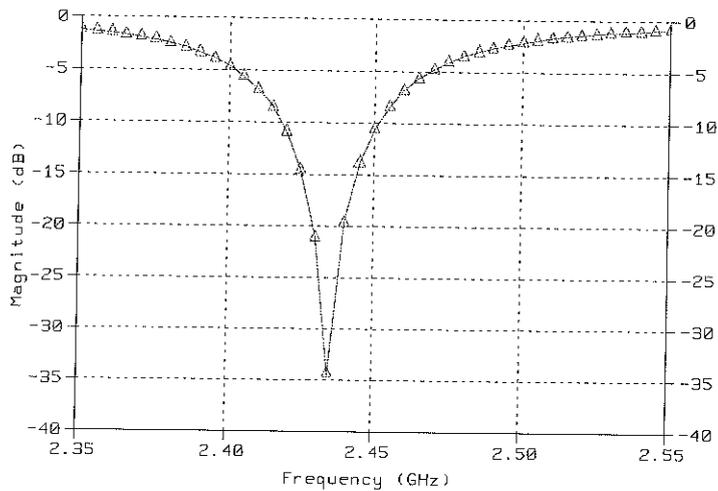
Le tecniche di alimentazione delle antenne a patch si suddividono in tre configurazioni diverse: *accoppiamento diretto*, *accoppiamento elettromagnetico* e *accoppiamento con apertura* [1]. Esempi di alimentazione diretta sono l'alimentazione con cavo coassiale o con microstrip.

### 3 – Progetto di un sensore realizzato con antenne a patch

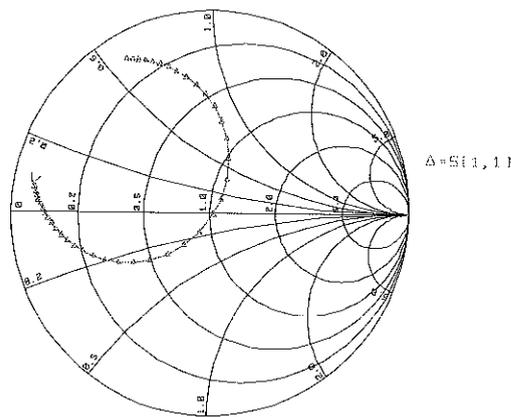
Il progetto del sensore è stato orientato verso l'utilizzo della tecnologia dei circuiti planari a microstrip, in particolare verso la tecnologia delle antenne planari a patch appena descritte. Con l'ausilio di software dedicato, sono stati progettati due diversi tipi di sensori: uno con patch in rame inciso su un substrato dielettrico, e l'altro con patch "sospeso" in aria realizzato con lamina metallica, entrambi di forma rettangolare. Entrambi i sensori funzionano da risonatori, con frequenza di risonanza  $f_r$  dipendente dalle proprietà dielettriche del materiale sotto test. Per tale frequenza è stato posto il vincolo progettuale di appartenere alla banda ISM (*Industrial, Scientific, Medical*), centrata intorno a  $2.4GHz$ .

Come primo approccio si è fatto uso della teoria standard delle antenne a patch appena illustrata per il progetto del sensore in rame stampato su substrato dielettrico. Una volta fissata la frequenza di risonanza, che abbiamo detto dover appartenere alla banda ISM, è stato semplice effettuare il dimensionamento dell'antenna, applicando la (2-1).

Utilizzando software di simulazione (Ensemble) siamo pervenuti ai risultati mostrati nelle figure seguenti, riportati sia in scala logaritmica, sia su carta di Smith.



a)



b)

Figure 3-1 a) e b) - Parametri s relativi alla simulazione di un'antenna a patch rettangolare "stampato" a) modulo del coefficiente di riflessione in scala logaritmica; b) carta di Smith

Tali risultati, sono relativi al funzionamento a "vuoto" del sensore, cioè al caso in cui a contatto con la superficie del patch è presente aria. In figura 3-1 a) è rappresentato il grafico, in scala logaritmica, del modulo del coefficiente di riflessione  $S_{11}$ : è facilmente individuabile la frequenza di risonanza, pari a circa  $2.43\text{GHz}$ , e la banda a  $-3\text{dB}$  assume un valore di circa  $60\text{MHz}$ . Sempre con riferimento alla figura a) possiamo notare il buon funzionamento del sensore come risonatore, in quanto dotato di unico minimo di riflessione in corrispondenza della frequenza di risonanza. A questa frequenza abbiamo il massimo adattamento di impedenza, come mostrato dalla curva sulla carta di Smith (figura 3-1 b)) la quale passa per il punto (1.0).

Come secondo approccio è stato considerato un patch "sospeso" in aria, in cui piano di massa ed elemento radiante sono separati da uno spessore di aria. Come nel caso precedente, le dimensioni sono state calcolate in modo tale che la frequenza di risonanza

cada nella banda ISM, e l'alimentazione è stata ancora una volta realizzata con cavo coassiale di impedenza caratteristica pari a  $50\Omega$ .

Anche in questo caso, si è dapprima considerata la condizione a "vuoto". I risultati ottenuti sono mostrati nelle figure seguenti.

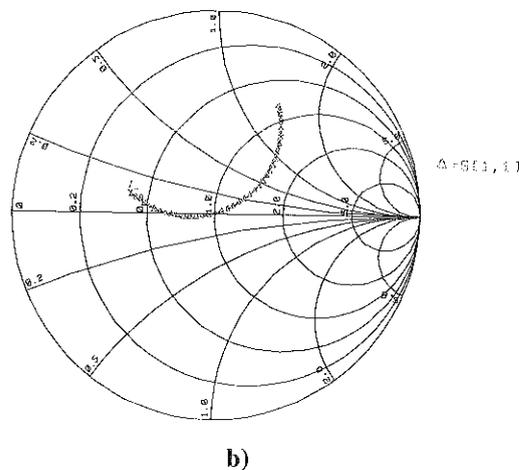
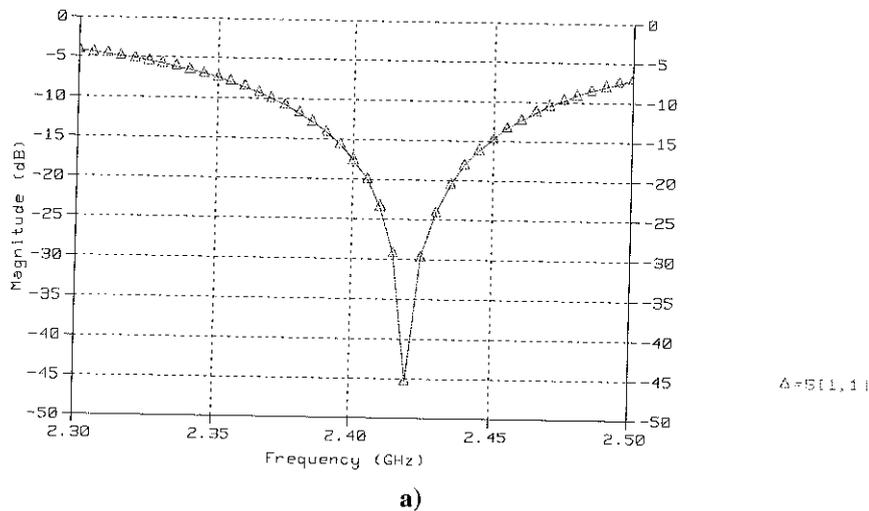


Figura 3-4 a) e b) - Parametri  $s$  relativi alla simulazione di un'antenna con patch rettangolare "sospeso" in aria a) modulo del coefficiente di riflessione in scala logaritmica; b) carta di Smith

Dalla figura 3-4 a) si può notare il tipico comportamento risonante del sensore, ancora con unico picco di assorbimento proprio alla frequenza di risonanza. Osserviamo che alla frequenza di risonanza pari a circa  $2.42\text{GHz}$ , si ottiene il massimo adattamento di impedenza, come si vede dalla curva nella carta di Smith (fig. 3-4 b), che passa per il punto (1.0). La banda a  $-3\text{dB}$ , (fig. 3-4 a) è aumentata notevolmente rispetto al caso precedente, ma come abbiamo già detto, tale parametro non costituisce una specifica per questo progetto.

Infine per entrambi i sensori è stato successivamente simulato il funzionamento a “carico”, cioè nel caso in cui siano avvicinati al patch tre diversi tipi di materiali con costanti dielettriche rispettivamente pari a:  $\epsilon_r = 2$  (teflon),  $\epsilon_r = 2.6$  (plexiglass),  $\epsilon_r = 3$  (araldite). I risultati così ottenuti, riepilogati nelle tabelle I e II, hanno confermato che in presenza di materiale dielettrico il picco di risonanza si sposta verso valori minori di frequenza. Entrambe le tabelle contengono i valori dell’ascissa del minimo del coefficiente di riflessione (frequenza di risonanza del dispositivo) e i valori in dB del minimo stesso, relativo ai vari casi simulati.

Costante dielettrica del materiale avvicinato al patch	Frequenza di risonanza $f_r$	Valore minimo del picco (dB)
$\epsilon_r = 1$ (aria)	2434.38MHz	-34.38
$\epsilon_r = 2$	2384.38MHz	-19.32
$\epsilon_r = 2.6$	2355.21MHz	-14.63
$\epsilon_r = 3$	2337.50MHz	-12.78

**Tabella 3-I – Riepilogo dei risultati delle simulazioni relative al sensore con patch in rame stampato su substrato dielettrico**

Costante dielettrica del materiale avvicinato al patch	Frequenza di risonanza $f_r$	Valore minimo del picco (dB)
$\epsilon_r = 1$ (aria)	2420.45MHz	-45.38
$\epsilon_r = 2$	2255.31MHz	-31.67
$\epsilon_r = 2.6$	2193.18MHz	-29
$\epsilon_r = 3$	2149.15MHz	-28.67

**Tabella 3-II – Riepilogo dei risultati delle simulazioni relative al sensore con patch sospeso realizzato con lamine metalliche**

Dai valori nelle tabelle possiamo renderci conto del comportamento dei due sensori in presenza di materiali con costanti dielettriche crescenti: la frequenza di risonanza si sposta verso valori più bassi al crescere della costante dielettrica e il valore del minimo del picco di assorbimento aumenta. Nel confronto tra le due tabelle, salta subito all’occhio il fatto che, a parità di materiale indagato, il sensore con patch sospeso è molto più selettivo ed ha una sensibilità maggiore in quanto l’intervallo tra i valori estremi della frequenza di risonanza è di circa 300MHz, mentre nel caso precedente non si raggiungono i 100MHz.

In particolare per il sensore stampato la frequenza di risonanza è variata, e questo risultato va nella direzione desiderata. All’aumentare della costante dielettrica  $\epsilon_r$ , la frequenza di risonanza si sposta verso valori più bassi: da 2.43GHz circa, nel caso di  $\epsilon_r = 1$ , fino a circa 2.33GHz, nel caso di materiale con  $\epsilon_r = 3$ .

Il sensore “sospeso” presenta un vantaggio rispetto al precedente che consiste nella maggiore sensibilità, in quanto partendo da una frequenza di risonanza con valore di circa 2.42GHz, per  $\epsilon_r = 1$ , si ottiene una frequenza di risonanza di circa 2.15GHz, nel

caso di materiale dielettrico con  $\epsilon_r = 3$  avvicinato al patch. Si ha quindi una variazione di frequenza di circa  $300\text{MHz}$ , contro il valore precedente che non raggiungeva i  $100\text{MHz}$ . Quindi, visti i risultati ottenuti dalle simulazioni di entrambi i sensori, si può prevedere un comportamento dei sensori a patch idoneo alle esigenze, in modo particolare per il sensore con patch “sospeso” in aria.

#### 4 - Risultati sperimentali

Sulla base dei risultati delle simulazioni, si è proceduto alla realizzazione di entrambi i dispositivi progettati: il sensore con patch in rame stampato su substrato dielettrico e il sensore con patch in ottone sospeso in aria. Al fine di testare e verificare il funzionamento dei due dispositivi, soprattutto per quanto attiene al valore della sensibilità, sono state effettuate delle misure su campioni di materiale dielettrico (plexiglass), utilizzando un analizzatore di rete. I risultati ottenuti dai test hanno confermato i risultati delle simulazioni ed hanno indirizzato la scelta verso il sensore a patch sospeso.

Il passo successivo è stato quello di realizzare dei materiali dielettrici caratterizzati da variazioni, anche piccole, nella percentuale di porosità, allo scopo di calibrare il dispositivo e di individuarne al meglio le specifiche. Abbiamo così scelto due tipi di materiali aventi le caratteristiche richieste: il *marmo* e la *polvere di vetro*. Una volta trovati i materiali per la calibrazione, sono state effettuate misure comparate di porosità basate sia su metodi tradizionali, sia sul metodo elettromagnetico da noi sviluppato. Ciò ha permesso di verificare e confermare i risultati attesi.

##### 4.1 - Misure sperimentali in presenza di un campione dielettrico: plexiglass

A questo punto è stata effettuata la prima serie di misure con i due dispositivi, misurando la frequenza di risonanza nel caso di funzionamento a “vuoto” del sensore e nel caso in cui il sensore sia avvicinato al campione di plexiglass preparato (costante dielettrica  $\epsilon_r = 2.6$ ). I risultati ottenuti differiscono dai valori ottenuti dalle simulazioni per una quantità di circa  $100\text{MHz}$ , nel caso peggiore, ma confermano il funzionamento dei due tipi di sensore e suggeriscono senz’altro la scelta del sensore con patch sospeso come sensore definitivo. Si deve osservare che la discrepanza tra i dati simulati e quelli sperimentali, si fa più consistente relativamente alle prove in aria del sensore. Le cause potrebbero essere dovute sia ad una imprecisione del software di simulazione, sia al fatto che in laboratorio non possiamo ottenere esattamente le condizioni di spazio libero per la presenza di ostacoli come il banco o il pavimento che sono causa di frequenze di risonanza diverse da quelle simulate. Le figure successive presentano i grafici del modulo del coefficiente di riflessione, ottenuti dalle misure sperimentali effettuate con il network analyzer. Le prime due sono relative al sensore con patch stampato su substrato, mentre le altre sono relative al sensore con patch sospeso, entrambe relative alla prova in aria e alla prova con materiale di costante dielettrica  $\epsilon_r = 2.6$ .

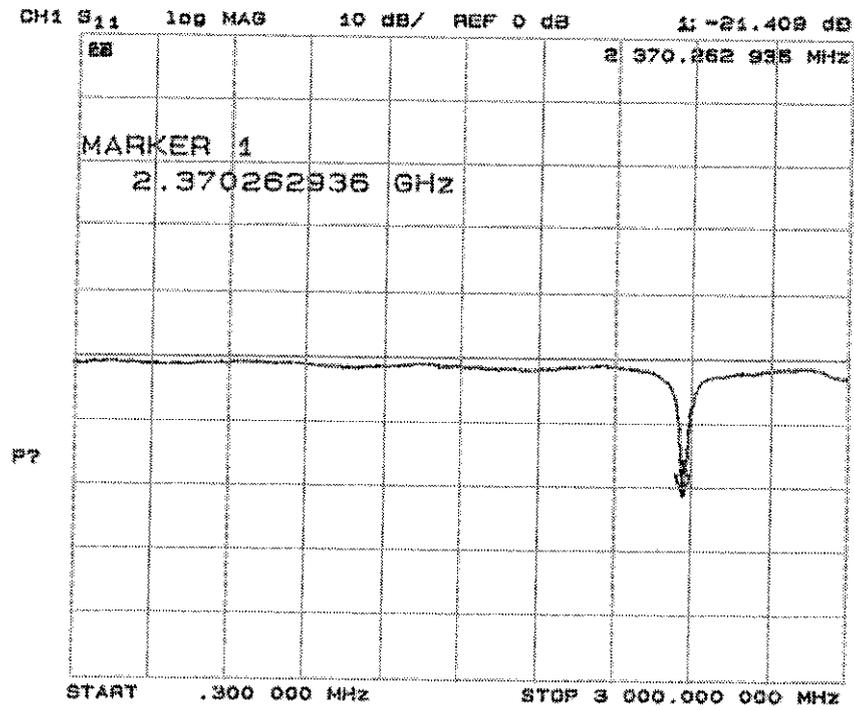


Figura 4.1-1 – Modulo del coefficiente di riflessione relativo alla misura a “vuoto” del sensore con patch stampato su substrato dielettrico

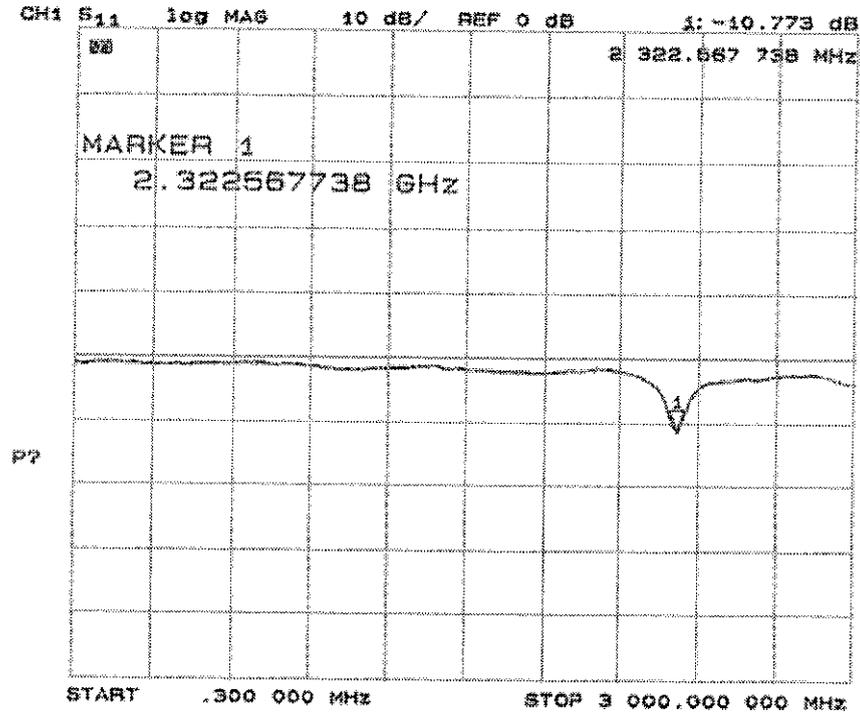


Figura 4.1-2 – Modulo del coefficiente di riflessione relativo alla misura effettuata con antenna a patch stampato avvicinato ad uno strato di materiale con  $\epsilon = 2.6$  ( $d=2\text{mm}$ )

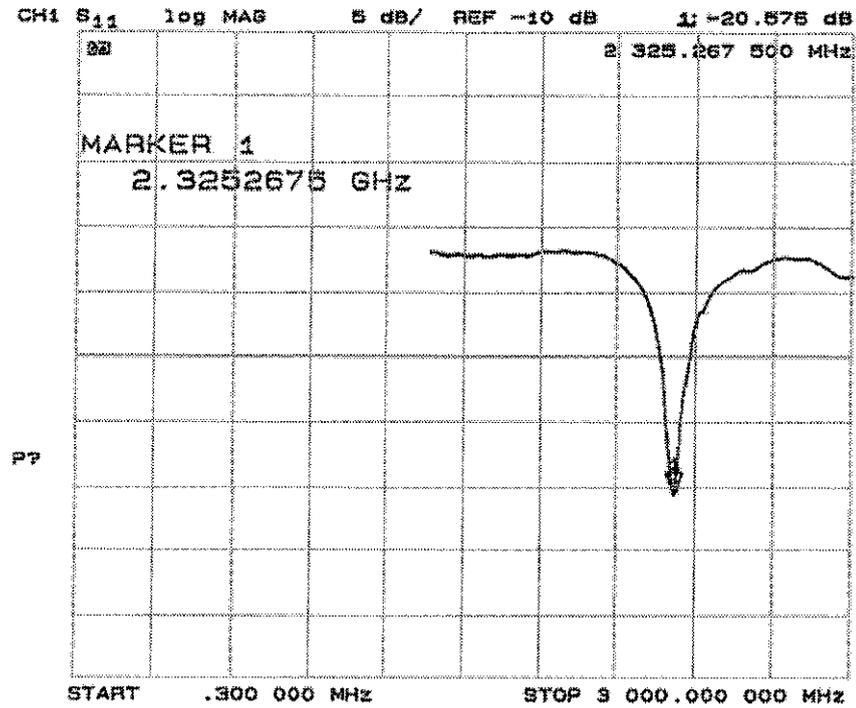


Figura 4.1-3 – Modulo del coefficiente di riflessione relativo alla misura a “vuoto” del sensore con patch sospeso

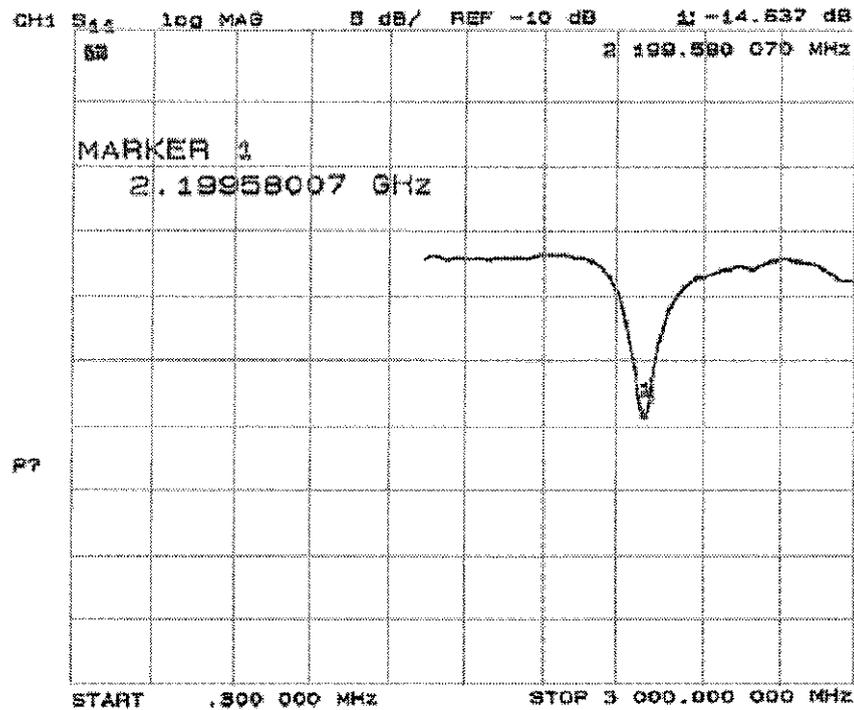


Figura 4.1-4 – Modulo del coefficiente di riflessione relativo alla misura effettuata con antenna a patch sospeso e avvicinato ad uno strato di materiale con  $\epsilon = 2.6$  (d=2mm)

I risultati sono riassunti nelle tabelle seguenti e consentono un primo confronto tra le simulazioni e le prove sperimentali a “vuoto” e con plexiglass.

Costante dielettrica del materiale avvicinato al patch (d=2mm)	Frequenza di risonanza $f_r$	Valore minimo del picco (dB)
$\epsilon_r = 1$	2370.26MHz	-21.41
$\epsilon_r = 2.6$	2322.57MHz	-10.77

**Tabella 4.1-I – Riepilogo dei risultati delle prove sperimentali relative al sensore con patch stampato su substrato**

Costante dielettrica del materiale avvicinato al patch (d=2mm)	Frequenza di risonanza $f_r$	Valore minimo del picco (dB)
$\epsilon_r = 1$	2325.27MHz	-20.58
$\epsilon_r = 2.6$	2199.58MHz	-14.64

**Tabella 4.1-II – Riepilogo dei risultati delle prove sperimentali relative al sensore con patch sospeso.**

Nonostante la differenza tra le frequenze di risonanza risultanti dalla simulazione e quelle misurate sperimentalmente, che si fa più consistente relativamente alle prove a “vuoto” del sensore raggiungendo un valore massimo di circe 100MHz, resta confermata la maggiore sensibilità del dispositivo con patch metallico “sospeso”.

## 4.2 - Preparazione dei campioni

Per eseguire le prime misure sperimentali in laboratorio con il network analyzer, abbiamo pensato a campioni con caratteristiche dielettriche uguali a quelle dei materiali considerati nella simulazione. L’unico materiale facilmente reperibile e di costante dielettrica nota è il plexiglass, quindi è stato creato un blocchetto di dimensioni 50×50×20mm con tale materiale.

Inoltre abbiamo cercato materiali per i quali fosse possibile realizzare variazioni note della percentuale di porosità. Grazie alla collaborazione con il Dipartimento di Scienze della Terra (DST) di Pisa, siamo venuti a conoscenza delle caratteristiche particolari di un materiale dielettrico, che soddisfacevano alle nostre esigenze. Tale materiale è il *marmo*, la cui costante dielettrica varia tra  $\epsilon_r = 6$  a  $\epsilon_r = 8.3$ . Il marmo bianco, che è quello che abbiamo utilizzato, di densità nota pari a  $2.71g/cm^3$ , ha al suo interno una piccola percentuale di porosità calcolabile grazie ai metodi illustrati nel paragrafo precedente. La caratteristica più interessante consiste nel fatto che questa percentuale di porosità aumenta con l’aumentare della temperatura. La variazione della porosità è

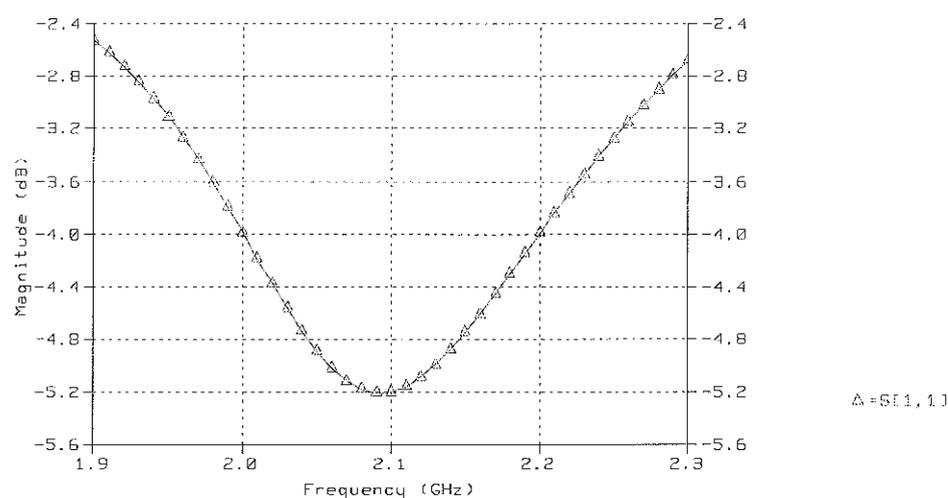
evidente a tal punto che, a temperature elevate, oltre i  $500^{\circ}\text{C}$ , un blocchetto di marmo arriva a sgretolarsi fino diventare polvere, a causa dell'elevata percentuale di porosità. Dobbiamo osservare che il processo di aumento della porosità con il riscaldamento è irreversibile, quindi, per realizzare piccole variazioni di porosità, si deve procedere per piccoli passi, sottoponendo il campione a temperature via via crescenti e applicando ogni volta il metodo basato sulla saturazione di acqua per valutare le variazioni della porosità. Quindi si procede come descritto nel paragrafo precedente e ogni volta, prima di ripetere la procedura di misura, si inserisce il campione in forno ad una temperatura sempre più elevata.

Nel nostro caso, la procedura è stata ripetuta tre volte: una prima misura è stata effettuata con il campione di marmo, così come ci è stato fornito dal DST (un blocchetto di dimensioni  $15 \times 14 \times 5\text{cm}$ ), utilizzando sia la procedura tradizionale, sia il sensore scelto; poi, entrambe le misure sono state effettuate dopo aver riscaldato il campione di prima a  $300^{\circ}\text{C}$  e successivamente a  $400^{\circ}\text{C}$ , evitando così lo sgretolamento completo. L'altro materiale, che è stato preso in considerazione, è stata la polvere di vetro, materiale con costante dielettrica che varia da  $\epsilon_r = 4.5$  a  $\epsilon_r = 10$ . In questo caso abbiamo creato in laboratorio tre campioni artificiali di porosità utilizzando recipienti di plexiglass di uguali dimensioni e riempiendoli con della polvere di vetro, sottoposta a pressione via via crescente nei tre campioni, in modo da ottenere tre valori diversi di porosità.

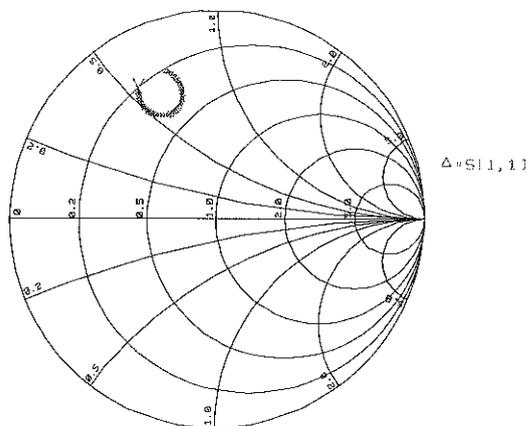
### 4.3 - Simulazioni e misure sperimentali relative al campione di marmo

Utilizzando il marmo, come campione di porosità, sono state ripetute le simulazioni relative al sensore con patch sospeso, ipotizzando di avvicinare il patch ad un materiale con tali caratteristiche dielettriche.

Il risultato della simulazione è mostrato qui di seguito nelle figure 4.3-1 a) e b) nei parametri  $s$ .



**Figura 4.3-1 a – Grafico in scala logaritmica del modulo del coefficiente di riflessione  $S_{11}$  relativo alla simulazione del sensore con patch sospeso nel caso in cui sia avvicinato a marmo (costante dielettrica  $\epsilon_r = 8$ ,  $d=1\text{mm}$ )**



**Figura 4.3-1 b – Grafico della curva rappresentata sulla carta si Smith relativo alla simulazione del sensore con patch sospeso nel caso in cui sia avvicinato a marmo (costante dielettrica  $\epsilon_r = 8$ ,  $d=1\text{mm}$ )**

In figura 4.3-1 a) è rappresentato il grafico, in scala logaritmica, del modulo del coefficiente di riflessione  $S_{11}$ : la frequenza di risonanza è ancora ben individuabile, anche se il picco non è acuto come nei casi precedenti; essa è pari a circa  $2.1\text{GHz}$ , mentre la banda a  $-3\text{dB}$  è notevolmente aumentata. L'adattamento dell'impedenza, come previsto, è molto peggiorato. La frequenza di risonanza rimane sempre all'interno della banda ISM.

Sono state successivamente eseguite anche le misure sperimentali. La prima misura è stata effettuata sul campione "tal quale", cioè senza che questo avesse subito alcun trattamento, quindi con una densità pari a  $2.71\text{g/cm}^3$  e con una percentuale di porosità pari allo  $0.09\%$  intesa come rapporto tra peso di acqua assorbita e peso secco del campione.

Definiamo ora la porosità come rapporto tra il volume di aria presente nel campione e il volume totale dello stesso, secondo la relazione:

$$\% \text{Porosità} = \frac{\text{Volume aria}}{\text{Volume totale del campione}} \times 100 \quad (4.3-1)$$

Il volume del campione in questione, è noto, in quanto sono note le sue dimensioni effettive; il volume dell'aria è facilmente calcolabile, in quanto basta conoscere il valore del peso dell'acqua assorbita dal campione; pertanto, eseguendo i calcoli, ad una porosità percentuale dello  $0.09\%$ , intesa come percentuale del rapporto fra pesi, corrisponde un valore di porosità percentuale dello  $0.2\%$  circa, intesa come percentuale del rapporto tra volumi.

Con l'utilizzo del network analyzer abbiamo eseguito la prima misura sul campione e abbiamo individuato il picco corrispondente alla frequenza di risonanza, proprio in un intorno del valore ottenuto con la simulazione.

Il risultato è mostrato nelle figure 4.3-2 e 4.3-3 dove sono rappresentati i grafici relativi al modulo del coefficiente di riflessione, sia in un intervallo di frequenza più ampio, sia

in uno più ristretto, in modo da osservare più da vicino l'andamento del picco di risonanza.

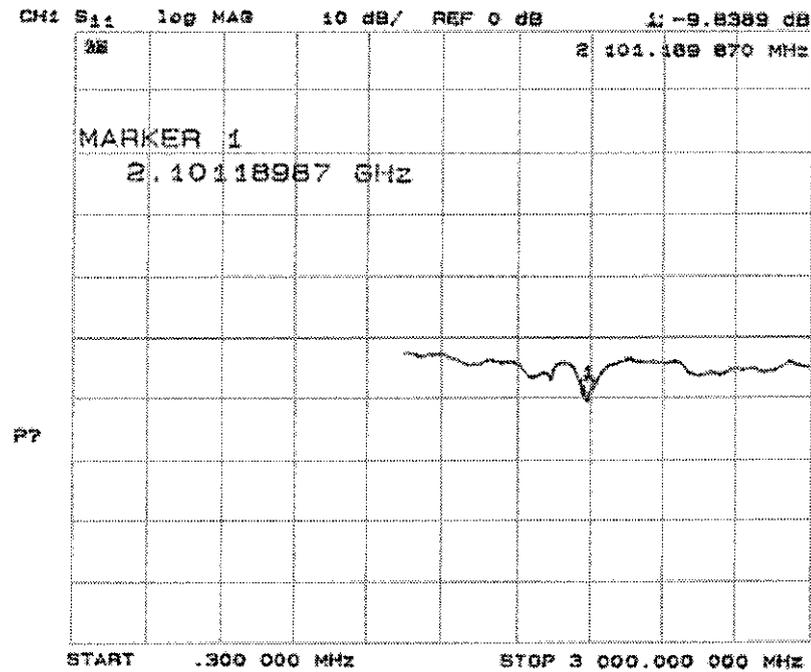


Figura 4.3-2 – Modulo del coefficiente di riflessione relativo alla misura eseguita con sensore a patch sospeso avvicinato ad un blocchetto di marmo “tal quale” (d=1mm)

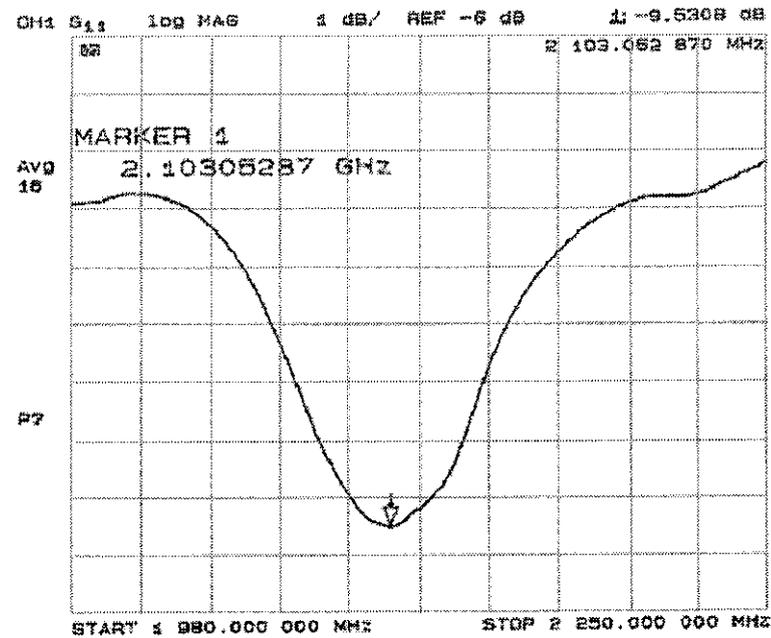
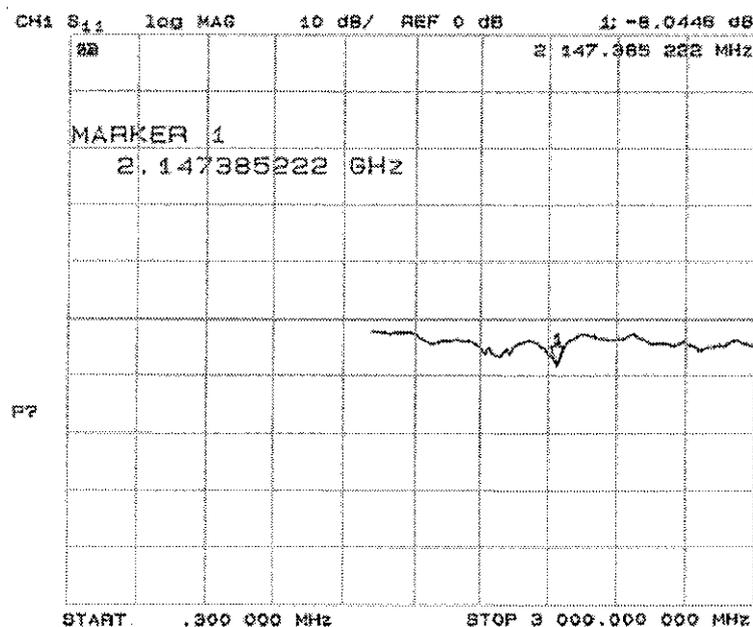


Figura 4.3-3 – Modulo del coefficiente di riflessione (solo picco di risonanza) relativo alla misura eseguita con sensore a patch sospeso avvicinato ad un blocchetto di marmo “tal quale” (d=1mm)

Successivamente è stato eseguito il primo trattamento del campione presso il DST, utilizzando il metodo della saturazione di acqua con il seguente procedimento: riscaldamento del campione in forno a 300°C per otto ore; raffreddamento lento fino a raggiungimento della temperatura ambiente (circa 25°C); immersione del campione in un recipiente contenente acqua e successiva determinazione del peso del campione saturo di acqua; essiccamento in forno ad una temperatura di 70°C e successiva determinazione del peso secco del campione. Dopo questo primo trattamento, la percentuale di porosità è aumentata dello 0.4%, raggiungendo così un valore percentuale totale dello 0.49%. Applicando la 4.3-1, con tutte le considerazioni fatte in precedenza, abbiamo ottenuto un valore percentuale di porosità pari a 1.3% circa. Il campione così trattato è stato esaminato anche con il nostro sensore. Nella figura seguente è riportato il nuovo tracciato di  $|S_{11}|$ . Si nota uno spostamento della frequenza di risonanza verso un valore più elevato, dovuto all'aumento di quantità di aria presente all'interno del campione, che provoca una diminuzione della costante dielettrica.



**Figura 4.3-4 –Modulo del coefficiente di riflessione relativo alla misura eseguita con sensore a patch sospeso avvicinando un blocchetto di marmo dopo il primo trattamento (d=1mm)**

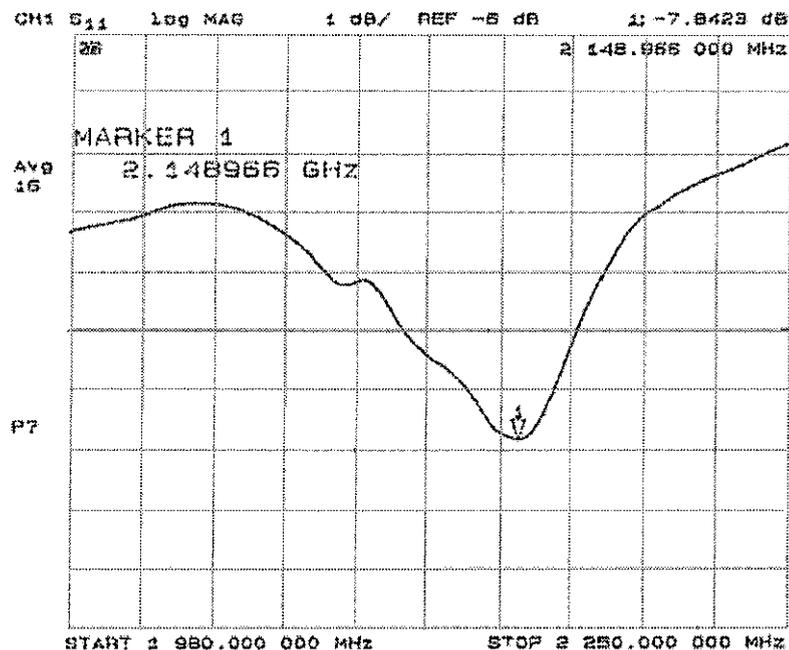


Figura 4.3-5 – Grafico modulo del coefficiente di riflessione (solo picco di risonanza) relativo alla misura eseguita con sensore a patch sospeso avvicinando un blocchetto di marmo dopo il primo trattamento (d=1mm)

Il secondo ed ultimo trattamento del campione, è stato effettuato con la stessa procedura applicata per il primo trattamento, con l'unica differenza che, questa volta, il riscaldamento del campione è stato effettuato in forno ad una temperatura pari a 400°C. La porosità è aumentata ulteriormente di una percentuale pari allo 0.46%, portando il valore percentuale totale di porosità allo 0.95% riferita al peso, corrispondente ad una percentuale del 2.5% circa riferita al volume. Anche in questo caso la misura effettuata con il nostro dispositivo ha rilevato la presenza di una maggior quantità di aria mostrando un aumento ulteriore della frequenza di risonanza (come è possibile osservare dalle figg. 4.3-6 e 4.3-7).

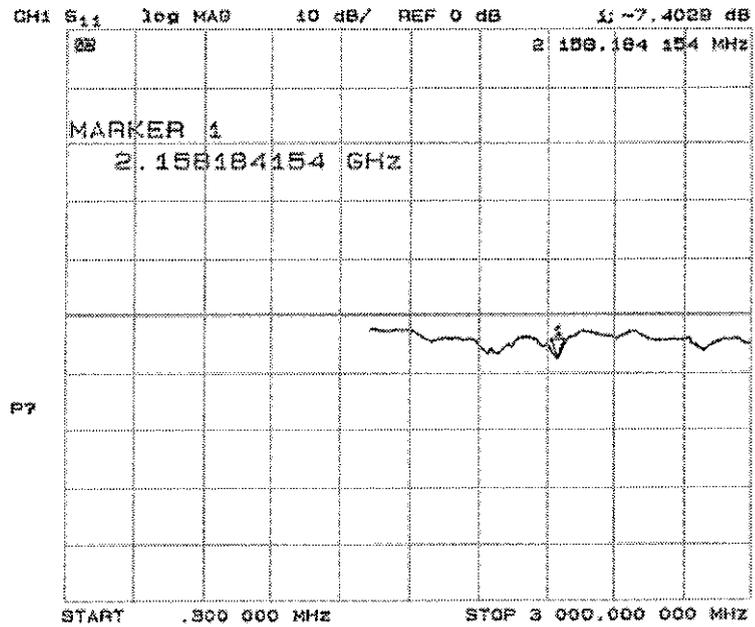


Figura 4.3-6 –Modulo del coefficiente di riflessione relativo alla misura eseguita con sensore a patch sospeso avvicinando un blocchetto di marmo dopo il secondo trattamento (d=1mm)

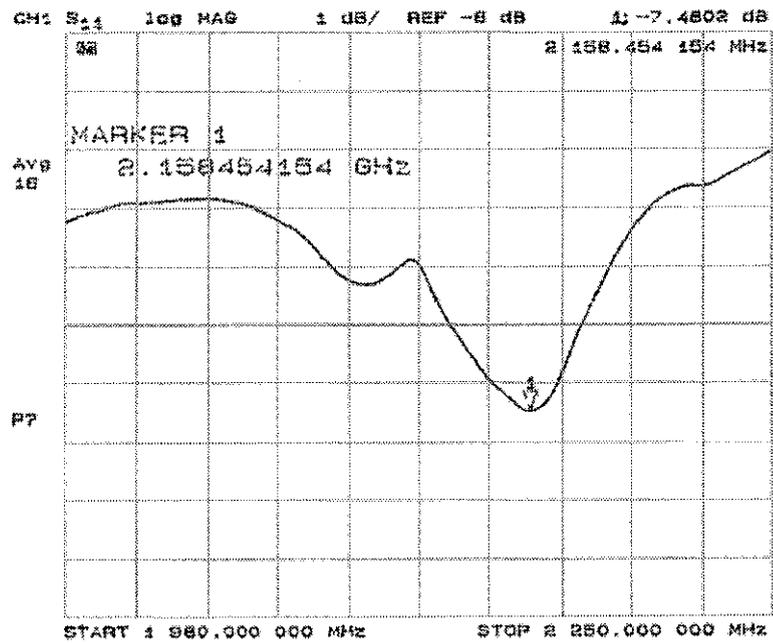


Figura 4.3-7 –Modulo del coefficiente di riflessione (solo picco di risonanza) relativo alla misura eseguita con sensore a patch sospeso avvicinando un blocchetto di marmo dopo il secondo trattamento (d=1mm)

Tutti i dati relativi alla simulazione e alle misure sperimentali, possono essere riassunti nelle tabelle seguenti, mentre l'andamento della variazione della frequenza di risonanza in funzione della variazione della porosità è mostrato nelle figure 4.3-8 e 4.3-9 dove sono evidenziati i punti in corrispondenza dei valori ottenuti in fase sperimentale.

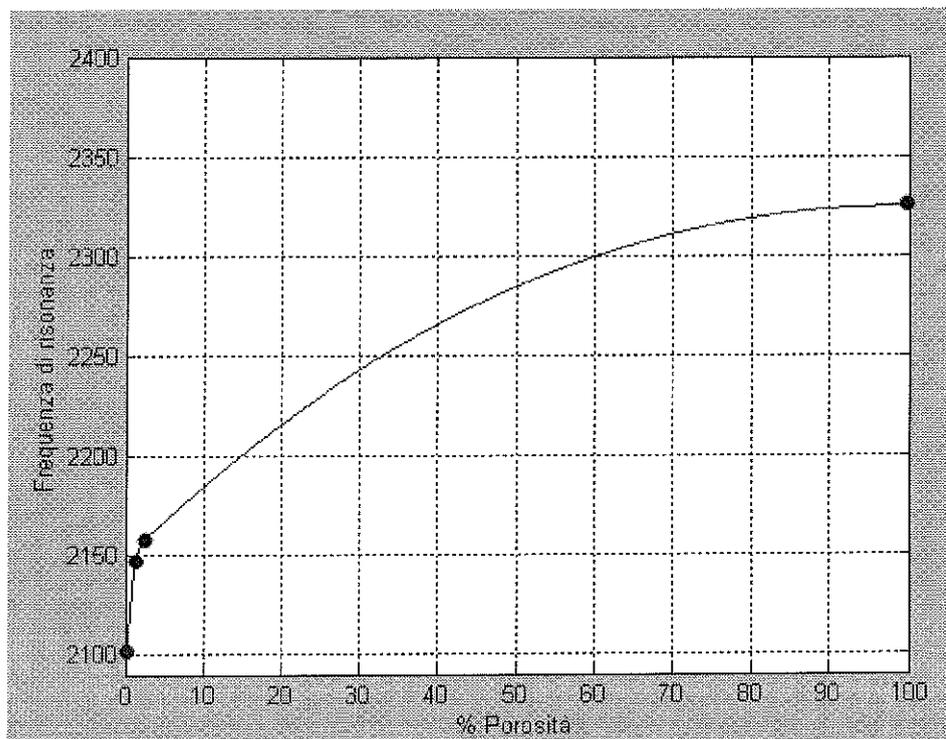
Costante dielettrica del materiale avvicinato al patch	Frequenza di risonanza $F_r$	Valore minimo del picco (dB)
$\epsilon_r = 1$ (aria)	2420.45MHz	-45.38
$\epsilon_r = 8$	2092.11MHz	-5.2

Tabella 4.4-I – Riepilogo dei risultati delle simulazioni del sensore con patch sospeso avvicinato a marmo

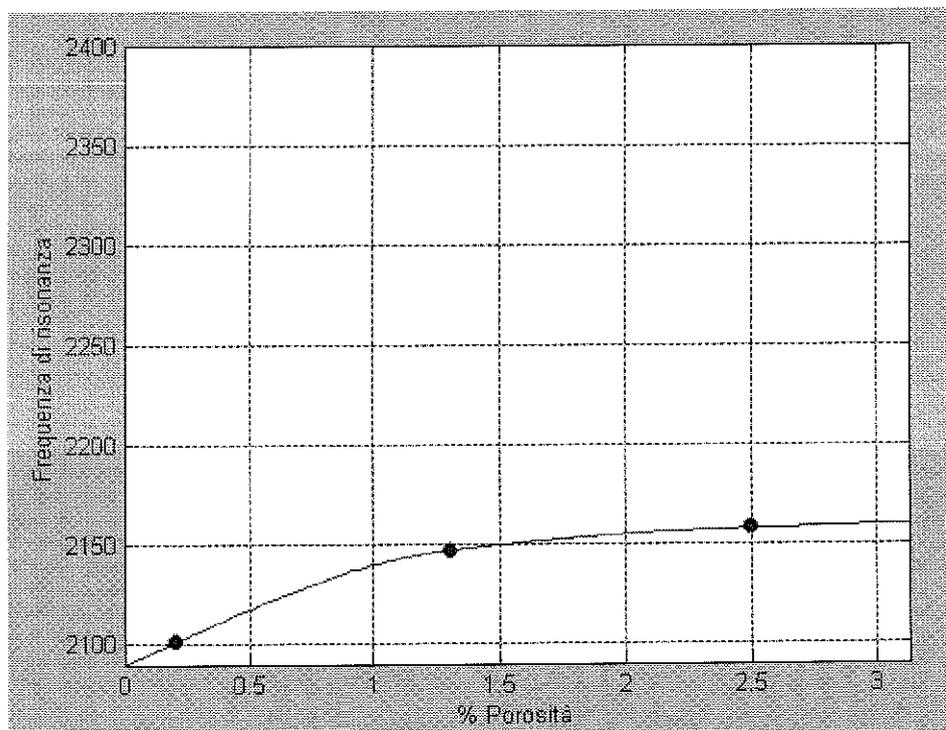
Stato del marmo avvicinato al patch	Frequenza di risonanza $F_r$	Valore minimo del picco (dB)	% Porosità (in volume)
"tal quale"	2103.05MHz	-9.84	0.2%
1° trattamento	2148.97MHz	-8.04	1.3%
2° trattamento	2158.18MHz	-7.40	2.5%

Tabella 4.4-II – Riepilogo dei risultati delle misure effettuate con il sensore a patch sospeso avvicinando il campione di marmo con diverse percentuali di porosità

Anche in questo caso si può osservare che la discrepanza tra i dati simulati e quelli misurati, si fa più consistente relativamente alle prove a "vuoto" del sensore. Ancora una volta le cause potrebbero essere dovute sia ad una imprecisione del software di simulazione, sia al fatto che in laboratorio non possiamo ottenere esattamente le condizioni di spazio libero per la presenza di ostacoli che sono causa della differenza individuata.



**Figura 4.3-8 – Valori sperimentali relativi all'andamento della variazione della frequenza di risonanza in funzione della variazione di porosità per il campione di marmo**



**Figura 4.3-9 – Visione ingrandita della curva, che evidenzia i primi tre valori sperimentali relativi alla variazione della frequenza di risonanza in funzione della variazione di porosità**

Ovviamente l'andamento della curva non è lineare. Si può osservare che per piccoli valori percentuali di porosità, il dispositivo ha una sensibilità maggiore, mentre, per percentuali di porosità superiori al 2% circa, tende al valore asintotico relativo alla frequenza di risonanza del sensore a "vuoto", pari a 2325.27MHz, corrispondente a una porosità del 100% .

Per sensibilità nel nostro caso è da intendersi il rapporto tra la variazione della frequenza di risonanza e la variazione della percentuale di porosità:

$$\frac{\partial f_r}{\partial \%Porosità} = \frac{\Delta f_r}{\Delta \%Porosità} \quad (4.3-2)$$

Applicando la 4.3-2 e considerando valori della percentuale di porosità del marmo nel range 0.2% ÷ 2.5%, otteniamo una variazione di 42MHz per punto percentuale. Considerando che possiamo individuare variazioni nella frequenza di risonanza di 4MHz, la sensibilità è pari almeno allo 0.1% .

#### 4.4 - Misure sperimentali eseguite sui campioni di polvere di vetro

I tre campioni di polvere di vetro preparati in laboratorio hanno diversi valori di densità apparente, mostrati in tabella 4.5-1, calcolati conoscendo la massa e il volume dei suddetti campioni. La densità effettiva intrinseca  $d_m$ , del materiale, invece, è di circa 2.5 g / cm<sup>3</sup>.

	Densità $\rho = m/V$	%Porosità
<i>Campione 1</i>	1.116g / cm <sup>3</sup>	56.2%
<i>Campione 2</i>	1.312g / cm <sup>3</sup>	48.5%
<i>Campione 3</i>	1.352g / cm <sup>3</sup>	46.9%

Tabella 4.4-I – Densità e percentuale di porosità dei campioni di polvere di vetro

Come già detto, il campione 1 ha densità apparente minore, perché minore è la pressione che è stata esercitata sulla polvere di vetro all'interno del contenitore; mentre sugli altri campioni sono state esercitate pressioni maggiori al fine di ottenere valori più elevati di densità apparente.

La percentuale di porosità è stata calcolata con la seguente relazione,

$$\%Porosità = \left(1 - \frac{d_{app}}{d_m}\right) \times 100 \quad (4.4-1)$$

Si riportano qui di seguito le misure del  $|S_{11}|$  del sensore a patch sospeso per i tre campioni.

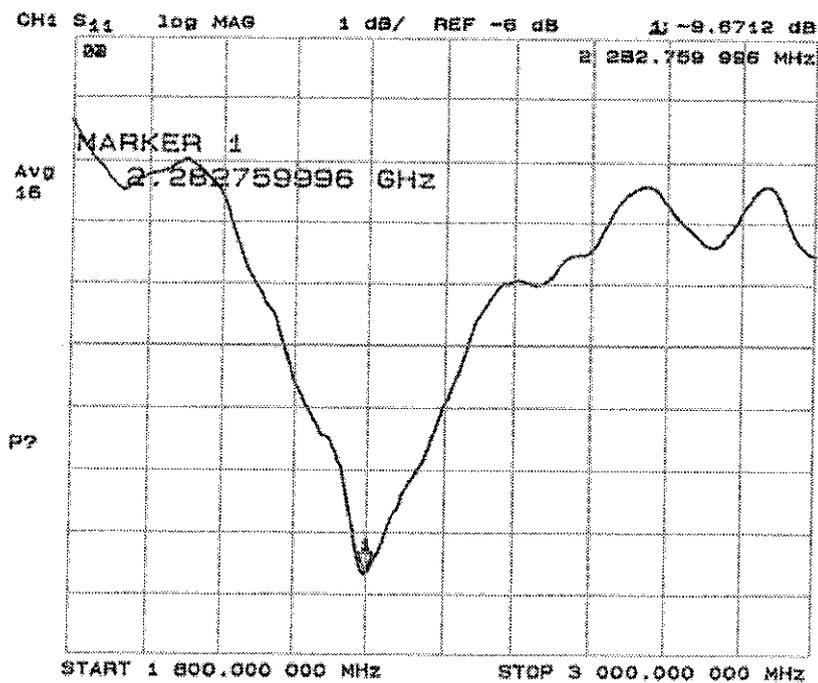


Figura 4.5-1 – Modulo del coefficiente di riflessione (solo picco di risonanza) relativo alla misura del “campione 1” di polvere di vetro con dispositivo a patch sospeso (d=7mm)

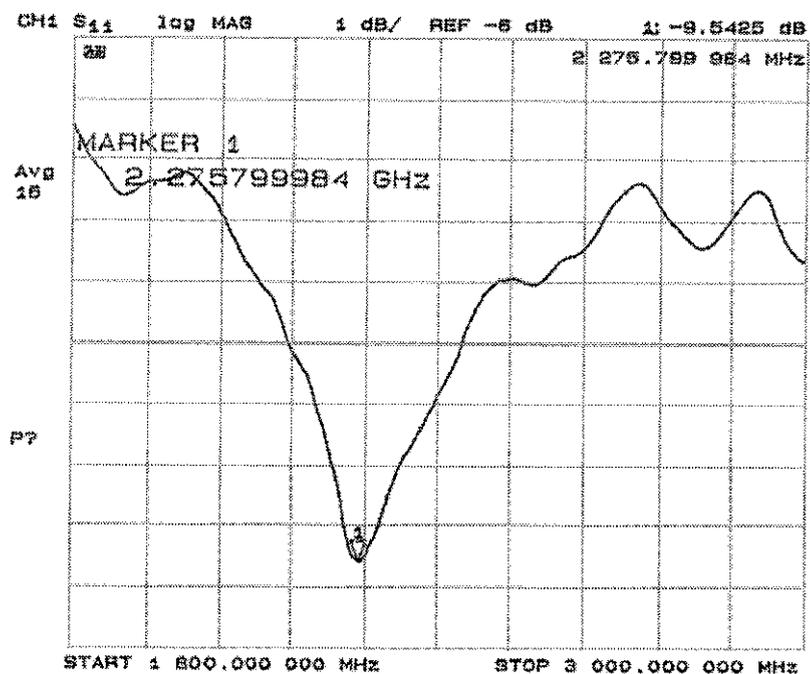


Figura 4.5-2 – Modulo del coefficiente di riflessione (solo picco di risonanza) relativo alla misura del “campione 2” di polvere di vetro con dispositivo a patch sospeso (d=7mm)

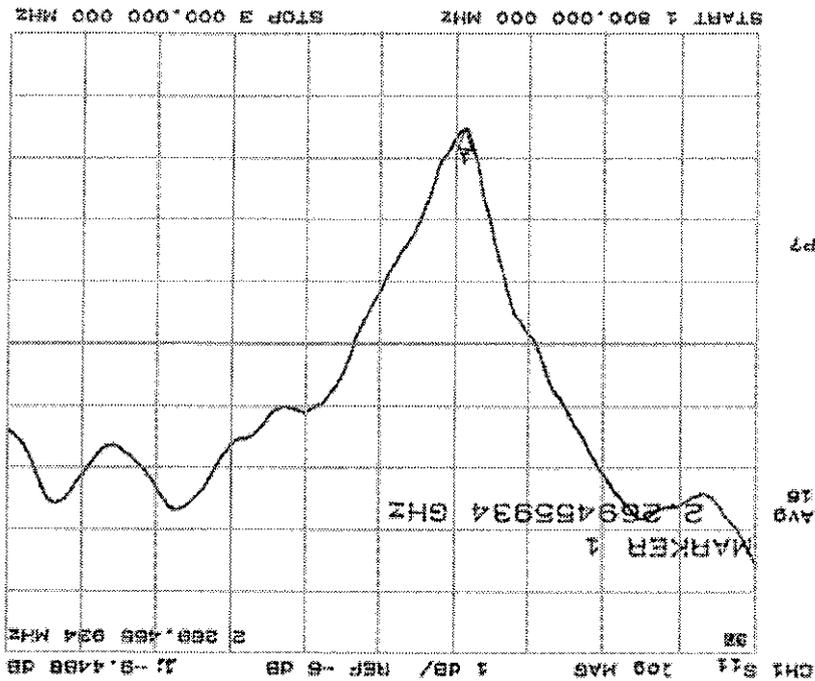
Anche se le misure relative a queste nuove condizioni sperimentali confermano le ottime capacità del sensore, i valori di sensibilità sono ora di 0.9MHz per punto percentuale (dal campione 1 al campione 2), e di 4.37MHz per punto percentuale (dal campione 2 al campione 3). La diminuzione di sensibilità è dovuta alla maggior distanza ( $d = 7mm$ ) con la quale sono state effettuate le misure. Tracciando una curva porosità-frequenza di risonanza, come nel caso del marino, ritroviamo un andamento analogo con un asintoto relativo alla frequenza di risonanza del sensore misurata a "vuoto", pari a 2325.27MHz.

Tabella 4.4-II - Frequenza di risonanza e valore minimo del picco in dB

Frequenza di risonanza $f_r$	Valore minimo del picco DB
2282.76MHz	-9.67
2275.80MHz	-9.54
2269.46MHz	-9.45

La tabella seguente fornisce i valori della frequenza di risonanza e i relativi valori del picco di assorbimento.

Figura 4.5-3 - Modulo del coefficiente di riflessione (solo picco di risonanza) relativo alla misura del "campione 3" di polvere di vetro con dispositivo a patch sospeso ( $d=7mm$ )



## 4.6 - Conclusioni

L'obiettivo principale del lavoro è stato quello di proporre e sperimentare una procedura a microonde in grado di misurare il livello di porosità all'interno di materiali dielettrici in modo non distruttivo. Partendo quindi da un esame delle varie tecniche NDT a microonde utilizzate per l'indagine sui materiali dielettrici, e dallo studio del funzionamento dei sensori a microonde, si è progettato un sensore idoneo alle nostre esigenze.

Innanzitutto si è scelto un modello di riferimento ipotizzando che un mezzo contenente una percentuale di porosità, possa essere considerato come un modello a due fasi, in cui una fase è rappresentata dal materiale dielettrico, mentre l'altra fase è rappresentata dall'aria che è presente all'interno di tale materiale (porosità). Quindi, basandoci su relazioni note in letteratura, si è correlata la porosità di un materiale alle proprietà dielettriche di questo.

Il passo successivo è stato quello di individuare, tra i vari dispositivi a microonde, un dispositivo con sensibilità sufficiente per rilevare piccole variazioni percentuali di porosità nei materiali. I sensori a risonanza sono stati i dispositivi sui quali abbiamo puntato la nostra attenzione e in particolar modo quelli realizzati con tecnica planare: stripline, microstrip e antenne a patch. Attraverso uno studio delle caratteristiche dei dispositivi suddetti, abbiamo infine scelto un sensore a microonde realizzato con un'antenna a patch. Una volta realizzato il progetto, abbiamo proceduto con la simulazione delle caratteristiche del dispositivo con il software Ensemble. Ciò ha permesso di effettuare alcune correzioni del progetto, prima di procedere alla realizzazione finale. Due sono stati i dispositivi progettati e realizzati allo scopo di effettuare le misure sperimentali: uno con patch in rame stampato su un substrato dielettrico e l'altro con patch in ottone "sospeso". Dai risultati ottenuti, sia in simulazione che in fase sperimentale, abbiamo potuto effettuare un confronto tra i due e scegliere il dispositivo definitivo, quello con patch sospeso, che ha consentito di ottenere una maggiore sensibilità. Le misure sperimentali sono state eseguite su campioni in materiale dielettrico (marmo e vetro) con diversa percentuale di porosità.

## **Bibliografia**

- [1] Stuzman, W.L. Thiele, G.A., "Antenna Theory and Design", Ed. John Wiley & Sons (1998).
- [2] James, J. R. Hall, P.S., "Handbook of Microstrip Antennas", cap. 18, IEE Electromagnetics Wave Series.
- [3] Sainati, A. R., "CAD of microstrip Antennas for Wireless Applications", Artech House, 1996.