

## **Progetto SP1a**

**“Nuove tecnologie per l’analisi non intrusiva dei manufatti”**

### **Programma di ricerca**

**Ingegnerizzazione di prototipi e strumentazione per la diagnostica su manufatti monumentali in materiale lapideo**

## **Le antenne a patch come sensori per indagini non distruttive a microonde su campioni di marmo**

*Edoardo Bozzi, Massimo Chimenti, Ovidio Salvetti, Alessandra Zucchelli*

Istituto di Scienza e Tecnologie dell’Informazione “Alessandro Faedo”.

B4-25

## Sommario

Introduzione.....	3
1 Le antenne a patch.....	5
Cenni sulle antenne a microstriscia .....	5
Caratteristiche principali di una antenna a patch.....	6
Tecniche di alimentazione.....	8
Modello della linea di trasmissione .....	10
Modello a cavità.....	15
2 Progetto del sensore .....	20
Specifiche di progetto .....	21
Sensore 1 risposta a vuoto .....	22
Sensore 2 risposta a vuoto.....	23
Risposte sotto carico.....	24
3 Risultati sperimentali.....	27
Apparato di misura e controllo .....	27
Analizzatore di reti vettoriale.....	27
Dispositivo transmission/reflection.....	28
Sensore a patch .....	28
Controllo .....	28
Preparazione dei campioni .....	29
Misure sul campione di marmo .....	30
Bibliografia .....	35

## Introduzione

È attualmente molto sentita l'esigenza di un monitoraggio efficiente di edifici, strutture portanti, reperti archeologici e, in generale, di tutti i beni di interesse culturale. La struttura da impiegare per il monitoraggio deve risultare semplice, di basso costo e deve basarsi su valide tecniche di ispezione non distruttiva.

Ad oggi sono state sviluppate molte procedure di controllo non distruttivo, le quali coinvolgono una vasta gamma di tecniche. Si possono citare le tecniche ad ultrasuoni, le tecniche termografiche e quelle elettromagnetiche a varie frequenze; inoltre esistono le tecniche tomografiche e le tecniche radar, che vengono impiegate in strutture di grandi dimensioni [1].

Le attuali tecnologie elettromagnetiche, soprattutto quelle relative alla gamma delle microonde, consentono lo sviluppo di sensori e procedure per le indagini non distruttive, eseguite su vari tipi di materiali allo scopo di individuarne le proprietà interne in forma non invasiva e in molti casi non a contatto con l'oggetto in esame. La capacità delle microonde di penetrare all'interno dei materiali dielettrici rende le tecniche non distruttive a microonde (NDT, NDE, NDI) uno strumento molto valido per l'analisi della struttura di materiali di piccolo spessore.

Numerosi sono i materiali indagabili per mezzo delle microonde, ed in modo particolare il cemento, il legno, i materiali ceramici, i materiali stratificati, i composti granulari ed alcune sostanze liquide. A tale proposito esistono molti metodi di ispezione e vari dispositivi realizzati appositamente per ciascuna applicazione, allo scopo di individuare un particolare parametro caratteristico dell'oggetto in esame. E' possibile individuare vuoti all'interno dei materiali, effettuare accurate misure di densità e valutare le proprietà di materiali compositi e di misture (a due o tre fasi). Per ottenere questi risultati è sufficiente trovare una relazione che lega i segnali trasmessi e ricevuti da un opportuno dispositivo a microonde, colle caratteristiche dielettriche, fisiche e meccaniche del materiale indagato.

Il presente elaborato riporta il progetto e le caratteristiche sperimentali di un prototipo di dispositivo a microonde in grado di misurare variazioni percentuali di porosità all'interno di particolari materiali dielettrici, quali il marmo e i materiali lapidei.

Il dispositivo è basato sull'impiego di un'antenna a patch, utilizzata come sensore.

Un'antenna a patch è un dispositivo caratterizzato da una frequenza di risonanza, da un'impedenza caratteristica, una banda stretta, una bassa efficienza ed un elevato fattore di merito. Nelle normali applicazioni, le caratteristiche dell'antenna vengono ottimizzate in funzione dei requisiti di direttività, efficienza e potenza irradiata; nell'applicazione da noi prevista si sfrutta il fatto che, quando l'antenna è posta in prossimità di un materiale, la sua frequenza di risonanza varia in base al valore della caratteristica dielettrica del materiale investito dal fascio irradiato dall'antenna. La caratteristica dielettrica dipende a sua volta anche dalla porosità degli strati superficiali del materiale indagato: un'antenna a patch può essere quindi

usata come sensore per la rilevazione quantitativa della porosità presente in un materiale.

Il dispositivo realizzato è costituito sostanzialmente da un oscillatore a frequenza variabile, da un'antenna a patch e da una circuiteria per la rivelazione del segnale riflesso dall'antenna. Mediante una misura a vuoto, eseguita pilotando l'antenna in aria, si ricava la frequenza di risonanza iniziale  $f_0$ ; mediante la misura eseguita ponendo l'antenna a contatto del materiale si ricava la frequenza di risonanza sotto carico,  $f_1$ : dalla variazione di frequenza  $\Delta f = f_0 - f_1$  si ottengono indicazioni sulla porosità del materiale e, di conseguenza, informazioni utili per la diagnostica del materiale stesso.

In particolare, il lavoro descrive i principi di funzionamento sui quali è basato il dispositivo e riporta i risultati relativi alla simulazione di un sensore progettato con l'ausilio di un software dedicato; il lavoro riporta infine i primi risultati sperimentali, relativi a misure effettuate su un campione di marmo bianco

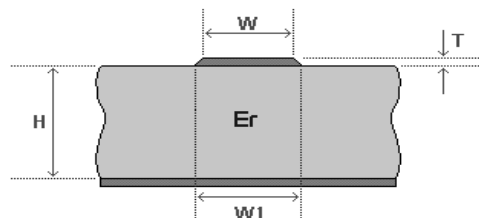
## 1 Le antenne a patch

L'antenna utilizzata per la realizzazione del sensore appartiene ad una particolare classe di antenne risonanti a microstriscia, ed è nota con il nome di *antenna a patch*.

Per descrivere un'antenna a patch è necessario fornire alcune definizioni relative alle linee a microstriscia (microstrip).

### Cenni sulle antenne a microstriscia

Una linea a microstriscia è una struttura guidante planare, ricavata mediante le tecniche classiche dei circuiti stampati utilizzando un substrato dielettrico con piano di massa conduttore. La struttura della microstriscia viene realizzata in modo da mantenere uniformi le caratteristiche elettriche e geometriche lungo l'asse longitudinale secondo cui la linea si sviluppa; sul piano trasverso alla direzione di propagazione si hanno invece caratteristiche non omogenee a causa di un'interfaccia dielettrico-aria [2]. La struttura di una microstrip può essere vista come un "sandwich" di due piani conduttori paralleli separati da un singolo e sottile strato dielettrico (figura 1.1). Il conduttore inferiore ha la funzione di un piano di massa, mentre quello superiore, denominato polo caldo, è un conduttore a striscia ed è direttamente accessibile dall'esterno nel quale scorre il segnale applicato nel punto di alimentazione.



**Figura 1.1 – Struttura di una microstrip (sezione frontale). H = spessore del dielettrico; W = larghezza della microstriscia; Er = costante dielettrica del substrato.**

Il conduttore superiore può essere un semplice dipolo risonante, un risonatore a patch rettangolare o circolare, un array di dipoli o di patch con la relativa rete di alimentazione: un'antenna a microstriscia presenta una sua tipica frequenza di risonanza a vuoto.

Il campo elettrico, non simmetrico, è concentrato tra la striscia e il piano di massa, ma vi sono delle linee di campo che percorrono un tratto in aria prima di richiudersi nel dielettrico (fig. 1.2). Nel progetto di un risonatore a microstriscia, questo fatto è portato in conto usando un modello equivalente alla linea a microstriscia che prevede una permittività equivalente più bassa di quella del substrato [2].

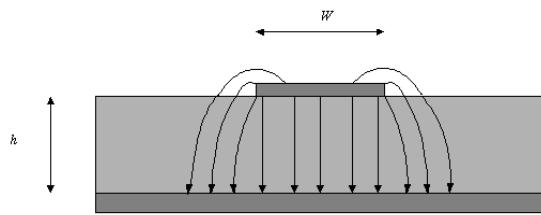


Figura 1.2 - Struttura e linee di forza del campo elettrico in una microstrip.

Se il risonatore a microstriscia viene caricato da una lastra dielettrica, il campo che fuoriesce dal substrato penetra la superficie della lastra; in questo modo si osserva un cambiamento nella permittività relativa ( $\epsilon_r = \epsilon' - j\epsilon''$ ) e nella frequenza di risonanza. Anche l'irraggiamento cambia, rendendo possibile la misura di  $\epsilon''$ , che nei materiali a bassa perdita è di difficile determinazione e dipende dalla calibrazione dello strumento: un'antenna a microstriscia può essere quindi utilizzabile come un sensore con risposta (frequenza di risonanza) dipendente dalle caratteristiche del mezzo posto in prossimità dell'antenna.

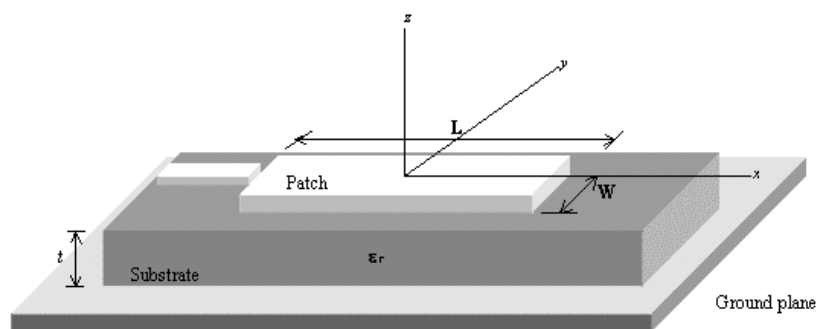
Nella pratica, a volte, è necessario usare uno strato di materiale dielettrico protettivo sulla microstrip, onde evitarne l'usura o la corrosione.

Non c'è dubbio che questo accorgimento influisce in modo negativo sulla sensibilità dell'antenna usata come sensore a microonde per la valutazione delle caratteristiche di materiali dielettrici, ma, nonostante ciò, è ancora possibile effettuare misure su materiali con perdite elevate.

### Caratteristiche principali di un'antenna a patch

Note le caratteristiche rilevanti delle linee a microstriscia è possibile descrivere la struttura di un'antenna a patch. Essa è costituita da due sottili superfici metalliche separate da un *substrato* di materiale dielettrico, con costante dielettrica  $\epsilon_r$ , e spessore  $t \ll \lambda$  (generalmente vale  $0.003\lambda \leq t \leq 0.05\lambda$ ), con  $\lambda$  lunghezza d'onda nello spazio libero.

Il conduttore superiore prende il nome di *patch* ed è l'elemento radiante ottenuto mediante la tecnica dei circuiti stampati, aumentando la dimensione  $W$  della microstriscia. Il conduttore inferiore prende il nome di *piano di massa* (ground plane) e nel caso ideale può essere assunto di dimensioni infinite, ma nelle applicazioni pratiche è necessario che le sue dimensioni siano sufficientemente maggiori delle dimensioni del patch. Piano di massa e patch formano una struttura risonante. Infine è presente l'alimentazione (feed), la quale può essere realizzata con diverse tecniche che verranno descritte in seguito, che fornisce potenza a radio frequenza all'elemento (vedi figura 1.3)



**Figura 1.3 – Geometria di un'antenna a patch rettangolare alimentata in microstrip.**

L'antenna a patch rientra nella classe delle antenne broadside radiator, e significa che l'irradiazione massima si ottiene ortogonalmente alla superficie dell'elemento radiante, la quale nel nostro caso appartiene al piano  $xy$ , perciò la massima irradiazione si realizza lungo l'asse  $z$  (fig. 1.3). La forma del patch varia in base alle applicazioni; tra le forme più comuni troviamo quelle quadrate, rettangolari, e circolari, ma si incontrano anche elementi ellittici, triangolari, anulari, a dipolo (strip), a croce, etc. Nella figura 1.3 è mostrato un esempio di antenna a microstriscia con patch rettangolare ed alimentazione in microstriscia.

Per il patch rettangolare la lunghezza  $L$  dell'elemento radiante è compresa nell'intervallo  $\lambda/3 < L < \lambda/2$ . Per il substrato esistono numerosi materiali da poter utilizzare aventi costanti dielettriche che appartengono all'intervallo  $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$ .

Allo scopo di ottenere prestazioni migliori da un'antenna a patch, è desiderabile utilizzare substrati molto spessi e con valori di costante dielettrica vicini al limite inferiore del range di appartenenza in modo da realizzare una maggiore efficienza, una banda più ampia e un'elevata irradiazione dei campi in spazio libero. Al contrario, un substrato sottile con un'elevata costante dielettrica è richiesto in realizzazioni di circuiti stampati a microonde (MMIC) in modo da mantenere i campi strettamente confinati in prossimità del substrato ed evitare così radiazioni ed accoppiamenti indesiderati. In questi casi le perdite nel dielettrico sono maggiori e si ottiene una minore efficienza e una banda più stretta [3].

Le antenne a patch sono conformabili a superfici sia planari sia non planari, sono di semplice manifattura e poco costose ed utilizzano le moderne tecnologie dei circuiti stampati. Una volta scelte le caratteristiche (frequenza, dielettrico e forma del patch), le antenne a patch risultano molto versatili in termini di frequenza di risonanza, polarizzazione, diagramma di irradiazione e impedenza.

I principali svantaggi consistono nella bassa efficienza, bassa potenza ed elevati valori del fattore di qualità,  $Q$  (raggiunge valori superiori a 100), polarizzazione spesso compromessa da componenti cross-polari (in particolare negli array di patch), radiazioni spurie dovute all'alimentazione ed una banda molto stretta (anche se desiderabile in alcune applicazioni).

La limitatezza di banda è imputabile al fatto che le antenne a patch sono antenne risonanti e presentano un'impedenza di ingresso puramente reale solo in corrispondenza della frequenza di risonanza, che si ottiene intorno a valori di  $L/\lambda \cong 0.5$ . Per aumentare la banda è sufficiente agire sullo spessore del substrato, perché banda  $B$  e spessore  $t$  sono legati dalla seguente relazione:

$$B = 3.77 \cdot \left( \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r} \right) \cdot \frac{W}{L} \cdot \frac{t}{\lambda} \quad (1.1)$$

con  $t/\lambda \ll 1$ .

La bassa efficienza di radiazione è causata dalle perdite nei conduttori dovute alle onde superficiali che si innescano tra il patch e il piano di massa e viaggiano in tutte le direzioni guidate dal dielettrico. Quando tali onde arrivano vicino al bordo del patch, incontrano una discontinuità e il flusso della corrente viene tagliato dando luogo al fenomeno della diffrazione. Per substrati molto sottili tali perdite possono essere trascurate [3].

I vantaggi di basso peso e costo, e di integrabilità con reti di alimentazione stampate rendono queste antenne estremamente appetibili su una vasta gamma di applicazioni a microonde. Generalmente vengono utilizzate in un range di frequenze che va da 1 GHz a 100 GHz.

Valori tipici dell'impedenza di ingresso di un'antenna risonante a patch rettangolare, variano in un intervallo che va da 100  $\Omega$  a 400  $\Omega$ . Un'espressione approssimata che ci permette di calcolare l'impedenza d'ingresso  $Z_A$  di un'antenna a patch a  $\lambda/2$  è la seguente:

$$Z_A \cong 90 \frac{\epsilon_r^2}{\epsilon_r - 1} \left( \frac{L}{W} \right)^2 \quad (1.2)$$

### *Tecniche di alimentazione*

Le tecniche di alimentazione delle antenne a patch si suddividono in tre diverse configurazioni: *accoppiamento diretto*, *accoppiamento elettromagnetico* e *accoppiamento con apertura* [4].

#### Accoppiamento diretto

Esempi di *alimentazione diretta* sono l'alimentazione con cavo coassiale e con microstrip. Nel primo caso, l'anima centrale del cavo è saldata al patch, mentre la calza esterna è saldata al piano di massa (fig. 1.4 a). Nel secondo caso la linea di alimentazione e il patch sono generalmente impressi sul substrato dielettrico con la tecnica dei circuiti stampati e la larghezza della microstriscia è molto più piccola di quella del patch, facendo così diminuire le radiazioni spurie dovute all'alimentazione.

Uno svantaggio nell'utilizzo del cavo coassiale consiste nel fatto che esso introduce un'induttanza che, nel caso in cui  $t \geq 0.1\lambda$ , impedisce al patch di risuonare. Inoltre le radiazioni del cavo possono essere sorgenti di componenti cross-polari e perciò indesiderate.

L'alimentazione con la microstrip non ostacola il funzionamento del patch, e può essere stampata in un unico strato metallizzato assieme all'antenna. In figura 1.4 (b-c) sono mostrate due possibili configurazioni di alimentazione in microstriscia.

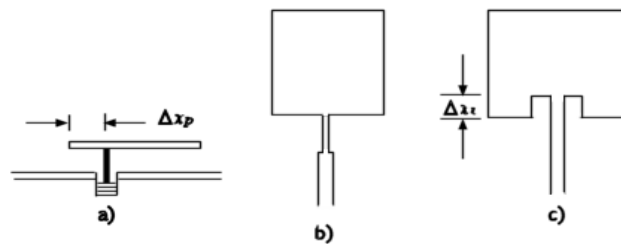


Figura 1.4 – Metodi di alimentazione diretta

- a) alimentazione con cavo coassiale; b) alimentazione in microstrip con trasformatore a  $\lambda/4$ ; c) alimentazione in microstrip con insenatura al bordo del patch

I metodi appena illustrati che, come si è detto costituiscono i metodi di accoppiamento diretto, hanno una banda di lavoro molto stretta che può essere aumentata incrementando lo spessore del substrato dielettrico, oppure scegliendo un materiale dielettrico con valore minore della costante dielettrica. Queste condizioni generano però delle onde superficiali che causano un aumento di energia dissipata e contribuiscono alla variazione del diagramma di irradiazione.

### Accoppiamento elettromagnetico

Il metodo di *alimentazione per accoppiamento elettromagnetico* prevede che la sorgente e il patch non siano a contatto, ma che siano distanziati da uno spazio vuoto (*gap*). Ad ogni configurazione di accoppiamento diretto ne corrisponde una con *gap* (vedi figura 1.5 a, b, c). In questo caso si ha il vantaggio di una minore sensibilità agli errori di incisione e inoltre la presenza del *gap* consente di poter migliorare l'adattamento dell'impedenza.

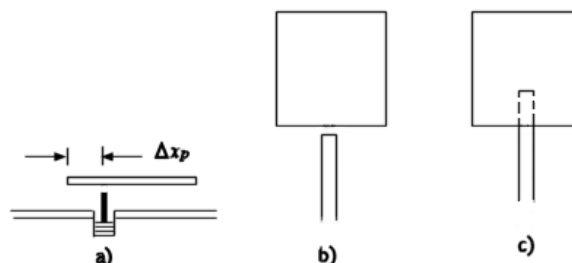


Figura 1.5 – Metodi di alimentazione per accoppiamento elettromagnetico

- a) alimentazione con cavo coassiale e *gap*; b) alimentazione in microstrip con *gap*; c) alimentazione in microstrip sovrapposta al patch con *gap*.

### Accoppiamento con apertura

Infine per il metodo di *alimentazione con apertura* l'antenna è formata da un substrato superiore, che porta stampato il patch, con una bassa costante dielettrica per facilitare l'irraggiamento; da un substrato inferiore, che contiene l'alimentazione, con elevata costante dielettrica in modo da vincolare maggiormente i campi alla linea di alimentazione; da un piano di massa inserito tra i due substrati, dove viene realizzata una fessura centrale, e che ha il vantaggio di isolare il sistema di alimentazione dal patch (figura 1.6).

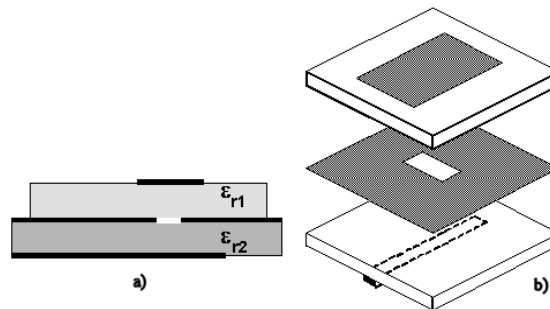


Figura 1.6 - Modello di alimentazione con apertura: a) sezione, b) completa

### *Modello della linea di trasmissione*

Una descrizione semplice delle antenne a microstriscia con patch rettangolare è data dal transmission-line model, il quale si basa sulla teoria delle linee di trasmissione. Infatti l'elemento radiante può essere visto come una linea di trasmissione a microstriscia molto larga di lunghezza  $L$ , eguale alla lunghezza del patch, e con bassa impedenza. Questa linea a bassa impedenza può essere pensata come una linea caricata alle due estremità con carichi ad alta impedenza, anziché corto-circuitati.

La regione che sta tra i bordi del patch e il piano di massa in corrispondenza dei due bordi, può essere vista come due aperture radianti parallele molto simili ad antenne a slot, ciascuna delle quali ha lunghezza  $W$ , eguale alla larghezza del patch, e larghezza  $t$ , eguale allo spessore del substrato

Le antenne con patch rettangolare vengono comunemente realizzate con la configurazione a  $\lambda/2$  [4]: affinché ci sia risonanza, il lato  $L$  deve essere di poco minore della metà della lunghezza d'onda calcolata all'interno del substrato ed il suo valore può essere ottenuto dalla seguente relazione:

$$L \approx 0.49\lambda_d = 0.49 \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.4)$$

dove  $\lambda_0$  è la lunghezza d'onda nello spazio libero,  $\lambda_d$  è la lunghezza d'onda calcolata nel substrato dielettrico ed  $\epsilon_r$  è la costante dielettrica del substrato medesimo. È facile osservare che a parità di frequenza per ridurre le dimensioni dell'elemento radiante è necessario aumentare il valore della costante dielettrica del substrato.

A causa delle dimensioni finite del patch, lungo i lati  $L$  e  $W$  si verifica una diffrazione del campo, come si può osservare dalla figura 1.7 nella quale viene rappresentata un'antenna a patch vista in sezione laterale, con diffrazione del campo solo lungo la direzione  $x$ .

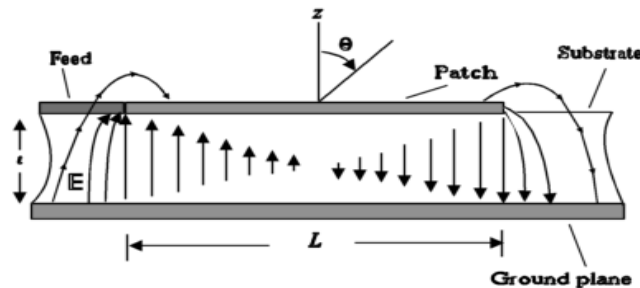


Figura 1.7 – Configurazione del campo elettrico (sezione laterale); l'asse  $x$  è perpendicolare all'asse  $z$  e giace sul piano del disegno.

La distribuzione del campo elettrico è quasi sinusoidale, con direzione verticale delle linee di forza del campo elettrico (fig. 1.7), assume valore massimo sui bordi, mentre nel centro si verifica un'inversione di fase. L'andamento del campo elettrico può essere associato a quello di una linea di trasmissione terminata su un circuito aperto. Il campo magnetico è perpendicolare al campo elettrico, anch'esso con lo stesso andamento di una linea di trasmissione. Le linee di forza relative al campo elettrico sono perpendicolari ai due conduttori, come richiesto dalle condizioni al contorno. Ai bordi del patch si ha un effetto di diffrazione (*fringing field*): i campi fuoriescono nello spazio libero nel verso  $z > 0$  per poi rientrare nel substrato nel verso opposto. 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  $180^\circ$  [4].

L'ammontare del campo diffratto è funzione delle dimensioni del patch e delle caratteristiche geometriche e dielettriche del substrato. Sul piano  $\vec{E}$  (piano  $xz$ ) la diffrazione è funzione sia del rapporto tra la lunghezza del patch e lo spessore del substrato,  $L/t$ , sia del valore della costante dielettrica del substrato,  $\epsilon_r$ .

Generalmente, nelle linee di trasmissione a microstriscia, il rapporto  $L/t \gg 1$  e in tal caso la diffrazione è molto ridotta, ma il fenomeno della diffrazione deve essere sempre messo in conto in quanto può influenzare la frequenza di risonanza dell'antenna. Infatti il campo diffratto immagazzina energia e va ad influire sulla dimensione del patch, aumentandone la lunghezza equivalente. Si può pensare che la variazione della lunghezza del lato  $L$  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 (fig. 1.8).

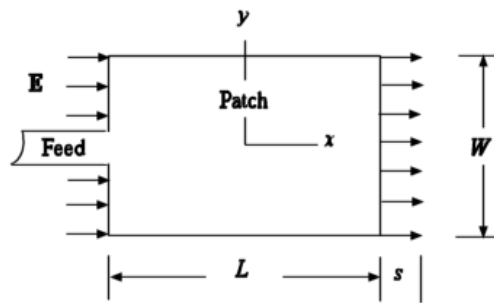


Figura 1.8 – Spazio occupato ( $s$ ) dalla porzione del campo diffratto sul piano E ( $xz$ ).

Facendo di nuovo riferimento alle linee a microstriscia, è noto che per esse non è possibile definire univocamente una impedenza caratteristica della linea, e quindi una induttanza o una capacità per unità di lunghezza, così come non è possibile definire una costante di propagazione. Esistono però diverse definizioni di impedenza caratteristica di una linea a microstriscia, ma in particolare ne esiste una che riconduce all'impedenza caratteristica di una linea di trasmissione equivalente a sezione trasversa omogenea, dove si propaga il modo TEM; per questo motivo il modello della microstriscia è riferito alla struttura equivalente della figura 1.9, che risulta omogenea sul piano trasverso essendo composta di due conduttori (piano di massa e pista metallica) immersi in un unico dielettrico di permittività  $\epsilon_{req}$ , che assume valore compreso tra 1 ed  $\epsilon_r$ .

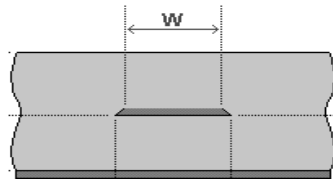


Figura 1.9 – Linea equivalente alla microstriscia per un modo quasi-TEM

Grazie a questa similitudine con le linee a microstriscia, è possibile ottenere una definizione della costante dielettrica equivalente per un'antenna a patch, ipotizzando che la dimensione della striscia guidante sia  $W \gg t$ :

$$\epsilon_{req} \cong \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ \frac{1}{\sqrt{1 + 12t/W}} \right] \quad (1.5)$$

La lunghezza equivalente del patch (vedi figura 1.8) è pari a:

$$L_{eq} = L + 2s \quad (1.6)$$

e per questo motivo la frequenza di risonanza assume la seguente espressione:

$$f_r = \frac{c}{2L_{eq}\sqrt{\epsilon_{req}}} \quad (1.7)$$

$$\text{con } c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0\mu_0}}.$$

L'impedenza caratteristica è già stata definita dalla (1.2), la quale rappresenta una espressione approssimata; riferendoci ancora alla teoria legata alle linee a microstriscia e ipotizzando ancora  $W/t > 1$ , è possibile ricavare una espressione più accurata per l'impedenza caratteristica alla frequenza di risonanza di un'antenna a patch alimentata in microstriscia,:

$$Z_A \cong \frac{\zeta_0}{\sqrt{\epsilon_{eq}}} \left[ \frac{W}{t} + 1.393 + 0.667 \ln \left( \frac{W}{t} + 1.444 \right) \right]^{-1} \quad (1.8)$$

con  $\zeta_0$  impedenza caratteristica dello spazio libero.

Il valore fornito dalla (1.8) è un valore reale, quindi resistivo, in quanto alla frequenza di risonanza la parte immaginaria dell'impedenza (reattanza) è nulla. Per ottenere l'adattamento di impedenza ad una linea a 50  $\Omega$ , occorre andare a variare il valore di  $W$  [2].

Tenendo presenti tutte le considerazioni appena fatte, si può concludere che, in base al transmission-line model, è possibile caratterizzare il patch come due slot (slot1 e slot2) parallele radianti [5]. Ciascun bordo del patch può essere visto come una stretta slot che irradia in un semispazio, con una ammettenza pari a:

$$G_1 + jB_1 \cong \frac{\pi W}{\lambda_0 z_0} [1 + j(1 - 0.636 \ln k_0 s)] \quad (1.9)$$

dove  $\lambda_0$  è la lunghezza d'onda nello spazio libero,  $z_0 = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0}$ ,  $k_0 = 2\pi / \lambda_0$  ed  $s$  è la larghezza della slot.

Il transmission-line model assume che il campo lungo la direzione  $y$  parallela ai bordi radianti sia costante; di conseguenza, in queste condizioni l'ammettenza caratteristica della linea è data da:

$$Y_0 = \frac{W\sqrt{\epsilon_r}}{tz_0} \quad (1.10)$$

Considerando le due slot circa identiche si ottiene il seguente il seguente valore di ammettenza:

$$\tilde{G}_2 + j\tilde{B}_2 = G_1 + jB_1 \quad (1.11)$$

in modo che l'ammettenza di ingresso totale alla frequenza di risonanza diventi:

$$Y_{in} = (\tilde{G}_2 + j\tilde{B}_2) + (G_1 + jB_1) = 2G_1 \quad (1.12)$$

La figura 1.10 mostra le geometrie e le trasformazioni impiegate dal transmission-line model [5].

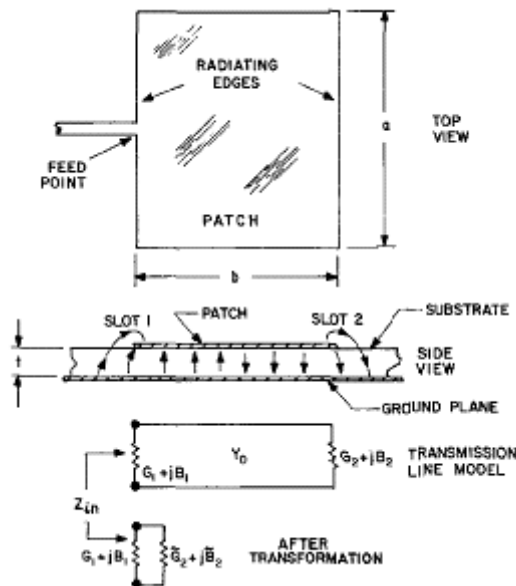


Figura 1.10 – Transmission-line model per una antenna a patch rettangolare

In un tipico esempio di antenna a patch a  $\lambda/2$  si ha  $G_1 = 0.00417\text{mho}$  e la resistenza di ingresso assume valore pari a:

$$R_{in} = (1/2G_1) = 120\Omega \quad (1.13)$$

Nel modello considerato i campi elettrici irradiati dalle due slot sono sfasati di  $180^\circ$ , e la dimensione  $L$  del patch non è uguale della semi lunghezza d'onda nel substrato dielettrico, ma è alla di poco minore ( $L \approx 0.48 \div 0.49\lambda_d$ ): si può pensare che questa piccola riduzione della lunghezza risonante sia causata dal campo diffratto ai due bordi radianti. Perciò indicando con  $q$  il fattore relativo al campo diffratto, la frequenza di risonanza dell'antenna è data da:

$$f_r = \frac{c}{\lambda_d \sqrt{\epsilon_r}} = q \frac{c}{2L \sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.14)$$

che è simile alla relazione (1.7) trovata in precedenza.

Il vantaggio di questo modello risiede nella sua semplicità. Infatti la frequenza di risonanza e la resistenza di ingresso sono fornite dalle semplici relazioni (1.13) e (1.14). Il fattore di diffrazione  $q$  (fringing factor) determina l'accuratezza della

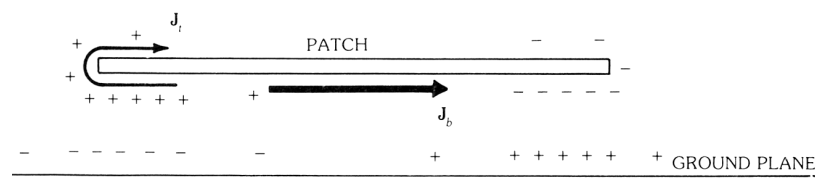
frequenza di risonanza ed in pratica è ottenuto attraverso la misura della stessa frequenza per un patch rettangolare di dimensioni note e con substrato di caratteristiche note[5].

Sebbene questo modello rappresenti uno dei metodi di analisi più semplice per le antenne a microstrip, esso è penalizzato da numerosi svantaggi; infatti, tale modello, è utile soltanto per le antenne con patch di forma rettangolare e il fattore di fringing,  $q$ , deve essere determinato in modo empirico; inoltre, il modello ignora la variazione del campo lungo i bordi radianti, ed è poco adatto per patch alimentati attraverso inclusione della microstriscia al bordo [5].

Tutti questi svantaggi vengono eliminati per mezzo dell'analisi attraverso il modello a cavità (*cavity model*).

### Modello a cavità

Quando una corrente sinusoidale alimenta un elemento a microstrip, si crea una distribuzione di carica sulla superficie del piano di massa e sulle due superfici (inferiore e superiore) del patch, come è mostrato in figura 1.11.



**Figura 1.11 – Sviluppo del modello della cavità per elementi a microstrip: distribuzione delle cariche sulle superfici del patch e del piano di massa**

In questo caso sono presenti due tendenze opposte che consentono la formazione di questa distribuzione di carica [6]. Per prima cosa si ha una tendenza attrattiva tra cariche opposte, in punti corrispondenti tra il lato inferiore del patch e la superficie del piano di massa. Questo fenomeno permette di mantenere la carica concentrata sulla faccia interna del patch. Tuttavia è presente anche una tendenza repulsiva tra cariche con lo stesso segno, sempre sul fondo del patch. Questo tende a spingere alcune cariche al di sopra del bordo del patch, fino alla superficie superiore. Quando l'elemento radiante è molto sottile, domina la prima tendenza e quasi tutte le cariche rimangono confinate sul fondo del patch. In questo caso una piccola quantità di corrente fluisce dai bordi verso la superficie superiore, e crea una componente tangenziale del campo magnetico ai bordi, molto piccola (ma non nulla). Per trovare la distribuzione del campo magnetico al di sotto del patch è necessario sostituire l'antenna con una cavità ideale. Una volta trovata la distribuzione del campo magnetico è semplice trovare la distribuzione del campo elettrico. Al contrario, non è semplice trovare l'ampiezza dei campi al di sotto dell'elemento radiante, in quanto non è sufficiente eseguire l'analisi di una cavità ideale. Ad esempio, se il materiale dielettrico e le parti metalliche all'interno della cavità sono assunte senza perdite,

l'analisi della cavità potrebbe portare ad ottenere un'impedenza di ingresso puramente reattiva.

Grazie al cavity model (per la teoria si rimanda al [3]), l'antenna a patch può essere modellata come una cavità caricata con materiale dielettrico (con tangente di perdita  $\delta$ ), con le due pareti, superiore ed inferiore, in PEC (perfect electric conductor), e le quattro pareti laterali in PMC (perfect magnetic conductor); in tale modello si assume che il dielettrico sia di dimensioni finite e la sua superficie non si estenda oltre la dimensione del patch.

Le quattro pareti laterali sono viste come quattro aperture strette (slot) attraverso le quali i campi vengono irradiati. Quindi, in base al principio di equivalenza, è possibile rappresentare il patch attraverso le densità di corrente equivalenti per i due conduttori, superiore ed inferiore,  $J_t$  e  $J_b$ . Le pareti laterali vengono rappresentate attraverso densità di corrente elettrica equivalente,  $J_s$  e densità di corrente magnetica equivalente,  $M_s$  (come mostra la figura 1.12).

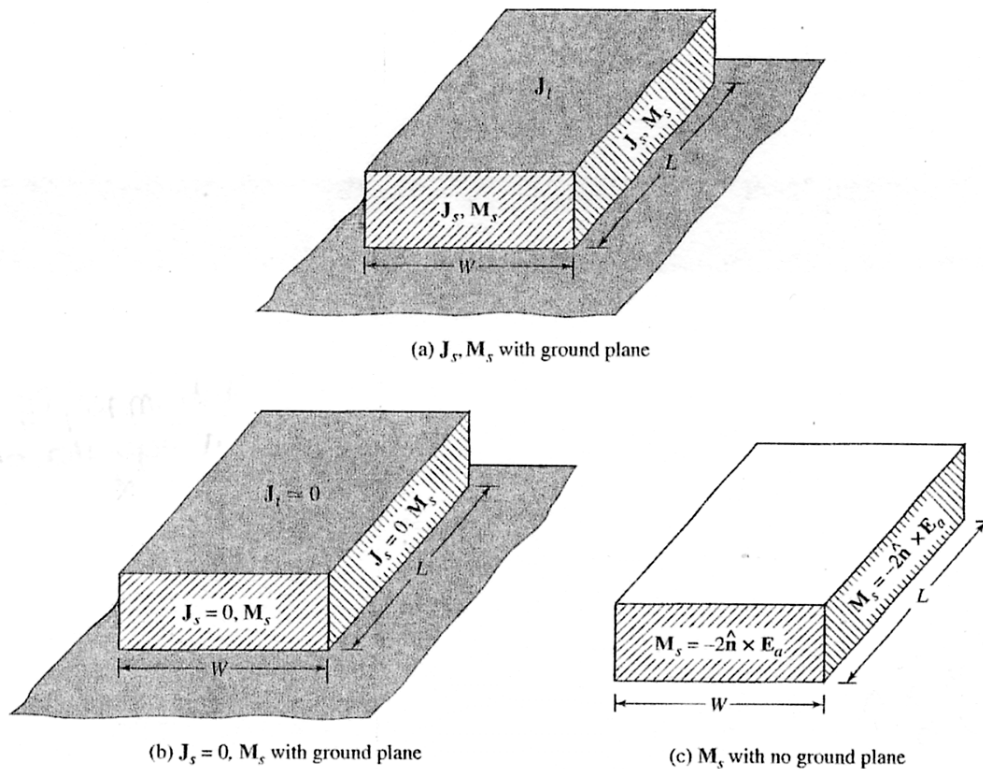


Figura 1.12 – Densità di corrente equivalente sulle quattro superfici laterali di una patch rettangolare

Le densità di corrente sono definite come segue:

$$J_s = \hat{n} \times H_a \tag{1.15}$$

$$M_s = -\hat{n} \times E_a$$

dove  $E_a$  ed  $H_a$  rappresentano rispettivamente il campo elettrico e magnetico sulle aperture.

Dato che la componente tangenziale del campo magnetico ai bordi del patch è molto piccola, può essere trascurata e considerata idealmente nulla e di conseguenza anche  $J_s \cong 0$ . L'unica componente non nulla è la densità di corrente magnetica sulle pareti laterali.

La presenza del piano di massa ci è utile per poter applicare il teorema delle immagini, per mezzo del quale le densità equivalenti di corrente vengono raddoppiate; in questa approssimazione la (1.15) diventa:

$$M_s = -2\hat{n} \times E_a \quad (1.16)$$

Quindi il cavity model ci permette di considerare l'antenna come formata da quattro slot radianti, dove soltanto due di esse tengono di conto della maggior parte dell'irradiazione totale; il campo irradiato dalle rimanenti due, le quali sono separate dalla larghezza  $W$  del patch, si annulla sui piani principali. Le due slot radianti sono separate da una linea di trasmissione a piani paralleli di lunghezza  $L \cong \lambda/2$ , in modo che il campo alle due aperture abbia polarizzazione opposta, quindi tali slot formano un array di due elementi, distanziati di  $\lambda/2$  [6].

Attraverso il principio di equivalenza [6] è possibile affermare che ogni slot irradia in modo equivalente ad un dipolo magnetico con densità di corrente  $M_s$  (vedi (1.16)).

Le due slot radianti hanno densità di corrente magnetica equivalente, uguale in modulo e fase.

Le densità di corrente equivalenti associate alle altre due slot hanno la stessa ampiezza, ma sono dirette in verso opposto, quindi il campo irradiato da queste si annulla sui piani principali: piano E (o piano  $xz$ ) e piano H (o piano  $yz$ ). Inoltre sui piani non principali il contributo del campo irradiato da queste due slot è piccolo, rispetto al contributo apportato dalle slot radianti, ed è per questo motivo che esse vengono usualmente denominate slot non-radianti [3].

I diagrammi di irradiazione di un'antenna a patch rettangolare hanno il lobo principale abbastanza largo, con il massimo lungo la direzione normale al piano dell'antenna [4]. Le relazioni che seguono permettono di ricavare i diagrammi di irradiazione considerando le espressioni del campo elettrico nella regione di campo lontano (*far-field region*):

$$\begin{aligned} E_{\vartheta} &= E_0 \cos \phi \cdot f(\vartheta, \phi) \\ E_{\phi} &= -E_0 \cos \vartheta \sin \phi \cdot f(\vartheta, \phi) \end{aligned} \quad (1.19)$$

Pertanto il vettore di irradiazione ha la seguente espressione:

$$f(\vartheta, \phi) = \frac{\sin\left(\frac{\beta W}{2} \sin \vartheta \sin \phi\right)}{\frac{\beta W}{2} \sin \vartheta \sin \phi} \cos\left(\frac{\beta L}{2} \sin \vartheta \cos \phi\right) \quad (1.20)$$

Il primo fattore nella (1.20) è relativo ad un elemento lineare di lunghezza  $W$ , con distribuzione di corrente uniforme nella direzione  $y$ . Il secondo fattore moltiplicativo è noto con il nome di "fattore di array" ed è relativo all'array equivalente formato dalle due slot radianti

I diagrammi di irradiazione sui piani principali, sono ottenuti normalizzando il vettore di irradiazione rispetto al valore massimo su ciascun piano, secondo la relazione:

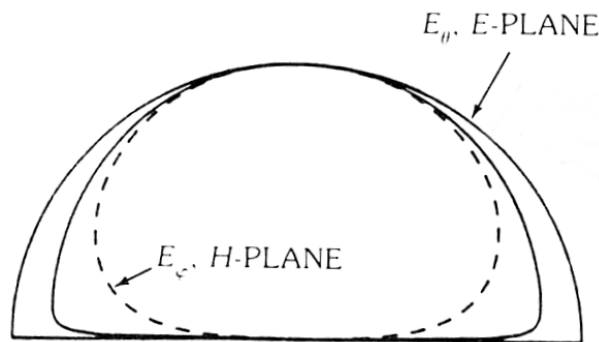
$$F(\vartheta) = \frac{|f(\vartheta, \phi)|}{|f(\vartheta, \phi)|_{\max}}$$

Si ha quindi:

$$F_E(\vartheta) = \cos\left(\frac{\beta L}{2} \sin \vartheta\right) \quad \text{Piano E, } \phi = 0^\circ \quad (1.21)$$

$$F_H(\vartheta) = \cos \vartheta \frac{\sin\left(\frac{\beta W}{2} \sin \vartheta\right)}{\frac{\beta W}{2} \sin \vartheta} \quad \text{Piano H, } \phi = 90^\circ \quad (1.22)$$

I diagrammi di irradiazione sui piani E ed H sono rappresentati nelle figura 1.13 nella quale si sono trascurati gli effetti dovuti alle perdite nel dielettrico e allo spessore non nullo delle slot.



*Pattern*

**Figura 1.13 – Diagramma di irradiazione sul piano E sul piano H.**

Si osserva che è possibile stringere il fascio su entrambi i piani: sul piano E basta costruire un array lineare di antenne a patch per ottenere un angolo a metà potenza

minore, mentre sul piano  $H$  è sufficiente aumentare la dimensione  $W$  per stringere il lobo principale del diagramma, quindi l'angolo a metà potenza [4].

## 2 Progetto del sensore

Il sensore da realizzare per l'ispezione di un materiale mediante irraggiamento con microonde deve essere in grado di misurare la proprietà  $p$  del materiale esaminato.

Come è già stato citato nella parte introduttiva, per la nostra applicazione abbiamo assunto di utilizzare l'antenna a patch come sensore per applicazioni non distruttive, perciò quasi a contatto con il materiale da indagare.

Si ricorda che, se  $\epsilon$  assume valori elevati, le linee di forza del campo restano confinate nel substrato, mentre già per valori più piccoli è possibile ottenere campi più intensi anche a distanza dall'antenna.

Di conseguenza, avvicinando un materiale dielettrico all'elemento radiante è possibile ottenere informazioni relative alle caratteristiche di tale materiale in base alla variazione della funzione di trasferimento dell'antenna; in modo particolare si possono osservare le variazioni del modulo del coefficiente di riflessione e lo scostamento in frequenza del picco di risonanza.

Il sensore sarà caratterizzato quindi da una risposta  $S(p)$ , data da:

$$S(p) = \Delta f(p) = f_r - f_p$$

dove  $f_r$  è la frequenza di risonanza nel caso in cui il sensore irradia in spazio libero e  $f_p$  è la frequenza di risonanza del patch posto a contatto col materiale.

Il progetto del sensore, in termini di sensibilità, linearità e ripetibilità, deve tener conto dei requisiti applicativi e dei vincoli determinabili nella fase realizzativa di un'antenna.

Il sensore deve eseguire misure puntuali e di tipo statico.

La risposta  $S(p)$  del sensore deve dipendere dal valore medio della proprietà  $p$  del materiale all'interno di un volume di  $A \times h$ , dove  $A$  è l'area della regione ispezionata (ROI) e  $h$  è lo spessore; in prima approssimazione si può ritenere che le dimensioni di  $A$  siano sostanzialmente eguali alle dimensioni lineari equivalenti del patch.

La grandezza da misurare è supposta costante, almeno per tempi sufficientemente lunghi: non ci sono quindi requisiti particolari in merito alla velocità di esecuzione delle misure da parte del sensore.

L'applicazione prevista è di tipo innovativo e non sono attualmente definiti requisiti sulle dimensioni delle ROI da esaminare o sulla linearità e sensibilità di misura.

Il progetto del sensore a patch è stato realizzato con l'ausilio di un CAD professionale (Ensemble – Ansoft) per l'analisi e la progettazione di circuiti e antenne a microstriscia, basato sul metodo dei momenti (MOM), che consente la simulazione di circuiti e antenne planari tramite approssimazione della distribuzione di corrente dell'elemento considerato, attraverso l'impiego di opportune funzioni, dette funzioni di base.

Per l'analisi di superfici solide, come nel caso delle antenne a patch, il metodo dei momenti permette di operare una discretizzazione della superficie ad elementi triangolari e poligonali, utilizzando delle opportune funzioni di base definite su tali sottodomini.

Il simulatore accetta in ingresso le dimensioni dell'elemento radiante, le caratteristiche del dielettrico e il tipo di alimentazione. In uscita il simulatore fornisce gli elementi della matrice di diffusione  $\underline{S}$  (o matrice di scattering), la distribuzione dei campi elettromagnetici nella far-field region e nella near-field region, l'andamento dei vettori associati alla corrente sull'elemento radiante; è quindi possibile simulare in prima approssimazione il comportamento a vuoto, in particolare la frequenza di risonanza, del sensore da realizzare.

Il simulatore è inoltre in grado di ricavare i suddetti parametri anche per strutture multistrato, come le antenne a microstriscia con strato protettivo di dielettrico. Questa proprietà è stata sfruttata per simulare il comportamento sotto carico del sensore, supponendo cioè che esso sia posto in prossimità di un materiale omogeneo con valori di costante dielettrica e di spessore inseriti come parametri di ingresso; in realtà, il simulatore presuppone che il dielettrico con cui il patch è a contatto abbia dimensioni infinite, di conseguenza anche la simulazione del comportamento del sensore sotto carico, ed in particolare la frequenza di risonanza in queste condizioni, è esatta solo in prima approssimazione.

Mediante il simulatore Ensemble è quindi possibile prevedere la risposta  $S(\epsilon)$  del sensore in corrispondenza dei dati di ingresso inseriti; la risposta di interesse  $S(p)$  può essere anch'essa prevista, se è possibile esprimere il valore della permittività in funzione della proprietà  $p$  del materiale da esaminare; in caso contrario, una volta realizzato il sensore, si può determinare sperimentalmente la risposta  $S(p)$  esaminando una campionatura di materiali con differenti valori di  $p$ .

### Specifiche di progetto

Basandosi sulle formulazioni descritte nei paragrafi precedenti è possibile procedere al progetto, mediante la realizzazione di un modello grafico, di un'antenna con patch rettangolare.

E' indispensabile che tra le specifiche di progetto siano incluse:

- la costante dielettrica del substrato,  $\epsilon$
- lo spessore del substrato,  $t$
- la frequenza di risonanza,  $f_r$  (in Hz)

Dati i parametri previsti dalle specifiche, si dimensionano quindi i lati  $L$  e  $W$  del patch.

Sono stati simulati due diversi sensori. Il sensore 1 consiste in un patch in rame inciso su un substrato dielettrico e richiama la teoria illustrata nei capitoli precedenti relativa alle antenne a microstriscia: una volta fissata la frequenza di risonanza, è semplice effettuare il dimensionamento dell'antenna.

Il sensore 2 consiste in un patch “sospeso” in aria, con dimensioni  $L/W \cong 1$ . Entrambi i sensori funzionano da risonatori, con frequenza di risonanza  $f_r$  dipendente sia dalle proprietà geometriche e fisiche del patch stesso come previsto dalle specifiche di progetto, sia dalle proprietà dielettriche del materiale sotto test. Sono state osservate le seguenti specifiche:

- frequenza di risonanza appartenente alla banda ISM (*Industrial, Scientific, Medical*), centrata intorno a 2.45 GHz

Sensore 1:

- costante dielettrica del substrato,  $\epsilon_r \approx 2.35$
- spessore del substrato,  $t \approx 1.6$  mm

Sensore 2:

- costante dielettrica del substrato,  $\epsilon_r \approx 1$
- spessore del substrato,  $t \approx 5$  mm

Inoltre è stato posto un ulteriore vincolo progettuale relativo alle dimensioni del patch, in modo che  $L/W \cong 1$  (patch di quadrato).

Per calcolare la lunghezza del lato  $L$ , si fa uso delle equazioni (1.6) e (1.7); si ottiene:

$$L = L_{eq} - 2s = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{req}}} - 2s \quad (2.1)$$

### *Sensore 1 risposta a vuoto*

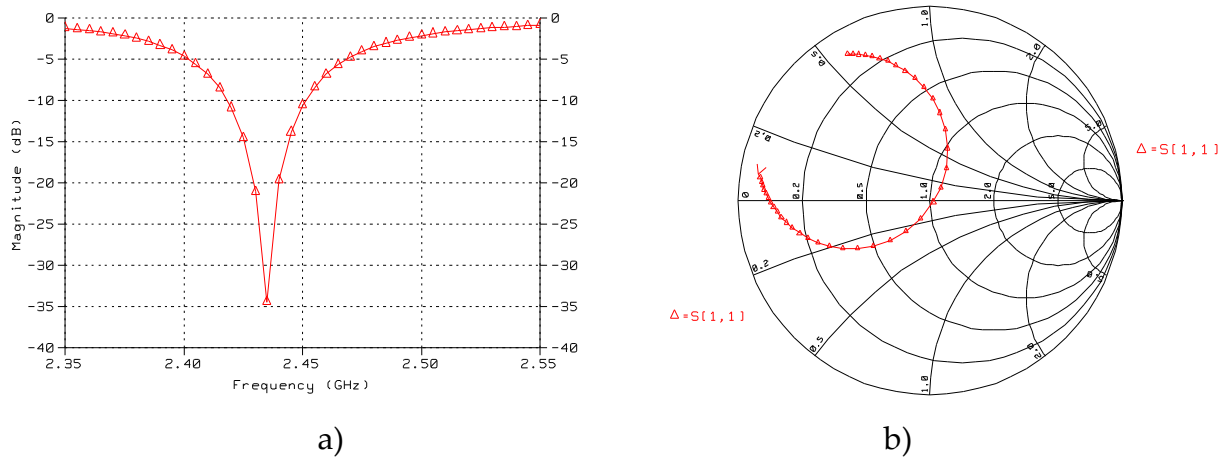
Il primo sensore simulato è quello con patch in rame inciso su substrato dielettrico. Si è supposto l'utilizzo di lastre ramate di materiale di tipo plastico, con costante dielettrica  $\epsilon_r \cong 2.35$  e spessore  $t \cong 1.6$  mm.

La lunghezza dell'onda associata alla frequenza di risonanza scelta, è stata ricavata dalla relazione  $\lambda = c/f_r$  e quindi, con semplici calcoli, siamo stati in grado di dimensionare il lato  $L$  del patch.

Abbiamo poi imposto il rapporto  $L/W \cong 1$ , in modo da poter semplificare i calcoli successivi.

Si è prevista un'alimentazione del dispositivo mediante cavo coassiale di impedenza caratteristica  $Z_c = 50 \Omega$ , con l'anima centrale (diametro 1 mm) saldata al patch e la calza esterna saldata al piano di massa. Il punto di inserimento del cavo,  $\Delta x_p$  è stato scelto in modo da ottenere il massimo adattamento dell'impedenza [7].

Grazie al software di simulazione siamo pervenuti ai risultati relativi al funzionamento a “vuoto” del sensore, cioè al caso in cui a contatto con la superficie del patch è presente aria, mostrati nella figura seguente.



**Figura 2.1 a) e b) - Parametri S relativi alla simulazione di un’antenna a patch rettangolare  
a) modulo del coefficiente di riflessione in scala logaritmica; b) carta di Smith.**

In figura 2.1 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 GHz; la banda a  $-3$  dB assume un valore di circa 60 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 [7].

A questa frequenza abbiamo il massimo adattamento di impedenza, come mostrato dalla curva sulla carta di Smith (figura 2.1 b)) la quale passa per il punto (1.0). Variando la posizione di inserimento,  $\Delta x_p$ , del cavo coassiale di una quantità pari a  $\pm 0.5\text{mm}$ , si può osservare che il comportamento risonante rimane quasi inalterato ad eccezione di una lieve diminuzione della selettività (dati non riportati). Quello che cambia, invece, è l’adattamento dell’impedenza, la quale non assumerà più valori puramente reali [7].

### *Sensore 2 risposta a vuoto*

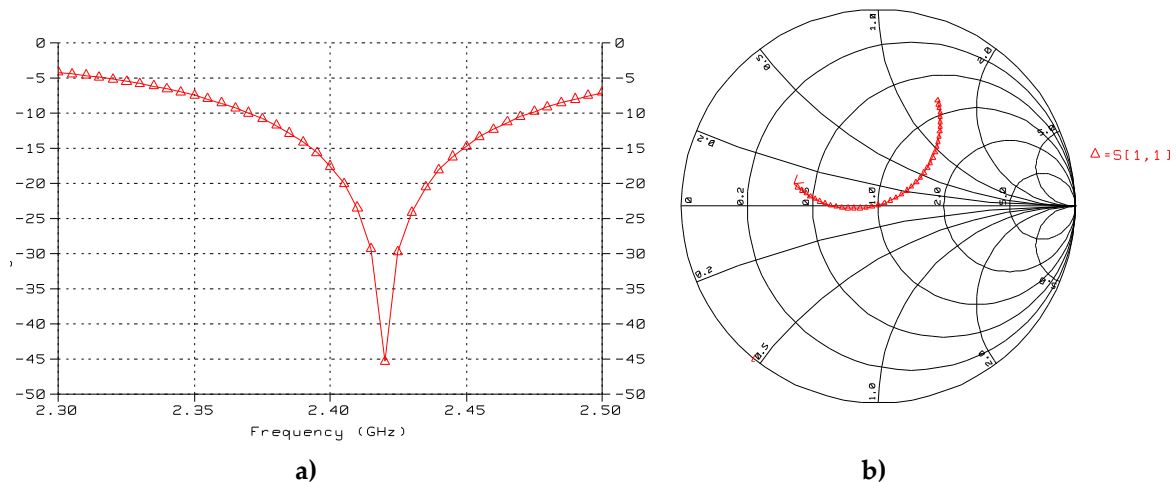
Il secondo sensore simulato è relativo ad un’antenna con patch “sospeso” in aria, sempre di forma quadrata  $L/W \cong 1$ .

Questo tipo di sensore si discosta di poco dalle antenne a patch classiche, con l’unica differenza che il materiale dielettrico solido in questo caso è stato sostituito con un’intercapedine di aria, la quale presenta una costante dielettrica  $\epsilon_r \cong 1$ . Si è previsto di realizzare sia il piano di massa che il patch con lamine di ottone, ciascuna avente spessore di circa 2 mm, e poste ad una distanza di circa 5 mm [7].

Come nel caso precedente, le dimensioni sono state calcolate in modo tale che la frequenza di risonanza cada nella banda ISM; si suppone ancora un’alimentazione realizzata con cavo coassiale di impedenza caratteristica pari a  $50 \Omega$ .

Per mantenere separate le due lamine (patch e piano di massa), s'ipotizza un supporto metallico di forma cilindrica saldato tra le due lamine e posto esattamente al centro. In questo punto, infatti, le linee di forza del campo elettrico subiscono una inversione (per patch a  $\lambda/2$ ) e quindi il supporto, se realizzato con dimensioni opportune, non influenza il funzionamento del patch [7].

Anche in questo caso, si è prima considerata la condizione a "vuoto" e i risultati ottenuti con il simulatore sono mostrati nella figura seguente.



**Figura 2.2 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 2.2 a), che rappresenta il modulo del coefficiente di riflessione, si può notare il tipico comportamento risonante del sensore, ancora con unico picco di assorbimento. Osserviamo che alla frequenza di risonanza pari a circa 2.42 GHz, si ottiene il massimo adattamento di impedenza, come si vede dalla curva nella carta di Smith (figura 2.2 b), che passa per il punto (1.0)

Anche in questo caso, un piccolo errore di inserzione del cavo coassiale  $\Delta x_p = \pm 0.5$  mm, causa un disadattamento di impedenza, anche se di un valore molto piccolo, mentre la frequenza di risonanza rimane invariata [7].

### *Risposte sotto carico*

Per entrambi i sensori è stato simulato il funzionamento sotto "carico", cioè nel caso in cui sia avvicinato al patch un materiale con costante dielettrica  $\neq 1$ .

Sono stati considerati tre diversi tipi di materiali con costanti dielettriche rispettivamente pari a:  $\epsilon_r = 2$  (teflon),  $\epsilon_r = 2.6$  (plexiglass),  $\epsilon_r = 3$  (araldite), posti ad una distanza pari ad 1 mm dal patch [7].

I risultati così ottenuti sono riepilogati nelle tabelle I e II: entrambe contengono i valori dell'ascissa del minimo del coefficiente di riflessione (frequenza di risonanza del sensore) e i valori in dB del minimo stesso, relativo ai vari casi simulati.

Dalle tabelle possiamo osservare il 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 maggiore sensibilità in quanto l'intervallo tra i valori estremi della frequenza di risonanza è di circa 300 MHz, mentre nel caso precedente non si raggiungono i 100 MHz [7].

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

**Tabella 2-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)	2420.45 MHz	-45.38
$\epsilon_r = 2$	2255.31 MHz	-31.67
$\epsilon_r = 2.6$	2193.18 MHz	-29.00
$\epsilon_r = 3$	2149.15 MHz	-28.67

**Tabella 2-II – Riepilogo dei risultati delle simulazioni relative al sensore con patch sospeso realizzato con lamine metalliche.**

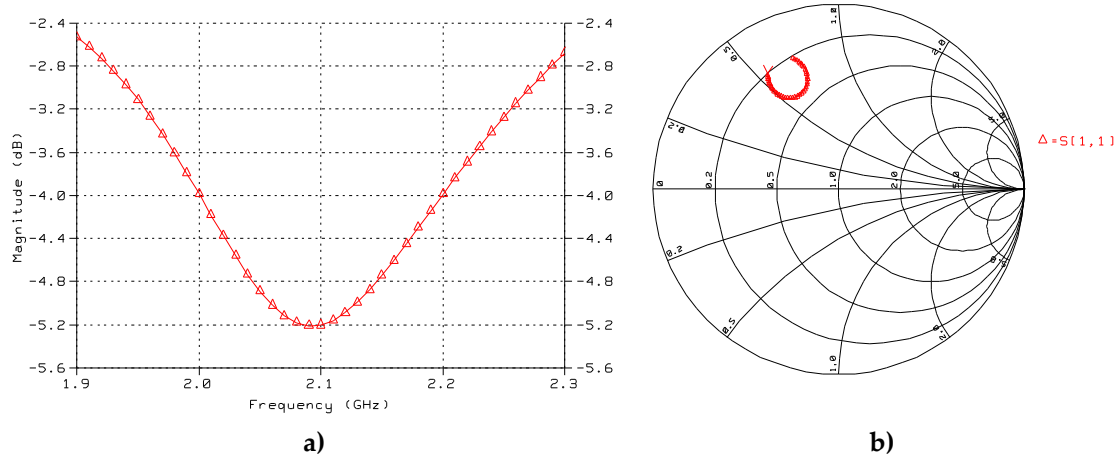
Infatti, per il sensore stampato, la frequenza di risonanza è variata, e questo risultato va nella direzione desiderata. All'aumentare della costante dielettrica  $\epsilon_r$ , la frequenza di risonanza si sposta verso valori più bassi: da 2.43 GHz circa, nel caso di  $\epsilon_r = 1$ , fino a circa 2.33 GHz, 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 2.42 GHz, per  $\epsilon_r = 1$ , si ottiene una frequenza di risonanza di circa 2.15 GHz, nel caso di materiale dielettrico con  $\epsilon_r = 3$  avvicinato al patch. Si ha quindi una variazione di frequenza di circa 300 MHz, contro il valore precedente che non raggiungeva i 100 MHz [7].

Pertanto, visti i risultati ottenuti nelle simulazioni, si può prevedere l'utilizzo dei sensori a patch più idonei alle nostre esigenze, prediligendo l'utilizzo del sensore con patch "sospeso" in aria.

Per il sensore con patch sospeso è stato simulato un ulteriore funzionamento a "carico ipotizzando di avvicinare il patch ad un materiale con  $\epsilon_r = 8$ , cioè dell'ordine della caratteristica dielettrica media del marmo.

Il risultato della simulazione è mostrato nella figura 2.3.



**Figura 2.3 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  $\epsilon_r=8$ ,  $d=1\text{mm}$ ). b) – Grafico della curva rappresentata sulla carta di 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 2.3 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 GHz. L’adattamento dell’impedenza, come previsto, è molto peggiorato. La frequenza di risonanza rimane ancora all’interno della banda *ISM*.

La tabella seguente riassume i risultati della simulazione del sensore con patch sospeso, nelle condizioni a vuoto e con un carico avente costante dielettrica paragonabile a quella del marmo [7].

Costante dielettrica del materiale avvicinato al patch	Frequenza di risonanza $f_r$	Valore minimo del picco (dB)
$\epsilon_r = 1$ (aria)	2420.45 MHz	-45.38
$\epsilon_r = 8$	2092.11 MHz	-5.20

**Tabella 2-III – Riepilogo dei risultati delle simulazioni del sensore con patch sospeso avvicinato a marmo**

## 3 Risultati sperimentali

### Apparato di misura e controllo

In fase sperimentale tutte le misure sono state eseguite con il supporto di una strumentazione elettronica da laboratorio comprendente:

- l'analizzatore di reti vettoriale (HP 8753B)
- un dispositivo transmission/reflection (HP 85044A)
- un prototipo di sensore a patch, progettato e simulato con software Ensemble
- un calcolatore

### *Analizzatore di reti vettoriale*

L'analizzatore di reti vettoriale (VNA – Vectorial Networks Analyzer) è un dispositivo in grado di misurare e memorizzare ampiezza e fase di un segnale con tensione sinusoidale, e questo lo rende molto simile ad un voltmetro vettoriale. Tuttavia un VNA è tecnologicamente più avanzato rispetto al voltmetro vettoriale. Infatti in un VNA sono utilizzati complessi circuiti a radio frequenza che ne aumentano l'accuratezza, con un elevato range dinamico. Al suo interno sono normalmente contenuti microprocessori che permettono molta flessibilità nelle elaborazioni dei dati, come ad esempio l'operazione di smoothing, l'averaging, la varietà di modi visualizzazione grafica.

Un aspetto molto importante dei VNA è rappresentato dalla capacità di eseguire misure dei coefficienti di trasmissione e riflessione di elementi lineari a microonde in funzione della frequenza. Viene eseguita una spazzata in frequenza che copre un largo range che dipende dalla sorgente contenuta all'interno del sistema, permettendo una rapida caratterizzazione a larga banda delle reti a microonde. Il ricevitore al suo interno effettua una rivelazione a banda stretta per mezzo di un mixer e di un filtro IF costante. La rivelazione a banda stretta tipica degli analizzatori vettoriali ha un elevato range dinamico tale da consentire l'eliminazione di disturbi dovuti alle armoniche spurie.

Per compensare errori di frequenza dipendenti dalle caratteristiche di ampiezza e fase dei cavi e dei ricevitori, è necessario eseguire una calibrazione utilizzando risposte note di carichi standard (circuito aperto, corto circuito e terminazione a 50  $\Omega$ ). La procedura di calibrazione rappresenta un'importante operazione nell'analisi delle reti e deve essere ripetuta periodicamente (idealmente ogni volta che ci si appresta ad eseguire una nuova misura) e consente una maggiore accuratezza in fase di misura.

Generalmente nell'analizzatore sono presenti due canali che consentono la visualizzazione simultanea del modulo delle risposte dei segnali trasmesso e riflesso. L'analizzatore HP 8753B, presente sul nostro banco di misura, contiene un oscillatore variabile di frequenza e un ricevitore: l'oscillatore produce un'oscillazione sinusoidale con una frequenza che può variare tra 300 KHz e 3 GHz, con una

risoluzione di 1 Hz). Il dispositivo fornisce una potenza di 100 mW e può misurare simultaneamente tre segnali d'ingresso mediante ricevitori indipendenti accordabili su tutta la gamma di frequenze, su un range dinamico di 100 dB.

#### *Dispositivo transmission/reflection*

All'analizzatore viene collegato il dispositivo, che contiene l'hardware necessario per eseguire misure simultanee di trasmissione e riflessione (divisori di potenza, ponti direzionali, attenuatori). Tale dispositivo è adoperato per il prelievo del segnale di riferimento e la separazione del segnale trasmesso da quello riflesso (HP 85044A Transmission Reflection Test-Set). Sul display del VNA è possibile leggere i valori acquisiti dall'antenna in termini di ampiezza e fase del coefficiente di riflessione.

#### *Sensore a patch*

In seguito ai risultati ottenuti nella fase di simulazione è stato realizzato un prototipo di sensore di tipo 2, realizzato con patch sospeso.

Nella prima fase di sperimentazione il sensore è sostenuto da un'asta metallica che permette la regolazione manuale in altezza in modo da variare la distanza dal campione sotto misura; questo significa avere la libertà su un solo asse (asse y). Al momento è in fase di messa a punto, una movimentazione del sensore mediante un sistema di carrelli con movimenti sugli assi x ed y che permette di mantenere fissa l'antenna e di muovere il campione da esaminare in base alle esigenze di ciascun caso. Tali carrelli infine possono essere controllati via computer con l'utilizzo di hardware e software dedicati. I risultati acquisiti e visualizzati su display attraverso il VNA possono essere resi disponibili anche su supporto cartaceo, con l'ausilio di un plotter HP 7550 plus.

#### *Controllo*

Il VNA viene comandato tramite l'interfaccia HP-IB (Hewlett-Packard Interface Bus), collegata ad un personal computer corredato di interfaccia standard IEEE-488.2 (National Instruments PCI-GPIB). Il calcolatore può gestire il funzionamento completo dell'analizzatore eseguendo le regolazioni necessarie per effettuare le misure alle frequenze prescelte e prelevando dallo stesso i risultati delle misure effettuate.

Si è iniziato lo sviluppo di un software dedicato mediante l'impiego del package Labview 7 Express, il quale permette di ricostruire virtualmente lo strumento presente fisicamente sul banco di misura e di eseguire il controllo remoto senza la necessità di accedervi in modalità manuale.

Per mezzo di tale software sarà possibile eseguire ulteriori elaborazioni dei segnali che provengono dall'antenna in modo da ottenere maggiori informazioni relative al campione da esaminare.

## Preparazione dei campioni

Poiché l'applicazione prevista comporta l'impiego del sensore per determinare lo stato di marmi o materiali lapidei, nella prima fase sperimentale si è utilizzata una campionatura di marmi con differenti valori di porosità: se i volumi esaminati hanno differenti valori di porosità, essi dovrebbero avere anche differenti valori di permittività dielettrica e di conseguenza si dovrebbero ottenere di frequenza di risonanza del sensore.

E' stato impiegato un campione di marmo, la cui costante dielettrica tabulata varia tra  $\epsilon_r = 6$  a  $\epsilon_r = 8.3$ .

Questo tipo di marmo ha una densità nota pari a  $2.71 \text{ g/cm}^3$  ed in condizioni normali presenta un valore di porosità misurabile grazie ai metodi tradizionali.

La porosità può variare sia in funzione di agenti esterni, sia mediante sollecitazioni artificiali e controllate.

La porosità aumenta al crescere della temperatura. La variazione della porosità è evidente a tal punto che, a temperature elevate, oltre i  $500 \text{ }^\circ\text{C}$ , 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 capacità di saturazione di acqua da parte di un materiale (metodo tradizionale) per valutare piccole variazioni della porosità.

Con metodo tradizionale si va a misurare la quantità di acqua che è in grado di assorbire un materiale e in base al peso dell'acqua assorbita, possiamo risalire alla percentuale di porosità presente in esso. Il procedimento richiede una procedura un po' lunga, ma alla fine è l'unico affidabile quando si ha a che fare con campioni di dimensioni elevate. Inizialmente, si procede alla completa deumidificazione del campione in forno, a temperature che variano in base al materiale in esame, per almeno 24 ore. Dopodiché, il campione viene pesato e il valore ottenuto ci dà il *peso secco* del campione. Successivamente si immerge il campione in un recipiente d'acqua e lo si lascia immerso il tempo necessario affinché la saturazione di acqua sia completa. Quando il campione non è più in grado di assorbire acqua, si estrae dal recipiente e si pesa nuovamente; la differenza tra il peso attuale e il peso secco del campione, fornisce il *peso dell'acqua assorbita*, e dall'espressione:

$$\%Porosità = \frac{\text{peso acqua assorbita}}{\text{peso secco}} \times 100 \quad (3.1)$$

si ottiene la percentuale di porosità presente all'interno del campione.

Nella nostra applicazione abbiamo impiegato una definizione di porosità come rapporto tra il volume di aria presente nel campione e il volume totale dello stesso, secondo la relazione:

$$\%Porosità = \frac{\text{Volume aria}}{\text{Volume totale del campione}} \times 100 \quad (3.2)$$

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.

Per modificare la porosità del campione si è osservato il seguente protocollo:

1. riscaldamento del campione in forno ad alta temperatura
2. saturazione del campione mediante immersione in acqua
3. determinazione del peso del campione saturo di acqua
4. essiccamento in forno ad una temperatura di 70°C
5. determinazione del peso secco del campione

### Misure sul campione di marmo

Sono state eseguite misure sperimentali sul blocchetto originale e sul blocchetto modificato con diverse porosità indotte.

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 g/cm<sup>3</sup> e con una percentuale di porosità, intesa come rapporto tra peso di acqua assorbita e peso secco del campione, pari allo 0.09%.

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 figura 3.1 dove è rappresentato il grafico relativi al modulo del coefficiente di riflessione. Successivamente è stato eseguito il primo trattamento del campione. Dopo un riscaldamento in forno a 300 °C per otto ore la percentuale di porosità è aumentata dello 0.4%, raggiungendo così un valore percentuale totale dello 0.49%. Applicando la 3.1, con tutte le considerazioni fatte in precedenza, abbiamo ottenuto un valore percentuale di porosità pari a 1.3% circa.

Nella figura seguente è riportato il tracciato della misura eseguita col sensore. Si nota uno spostamento della frequenza di risonanza verso un valore più elevato di quello determinato col campione "tal quale", dovuto all'aumento di quantità di aria presente all'interno, che provoca una diminuzione della costante dielettrica.

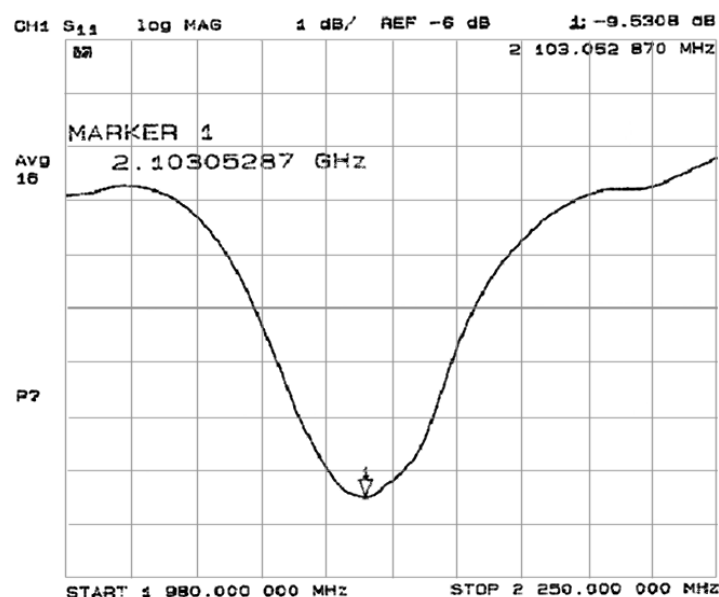


Figura 3.1 – Modulo del coefficiente di riflessione relativo alla misura eseguita con sensore a patch sospeso avvicinato ad un blocchetto di marmo “tal quale” (d=1mm)

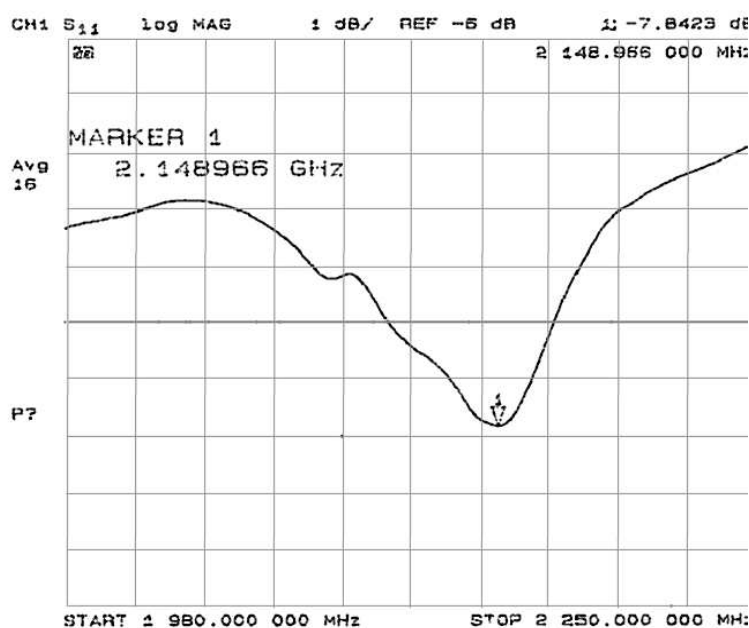
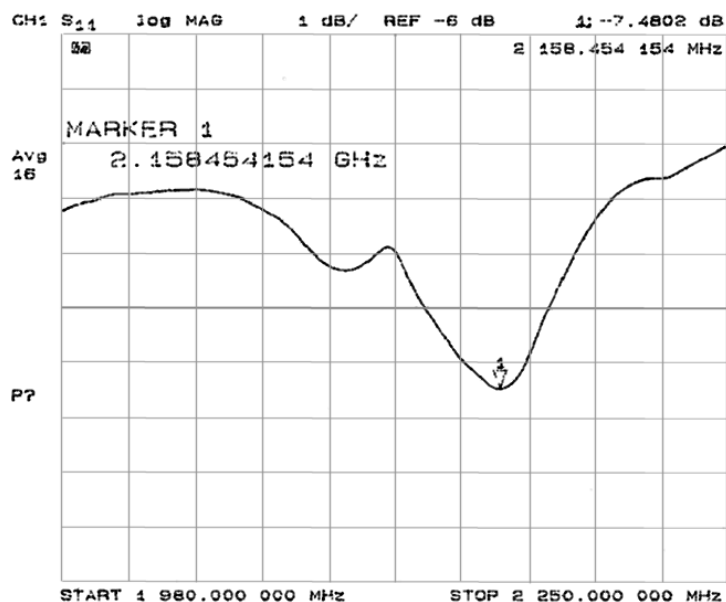


Figura 3.2 – Grafico modulo del coefficiente di riflessione (solo picco di risonanza) relativo alla misura eseguita con sensore a patch sospeso avvicinando un blocchetto di marmo dopo il primo trattamento (d=1mm)

Il secondo ed ultimo trattamento del campione, è stato effettuato riscaldandolo 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 dalla figura 3.3.

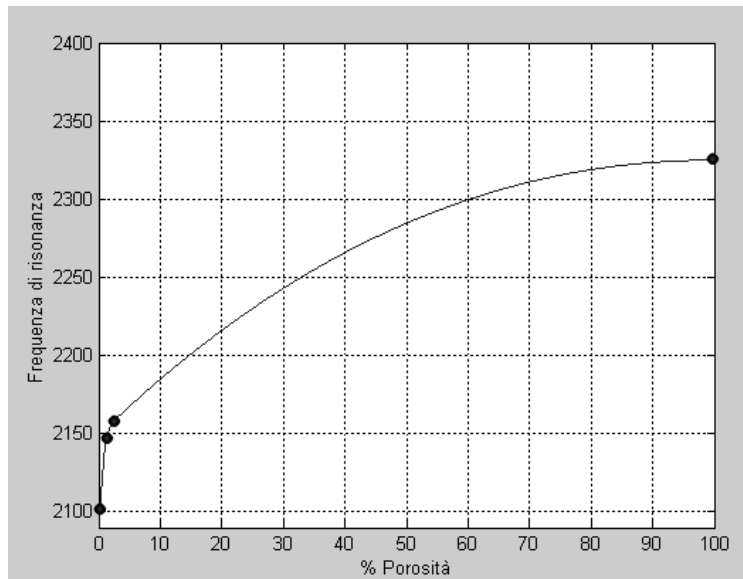


**Figura 3.3 –Modulo del coefficiente di riflessione (solo picco di risonanza) relativo alla misura eseguita con sensore a patch sospeso avvicinando un blocchetto di marmo dopo il secondo trattamento (d=1mm)**

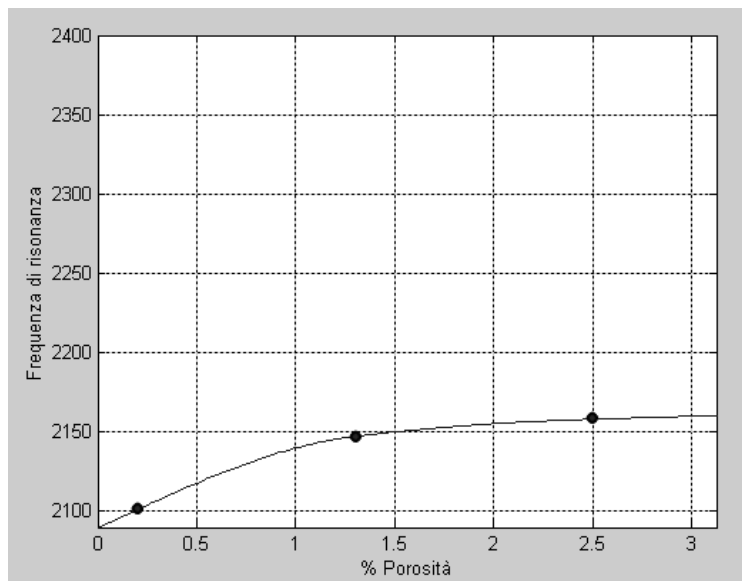
I dati relativi alle misure sperimentali eseguite con il prototipo sono riassunti nella tabella seguente, mentre l'andamento della variazione della frequenza di risonanza in funzione della variazione della porosità è mostrato nella figura 3.4 e 3.5 dove sono evidenziati i punti in corrispondenza dei valori ottenuti in fase sperimentale.

Stato del marmo avvicinato al patch	Frequenza di risonanza $f_r$	Valore minimo del picco (dB)	% Porosità (in volume)
Sensore a vuoto	2325.27 MHz,	-20.58	100%
"tal quale"	2103.05 MHz	-9.84	0.2%
1° trattamento	2148.97 MHz	-8.04	1.3%
2° trattamento	2158.18 MHz	-7.40	2.5%

**Tabella 3-II – Riepilogo dei risultati delle misure effettuate con il sensore a patch sospeso avvicinando il campione di marmo con diverse percentuali di porosità.**



**Figura 3.4 – Valori sperimentali relativi all’andamento della variazione della frequenza di risonanza in funzione della variazione di porosità per il campione di marmo.**



**Figura 3.5 – Visione ingrandita della curva di figura 3.4, che evidenzia i primi tre valori sperimentali.**

Si può osservare che la discrepanza tra i dati simulati e quelli misurati (vedi tabella 2-III), si fa più consistente relativamente alle prove a “vuoto” del sensore. Le cause potrebbero essere dovute sia ad un’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. La risposta del sensore non è di tipo lineare, e si può però definire una caratteristica di sensibilità differenziale, data dal rapporto tra la variazione della frequenza di risonanza e la variazione della percentuale di porosità:

$$\frac{\partial f_r}{\partial \%Porosità} = \frac{\Delta f_r}{\Delta \%Porosità} \quad (3.3)$$

Si può osservare che per piccoli valori percentuali di porosità, il dispositivo ha una sensibilità elevata, mentre, per percentuali di porosità superiori al 2% circa, la sensibilità tende al valore asintotico relativo alla frequenza di risonanza del sensore a "vuoto", corrispondente a una porosità del 100%.

Applicando la (3.3) e considerando valori della percentuale di porosità del marmo nel range 0.2% ÷ 2.5%, otteniamo una sensibilità media di 42 MHz per punto percentuale. Considerando che possiamo individuare variazioni nella frequenza di risonanza di 4MHz, la sensibilità è pari almeno allo 0.1%.

## Bibliografia

- [1] Edoardo Bozzi, Massimo Chimenti, Ovidio Salvetti, Alessandra Zucchelli: "Rassegna sulle tecniche non distruttive per la caratterizzazione dei difetti all'interno di materiali lapidei" Nota Interna ISTI-CNR, in stampa.
- [2] G. Manara, A. Monorchio, P. Nepa, "Appunti di campi elettromagnetici", SEU Pisa, 2002.
- [3] A. Constantine Balanis, "Antenna Theory: Analysis and Design", Wiley, 1997.
- [4] W. L. Stutzman, G. A. Thiele, "Antenna Theory and Design", John Wiley & Sons, 1998.
- [5] K.R. Carver, J.W. Mink, "Microstrip Antenna Technology", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-29, No. 1, January 1981.
- [6] Y.T. Lo, S.W. Lee, "Antenna Handbook: Theory, Applications and Design", VNR Company, New York, 1988
- [7] A. Zucchelli, G. Gagliardi, "Analisi mediante simulazione e sperimentazione di sensori a risonanza realizzati con antenne a patch per l'indagine non distruttiva a microonde su materiali dielettrici", Nota Interna ISTI-CNR, B4-12, novembre 2002.