

# **POLITECNICO DI MILANO**

FACOLTÀ DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE

CORSO DI LAUREA SPECIALISTICA IN INGEGNERIA  
ELETTRONICA



## **PROGETTO DI FILTRI IN BANDA Ka REALIZZATI IN TECNOLOGIA LTCC**

### **TESI DI LAUREA SPECIALISTICA**

Laureando: Francesco Naccarato

Matricola: 736911

Relatore: Chiar.mo Prof. Giuseppe Macchiarella

Correlatori: Chiar.mo Prof. Javier Gismero Menoyo

Ing. Diego Valdés Martín

Anno Accademico: 2010 - 2011

# Indice

<i>Capitolo 1</i> Introduzione.....	1
1.1 Stato dell'arte.....	2
1.2 Motivazioni.....	6
1.3 Presentazione del lavoro.....	8
<i>Capitolo 2</i> Tecnologia LTCC.....	10
2.1 Introduzione.....	10
2.2 Principali caratteristiche.....	11
2.3 Processo di fabbricazione.....	14
2.4 Specifiche della tecnologia.....	15
<i>Capitolo 3</i> Sintesi di filtri attraverso la matrice degli accoppiamenti.....	18
3.1 Formulazione attraverso le equazioni alle maglie.....	18
3.2 Formulazione attraverso le equazioni ai nodi.....	24
3.3 Matrice degli accoppiamenti generale.....	25
3.4 Estrazione dei coefficienti di accoppiamento e del fattore di qualità esterno.	26
3.4.1 Estrazione del fattore di qualità esterno di un risonatore accoppiato al carico.....	27
3.4.2 Estrazione del coefficiente di accoppiamento tra due risonatori.....	29
3.5 Deriva in frequenza degli elementi risonanti.....	30
<i>Capitolo 4</i> Risonatori in tecnologia LTCC.....	33
4.1 Cavità risonanti.....	33
4.2 Risonatori patch.....	40

<i>Capitolo 5 Progetto di filtri LTCC con risonatori patch</i> .....	45
5.1 Specifiche dei filtri.....	45
5.2 Filtro con quattro patch single mode.....	46
5.3 Filtro con risonatori patch dual mode.....	54
<i>Capitolo 6 Progetto di filtri LTCC con cavità risonanti</i> .....	62
6.1 Filtro con quattro cavità in linea.....	62
6.2 Filtro alimentato attraverso guida WR-28.....	71
6.3 Filtro quasi ellittico con quattro cavità.....	82
<i>Capitolo 7 Fabbricazione e misure dei prototipi</i> .....	97
7.1 Filtri con risonatori patch.....	97
7.2 Filtro con quattro cavità in linea.....	106
<i>Capitolo 8 Conclusioni</i> .....	110
<i>Appendice A</i> .....	112
<i>Bibliografia</i> .....	132

# *Capitolo 1*

## Introduzione

Nei sistemi di comunicazione oggi sono richiesti apparati che combinino prestazioni crescenti e migliore funzionalità, nonché moduli multifunzionali sul medesimo supporto dalle dimensioni sempre più ridotte. In particolare il peso e l'ingombro rappresentano vincoli molto stringenti nella progettazione di moderni sistemi per le comunicazioni. Il progetto di sistemi filtranti per apparati tipo schede di comunicazione wireless per dispositivi portatili, telefoni cellulari per le comunicazioni mobili, eccetera, risulta essere una sfida per il progettista: filtri in guida d'onda ripiena d'aria non sono proponibili per tali applicazioni appunto per ingombro e peso, seppur si rinunci a bassissime perdite di inserzione che tali strutture offrono. Anche soluzioni planari standard, attualmente ampiamente utilizzate, spesso non soddisfano i limiti dimensionali o, quanto meno, non sfruttano pienamente le potenzialità offerte dalle emergenti tecnologie. In questi termini tra le tecnologie multistrato disponibili sul mercato, la tecnologia Low Temperature Cofired Ceramic (LTCC) è sicuramente una tra le più mature ed affidabili. Questa tecnologia presenta numerosi vantaggi, tra i quali emergono la innata proprietà di realizzare circuiti in tre dimensioni (3D), e la facilità nonché economicità di produzioni su larga scala. Un altro innegabile vantaggio è rappresentato dalla possibilità di integrare su uno stesso substrato funzionalità attive e passive: i dispositivi attivi sul lato top mentre i passivi possono essere integrati negli strati sepolti. Questa possibilità permette di ridurre notevolmente le dimensioni e il peso dei moduli RF [1].

## 1.1 Stato dell'arte

Con l' emergere della nuova rivoluzione industriale chiamata comunemente Information Technology (IT), si assiste alla tendenza, da parte dell'industria e della ricerca nel campo elettronico, ad integrare interi sistemi, con funzionalità analogiche, digitali, RF, ottiche, eccetera, sullo stesso supporto.

Inoltre la richiesta di un sempre maggior data rate nella trasmissione/ricezione di dati, voce e video, da parte delle tecnologie emergenti stanno spingendo la tecnologia a radiofrequenza (RF) a frequenze sempre più elevate, dove è maggiore la disponibilità di canali e di larghezza di banda [2,3].

I moduli front-end RF sono uno degli elementi fondamentali dei sistemi di cui sopra, e la loro integrazione rappresenta sicuramente una sfida [2].

Con le tecnologia microelettronica sono stati fatti enormi progressi fin dall'invenzione del transistor. Tali progressi fino a tempi recenti hanno fatto sì che gli sforzi della ricerca nel campo delle tecnologie di fabbricazione si concentrassero nella realizzazione di sistemi integrati secondo un approccio cosiddetto System On Chip (SOC) (figura 1.1). Considerando le caratteristiche richieste, ad oggi, a circuiti ad alta frequenza, è diventato chiaro che la realizzazione, ad esempio di un intero sistema wireless, comprendente dispositivi, come filtri ed antenne, sullo stesso chip è ancora un' utopia [2].

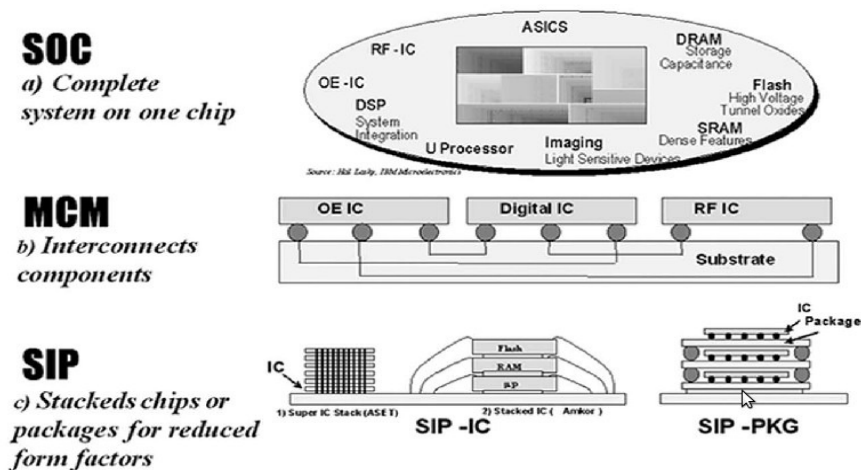


Fig. 1.1 Schemi concettuali di SOC, MCM, SIP

Già da diversi anni si è assistito ad un forte interesse verso un altro tipo di approccio per l' integrazione di interi sistemi elettronici multifunzionali, ossia quello

che si chiama approccio System On Package (SOP), di cui se ne può apprezzare l'idea base in figura 1.3.

Se volessimo delineare, seguendo un ordine temporale, in che direzione sono andate, stanno andando, ed andranno le tecnologie di fabbricazione elettronica, potremmo riferirci ad uno schema come quello che segue [4]

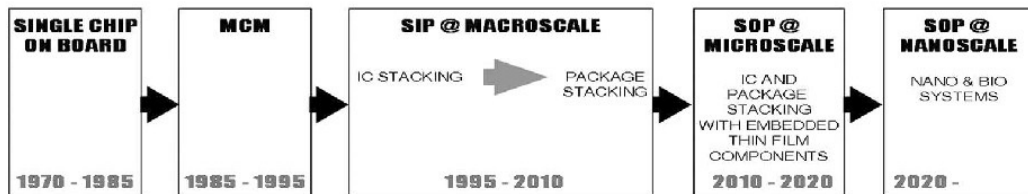


Fig. 1.2 Evoluzione delle tecnologie di fabbricazione elettronica

Da un singolo chip su scheda si vanno poco a poco integrando su un unico supporto più chip. Al principio ci si estende orizzontalmente secondo il paradigma Multichip Module (MCM). Successivamente si tende ad impilare più chip l'uno sopra l'altro così da creare i cosiddetti sistemi System In Package (SIP), che possono essere visti come i primi sistemi in cui emerge l'idea di una topologia circuitale 3D. Si veda la figura 1.1. Infine, grazie ad una ottimizzazione sia nella topologia che nell'utilizzo dei materiali per il packaging, si arriva all'attuale approccio SOP [4].

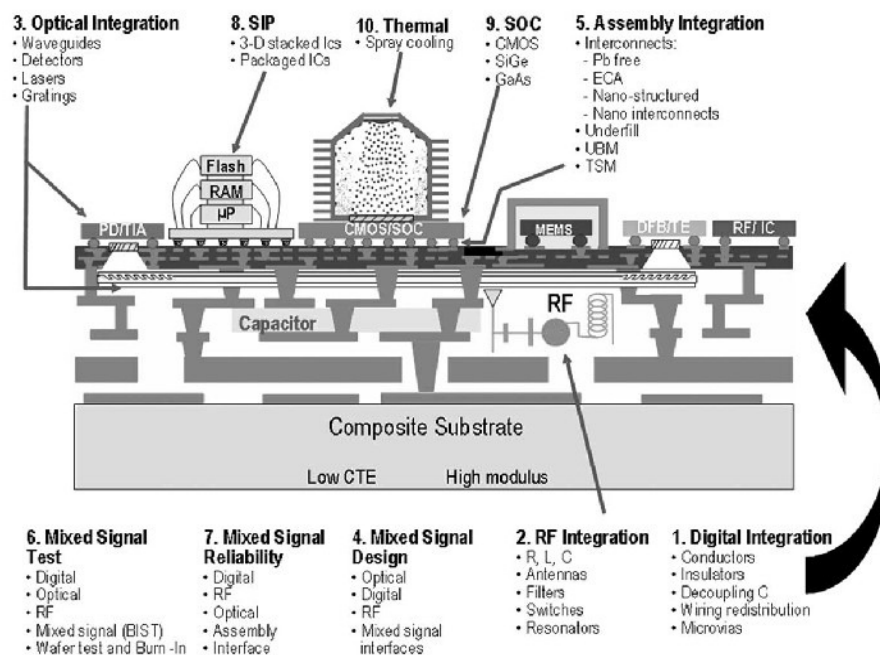


Fig. 1.3 SOP

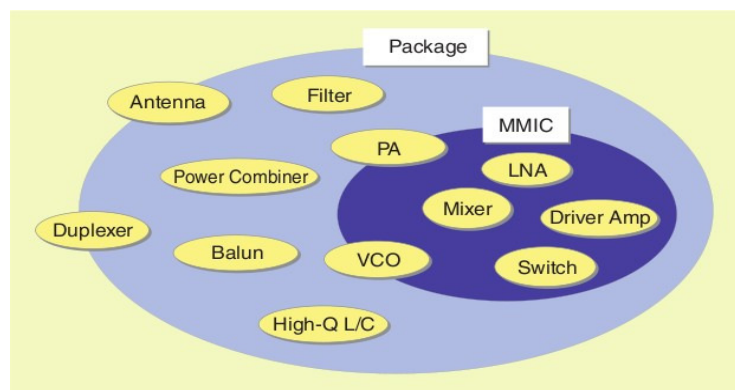
Come sopra accennato, l'integrazione di un intero sistema elettronico su singolo chip, pone numerosi ostacoli. Se ne possono elencare [4,5,11]:

- Basso  $Q$  (fattore di qualità) di componenti passivi realizzati nei substrati tanto di Silicio (Si) come di Arsenurio di Gallio (GaAs). Ciò si traduce in un aumento delle perdite di inserzione.
- Alta percentuale di occupazione di area del chip da parte dei componenti passivi rispetto a quelli attivi(transistor).
- Impossibilità di integrare antenne dovuta alle ridotte dimensioni dei circuiti integrati (IC).
- Problema di accoppiamenti capacitivi tra piste conduttive, che si riscontrano in circuiti planari dove è presente un' alta densità di interconnessioni.

Mentre la tecnologia SOC, che generalmente fa uso di Si o GaAs, si presta molto bene alla fabbricazione di transistor, con un incremento della densità di transistor per unità di superficie che va in accordo con la legge di Moore, questa non si adatta altrettanto bene alla realizzazione di circuiti come quelli passivi a RF, ottici ed altri [4].

Con un approccio di tipo SOP, si superano tali ostacoli, traendo vantaggio dalla sinergia tra SOC, per i circuiti attivi, e package, per le altre funzioni, già menzionate, che richiedono diversi materiali, dalle più alte prestazioni. Rimanendo nell'ambito dell'alta frequenza, si può affermare che SOP attualmente è la filosofia di fabbricazione di circuiti più effettiva al fine di integrare e compattare. Risultano inoltre bassi i costi dei processi che tecnologie di questo tipo offrono.

Nella figura 1.4 si mostra lo schema concettuale di un sistema RF SOP. In questo sistema le funzionalità attive sono integrate in un chip Monolithic Microwave Integrated Circuit (MMIC), mentre la maggior parte dei componenti passivi, come capacità, induttanze, filtri, eccetera, sono direttamente realizzati nel package [2].



**Fig. 1.4** Schema di un sistema RF SOP

Nell'ultimo trentennio del XX secolo si è assistito ad un forte sviluppo della tecnologia integrata a microonde (MMIC). Agli albori tale tecnologia si diffonde soprattutto in campo militare [6,8], ma per le sue caratteristiche di basso costo per grandi produzioni, alta affidabilità e ripetibilità, piccole dimensioni, e multifunzionalità “on-chip” [7], va estendendosi sempre più al mercato civile [8].

Arsenurio di Gallio (GaAs) e Silicio (Si) sono due tra i materiali più utilizzati nei substrati MMIC, per applicazioni al di sotto dei 100 GHz [8]. Il primo è più diffuso del secondo per una maggiore idoneità alla fabbricazione di transistor in alta frequenza ed al contempo per presentare basse perdite, rispetto al Silicio, laddove si realizzino componenti passivi [7,8].

Rispetto a materiali dielettrici, come quelli ceramici, gli elementi passivi realizzati nel substrato semi isolante MMIC, presentano un basso fattore di qualità, e quindi perdite che possono essere inaccettabili. Per ovviare a tal problema, sono state proposte soluzioni [5,9,10,11] in cui si accrescono uno o più strati di un materiale dielettrico che meglio si adatti alla realizzazione di passivi a RF (e.g. Polimide), direttamente sul substrato di semi isolante. Si parla in tal caso di 3D-MMIC.

Una alternativa attraente all'accrescimento di materiale dielettrico direttamente su chip, è la tecnologia di fabbricazione di circuiti 3D, Micromacchinato di Silicio [12]. Questa coinvolge una serie di tecniche di lavorazione del substrato di Si che tipicamente si usano per realizzare dispositivi micro-elettro-meccanici (MEMS).

Tra le tecnologie di fabbricazione SOP di circuiti 3D si possono menzionare: la sopra citata LTCC, tecnologia stabile e matura [13] derivante da HTCC (High Temperature Cofired Ceramic), che migliora rispetto a quest'ultima in quanto a perdite nel conduttore grazie all'utilizzo di materiali con minor resistività, ed LCP, acronimo che sta per Liquid Crystal Polimer.

La tecnologia multistrato ceramica LTCC, tra le tecnologie SOP, offre eccellenti caratteristiche di integrazione 3D grazie all'alto numero di strati dielettrici, anche di spessori distinti, che si possono impilare. Questo ne incrementa la versatilità e la flessibilità in fase di progetto. La possibilità di estendersi non solo orizzontalmente, ma anche in profondità nel substrato, aumenta notevolmente la densità di componenti che si possono includere nel circuito.

Il materiale dielettrico utilizzato in LTCC è un composto vetro-ceramico dalle ottime caratteristiche in termini di perdite ad alta frequenza, con valori di  $\tan\delta$  che possono variare in un range di valori di 0.0016 - 0.005 [14]. Contribuisce inoltre il basso valore di resistività dei metalli normalmente utilizzati per le interconnessioni,



come l' Oro, l' Argento e il Rame, nel ridurre le perdite di inserzione.

Altra importante caratteristica del substrato costituito in LTCC è la buona conducibilità termica che questo offre, incrementata anche dalla possibilità di realizzare vias termici deputati solo alla dissipazione del calore [15].

LCP è un nuovo e promettente materiale organico termoplastico con cui si è iniziato recentemente a fabbricare circuiti in 3D. Dal punto di vista topologico, la realizzazione di strutture è del tutto simile ad altre tecnologie multistrato, come LTCC. Per quanto riguarda il substrato dielettrico, LCP sta mostrando ottime qualità elettriche e meccaniche, e soprattutto, in questi termini, un'ottima stabilità in ambienti umidi, per il basso tasso di assorbimento di umidità che il materiale presenta [16].

Substrati in LCP hanno mostrato una alta stabilità della permittività elettrica col variare della temperatura, testandoli fino a frequenze di 105 GHz [17,18]. Il valore di riferimento della  $\epsilon_r$  è 2.9.

Alla pari di LTCC, LCP offre ottime prestazioni in quanto a perdite nel dielettrico quantificabili in un range della  $\tan\delta$  tra 0.002 e 0.004, stabile fin a 35 GHz [19].

Un vantaggio di LCP rispetto a LTCC sta nella considerevole riduzione dei costi di fabbricazione (che comunque risulta essere bassa anche per LTCC), che rendono tale tecnologia appetibile per produzioni su larga scala [16].

Una soluzione come quella di figura 1.4, utilizzando tanto LTCC come LCP per il package, è favorita, oltre che dai vantaggi già citati, da una piena compatibilità con i materiali di MMIC, in termini di coefficiente di espansione termica [18,20]. Ciò si traduce in una maggiore affidabilità meccanica del prodotto complessivo finale, se operante in ambienti soggetti a grandi variazioni di temperatura.

## 1.2 Motivazioni

La progettazione dei filtri svolta in questo lavoro si inserisce in un progetto più ampio volto alla compattazione, servendosi di LTCC, di un modulo transceiver già realizzato in tecnologia ibrida. Questo sistema si compone di due sottosistemi: un Up-Converter (trasmissore) ed un Down-Converter (ricevitore). Entrambi si possono vedere nelle foto di figura 1.5. Si può facilmente osservare che il sistema non è ne compattato ne ottimizzato nelle dimensioni [21]. Nel suo complesso il modulo transceiver occupa un' area di circa 16 x 8 cm<sup>2</sup>.

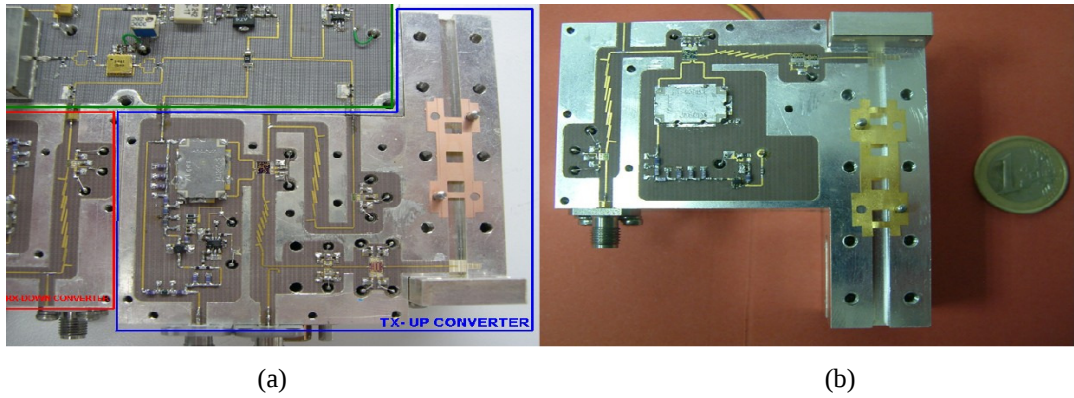


Fig. 1.5 (a) Up Converter (b) Down Converter

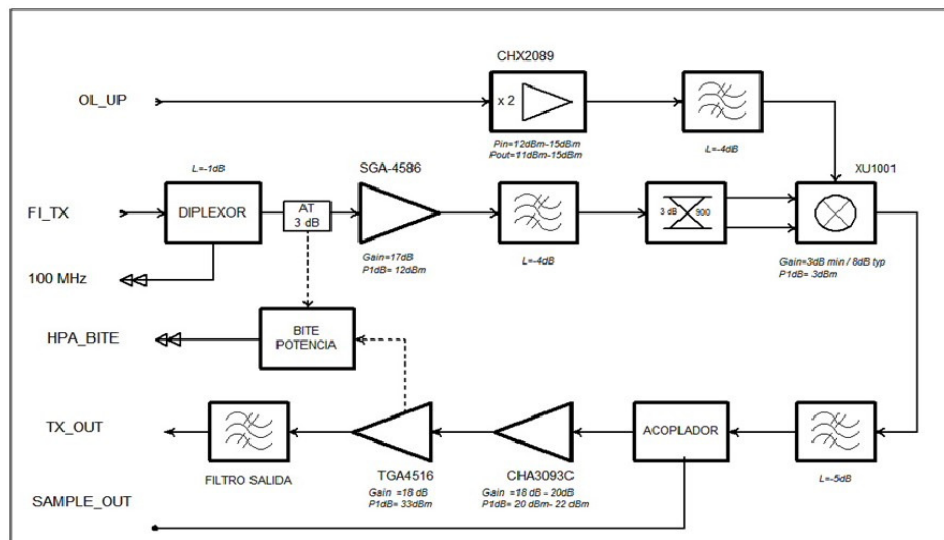


Fig. 1.6 Schema a blocchi dell'Up Converter

La frequenza centrale di trasmissione/ricezione del segnale del transceiver è pari a  $f_0 = 36.8$  GHz.

Uno degli elementi determinanti di questo sistema [21] è il filtro di uscita del modulo Up Converter che nella realizzazione ibrida è costruito in guida d'onda WR-28 ( $0.28 \times 0.14$  inches<sup>2</sup>). Si tratta di un filtro del terzo ordine con cavità risonanti accoppiate mediante septum situati nel piano dove il campo elettrico è massimo.

La strategia di compattazione consiste nell'approfitte, in prima istanza, del valore di permittività elettrica relativa, pari a 7.5, offerto dal substrato DuPont 943 Low Loss Green Tape, per ridurre le dimensioni degli elementi risonanti.

Si sono provate varie strutture risonanti, in particolare cavità e risonatori patch, con distinte topologie, cercando di approfittare della molteplicità di strati a disposizione nella scheda.

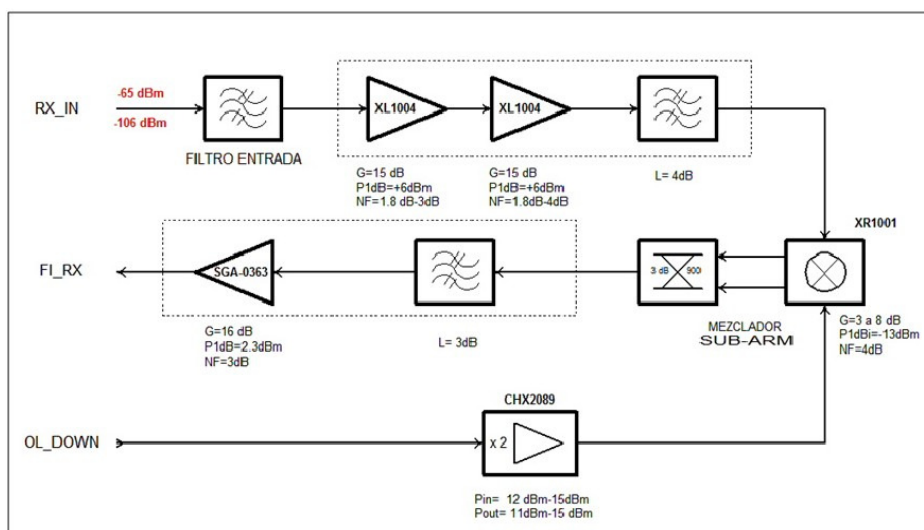


Fig. 1.7 Schema a blocchi del Down Converter

Allo scopo di compattare ulteriormente, inoltre, è stata disegnata una struttura che comprendesse risonatori dual mode attraverso i quali, grazie alla risonanza di due modi ortogonali tra loro, si ottiene una risposta assimilabile a quella di due risonatori accoppiati, utilizzando un solo elemento risonante, opportunamente progettato. Questo approccio, in linea teorica, permette, a parità di ordine della struttura filtrante, di dimezzare le dimensioni.

Per quanto riguarda la selettività dei filtri, laddove sia richiesto un alto ordine, si può procedere ad aumentare il numero di elementi risonanti del filtro con l'effetto però di rendere più onerosa la soluzione al problema delle derive in frequenza [21]. Un'altra opzione è offerta dalla possibilità di realizzare filtri quasi ellittici con zeri in trasmissione. Questa soluzione esige l'inclusione di accoppiamenti incrociati tra risonatori. L'utilizzo di cavità risonanti semplifica il progetto di tali strutture [21].

### 1.3 Presentazione del lavoro

La presentazione del lavoro di tesi svolto è stata suddivisa nei seguenti capitoli:

- Il **capitolo 2** tratta la tecnologia LTCC in tutti i suoi aspetti. Se ne espongono le caratteristiche principali relazionandole con quelle di altre tecnologie. Nell'Appendice A si descrive brevemente ogni passo del processo di produzione tipico di tale tecnologia, analizzandone gli aspetti principali e le problematiche che si possono incontrare.
- Nel **capitolo 3** viene presentato un metodo di sintesi di filtri passabanda in banda stretta attraverso la caratterizzazione dei coefficienti di accoppiamento tra

risonatori e i fattori di qualità esterni dei risonatori di ingresso e uscita del filtro. Questo metodo è ampiamente utilizzato nel progetto di questo tipo di filtri in quanto permette, servendosi dello strumento CAD di simulazione elettromagnetica, di procedere ad un' analisi del circuito prescindendo da equivalenti circuitali delle strutture fisiche di accoppiamento.

- Nel **capitolo 4** si analizzano le strutture fisiche utilizzate per l' implementazione dei risonatori componenti i filtri sintetizzati in questo lavoro. Si parte da una analisi teorica del tipo di strutture scelte, ossia cavità risonanti e risonatori patch, per arrivare alla loro realizzazione in tecnologia LTCC.
- Nel **capitolo 5** si descrive la sintesi e la realizzazione di due filtri del quarto ordine e con frequenza centrale di  $f_0 = 36.8$  GHz, costituiti da risonatori patch in stripline. Il primo di tali filtri consta di quattro risonatori patch risonanti ognuno a  $f_0$ . Il secondo filtro presenta le stesse specifiche del primo, però per la sua realizzazione si sono utilizzati due soli risonatori patch dual mode, in ognuno dei quali, attraverso un particolare disegno, risonano due modi ortogonali.
- Nel **capitolo 6** viene descritta la sintesi e la realizzazione di tre filtri del quarto ordine per i quali si sono utilizzate cavità risonanti come risonatori. Con i primi due filtri presentati ci si focalizza sulla soluzione al problema dell'alimentazione del filtro direttamente da guida d' onda metallica ripiena d'aria, senza servirsi di una transizione da questa a guida d' onda nel substrato. Con il terzo filtro invece si introducono nella risposta, rispetto alle risposte ottenute fino a questo punto, due zeri di trasmissione al fine di aumentare la selettività del filtro a parità di ordine.
- Il **capitolo 7** riporta risultati delle misure fatte sui prototipi fabbricati dei due filtri con risonatori patch e del primo dei filtri con cavità risonanti presentati nel capitolo 6. Tali misure sono confrontate con i risultati ottenuti attraverso le simulazioni. Vengono inoltre riportate le risposte delle transizioni utilizzate per passare da stripline a microstrip al fine di poter effettuare le misure sui circuiti, altrimenti sepolti nel substrato.
- Nel **capitolo 8** si riassumono i risultati ottenuti durante questo lavoro e si cercano di delineare possibili prospettive e sviluppi futuri della tecnologia LTCC e soprattutto della realizzazione di circuiti servendosi di tale tecnologia.

# *Capitolo 2*

## Tecnologia LTCC

Negli ultimi anni la tecnologia Low Temperature Cofired Ceramic (LTCC) è diventata una tecnologia attraente laddove siano necessarie compattezza, leggerezza e alta velocità di comunicazione, caratteristiche essenziali in dispositivi come telefoni cellulari, personal digital assistants (PDA) e personal computers, per applicazioni tipo trasmissione wireless di dati e voce [14]. Se ne descrivono in questo capitolo gli aspetti principali, rimandando all' Appendice A per ulteriori approfondimenti sui materiali impiegati e i singoli passi del processo di fabbricazione.

### 2.1 Introduzione

In LTCC i materiali ceramici che costituiscono il substrato presentano basse perdite ad alta frequenza, se comparati con quelli utilizzati in altre tecnologie come FR-4, BT Epoxy ed altri [22]. Anche i materiali metallici tipicamente utilizzati per le interconnessioni, come il Rame (Cu), l' Argento (Ag) o l' Oro (Au), restituiscono basse perdite grazie a valori di bassa resistività. Queste caratteristiche rendono LTCC particolarmente adatta alla la fabbricazione di circuiti per applicazioni ad alta frequenza.

Oggi giorno ad esempio la telefonia cellulare Global System for Mobile Communications (GSM) occupa frequenze di 850 Mhz, 900 MHz, 1.8 Ghz e 1.9 Ghz; Bluetooth una frequenza di 2.45 Ghz; a frequenze superiori ai 10 Ghz si trovano applicazioni radar tanto a scopi civili come a scopi militari; applicazioni “radar in-car”

sfruttano frequenze che vanno dai 50 Ghz ai 140 Ghz. Spesso è importante che un dispositivo portatile abbia un elevato livello di multifunzionalità ossia che integri sullo stesso supporto hardware applicazioni come Global Positioning System (GPS), telefonia mobile GSM, Bluetooth eccetera. Al fine di progredire in suddette tecnologie è perciò necessario tanto uno sviluppo di nuove soluzioni a livello di sistema quanto una raffinazione sempre maggiore delle tecnologie di fabbricazione hardware.

Le prime sperimentazioni volte a realizzare schede multistrato risalgono agli ultimi anni '50 [14], anche se si deve attendere fino all'inizio degli anni '80 per assistere ad un vero e proprio interesse di ricerca in tal campo. E' nei laboratori dell' IBM che si iniziano a sviluppare le fasi del processo di fabbricazione che oggi sono comuni in LTCC. Allora si soleva scaldare le schede multistrato fino a temperature di 1600 °C con substrati ceramici costituiti da materiali come Allumina ( $Al_2O_3$ ) e conduttori costituiti da Molibdeno (Mo) e Manganese (Mn). Questa tecnologia di fabbricazione era ed è conosciuta come High Temperature Cofired Ceramic (HTCC). La necessità sempre crescente di maggior integrazione ha portato nel tempo a diminuire sempre più le dimensioni dei circuiti e perciò delle interconnessioni, fin tanto che queste, con la tecnologia usata, presentassero valori di resistenza non più accettabili. Così, con l' intento di passare ad utilizzare metalli tipo Cu, Ag o Au, che, come già anticipato, risultano essere meno resistivi, e con l' esigenza di avere substrati ceramici a basse perdite, si è passati ad una tecnologia di fabbricazione simile a quella già utilizzata, dove però la sinterizzazione avviene a temperature inferiori ai 1000 °C tali da non portare alla fusione dei nuovi materiali introdotti. Si parla perciò di "Low" Temperature Cofired Ceramic.

## 2.2 Principali caratteristiche

LTCC si distingue per almeno quattro caratteristiche principali:

### **Basse perdite ad alta frequenza**

Riportando un esempio in figura 2.1, si mostra l' andamento tipico delle perdite tanto nel conduttore come nel dielettrico, in funzione della frequenza. Il modello è ricavato con un substrato con  $\epsilon_r$  pari a 3.5 e  $\tan\delta$  uguale a 0.02, e conduttore spesso 30  $\mu m$  e largo 203.2  $\mu m$ . Si può notare come oltre 1 GHz risultano dominanti le perdite nel dielettrico. E' consigliabile perciò cercare di utilizzare per il substrato materiali con

bassa  $\tan\delta$ . Questa caratteristica si riscontra nei materiali ceramici costituenti il substrato nei circuiti LTCC. Valori tipici sono dell'ordine di 0.0016 - 0.005 [14].

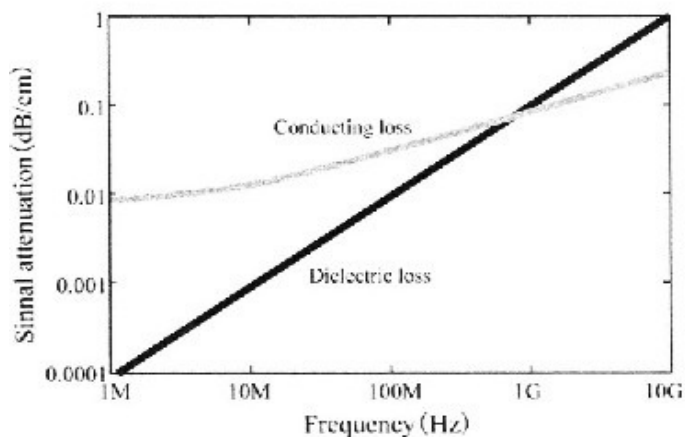


Fig. 2.1 Perdite nel dielettrico e nel conduttore

### Stabilità termica

I materiali in LTCC offrono un basso coefficiente di espansione termica ( $3 - 4 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$ ) se si confronta con quello di altri materiali utilizzati in altre tecnologie (e.g. FR4:  $16 - 18 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$ ) [14].

I supporti multistrato prodotti in LTCC presentano inoltre una buona conducibilità termica rispetto ad esempio ai comuni PCB. Per di più sono facilitati nel compito di dissipare calore, dalla possibilità di creare nel layout del circuito vias termici [15].

Le due caratteristiche sopracitate fanno sì che i circuiti LTCC possano funzionare in ambienti ad alta temperatura (fino a  $350\text{ }^\circ\text{C}$ ) [23], e li rendono oltretutto affidabili per quanto riguarda le saldature dei componenti elettronici SMD montati sulla superficie esterna della scheda.

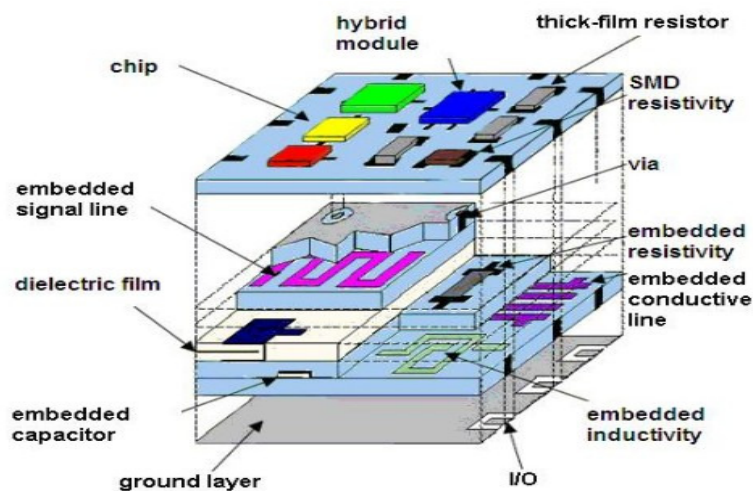
### Alto livello di integrazione

LTCC è una tecnologia multistrato, per cui offre la facoltà di disegnare layout di circuiti in tre dimensioni (3D). Il progettista si trova di fronte alla possibilità di impilare

un numero di strati praticamente a suo piacere. Negli strati interni della scheda possono essere integrati la maggior parte dei componenti passivi (resistenze, condensatori, induttori), mentre sulla superficie vengono saldati i componenti attivi. Questo fa sì che il circuito si estenda non solo in superficie ma anche in profondità, portando ad un notevole grado di riduzione delle dimensioni del circuito finale (figura 2.2).

Come effetto della riduzione delle dimensioni, inoltre, si ha che si riducono le lunghezze delle interconnessioni e di conseguenza i valori delle induttanze parassite.

Con questo metodo di manifattura è pensabile, ad esempio, ripartire, secondo le varie sezioni del circuito, diverse funzionalità sui vari strati della scheda, e, a seconda della funzione compiuta da una determinata sezione, si può cambiare opportunamente la composizione del materiale costituente il dielettrico dello strato in questione, rendendolo maggiormente atto a supportare tale funzione. In figura 2.3, ad esempio, si vede una possibile configurazione così ripartita: alcuni strati con bassa  $\epsilon_r$  sono dedicati alla parte di segnale dove è necessaria un' alta velocità di propagazione. Alcuni strati con una  $\epsilon_r$  media (5 - 8) per la parte di filtri in cui si è aumentato il valore della permittività elettrica al fine di ridurre le dimensioni dei filtri. Infine una parte con alta  $\epsilon_r$  (fino a 1000 e oltre) per l' implementazione, ad esempio, di capacità di by-pass, di cui così possono essere ridotte notevolmente le dimensioni.

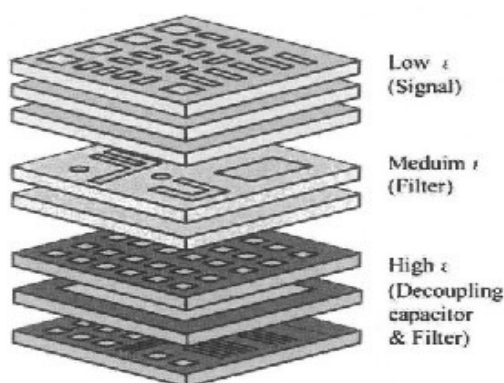


**Fig. 2.2** Tipica configurazione di circuito LTCC con componenti passivi negli strati sepolti e attivi lato top

Una tipica realizzazione di filtri ad elevate frequenze implica l' accoppiamento di



risonatori realizzati con cavità risonanti. Tali cavità molto spesso sono fabbricate in guida d'onda metallica ripiene di aria. Risultano essere ingombranti laddove sia necessario un alto livello di integrazione. Grazie alla facoltà di implementare circuiti in 3D, servendosi opportunamente di vias e strati di conduttore, in LTCC si possono integrare cavità risonanti in guida d'onda direttamente su scheda, ottenendo un notevole grado di miniaturizzazione rispetto alle tipiche realizzazioni con guide metalliche (generalmente però a spese di un aumento rilevante delle perdite di inserzione).



**Fig. 2.3** Sezioni con funzioni specifiche di un circuito multistrato

### **Economicità del processo di fabbricazione**

Per ultima, però non meno importante delle altre caratteristiche principali, si deve menzionare l' economicità di LTCC, che rende questa tecnologia adatta a produzioni in grandi numeri. Molte delle fasi del processo di fabbricazione sono automatizzabili e di basso costo.

## **2.3 Processo di fabbricazione**

Una semplice schematizzazione di tutte le fasi del processo di fabbricazione LTCC può essere fatta come mostrato di seguito nella figura 2.4. Nell' Appendice A si procede ad un' analisi approfondita di, una ad una, tutte le fasi del processo LTCC. Si parla inoltre di quali materiali sono implicati e se ne enunciano alcune caratteristiche principali.

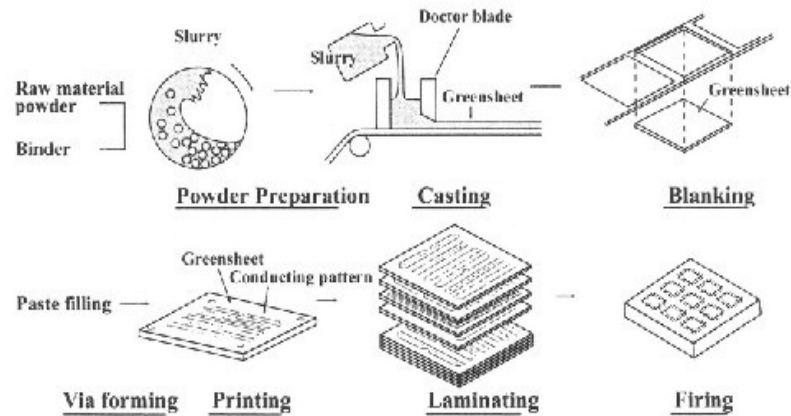


Fig. 2.4 Passi del processo di fabbricazione LTCC

## 2.4 Specifiche della tecnologia

Nel progetto dei filtri sviluppato in questo lavoro, ci si è attenuti sempre ai limiti imposti dalla propria tecnologia di fabbricazione LTCC impiegata dall'azienda adibita alla fabbricazione dei prototipi, che peraltro ha fornito anche il software CAD di simulazione elettromagnetica EMPIRE XCcel. Si tratta della tedesca IMST GmbH. Di seguito si riportano alcune delle specifiche della tecnologia a cui si potrà fare riferimento nei prossimi capitoli durante la presentazione in dettaglio dei circuiti [24].

### Substrato

Per quanto riguarda il substrato, il materiale ceramico utilizzato è il Dupont 943 Low Loss Green Tape che presenta le seguenti caratteristiche

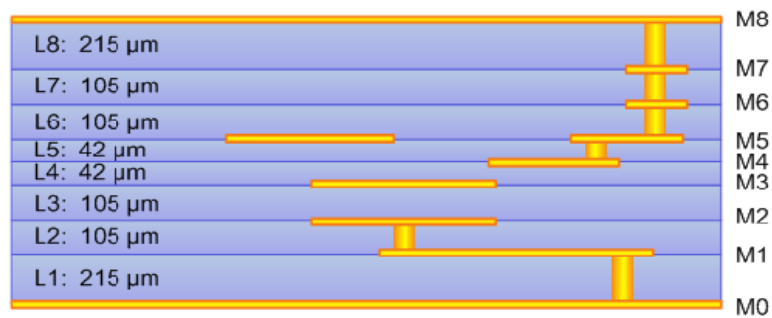
#### Fisiche

X,Y Shrinkage [%]	9.5±0.3
Z Shrinkage [%]	10.3±0.5
TCE (25 - 300 °C) [ppm/°C]	6.0
Thermal Conducibility [W/m.k]	4.4
Flexural Strength [MPa]	230

## Elettriche

Dielectric Constant	7.5
Loss Tangent	0.002

La topologia degli strati scelta per tutti i filtri realizzati durante questo lavoro viene di seguito mostrata

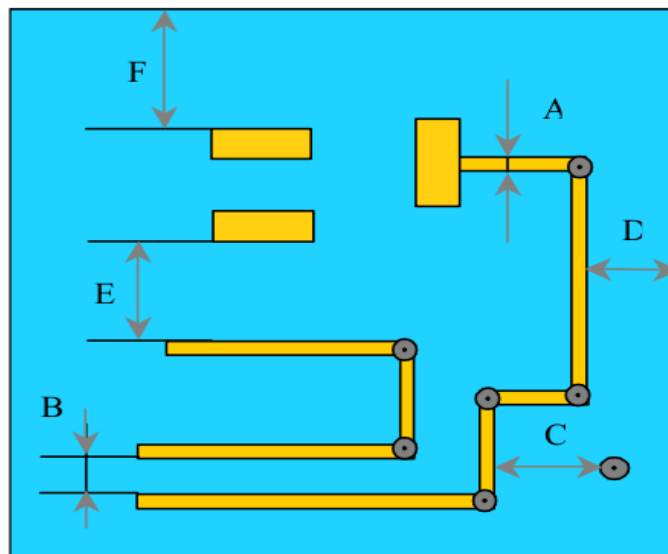


## Conduttore

Il materiale conduttore utilizzato è l' Oro (Au) che presenta

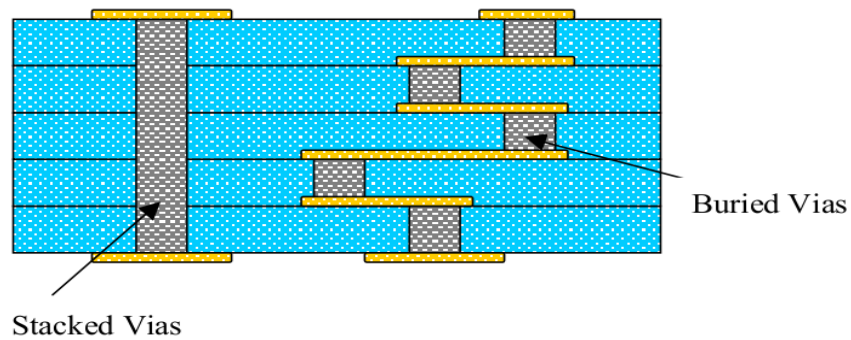
Conducibilità Elettrica [S/m]	$41 \times 10^6$
Punto di Fusione [°C]	1064.18

I limiti spaziali imposti dalla tecnologia sono i seguenti



A	Larghezza della linea	$\geq 125 \mu\text{m}$
B	Spaziatura tra linee	$\geq 150 \mu\text{m}$
C	Spaziatura linea-via	$\geq 200 \mu\text{m}$
D	Spaziatura linea-bordo	$\geq 100 \mu\text{m}$ dal bordo del substrato $\geq 150 \mu\text{m}$ da una finestra o una cavità
E	Spaziatura linea-SMD's pad	$\geq 200 \mu\text{m}$
F	Spaziatura bordo-SMD's pad	$\geq 100 \mu\text{m}$

Ai vias infine sono imposti i seguenti limiti



Diametro	$\geq 150 \mu\text{m}$
Geometria	Circolare
Pitch (distanza tra i centri)	$2.5 \times \text{Diametro}$
Cover Pad	$\text{Diametro} + 100 \mu\text{m}$

# Capitolo 3

## Sintesi di filtri attraverso la matrice degli accoppiamenti

La sintesi di filtri attraverso il metodo della matrice degli accoppiamenti ha un ruolo importante nella progettazione di filtri passa banda in banda stretta in quanto permette di svincolarsi dalla complessità della struttura fisica del filtro e di analizzarlo attraverso un modello equivalente a parametri concentrati dimensionato in maniera tale da soddisfare le specifiche di progetto. Tale metodo è basato sui coefficienti di accoppiamento tra risonatori e sui fattori di qualità esterni dei risonatori di ingresso e uscita [7].

### 3.1 Formulazione attraverso le equazioni alle maglie

In figura 3.1 è raffigurato il circuito equivalente di  $n$  risonatori accoppiati attraverso mutue induttanze, dove  $i_n$  rappresenta la corrente della maglia  $n$ -esima e  $e_s$  la sorgente di tensione. Utilizzando la legge di Kirchhoff per le tensioni, si può scrivere

$$\left( R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \right) i_1 - j\omega L_{12} i_2 \cdots - j\omega L_{1n} i_n = e_s$$

$$-j\omega L_{21}i_1 + \left( j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \right) i_2 \cdots - j\omega L_{2n}i_n = 0$$

⋮

$$-j\omega L_{n1}i_1 - j\omega L_{n2}i_2 \cdots + \left( R_n + j\omega L_n + \frac{1}{j\omega C_n} \right) i_n = 0$$

dove  $L_{ij} = L_{ji}$  rappresentano le mutue induttanze tra risonatori  $i$  e  $j$ .



**Fig. 3.1** Circuito equivalente di  $n$  risonatori accoppiati attraverso mutue induttanze

Portando tutto in forma matriciale si ha

$$\begin{bmatrix} R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} & -j\omega L_{12} & \cdots & -j\omega L_{1n} \\ -j\omega L_{21} & j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} & \cdots & -j\omega L_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -j\omega L_{n1} & -j\omega L_{n2} & \cdots & R_n + j\omega L_n + \frac{1}{j\omega C_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_s \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

o anche

$$[Z] \cdot [i] = [e]$$

dove  $[Z]$  è una matrice  $n \times n$ , detta matrice delle impedenze.

Ipotizziamo di essere nella situazione di sincronismo, ossia che tutti i risonatori siano sintonizzati e risuonino alla stessa frequenza, detta frequenza di centrobanda

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

con  $L = L_1 = L_2 = \dots = L_n$  e  $C = C_1 = C_2 = \dots = C_n$ , allora la matrice delle impedenze si può riscrivere come

$$[Z] = \omega_0 L \cdot FBW \cdot [\bar{Z}]$$

dove

$$FBW = \frac{\Delta\omega}{\omega_0}$$

è detto Fractional Bandwidth del filtro, e dove

$$[\bar{Z}] = \begin{bmatrix} \frac{R_1}{\omega_0 L \cdot FBW} + p & -j \frac{\omega L_{12}}{\omega_0 L} \cdot \frac{1}{FBW} & \dots & -j \frac{\omega L_{1n}}{\omega_0 L} \cdot \frac{1}{FBW} \\ -j \frac{\omega L_{21}}{\omega_0 L} \cdot \frac{1}{FBW} & p & \dots & -j \frac{\omega L_{2n}}{\omega_0 L} \cdot \frac{1}{FBW} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -j \frac{\omega L_{n1}}{\omega_0 L} \cdot \frac{1}{FBW} & -j \frac{\omega L_{n2}}{\omega_0 L} \cdot \frac{1}{FBW} & \dots & \frac{R_n}{\omega_0 L \cdot FBW} + p \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

è la matrice delle impedenze normalizzata. Risulta inoltre che  $p$ , la frequenza complessa, sia pari a

$$p = j \frac{1}{FBW} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$$

Si nota inoltre che

$$\frac{R_i}{\omega_0 L} = \frac{1}{Q_{ei}} \quad \text{per } i=1, n \quad (3.3)$$

$Q_{e1}$  e  $Q_{en}$  sono i fattori di qualità esterni dei risonatori di ingresso e di uscita rispettivamente.

Si definisce il coefficiente di accoppiamento come

$$M_{ij} = \frac{L_{ij}}{L}$$

e, rimanendo sotto l' ipotesi di banda stretta, si può assumere

$$\frac{\omega}{\omega_0} \approx 1$$

Si può così semplificare la (3.2)

$$[\bar{Z}] = \begin{bmatrix} \frac{1}{q_{e1}} + p & -jm_{12} & \cdots & -jm_{1n} \\ -jm_{21} & p & \cdots & -jm_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -jm_{n1} & -jm_{n2} & \cdots & \frac{1}{q_{en}} + p \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

in cui  $q_{e1}$  e  $q_{en}$  risultano essere

$$q_{ei} = Q_{ei} \cdot FBW \quad \text{per } i=1,n \quad (3.5)$$

e  $m_{ij}$  sono i coefficienti di accoppiamento normalizzati

$$m_{ij} = \frac{M_{ij}}{FBW}$$

In figura 3.2 è raffigurata una rappresentazione a due porte del circuito a parametri concentrati appena descritto. Confrontando le due rappresentazioni del circuito, si possono scrivere

$$\begin{cases} I_1 = i_1 \\ I_2 = -i_n \\ V_1 = e_s - i_1 R_1 \end{cases}$$



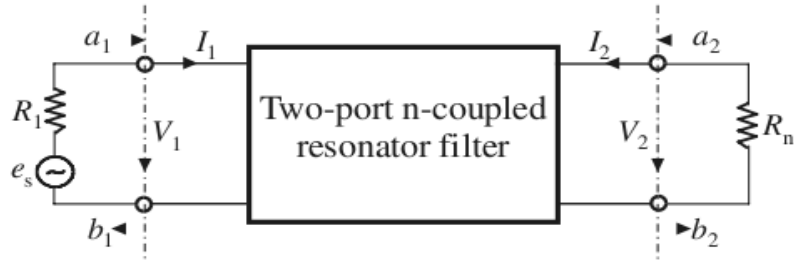


Fig. 3.2 Rappresentazione generica della rete di risonatori mutuamente accoppiati

Il circuito a due bocche in figura 3.2 può essere descritto attraverso le onde di potenza  $a_n, b_n$  definite come [7]

$$a_n = \frac{1}{2} \left( \frac{V_n}{\sqrt{Z_{0n}}} + \sqrt{Z_{0n}} I_n \right)$$

$$b_n = \frac{1}{2} \left( \frac{V_n}{\sqrt{Z_{0n}}} - \sqrt{Z_{0n}} I_n \right)$$

Le onde di potenza consentono di caratterizzare il circuito mediante i parametri di scatter S. Essendo infatti

$$\left\{ \begin{array}{l} a_1 = \frac{e_s}{2\sqrt{R_1}} \\ a_2 = 0 \\ b_1 = \frac{e_s - 2i_1 R_1}{2\sqrt{R_1}} \\ b_2 = i_n \sqrt{R_n} \end{array} \right.$$

i parametri di scatter risultano

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{2\sqrt{R_1 R_n} i_n}{e_s}$$

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = 1 - \frac{2R_1 i_1}{e_s}$$

Risolvendo la (3.1) per  $i_l$  e  $i_n$  si ottiene

$$i_1 = \frac{e_s}{\omega_0 L \cdot FBW} [\bar{Z}]_{11}^{-1}$$

$$i_n = \frac{e_s}{\omega_0 L \cdot FBW} [\bar{Z}]_{n1}^{-1}$$

dove  $[\bar{Z}]_{ij}^{-1}$  è l'elemento della  $i$ -esima riga e della  $j$ -esima colonna della matrice  $[\bar{Z}]^{-1}$ .

Sostituendo nelle espressioni dei parametri S si arriva a

$$S_{21} = \frac{2\sqrt{R_1 R_n}}{\omega_0 L \cdot FBW} [\bar{Z}]_{n1}^{-1}$$

$$S_{11} = 1 - \frac{2R_1}{\omega_0 L \cdot FBW} [\bar{Z}]_{11}^{-1}$$

Infine, richiamando le definizioni dei fattori di qualità esterni (3.3) e (3.5), si giunge a

$$S_{21} = 2 \frac{1}{\sqrt{q_{e1} \cdot q_{en}}} [\bar{Z}]_{n1}^{-1} \quad (3.6)$$

$$S_{11} = 1 - \frac{2}{q_{e1}} [\bar{Z}]_{11}^{-1} \quad (3.7)$$

Se si esce dall'ipotesi di sincronismo, e le frequenze di risonanza dei risonatori sono distinte, allora si può definire una

$$\omega_{0i} = \frac{1}{\sqrt{L_i C_i}}$$

ed un coefficiente di accoppiamento  $M_{ij}$

$$M_{ij} = \frac{L_{ij}}{\sqrt{L_i L_j}} \quad \text{per } i \neq j$$

La (3.4) inoltre diventa

$$[\bar{Z}] = \begin{bmatrix} \frac{1}{q_{e1}} + p - jm_{11} & -jm_{12} & \cdots & -jm_{1n} \\ -jm_{21} & p - jm_{22} & \cdots & -jm_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -jm_{n1} & -jm_{n2} & \cdots & \frac{1}{q_{en}} + p - jm_{nn} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

che è identica, eccetto che per la comparsa sulla diagonale degli elementi  $m_{ii}$ .

### 3.2 Formulazione attraverso le equazioni ai nodi

Quelli a cui si è giunti sono i coefficienti di accoppiamento basati sullo sviluppo a partire da risonatori accoppiati attraverso mutue induttanze. Nella realtà fisica di un circuito a parametri distribuiti si può parlare perciò di accoppiamento magnetico.

Analogamente si può procedere allo stesso tipo di analisi quando i risonatori sono accoppiati elettricamente, partendo dal modello a parametri concentrati di figura 3.3 (a). Impostando il sistema di equazioni secondo la legge di Kirchhoff per le correnti ai nodi e procedendo come fatto precedentemente si giunge alle seguenti relazioni [7]

$$\frac{G_i}{\omega_0 C} = \frac{1}{Q_{ei}} \quad \text{per } i=1,n$$

con  $Q_e$  ancora una volta fattore di qualità esterno. Si possono definire inoltre i coefficienti di accoppiamento nel caso asincrono come

$$M_{ij} = \frac{C_{ij}}{\sqrt{C_i C_j}}$$

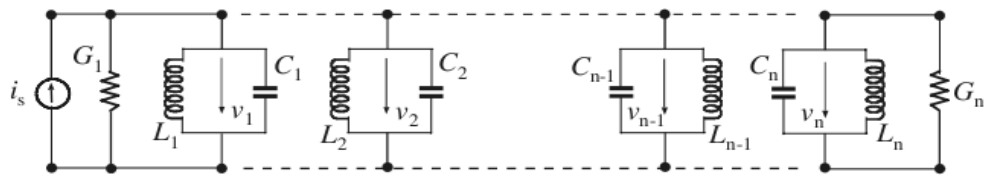
dove  $C_{ij} = C_{ji}$  sono le mutue capacità tra i risonatori  $i$  e  $j$ . La matrice delle ammettenze normalizzata risulta

$$[\bar{Y}] = \begin{bmatrix} \frac{1}{q_{e1}} + p - jm_{11} & -jm_{12} & \cdots & -jm_{1n} \\ -jm_{21} & p - jm_{22} & \cdots & -jm_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -jm_{n1} & -jm_{n2} & \cdots & \frac{1}{q_{en}} + p - jm_{nn} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

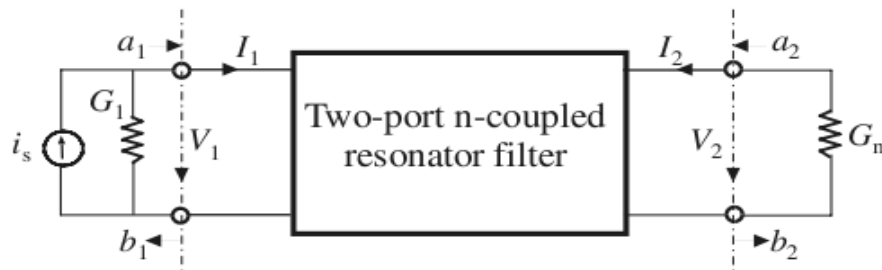
Infine si può giungere a delle espressioni dei parametri S come

$$S_{21} = 2 \frac{1}{\sqrt{q_{e1} \cdot q_{en}}} [\bar{Y}]_{nl}^{-1} \quad (3.10)$$

$$S_{11} = \frac{2}{q_{e1}} [\bar{Y}]_{11}^{-1} - 1 \quad (3.11)$$



(a)



(b)

**Fig. 3.3** (a) Circuito equivalente di  $n$  risonatori accoppiati attraverso mutue capacità. (b) Rappresentazione generica della rete di risonatori mutuamente accoppiati

### 3.3 Matrice degli accoppiamenti generale

Dalle analisi fatte fin'ora si può estrarre una forma generale, indipendente dal tipo di accoppiamento che c'è tra i risonatori del circuito (magnetico o elettrico), per

definire i parametri S univocamente in funzione della matrice degli accoppiamenti. Infatti confrontando le (3.6) e (3.7) con le (3.10) e (3.11), si può scrivere

$$S_{21} = 2 \frac{1}{\sqrt{q_{e1} \cdot q_{en}}} [A]_{nl}^{-1}$$

$$S_{11} = \pm \left( 1 - \frac{2}{q_{e1}} [A]_{11}^{-1} \right)$$

con

$$[A] = [q] + p[U] - j[m]$$

dove  $[U]$  è la matrice identità  $n \times n$ ,  $[q]$  è una matrice  $n \times n$  con tutti gli elementi nulli eccetto  $q_{11} = 1/q_{e1}$  e  $q_{nn} = 1/q_{en}$ ,  $[m]$  è la matrice degli accoppiamenti generale, ossia una matrice  $n \times n$  dove  $m_{ij} = m_{ji}$ , e con elementi non nulli sulla diagonale nel caso asincrono.

### 3.4 Estrazione dei coefficienti di accoppiamento e del fattore di qualità esterno

Una volta definite le specifiche da assegnare al filtro secondo il tipo di risposta che si desidera, noti i parametri del prototipo passabasso  $g_i$ , si può passare ai valori dei coefficienti di accoppiamento e dei fattori di qualità esterni secondo le seguenti relazioni [7]

$$Q_{e1} = \frac{g_0 g_1}{FBW} \quad Q_{en} = \frac{g_n g_{n+1}}{FBW} \quad (3.12)$$

$$M_{i,i+1} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad \text{per } i = 1, \dots, n-1$$

Nel caso in cui si cerchi di sintetizzare la risposta di un filtro di cui non siano già stati calcolati e tabulati i parametri del prototipo passabasso, ci si può avvalere di uno strumento numerico che ottimizzi la matrice degli accoppiamenti associata alla risposta

desiderata, e che restituisca così i valori dei coefficienti di accoppiamento da sintetizzare.

A questo punto si deve poter estrarre il valore dei coefficienti di accoppiamento effettivamente ottenuti a seguito di un determinato dimensionamento della struttura fisica reale del filtro. Con tale informazione si può dimensionare la struttura affinché i coefficienti siano quelli desiderati. Per far ciò ci si serve di uno strumento CAD di simulazione elettromagnetica.

La procedura consiste nell'estrazione per separato del fattore di qualità esterno di un risonatore, e dei vari coefficienti di accoppiamento tra risonatori in maniera empirica. Da questo emerge un altro vantaggio nell'utilizzo del metodo di sintesi qui proposto, oltre a quello di non dover cercare modelli circuitali equivalenti che rappresentino le strutture di accoppiamento, ovvero la suddivisione di un problema complesso in semplici passi di estrazione dei coefficienti di accoppiamento e dei fattori di qualità esterni, separatamente gli uni dagli altri.

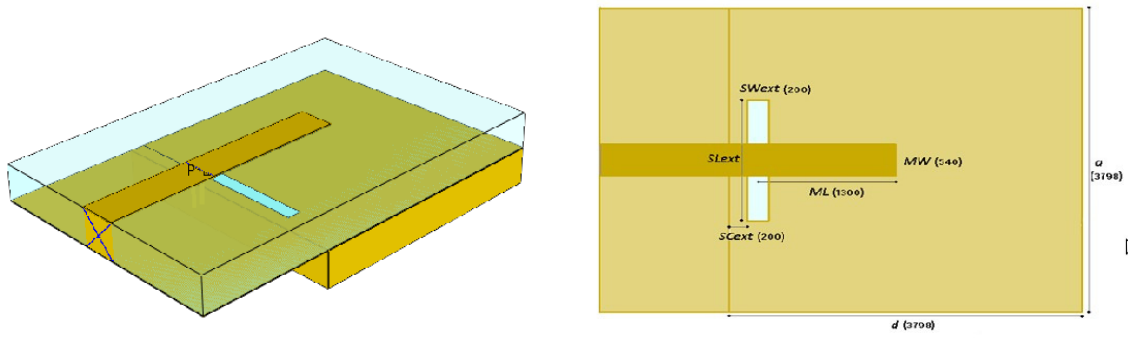
Si evidenzia che questo metodo di sintesi è un metodo approssimato, in quanto si analizzano solo due risonatori accoppiati alla volta, trascurando tutti gli altri. Ciò comporta evidentemente un dimensionamento iniziale impreciso della struttura del filtro nel suo complesso. E' necessario perciò in una fase successiva (ottimizzazione) apportare delle modifiche tanto alle strutture risonanti come a quelle di accoppiamento affinché la risposta del filtro sia quella desiderata.

### 3.4.1 Estrazione del fattore di qualità esterno di un risonatore accoppiato al carico

Dalla simulazione di una singola struttura risonante, come può essere una cavità tipo quella di figura 3.4, si può estrarre il valore della  $Q_e$  secondo la relazione [7]

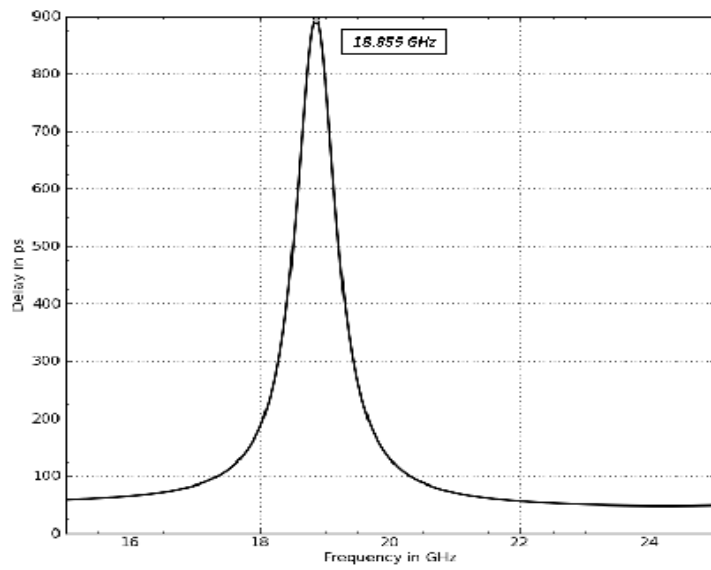
$$Q_e = \frac{\omega_0}{\Delta\omega_{\pm 90}} \quad (3.13)$$

Tale valore dipende da come si accoppia il risonatore alla struttura di alimentazione. In questo caso ci si serve di una apertura (slot) sulla parete superiore della cavità attraverso la quale, grazie ad una porta eccitante in microstrip, si alimenta la cavità medesima.

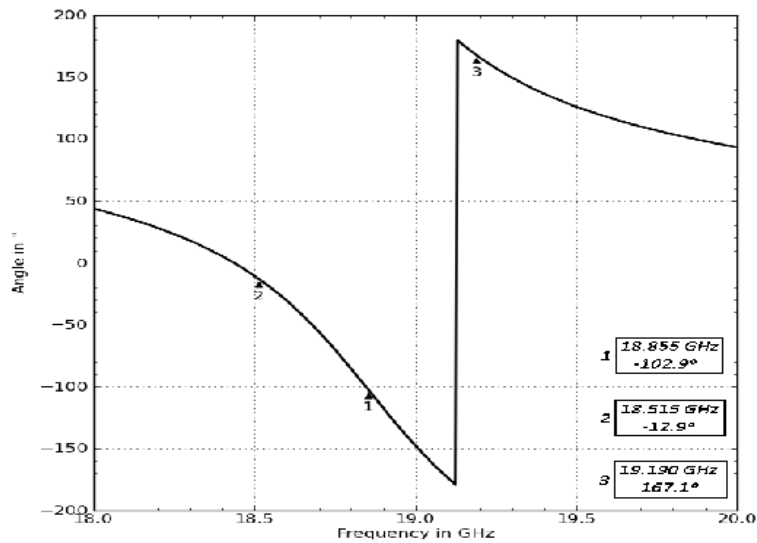


**Fig. 3.4** Cavità ideale alimentata attraverso uno slot

Per calcolare l' esatto valore di  $\omega_0$  ci si serve della curva del ritardo di gruppo (figura 3.5 (a)); per il calcolo di  $\Delta\omega_{\pm 90}$ , della curva relativa alla fase (figura 3.5(b)).



(a)



(b)

**Fig. 3.5** (a) Ritardo di gruppo (b) Fase

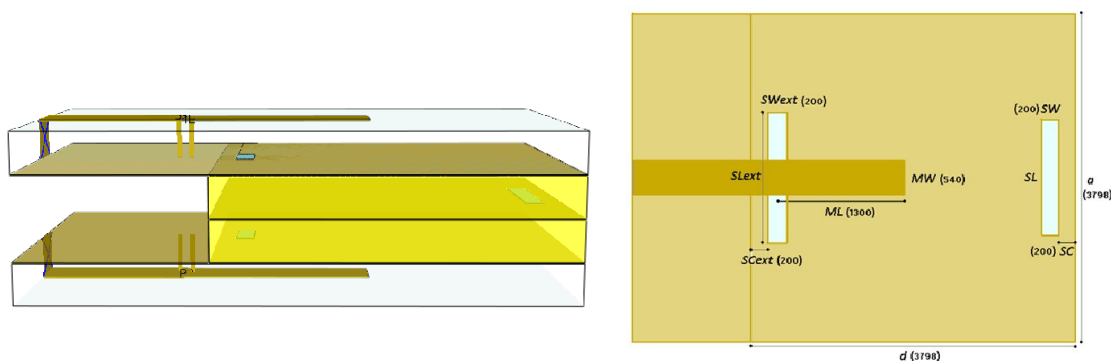
Modulando il valore di un determinato parametro fisico, scelto dal progettista in fase di disegno della struttura di alimentazione, si può variare il valore del fattore di qualità esterno  $Q_e$ . Nell'esempio proposto, si è scelta la lunghezza dello slot  $SL_{ext}$ .

Una volta effettuata la caratterizzazione del fattore di qualità esterno, si è perfettamente in grado di conoscere il valore che deve avere il parametro fisico scelto, affinché risulti una  $Q_e$  pari a quella da sintetizzare.

### 3.4.2 Estrazione del coefficiente di accoppiamento tra due risonatori

Per estrarre il coefficiente di accoppiamento è necessario simulare la struttura di due risonatori accoppiati secondo la struttura di accoppiamento disegnata dal progettista. Nell'esempio di cavità risonanti, figura 3.6, è stato scelto di accoppiarle attraverso uno slot, dopo averle disegnate poste topologicamente una sopra l'altra.

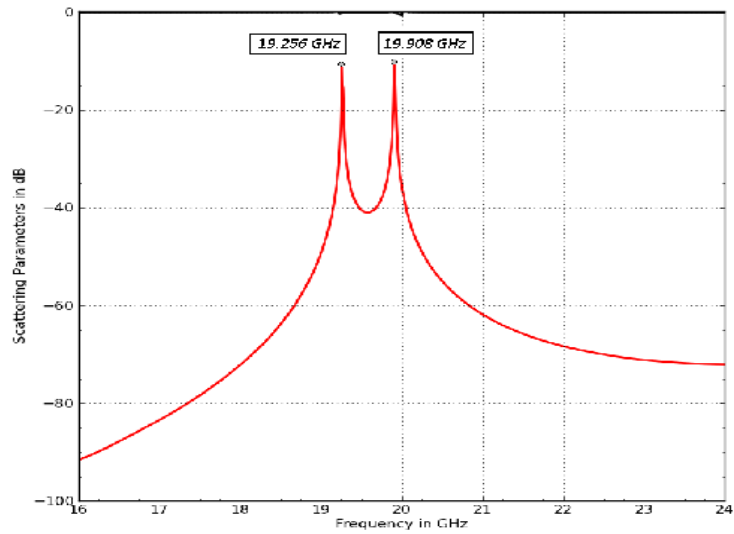
Si effettuano anche in questo caso simulazioni modulando un parametro fisico della struttura al fine di variare l' accoppiamento tra i risonatori. Sempre rimandando all'esempio scelto, qui si varia la lunghezza dello slot interno  $SL$ .



**Fig. 3.6** Cavità ideali accoppiate attraverso uno slot

Ciò che si ottiene ad ogni simulazione è una curva del parametro  $S_{21}$  tipo quella di figura 3.7, dove si possono apprezzare le due frequenze caratteristiche.





**Fig. 3.7** Frequenze caratteristiche

Dalla relazione [7]

$$k = \frac{f_{p2}^2 - f_{p1}^2}{f_{p2}^2 + f_{p1}^2} \quad (3.14)$$

si può calcolare il coefficiente di accoppiamento.

Affinché i due risonatori non siano quasi perturbati dalla struttura di alimentazione, si deve alimentarli debolmente (con elevati valori di  $Q_e$ ).

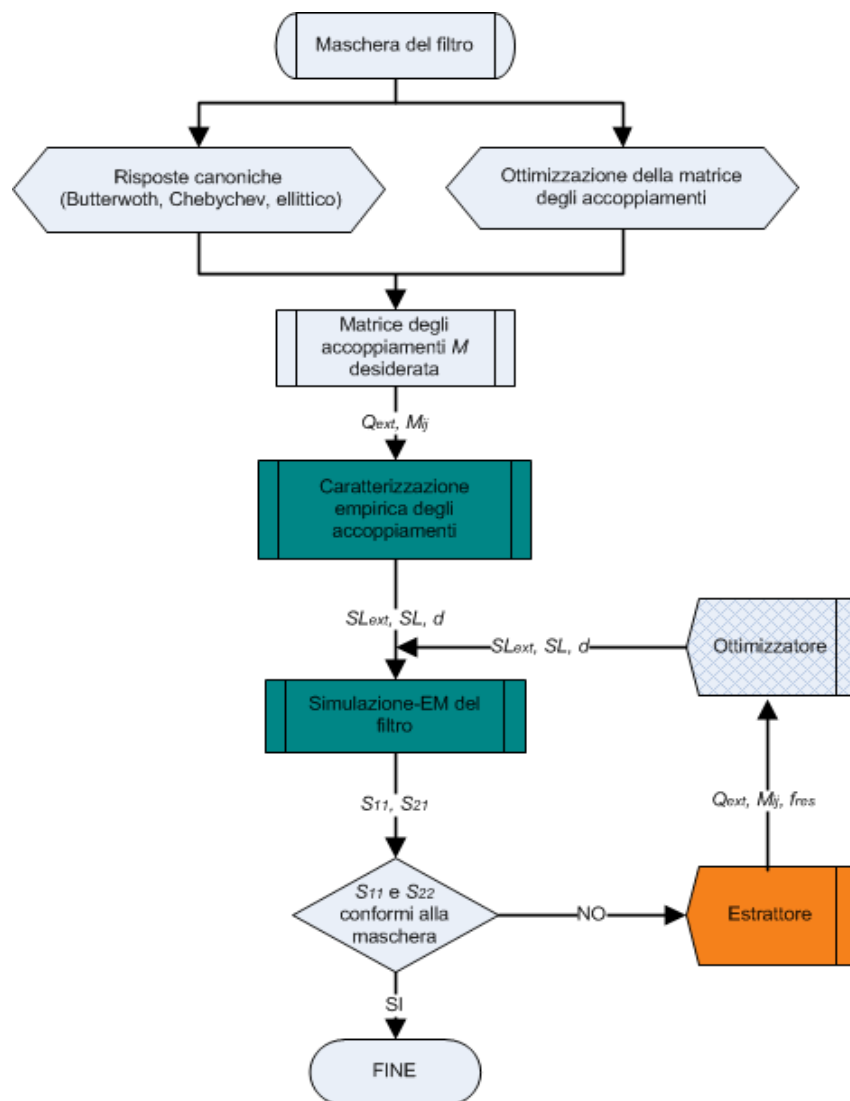
Anche in questo caso, una volta caratterizzata la curva del coefficiente di accoppiamento in funzione del parametro fisico scelto, si è in grado di dimensionare la struttura in maniera tale da ottenere i valori di accoppiamento da sintetizzare.

### 3.5 Deriva in frequenza degli elementi risonanti

Come spiegato nel paragrafo 3.4, per ottenere la risposta del filtro desiderata si accoppiano i risonatori gli uni con gli altri secondo strutture di accoppiamento, che possono essere realizzate attraverso prossimità, finestre, slot, septum, eccetera, dimensionate in maniera tale che i coefficienti di accoppiamento siano quelli desiderati. Tali coefficienti vengono relazionati, nella fase di caratterizzazione, ad un parametro fisico della struttura di accoppiamento come sopra descritto. L'inesattezza del metodo

di sintesi proposto causa una certa deriva nella frequenza di risonanza dei risonatori rispetto a quella di disegno. Per compensare questo effetto si procede in una fase finale a modificare le dimensioni delle strutture risonanti e di quelle degli accoppiamenti affinché la risposta del filtro sia quella desiderata.

La difficoltà nella soluzione a questo problema dipende sostanzialmente dalla complessità del filtro (e.g. ordine, esistenza di accoppiamenti incrociati) e dai tempi di simulazione del filtro completo. Se il filtro è semplice si può arrivare rapidamente ad una soluzione soddisfacente. In caso contrario, può essere utile servirsi di strumenti di ottimizzazione numerici [21], oppure metodi basati su modelli razionali [25,26], che permettano di estrarre i valori effettivi dei coefficienti di accoppiamento, dei fattori di qualità esterni e delle frequenze di risonanza dei risonatori, a partire dalle curve dei parametri S ottenute nelle simulazioni.



**Fig. 3.8** Diagramma di flusso dei passi effettuati nella sintesi di un filtro

Nella figura 3.8 si mostra il diagramma di flusso che rappresenta i tipici passi che si effettuano nella realizzazione di un filtro a microonde attraverso il metodo di sintesi proposto in questo capitolo.

Si vuole precisare che la fase che corrisponde nello schema mostrato all'Ottimizzatore, può essere svolta attraverso l'ausilio del calcolatore, il quale va simulando la struttura completa, cambiando ad ogni passo del processo di ottimizzazione uno o più parametri. Dai risultati ottenuti ad ogni simulazione decide come modulare le variabili in gioco secondo un determinato algoritmo scelto [7]. L'ottimizzazione può essere effettuata però anche direttamente dal progettista, il quale, ad ogni passo del processo di ottimizzazione va analizzando i dati ottenuti dalla simulazione al passo precedente, decidendo come cambiare le variabili di interesse per la simulazione successiva. Per casi non troppo complessi, la scelta di questa seconda metodologia può portare a ridurre notevolmente i tempi di simulazione, altrimenti molto onerosi. In tal caso la convergenza alla soluzione ottima dipende dall'esperienza del progettista. Nel corso di questo lavoro si è scelto di procedere ad una ottimizzazione “manuale”, ossia a cura del progettista.

# Capitolo 4

## Risonatori in tecnologia LTCC

In questo capitolo vengono presentate le strutture risonanti utilizzate per realizzare i circuiti filtranti progettati durante questo lavoro. Sono analizzate prima le cavità risonanti, la cui fabbricazione in LTCC esige l' utilizzo di pareti laterali fatte di vias, per i quali si devono seguire opportuni criteri di dimensionamento. Successivamente si analizzano i risonatori di tipo patch attraverso la teoria di elementi radianti realizzati in microstrip. La realizzazione di tali elementi in LTCC non presenta particolari problematiche, trattandosi questi di semplici quadrati di conduttore posti su uno strato determinato della scheda multistrato.

### 4.1 Cavità risonanti

La geometria di una cavità risonante è mostrata in figura 4.1. Nel caso puramente teorico questa consiste in una sezione di guida d' onda larga  $a$  e alta  $b$ , tagliata agli estremi  $0$  e  $d$  lungo l' asse  $z$  con tutt'intorno ai sei lati pareti elettriche perfette.

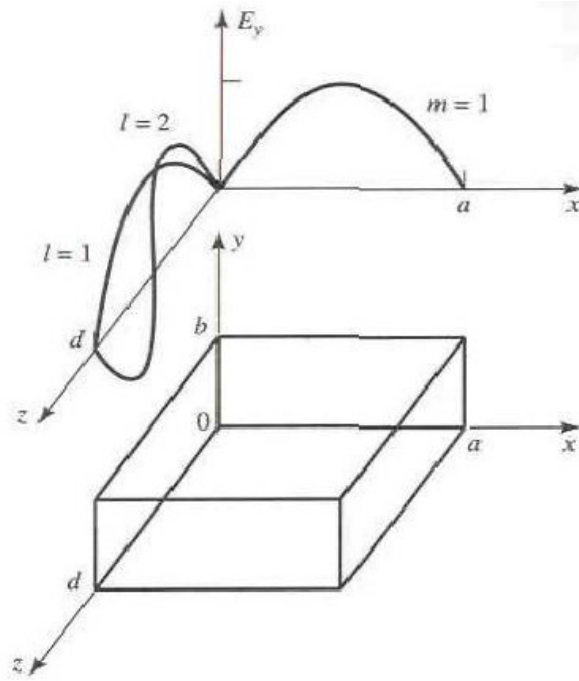


Fig. 4.1 Rappresentazione di una cavità risonante ideale

Per l'analisi sviluppata in [27], vale la relazione

$$f_{mnl} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{d}\right)^2} \quad (4.1)$$

dove  $f_{mnl}$  è la frequenza di risonanza dei modi  $TE_{mnl}$  e  $TM_{mnl}$ ,  $c$  è la velocità della luce nel vuoto,  $a$ ,  $b$ ,  $d$  sono le dimensioni della cavità rispettivamente lungo gli assi  $x$ ,  $y$ ,  $z$ , e  $\epsilon_r$  la permittività elettrica relativa del materiale che ripiena la cavità. In accordo con [27], se  $b < a < d$  si ha che il modo dominante nella cavità è il  $TE_{101}$ , di cui se ne può apprezzare l'andamento tanto del campo elettrico come del campo magnetico nell'immagine che segue

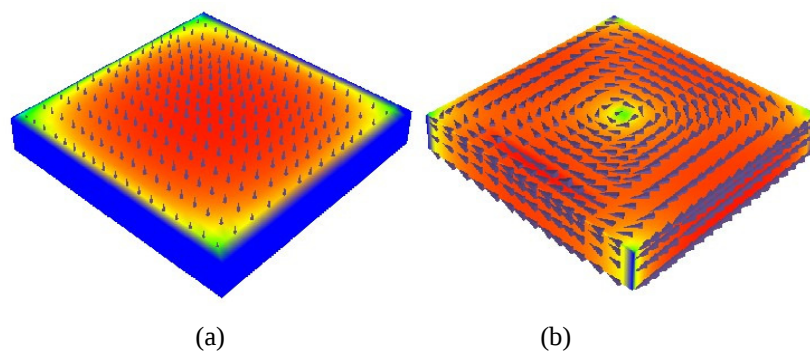
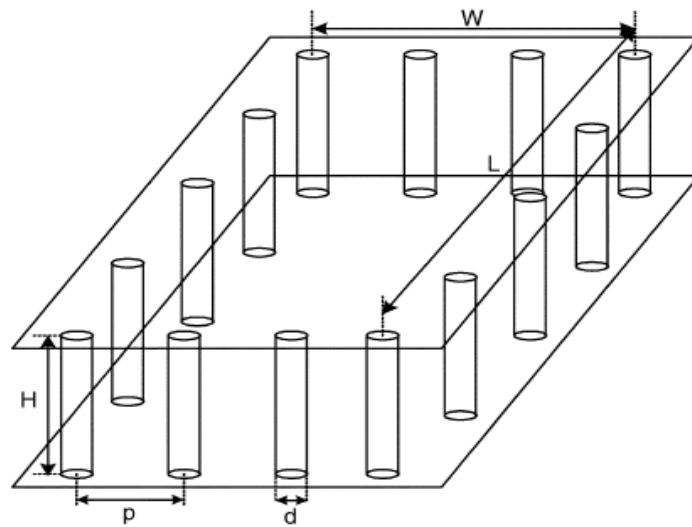


Fig. 4.2 Andamento del campo elettrico (a) e del campo magnetico (b) nel modo risonante  $TE_{101}$

Attraverso la (4.1) si può dimensionare la cavità risonante in funzione della frequenza di risonanza e del modo desiderati.

La tecnologia multistrato ceramica LTCC mette a disposizione la possibilità di realizzare metallizzazioni sui vari strati e vias tra i medesimi. Per realizzare una cavità risonante con tale tecnologia, si procede a disegnare piani di conduttore per quanto riguarda le pareti superiore ed inferiore della cavità; per le pareti laterali, si ricorre all'utilizzo di vias, come mostrato nella figura 4.3.



**Fig. 4.3** Cavità realizzata in LTCC

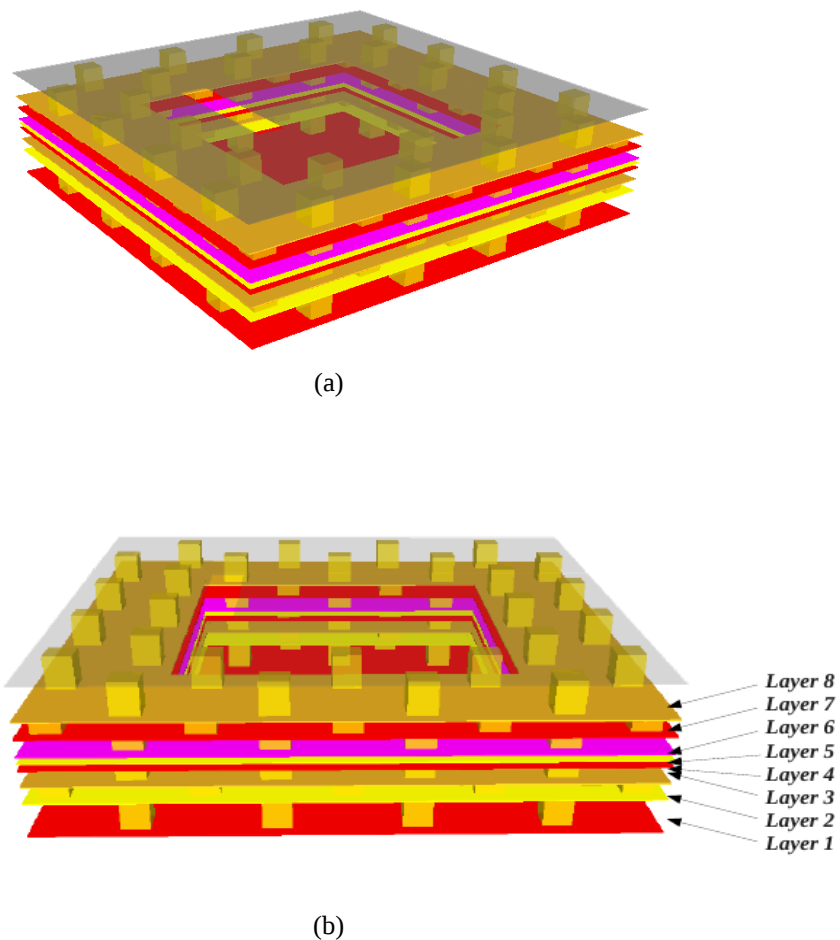
Nella (4.1)  $a$  corrisponde a  $W$ ,  $b$  corrisponde ad  $H$ , e  $d$  corrisponde a  $L$ . La distanza  $p$ , anche detta via pitch, ossia la distanza tra i centri dei vias, è scelta in modo da essere molto inferiore a  $\lambda_g$ , lunghezza dell'onda guidata alla frequenza di interesse più elevata. Grazie a tale accorgimento si ottiene che le fughe attraverso le pareti metalliche così costituite diano degli effetti in termini di perdite il meno rilevanti possibile [28].

Un'altra soluzione complementare alla precedente è stata proposta in [28] allo scopo di limitare le perdite dovute alla radiazione attraverso i vias metallici. Si tratta di costituire una seconda fila di vias tutt'intorno alla cavità, così come mostrato nella figura 4.4. Questa immagine riporta una cavità reale utilizzata per la costituzione dei filtri che verranno presentati in seguito.

Un ulteriore accorgimento rispetto a quelli proposti in [28] è stato introdotto nelle cavità LTCC disegnate in questo progetto, ossia il posizionamento alternato tra uno strato e l'altro dei vias così come si può vedere in figura 4.4 (b).

Dalle immagini si può osservare che nell'intorno dei vias sono stati disegnati dei pad conduttivi. E' il fabbricante che impone tale specifica poiché a causa di errori di allineamento tra strati (vedere l'appendice per l'allineamento in LTCC), può succedere che la parte del via appartenente ad uno strato non coincida con la parte del via appartenente allo strato sotto/sopra posto. Ciò indurrebbe ad una sconnessione elettrica tra le due parti che di fatto non costituirebbero più un via. Calcolando un errore quadratico medio dello spostamento del via, rispetto al valore nominale, di  $30\ \mu\text{m}$  in qualsiasi possibile direzione, il fabbricante suggerisce di realizzare pad le cui estremità siano distanti dal via  $50\ \mu\text{m}$ . Questo garantisce una continuità nel conduttore tra uno strato e l'altro in corrispondenza dei punti dove si vogliono realizzare appunto tali strutture.

Si precisa che per il distanziamento tra vias si è dovuto rispettare le specifiche imposte dalla tecnologia ( $p \geq 2.5 \times d$ ), riportate nel capitolo 2.



**Fig. 4.4** (a) Cavità reale disegnata con l'ausilio del CAD elettromagnetico (b) Prospettiva della cavità LTCC da cui si può apprezzare l'alternanza dei vias

La radiazione attraverso le pareti elettriche di vias metallici contribuisce a deteriorare il fattore di qualità a vuoto  $Q_u$  della cavità. Secondo [28] tale parametro, che è dato dalla relazione

$$Q_u = \left( \frac{1}{Q_{cond}} + \frac{1}{Q_{dielec}} + \frac{1}{Q_{rad}} \right)^{-1} \quad (4.2)$$

è influenzato da tre fattori:

- Perdite nei conduttori ( $Q_{cond}$ ) [27]

$$Q_{cond} = \frac{(kWL)^3 H\eta}{2\pi^2 R_m (2W^3 H + 2L^3 H + W^3 L + L^3 W)}$$

dove  $k$  è il numero d'onda nel risonatore,  $R_m$  è la resistenza superficiale del conduttore e  $\eta$  è l'impedenza caratteristica del mezzo dove si propaga l'onda.

- Perdite nel dielettrico date da

$$Q_{dielec} = \frac{1}{\tan \delta}$$

- Perdite dovute a fughe attraverso i vias, che non sono quantificabili in maniera semplice, per cui si deve procedere con l'ausilio della simulazione numerica.

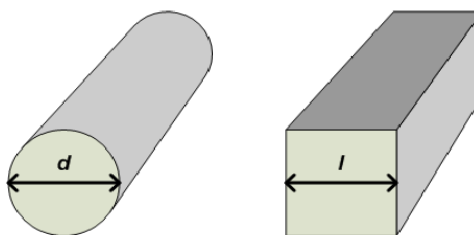
Durante tutto il progetto, per effettuare le analisi Full Wave si è avuto a disposizione un simulatore EM basato sull'algoritmo FDTD. Le simulazioni FDTD possono essere computazionalmente molto onerose in quanto, secondo l'algoritmo proposto in [29], vengono risolte le equazioni di Maxwell attraverso il metodo alle differenze finite, per celle 3D base componenti l'intera struttura 3D del circuito, precedentemente discretizzato. Questo viene fatto per "timestep" successivi (anche il tempo viene discretizzato); ad ogni step si risolvono le equazioni su tutta la struttura cella per cella, fino ad una convergenza alla soluzione secondo delle condizioni imposte inizialmente.

Simulando strutture realizzate attraverso vias circolari con il simulatore



elettromagnetico (EM) Full Wave, ci si è accorti che i tempi necessari alla convergenza della simulazione erano estremamente elevati. Ciò è causato da un meshing molto fitto della struttura nell'intorno di forme circolari, che si è costretti a creare affinché il risultato della simulazione sia sufficientemente accurato.

Per ridurre il tempo di calcolo complessivo richiesto dalle simulazioni si sono quindi sostituiti i vias circolari con vias quadrati equivalenti.

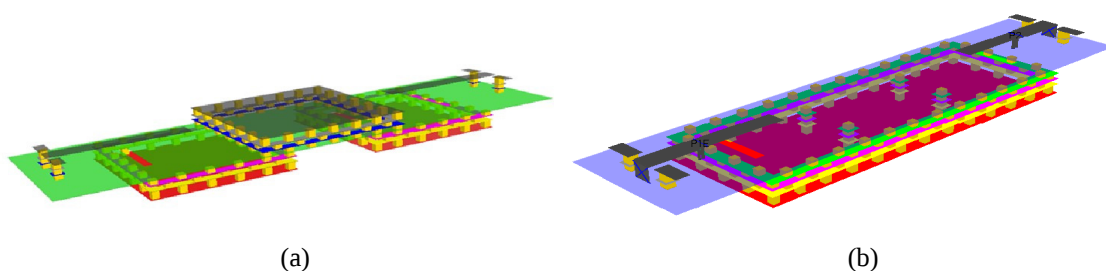


**Fig. 4.5** Via circolare e via quadrato

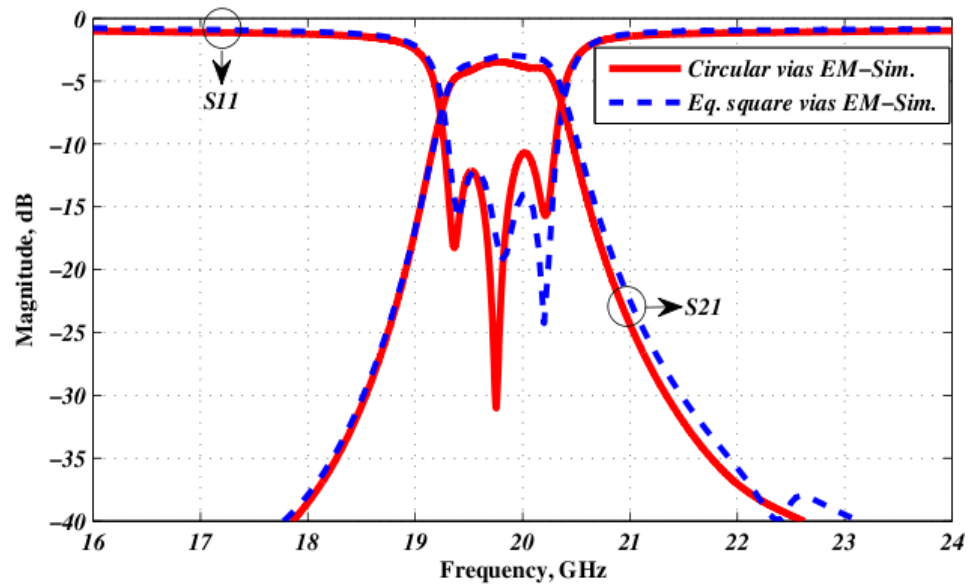
Il diametro dei vias circolari che si è utilizzato è pari a  $d = 180 \mu\text{m}$ .

Per ricavare il lato equivalente  $l$  del via quadrato, si sono comparate le risposte di due filtri precedentemente realizzati con vias circolari dal diametro di  $180 \mu\text{m}$ , con quelle dei medesimi filtri realizzati con vias quadrati, di cui si è fatto variare il diametro fino ad ottenere una risposta il più possibile simile a quella dei circuiti originali.

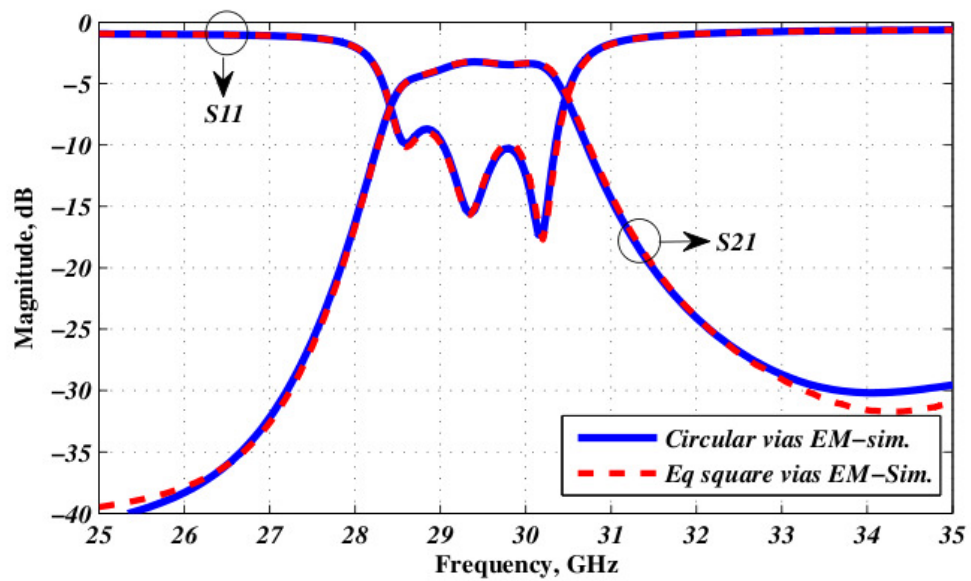
Si tratta di due filtri del terzo ordine di tipo Chebyshev uno centrato ad una frequenza centrale  $f_0 = 20 \text{ GHz}$ , figura 4.6 (a), e l'altro centrato a  $f_0 = 30 \text{ GHz}$ , figura 4.6 (b). Le risposte di ambo i filtri tanto con vias circolari come con vias quadrati equivalenti si possono apprezzare nelle immagini 4.7 (a) e 4.7 (b).



**Fig. 4.6** Struttura reale dei filtri a 20 GHz (a) e a 30 GHz (b)



(a)



(b)

Fig. 4.7 Parametri S dei filtri a 20 GHz (a) e a 30 GHz (b)

Dalle simulazioni effettuate si è ricavato che il valore ottimo di  $l$ , lato del via quadrato che meglio approssima quello circolare, è  $l = 150 \mu\text{m}$ .

Sono stati investigati vias equivalenti per altri valori di diametro  $d$ . Dalle prove sperimentali si può concludere che vale la relazione

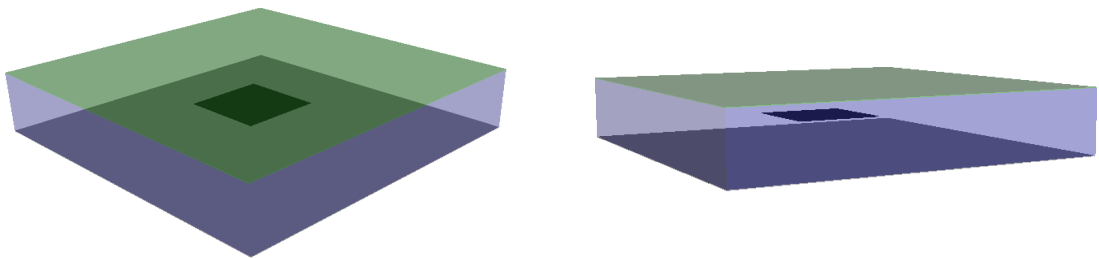
$$l = 1.67 \cdot r$$

dove  $r$  è il raggio del via circolare ed  $l$  il lato del via quadrato equivalente. Tale relazione risulta essere leggermente inferiore al rapporto delle aree ( $l = 1.772 \cdot r$ ).

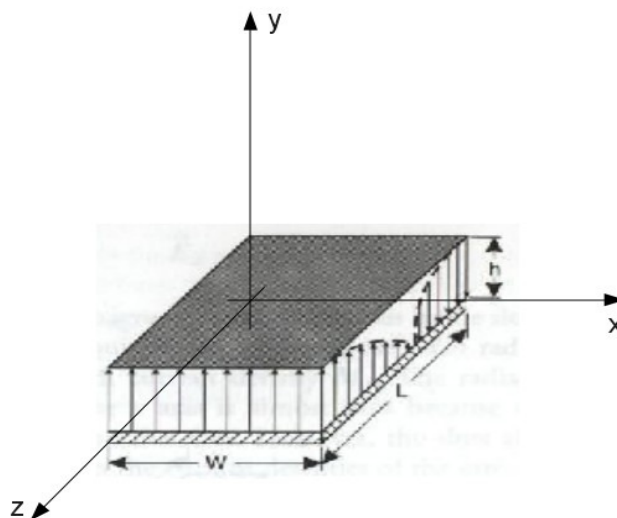
## 4.2 Risonatori patch

Un risonatore patch in stripline non è altro che un quadrato di conduttore posto ad un determinato livello della struttura multistrato, come si può osservare nella figura 4.8.

Per il dimensionamento di tale struttura ci si riporta all'analisi elaborata per elementi radianti patch in microstrip.



**Fig. 4.8** Risonatore patch disegnato con l'ausilio del CAD elettromagnetico



**Fig. 4.9** Rappresentazione di un patch risonante ideale

Questa struttura (figura 4.9) idealmente può essere vista come una cavità risonante con pareti elettriche perfette nelle parti superiore ed inferiore, e con pareti magnetiche perfette ai quattro lati. Sviluppando da quest'ipotesi si ottiene che i modi risonanti in un patch sono i modi  $TM_{mnl}$  [30]. Il modo fondamentale è il  $TM_{100}$  la cui distribuzione del campo elettrico si può apprezzare sia nell'immagine ideale di figura 4.9, sia in figura 4.10(a), che è risultato di una simulazione di un patch realizzato durante questo progetto.

Da [31] si ha che la frequenza di risonanza dei modi  $TM_{ml}$  è data da

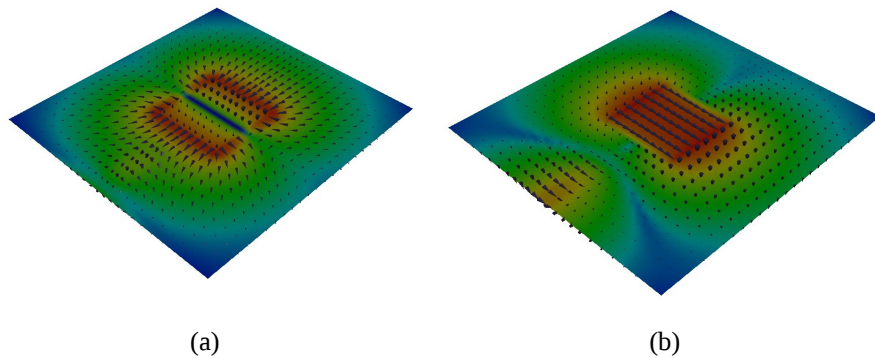
$$f_{ml} [GHz] = \frac{150}{a \sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{m^2 + l^2} \quad (4.3)$$

$$a [mm] = W + 2 \left| 0.206 h \frac{\epsilon_r + 0.6 \frac{W}{h} + 0.264}{\epsilon_r - 0.516 \frac{W}{h} + 0.8} \right| \quad (4.4)$$

con  $W = L$ .  $f_{ml}$  è data in GHz ed  $a$  in mm.  $h$  è l'altezza di tutto il substrato stripline.

La formula (4.3) è stata ricavata assumendo trascurabile la variazione del campo in direzione  $y$ , vista la condizione  $h \ll \lambda_g$  imposta durante il dimensionamento.

Il parametro  $a$  tiene conto degli effetti di bordo agli estremi del patch conduttivo, che non si considerano sotto l'ipotesi di cavità ideale che sono state fatte per analizzare il patch [30].



**Fig. 4.10** Andamento del campo elettrico (a) e del campo magnetico (b) nel modo risonante  $TM_{100}$

Esattamente come si procede per le cavità risonanti in [27], si può procedere ad una analoga analisi per il calcolo del  $Q_u$  per il risonatore patch in stripline, per quanto riguarda le perdite nel dielettrico come per quelle nel conduttore.

Tanto per le cavità in LTCC come per i patch tali formule non portano a valori esatti del fattore di qualità  $Q_u$  complessivo, dovuto al fatto che, come già detto, non si può descrivere analiticamente con semplicità l'entità delle perdite attraverso i vias delle pareti elettriche nelle cavità, così come non si può descrivere analiticamente in maniera semplice l'entità delle perdite attraverso la schermatura che si crea tutt'intorno ai patch affinché non irradiano verso circuiterie circostanti [7].

In [7] viene proposta una formula per calcolare a posteriori il valore approssimato del fattore di qualità a vuoto dei risonatori componenti un filtro passabanda, a partire dall'analisi della risposta del filtro, includendo le perdite date sia dal conduttore che dal dielettrico. Conoscendo i parametri  $g_i$  del filtro prototipo passabasso e ottenendo dalle simulazioni una risposta tipo la seguente

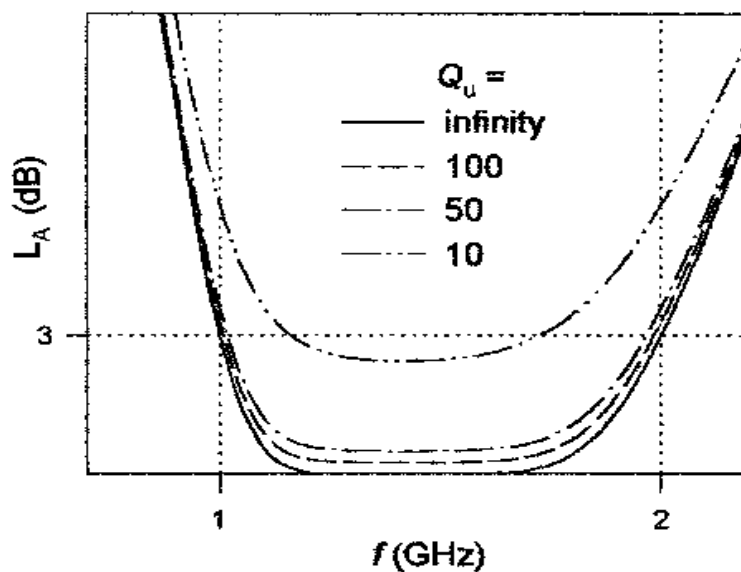


Fig. 4.11 Risposta di un generico filtro passabanda

si può scrivere

$$\Delta L_{A0} = 4.343 \sum_{i=1}^n \frac{\Omega_c}{FBW Q_{ui}} g_i \quad [db] \quad (4.5)$$

dove  $\Delta L_{A0}$  è il decremento in dB delle perdite di inserzione rispetto al caso senza perdite

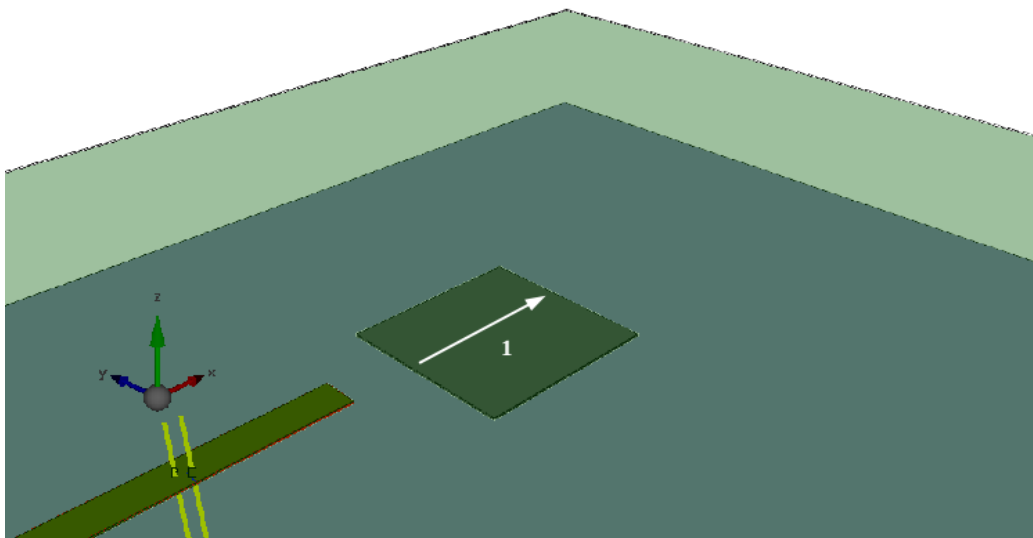
alla frequenza centrale del filtro.

Comparando i risultati ottenuti nelle simulazioni finali dei filtri con patch risonanti, comprendendo le perdite nei conduttori e nel dielettrico, con quelle dei filtri con cavità risonanti, ci si accorge che il  $Q_u$  assume per ambo i tipi di risonatore valori simili pari a qualche centinaio. Si rimanda alla lettura dei prossimi capitoli per la verifica di tali risultati.

Come affermato nel capitolo 1, con questo lavoro si vogliono realizzare circuiti nella tecnologia (LTCC) che ha come obiettivo primario quello della compattazione. In questi termini, si sono studiate delle soluzioni di filtri che includessero dei risonatori dual mode.

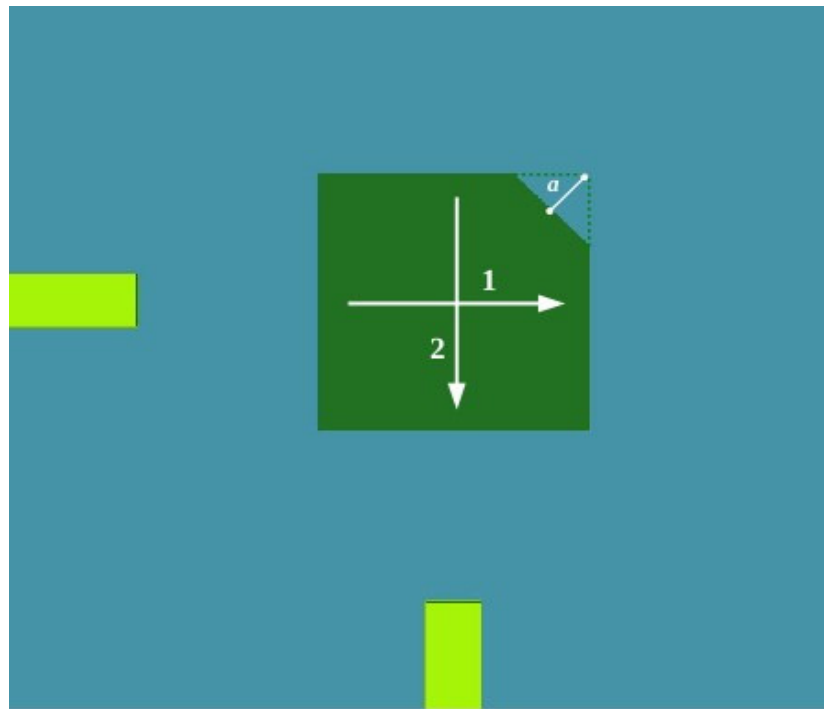
Un risonatore dual mode è un risonatore dove risuonano tipicamente due modi ortogonali l'uno all'altro. Il comportamento di un risonatore dual mode è comparabile a quello di due risonatori single mode accoppiati l'uno all'altro. Attraverso disegni specifici delle strutture, è quindi possibile variare l'accoppiamento tra i due modi ortogonali così come si fa per l'accoppiamento tra i due risonatori single mode. Tali risonatori sono stati utilizzati nel caso di filtri con risonatori patch.

Un risonatore patch single mode ha un disegno come quello mostrato nella figura che segue



**Fig. 4.12** Patch Single Mode

Attraverso l'alimentazione proposta si stimola solo un modo nel patch, ossia il  $TM_{10}$ . Se si vuole eccitare il modo a questo ortogonale ( $TM_{01}$ ), è necessario introdurre una perturbazione nel risonatore a  $45^\circ$  rispetto all'asse lungo cui si alimenta [32]. Il modo più semplice di perturbare la struttura è quello proposto in figura 4.13. Si tratta di un "taglio" ad un angolo del quadrato di conduttore, di cui si può modulare, in fase di caratterizzazione del coefficiente di accoppiamento, l'entità del valore  $a$  tale da conseguire l'accoppiamento desiderato tra i due modi.



**Fig. 4.13** Patch Dual Mode

# Capitolo 5

## Progetto di filtri LTCC con risonatori patch

In questo capitolo si presentano due filtri Chebyshev del quarto ordine realizzati con strutture risonanti patch. Se ne mostrano i risultati di tutte le fasi della realizzazione (caratterizzazione dei coefficienti di accoppiamento, soluzione delle derive in frequenza, eccetera), nonché la risposta finale di ognuno dei due filtri ottimizzati, sia senza includere le perdite nel dielettrico e nel conduttore, che con perdite incluse.

### 5.1 Specifiche dei filtri

Per ambo i filtri passabanda con risonatori patch è stato scelto di sintetizzare una risposta di tipo Chebyshev di ordine 4, con un ripple in banda di 0.2 dB. La frequenza centrale è pari a  $f_0 = 36.8$  GHz ed il Fractional Bandwidth pari a  $FBW = 3\%$ .

Si tratta per entrambi i filtri di strutture cosiddette “in linea”, ossia dove ogni risonatore è accoppiato solo con quello che lo precede e quello che lo segue, secondo lo schema concettuale degli accoppiamenti, come in figura 5.1.

I parametri del prototipo passabasso  $g_i$  [33] ed i corrispondenti coefficienti di accoppiamento  $M_{i,j}$  e fattori di qualità esterni  $Q_{ei}$  da sintetizzare, ricavati dalle formule (3.12), sono mostrati nella Tabella 5.1.



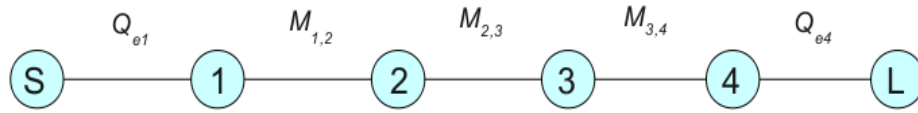


Fig. 5.1 Schema concettuale degli accoppiamenti tra risonatori

$g_i$	$Q_{ei}$	$M_{i,j}$
$g_0 = 1.0000$	-	-
$g_1 = 1.3028$	$Q_1 = 43.4$	-
$g_2 = 1.2844$	-	$M_{1,2} = 0.0232$
$g_3 = 1.9761$	-	$M_{2,3} = 0.0188$
$g_4 = 0.8468$	-	$M_{3,4} = 0.0232$
$g_5 = 1.5386$	$Q_4 = 43.4$	-

Tabella 5.1

## 5.2 Filtro con quattro patch single mode

Il primo passo nella realizzazione del circuito è il dimensionamento del singolo risonatore patch.

Posizionando i patch risonanti nello strato centrale M4 della struttura multistrato (figura 5.2), la cui altezza  $h$  risulta essere di  $934 \mu\text{m}$ , e considerando la  $\epsilon_r$  del substrato pari a 7.5, dalle formule (4.3) e (4.4) si ottiene un patch quadrato di  $1060 \times 1060 \mu\text{m}^2$ . Il modo risonante è il fondamentale, ossia il  $\text{TM}_{10}$ .

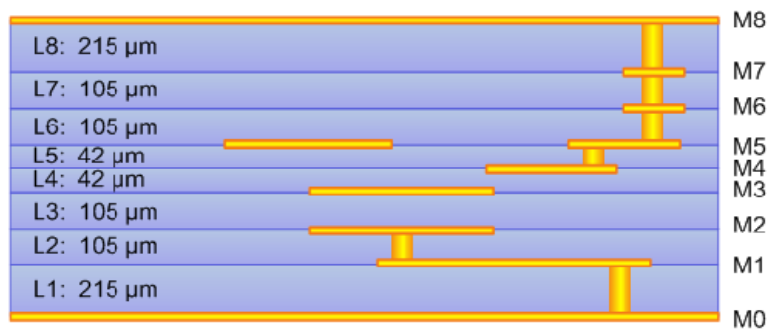
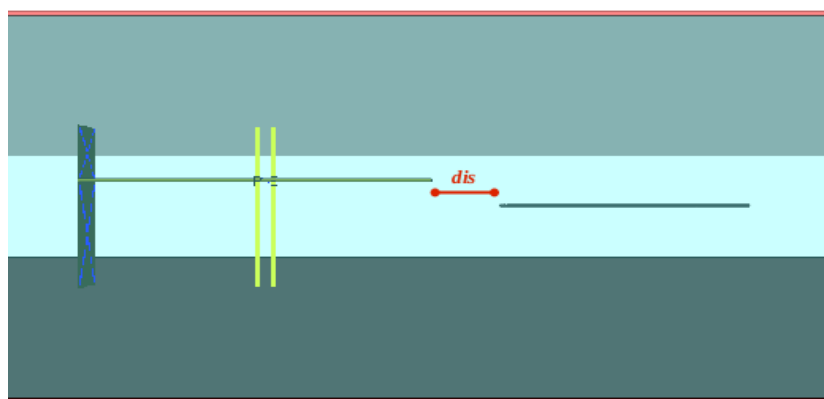


Fig. 5.2 Struttura multistrato

Successivamente si passa a caratterizzare la struttura di alimentazione del filtro. La prima soluzione pensata era quella di alimentare attraverso una linea in stripline sullo stesso strato M4. Dopo alcune prove al simulatore però, ci si è resi conto che non si riuscivano ad ottenere i valori di accoppiamento richiesti per la sintesi, senza oltrepassare i limiti imposti dalla tecnologia. Inoltre con questa soluzione il fattore di qualità esterno sarebbe stato più sensibile alle variazioni della distanza tra la linea ed il patch. Ciò si sarebbe tradotto in una maggior sensibilità a variazioni possibili dovute ad una precisione limitata della tecnologia.

Si è scelto perciò di alimentare i patch attraverso una linea stripline asimmetrica situata nello strato M5 (figura 5.3). Con questa soluzione ci si svincola dai limiti imposti dalla tecnologia sulla distanza minima tra conduttori dello stesso strato, di 150  $\mu\text{m}$ . Inoltre ci si può estendere su tutto lo strato M5 anche completamente al di sopra del primo risonatore.



**Fig. 5.3** Struttura d alimentazione dei patch risonanti

Il parametro fisico che si modula allo scopo di caratterizzare la curva del  $Q_e$  è la distanza *dis* tra l' estremo della linea di alimentazione e l' estremo del patch. La curva della caratterizzazione del  $Q_e$ , ottenuta attraverso il metodo presentato nel capitolo 3, è mostrata in figura 5.4.

Successivamente si passa a caratterizzare la curva del coefficiente di accoppiamento tra risonatori  $M_{i,j}$ .

Una prima soluzione pensata era quella di utilizzare la semplice prossimità tra i risonatori, modulando la distanza tra di essi per variare il coefficiente di accoppiamento. Essendo tipicamente bassi i valori dei coefficienti di accoppiamento  $M_{i,j}$  per filtri in banda stretta [21], questa soluzione avrebbe portato ad allontanare i patch di diverse

centinaia di  $\mu\text{m}$ , affinché fossero sufficientemente disaccoppiati (con basso accoppiamento). Tale soluzione non si adatta però molto bene alla compattazione della struttura complessiva del filtro.

E' stato deciso quindi di utilizzare una finestra tra un risonatore e l' altro, realizzata attraverso due vias che attraversano tutto il substrato, come in figura 5.5. Per variare il coefficiente di accoppiamento si modula il via pitch  $VP$  (la distanza tra i centri dei vias). Grazie a tale struttura si possono mantenere le distanze minime tra i patch, rispettando i limiti imposti dalla tecnologia, lasciando all'apertura della finestra il compito di modulare l' accoppiamento.

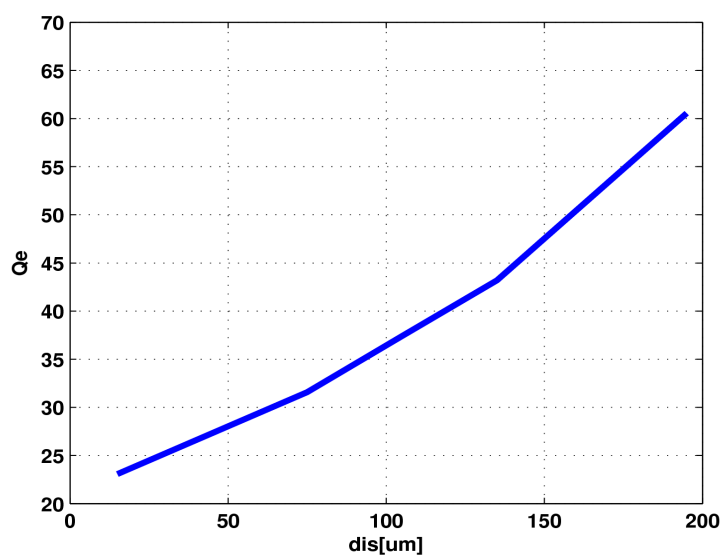


Fig. 5.4 Curva del fattore di qualità esterno in funzione della distanza  $dis$

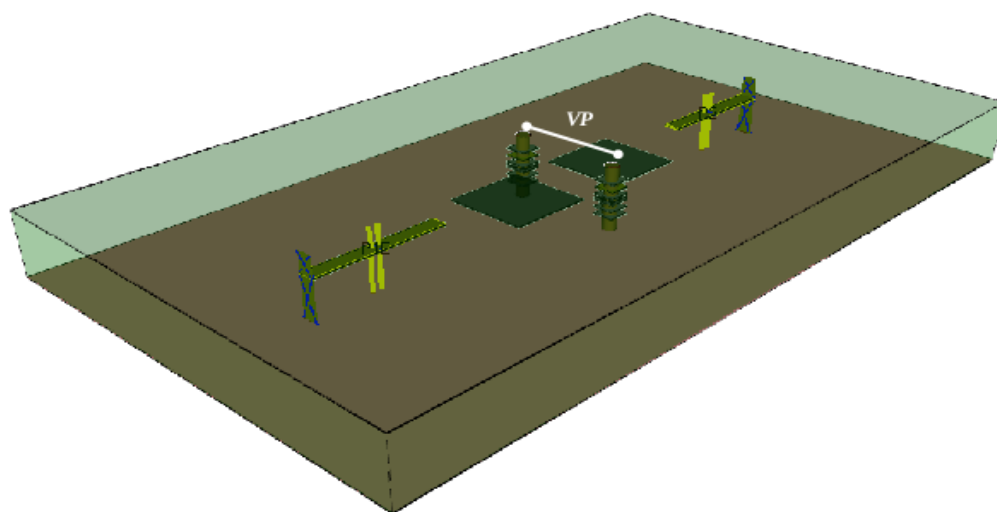
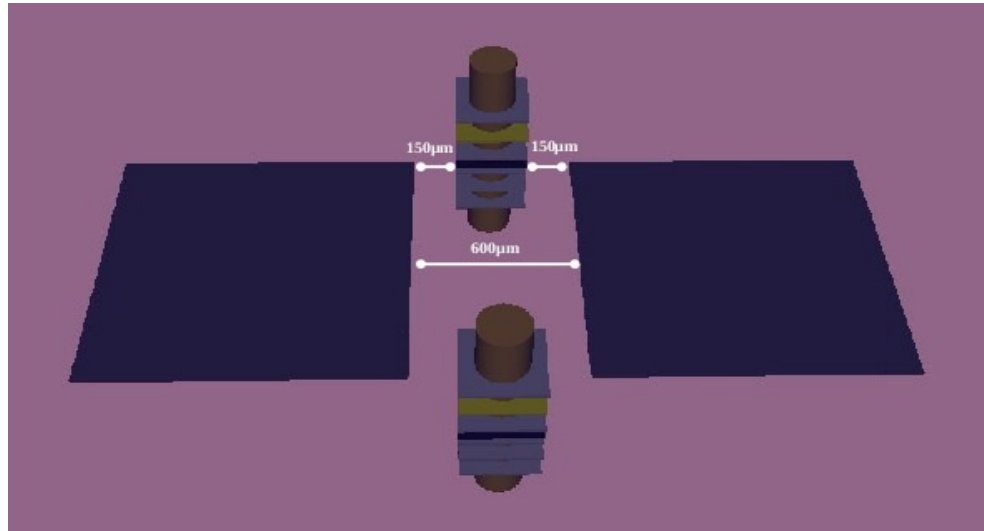


Fig. 5.5 Struttura di accoppiamento tra risonatori attraverso una finestra con vias

La distanza tra risonatori minima possibile è pari a circa 600  $\mu\text{m}$ , in quanto si deve rispettare la distanza minima tra conduttori per quanto riguarda la distanza tra ogni patch conduttivo ed i pad metallici presenti su ogni strato in corrispondenza dei vias. Si può apprezzare meglio tale limitazione facendo riferimento alla figura 5.6.



**Fig. 5.6** Distanza minima tra patch e pad dei vias

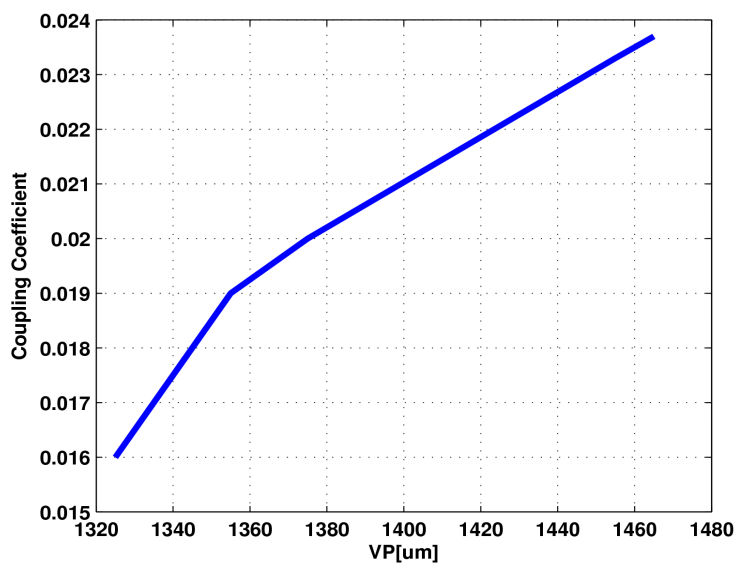
Nella tabella 5.2 sono riportati i valori dimensionali del medesimo filtro realizzato sia attraverso accoppiamenti con finestre di vias, sia attraverso accoppiamenti per separazione. Si è dimostrato che con la seconda soluzione si riducono le dimensioni rispetto al filtro realizzato con la prima soluzione, misurando in lunghezza il filtro con finestre di vias l' 87% della lunghezza dell'altro.

	Accoppiamento per separazione	Accoppiamento con finestra di vias
Risonatori patch	$4 \times 1060 = 4240 \mu\text{m}$	$4 \times 1060 = 4240 \mu\text{m}$
Struttura di accoppiamento	$(2 \times 875) + 925 = 2675 \mu\text{m}$	$3 \times 600 = 1800 \mu\text{m}$
Lunghezza totale	$6915 \mu\text{m}$	$6040 \mu\text{m}$
	100,00%	87,00%

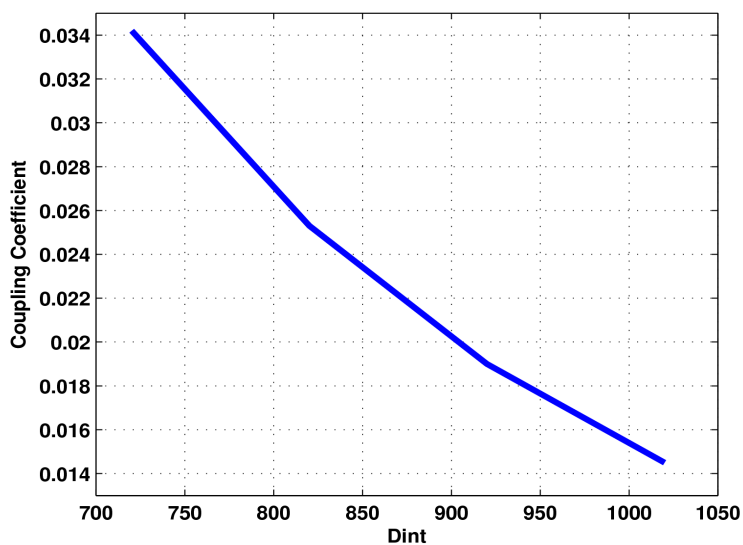
**Tabella 5.2**

Nelle curve che seguono si riporta l' andamento del coefficiente di

accoppiamento tra risonatori in funzione del parametro  $VP$ , nel caso della finestra, e del parametro  $Dint$  (distanza tra i patch) nel caso della separazione.



(a)



(b)

**Fig. 5.7** Curve del coefficiente di accoppiamento tra risonatori in funzione di  $VP$  (a) e di  $Dint$  (b)

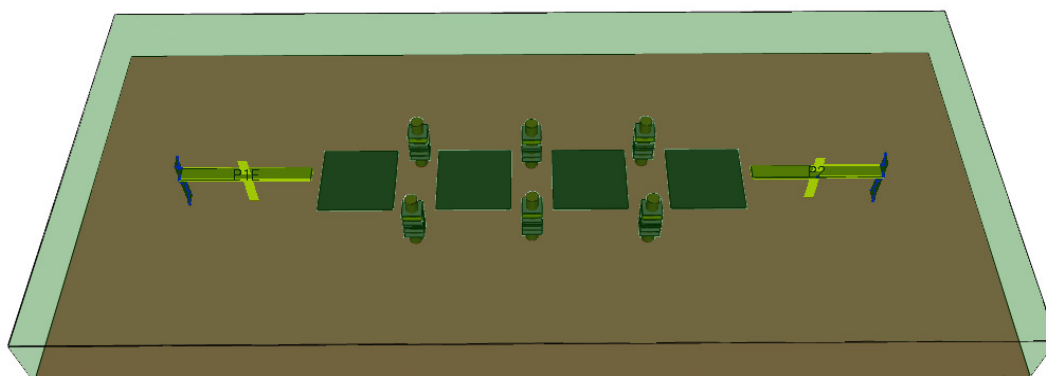
Nella tabella 5.3 si riassumono tutte le dimensioni date alla struttura ancora non ottimizzata, e ricavate dalle caratterizzazioni precedentemente effettuate. Si include nella tavola anche la lunghezza del lato  $L_i$  in direzione di propagazione del modo risonante di ciascun risonatore, dimensione che in prima istanza garantisce una frequenza di risonanza di 36.8 GHz. Tale parametro rientra nel set di parametri che in

fase di ottimizzazione della struttura sarà modificato.

	$Q_{e1}=43.4$	$Q_{e4}=43.4$	$M_{1,2}=0.0232$	$M_{2,3}=0.0188$	$M_{3,4}=0.0232$	$f_{res,i}=36.8$ GHz
<i>dis</i>	130 $\mu\text{m}$	130 $\mu\text{m}$	-	-	-	
<i>VP</i>	-	-	1455 $\mu\text{m}$	1355 $\mu\text{m}$	1455 $\mu\text{m}$	
<i>L<sub>i</sub></i>	-	-	-	-	-	1060 $\mu\text{m}$

**Tabella 5.3**

Una volta dimensionata la struttura completa (figura 5.8), si fa una prima analisi Full Wave e si ottiene una curva come quella di figura 5.9. Tale risultato è dato da una simulazione effettuata senza includere né le perdite nel conduttore né quelle nel dielettrico.



**Fig. 5.8** Filtro con quattro risonatori patch completo

Nelle immagini successive alla 5.9, sono riportate le curve della risposta del filtro ottimizzato senza perdite (figura 5.10), e del medesimo includendo le perdite (figura 5.11).

Durante questo lavoro si è effettuata una ottimizzazione a cura del progettista (vedi capitolo 3), avendo a disposizione uno strumento di simulazione EM che si basa sull'algoritmo FDTD [29]. Come spiegato nel capitolo 4, simulazioni di questo tipo possono essere computazionalmente molto onerose. Una simulazione di un intero filtro di quelli realizzati in questo lavoro di tesi, può durare da 1 ora fino anche a 12/15 ore (e anche molto di più) a seconda della potenza di calcolo disponibile, della complessità della struttura e della finezza del meshing con cui la si discretizza l'intera struttura.

Per quanto detto, il processo di caratterizzazione degli accoppiamenti e dei fattori di qualità esterni, può durare un tempo nell'ordine dei giorni, dopo aver scelto opportunamente le strutture. Il processo di ottimizzazione può durare anche delle settimane; se effettuato dal progettista inoltre ad influire sui tempi rientra la variabile dell'esperienza di quest'ultimo.

Le dimensioni finali del filtro ottimizzato sono riassunte nella seguente tabella

	Dimensioni ottimizzate [ $\mu\text{m}$ ]	Dimensioni originali [ $\mu\text{m}$ ]
$dis_1$	120	130
$dis_4$	120	130
$VP_{1,2}$	1445	1455
$VP_{2,3}$	1365	1355
$VP_{3,4}$	1445	1455
$L_1$	1045	1060
$L_2$	1020	1060
$L_3$	1020	1060
$L_4$	1045	1060

Tabella 5.4

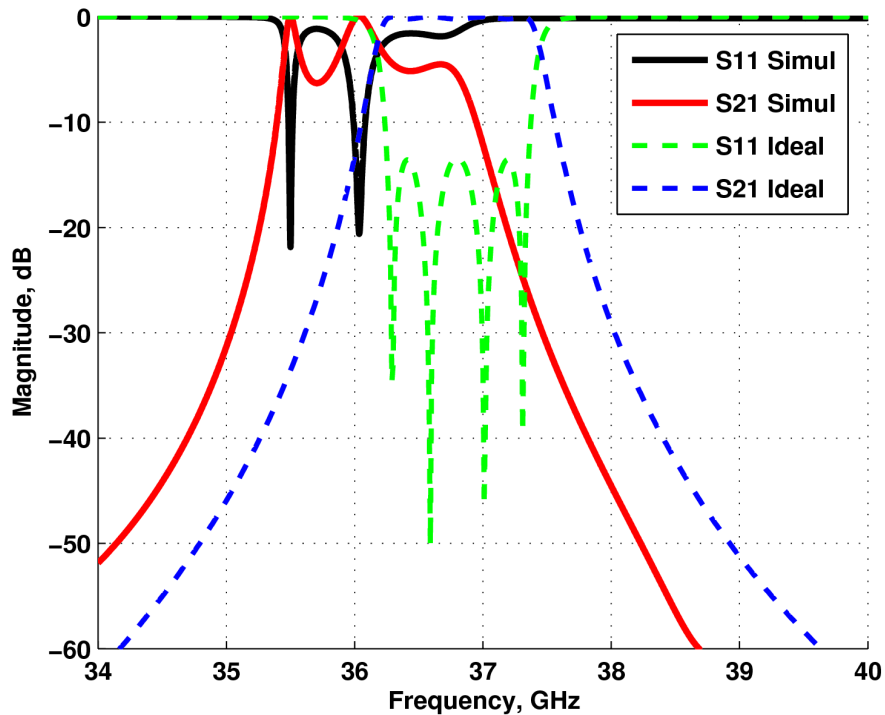


Fig. 5.9 Risposta del filtro non ottimizzato

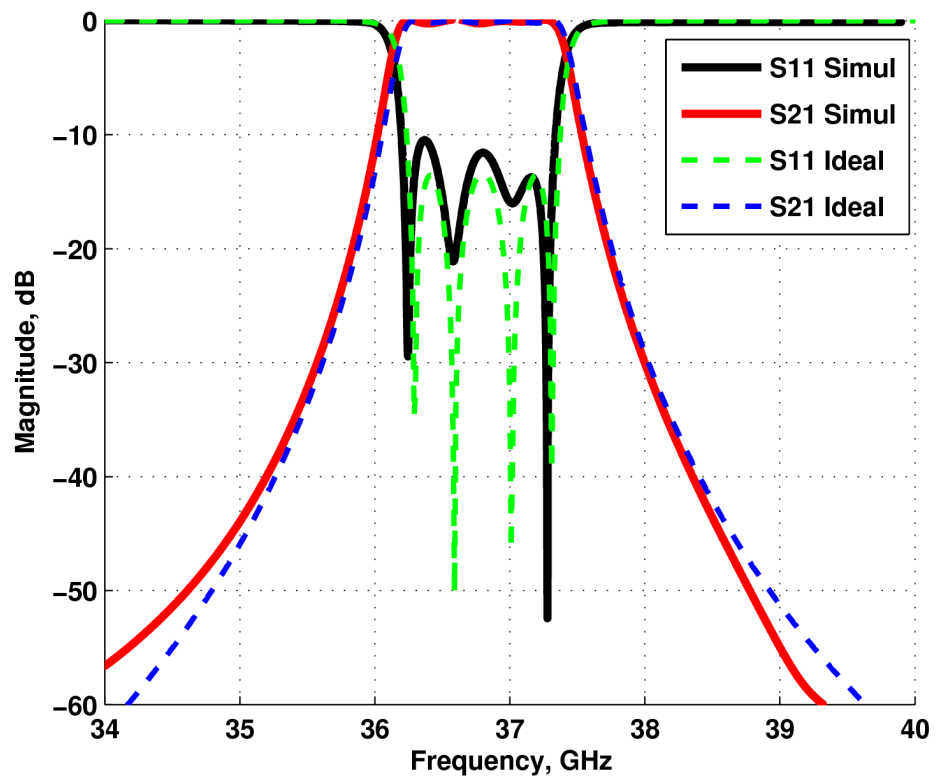


Fig. 5.10 Parametri S del filtro con quattro risonatori patch ottimizzato, senza perdite

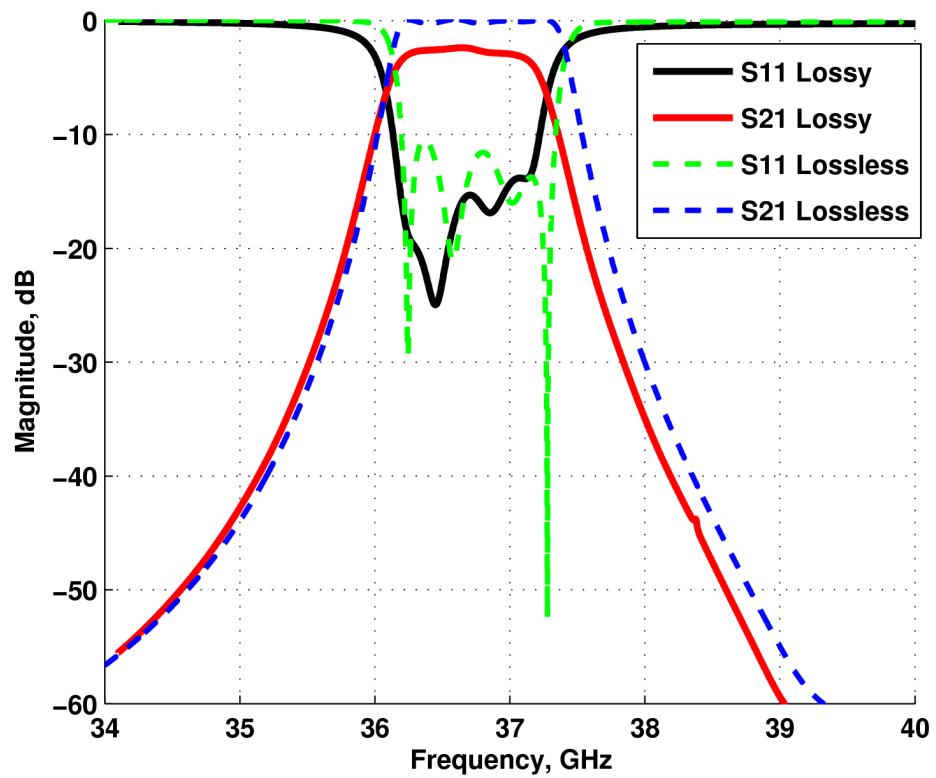


Fig. 5.11 Parametri S del filtro con quattro risonatori patch ottimizzato, con perdite



Dalle curve presentate, si osserva che la sintesi porta ad un risultato che non si allontana di molto da quello ideale. Si nota chiaramente che c'è uno spostamento di tutta la curva verso la bassa frequenza. Quindi in fase di ottimizzazione vengono accorciate in primo luogo le lunghezze dei risonatori. Una volta modificati i patch si passa a muovere leggermente gli accoppiamenti.

Le curve dei parametri S del filtro ottimizzato sono circa in accordo con quelle del filtro ideale, per ciò che concerne larghezza di banda e frequenza centrale.

L'adattamento minimo in banda ottenuto è di circa 10 dB, leggermente inferiore a quello ideale di 13.5 dB (corrispondenti agli 0.2 dB di ripple in banda).

Aggiungendo le perdite del conduttore e del dielettrico si assiste ad un restringimento della banda passante, nonché ad uno spostamento in bassa frequenza della frequenza centrale del filtro di 100 MHz. In questa prima fase di studio, in cui si sta valutando il comportamento della tecnologia rispetto alle varie strutture progettate, si è deciso comunque di non apportare ulteriori modifiche al filtro appena presentato. Al momento però di progettare il sistema transceiver completo, si dovranno tenere in considerazione tali variazioni nella risposta inserendo le perdite alle analisi Full Wave, e procedere successivamente ad ulteriori passi di ottimizzazione affinché la risposta rispetti le specifiche di progetto richieste.

Il valore di perdita di inserzione a centro banda che si osserva è pari a circa 2.4 dB. A fronte di tali perdite, utilizzando la formula (4.5), si stima un fattore di qualità a vuoto dei risonatori approssimativamente di 320.

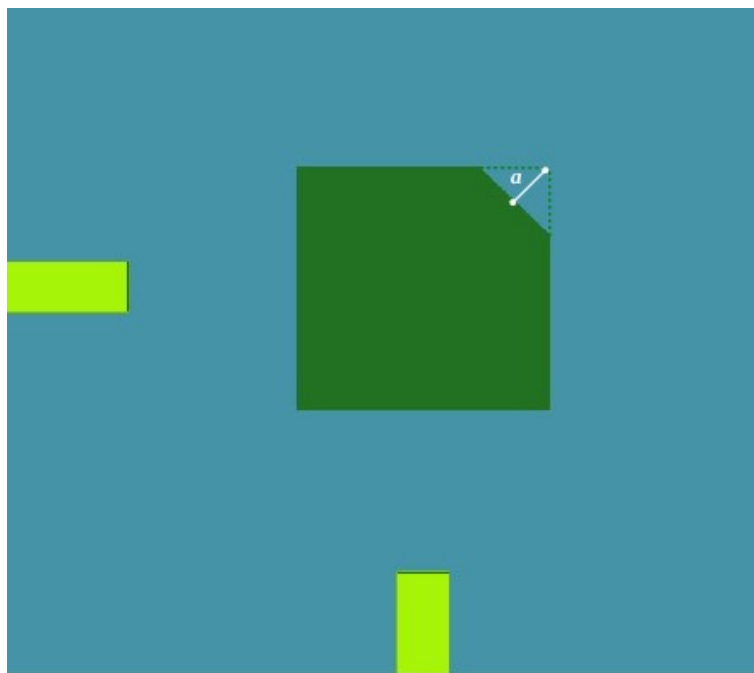
### 5.3 Filtro con risonatori patch dual mode

Questo filtro ha le stesse specifiche di quello con quattro risonatori patch single mode. Al posto di quattro risonatori semplici se ne utilizzano solo due in configurazione dual mode in ognuno dei quali, come spiegato nel capitolo 4, risuonano due modi ortogonali.

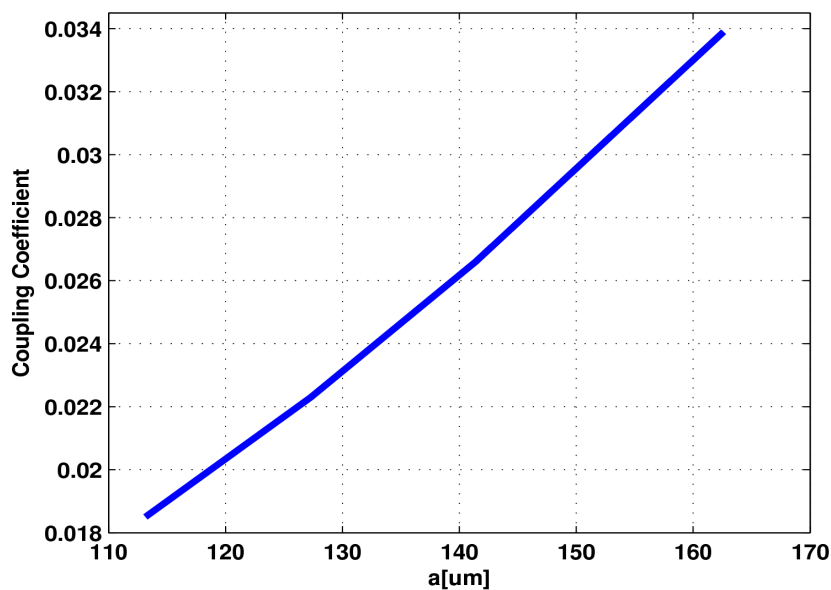
Per quanto riguarda la struttura di alimentazione del filtro, si è utilizzata la medesima del filtro con quattro risonatori, perciò vale la caratterizzazione del fattore di qualità esterno fatta nel paragrafo 5.2.

Per l'accoppiamento tra i modi di risonanza ortogonali nel patch dual mode, si è

scelto il modo di perturbare il risonatore a  $45^\circ$  più semplice, ossia il taglio di un angolo del quadrato di conduttore di  $1060 \times 1060 \mu\text{m}^2$  (figura 5.12) [32]. Modulando il valore del parametro  $a$  si varia l'accoppiamento tra i due modi, secondo la curva mostrata in figura 5.13. Con questa tecnica si realizzano gli accoppiamenti  $M_{1,2}$  e  $M_{3,4}$  del filtro (vedi tabella 5.1).

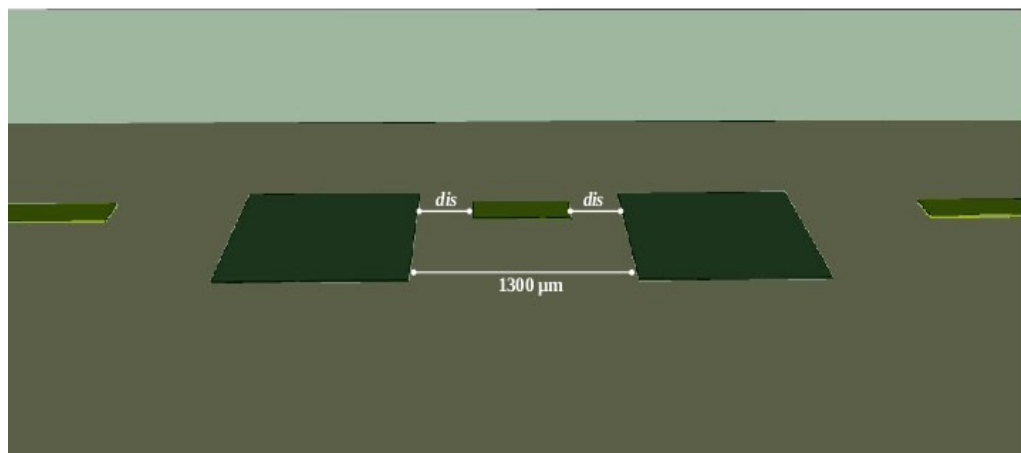


**Fig. 5.12** Patch dual mode



**Fig. 5.13** Curva del coefficiente di accoppiamento tra modi ortogonali in funzione del parametro  $a$

Per accoppiare i due risonatori patch dual mode, ed ottenere così il coefficiente di accoppiamento  $M_{2,3}$ , si è deciso di optare per una soluzione simile a quella con cui si alimenta l'intera struttura, ossia mediante un tratto di linea stripline asimmetrica posto nello strato M5 tra i due risonatori stessi. Si modula questa volta la distanza  $dis$  tra la linea ed i punti dove cominciano i patch, così come mostrato in figura 5.14, senza preoccuparsi del limite imposto alla distanza minima tra conduttori ( $150 \mu\text{m}$ ) proprio perché siti su un altro strato.



**Fig. 5.14** Struttura di accoppiamento tra risonatori attraverso linea stripline sullo strato M5

Si precisa che per caratterizzare questo accoppiamento non è necessario che i risonatori siano dual mode. Infatti  $M_{2,3}$  è l'accoppiamento tra uno solo dei due modi ortogonali del primo patch, in particolare quello eccitato attraverso la perturbazione a  $45^\circ$ , e un solo modo dei due modi ortogonali nel secondo patch.

Si specifica inoltre che la distanza scelta tra i due patch è di  $1300 \mu\text{m}$ . Durante la fase di progetto della struttura di accoppiamento sono state fatte delle prove al simulatore per decidere a che distanza porre i due risonatori. Si è caratterizzato il coefficiente di accoppiamento in funzione della distanza  $dis$  fissando alcune distanze tra i patch. La distanza scelta è quella che si è reputato migliore in quanto a compromesso compattezza/sensibilità rispetto alle variazioni del parametro  $dis$ .

Di seguito si riporta la curva del coefficiente  $M_{2,3}$  in funzione della distanza  $dis$ .

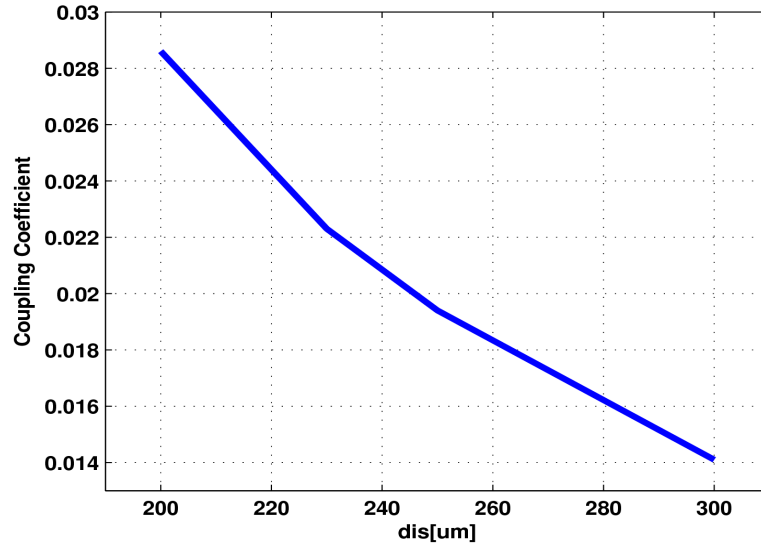


Fig. 5.15 Curva del coefficiente di accoppiamento  $M_{2,3}$  in funzione del parametro  $dis$

Infine, una volta caratterizzati tutti gli accoppiamenti, si può procedere ad una prima analisi Full Wave della struttura completa (figura 5.16) secondo le dimensioni ricavate ai passi precedenti. Tali dimensioni sono riassunte nella tabella 5.5. Anche in questo caso si includono i lati dei patch che determinano la frequenza di risonanza dei modi nel risonatore. In particolare si tratta dei due lati ortogonali dove non è presente il taglio di accoppiamento tra modi.

	$Q_{e1}=43.4$	$Q_{e4}=43.4$	$M_{1,2}=0.0232$	$M_{2,3}=0.0188$	$M_{3,4}=0.0232$	$f_{res,i}=36.8$ GHz
$dis$	130 $\mu\text{m}$	130 $\mu\text{m}$	-	255 $\mu\text{m}$	-	-
$a$	-	-	130 $\mu\text{m}$	-	130 $\mu\text{m}$	-
$L_i$	-	-	-	-	-	1060 $\mu\text{m}$

Tabella 5.5

Anche per questo filtro si riportano le curve dei parametri S relazionate al circuito senza perdite e non ottimizzato, ottimizzato, infine aggiungendo le perdite del dielettrico e del conduttore.

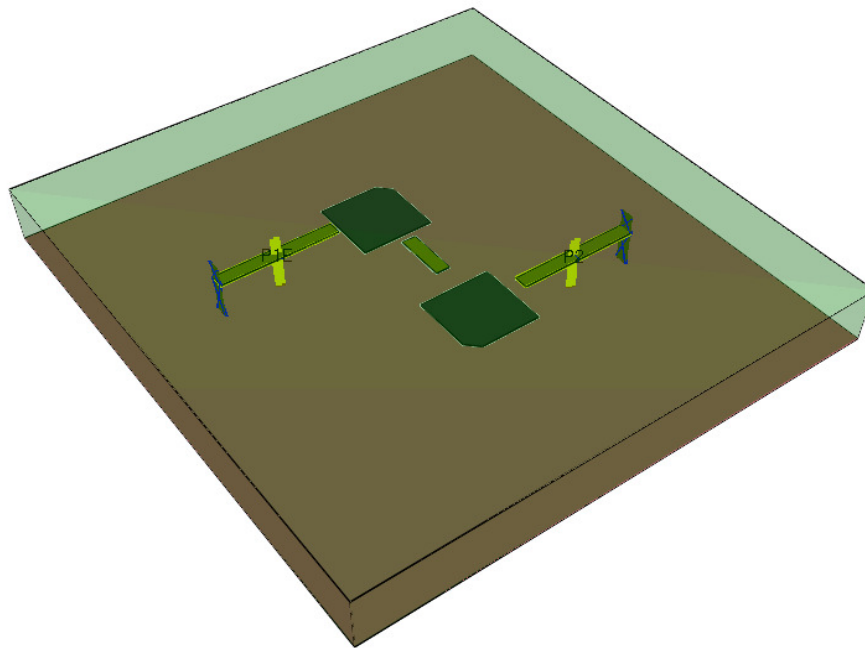


Fig. 5.16 Filtro Dual Mode completo

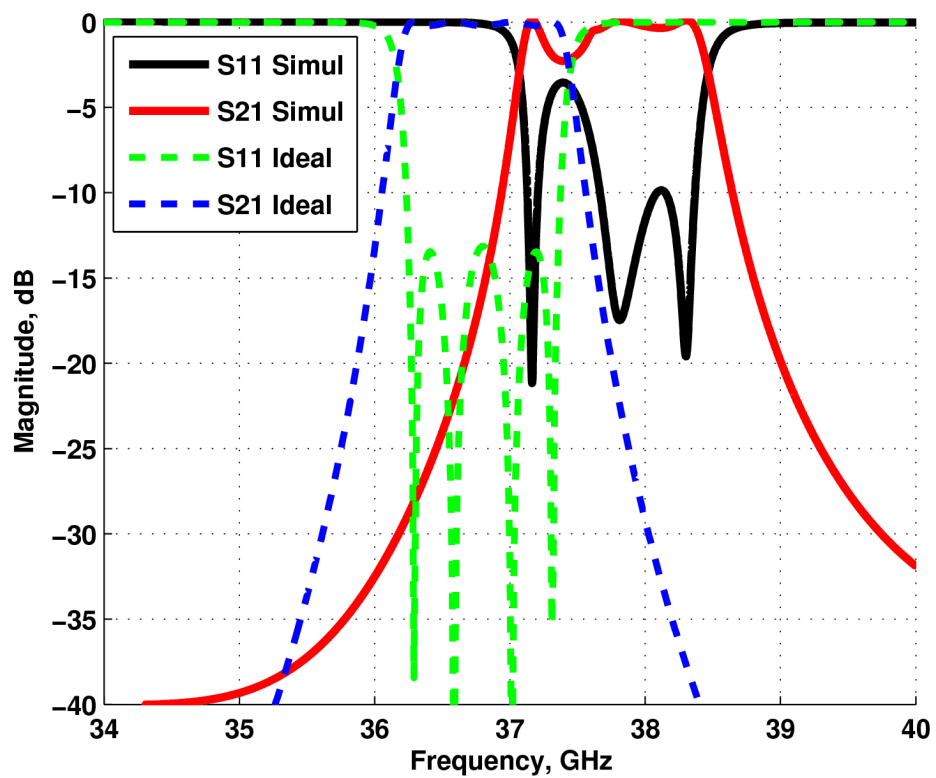


Fig. 5.17 Parametri S del filtro Dual Mode non ottimizzato

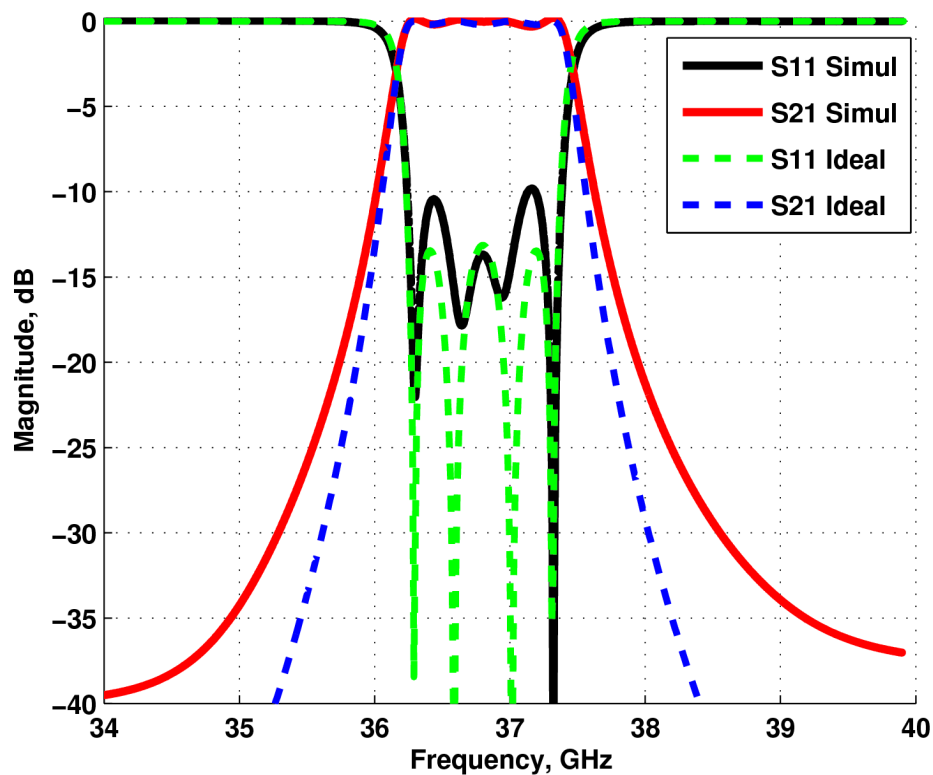


Fig. 5.18 Parametri S del filtro Dual Mode ottimizzato, senza perdite

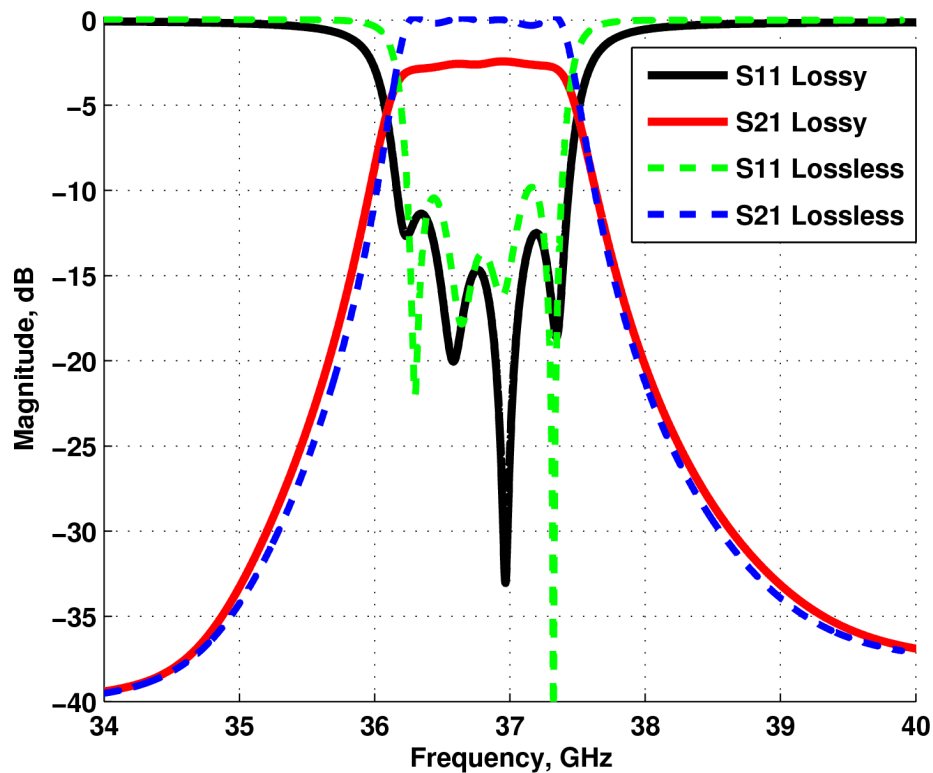


Fig. 5.19 Parametri S del filtro Dual Mode ottimizzato, con perdite

L'ottimizzazione di questo secondo filtro risulta più complessa rispetto a quella del primo. Infatti, mentre nel primo caso si possono variare tutti i parametri (dimensioni dei risonatori e strutture di accoppiamento) separatamente gli uni dagli altri, in questo caso, cambiando le dimensioni dei patch nelle direzioni dei due modi ortogonali, per variarne la frequenza di risonanza, si cambia automaticamente anche il coefficiente di accoppiamento tra i modi ortogonali. Vale anche il contrario, ossia variare il parametro  $a$  per ritoccare l'accoppiamento porta ad una variazione delle frequenze dei modi nel patch dual mode.

Inoltre si fa presente che nell'intorno del taglio a  $45^\circ$  nei patch, è necessario infittire la maglia del discretizzato allo scopo di ottenere dei risultati affidabili dalle simulazioni.

La prima simulazione della struttura (figura 5.17) restituisce delle curve che chiaramente sono centrate ad una frequenza maggiore dei 36.8 GHz di interesse. Ciò accade poiché laddove si realizza il taglio a  $45^\circ$  al contempo si stanno accorciando due lati del patch. Questo avviene in ambo le direzioni in cui si propagano i modi risonanti e porta ad un aumento della frequenza di risonanza di ognuno dei quattro modi risonanti del filtro.

Di seguito si riportano tutte le dimensioni finali della struttura a seguito dell'ottimizzazione.

	Dimensioni ottimizzate [ $\mu\text{m}$ ]	Dimensioni originali [ $\mu\text{m}$ ]
$dis_1$	120	130
$dis_4$	120	130
$a_{1,2}$	135	130
$dis_{2,3}$	270	255
$a_{3,4}$	135	130
$L_1$	1096	1060
$L_2$	1098	1060
$L_3$	1098	1060
$L_4$	1094	1060

**Tabella 5.6**

In figura 5.18 si può apprezzare la risposta del filtro ottimizzato senza includere le perdite. Si è ottenuta una curva dell'ampiezza del parametro  $S_{11}$  circa in accordo con quella ideale con un' adattamento minimo anche in questo caso di circa 10 dB.

Altrettanto non si può dire per la curva dell'  $S_{21}$  che si distingue da quella ideale per una caduta meno brusca su ambo i fronti, soprattutto al di sotto dei -10 dB. Andando ad analizzare tale risultato, ci si è resi conto a posteriori che ciò può essere dovuto a degli accoppiamenti indesiderati, seppur deboli, tra risonatori non adiacenti. In particolare tra i risonatori 1 e 4, ossia il modo 1 nel primo patch con il modo 4 nel secondo patch. Anche accoppiamenti tra i risonatori 1 e 3, e 2 e 4 possono influire su tale variazione nella curva del parametro  $S_{21}$ , anche se con un peso minore. Ciò è stato comprovato attraverso l' analisi effettuata con un tool numerico scritto in Matlab per la sintesi di filtri passabanda a partire dalla matrice  $M$ .

La perdita di inserzione a centro banda del filtro con perdite risulta pari a circa 2.6 dB, così che si ipotizza un fattore di qualità a vuoto dei risonatori leggermente inferiore a quello del primo filtro, ed in particolare di valore circa pari a 300.



# Capitolo 6

## Progetto di filtri LTCC con cavità risonanti

In questo capitolo si presentano tre filtri Chebyshev del quarto ordine realizzati con cavità risonanti. Come nel capitolo 5, se ne mostrano i risultati di tutte le fasi della realizzazione (caratterizzazione dei coefficienti di accoppiamento, soluzione delle derive in frequenza, eccetera), nonché la risposta finale di ognuno dei filtri ottimizzati, ottenuta tramite simulazione, sia includendo che tralasciando le perdite (nel conduttore e nel dielettrico). Oltre ad utilizzare risonatori di tipo distinto (cavità) rispetto ai filtri progettati e presentati nel capitolo 5, si propone una soluzione originale di un filtro nel quale una delle cavità ha dimensioni maggiori rispetto alle altre componenti la struttura, e dove si sfrutta la risonanza di un modo superiore al fondamentale. Come vedremo, ciò permette di accoppiare il filtro direttamente alla guida d'onda ripiena d'aria senza dover introdurre una transizione guida d'onda-guida d'onda nel substrato.

### 6.1 Filtro con quattro cavità in linea

Con questo filtro si è voluta sintetizzare una risposta di tipo Chebyshev del quarto ordine con una banda normalizzata del 3% ed un adattamento in banda passante di 15 dB. Come per tutti i filtri studiati in questo lavoro, la frequenza centrale è di 36.8 GHz. A queste specifiche corrisponde la seguente matrice degli accoppiamenti ed il

seguinte fattore di qualità esterno

$$M = \begin{bmatrix} 0 & 0.0219 & 0 & 0 \\ 0.0219 & 0 & 0.0176 & 0 \\ 0 & 0.0176 & 0 & 0.0219 \\ 0 & 0 & 0.0219 & 0 \end{bmatrix}$$

$$Q_{ei} = 43.7$$

La struttura multistrato a disposizione è sempre la stessa che si utilizza per tutti i circuiti progettati, vista la previsione di fabbricare i prototipi di tutte le strutture sulla stessa scheda. Per facilitare la lettura si riporta tale struttura nuovamente nella figura 6.1.

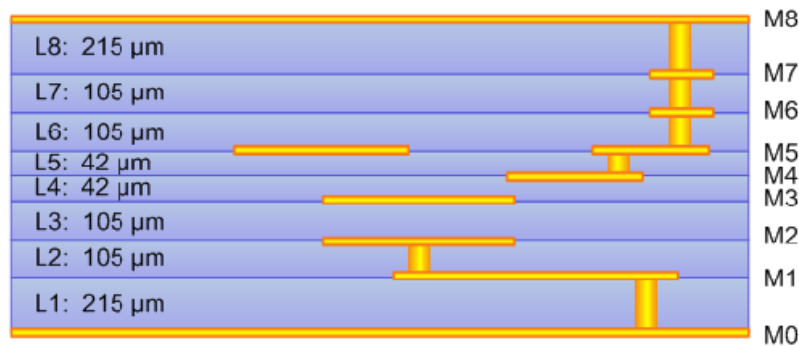
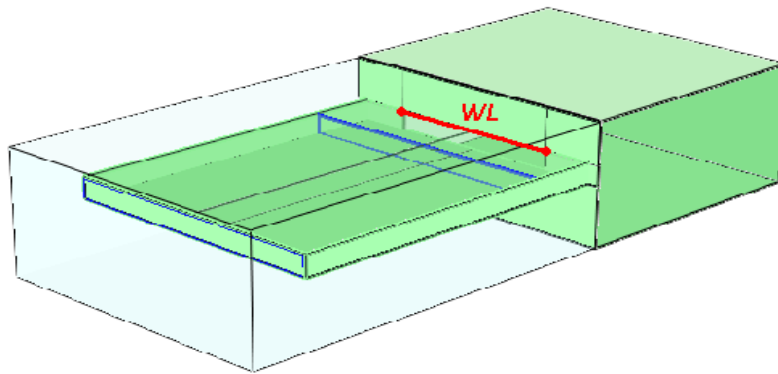


Fig. 6.1 Struttura multistrato LTCC

In prima istanza si dimensiona la cavità risonante affinché risuoni il modo fondamentale  $TE_{101}$  a 36.8 GHz. Considerando sempre la stessa  $\epsilon_r$  del substrato pari a 7.5, dalla formula (4.1) si ottiene una cavità quadrata di  $2105 \times 2105 \mu\text{m}^2$ . Per quanto riguarda l'altezza della cavità, che non determina la frequenza di risonanza, si sfrutta l'altezza di tutto il substrato ( $934 \mu\text{m}$ ) affinché il fattore di qualità a vuoto del risonatore sia il maggiore possibile (vedi nel capitolo 4 la dipendenza di  $Q_u$  da  $Q_{cond}$ ).

Successivamente si caratterizza il fattore di qualità esterno in funzione di un parametro fisico della struttura di alimentazione scelta, che si può osservare in figura 6.2.

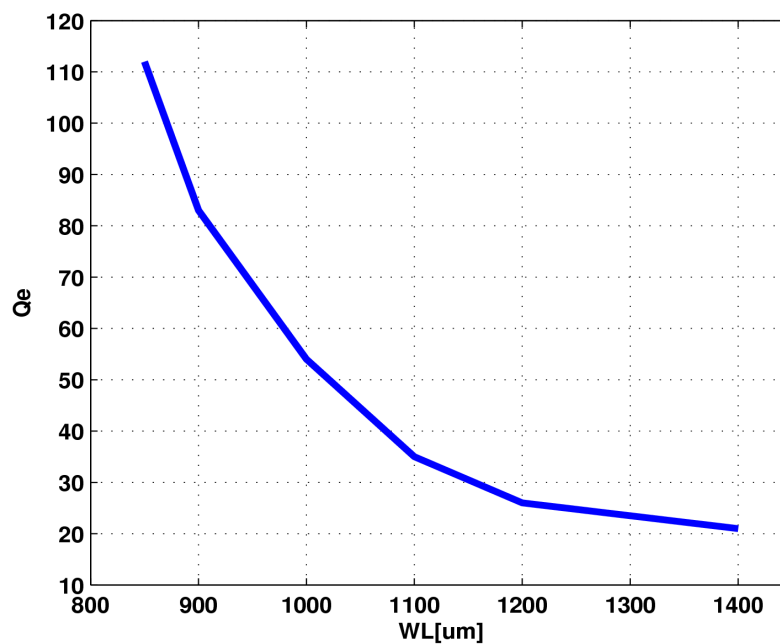
Al fine di non rendere il processo di caratterizzazione troppo oneroso in termini di tempistiche di simulazione, e prevedendo di effettuare una ottimizzazione in una fase finale, si è caratterizzata la struttura realizzata con pareti elettriche ideali.



**Fig. 6.2** Struttura di alimentazione del filtro con quattro cavità

La struttura di alimentazione è costituita da una finestra nella parete laterale della cavità, la cui larghezza  $WL$  determina il  $Q_e$ . Si alimenta attraverso guida d'onda sepolta nel substrato comprendente gli strati L5 e L6. L' altezza di tale guida d'onda perciò risulta pari a  $147 \mu\text{m}$ .

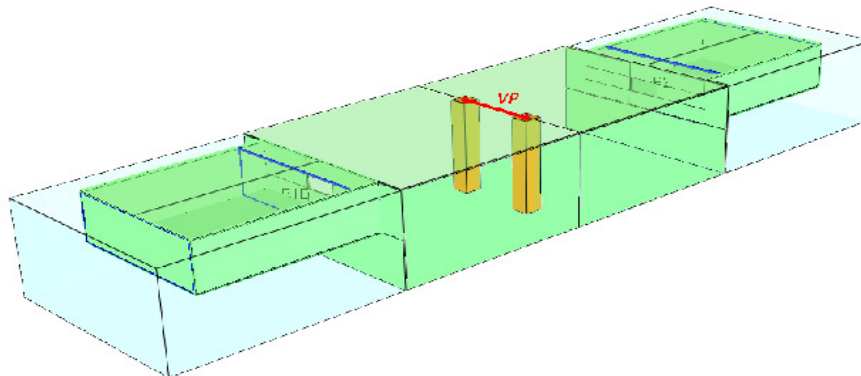
La curva della caratterizzazione del fattore di qualità esterno è mostrata in figura 6.3.



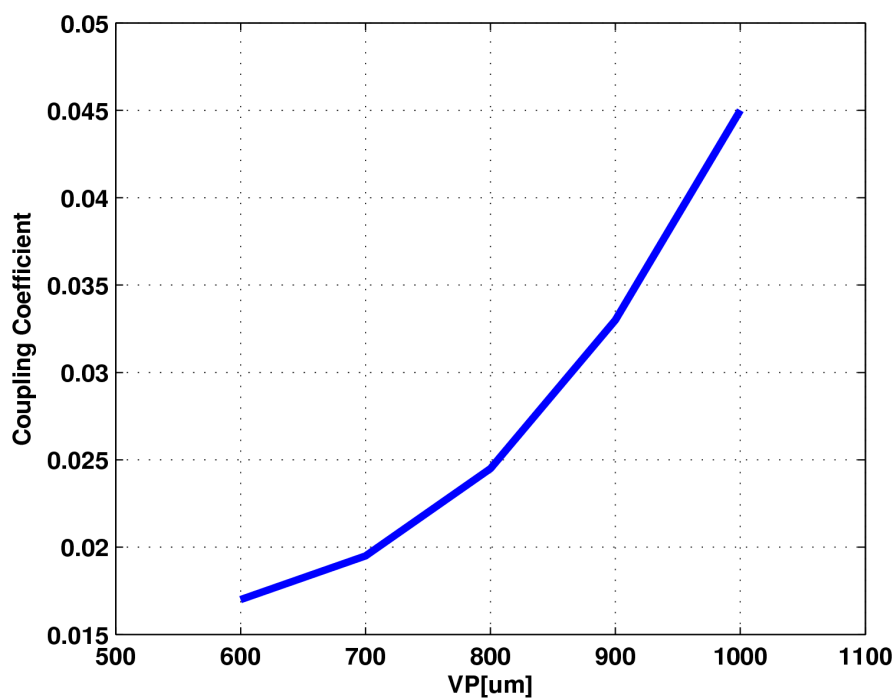
**Fig. 6.3** Curva del fattore di qualità esterno in funzione di  $WL$

Per quanto riguarda l' accoppiamento tra cavità risonanti, si sceglie una finestra induttiva realizzata con vias in maniera del tutto simile a quella utilizzata per il filtro con quattro patch (vedi capitolo 5). Per modulare il coefficiente di accoppiamento, si

modula la distanza tra i due vias della finestra  $VP$  (via pitch). Si può vedere la struttura in figura 6.4 e la curva del coefficiente di accoppiamento in funzione di  $VP$  in figura 6.5.



**Fig. 6.4** Struttura di accoppiamento mediante finestra induttiva



**Fig. 6.5** Curva del coefficiente di accoppiamento in funzione di  $VP$

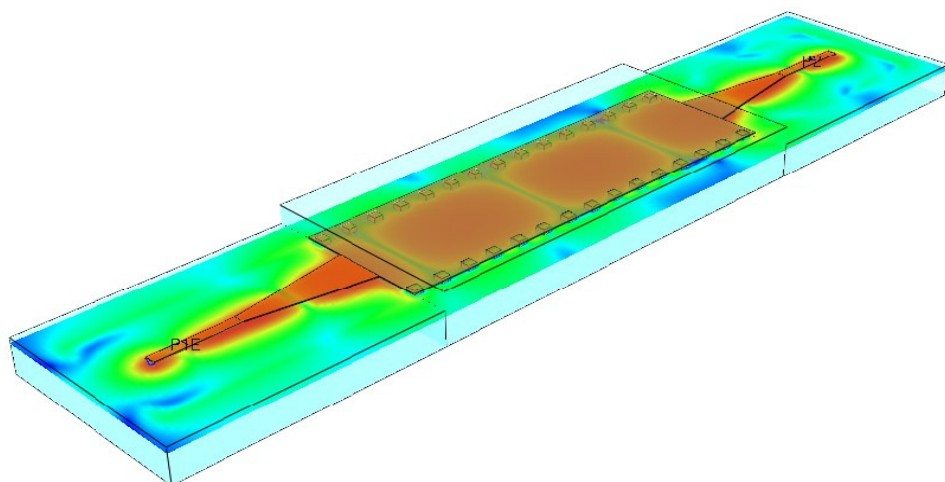
Per una prima analisi della struttura complessiva, si è scelto, in base ai risultati delle caratterizzazioni, il set di parametri riportati nella tabella 6.1.

	$Q_{e1}=43.7$	$Q_{e2}=43.7$	$M_{1,2}=0.0219$	$M_{2,3}=0.0176$	$M_{3,4}=0.0219$	$f_{res,i}=36.8$ GHz
WL	1060 $\mu\text{m}$	1060 $\mu\text{m}$	-	-	-	-
VP	-	-	750 $\mu\text{m}$	640 $\mu\text{m}$	750 $\mu\text{m}$	-
$L_i$	-	-	-	-	-	2105 $\mu\text{m}$

**Tabella 6.1**

Il processo di ottimizzazione della struttura del filtro è stato effettuato simulando la struttura reale ovvero come effettivamente viene fabbricata in LTCC. Ciò comporta che le cavità ideali vengano sostituite con cavità LTCC come quelle viste nel capitolo 4, e che la guida d'onda sepolta di alimentazione sia realizzata seguendo le regole di disegno imposte da LTCC. Per la guida d'onda valgono le stesse considerazioni fatte per le cavità nel capitolo 4, ossia che le pareti superiore ed inferiore siano realizzate attraverso piani conduttori sugli strati, e le pareti laterali siano realizzate attraverso vias.

Per poter alimentare la struttura sepolta una volta fabbricata, è necessario accedervi dall'esterno attraverso una linea microstrip. Per questo motivo è stata disegnata una transizione da microstrip a guida d'onda, che è stata inclusa nella struttura finale. Poiché tale transizione è stata progettata precedentemente a questo lavoro di tesi, se ne presentano sommariamente le curve di interesse, senza entrare nei particolari della progettazione.

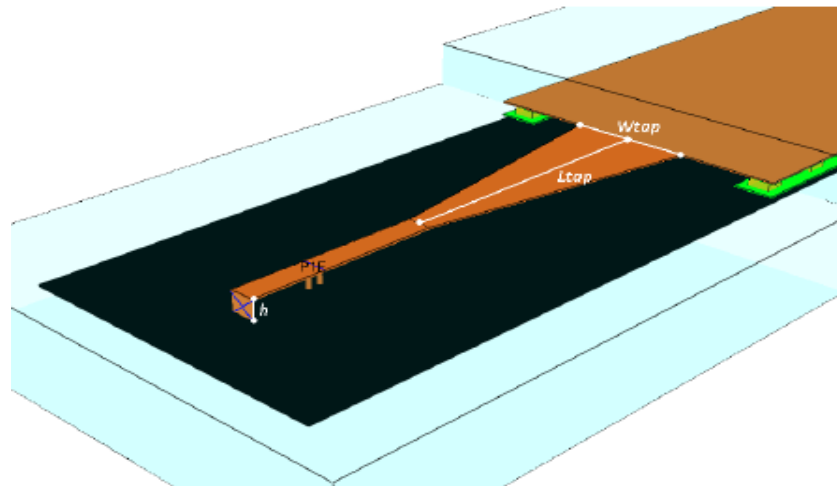


**Fig. 6.6** Transizione microstrip-guida d'onda

Nella figura 6.6 si mostra la transizione disegnata e simulata, comprendendo nell'immagine anche l'andamento del campo elettrico alla frequenza di interesse di 36.8 GHz.

Nella parte centrale si distingue la guida d' onda nel substrato realizzata con pareti laterali di vias. Alle estremità le transizioni in microstrip. Si mostra nella figura 6.7 più in dettaglio la parte in microstrip di tale struttura.

I parametri di dimensionamento di questa struttura sono: la lunghezza del taper microstrip  $L_{tap}$ , la larghezza finale del taper  $W_{tap}$ , l' altezza  $h$  della microstrip rispetto al piano conduttore posto sullo strato M4, la larghezza  $W_{MS}$  della microstrip tale che la linea risulti a  $50 \Omega$ , e la larghezza della guida d' onda sepolta  $W_{DWG}$ .

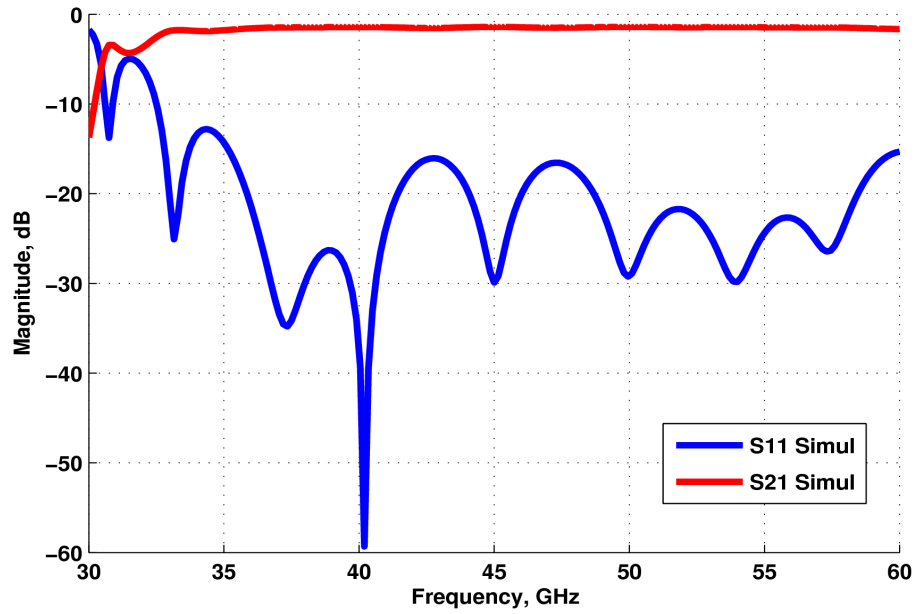


**Fig. 6.7** Transizione micrstrip-guida d'onda in dettaglio

Nella tabella 6.2 si riportano i valori finali delle dimensioni della transizione, ricavati attraverso una ottimizzazione al simulatore della struttura, affinché sia adattata nell'intorno delle frequenze di progetto dei filtri. In figura 6.8 si riportano le curve dell'ampiezza dei parametri S della struttura ottimizzata.

$L_{tap}$	$W_{tap}$	$h$	$W_{MS}$	$W_{DWG}$
2000 $\mu\text{m}$	825 $\mu\text{m}$	147 $\mu\text{m}$	165 $\mu\text{m}$	1925 $\mu\text{m}$

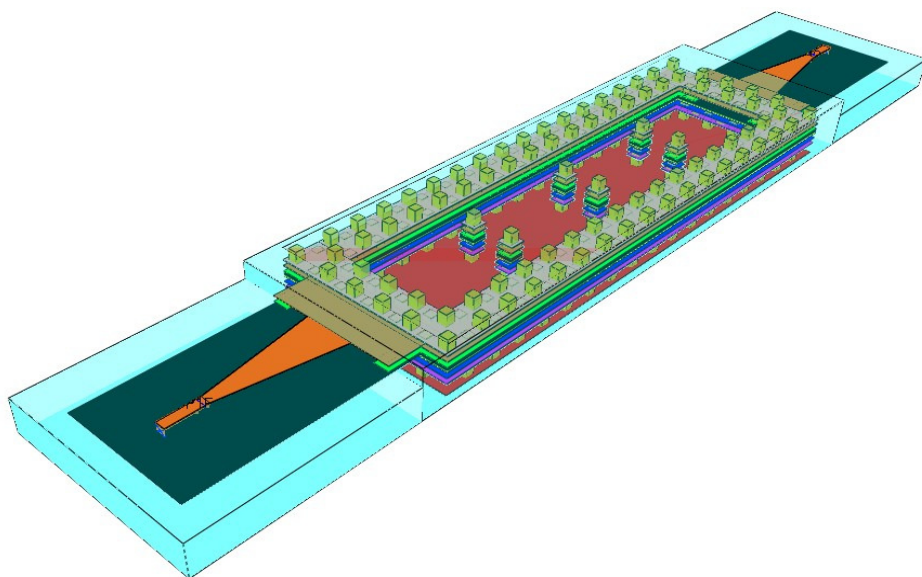
**Tabella 6.2**



**Fig. 6.8** Parametri S della transizione MS-DWG

Dai risultati finali si ottiene una transizione con un adattamento di circa 25 dB nell'intorno di 36.8 GHz, con una lunghezza della guida d'onda di 7 mm.

La risposta del filtro completo (figura 6.9) viene mostrata nelle figure 6.10, 6.11, 6.12, che riportano rispettivamente i parametri S del filtro non ottimizzato, del filtro ottimizzato ed infine del filtro ottimizzato comprendendo le perdite nel dielettrico e nei conduttori.



**Fig. 6.9** Struttura del filtro con quattro cavità completa

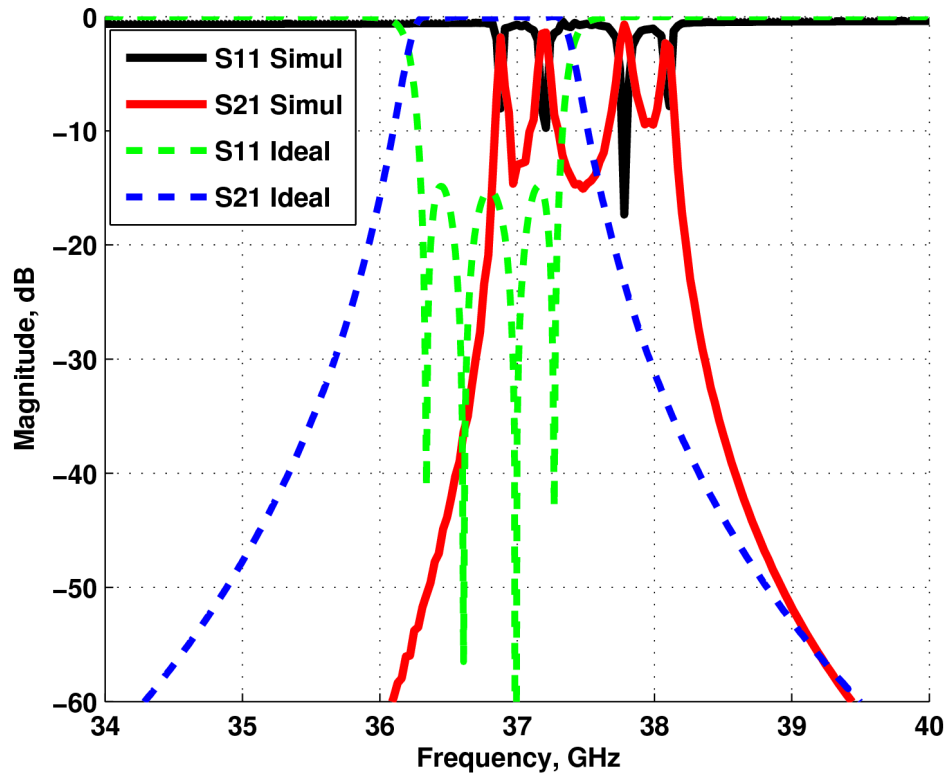


Fig. 6.10 Curve delle ampiezze dei parametri S del filtro non ottimizzato

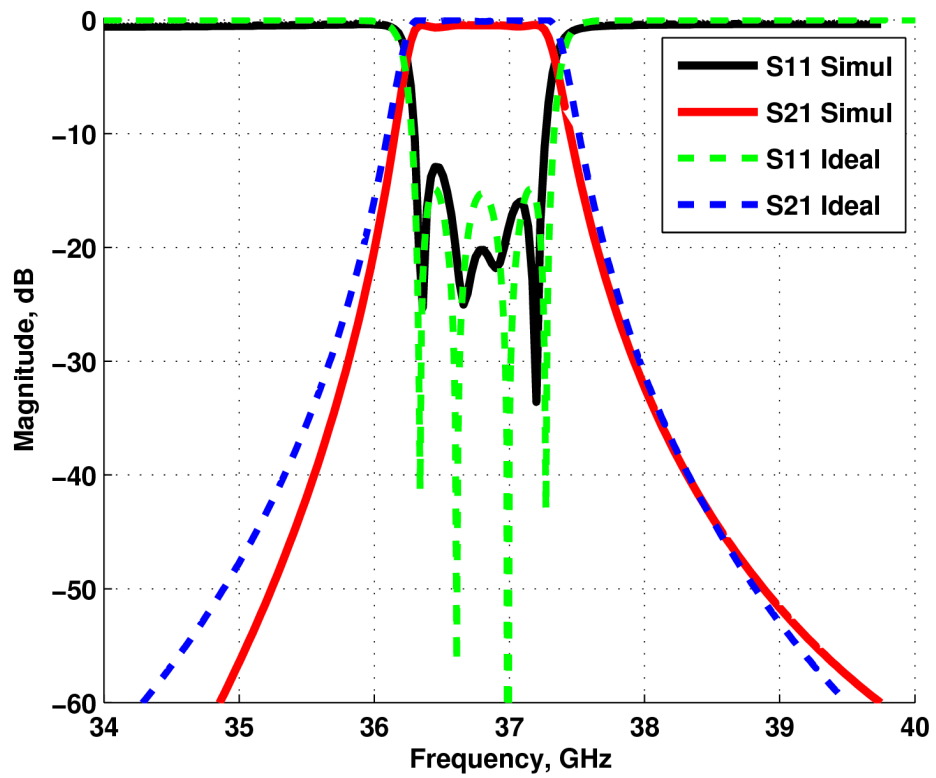


Fig. 6.11 Curve delle ampiezze dei parametri S del filtro ottimizzato



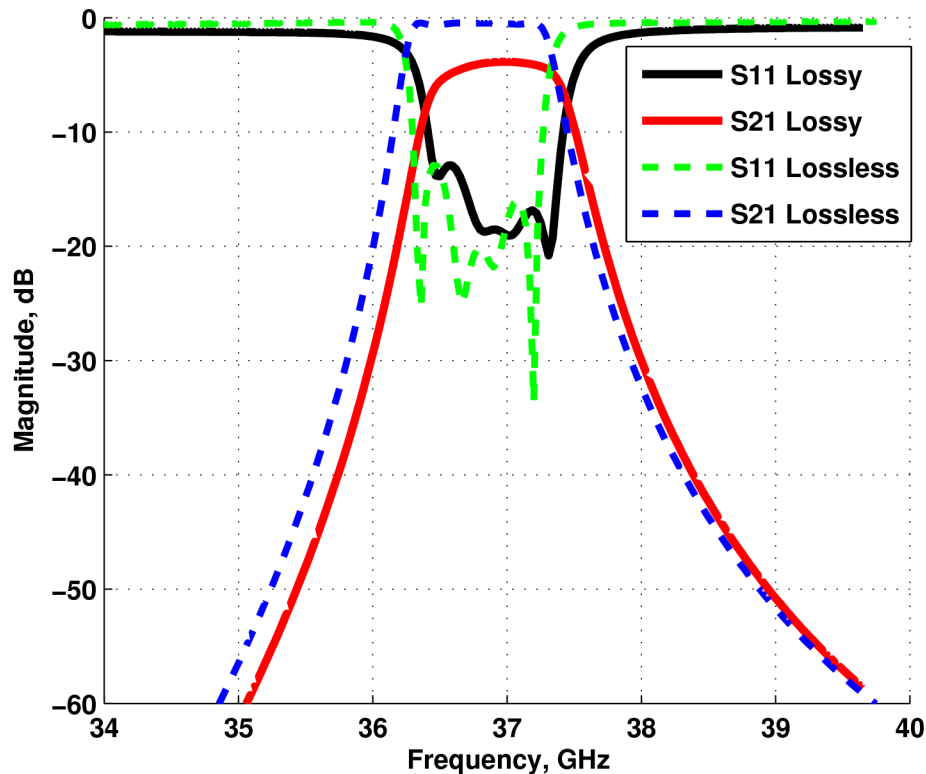


Fig. 6.12 Curve delle ampiezze dei parametri S del filtro includendo le perdite

Per l'ottimizzazione del filtro si è proceduto come in tutti gli altri casi. Un particolare di cui si è tenuto conto è che la alimentazione con guida d'onda in LTCC cambia sensibilmente rispetto a quella con guida d'onda ideale in quanto la finestra del caso ideale si trasforma in una finestra realizzata con due vias in LTCC. Questo porta ad una variazione della distanza tra i due vias rispetto all'apertura della finestra ideale  $WL$  di  $300 \mu\text{m}$  (a parità circa di fattore di qualità esterno). Per tutti gli altri parametri le variazioni delle dimensioni, dopo l'ottimizzazione, rimangono dell'ordine di poche decine di  $\mu\text{m}$ .

Le curve delle ampiezze dei parametri S della struttura ottimizzata senza perdite sono circa in accordo con quelle ideali. Si è ottenuto un adattamento minimo di 13 dB a circa 36.45 GHz.

Si riscontra una riduzione della larghezza di banda, aggiungendo le perdite nei conduttori e nel dielettrico, nonché uno spostamento della frequenza centrale di circa 150 MHz in alta frequenza. Anche in questo caso perciò, come per il filtro con quattro risonatori patch, si può procedere ad una ulteriore fase di ottimizzazione della risposta in frequenza effettuando delle analisi Full Wave includendo le perdite.

Come già detto, quando sia necessario includere il filtro nel sistema transceiver finale è opportuno effettuare la suddetta ulteriore ottimizzazione. In questo contesto,

dove si sta valutando il comportamento della tecnologia rispetto alle varie strutture disegnate, si è deciso di non apportare ulteriori modifiche ai circuiti.

La perdita di inserzione a centobanda ottenuta è pari a 3.86 dB a cui però si devono sottrarre le perdite introdotte dalla transizione più la guida d'onda, che calcolate sono pari a 0.96 dB. Perciò al netto di tale struttura aggiunta si ha una perdita data dal filtro di circa 2.9 dB. Utilizzando la formula (4.5) a tale valore corrisponde un  $Q_u$  pari approssimativamente a 250, un poco inferiore a quello dei risonatori patch utilizzati per i primi due filtri presentati nel capitolo 5.

Infine si riportano nella seguente tabella i valori finali dei parametri ottimizzati

	Dimensioni ottimizzate [ $\mu\text{m}$ ]	Dimensioni originali [ $\mu\text{m}$ ]
$WL_1$	1360	1060
$WL_4$	1360	1060
$VP_{1,2}$	720	750
$VP_{2,3}$	650	640
$VP_{3,4}$	720	750
$L_1$	2125	2105
$L_2$	2150	2105
$L_3$	2150	2105
$L_4$	2125	2105

**Tabella 6.3**

## 6.2 Filtro alimentato attraverso guida WR-28

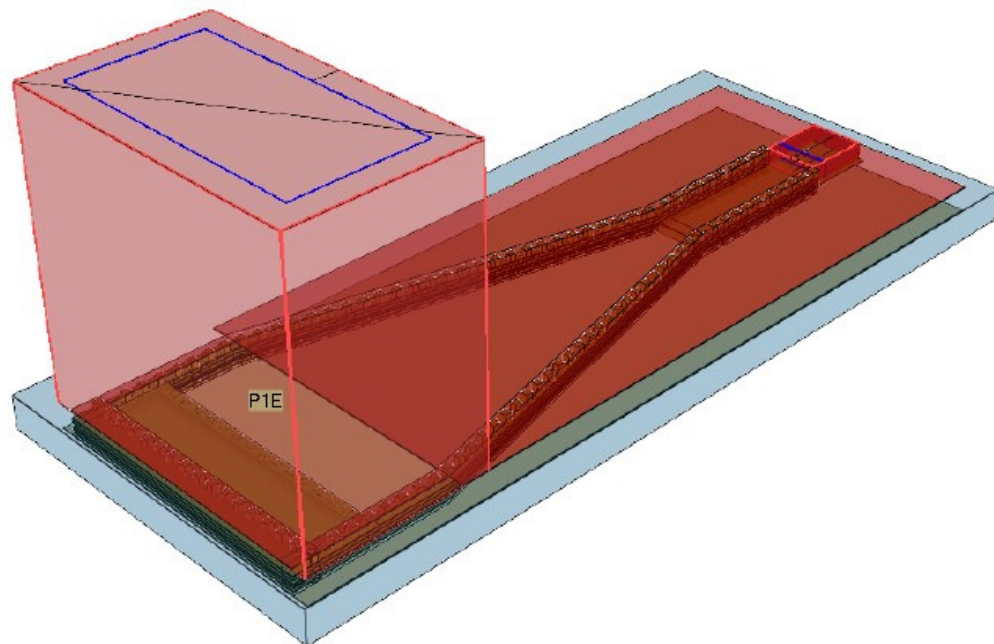
Tutti i filtri presentati in questo lavoro sono il risultato di una investigazione sui meriti e demeriti che ogni configurazione proposta offre nel caso di introdurre tali strutture nel sistema tranceiver a cui si fa riferimento nel capitolo 1. Al termine di tale ricerca verrà effettuata una scelta della struttura più adeguata da inserire nel circuito complessivo. In particolare uno tra i filtri presentati (e tra altri progettati non nel contesto di questo lavoro di tesi) sarà scelto per essere inserito in ingresso (dopo l' antenna) al Down Converter, e in uscita (prima dell'antenna) all' Up Converter.

L' antenna di trasmissione/ricezione dell'intero sistema è connessa al front-end attraverso una guida d' onda ripiena d' aria WR-28. Le dimensioni della guida sono di

0.28 x 0.14 inches<sup>2</sup> che corrispondono nel Sistema Internazionale a 7112 x 3556 μm<sup>2</sup>. Si comprende come tali dimensioni siano ben maggiori di quelle delle strutture viste, dovuto ad una grande differenza di valore tra la  $\epsilon_r$  dell'aria (1) e quella del substrato LTCC utilizzato (7.5) Questo rende necessario il progetto di una transizione da guida d'onda a guida d'onda nel substrato. Una possibilità è quella disegnata e mostrata nella figura 6.13.

Questa soluzione comporta due grossi svantaggi:

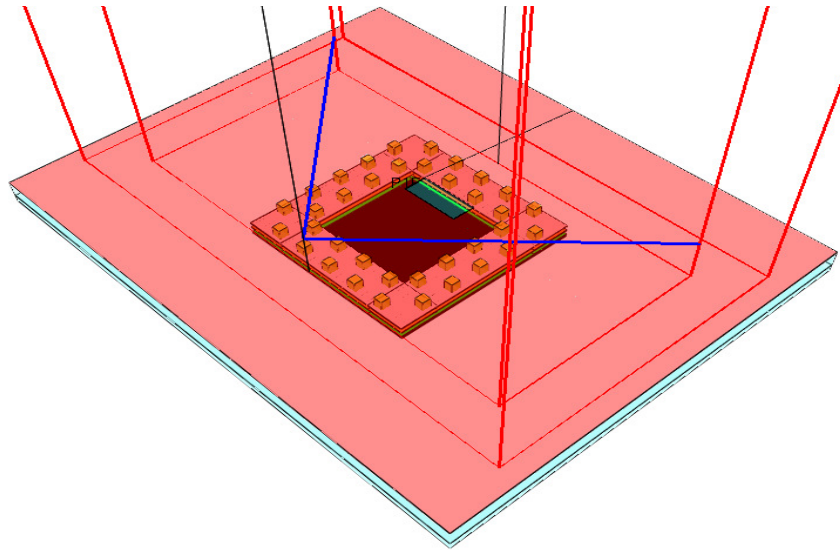
- Perdite di inserzione aggiunte al sistema
- Perdita di compattazione



**Fig. 6.13** Transizione da WR-28 a guida d'onda nel substrato LTCC

Per evitare l' utilizzo di una transizione come quella proposta, è stato pensato di connettere direttamente la guida d' onda WR-28 al filtro di ingresso/uscita.

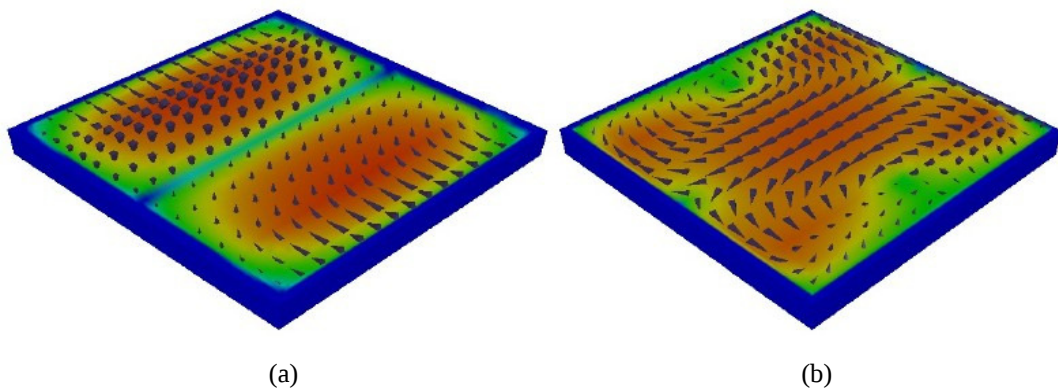
Come struttura di riferimento si è utilizzata quella del filtro con quattro cavità presentato nel paragrafo 6.1. Inoltre si sono volute mantenere le specifiche del filtro inalterate. Valgono perciò la stessa matrice degli accoppiamenti e lo stesso fattore di qualità esterno riportati nel paragrafo precedente.



**Fig. 6.14** Guida d' onda WR-28 accoppiata alla cavità risonante sepolta

Il primo passo effettuato è stato quello di connettere direttamente la guida d' onda WR-28 ad una cavità delle dimensioni di quelle utilizzate nel filtro, ovvero di  $2105 \times 2105 \mu\text{m}^2$ , con altezza pari a quella dell'intero substrato (figura 6.14), per valutare il comportamento della struttura di alimentazione e soprattutto per determinare se si possono ottenere i valori di  $Q_e$  richiesti dalle specifiche (43.7).

Come si può osservare nell'immagine 6.14, si è creato uno slot nella parete superiore della cavità dove il campo magnetico del modo  $\text{TE}_{101}$  è massimo. Nonostante ciò, anche aprendo lo slot per tutta la larghezza della cavità, non si riesce ad ottenere un livello di accoppiamento tale da ricavare il valore di  $Q_e$  di interesse.

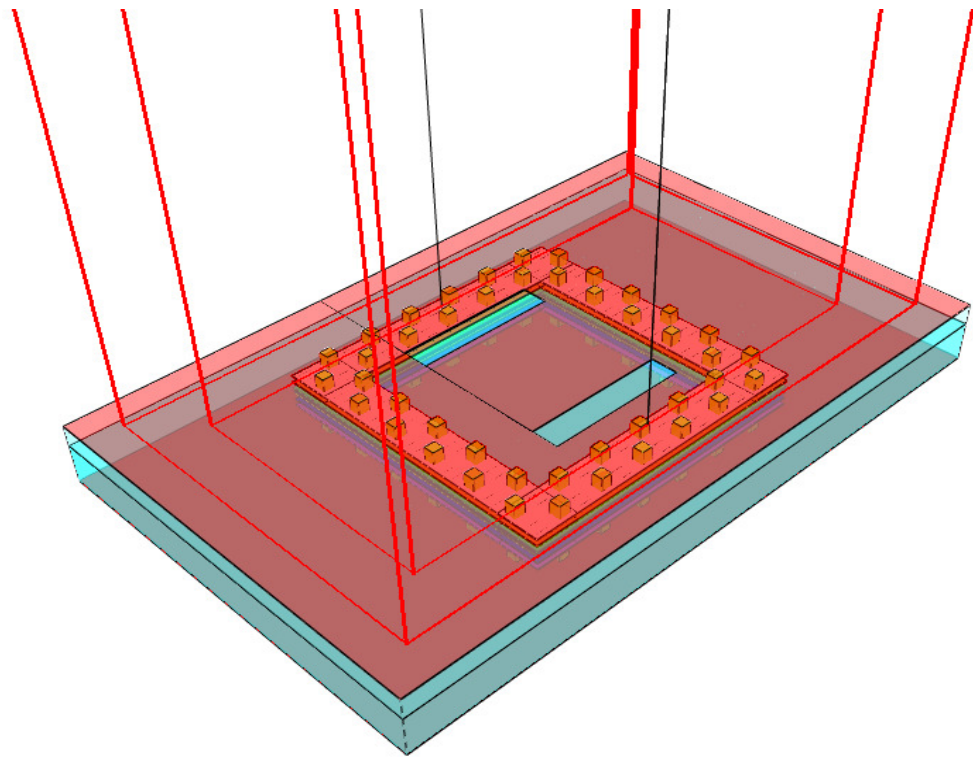


**Fig. 6.15** Andamento del campo elettrico (a) e del campo magnetico (b) nel modo risonante  $\text{TE}_{201}$

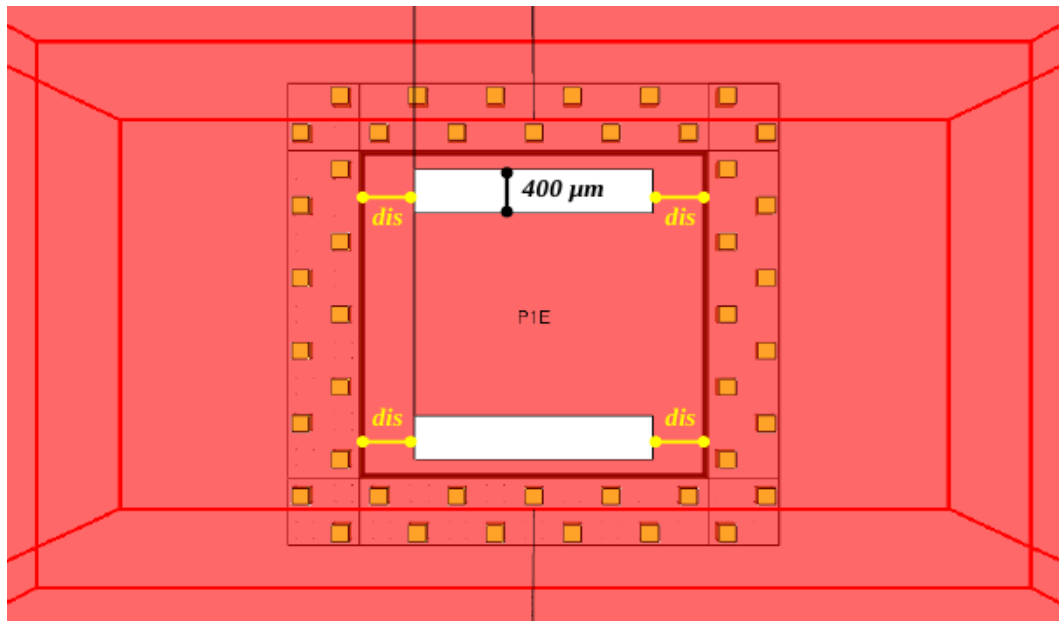
Vista la notevole differenza tra la superficie superiore della cavità e la superficie corrispondente all'apertura della guida d'onda che si affacciano l'una all'altra, e la conseguente difficoltà nell'ottenere un buon accoppiamento tra le due strutture, è stato pensato di aumentare le dimensioni della cavità e di sfruttare un modo di risonanza superiore della cavità, che risuoni a 36.8 GHz. In particolare si è sfruttato il modo  $TE_{201}$ , del quale se ne può apprezzare l'andamento del campo elettrico e del campo magnetico in figura 6.15, e attraverso la formula (4.1) si è ottenuto un lato della nuova cavità quadrata pari a  $3328 \mu\text{m}$ .

Con la struttura di alimentazione mostrata in figura 6.16, si riescono ad ottenere valori del fattore di qualità esterno che vanno ben al di sotto del 43.7 richiesto, lasciando perciò anche margine per ritoccare tale alimentazione in fase di ottimizzazione.

Gli slot creati sulla superficie superiore della cavità sono posizionati nel punto dove il campo magnetico nella cavità è massimo. In particolare, come si può vedere, sono larghi  $400 \mu\text{m}$  e distanti  $200 \mu\text{m}$  dai pad conduttivi dei vias superiori ed inferiori.



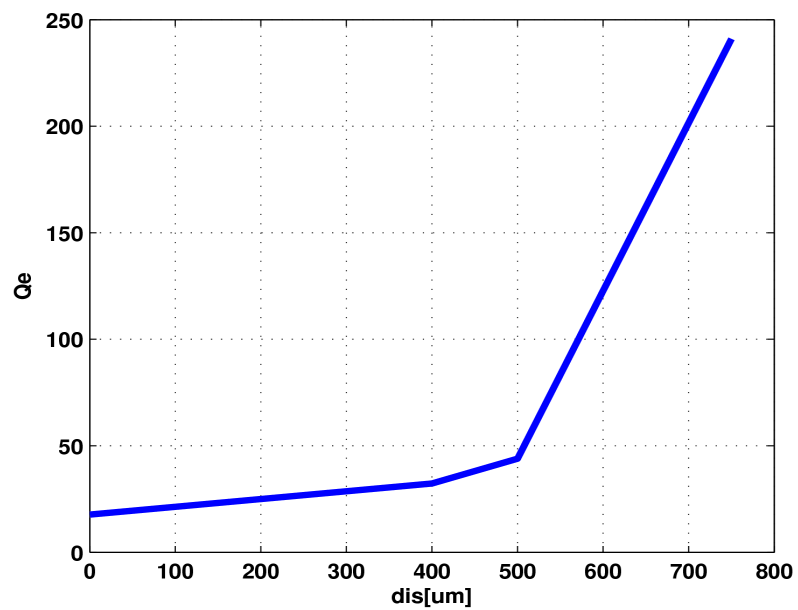
(a)



(b)

**Fig. 6.16** (a) Guida d' onda WR-28 accoppiata alla cavità risonante sepolta (b) Struttura di alimentazione

Il parametro che si modula allo scopo di variare il fattore di qualità esterno è la distanza *dis* tra gli slot ed i pad dei vias laterali, che corrisponde a variare la lunghezza di tali slot. La curva del  $Q_e$  in funzione della distanza *dis* è mostrata in figura 6.17.



**Fig. 6.17** Curva del fattore di qualità esterno in funzione della distanza *dis*

L' idea è quella di sostituire la prima cavità del filtro precedentemente realizzato

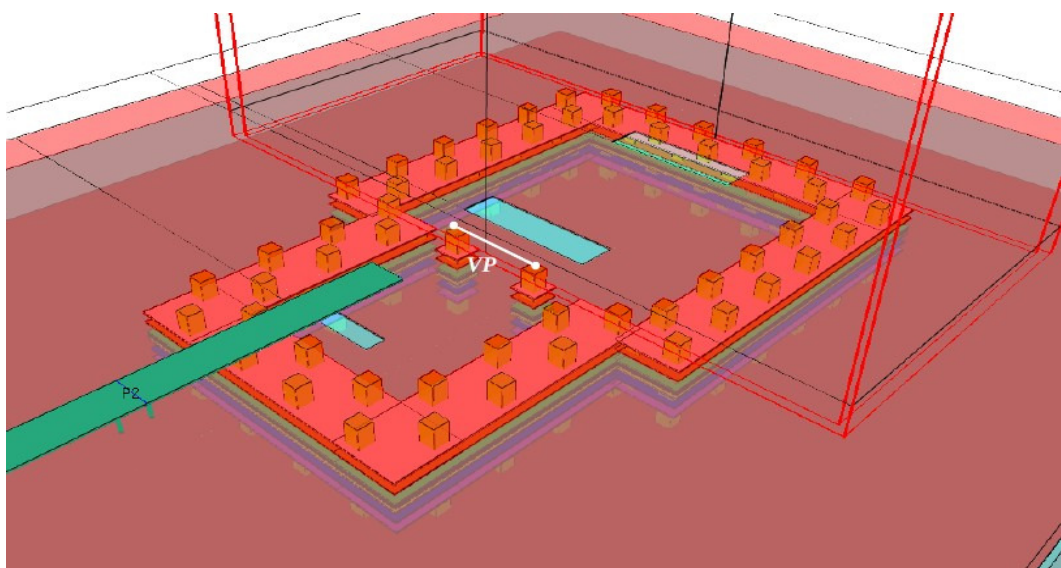
con la nuova cavità di maggiori dimensioni e dove risuoni un modo superiore. Perciò, una volta caratterizzata la struttura di alimentazione, resta da caratterizzare l'accoppiamento tra la nuova cavità ( $TE_{201}$ ) e la cavità più piccola ( $TE_{101}$ ) di cui è composto tutto il resto del filtro.

Nella figura 6.18 si possono apprezzare le due cavità accoppiate. La struttura di accoppiamento scelta è la solita finestra realizzata con vias.

La caratterizzazione del coefficiente di accoppiamento in questo caso risulta più laboriosa rispetto a quelle effettuate fino a questo punto, poiché le due cavità sono fisicamente distinte, per cui la struttura è fortemente asimmetrica.

Mentre nel caso di strutture simmetriche accoppiate, pur non conoscendo con esattezza la frequenza di risonanza di ambo i risonatori, si può affermare con certezza che tali frequenze sono le stesse in ambo i risonatori (caso sincrono), lo stesso non si può dire nel caso di strutture asimmetriche come quella proposta. Non solo non si può conoscere la frequenza di risonanza dei risonatori, ma oltretutto non è garantita la sincronia, in quanto la struttura di accoppiamento modifica fisicamente ognuno dei due risonatori in maniera distinta.

A qualsiasi variazione del un parametro nella struttura di accoppiamento, nel caso di simmetria, coincide la stessa variazione di frequenza di risonanza per ambo i risonatori. Nel caso asimmetrico invece le frequenze di risonanza dei due risonatori variano diversamente rispetto a variazioni della struttura di accoppiamento. Allo scopo di calcolare il coefficiente di accoppiamento, smette di valere, quindi, la formula (3.14) che vale solo per il caso sincrono.



**Fig. 6.18** Struttura di accoppiamento tra le due cavità di diverse dimensioni

Sviluppando dalle stesse ipotesi fatte nel caso sincrono, si può arrivare ad una formula per il calcolo del coefficiente di accoppiamento tra due risonatori che non risuonino alla stessa frequenza [7]. Tale formula implica però che si conoscano a priori le frequenze di risonanza di ognuno dei due risonatori.

Nel caso qui analizzato non si conoscono esattamente la frequenze di risonanza delle due cavità. Si è dovuto procedere in altro modo a partire da alcune considerazioni.

Accoppiando due risonatori identici, la curva del parametro  $S_{21}$  che si ottiene dall'analisi Full Wave dà una informazione sulla posizione delle due frequenze caratteristiche. Se si vanno variando le dimensioni di uno solo dei due risonatori, senza toccare l'accoppiamento (e quindi variando una frequenza di risonanza rispetto all'altra), ci si accorge che le due frequenze caratteristiche tendono ad allontanarsi rispetto al caso sincrono. Si è perciò proceduto, ad ogni variazione del parametro di accoppiamento, ad effettuare una serie di simulazioni variando le dimensioni di uno dei due risonatori, e lasciando invariata la struttura di accoppiamento. Ciò che si ottiene è un gruppo di curve come quelle rappresentate in figura 6.19 dove se ne può distinguere una in cui le due frequenze caratteristiche hanno una distanza minima in frequenza.

Per le considerazioni sopra fatte, tale curva è quella per cui i due risonatori risuonano alla stessa frequenza. Per calcolare il coefficiente di accoppiamento si può quindi utilizzare la formula (3.14) valida per il caso sincrono, applicandola alla curva dove le due frequenze caratteristiche sono a distanza minima.

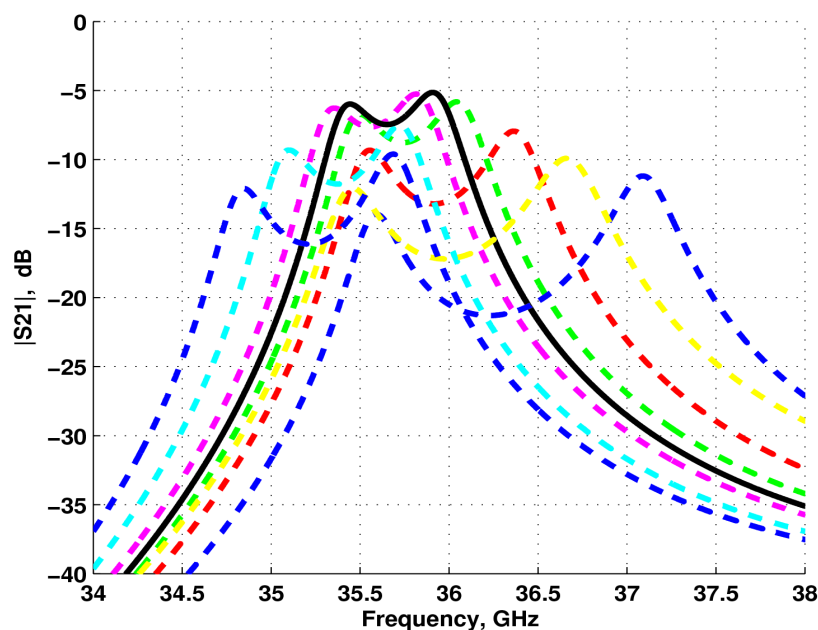
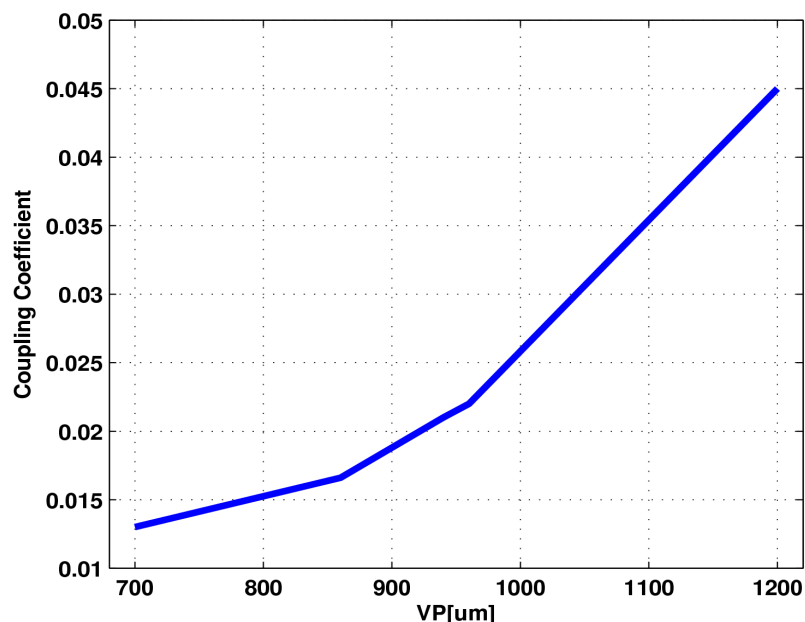


Fig. 6.19 Gruppo di curve dei parametri S dati da una variazione di un risonatore tra i due accoppiati



Non si riportano i grafici di tutti i gruppi di curve corrispondenti ad ogni variazione della struttura di accoppiamento. Si riporta solo la curva caratteristica finale (figura 6.20) del coefficiente di accoppiamento in funzione del via pitch  $VP$ , estratta attraverso l'analisi sopra descritta.



**Fig. 6.20** Curva caratteristica del coefficiente di accoppiamento tra le due distinte cavità in funzione di  $VP$

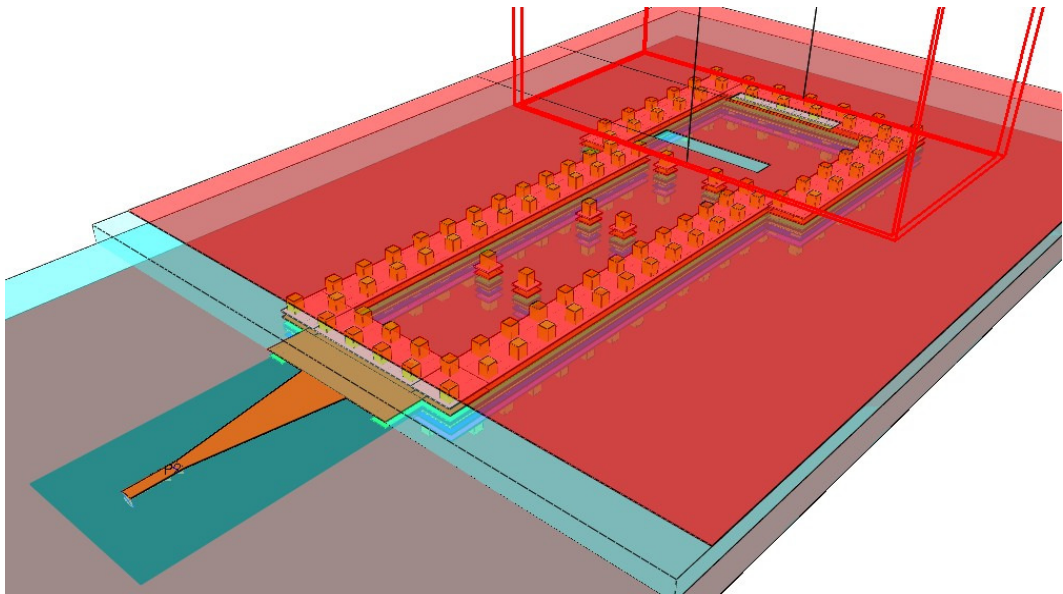
L'immagine del filtro finale, dopo avere sostituito la prima cavità del filtro originale con la nuova disegnata, viene riportata in figura 6.21.

Il set di parametri iniziale si riporta nella tabella qui di seguito

	$Q_{e1}=43.7$	$Q_{e2}=43.7$	$M_{1,2}=0.0219$	$M_{2,3}=0.0176$	$M_{3,4}=0.0219$	$f_{res,i}=36.8$ GHz
<i>dis</i>	500 $\mu\text{m}$	-	-	-	-	-
<i>WL</i>	-	1360 $\mu\text{m}$	-	-	-	-
<i>VP</i>	-	-	960 $\mu\text{m}$	650 $\mu\text{m}$	720 $\mu\text{m}$	-
$L_1$	-	-	-	-	-	3328 $\mu\text{m}$
$L_2$	-	-	-	-	-	2150 $\mu\text{m}$
$L_3$	-	-	-	-	-	2150 $\mu\text{m}$
$L_4$	-	-	-	-	-	2125 $\mu\text{m}$

**Tabella 6.4**

Naturalmente la maggior parte dei parametri viene ripresa dalle dimensioni finali del filtro originale già ottimizzato. Questo permette di ridurre notevolmente il numero di analisi Full Wave che si devono effettuare per l'ottimizzazione. Infatti il filtro risulta ottimizzato praticamente per intero eccetto che per le dimensioni della cavità più grande, per l'accoppiamento  $M_{1,2}$  tra la nuova cavità e quella adiacente ad essa, e per la struttura di alimentazione.



**Fig. 6.21** Struttura finale del filtro progettato

Modificare questa struttura è risultato tutt'altro che semplice, a causa di una grossa deriva in frequenza della nuova cavità. È stato necessario aumentare di qualche centinaio di  $\mu\text{m}$  (vedi la tabella 6.5 con le dimensioni ottimizzate) il lato di tale cavità.

Si è riscontrato inoltre una forte dipendenza del fattore di qualità esterno al variare delle dimensioni della cavità. Per questo tale struttura è stata ritoccata non solo variando il parametro  $dis$  anch'esso di qualche centinaio di  $\mu\text{m}$ , ma anche cambiando la distanza tra i due slot che è passata da 1848  $\mu\text{m}$  a 1748  $\mu\text{m}$  (ossia ognuno di essi è distante dai pad delle pareti della cavità non più 200  $\mu\text{m}$  ma 250  $\mu\text{m}$ ).

Viste le difficoltà incontrate in un primo momento, per l'ottimizzazione in questo caso, ci si è serviti di un estrattore dei coefficienti di accoppiamento e delle frequenze di risonanza a partire dalle curve dei parametri S ottenute nelle simulazioni, basato sul metodo di Cauchy [25,26].

Nella tabella 6.5 si riportano i valori della struttura ottimizzata.

	Dimensioni ottimizzate [ $\mu\text{m}$ ]	Dimensioni originali [ $\mu\text{m}$ ]
$dis_1$	100	500
$WL_4$	1360	1360
$VP_{1,2}$	680	960
$VP_{2,3}$	690	650
$VP_{3,4}$	760	720
$L_1$	3820	3328
$L_2$	2160	2150
$L_3$	2150	2150
$L_4$	2125	2125

**Tabella 6.5**

Nelle figure 6.22, 6.23, 6.24, si apprezzano le curve delle ampiezze dei parametri S della struttura non ottimizzata, ottimizzata ed infine includendo le perdite.

Si osservano ancora una volta delle curve della struttura ottimizzata circa in accordo con quelle ideali per ciò che concerne la frequenza di centrobanda e la larghezza di banda. L'adattamento minimo ottenuto è pari a 12 dB rispetto ai 15 dB di progetto.

Il valore della perdita di inserzione a centrobanda, ricavato dalla curva dell'ampiezza del parametro  $S_{21}$  del filtro con perdite, è pari a 3.4 dB, del tutto paragonabile a quello del filtro originale, al netto della transizione presente sull'ingresso in guida d'onda nel substrato.

La metodologia di progetto con cui si è proceduto a progettare questo filtro è quella che si reputa la più idonea laddove si vogliono disegnare strutture in cui sono presenti delle asimmetrie tipo quella appena vista.

Se fossimo voluti arrivare ad una soluzione ottimizzata partendo da una sintesi che comprendesse già la cavità-transizione, il processo di ottimizzazione avrebbe richiesto notevoli sforzi da parte del progettista. Avere invece a disposizione una struttura già ottimizzata permette di concentrarsi in una seconda fase solo nel modificare le dimensioni del nuovo risonatore, della cavità ad esso adiacente e della struttura di accoppiamento tra i due.

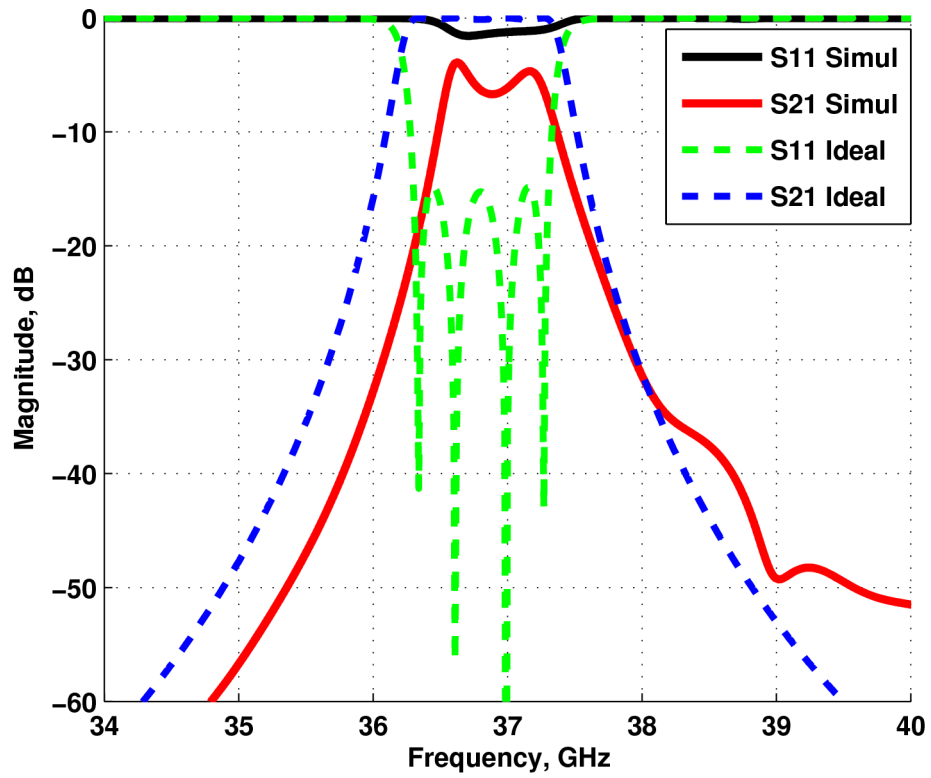


Fig. 6.22 Risposta del filtro non ottimizzato

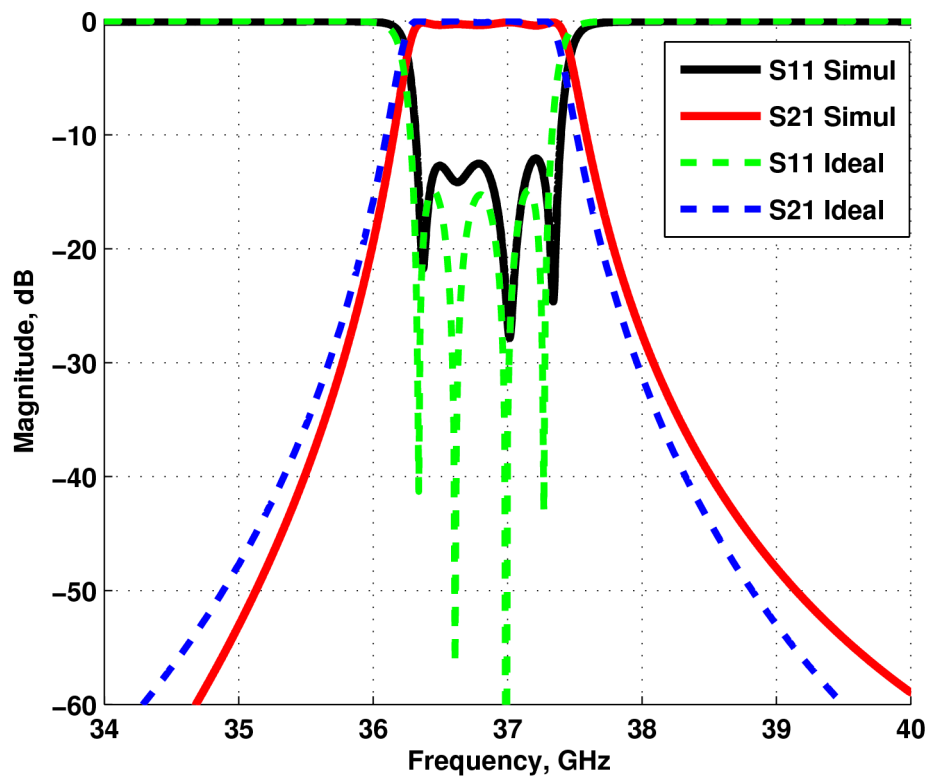


Fig. 6.23 Risposta del filtro ottimizzato senza perdite

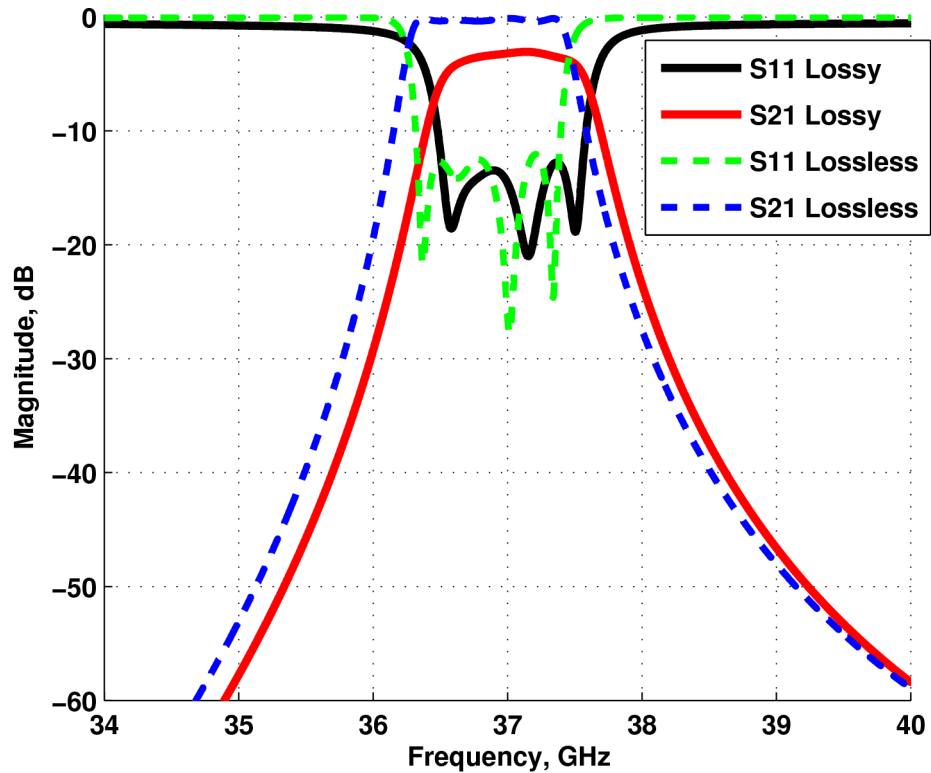


Fig. 6.24 Risposta del filtro ottimizzato con perdite

### 6.3 Filtro quasi ellittico con quattro cavità

Allo scopo di rendere maggiormente selettiva la risposta di un filtro, si può pensare di inserire nella risposta degli zeri in trasmissione così da sintetizzare una risposta quasi ellittica.

La risposta che si è cercato di sintetizzare con il filtro che si presenta in questa sezione è mostrata in figura 6.25. Si tratta di un filtro del quarto ordine centrato a 36.8 GHz, con un adattamento in banda di 20 dB ed una banda normalizzata del 3%. Fuori banda è richiesto una attenuazione di -35 dB fino a 35.8 GHz e a partire da 37.8 GHz.

La matrice degli accoppiamenti ed il fattore di qualità esterno associati a tale risposta sono i seguenti

$$M = \begin{bmatrix} 0 & 0.0249 & 0 & -0.004 \\ 0.0249 & 0 & 0.0215 & 0 \\ 0 & 0.0215 & 0 & 0.0249 \\ -0.004 & 0 & 0.0249 & 0 \end{bmatrix}$$

$$Q_{ei} = 33.8$$

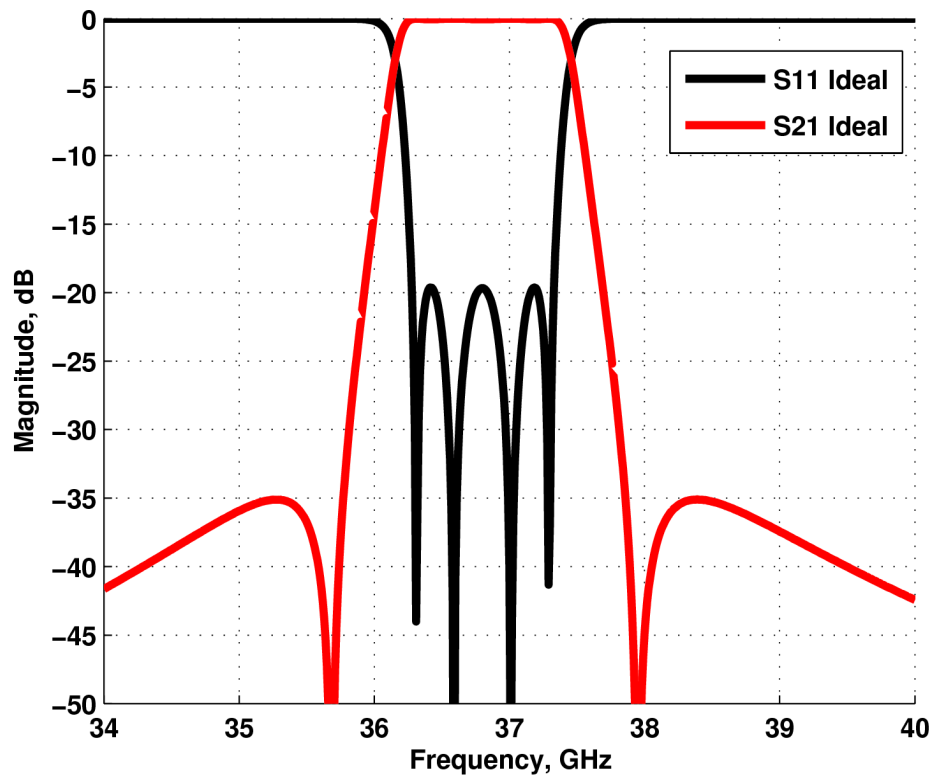


Fig. 6.25 Risposta del filtro con zeri in trasmissione ideale

Rispetto alle matrici degli accoppiamenti viste fino ad ora, si nota che appare un coefficiente di accoppiamento  $M_{1,4}/M_{4,1}$  non nullo tra il primo ed il quarto risonatore. La topologia di tale filtro quindi non è più quella “in linea” vista nelle precedenti strutture; questa presenta un accoppiamento tra risonatori non adiacenti. Il concetto lo si può schematizzare come nella seguente figura

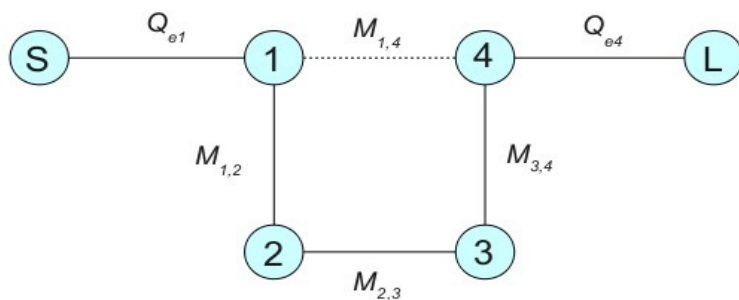
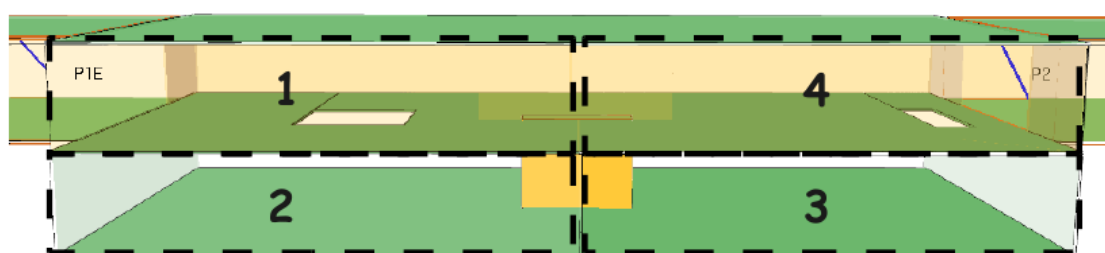


Fig 6.26 Schema concettuale degli accoppiamenti per il filtro con zeri in trasmissione

Qualitativamente si può capire perché è necessario tale accoppiamento se si considera il fatto che a certe frequenze (quelle corrispondenti agli zeri in trasmissione) è necessario che vi sia un annullamento del campo elettromagnetico. E' perciò evidente che il campo che percorre il cammino 1 - 4 debba interferire distruttivamente con il campo che percorre il cammino 1 - 2 - 3 - 4. Si comprende perciò anche il segno negativo dell'accoppiamento  $M_{1,4}$  che indica una opposizione di fase.

La soluzione vista nel primo filtro presentato in questo capitolo, composto da quattro cavità in linea, ognuna alta l'intero spessore del substrato, non si adatta allo scopo di realizzare accoppiamenti tra cavità non adiacenti.

E' stato scelto perciò di dimezzare l'altezza di ogni cavità, seppur a scapito del fattore di qualità a vuoto di ogni risonatore, così da poter sovrapporre due cavità contigue. Questo permette di poter disegnare una struttura dove la seconda cavità è sottoposta alla prima, la terza adiacente alla seconda, la quarta sovrapposta alla terza ed al contempo adiacente alla prima, come si vede nella figura 6.27.



**Fig 6.27** Quattro cavità ideali nella configurazione topologica proposta per il filtro con zeri in trasmissione

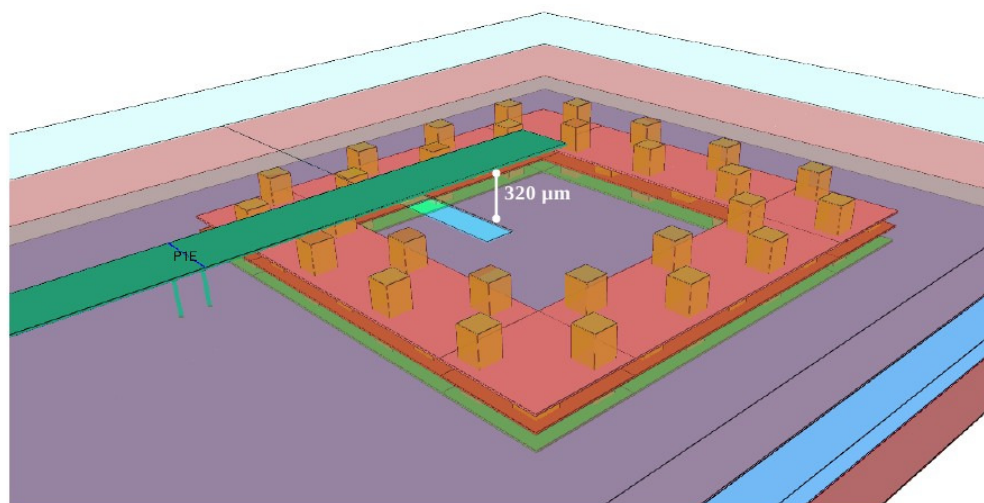
Il dimensionamento delle quattro cavità è il medesimo effettuato, attraverso la formula (4.1), per il primo filtro presentato nel capitolo. Perciò il lato della cavità rimane invariato di 2105  $\mu\text{m}$ , essendo il modo risonante sfruttato il  $\text{TE}_{101}$ . Come già anticipato, l'altezza di ogni cavità è pari a quella di metà del substrato, ossia 467  $\mu\text{m}$ .

Per quanto riguarda la struttura di alimentazione, è stato scelto di adottarne una distinta rispetto alle precedenti viste fino ad ora.

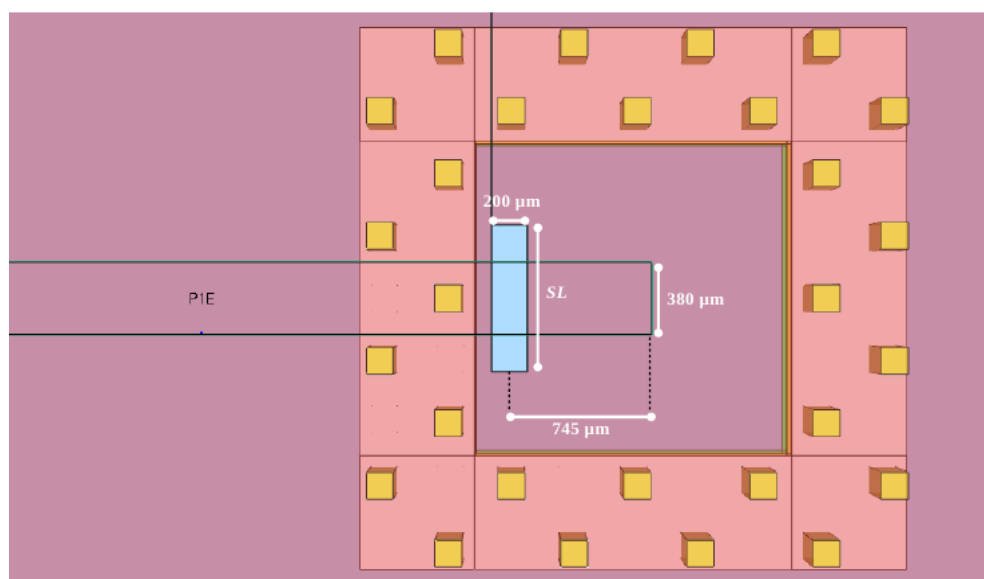
E' previsto che il filtro di ingresso/uscita del sistema tranceiver sia connesso al resto del sistema a valle/monte attraverso una linea in microstrip. Si è pensato perciò di realizzare un tipo di alimentazione del circuito che comprendesse questo tipo di linea. Inoltre, così facendo, alla ora di realizzare il prototipo non è necessario progettare una transizione con la quale poter accedere alla struttura sepolta, estendendosi la linea microstrip sulla superficie esterna del substrato.

La figura 6.28 mostra la struttura di alimentazione disegnata.

Lo strato di dielettrico (con la stessa permittività elettrica di tutti gli altri strati) che si sovrappone alla struttura multistrato utilizzata ha una altezza di  $320\ \mu\text{m}$ . Ciò comporta una larghezza della microstrip di  $380\ \mu\text{m}$  affinché la linea sia a  $50\ \Omega$ .



(a)



(b)

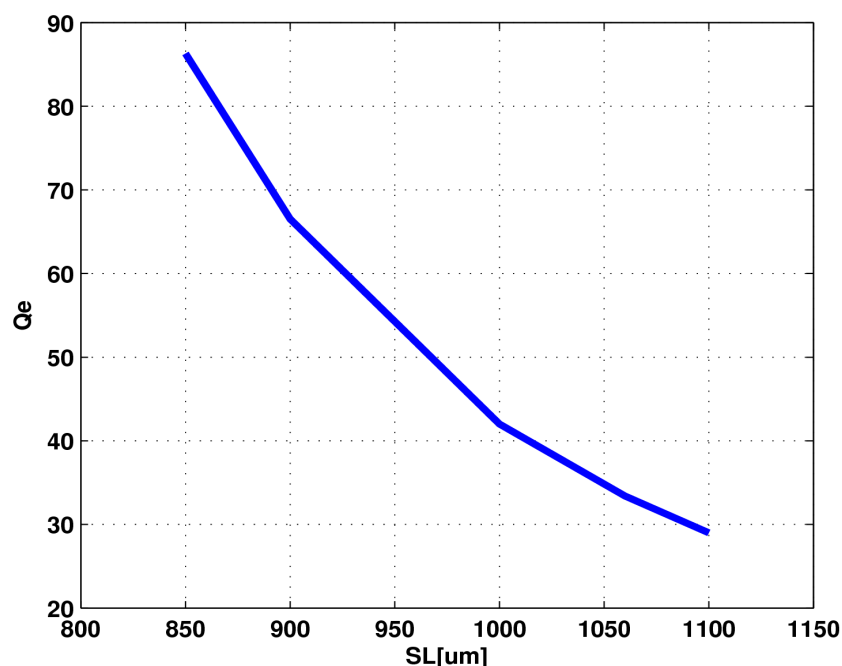
**Fig 6.28** (a) Distanza della microstrip dalla cavità sepolta (b) Struttura di alimentazione

Come si può osservare dalle immagini, è stato aperto uno slot nella parete superiore della cavità attraverso il quale si accoppia il campo elettromagnetico. In particolare lo slot è posizionato nel punto della cavità dove il campo magnetico è massimo (considerando sempre il modo  $TE_{101}$ ). Allo scopo di massimizzare l'accoppiamento magnetico tra la microstrip e la cavità si posiziona un cortocircuito



esattamente al centro dello slot [28]. Per far ciò si sfrutta il tratto di linea microstrip terminato con un circuito aperto distante dal centro dell'apertura  $\lambda_g/4$  che in questo caso, considerando la frequenza centrale del filtro e la  $\epsilon_r$ , risulta pari a  $745 \mu\text{m}$ .

Il parametro fisico scelto per variare il fattore di qualità esterno è la lunghezza dello slot  $SL$ . Nella figura 6.29 si riporta la curva del  $Q_e$  in funzione di tale parametro.

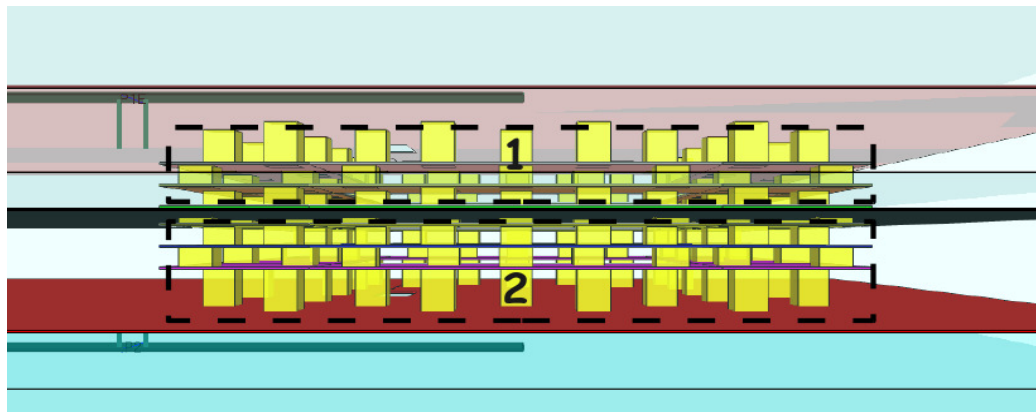


**Fig 6.29** Curva del fattore di qualità esterno in funzione del parametro  $SL$

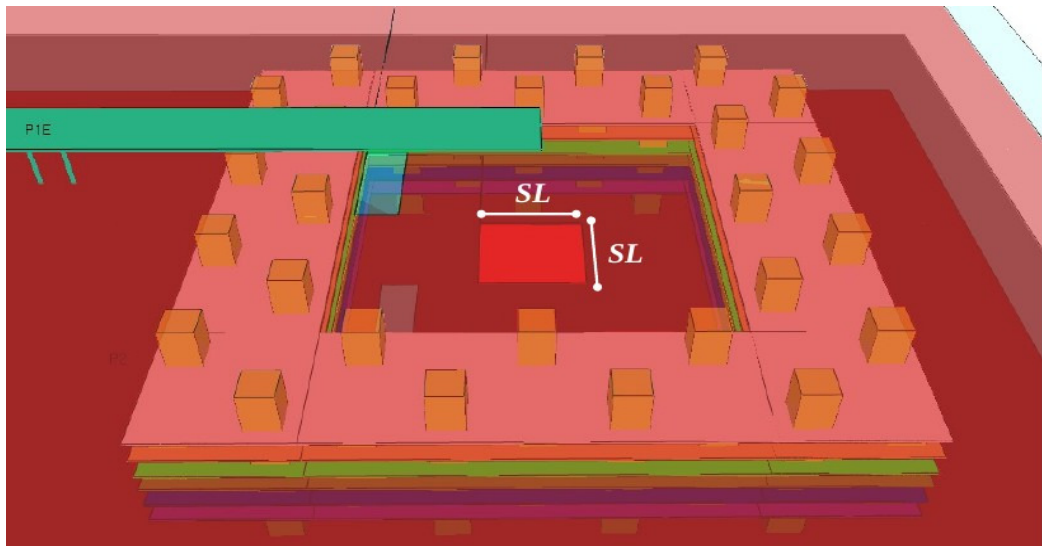
Caratterizzato il fattore di qualità esterno, si devono caratterizzare tutti gli accoppiamenti tra risonatori. Per questa struttura sono state disegnate quattro strutture distinte di accoppiamento delle quali si riporta in seguito una descrizione fisica, la curva caratteristica, ed il motivo della scelta di ognuna di tali strutture.

In primo luogo risulta evidente che la struttura di accoppiamento tra cavità accoppiate verticalmente e quella tra cavità accoppiate lateralmente è radicalmente distinta. Infatti tra cavità sovrapposte si possono adottare soluzioni tipo slot o aperture quadrate al centro, mentre tra cavità adiacenti le soluzioni possono essere tipo finestra (con vias come nel primo filtro presentato), septum, eccetera.

Per l'accoppiamento tra la prima e la seconda cavità si è scelta una apertura quadrata al centro delle cavità, così come si può apprezzare nell'immagine di figura 6.30.



(a)

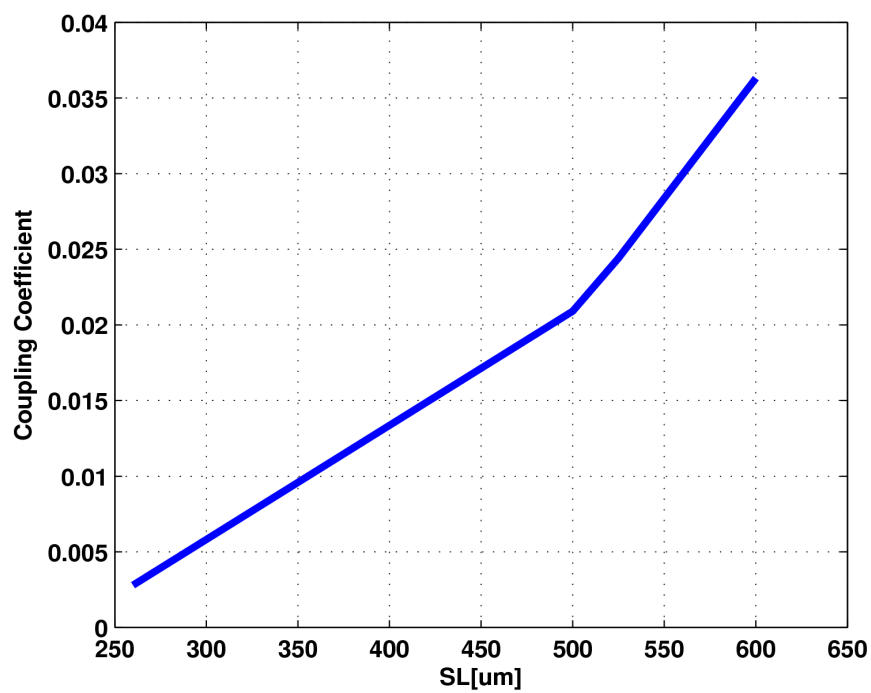


(b)

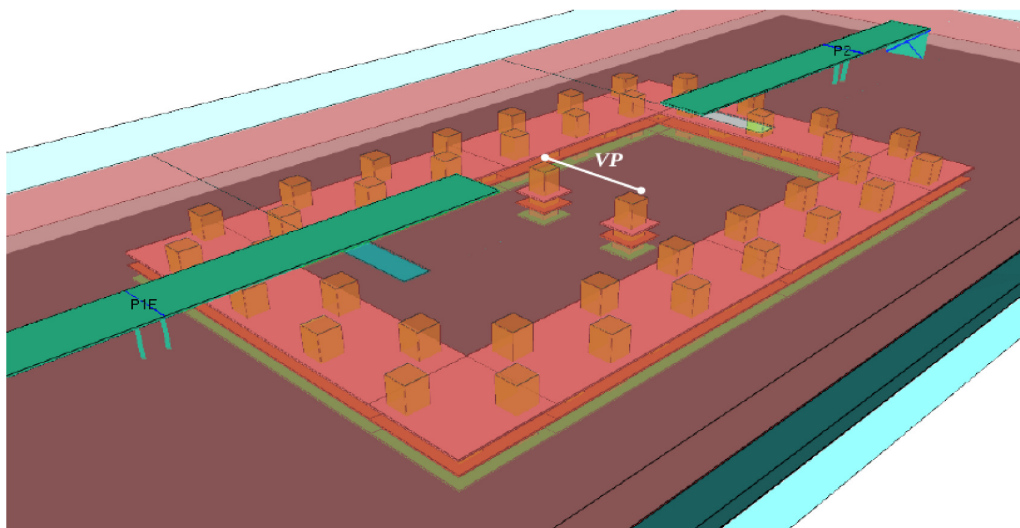
**Fig 6.30** (a) Due cavità LTCC sovrapposte (b) Struttura quadrata di accoppiamento tra le due cavità

Modulando l' area del quadrato, variando i quattro lati di lunghezza  $SL$ , si varia il coefficiente di accoppiamento  $M_{1,2}$  ottenendo la curva caratteristica di figura 6.31.

Si passa successivamente a caratterizzare la struttura di accoppiamento tra la seconda e la terza cavità che sono adiacenti. La struttura scelta è la finestra realizzata con vias (figura 6.32), come quella vista nel primo filtro presentato in questo capitolo. In questo caso si riportano nuovamente i risultati poiché questi differiscono da quelli ottenuti per il primo filtro per due ragioni: la prima è che si è realizzata una caratterizzazione questa volta con la struttura reale (disegnata con vias) e non ideale; la seconda perché le due cavità che si accoppiano hanno una altezza dimezzata rispetto a quelle caratterizzate nel paragrafo 6.1.



**Fig 6.31** Curva del coefficiente di accoppiamento  $M_{1,2}$  in funzione del lato del quadrato  $SL$



**Fig 6.32** Struttura di accoppiamento tra due cavità 2 e 3 inferiori adiacenti

Nell'immagine 6.33 si riporta la curva caratteristica dell'accoppiamento tra le due cavità adiacenti in funzione del parametro  $VP$ .

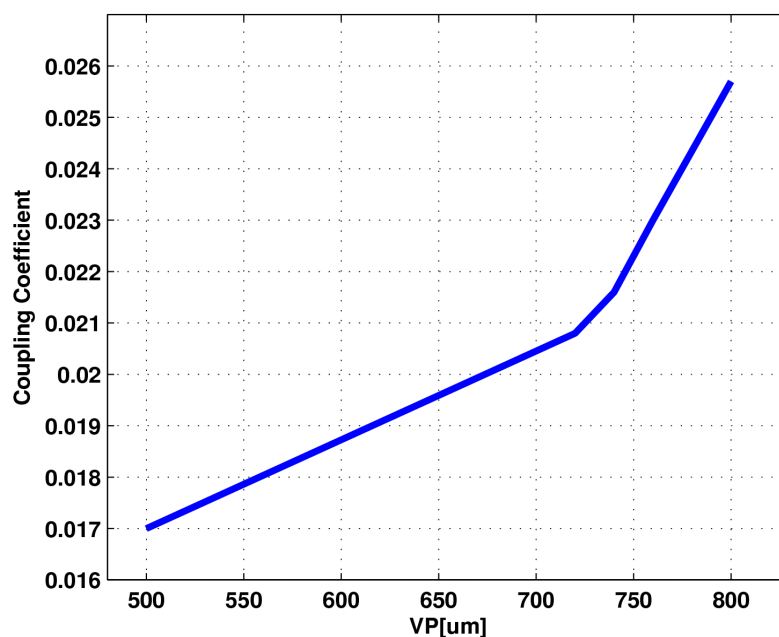
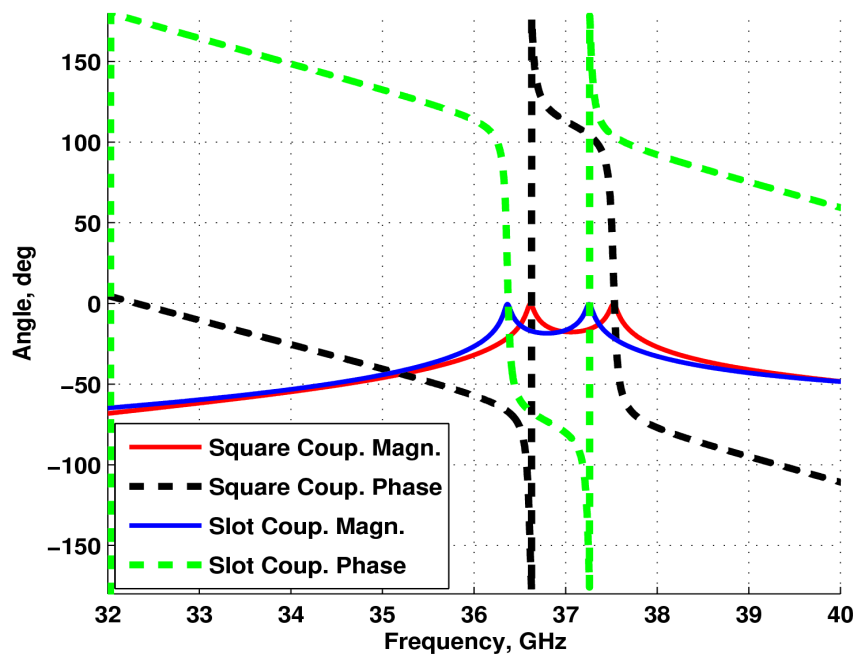


Fig 6.33 Curva del coefficiente di accoppiamento  $M_{2,3}$  in funzione del via pitch VP

Per accoppiare la terza e la quarta cavità è stata utilizzata una struttura distinta da quella realizzata tra la prima e la seconda. In particolare è stato disegnato uno slot laterale tra i due risonatori. Il motivo di tale scelta risiede nel segno negativo dell'accoppiamento tra i risonatori non adiacenti 1 e 4. Tale segno indica che è necessario realizzare un tipo di accoppiamento nella struttura che sia in opposizione di fase rispetto agli altri [7]. In questo caso non è determinante quale degli accoppiamenti della struttura sia in opposizione di fase. E' sufficiente che uno solo tra tutti gli accoppiamenti abbia fase opposta rispetto agli altri.

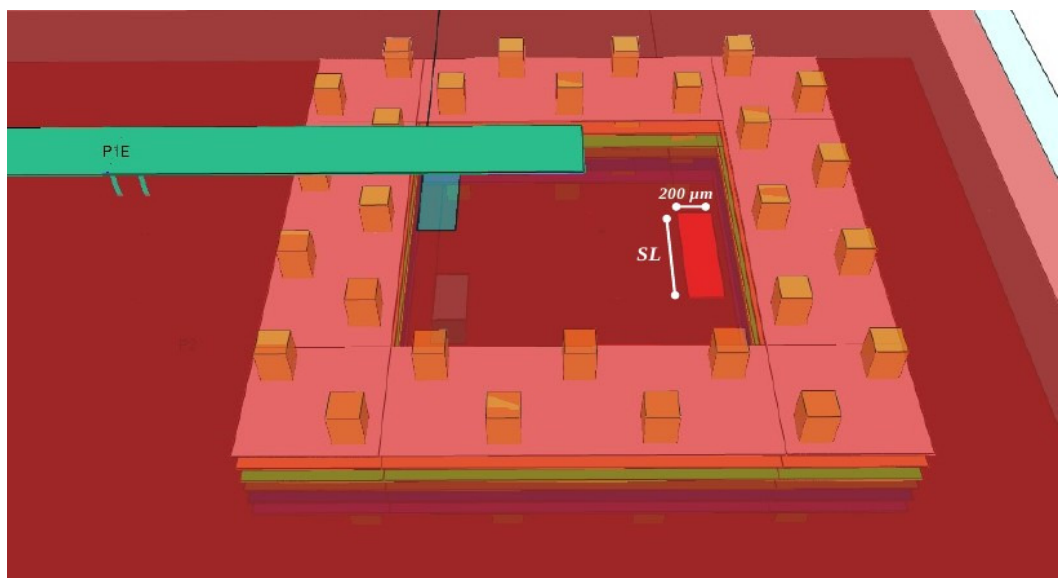
Poiché le finestre realizzate con vias e l'apertura quadrata tra due cavità sovrapposte sono strutture che danno accoppiamenti in fase tra loro, per semplicità di disegno, si è deciso di introdurre l'opposizione di fase proprio nell'accoppiamento tra la terza e la quarta cavità disegnando uno slot laterale tra i due risonatori sovrapposti, e realizzare con finestra di vias (perciò in fase con il resto degli accoppiamenti) l'accoppiamento incrociato tra la prima e la quarta cavità.

Nella figura 6.34 si osservano le curve dei parametri  $S_{21}$  in ampiezza e fase tanto per le due cavità accoppiate con apertura quadrata che per le due cavità accoppiate con slot laterale. Il coefficiente di accoppiamento è circa il medesimo. Si vede chiaramente come le fasi delle due risposte siano in opposizione



**Fig 6.34** Fase dei parametri  $S_{21}$  risultanti da un accoppiamento slot ed uno con apertura quadrata

Si può apprezzare la struttura con slot disegnata in figura 6.35 e nell'immagine successiva si vede la curva caratteristica dell'accoppiamento in funzione della lunghezza dello slot  $SL$ .



**Fig 6.35** Struttura di accoppiamento tra i risonatori 3 e 4

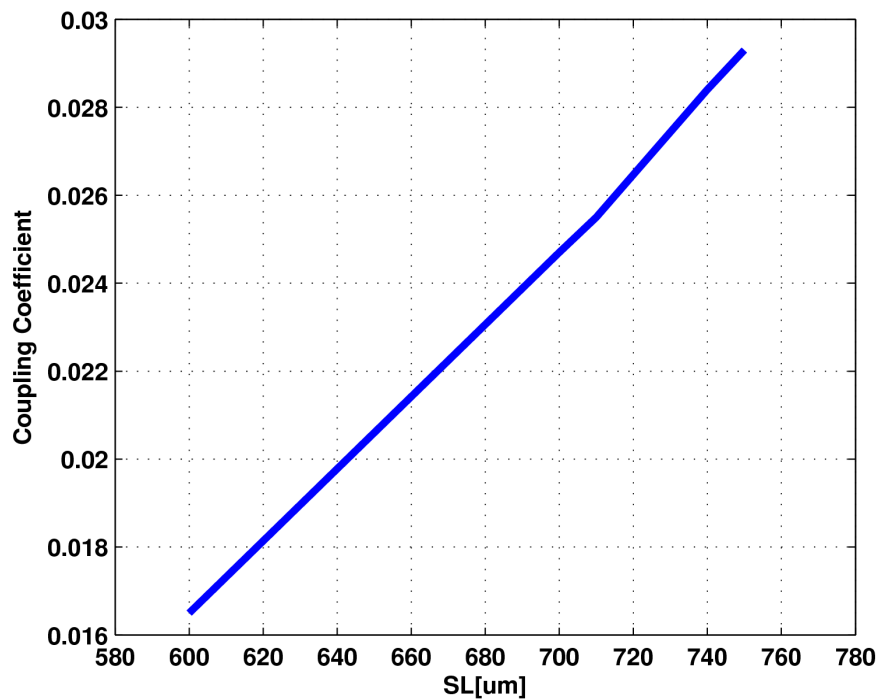


Fig 6.36 Curva del coefficiente di accoppiamento  $M_{3,4}$  in funzione del parametro  $SL$

Resta infine da disegnare la struttura di accoppiamento tra la prima e la quarta cavità. Come già anticipato, è stata disegnata per tale accoppiamento una finestra con vias.

Il valore molto basso del coefficiente di accoppiamento da ottenere (0.004), implica che le due cavità siano fortemente disaccoppiate.

Con la finestra realizzata in tutte le precedenti strutture non si sono riusciti a conseguire valori sufficientemente bassi di accoppiamento. E' per questo motivo che si è disegnata una nuova struttura che comprendesse più vias rispetto ai soliti due, in maniera tale da disaccoppiare maggiormente.

Il primo passo è stato quello di aggiungere un via centrale nella parete di separazione tra i due risonatori e modulare il via pitch degli altri due vias rispetto a quello centrale. Anche in questo caso, effettuando una caratterizzazione dell'accoppiamento, non si sono ottenuti valori sufficientemente bassi di  $M_{1,4}$ .

Per ragioni di limiti imposti dalla tecnologia al via pitch minimo di  $450 \mu\text{m}$  ( $p = 2.5 \times d$ ) non si è potuto aggiungere un ulteriore via nella parete. Si è passati perciò ad utilizzare vias di diametro di  $150 \mu\text{m}$  (il minimo possibile offerto dalla tecnologia), il cui via quadrato equivalente ha un lato di  $125 \mu\text{m}$ , ottenendo un via pitch minimo possibile pari a  $375 \mu\text{m}$ . In questo modo si sono potuti introdurre tra le due cavità

quattro vias. Rimane inoltre anche spazio per modulare il via pitch tra i due vias laterali rispetto ai due centrali, allo scopo di variare il coefficiente di accoppiamento. In figura 6.37 si rappresenta la struttura disegnata, e in 6.38 la curva caratteristica del coefficiente di accoppiamento  $M_{1,4}$  in funzione del via pitch  $VP$ .

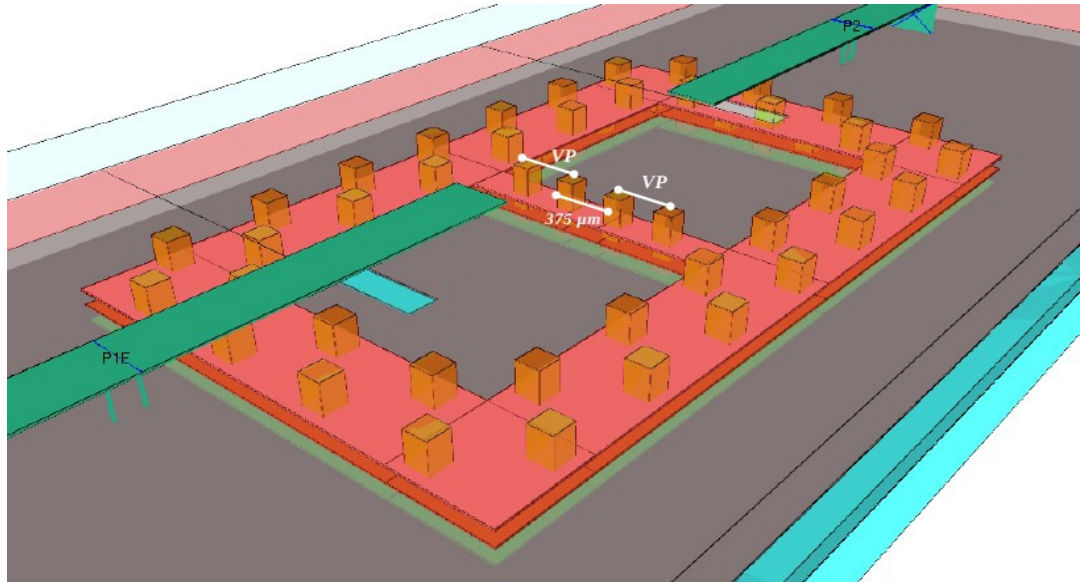


Fig 6.37 Struttura di accoppiamento tra i risonatori 1 e 4

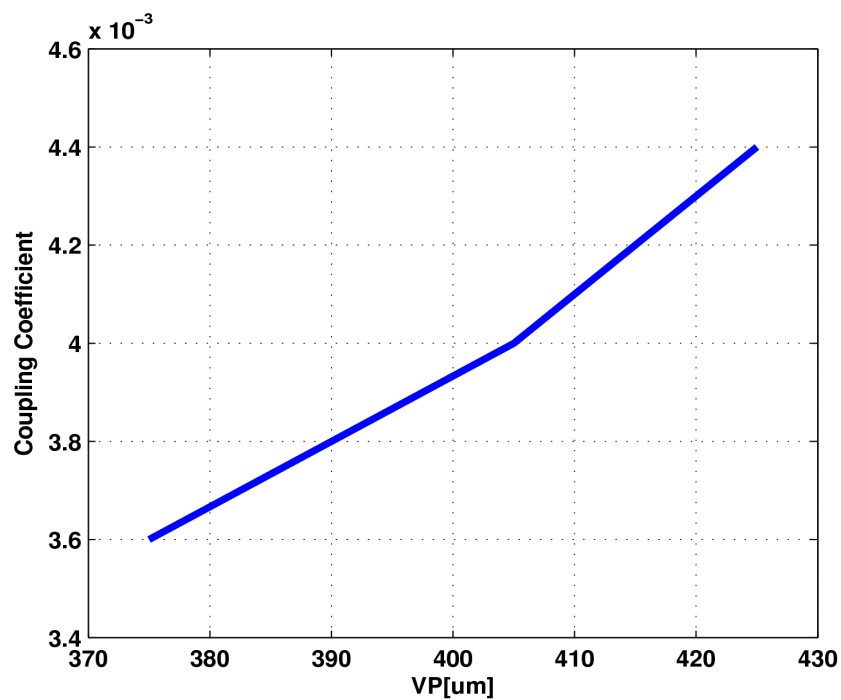


Fig 6.38 Curva del coefficiente di accoppiamento  $M_{1,4}$  in funzione del parametro  $VP$

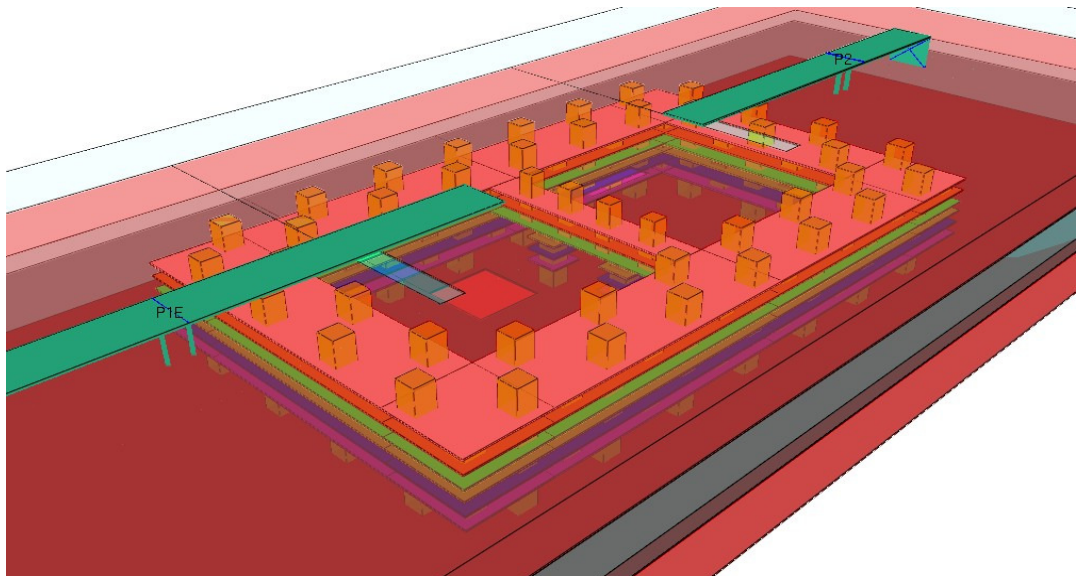
Caratterizzati tutti gli accoppiamenti si è passati a disegnare il filtro per intero (figura 6.39) con le dimensioni ricavate dalle analisi precedenti, che vengono riportate nella tabella seguente

	$Q_{e1}/Q_{e4}=33.8$	$M_{1,2}=0.0249$	$M_{2,3}=0.0215$	$M_{3,4}=0.0249$	$M_{1,4}=0.004$	$f_{res,i}=36.8$ GHz
<i>SL</i>	1060 $\mu\text{m}$	525 $\mu\text{m}$	-	700 $\mu\text{m}$	-	
<i>VP</i>	-	-	720 $\mu\text{m}$	-	405 $\mu\text{m}$	
<i>L<sub>i</sub></i>	-	-	-	-	-	2105 $\mu\text{m}$

**Tabella 6.6**

Anche in questo caso si è riportata la lunghezza originale del lato della cavità che verrà ritoccato in fase di ottimizzazione per variare la frequenza di risonanza dei risonatori. Si tratta del lato di ciascuna delle cavità in direzione della propagazione dell'onda lungo la microstrip di alimentazione.

Le curve dei parametri S del filtro non ottimizzato, ottimizzato, ed infine ottimizzato con perdite sono riportate nelle figure 6.40, 6.41, 6.42.



**Fig 6.39** Struttura completa del filtro con zeri in trasmissione



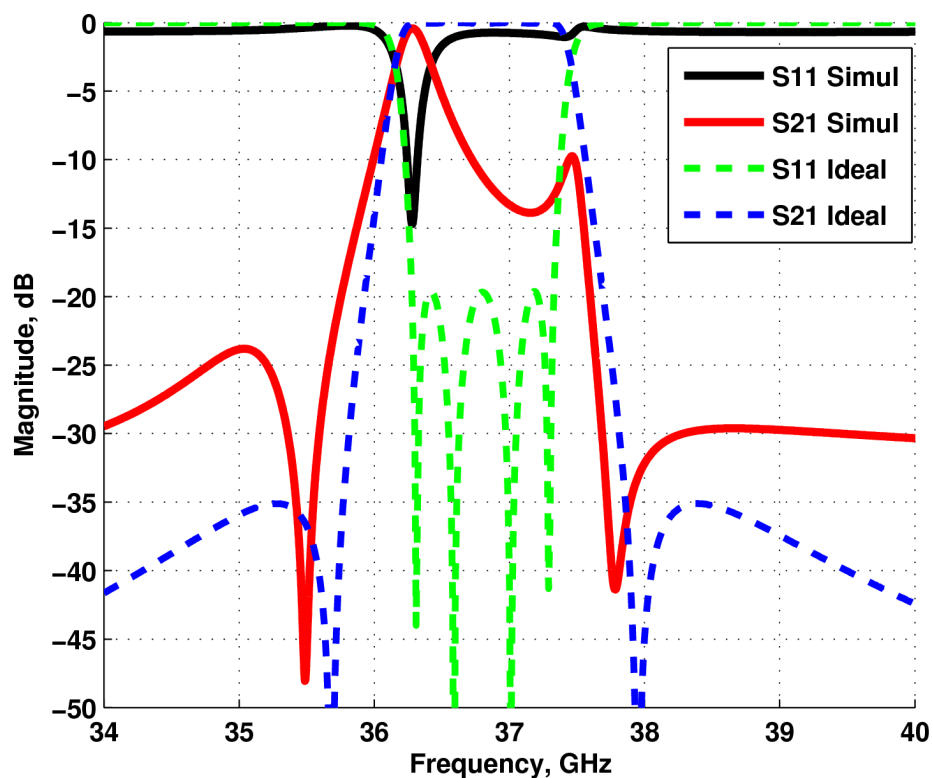


Fig 6.40 Curve dei parametri S del filtro non ottimizzato

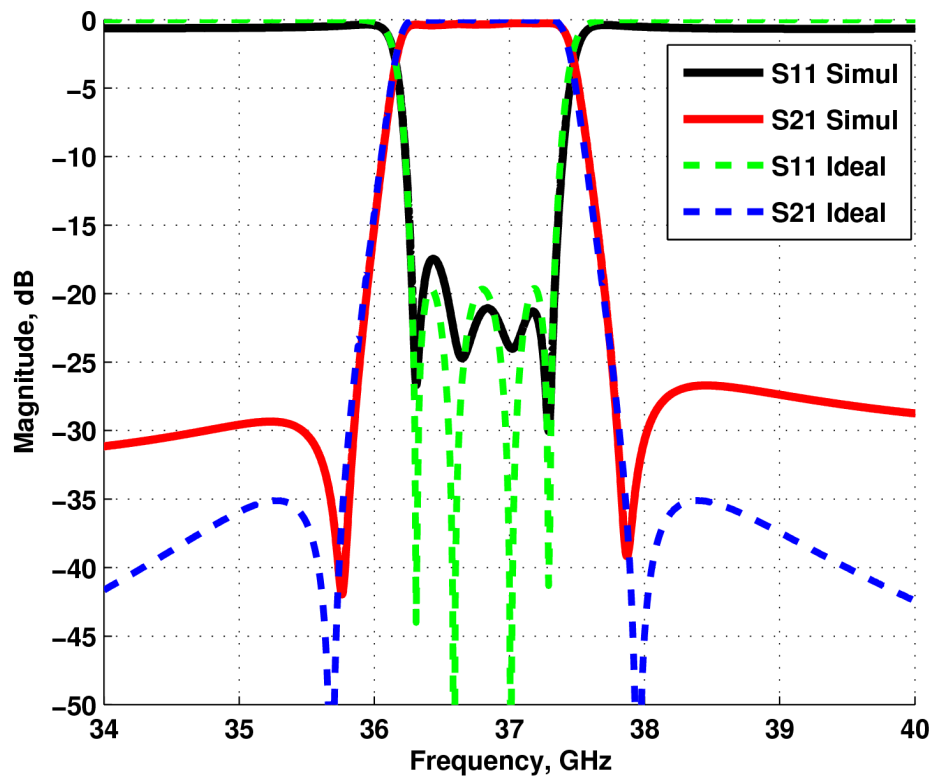
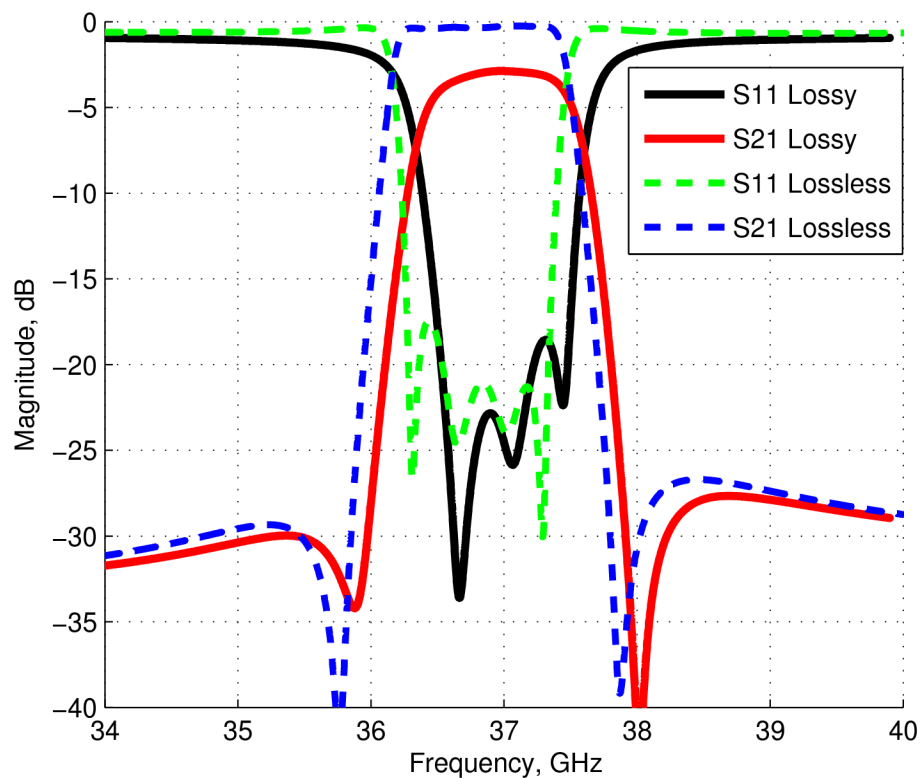


Fig 6.41 Curve dei parametri S del filtro ottimizzato



**Fig 6.42** Curve dei parametri S del filtro ottimizzato con perdite

Il processo di ottimizzazione di questa struttura è stato lo stesso che nel caso di tutti gli altri filtri presentati in questo lavoro eccetto che di quello con la cavità-transizione presentato nel precedente paragrafo, dove si è fatto uso di un estrattore.

Si sottolinea soltanto che non vi è simmetria nelle strutture di accoppiamento di questo filtro, perciò come si osserva dai dati sulle dimensioni finali della struttura, nella tabella 6.7, non vi è un risonatore che abbia le stesse dimensioni di un altro, cosa che invece accadeva per esempio con il filtro con quattro risonatori patch in linea o con quello con quattro cavità in linea.

Le curve della risposta in frequenza del filtro ottimizzato presentano un adattamento minimo di 17.5 dB, prossimo ai 20 dB voluti, a 36.45 GHz.

Gli zeri in trasmissione sono centrati alle frequenze di 35.7 GHz e 37.9 GHz, che risultano essere circa le frequenze previste dal disegno.

La specifica che non si è riusciti a conseguire è l'attenuazione fuori banda di -35dB. Si ottiene un valore minimo di attenuazione di -26.8 dB. Ciò è dovuto in parte ad una ottimizzazione non perfetta della struttura dove perciò si riscontrano delle derive in frequenza dei risonatori. In parte si ha una dipendenza della risposta dall'accoppiamento

incrociato tra i risonatori 1 e 4. Per la struttura di accoppiamento scelta non si ha molto margine di modifica di tale parametro. Osservando la curva del coefficiente di accoppiamento incrociato in figura 6.37 , ci si accorge che si riesce ad ottenere solo un basso range di valori, ossia 0.0035 - 0.0045. Tali valori sono dati ai limiti possibili, imposti dalla tecnologia, di spostamento dei due vias, ovvero 375  $\mu\text{m}$  dai due vias centrali ad un estremo e 375  $\mu\text{m}$  dai vias laterali all'altro estremo (vedi figura 6.37).

Come per tutti i filtri con cavità risonanti anche in questo caso la risposta, includendo le perdite, si sposta in alta frequenza e perde larghezza di banda. In questo caso si ha una frequenza centrale spostata a circa 37 GHz.

La perdita di inserzione a centrobanda che si osserva è pari a 2.9 dB.

Nella tabella che segue, infine, si riportano i valori dimensionali della struttura definitiva ottimizzata

	Dimensioni ottimizzate [ $\mu\text{m}$ ]	Dimensioni originali [ $\mu\text{m}$ ]
$SL_1$	1020	1060
$SL_4$	1020	1060
$SL_{1,2}$	535	525
$VP_{2,3}$	715	720
$SL_{3,4}$	695	700
$VP_{1,4}$	405	405
$L_1$	2065	2105
$L_2$	2145	2105
$L_3$	2050	2105
$L_4$	1965	2105

**Tabella 6.7**

# *Capitolo 7*

## Fabbricazione e misure dei prototipi

In questo capitolo si presentano le strutture definitive dei due filtri con risonatori patch e del primo filtro con cavità in linea. Le modifiche apportate ai due circuiti con risonatori patch sono servite a rendere fabbricabili tali circuiti e soprattutto misurabili, in quanto nella loro configurazione originaria rimangono sepolti nel substrato. Il filtro in cavità viene ripresentato tale come è disegnato nel capitolo 6 in quanto la struttura è già raggiungibile dall'esterno della scheda. Sono inoltre riportate le misure effettuate sui prototipi di questi tre filtri. Per gli altri filtri è prevista la fabbricazione su una nuova scheda che ancora è in via di realizzazione. Non si possono perciò riportare misure sui prototipi di tali strutture.

### 7.1 Filtri con risonatori patch

Come si è visto nel capitolo 5, i due filtri così come vengono presentati, sono sepolti nel substrato. E' stato necessario perciò disegnare una transizione da microstrip a stripline affinché si possa accedere con strumenti di misura a tali circuiti.

Come nel caso della transizione del filtro con cavità in linea, anche il progetto della transizione per le due strutture con patch non è stato svolto nel contesto di questo lavoro di tesi. Tali strutture sono argomento di ricerca sulla tecnologia LTCC di altri

lavori paralleli sviluppati nello stesso dipartimento (Grupo de Microondas y Radar - SSR) de la Universidad Politécnica de Madrid. Per questo motivo non si entra nello specifico della progettazione di tali strutture ma se ne riportano soltanto i risultati di interesse.

Per ambo i filtri è stata utilizzata la stessa transizione di cui se ne mostra in figura 7.1 una immagine ripresa dal CAD elettromagnetico, ed in figura 7.2 la sua risposta in frequenza.

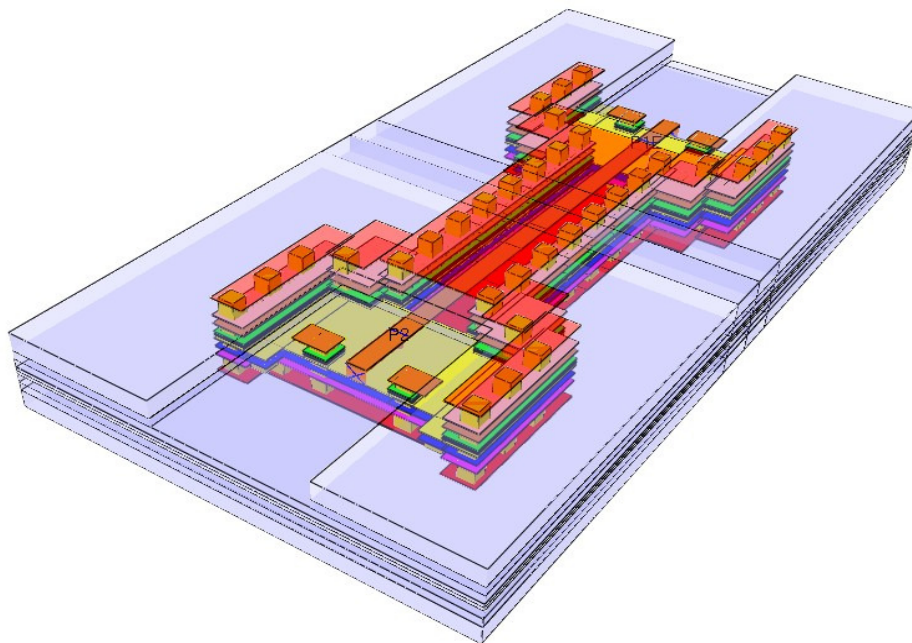


Fig. 7.1 Transizione da microstrip a stripline

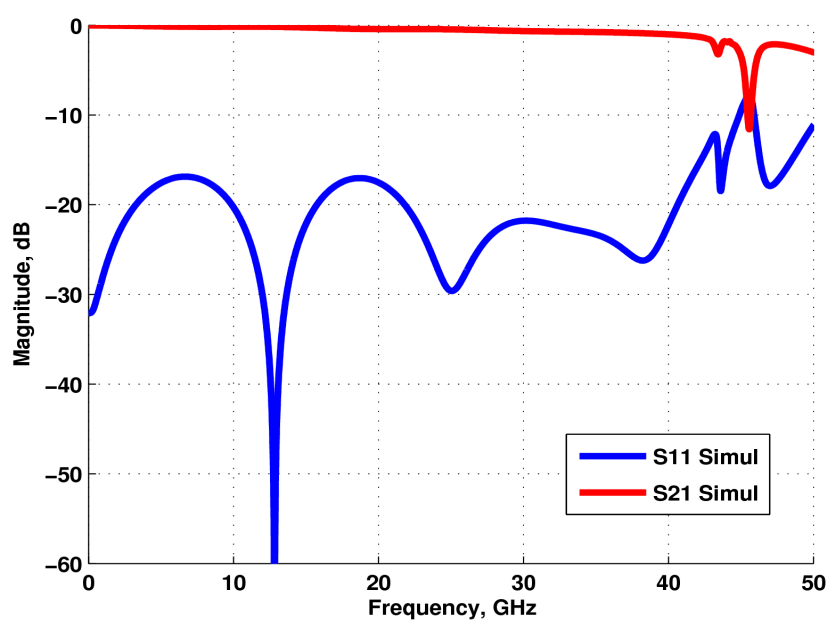


Fig. 7.2 Curve dei parametri S della transizione

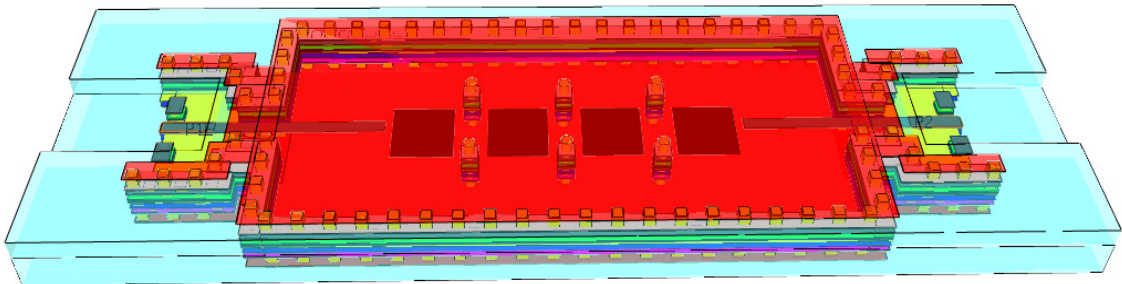
Dalle curve si osserva un adattamento di circa 20 dB nell'intorno della frequenza centrale dei filtri.

Ai filtri con risonatori patch nella loro configurazione definitiva utile alla fabbricazione, si deve aggiungere una schermatura tutt'intorno alla struttura in quanto i patch da soli irradierebbero verso i circuiti circostanti.

Per la schermatura si seguono sempre le stesse regole viste con le cavità, ovvero si utilizzano vias per creare le pareti elettriche verticali laterali. Per quelle orizzontali già sono presenti i due piani di massa della stripline, con i quali è garantita la schermatura nella direzione normale al piano del filtro.

La schermatura ha inoltre un' altra importante funzione, ovvero quella di connettere elettricamente i due piani di massa superiore ed inferiore della stripline.

La struttura definitiva del filtro con quattro patch risonanti è riportata in figura 7.3. Invece in 7.4 si mostra la struttura definitiva del filtro dual mode.



**Fig. 7.3** Struttura definitiva del filtro con quattro risonatori patch

Con le modifiche apportate alle strutture la risposta dei filtri cambia. Nelle figure 7.5 e 7.6 si riportano le nuove curve relative al modulo dei parametri S rispettivamente del filtro con quattro patch e di quello dual mode, confrontate con le curve delle strutture ottimizzate e con perdite viste nel capitolo 5.

Come era lecito aspettarsi, aumentano le perdite di inserzione per ambo le strutture a causa della transizione inserita. In particolare il filtro con quattro risonatori presenta una perdita di inserzione di 3.5 dB a centrobanda rispetto ai 2.4 dB della struttura originale.

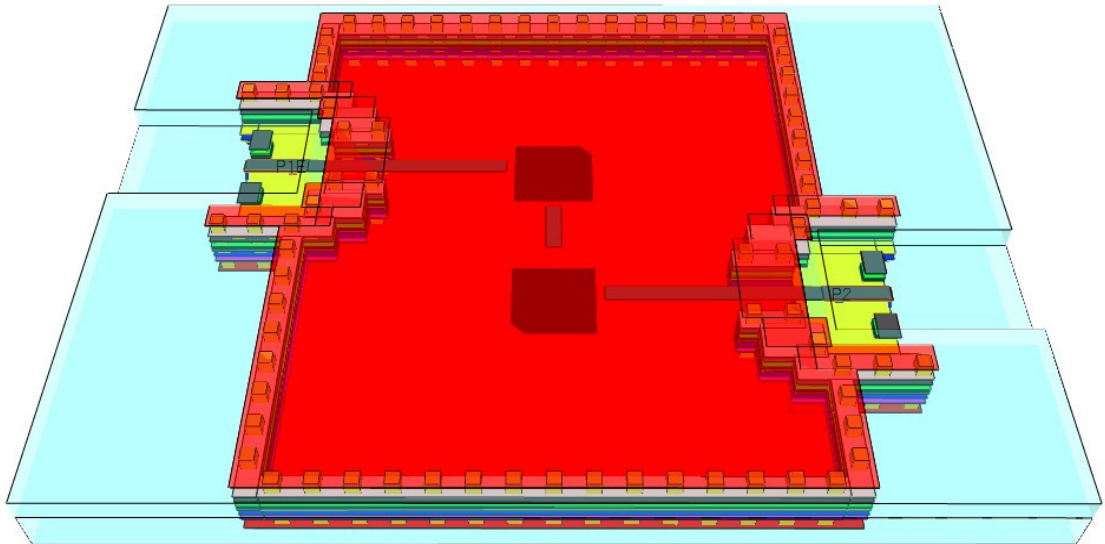


Fig. 7.4 Struttura definitiva del filtro dual mode

Per il dual mode con transizione e schermatura invece si osserva una perdita a centobanda di 4.1 dB rispetto ai 2.6 dB della struttura originale. In aggiunta per questo filtro si osserva anche una riduzione della banda passante che si dovrà tenere in considerazione al momento di progettare il circuito da inserire in un sistema transceiver completo.

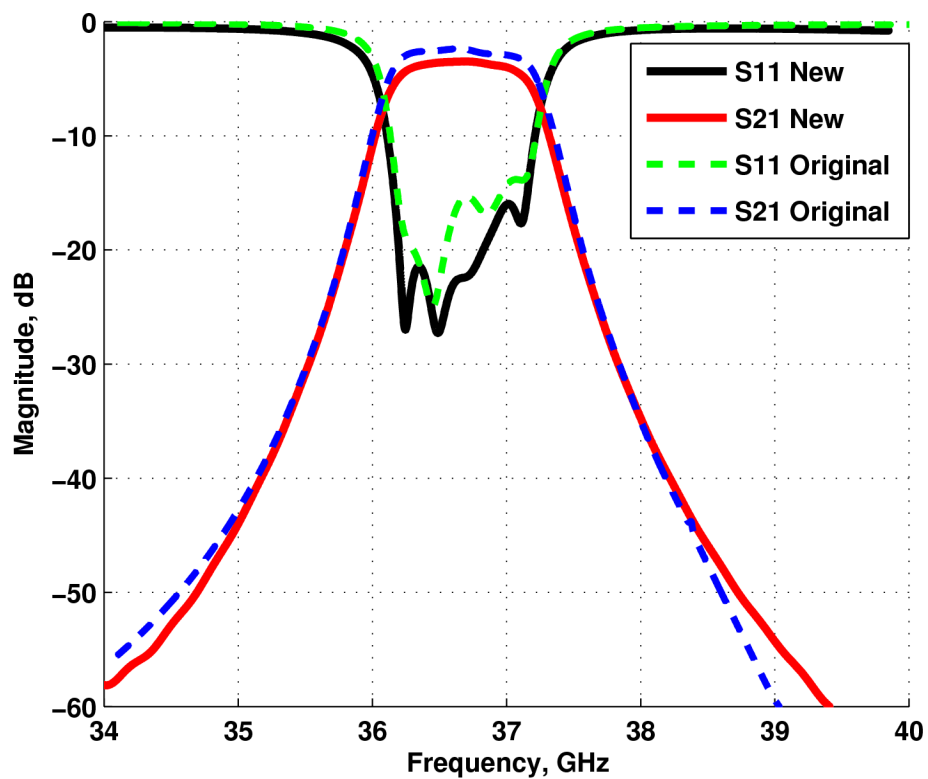


Fig. 7.5 Nuova risposta in frequenza del filtro con quattro patch incluse le transizioni e la schermatura

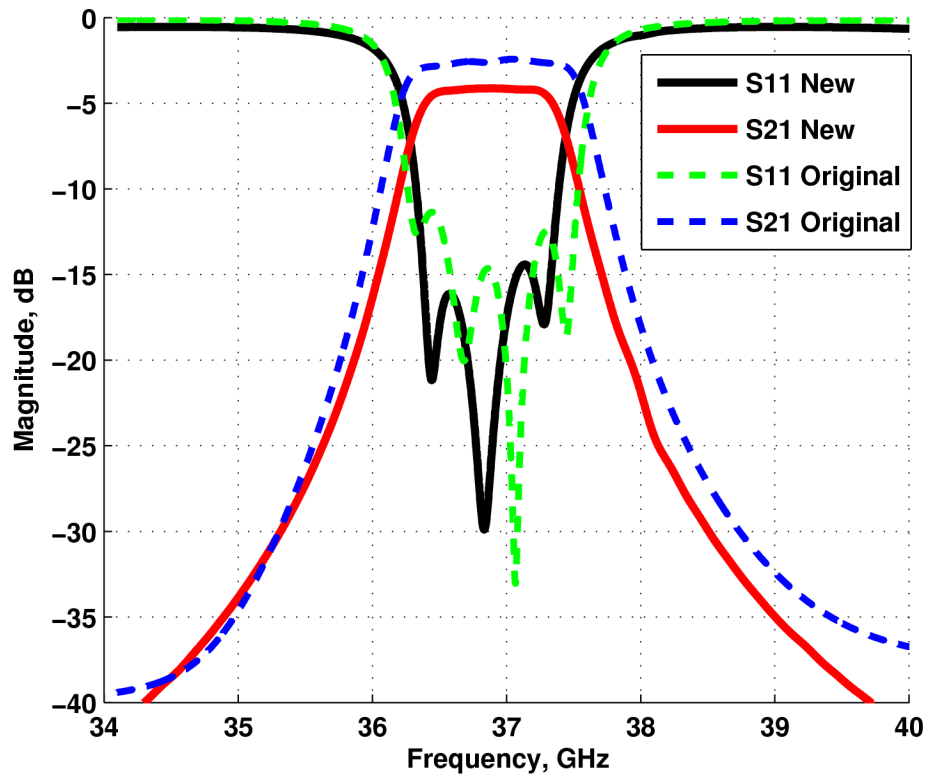


Fig. 7.6 Nuova risposta in frequenza del filtro dual mode incluse le transizioni e la schermatura

I prototipi fabbricati dei filtri presentati e della transizione sono visibili sulla scheda LTCC come nelle foto che seguono.

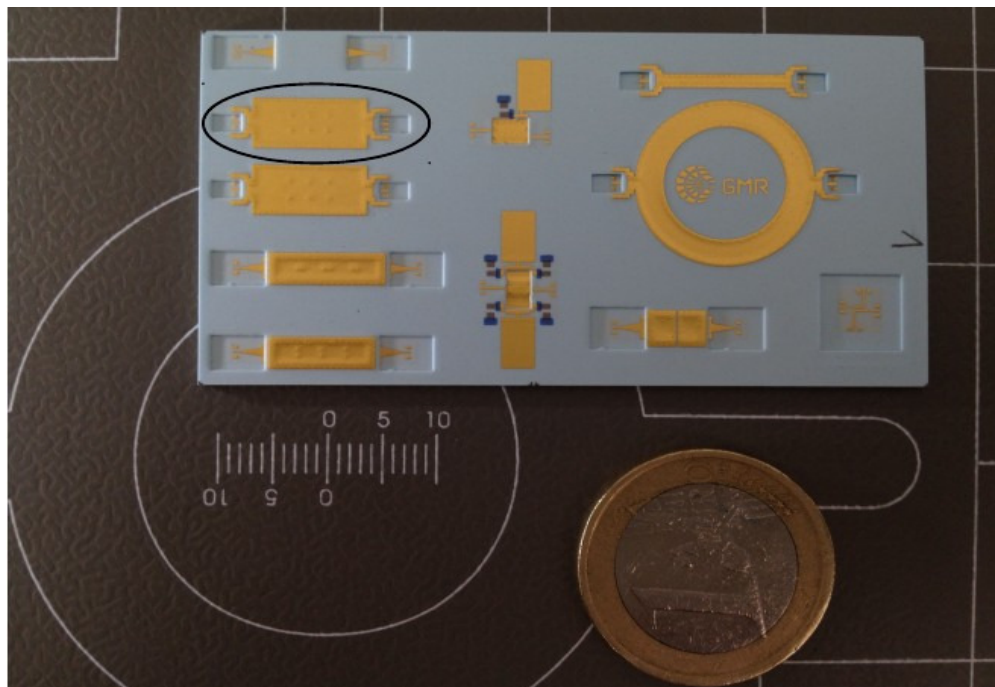
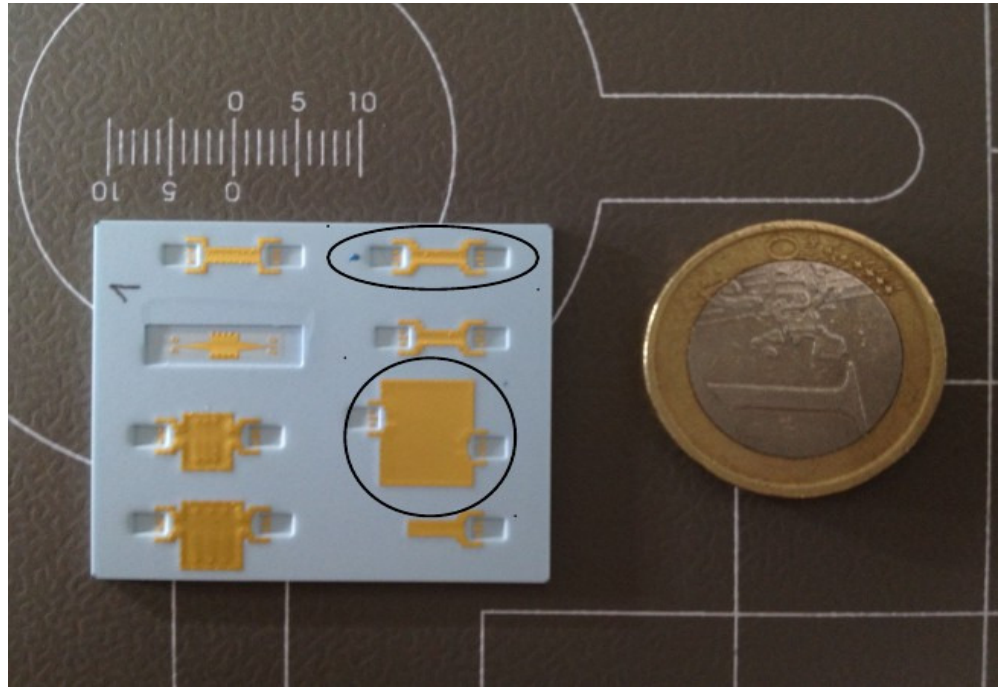
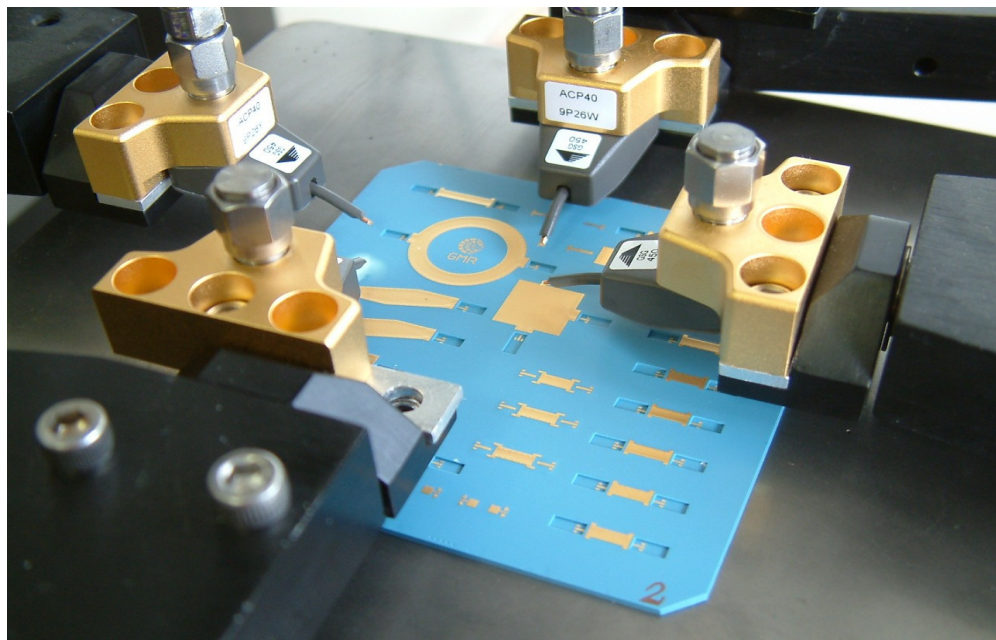


Fig. 7.7 Foto del filtro con quattro patch (nell'ovale)





**Fig. 7.8** Foto del filtro dual mode (nell'ovale in basso) e della transizione (nell'ovale in alto)



**Fig. 7.9** Foto del banco di misura per le schede LTCC

Infine, nelle figure 7.10 e 7.11 e 7.12 si riportano le misure dei parametri di scatter effettuate sui prototipi fabbricati rispettivamente della transizione, del filtro con quattro patch e del filtro dual mode. Tali curve sono confrontate con le ultime curve presentate (figure 7.2, 7.5 e 7.6) relative alle strutture finali.

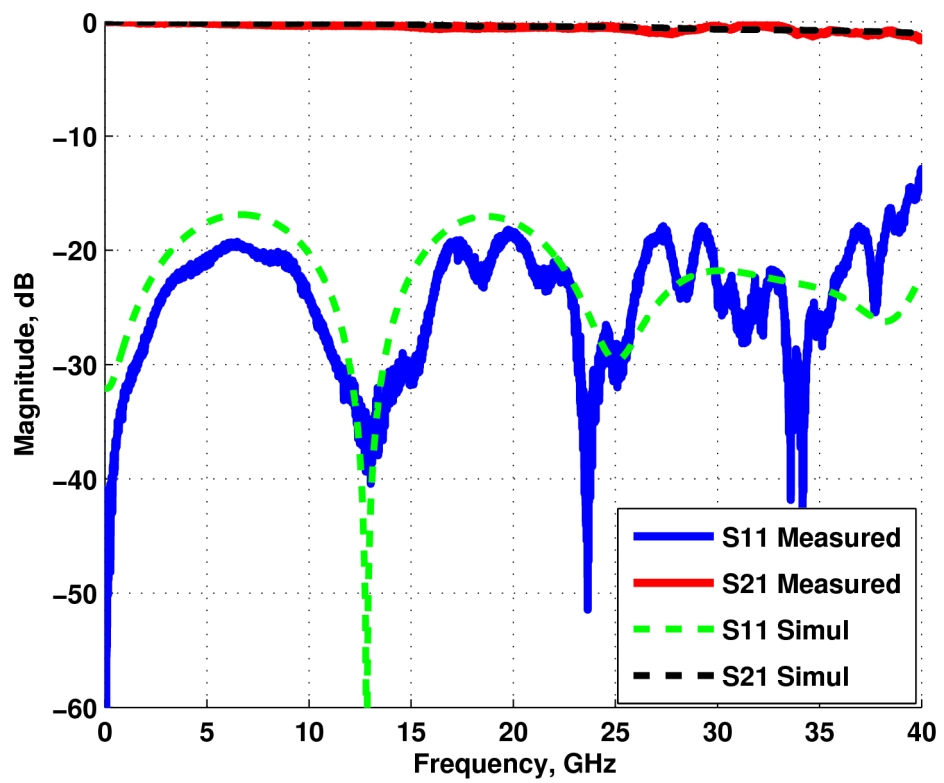


Fig. 7.10 Curve dei parametri S misurate della transizione da microstrip a stripline

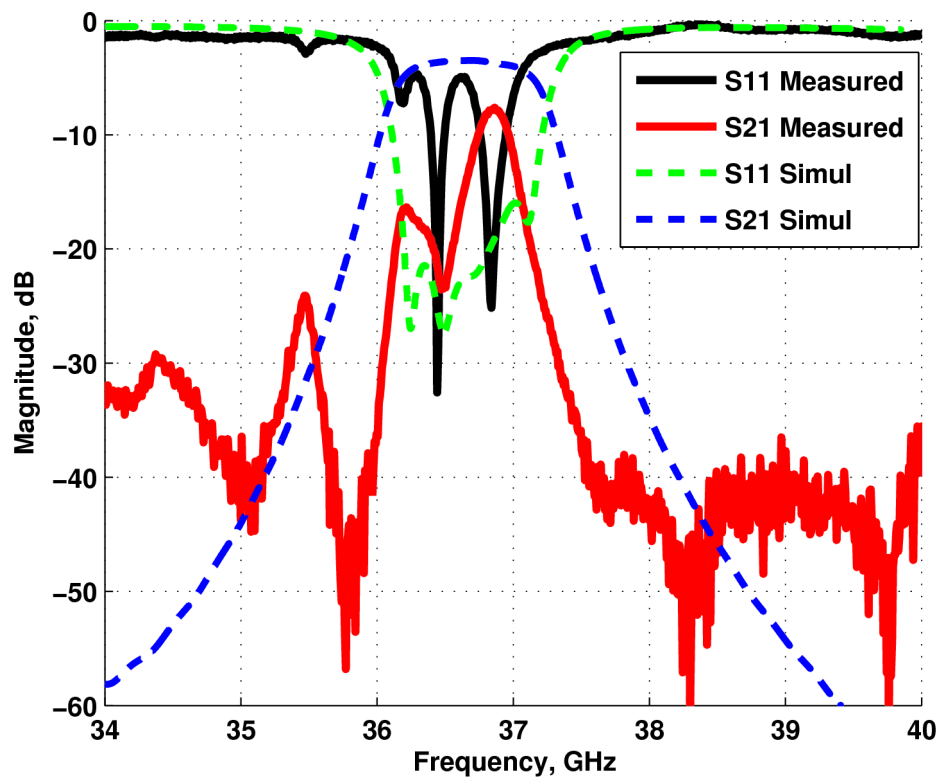


Fig. 7.11 Curve dei parametri S misurate del filtro con quattro patch

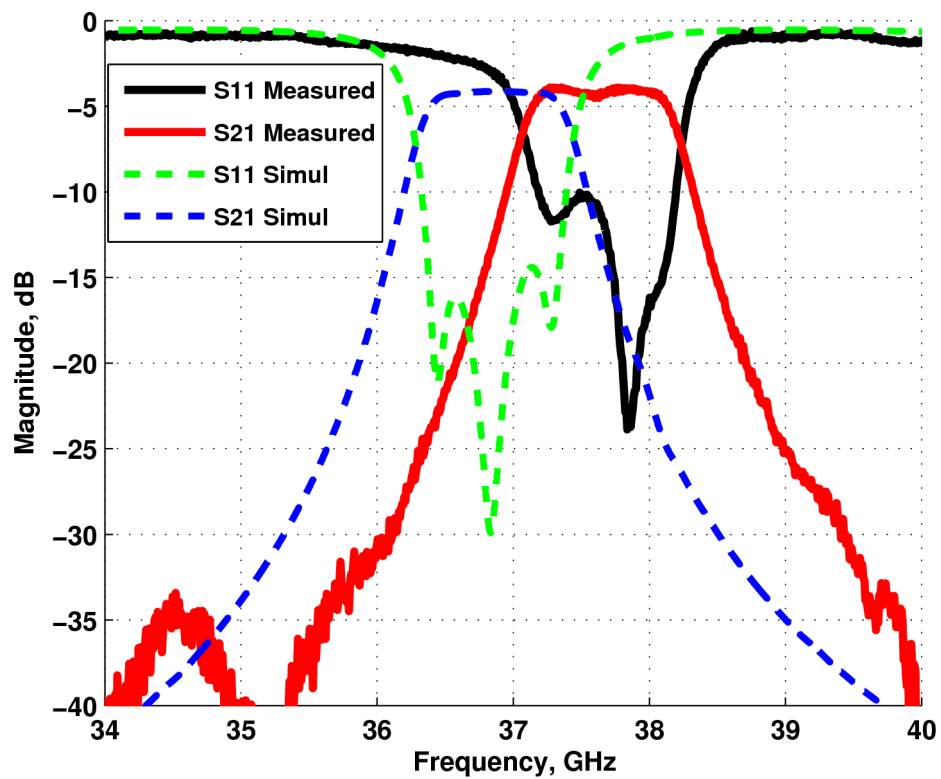


Fig. 7.12 Curve dei parametri S misurate del filtro con patch dual mode

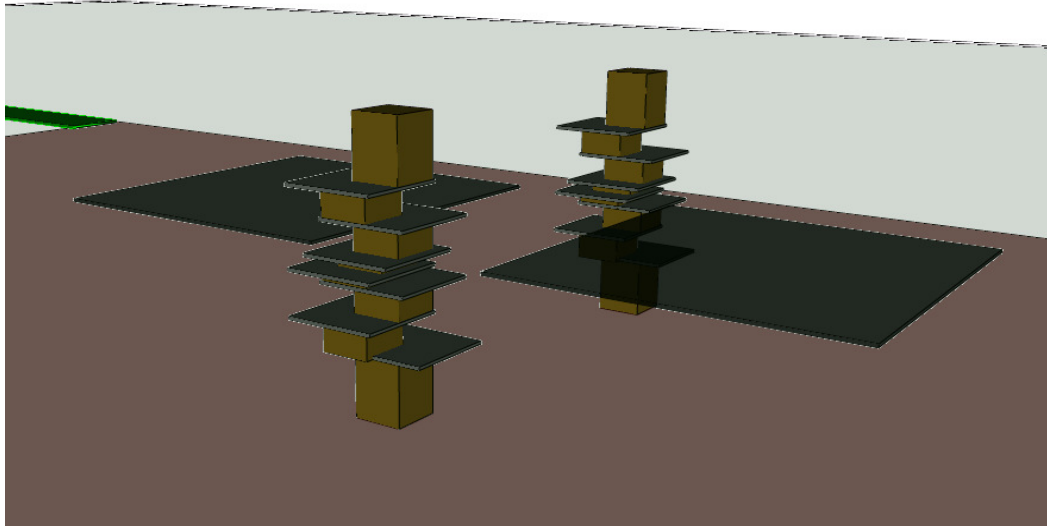
Per quanto riguarda il filtro con quattro risonatori, è evidente che non si è ottenuta una risposta accettabile. Si perdono completamente l'adattamento e la banda passante del filtro.

Effettuando delle analisi Full Wave per testare la sensibilità della struttura alle incertezze della tecnologia ci si è resi conto che la struttura scelta per accoppiare i risonatori non è robusta a fronte di variazioni rispetto ai valori nominali.

Il fabbricante (IMST GmbH) comunica che l'errore quadratico medio sulle dimensioni nominali dei conduttori su uno strato è pari a  $\pm 10 \mu\text{m}$ .

C'è poi un errore dato dal disallineamento tra strati in entrambe le direzioni x e y della scheda multistrato che secondo il fabbricante restituisce una incertezza di  $\pm 30 \mu\text{m}$  rispetto al valore nominale (si veda il capitolo 4).

È questo secondo errore che maggiormente degrada la risposta in frequenza del filtro con quattro risonatori. Infatti a causa del disallineamento tra gli strati si ha che i vias delle finestre di accoppiamento non sono più omogenei nella loro superficie esterna, ma hanno una forma tipo quella che si riporta nell'immagine di figura 7.13.



**Fig. 7.13** Vias irregolari dati da un disallineamento tra strati di dielettrico

Il filtro disegnato perciò si rivela, con i limiti dati dalla tecnologia scelta, non utilizzabile in un sistema Up/Down Converter come quello proposto nel capitolo 1.

Per ciò che concerne il filtro con risonatori dual mode, si osserva una risposta in accordo con quella delle simulazioni per quanto riguarda la larghezza di banda e la perdita di inserzione a centrobanda (4.1 dB). Si nota però un adattamento minimo di 10dB rispetto ai 14dB restituiti dall'ultima simulazione (con transizione e schermatura). Inoltre si osserva un notevole spostamento della curva in alta frequenza. La nuova frequenza centrale del filtro è pari a circa 37.7 GHz.

Si sono riscontrati due fattori che determinano tale spostamento in frequenza. Il primo riguarda la  $\epsilon_r$  del substrato fabbricato. Dalle misure effettuate su un risonatore ad anello fabbricato sulla scheda al solo scopo di ottenere informazioni sulla permittività elettrica, è risultata una  $\epsilon_r$  pari a 7.4, distinta da quella nominale comunicata dal fabbricante di 7.5. Ciò, comprovato con analisi effettuate al simulatore, giustifica uno spostamento della curva in alta frequenza di circa 250 MHz.

La seconda ragione ipotizzata è la presenza di un errore sistematico nel processo di fabbricazione per cui le dimensioni di tutti i conduttori sono ridotte di almeno 20  $\mu\text{m}$ . Si afferma ciò a seguito di alcune prove fatte al simulatore variando prima aleatoriamente le dimensioni dei conduttori costituenti i patch risonanti di  $\pm 10 \mu\text{m}$  nelle due direzioni x e y. Dai risultati si osservano delle curve che si discostano da quella ottimizzata per quanto riguarda la larghezza di banda e l'adattamento, ma non nella frequenza centrale del filtro.

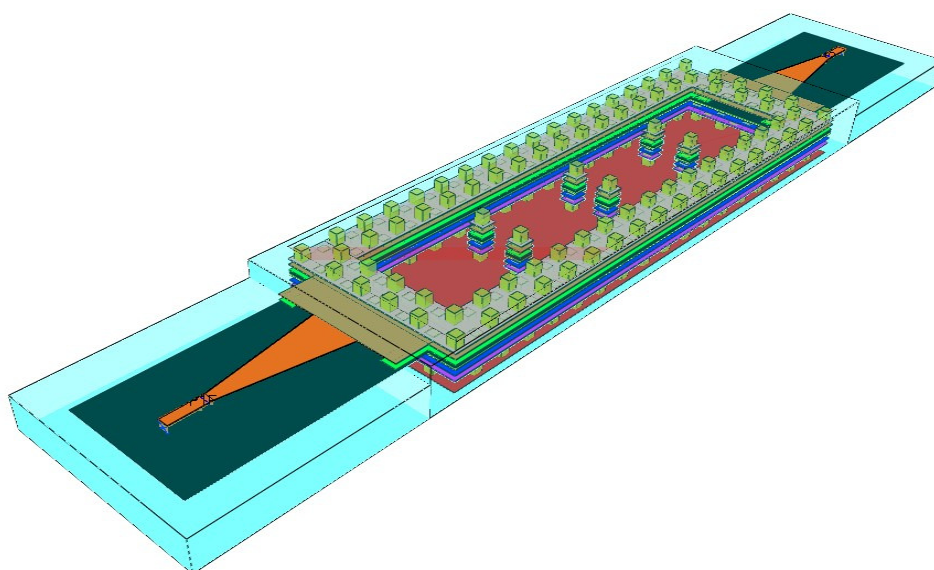
Affinché vi sia una deriva della frequenza centrale dell'entità di quella osservata nelle misure si devono restringere i patch conduttivi in ambo le direzioni x e y di

almeno 20  $\mu\text{m}$ . Si nota perciò una tendenza tipica di errori sistematici e non aleatori. Questo può essere dovuto ad un non perfetto controllo nel processo di cottura del laminato (si legga l' Appendice A per il processo di fabbricazione LTCC) che produce uno shrinkage (restringimento) ulteriore e non previsto dei conduttori.

Come si vedrà nel prossimo paragrafo, l' ipotesi di un errore sistematico appena descritta viene confermata dalle misure sul prototipo del filtro con quattro cavità in linea. Inoltre si sono fabbricati sulla stessa scheda altri circuiti progettati fuori dal contesto di questo lavoro di tesi per i quali perciò non si riportano i risultati. Tutte le misure effettuate danno conferma di ciò che si è ipotizzato.

## 7.2 Filtro con quattro cavità in linea

Nel paragrafo 6.1 del sesto capitolo si è descritto completamente il filtro con quattro cavità in linea riportandone la risposta in frequenza della struttura finale ottimizzata, con perdite. Tale struttura non necessita di ulteriori modifiche al fine di essere fabbricata. Infatti comprende già una transizione da microstrip a guida d'onda nel substrato e non ha bisogno di una schermatura in quanto le cavità non sono strutture che irradiano in prima approssimazione (si vedano nel capitolo 4 le pareti laterali con vias in LTCC). Nelle figure 7.14 e 7.15 si riportano il disegno del filtro completo realizzato con l' ausilio del CAD elettromagnetico e la foto della scheda fabbricata sulla quale sono presenti la transizione da microstrip a guida d'onda nel substrato, ed il filtro.



**Fig. 7.14** Vias irregolari dati da un disallineamento tra strati di dielettrico

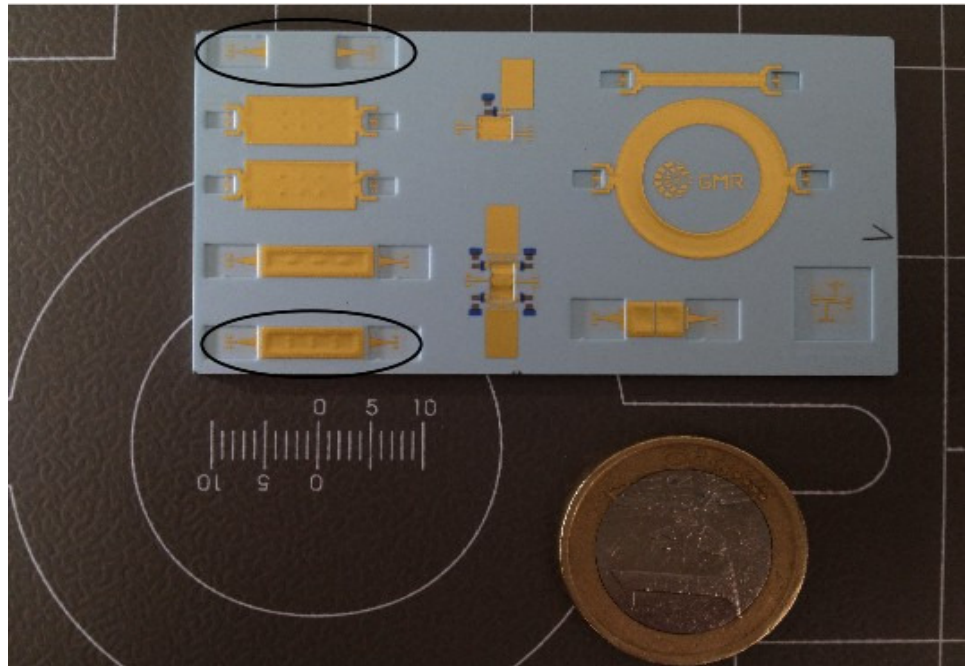


Fig. 7.15 Foto della transizione da microstrip a guida d'onda nel substrato (nell'ovale in alto) e del filtro con quattro cavità in linea (nell'ovale in basso)

Di seguito si riportano le curve dei parametri di scatter misurate sia per la transizione da microstrip a guida d'onda, sia per il filtro con quattro cavità.

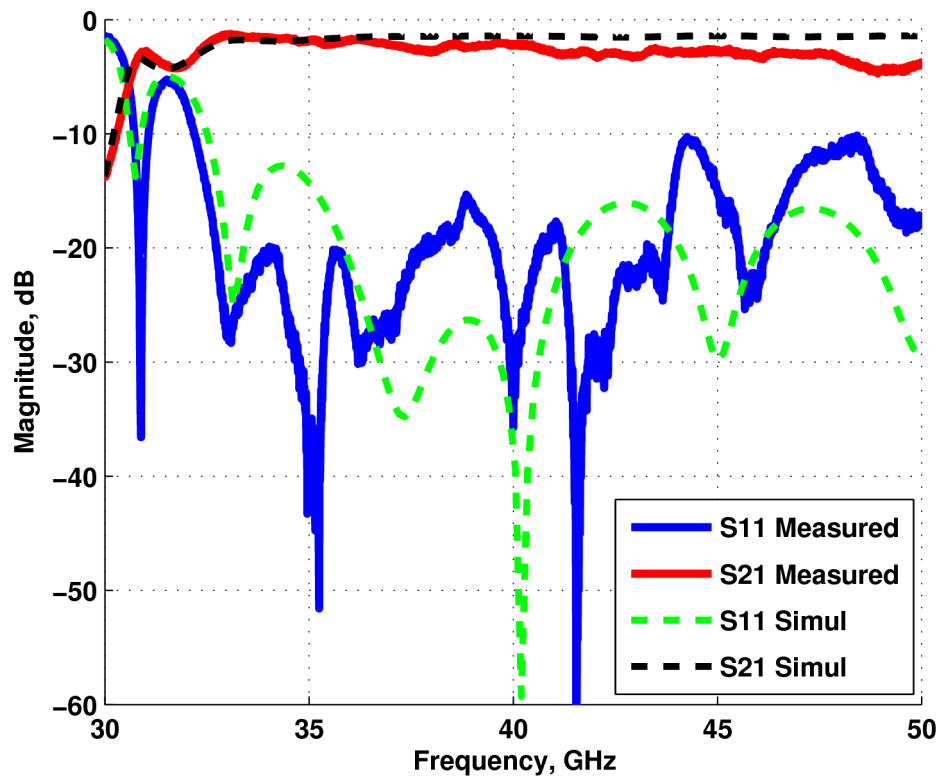


Fig. 7.16 Curve dei parametri S misurate della transizione da microstrip a guida d'onda nel substrato

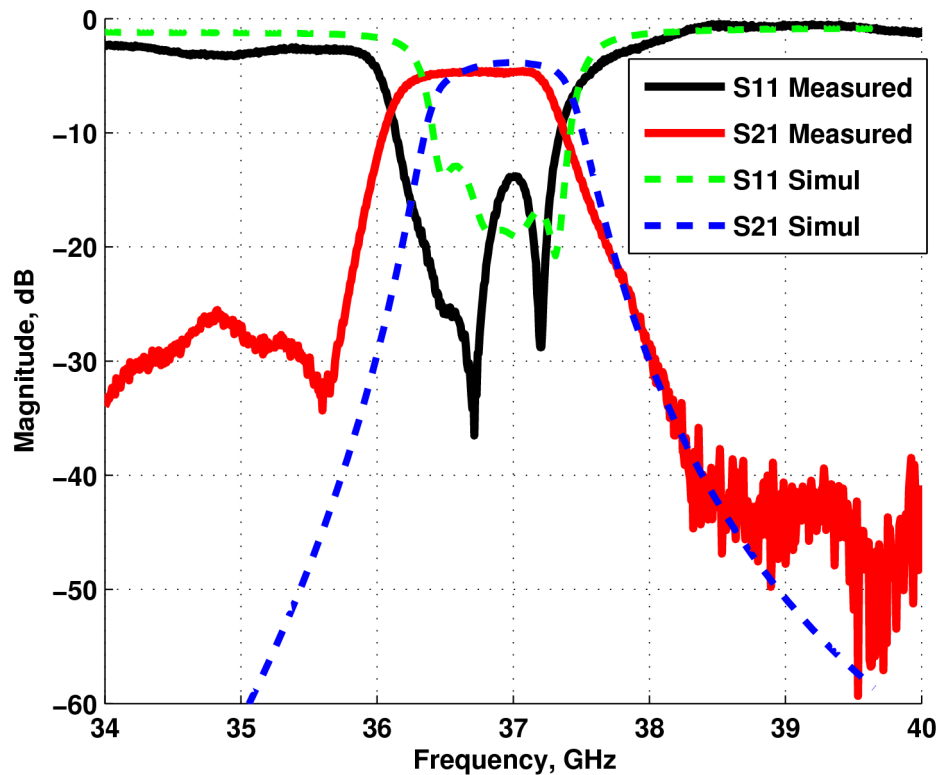


Fig. 7.17 Curve dei parametri S misurate del filtro con patch dual mode

Le curve delle ampiezze dei parametri S misurati del filtro non sono perfettamente in accordo con quelle delle simulazioni definitive della struttura.

In prima istanza si nota un allargamento di banda che può essere dovuto anche in questo caso al disallineamento tra strati. Infatti tale fenomeno, come già detto, tende a variare la struttura di accoppiamento disegnata con finestra di vias. Variando gli accoppiamenti possono risultare delle variazioni della larghezza della banda passante. Rispetto al filtro con quattro patch, che risulta più sensibile alle variazioni della finestra di vias, comunque non si ha una perdita completa delle specifiche assegnate al filtro.

Il valore della perdita di inserzione a centrobanda risulta circa il medesimo di quello restituito dalla simulazione, così come l' adattamento minimo.

Si osserva inoltre uno spostamento verso il basso della frequenza centrale del filtro, che va a posizionarsi a circa 36.7 GHz. Secondo la curva simulata tale frequenza dovrebbe essere pari a 36.95 GHz. Se si considera per di più la riduzione della  $\epsilon_r$  di 0.1, ci si aspetterebbe una curva centrata a 37.2 GHz. Quindi lo spostamento complessivo pari a circa 500 MHz.

Come anticipato tale comportamento è la conferma dell'errore sistematico che

abbiamo ipotizzato esistere nella fabbricazione dei prototipi. Infatti durante la fase di disegno del filtro con cavità risonanti ci si è resi conto che la frequenza di risonanza della singola cavità è influenzata fortemente dalle dimensioni dei pad conduttivi dei vias costituenti le pareti laterali della struttura. Ancora una volta, variando aleatoriamente le dimensioni di tali pad, si osserva una tendenza alla compensazione delle variazioni in un senso rispetto a quelle nel senso opposto, che quindi lasciano in prima approssimazione inalterata la frequenza di risonanza della cavità. Al contrario, se si riducono le dimensioni in egual misura di tutti i pad si ottiene una cavità di maggiori dimensioni rispetto a quella disegnata. Questo ne determina un abbassamento della frequenza di risonanza e quindi anche un abbassamento della frequenza centrale del filtro composto da cavità.



# Capitolo 8

## Conclusioni

Durante questo progetto di tesi si sono sviluppate tutte le fasi tipiche del progetto di circuiti filtranti ad alta frequenza, partendo dalle specifiche iniziali, per arrivare alla fabbricazione dei primi prototipi.

A partire dalle specifiche del sistema complessivo, in questo caso un modulo front-end di antenna comprendente un Up Converter e un Down Converter, si è proceduto allo studio di diverse soluzioni per quel che riguarda il filtro di ingresso/uscita del modulo. Ci si è serviti di una tecnologia per la realizzazione di tali circuiti, volta alla compattazione di circuiti ad alta frequenza.

Low Temperature Cofired Ceramic (LTCC) è una tecnologia ad oggi stabile e matura, che offre al progettista la possibilità di disegnare circuiti in tre dimensioni. Ciò apre diverse nuove possibilità sul piano delle configurazioni topologiche rispetto a tecnologie planari standard.

In questo lavoro di tesi si sono infatti utilizzati i benefici offerti dal progetto di circuiti in 3D, proponendo varie strutture di filtri passabanda differenti sia per il tipo di struttura di accoppiamento che per il tipo di risonatori. In ogni configurazione presentata si sfruttano tutti gli strati offerti dalla scheda multistrato LTCC.

Il CAD elettromagnetico fornito dal fabbricante dei prototipi, basato sull' algoritmo numerico FDTD, è stato lo strumento principale di ausilio al progetto.

Le analisi Full Wave effettuate al calcolatore si sono rivelate, per strutture complesse, computazionalmente onerose, richiedendo tempi per arrivare ad una

convergenza della soluzione anche dell'ordine di alcuni giorni a seconda della complessità della struttura simulata e della finezza del discretizzato.

Dai risultati ottenuti sia nelle simulazioni finali che con i prototipi fabbricati si sono tratte diverse informazioni sia sul comportamento della tecnologia alla frequenza di interesse (36,8 GHz), sia sulle soluzioni circuitali scelte.

In primo luogo si sono osservate apprezzabili variazioni nelle risposte dei filtri nel momento di aggiungere le perdite nel dielettrico e nel conduttore alle analisi Full Wave. Non si è effettuata una ulteriore ottimizzazione in questa prima fase del progetto del sistema. Però tali variazioni dovranno essere considerate al momento di progettare la struttura filtrante definitiva da inserire nel transceiver. Perciò, nonostante LTCC sia una tecnologia che offre dei bassi valori di perdita se riferiti a quelli di altre tecnologie planari, alle frequenze a cui si è lavorato evidentemente non sono comunque trascurabili.

E' poi emersa la necessità di progettare strutture di accoppiamento robuste rispetto alle incertezze della tecnologia, poiché se così non fosse si può incorrere in una perdita completa della risposta del circuito desiderata come è avvenuto per il filtro con quattro risonatori patch, il cui prototipo fabbricato ha restituito, dalle misure, delle curve che si discostano completamente da quelle ottenute dalle simulazioni.

Per quanto riguarda la robustezza di una struttura rispetto alle incertezze della tecnologia, si è pensato inoltre che, lavorando a così alta frequenza, potrebbe essere risolutivo utilizzare un dielettrico con  $\epsilon_r$  minore, affinché le dimensioni della struttura siano maggiori e quindi percentualmente influenzate in misura inferiore da tali incertezze.

# *Appendice A*

## Processo di fabbricazione LTCC

### A.1 Preparazione della miscela dei materiali costituenti

Il primo passo del processo di fabbricazione è quello di mescolare le polveri dei materiali che verranno trattati durante tutto il processo.

Questa fase consiste nella selezione dei materiali che, dopo vari pretrattamenti termici, chimici e meccanici, sono combinati in una specie di macina così da costituire la miscela desiderata, che avrà una consistenza liquida.

I materiali utilizzati sono di vario tipo a seconda della funzione che devono svolgere durante il processo, e a seconda delle caratteristiche desiderate del prodotto finale. Tipicamente si utilizzano tanto materiali organici come materiali inorganici.

#### A.1.1 Materiali inorganici

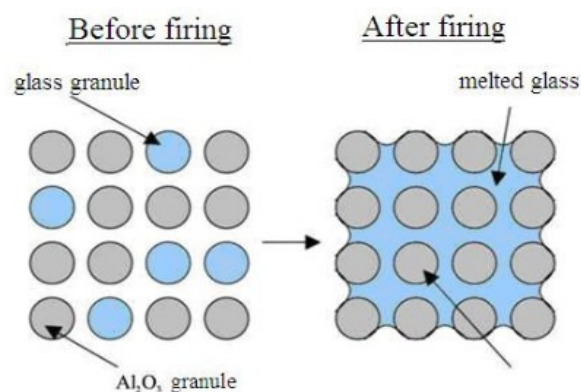
In LTCC questo tipo di materiali sono i principali costituenti del dielettrico; ne proporzionano, secondo quantità e tipo:

- la costante dielettrica
- le perdite nel dielettrico

- la conducibilità termica
- la percentuale di restringimento del laminato durante la cottura
- la robustezza meccanica del supporto finale
- il coefficiente di espansione termica del substrato

Sono utilizzati materiali di tipo ceramico o, più spesso, composti vetro-ceramici. Per quanto riguarda il materiale ceramico di base, si suole utilizzare la Allumina ( $Al_2O_3$ ) a cui si uniscono materiali vetrosi secondo le caratteristiche che si vogliono apportare al composto.

Durante la cottura, nel processo di sinterizzazione, la liquefazione del materiale vetroso è uno dei meccanismi chiave, dove il vetro penetra nella struttura tridimensionale formata dalle particelle ceramiche.



**Fig. A.1** Comportamento del materiale vetro-ceramico durante la sinterizzazione

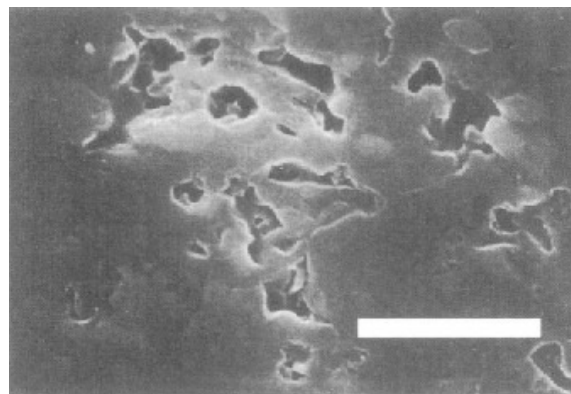
Affinché sia incrementata la densità del composto vetro-ceramico sinterizzato, è molto importante controllare il punto di rammollimento del materiale vetroso. Questo è definito come la temperatura a cui la viscosità è pari a  $10^{7.65}$  Poise (10 Poise = 1 Pa·s), ed è utilizzato come indice della fluidità. E' altresì importante controllare le dimensioni delle particelle della polvere ceramica in quanto queste determinano l'ostacolo maggiore o minore del flusso del vetro attraverso di esse durante la cottura, implicando così una maggiore o minore densità del prodotto finale.

Tanto per il coefficiente di espansione termico come per la conducibilità termica, sono stati proposti vari modelli matematici che ne predicano il valore [14]. Secondo tali modelli, controllando le quantità dei costituenti della miscela iniziale, si può conseguire un valore effettivo finale di tali parametri relativamente conforme al valore desiderato.

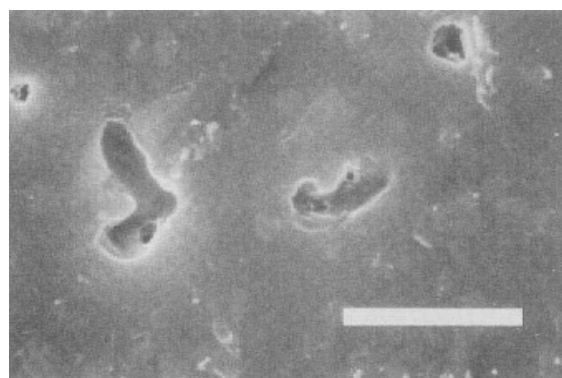
E' indispensabile fare un accenno ad alcuni parametri fondamentali del materiale

vetroso che si studiano e si tengono in considerazione in questa fase del processo, poiché hanno un ruolo determinante sulle caratteristiche sopracitate del substrato.

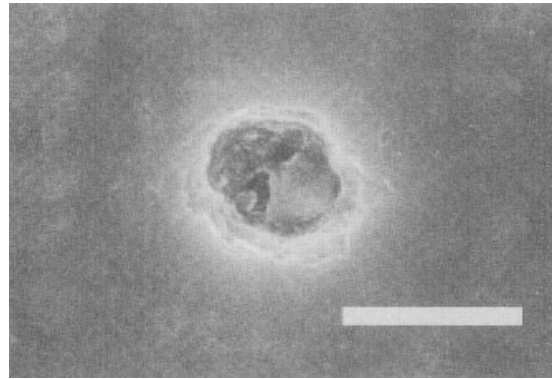
La prima di queste è la fluidità del vetro. Questa dipende principalmente dai componenti chimici del materiale. Gli ossidi che generalmente lo costituiscono si possono suddividere in ossidi costituenti, che costruiscono il reticolo, ossidi modificanti, che rompono il reticolo e ossidi intermedi. Se ad esempio si utilizza un materiale vetroso costituito principalmente da  $\text{SiO}_2$ , un ossido costituente, si possono inserire nel reticolo molecole di  $\text{Na}_2\text{O}$ , un ossido modificante, tale da abbassare il punto di rammollimento del vetro risultante, incrementando così la sua fluidità alle temperature di cottura tipiche in LTCC ( $< 1000\text{ }^\circ\text{C}$ ). Di contro, così facendo, a causa di  $\text{Na}_2\text{O}$  si incrementa il coefficiente di espansione termica del dielettrico finale e se ne riduce la durevolezza chimica nel tempo. In [14] si possono leggere in dettaglio le caratteristiche che apportano al materiale vetroso i vari tipi di ossido.



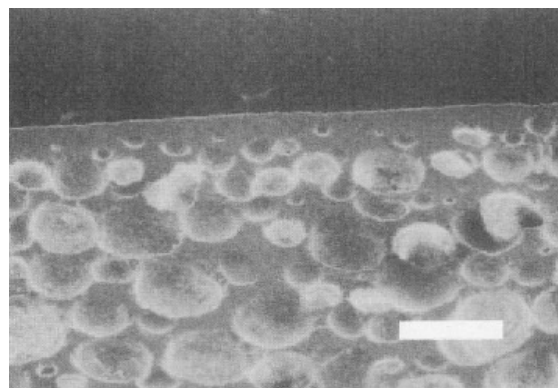
(a)



(b)



(c)



(d)

**Fig. A.2** (a) Pori che si formano a causa di una insufficiente sinterizzazione a 800 °C (b) Forma dei pori più arrotondata per l' incremento della temperatura di cottura (c) Pori risultanti da un' eccessiva sinterizzazione, a 1100 °C (d) Pori costretti nel substrato dal film superficiale di materiale sinterizzato

Un' altra caratteristica del vetro da tenere sotto controllo è il foaming, ossia la formazione di pori all'interno di tutto il dielettrico, dovuta molto spesso ad una insufficiente, e solo a volte eccessiva, sinterizzazione. La porosità del materiale dielettrico va ad intaccare la resistenza meccanica del supporto. A titolo esplicativo si riportano delle immagini in figura A.2 rappresentanti la microstruttura del dielettrico di vetro-allumina sinterizzato.

La causa principale di questo fenomeno è che durante la sinterizzazione, la parte dello strato che per prima sinterizza è la superficie esterna dove, perciò, si forma un film di materiale ben sinterizzato. Questo comporta che i gas interni formati ad alta temperatura a causa dello stesso materiale dielettrico e a causa dei leganti organici inseriti nella miscela iniziale, non possa essere espulso attraverso la superficie. Come si può apprezzare in figura A.2 (d), ciò produce una struttura porosa. Per evitare questo fenomeno è necessario controllare la quantità di gas dissolta nella miscela vitrea

iniziale. E' inoltre necessario durante la cottura ridurre i tempi di permanenza alle temperature in cui si formano tali gas. Si può riportare il grafico ottenuto studiando il comportamento in termini di densità relativa di un substrato vetro-allumina portato prima a temperature inferiori ai 900 °C e successivamente verso i 1000 °C. Se ne varia quindi la permanenza a tali temperature, ottenendo una curva della densità relativa che decresce bruscamente all'aumentare del tempo.

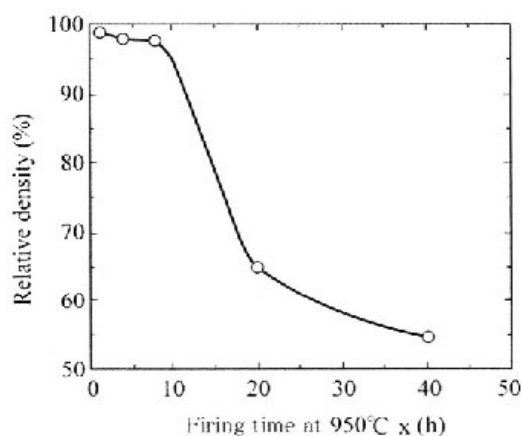
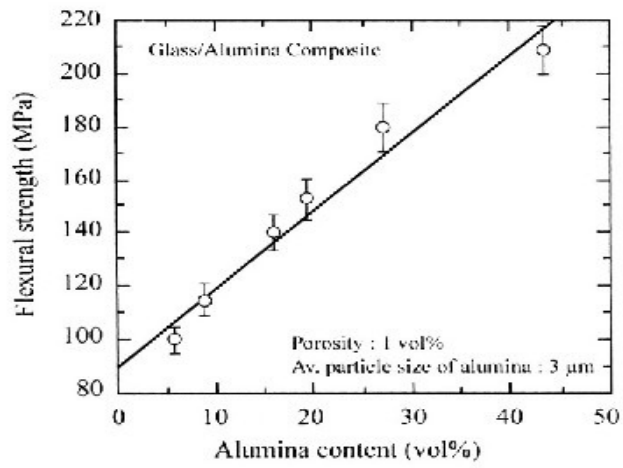


Fig. A.3 Curva della densità relativa del substrato ceramico

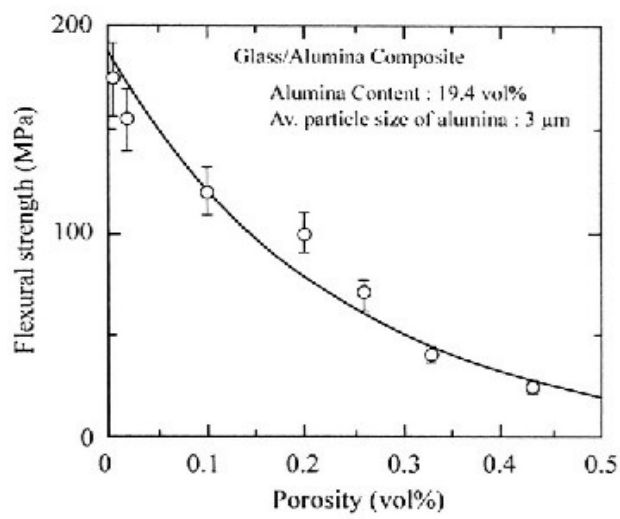
Per ultimo, si menziona il modo di reagire del vetro con il materiale ceramico. Nei composti vetro-allumina, la quantità di allumina rispetto a quella del vetro è relativamente bassa. Nonostante ciò questa piccola quantità ha un ruolo rilevante nel processo di cristallizzazione del vetro. Si parla di cristallizzazione dovuta a nucleazione eterogenea e si rimanda a [14] per un approfondimento. Questo fenomeno va ad influire direttamente sulla viscosità del materiale vetroso e può essere desiderato o meno a seconda del tipo di fabbricazione e del tipo di prodotto concepiti in fase di progetto. Attraverso il controllo di esso si può variare ad esempio la robustezza meccanica del supporto finale.

Il parametro di riferimento per la valutazione della robustezza meccanica è la resistenza alla flessione. Per completezza si riportano in figura A.4 tre curve inerenti alla variazione di tale parametro secondo tre cause [14]:

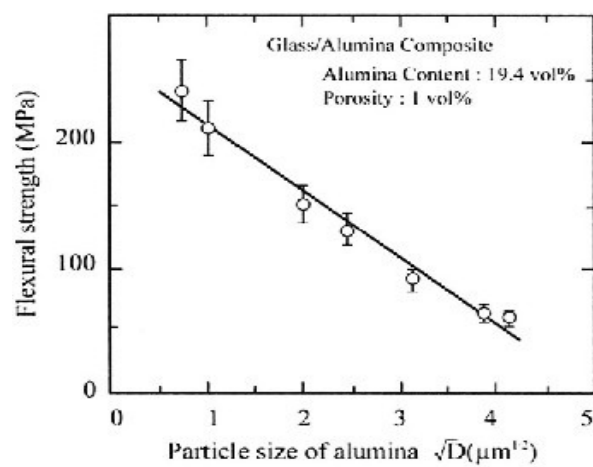
- quantità di materiale ceramico nel composto, figura A.4 (a)
- porosità, figura A.4 (b)
- diametro delle particelle di ceramica, figura A.4 (c)



(a)



(b)



(c)

**Fig. A.4** Curve della resistenza alla flessione al variare di: (a) Quantità di materiale ceramico (b) Porosità (c) Dimensioni delle particelle ceramiche



## A.1.2 Materiali organici

In LTCC si utilizzano diverse tipologie di questa classe di materiali a seconda delle funzioni svolte durante il processo di fabbricazione. Essenzialmente sono sostanze che vengono aggiunte a tutti i prodotti intermedi del processo, la miscela iniziale, il green sheet e il substrato laminato, come additivi per diversi scopi che vediamo di seguito. In teoria si vorrebbe eliminarli completamente dal prodotto finale una volta svolta la funzione che gli appartiene. Ciò quasi mai è possibile totalmente. Si rimanda a [14] per una lista dei più comuni materiali organici utilizzati in LTCC.

### **Leganti**

Queste sostanze assumono diverse funzioni in ognuno degli stadi intermedi del processo.

Nella prima fase dove la miscela ha una consistenza liquida, i leganti influiscono sulla viscosità della stessa.

Nella fase intermedia dove il singolo strato, che prende il nome di green sheet, ancora non è stato ne laminato con altri strati ne cotto, il legante svolge la funzione di prevenire rotture. In questa fase è inoltre importante che il green sheet abbia una buona robustezza meccanica ed una buona flessibilità al fine di sopportare bene trattamenti successivi come la punzonatura, dove si va a forare lo strato laddove si siano previsti i vias del circuito. E' altresì importante che durante un' altra fase che implica lavorare sul green sheet, ossia quella di stampa delle paste conduttrici e resistive, i leganti non si dissolvano a causa dei solventi contenuti in tali paste.

Durante la fase di laminazione è importante che i vari strati siano ben saldi gli uni agli altri. Per questo è necessario che il legante adibito a questa funzione abbia eccellenti doti adesive. Inoltre è essenziale che non gassifichi durante la termocompressione nella laminazione, poiché ciò lascerebbe spazi di aria tra gli strati.

I leganti subiscono una decomposizione termica durante la cottura per poi essere eliminati nella quasi totalità.

### **Plastificanti**

La plasticità è quella qualità di un materiale di poter essere deformato permanentemente attraverso una forza applicata.

I plastificanti vengono aggiunti ai leganti soprattutto per permettere nelle fasi iniziali, nel passaggio dalla miscela al green sheet, di incrementare flessibilità e facilità

di modellazione. Tipicamente è richiesto che abbiano le seguenti caratteristiche:

- compatibilità con i leganti
- alta temperatura di ebollizione e bassa pressione del vapore
- alta efficienza di plastificazione
- eccellente flessibilità a bassa temperatura
- che non si dissolvano rapidamente a contatto con altre sostanze

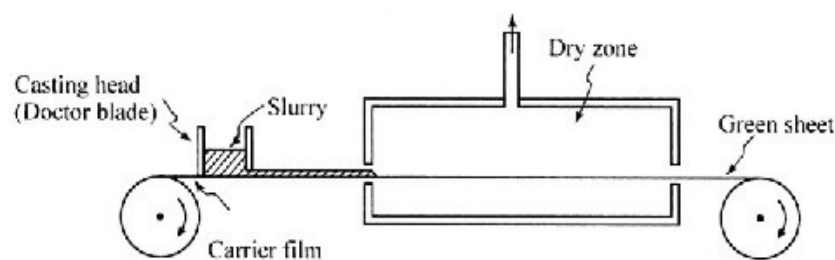
### **Agenti dispersivi**

Questo tipo di sostanze serve nella prima fase, quando si compone la miscela, soprattutto per disperdere agglomerati di particole ceramiche che produrrebbero un substrato non omogeneo. Tali agenti dispersivi vanno ad interagire direttamente con la superficie delle particole ceramiche facendo sì che queste si respingano le une con le altre.

## **A.2 Casting**

Dopo aver preparato la miscela iniziale, si passa alla trasformazione di questa nello stato di green sheet. Il green sheet è il prodotto intermedio da cui dipende maggiormente la qualità del circuito finale in quanto in tutte le fasi intermedie successive come la punzonatura, il deposito dei materiali, tanto metallici come resistivi, la laminazione, eccetera, sono effettuati, prima della cottura, proprio su di esso.

Il casting viene effettuato attraverso un macchinario la cui schematizzazione può essere fatta come nell'immagine che segue



**Fig. A.5** Casting

Questo consta di un nastro trasportatore, un serbatoio dove è contenuta la miscela dei materiali, un dispensatore della miscela, una zona di essiccamento, ed una unità di raccolta.

Come è facile immaginare, la miscela viene versata sul nastro trasportatore di materiale poliestere. Lo spessore del materiale versato viene imposto attraverso una tecnica conosciuta come doctor blade [14], in cui variando la posizione di una lama, di cui se ne può vedere la conformazione in figura A.6, si decide appunto la quantità di materiale che fuoriesce e quindi proprio il suo spessore.

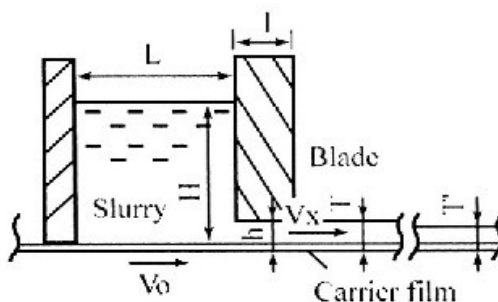


Fig. A.6 Doctor blade

Successivamente il materiale passa in una zona di essiccazione dove sono rimossi i solventi che rendevano liquida la miscela. Ci si serve per questa operazione di riscaldatori ai raggi infrarossi, che vengono modulati insieme con la velocità del nastro trasportatore, in base al tasso di essiccazione della miscela.

Il foglio green sheet che deriva dalle operazioni appena descritte viene poi raccolto avvolgendolo in un rotolo.

E' opportuno richiamare alcune caratteristiche che deve avere il green sheet.

Per prima cosa è essenziale che i materiali costituenti il green sheet, ossia ceramica, vetro, leganti, plastificanti e agenti dispersivi, siano distribuiti tridimensionalmente nella struttura in maniera omogenea.

In seconda istanza è molto importante che lo spessore del green sheet sia quanto più uniforme possibile. Inoltre, come è ovvio, non dovrebbe presentare rotture a livello di macrostruttura.

Infine è desiderabile una bassa rugosità della superficie, in quanto in un processo successivo di stampa di altri materiali su di esso, tale caratteristica ne limita l'aderenza.

Si capisce adesso ancor meglio l'importanza dei plastificanti nel composto. Infatti tali sostanze rendono il green sheet malleabile e flessibile, caratteristiche che in

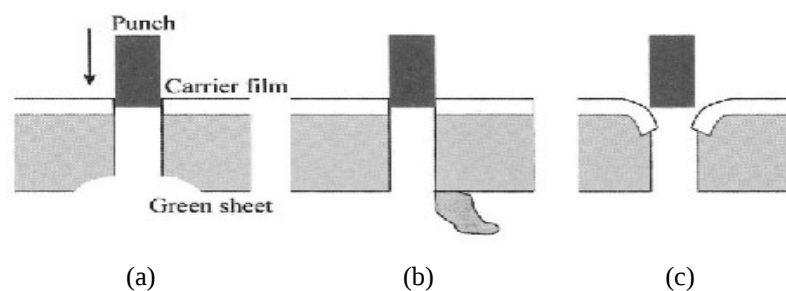
questa fase e nelle successive, dove viene arrotolato, tagliato, punzonato eccetera, contribuiscono nell'evitare eccessivi traumi meccanici dello strato.

### A.3 Punzonatura

Il passo successivo è la punzonatura. In questa fase vengono effettuate delle forature attraverso lo strato non ancora cotto laddove poi saranno realizzati i vias, ovvero connessioni metalliche verticali, nella struttura 3D, tra strati conduttivi distinti. Al giorno d' oggi, per piccole produzioni, quest'operazione si può realizzare con la tecnica laser, con cui si sono raggiunti diametri minimi dei vias dell'ordine delle decine di  $\mu\text{m}$ , dipendentemente dal tipo di materiale attivo del laser. Questa tecnica, di contro, produce dei fori dalla forma non perfettamente cilindrica. Inoltre si producono delle alterazioni del materiale dal lato opposto a quello dove si incide [34,35].

Per grandi volumi di produzione, grazie alla maggior economicità e rapidità dell'operazione, tuttavia si utilizza un metodo di punzonatura meccanica, con cui si possono raggiungere valori di diametro minimo del via hole di circa  $100 \mu\text{m}$ . Questo metodo è spesso seguito da difetti nella struttura come riportato nella figura A.7. A differenza della foratura con laser però si ottengono vias dalla forma più regolare, quasi cilindrica.

In A.7 (a) si vede il primo difetto possibile nella punzonatura meccanica. Se il green sheet è troppo fragile, la parte sottostante al foro viene scheggiata via. In altri casi, A.7 (b), degli scarti di materiale del green sheet, se troppo molle, possono essere portati verso il fondo dello strato. In fasi successive questi scarti possono andare a riempire fori di strati sottostanti creando problemi di conducibilità del via. Infine è possibile che il film protettivo applicato al green sheet subito dopo la fase di essiccazione, rientri nel foro stesso, creando un difetto nel via come in A.7 (c).

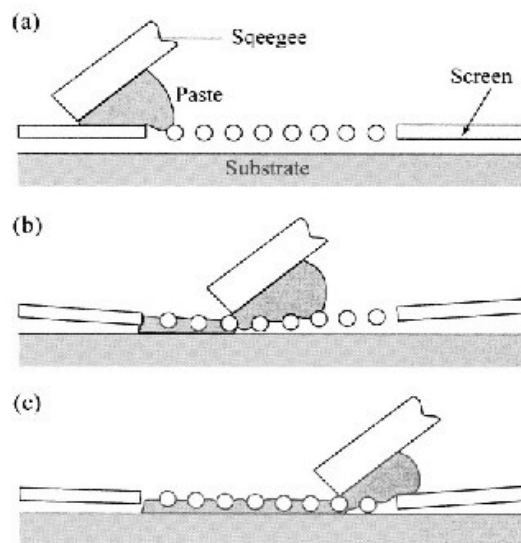


**Fig. A.7** Difetti dovuti alla punzonatura meccanica

## A.4 Stampa e riempimento dei vias

In questa fase del processo vengono prima riempiti i fori in corrispondenza dei vias, precedentemente prodotti durante la punzonatura, e successivamente stampate le interconnessioni metalliche ed i componenti passivi, sui vari strati.

Si analizza per primo il processo di stampa delle interconnessioni, che ha molto in comune col processo di riempimento dei vias.



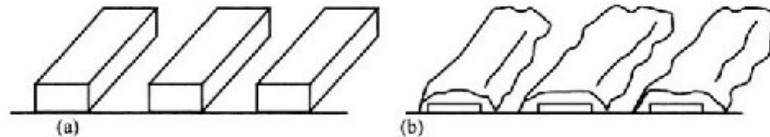
**Fig. A.8** Fasi del gap printing

La tecnica che si utilizza per la stampa è chiamata gap printing. Come si può apprezzare nella figura A.8, con tale tecnica si crea un gap tra la maschera, su cui sono state realizzate delle aperture lungo le piste di interconnessione, e il green sheet. Quando la spatola passa sulla maschera, la pasta conduttiva viene spinta attraverso le aperture affinché si depositi sul supporto.

E' essenziale che il risultato di questa operazione restituisca delle piste stampate di ottima qualità, senza imperfezioni. Ciò si traduce in una stampa delle piste nell'esatta posizione prevista, con la corretta quantità di materiale, e con forma regolare. In figura A.9 sono mostrate le piste come dovrebbero essere idealmente, (a), e delle piste stampate in maniera imperfetta, (b). Al fine di ottenere i migliori risultati, devono essere ottimizzate le seguenti caratteristiche:

- qualità della maglia di acciaio inossidabile che costituisce la maschera di stampa. E' importante ottimizzare il numero ed il diametro dei fili della maglia, così come lo spessore dell'emulsione con cui si imbeve.

- velocità della spatola
- pressione della spatola
- l'angolo di inclinazione della spatola
- le caratteristiche della pasta da stampare
- qualità della superficie del green sheet



**Fig. A.9** Piste impresse attraverso il gap printing

Terminata la fase di stampa delle piste conduttive, si passa a stampare i componenti passivi. Andiamo a vedere la problematica più comune che quest'operazione può presentare, concentrandoci sulla fabbricazione delle resistenze.

A questo punto del processo le piste conduttive sono già state stampate. Il risultato è uno strato di green sheet la cui superficie non è più uniforme proprio a causa delle piste. Si devono riempire gli spazi appositi dove sono state previste le resistenze, con la pasta resistiva. Il gap tra maschera e substrato, viene aggiustato ad un livello ottimale come se la superficie fosse uniforme e priva dei rilievi, che invece ha, e che sono dati dalle interconnessioni. Come si può osservare nella figura A.10, si distinguono delle zone critiche di deposizione della pasta:

- (1) una zona in cui si deposita il materiale resistivo sul conduttore. Qui la maglia avrà una tensione diversa che nelle altre zone, dando luogo ad una deposizione di differente estensione e quantità.
- (2) una zona, esattamente dove comincia l'incavo, che non si riesce a riempire bene di materiale.

Il risultato di tutto ciò è una forma irregolare del componente, rispetto a quella rettangolare prevista.

Si procede quindi col vedere come si riempiono i vias. Esattamente come per la stampa delle piste di interconnessione, anche in questo caso si utilizza una spatola per distribuire la pasta conduttiva attraverso le aperture della maschera, realizzate secondo i pattern del circuito, come mostrato nell'immagine A.11. Al fine di riempire nella loro totalità i vias, si crea il vuoto dalla parte opposta della superficie di stampa.

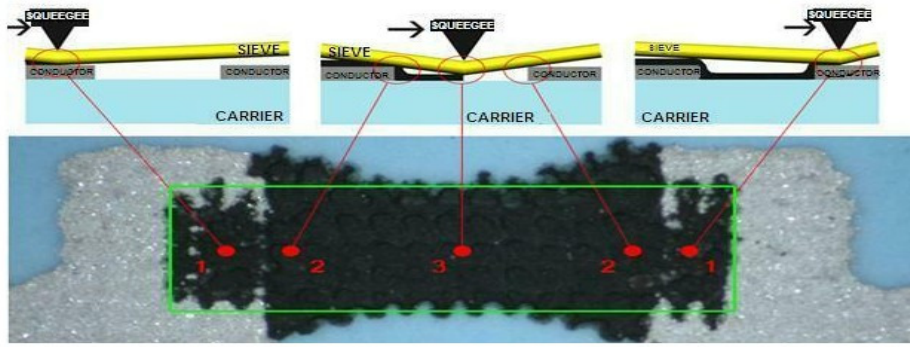


Fig. A.10 Foto di una resistenza stampata

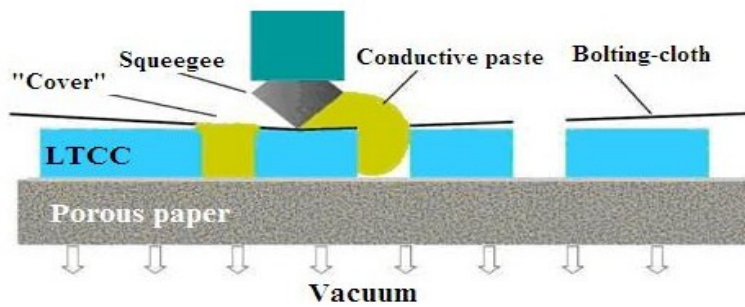


Fig. A.11 Riempimento dei vias

Raramente in questa fase si utilizzano polveri, e non paste, di conduttore. In questo caso ci possono essere problemi nel riempire totalmente il via hole a causa della poca fluidità della polvere (vedi la figura A.12 (a)). Si ovvia al problema facendo vibrare l'intero strato durante quest'operazione. Come ci si può aspettare, a causa della sua consistenza, è facile che la polvere conduttiva possa fuoriuscire dalla base del foro. Per evitare ciò si deposita della pasta conduttiva alla base stessa del foro come in A.12 (b).

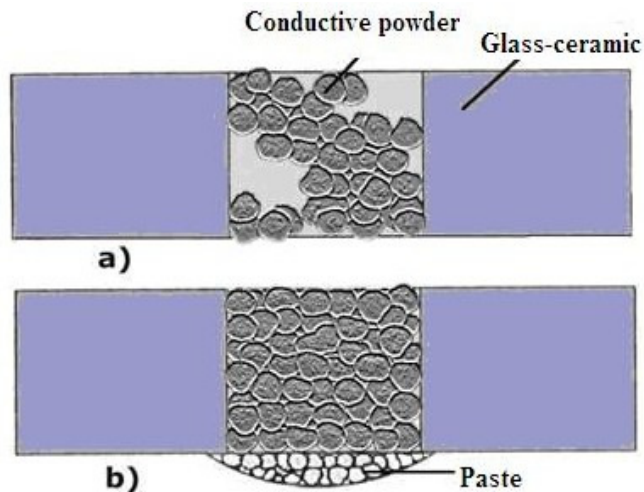
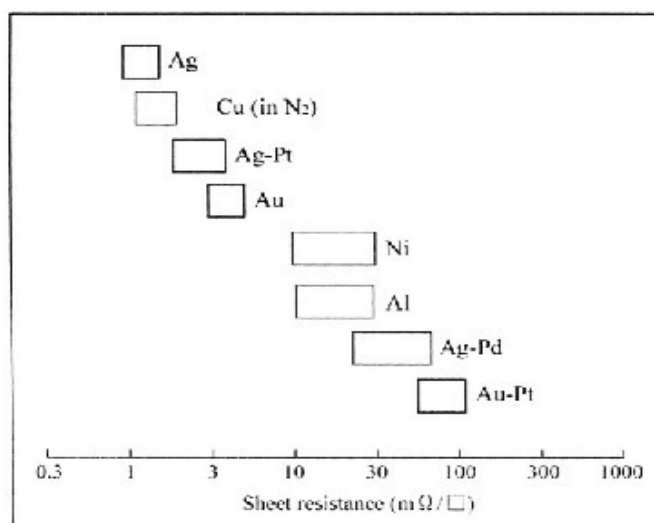


Fig. A.12 Riempimento dei vias con polvere conduttiva

Avendo descritto la tecnica di deposizione dei materiali sia conduttivi che resistivi, è essenziale richiamarne i tipi più comunemente utilizzati in LTCC.



**Fig. A.13** Valori di resistenza per quadro di materiali conduttori tipici in LTCC

Per le paste conduttive i materiali tipici di cui si compongono in LTCC sono l'Oro (Au), il Rame (Cu), l'Argento (Ag) e leghe derivate da questi, per ciò che concerne il metallo conduttore di base. A questo vengono poi aggiunti leganti e plastificanti per rendere il tutto una pasta imprimibile che aderisca bene al green sheet. Valori tipici di resistenza per quadro sono riportati in figura A.13.

Per le resistenze, la pasta che si utilizza più frequentemente è un composto di ossido di rutenio, un ossido conduttivo, e vetro, tipicamente piombo borosilicato.

L'ossido di rutenio è disponibile commercialmente in forma di polvere dalle particelle di diametro di circa 10 nm o più. Risulta essere un materiale termodinamicamente stabile fino ad una temperatura di poco superiore ai 1000 °C, intorno ai 1400 °C si rompe e vaporizza parzialmente. Unito al vetro di piombo borosilicato forma una pasta resistiva la cui temperatura ideale di cottura è di circa 900 °C.

## A.5 Laminazione

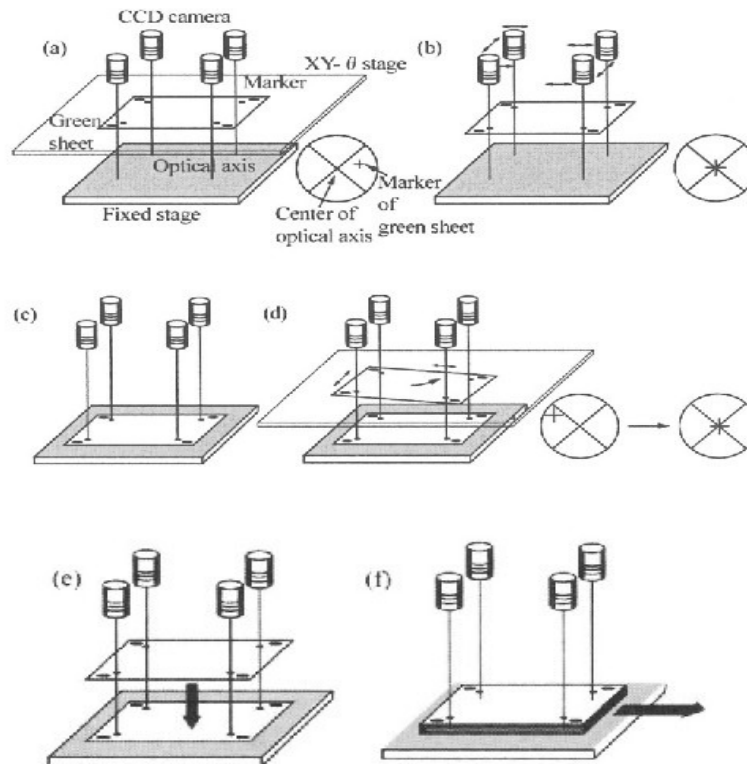
Attraverso quest'operazione si uniscono finalmente i diversi strati di green sheet opportunamente preparati secondo i passi precedenti. Lo scopo è quello di creare un singolo substrato. Inoltre in questa fase, dove la pila di strati subisce sia una pressione



che un riscaldamento, oltre all'unione dei green sheets tra di essi si ottiene anche un fissaggio meccanico delle piste di conduttore ai vari substrati, grazie ad una intermigrazione, all'interfaccia, del materiale conduttore nella ceramica e viceversa.

I vari strati vengono prima allineati secondo una tecnica che vediamo in seguito, e poi pressati ed al contempo scaldati.

E' molto importante che ogni strato aderisca quanto più possibile sia al quello ad esso superiore che a quello inferiore.



**Fig. A.14** Allineamento degli strati

L' allineamento degli strati, viene fatto servendosi di una macchina composta da quattro camere Charge Coupled Device (CCD), un ripiano xy- $\theta$  ed un ripiano fisso. Si può suddividere il processo di allineamento in sei fasi, mostrate in figura A.14. Il primo green sheet, ai cui quattro angoli vengono precedentemente formati dei markers, viene prima posto al livello xy- $\theta$  tra le camere CCD e il piano fisso, (a). Siccome i markers non coincideranno col centro delle camere, queste vengono mosse finché non si ottiene la coincidenza, (b). Questa sarà la posizione standard di allineamento ottico di tutto il processo di impilamento degli strati successivi. Quindi il green sheet viene fissato sul piano fisso, (c). Il secondo green sheet viene poi posto al livello xy- $\theta$  e ruotato in maniera tale che i suoi markers si allineino con la posizione delle camere CCD, (d). In

questo modo si ha automaticamente un allineamento del secondo green sheet con il primo. Si fissa questo secondo strato sopra al primo, (e), e si ripetono le operazioni (d) ed (e) per tutti gli strati successivi fino ad avere la pila di strati allineati completa. Quest'ultima viene posta in uno stampo pronta per essere pressata e scaldata, (f).

Il passo seguente nella laminazione è la pressione della pila di strati ed il contemporaneo riscaldamento della medesima. La temperatura e la pressione ottime dipendono dai leganti presenti nel composto, anche se normalmente si effettua quest'operazione ad una temperatura intorno agli 80 °C e ad una pressione di circa 30 MPa. Durante questa fase si hanno deformazioni della pila solo lungo l'asse z in quanto lungo x e y la pila è limitata dallo stampo. Il tempo totale dell'operazione è di circa 10 minuti e ai 5 minuti si suole girare la pila e fare pressione sull'altra faccia.

Numerosi possono essere i difetti nella struttura dopo la cottura, dovuti ad una non perfetta laminazione. In linea di principio si vorrebbe un processo per cui dal corpo laminato, con la cottura, si ottenga un substrato sì ristretto però ancora ben laminato come in figura A.15 (a). Invece, in alcuni casi, difetti nella struttura laminata non cotta possono portare alla delaminazione durante la cottura, come in A.15 (b).

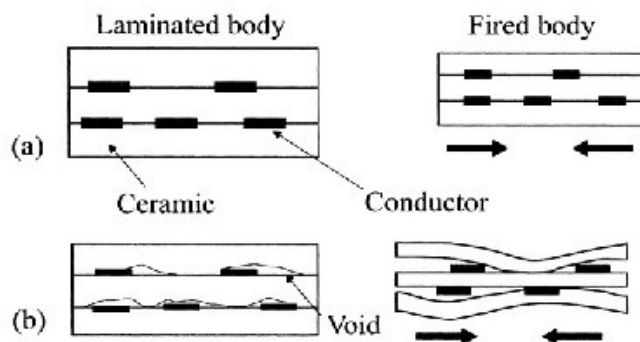


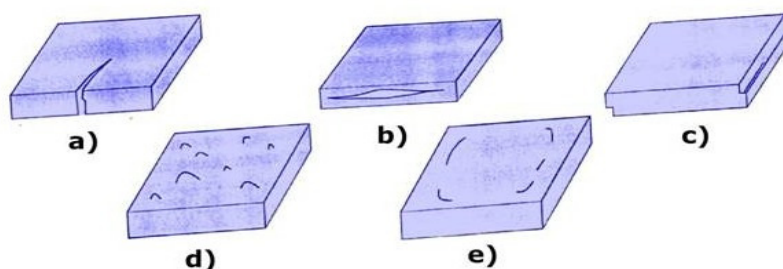
Fig. A.15 (a) Buona laminazione (b) Cattiva laminazione

Si distinguono cinque tipi di delaminazione possibile:

- Rotture verticali, dovute alla concentrazione di forze ai bordi della pila di strati durante la laminazione. Come già detto infatti, quando si pressano gli strati, questi sono costretti nello stampo, per cui, non potendo estendersi orizzontalmente, si ha una concentrazione di pressione proprio ai bordi. Figura A.16 (a)
- Delaminazione degli strati interni, dovuta ad una non perfetta aderenza degli strati interni gli uni con gli altri. Spesso la causa di ciò è la scarsa aderenza tra le

piste conduttrici e il green sheet, soprattutto se queste sono molto spesse. Figura A.16 (b)

- Delaminazione per discostamento tra strati, dovuta alla presenza di ampie aree di conduttore sui green sheets, quindi soprattutto sugli strati di massa e alimentazione. Anche qui la causa è la scarsa aderenza tra la pasta conduttrice ed il green sheet. Inoltre subentra il fattore del diverso tasso di restringimento del conduttore rispetto al substrato durante la cottura. Figura A.16 (c)
- Vesciche sulla superficie, dovute alla dissoluzione dei leganti organici e gas presenti nel vetro, durante la sinterizzazione ad alta temperatura. Per questo è importante che non vi siano gap tra gli strati allineati e che durante la cottura, prima di arrivare alla sinterizzazione ad alta temperatura, si permetta il rilascio completo di tali gas permanendo alle debite temperature. Figura A.16 (d)
- Delaminazione circolare, dovuta ad una concentrazione di materiale conduttore nella parte interna degli strati. Figura A.16 (e)



**Fig. A.16** Effetti della delaminazione

## A.6 Cottura

Questa è l'ultima fase dell'insieme dei processi LTCC. Le lavorazioni successive come il deposito a film sottile di conduttori e resistenze sulla superficie esterna, il montaggio di dispositivi attivi, eccetera, sono pertinenti ad altri tipi di tecnologia di cui non ci si occupa in questo contesto.

La cottura consta di due fasi principali. Nella prima, si cuoce il laminato per circa un'ora in un forno a convezione ad una temperatura intorno ai 350 °C. Questo permette che siano eliminati i componenti organici ed i gas del vetro. Dopo un'ora l'85% degli ingredienti organici è eliminato ed il tutto viene portato all'ultimo passo della cottura. Si innalza la temperatura del forno ad un valore che varia intorno ai 900 °C. La velocità del nastro trasportatore su cui si muove il substrato all'interno del forno, viene

cambiata in modo tale che si raggiunga in 30 minuti la temperatura di picco. Nel diagramma di figura A.17 si mostra il profilo termico di cottura di un substrato DuPont 951 Green Tape.

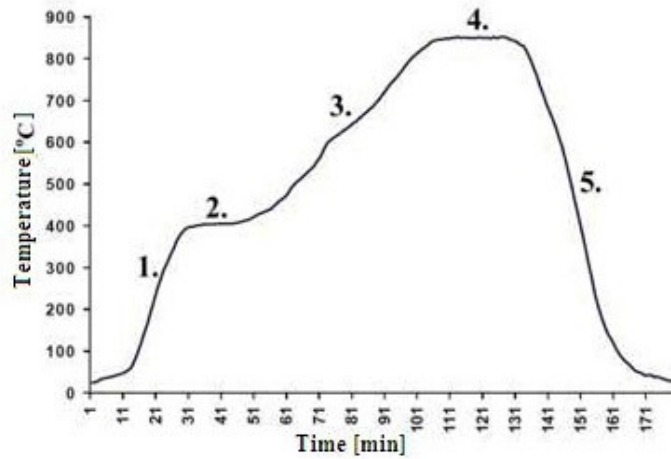


Fig. A.17 Profilo termico delle fasi di cottura

Cuocendo il substrato, come più volte detto, si assiste ad un suo restringimento in una percentuale che può variare intorno al 17%. Uno dei fattori che determina tale restringimento è il tipo di composizione vetro-ceramica di cui si compone il dielettrico.

Come si è spiegato precedentemente, la dimensione delle particole ceramiche ed il tipo di componente vetroso, determinano il flusso più o meno agevole del vetro attraverso la ceramica in fase di cottura, e di conseguenza la densità del prodotto finale. Legata a ciò, inoltre, si è riscontrata una forte relazione tra la densità del green sheet e la percentuale di restringimento post sinterizzazione. Lo si può apprezzare in figura A.18.

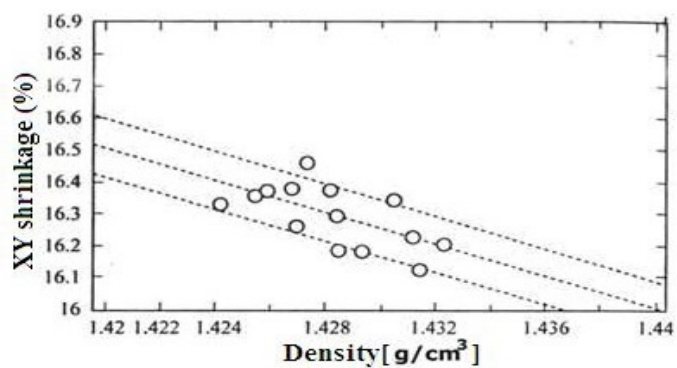
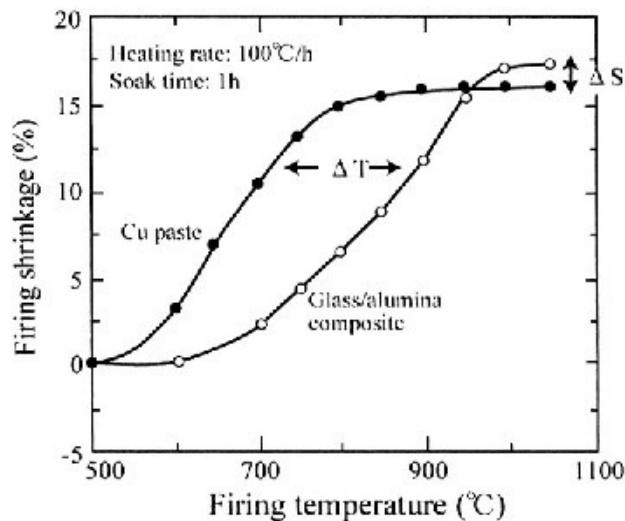


Fig. A.18 Relazione tra la densità del green sheet ed il tasso di restringimento in fase di cottura

Così, ad esempio, se si vuol rimanere in una percentuale di restringimento del substrato che vari tra il 16.4% ed il 16.5%, sarà necessario controllare la densità del green sheet tale che rimanga in un range di valori tra 1.421 g/cm<sup>3</sup> e 1.424 g/cm<sup>3</sup>.

Anche il materiale conduttore subisce un restringimento in questa fase. E' di basilare importanza che il restringimento del dielettrico e quello del conduttore siano il più possibile in accordo. Se così non fosse si creerebbero delle gravi imperfezioni nella struttura finale, specialmente alle interfacce tra i due materiali. La figura A.19 mostra un esempio dell'effetto del disaccordo tra il restringimento del conduttore rispetto al restringimento del dielettrico. E' il risultato di uno studio su un laminato di dielettrico vetro-allumina con impresse piste in rame, cotto in una atmosfera al nitrogeno per 1 ora , a temperature che vanno dai 500 °C ai 1050 °C, e ad un tasso di riscaldamento di 100 °C/min. Il tasso di restringimento tende ad aumentare per entrambi i materiali con l'aumentare della temperatura. Tuttavia le due curve differiscono tra loro denotando un tasso di restringimento massimo distinto che dà luogo ad una  $\Delta S$ , ed una differenza tra le temperature alle quali inizia il restringimento dei due materiali che dà luogo ad un  $\Delta T$ .



**Fig. A19** Curve del tasso di restringimento del conduttore e del dielettrico durante la cottura

Oltre al comportamento a se stante dei singoli materiali in condizioni di sinterizzazione, è stato rilevato che a causare tali mismatches nel comportamento dei due tipi di materiale congiunti nel laminato, possa essere una scarsa aderenza all'interfaccia del conduttore con la ceramica e la presenza di gap tra i due. Al fine di ridurre tali mismatches nel tasso di restringimento, è necessario ottimizzare le

dimensioni delle particole del conduttore, la sua composizione e quella dei suoi additivi. Inoltre si può procedere nel mescolarvi una piccola percentuale di particole ceramiche.

Durante la cottura, anche la reazione tra il substrato ed il setter, il supporto su cui è appoggiato il laminato, è significativa per il tasso di restringimento. Tale setter deve avere una conformazione, come in figura A.20, tale che sia minima la superficie di contatto col substrato. Inoltre in questo modo si permette ai gas in atmosfera fluire anche al di sotto della struttura offrendo una cottura più uniforme.



**Fig. A.20** Forma del setter

# *Bibliografia*

- [1] G. De Cicco, P. Mezzanotte, “Progetto di un filtro combline in tecnologia LTCC per applicazioni spaziali”, *XVI Riunione Nazionale di Elettromagnetismo, SIEM*, pp. 97 - 100, settembre 2006.
- [2] Kyutae Lim, S. Pinel, M. Davis, A. Sutono, Chang-Ho Lee, Deukhyoun Heo, A. Obatoynbo, J. Laskar, E.M. Tantzeris, R. Tummala, “RF-System-On-Package(SOP) for Wireless Communications”, *Microwave Magazine, IEEE*, vol. 3, pp. 88 - 99, marzo 2002.
- [3] Su Hanzhang, Xing Mengjiang, Li Yuejin, Li Wei, “Design of a Front-End of a Ku-band Transceiver based on LTCC technology”, *Electronic Packaging Technology & High Density Packaging (ICEPT-HDP), 2010 11th International Conference on*, pp. 851 - 855, agosto 2010.
- [4] R.R. Tummala, “SOP: What Is It and Why? A New Microsystem-Integration Technology Paradigm-Moore's Law for System Integration of Miniaturized Convergent Systems of the Next Decade”, *Advanced Packaging, IEEE Transaction on*, vol. 27, pp. 241 - 249, maggio 2004.
- [5] K. Nishikawa, K. Kamogawa, B. Piernas, M. Tokumitsu, S. Sugitani, I. Toyoda, K. Araki, “Three-Dimensional MMIC Technology for Low-Cost Millimeter-Wave MMICs”, *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol. 36, pp. 1351-1359, settembre 2001.

- [6] R.W. Bierig, "GaAs MMIC Technology: Past, Present and Future", *Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium, Digest of Papers, IEEE*, pp. 5, maggio 1995.
- [7] Jia-Sheng Hong, M.J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, John Wiley & Sons, Inc., 2001.
- [8] A.K. Ezzeddine, "Advances in Microwave & Millimeter-wave Integrated Circuits", *Radio Science Conference, 2007. NRSC 2007. National*, pp. 1 - 8, marzo 2007.
- [9] T. Tokumitsu, N. Hirano, K. Yamasaki, C. Yamaguchi, K. Nishikawa, M. Aikawa, "Highly Integrated Three-Dimensional MMIC Technology Applied to Novel Masterslice GaAs- and Si-MMIC's", *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol. 32, pp. 1334 - 1341, settembre 1997.
- [10] T. Kaho, Y. Yamaguchi, K. Uehara, "A Compact K/Ka-band Transceiver MMIC Using GaAs 3D-MMIC Technology", *Microwave Conference Proceedings (APMC), 2010 Asia-Pacific*, pp. 822 - 825, dicembre 2010.
- [11] G.E. Ponchak, E.M. Tentzeris, J. Papapolymerou, "Coupling between microstrip lines embedded in polyimide layers for 3D-MMICs on Si", *Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International*, vol. 3, pp. 1723 - 1726, maggio 2001.
- [12] L.P.B. Katehi, J.F. Harvey, K.J. Herrick, "3-D Integration of RF Circuits Using Si Micromachining", *Microwave Magazine, IEEE*, vol. 2, pp. 30 - 39, marzo 2001.
- [13] J.H. Lee, S. Sarkar, S. Pinel, J. Papapolymerou, J. Laskar, M.M. Tentzeris, "3D-SOP Millimeter-Wave Functions For High Data Rate Wireless Systems Using LTCC and LCP Technologies", *Electronic Components and Technology Conference, 2005. Proceedings. 55th*, pp. 764 - 768, maggio/giugno 2005.



- [14] Y. Imanaka, *Multilayered Low Temperature Cofired Ceramics (LTCC) Technology*, Springer, 2005.
- [15] C.Q. Scrantom, J.C. Lawson, “LTCC Technology: Where We Are And Where We're Going-II”, *Technologies for Wireless Applications, 1999. Digest. 1999 IEEE MTT-S Symposium on*, pp. 193 - 200, febbraio 1999.
- [16] Jia-Sheng Hong, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications, Second Edition*, John Wiley & Sons, Inc., 2011.
- [17] D.C. Thompson, J. Papapolymerou, M.M. Tentzeris, “High Temperature Dielectric Stability of Liquid Crystal Polymer at mm-Wave Frequencies”, *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 15, pp. 561 - 563, settembre 2005.
- [18] S. Sarkar, V. Palazarri, G. Wang, N. Papageorgiou, D. Thompson, J.H. Lee, “RF and mm-Wave SOP Module Platform using LCP and RF MEMS Technologies”, *Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International*, vol. 2, pp. 567 - 570, giugno 2004.
- [19] Lu Haijing, Wai Lai Lai, Gian Pun Wen, Lim Lai Huat, Sun Zheng, A.L.C. Wai, “Fabrication and Characterization of Multi-layer Liquid Crystal Polymer (LCP) Substrate”, *Electronics Packaging Technology Conference, 2007. EPTC 2007. 9th*, pp. 514 - 517, dicembre 2007.
- [20] Jianhua Ji, Yinqiao Li, Sha Huan, Jianming Zhou, Yuanchun Fei, Fei Tan, “A Compact LTCC Transmit Receive Module at Ku-band”, *Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), 2010 International Conference on*, pp. 1239 - 1241, maggio 2010.
- [21] D. Valdés Martín, “Integración de Circuitos de Microondas en Tecnología Cerámica de Baja Temperatura de Sinterización (LTCC). Métodos de Síntesis para la Reducción del Tiempo de Diseño en Estructuras LTCC”, *Trabajo Fin de Master, Master en Tecnologías y Sistemas de Comunicaciones, ETSIT, Universidad Politécnica de Madrid*, settembre 2011.

- [22] D.I. Amey, S.J. Horowitz, "Materials Performance at Frequencies up to 20 GHz", *IEMT/IMC Symposium, 1997, 1st*, pp. 331 - 336, aprile 1997.
- [23] [http://www.ltcc-consulting.com/What\\_is\\_the\\_LTCC](http://www.ltcc-consulting.com/What_is_the_LTCC), 19 gennaio 2012.
- [24] IMST GmbH, *LTCC Design Guideline*, Release 2.0, aprile 2004.
- [25] A.G. Lamperez, T.K. Sarkar, M.S. Palma, "Generation of Accurate Rational Models of Lossy Systems Using the Cauchy Method", *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 14, pp. 490 - 492, ottobre 2004.
- [26] G. Macchiarella, "Extraction of Unloaded Q and Coupling Matrix From Measurements on Filters With Large Losses", *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 20, pp. 307 - 309, giugno 2010.
- [27] David M. Pozar, *Microwave Engineering, Third Edition*, John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [28] Jong-Hoon Lee, S. Pinel, J. Papapolymerou, J. Laskar, M.M. Tentzeris, "Low-Loss LTCC Cavity Filters Using System-on-Package Technology at 60 GHz", *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 53, pp. 3817 - 3824, dicembre 2005.
- [29] Kane Yee, "Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media", *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 14, pp. 302 - 307, maggio 1966.
- [30] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*, Artech House, Inc., 2001.
- [31] D. Valdes-Martin, A. Gamez-Machado, F. Naccarato, A. Asensio-Lopez, J. Gismero-Menoyo, "Ka-Band Compact Filter Design on LTCC Technology using Coupling Matrix Optimization CAD", *Microwave Workshop Series on Millimeter Wave Integration Technologies (IMWS), 2011 IEEE MTT-S International*, pp. 13 - 16, settembre 2011.

- [32] J.A. Curtis, S.J. Fiedziuszko, "Miniature Dual Mode Microstrip Filters", *Microwave Symposium Digest, 1991, IEEE MTT-S International*, vol. 2, pp. 443 - 446, giugno 1991.
- [33] G. Matthaei, L. Young, E.M.T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, Artech House, Inc., 1980.
- [34] L. Rebenklau, K.-J. Wolter, G. Hagen, "Realization of  $\mu$ -Vias in LTCC Tape", *Electronics Technology, 2006. ISSE '06. 29th International Spring Seminar on*, pp. 55 - 63, maggio 2006.
- [35] Gangqiang Wang, E.C. Folk, F. Barlow, A. Elshabini, "Fabrication of Microvias for Multilayer LTCC Substrates", *Electronics Packaging Manufacturing, IEEE Transactions on*, vol. 29, pp. 32 - 41, gennaio 2006.