

# 1. Progetto di un filtro passa basso a linee commensurate

## 1.1. Scopo dell'esperienza

Progettare un filtro passa basso del tipo Butterworth con frequenza di taglio 2.45 GHz, in modo che alla frequenza di 5 GHz l'attenuazione risulti almeno 30 dB. Per prima cosa viene realizzato il filtro a costanti concentrate, per poi passare a quello a linee di trasmissione ideali attraverso le opportune trasformazioni.

## 1.2. LPF Butterworth a costanti concentrate

Il filtro di Butterworth è un tipo di filtro ad elementi passive, progettato in modo da avere una risposta in frequenza massimamente piatta nella banda passante. Ciò significa che non introduce distorsioni in banda passante, però paga questa caratteristica in termini di selettività, cioè non può avere fronti molto ripidi.

Per questo filtro esistono due possibili configurazioni: la rete a T (first series) e la rete a  $\pi$  (first shunt). In questo caso viene scelta la rete a  $\pi$ , in quanto consente un minore impiego di induttori. Il progetto del filtro si effettua attraverso l'utilizzo di appositi grafici e tabelle, che consentono di trovare l'ordine, il numero di componenti ed il rispettivo valore per un filtro passa basso prototipo (cioè con frequenza di taglio normalizzata).

Il numero di componenti necessari viene fissato dall'ordine  $n$  del filtro, che può essere ottenuto mediante il Figura 1 sottostante andando a trovare il punto di intersezione tra l'attenuazione desiderata ad una determinata frequenza. Nel nostro caso si vuole un'attenuazione di 30 dB alla frequenza di 5 GHz, che normalizzata a quella di taglio dà come risultato una  $\Omega = 5/2.45 \cong 2.041$ . Sul grafico si legge  $n = 5$ , che sarà appunto l'ordine del filtro e che ci permetterà di determinare la rete con il valore di tutti i suoi componenti, attraverso l'ausilio della Tabella 1.

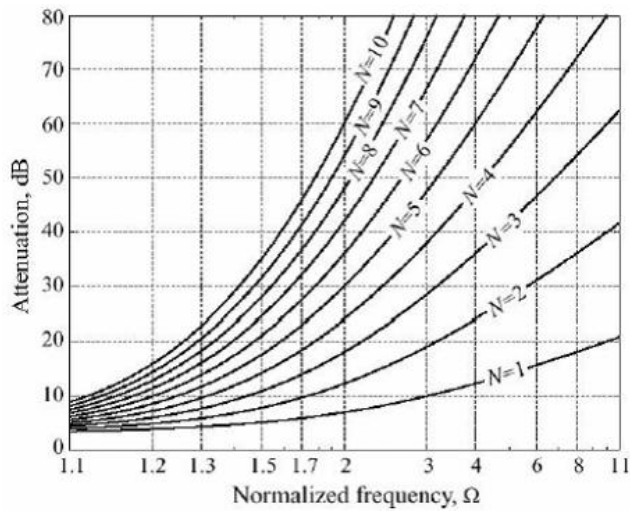


Figura 1 - Ordine del filtro.

N	g <sub>1</sub>	g <sub>2</sub>	g <sub>3</sub>	g <sub>4</sub>	g <sub>5</sub>	g <sub>6</sub>	g <sub>7</sub>	g <sub>8</sub>
1	2.0000	1.0000						
2	1.4142	1.4142	1.0000					
3	1.0000	2.0000	1.0000	1.0000				
4	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654	1.0000			
5	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180	1.0000		
6	0.5176	1.4142	1.9318	1.9318	1.4142	0.5176	1.0000	
7	0.4450	1.2470	1.8019	2.0000	1.8019	1.2470	0.4450	1.0000

Tabella 1 - Valore dei componenti.

Una volta trovati i valori dei componenti per la configurazione scelta, si procede con denormalizzazione dei valori rispetto all'impedenza caratteristica ed alla frequenza di taglio, con le seguenti relazioni:

$$R_n = g_n R_0 \quad L_n = \frac{g_n R_0}{\omega_c} \quad C_n = \frac{g_n}{\omega_c R_0}$$

Adesso siamo in possesso di tutti gli elementi necessari alla realizzazione circuitale del filtro, secondo la configurazione scelta in precedenza e cioè la rete a  $\pi$ . In **Errore. L'origine riferimento non è stata trovata.** è mostrata la rete a costanti concentrate creata all'interno del simulatore AWR.

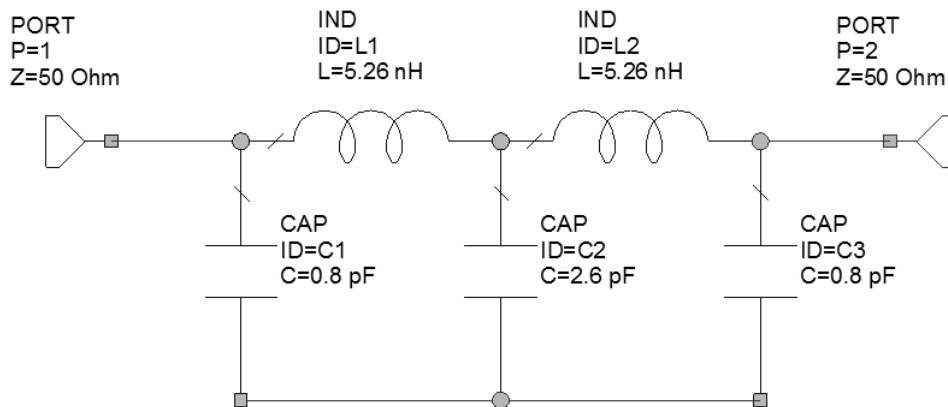
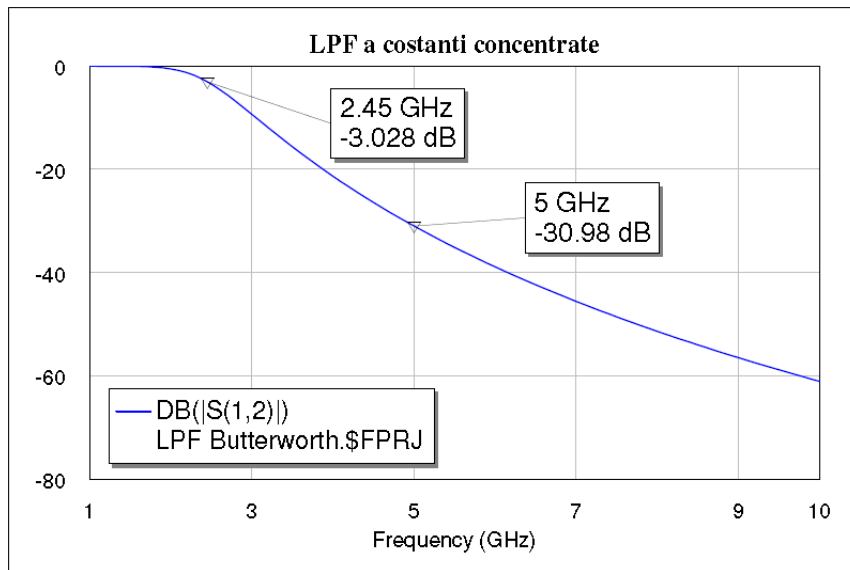


Figura 2 - LPF Butterworth a costanti concentrate in configurazione "rete a  $\pi$ ".

Per verificare il corretto funzionamento del circuito appena descritto, ricorriamo ad una simulazione nel dominio della frequenza del parametro di scattering  $S_{21}$ . In grafico ottenuto è mostrato in Figura 3 e come si può osservare la curva è in pieno rispetto delle specifiche di progetto.



**Figura 3 - Risposta in frequenza del LPF a costanti concentrate.**

Come volevamo, la frequenza di taglio del filtro è 2.45 GHz e l'attenuazione misurata a 5 GHz risulta essere di poco superiore a 30 dB, in pieno accordo con le specifiche di progetto.

### 1.3. LPF Butterworth a linee di trasmissione

Dopo aver ricavato il modello del filtro passa basso a costanti concentrate, si procede con la realizzazione dello stesso filtro utilizzando linee di trasmissione ideali, con lo scopo finale di creare un filtro a linee commensurate.

Attraverso la trasformata di Richards è possibile sostituire ad un elemento a costanti concentrate (L o C) il suo corrispondente a linea di trasmissione. Il metodo di trasformazione per induttanza e capacità è illustrato in Figura 4.

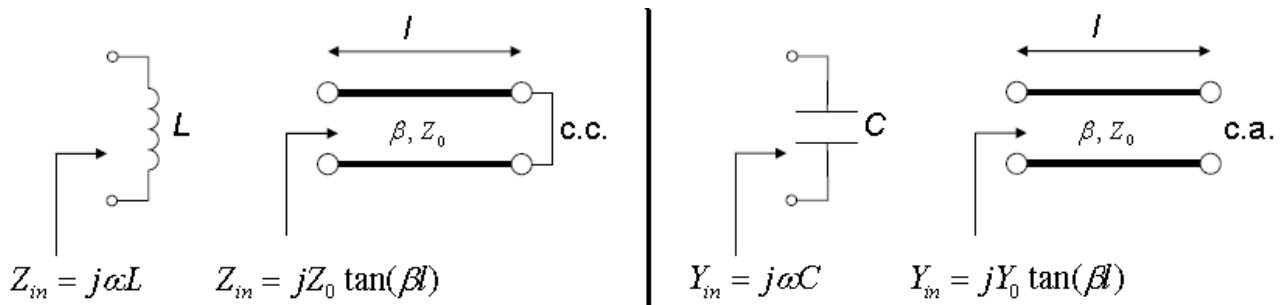


Figura 4 - Trasformazione di Richards per induttanza e capacità.

Applicando la trasformata di Richards al filtro a costanti concentrate ottenuto precedentemente, otteniamo il filtro a linee commensurate, cioè una struttura in cui le linee di trasmissione impiegate hanno tutte lunghezza pari a  $\lambda/8$ , da cui ne deriva una lunghezza elettrica pari a:

$$\theta = \beta l = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{8} = \frac{\pi}{4} \quad ; \quad \tan \beta l = \tan \frac{\pi}{4} = 1$$

Se supponiamo di lavorare con la frequenza normalizzata  $\Omega = 1$ , l'impedenza caratteristica delle linee commensurate può essere calcolata semplicemente attraverso le relazioni:

- $Z_0 = \Omega L = L$  per le induttanze
- $Z_0 = \frac{1}{Y_0} = \frac{1}{\Omega C} = \frac{1}{C}$  per le capacità

In Figura 5 è mostrato il circuito ottenuto in seguito alla trasformazione di Richards normalizzato in frequenza e secondo l'impedenza del generatore.

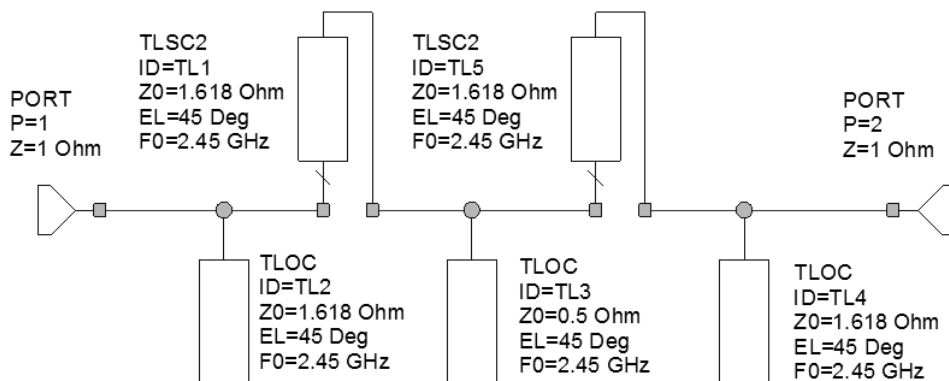


Figura 5 - LPF dopo la trasformazione di Richards.

A questo punto, vista l'impossibilità di realizzare fisicamente stub c.c. in serie ad una linea di trasmissione, occorre sfruttare l'identità di Kuroda, uno strumento che consente di passare da stub c.c. in serie a stub c.a. in parallelo, mediante l'inserimento di un "elemento unitario". Quest'ultimo elemento è un tratto di linea lungo  $\lambda/8$  alla frequenza di lavoro ed ha impedenza caratteristica pari a quella del generatore. In Figura 6 sono illustrate le equivalenze di Kuroda necessarie per il circuito in esame.

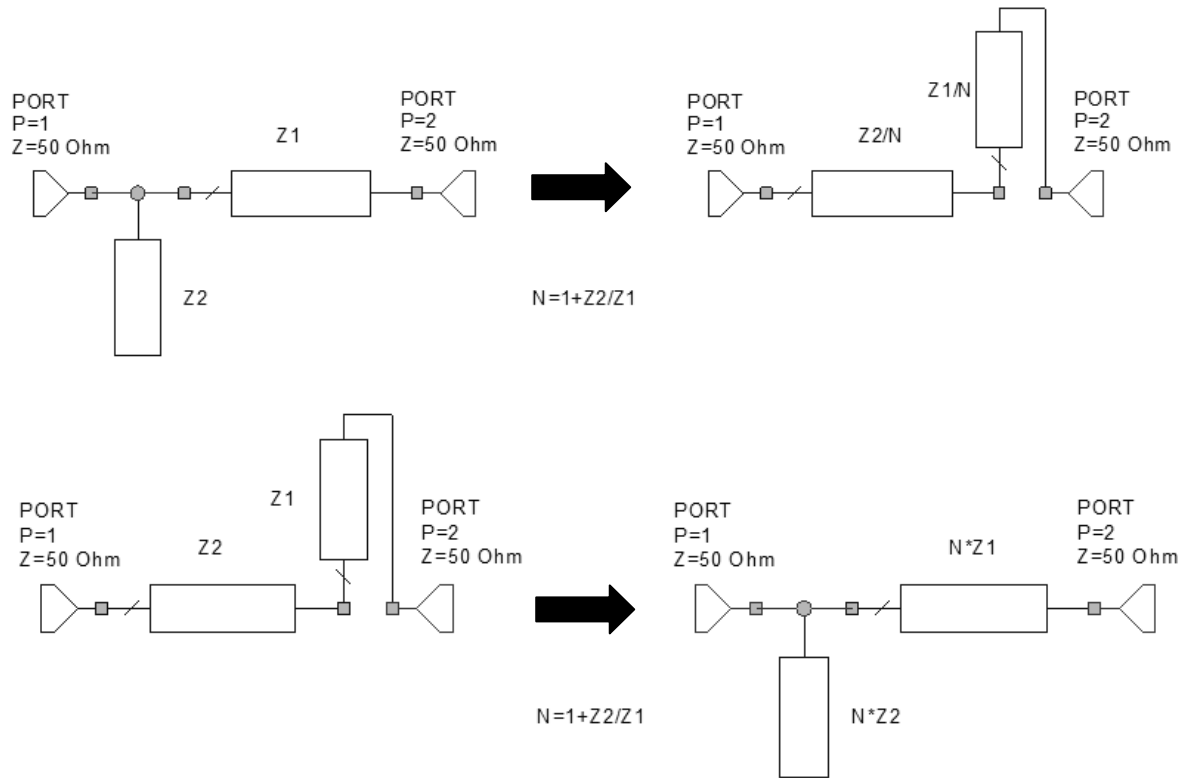


Figura 6 - Equivalenze di Kuroda: sopra (a) da stub c.a. serie a stub c.c. parallelo e sotto (b) da stub c.c. parallelo a stub c.a. serie.

In questo caso quindi l'elemento unitario avrà  $\theta = \pi/4$  e  $Z_0 = 50\ \Omega$ , che normalizzata con l'impedenza del generatore diventa  $Z_0 = 1$ . In Figura 7 è mostrato il circuito dopo l'aggiunta degli elementi unitari: uno viene inserito subito dopo la porta di ingresso ed uno subito prima della porta di uscita.

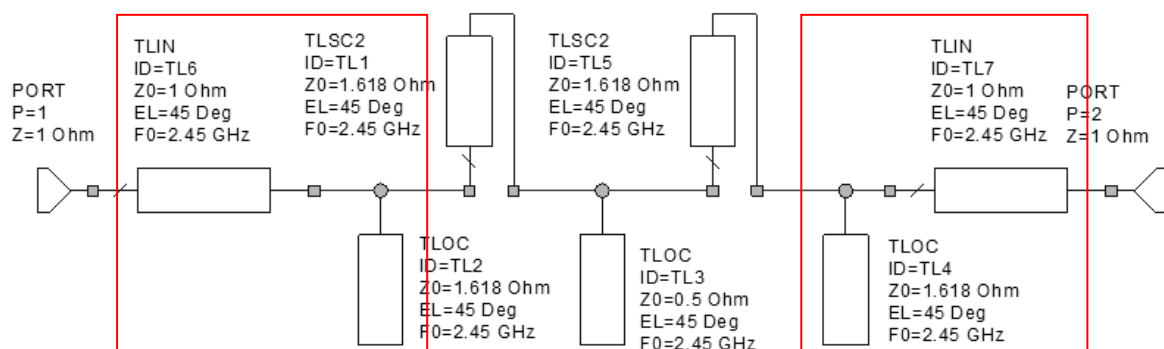


Figura 7 - Circuito dopo l'inserimento degli elementi unitari.

A questo punto si procede applicando l'equivalenza di Kuroda (a) ai tratti di linea contenuti all'interno dei rettangoli rossi in Figura 7, ottenendo così il circuito di Figura 8.

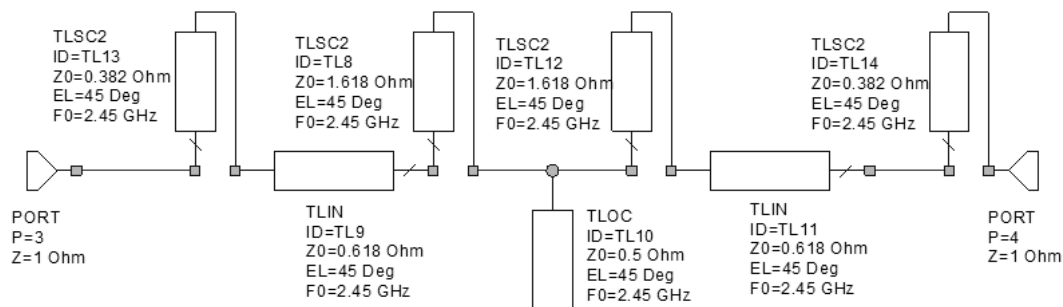


Figura 8 - Circuito dopo la trasformazione di Kuroda.

Si può facilmente osservare che lo schema ottenuto contiene ancora elementi che non sono fisicamente realizzabili, perciò occorre applicare nuovamente una delle equivalenze di Kuroda. Quindi inseriamo nuovamente due elementi unitari come fatto in precedenza, ottenendo lo schema di Figura 9.

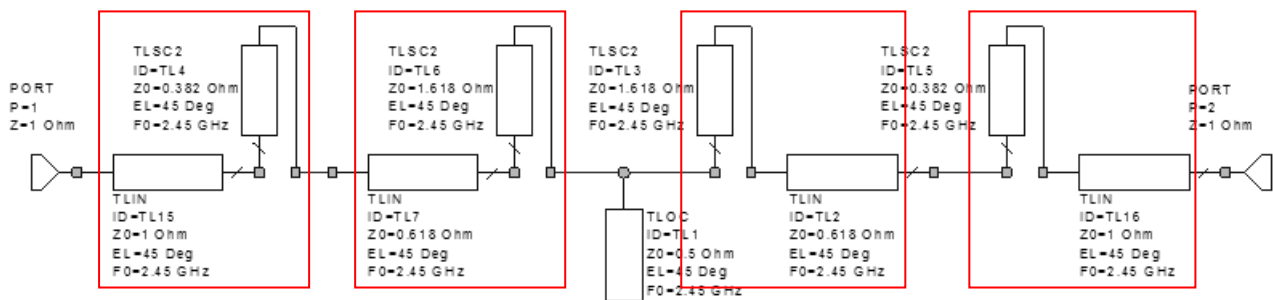


Figura 9 - Circuito dopo il secondo inserimento degli elementi unitari.

Adesso, applicando l'equivalenza di Kuroda (b) ai tratti di linea racchiusi dai quattro blocchi rossi di Figura 9, si ottiene il circuito di fig, che realizza il filtro passa basso progettato con tutti gli elementi fisicamente realizzabili, cioè solo tratti di linea in serie e stub c.a. parallelo.

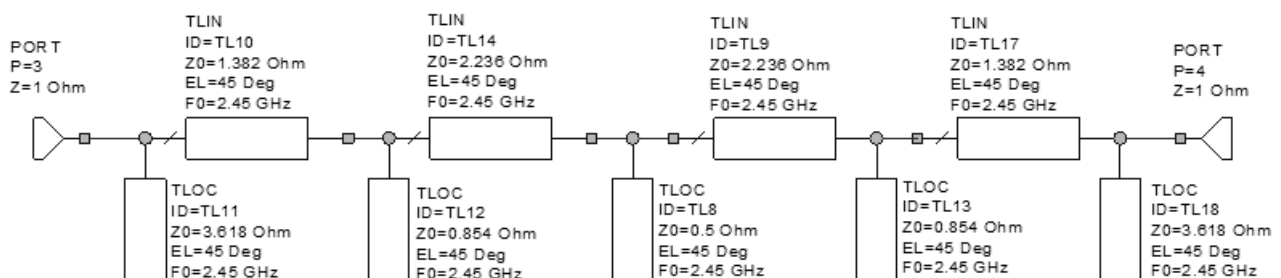


Figura 10 - Circuito dopo la seconda trasformazione di Kuroda.

Come già detto, tutti gli elementi costituenti il circuito sono fisicamente realizzabili, quindi per ultimare la progettazione del filtro a linee commensurate non resta che denormalizzare rispetto all'impedenza del generatore e cioè moltiplicare le impedenze caratteristiche di tutte le linee per  $50 \Omega$ .

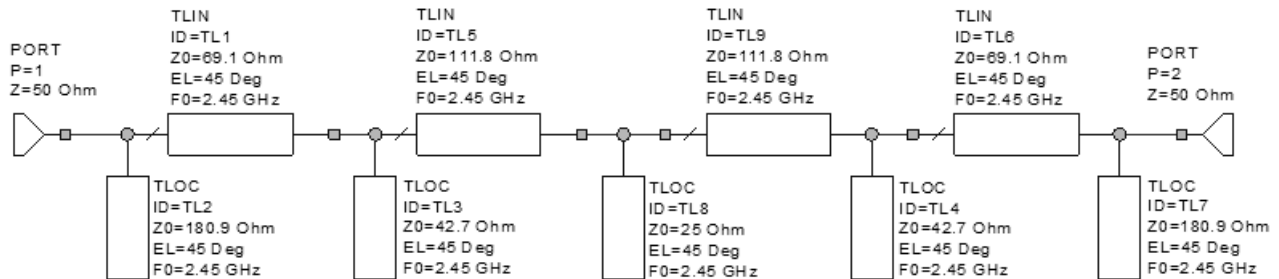


Figura 11 - Filtro passa basso a linee commensurate.

In Figura 11 si possono leggere i valore delle impedenza caratteristiche di tutte le linee che compongono il filtro passa basso a linee commensurate che abbiamo progettato. L'ultima fase dell'esperienza prevede quindi di verificare che lo schema progettato rispetti le specifiche assegnate. Viene quindi effettuata la simulazione del parametro di scattering  $S_{21}$  in modo da visualizzare la risposta in frequenza del filtro.

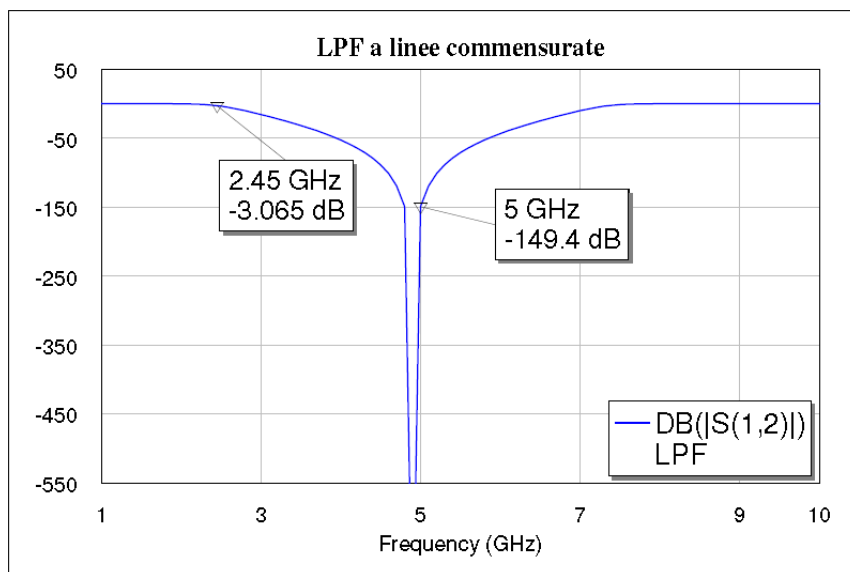


Figura 12 - Risposta in frequenza del LPF a linee commensurate.

Come indicato in fig, la frequenza di taglio del filtro risulta 2.45 GHz, mentre l'attenuazione a 5 GHz è di circa 150 dB, cioè di gran lunga superiore ai 30 dB specificati come soglia minima. I risultati sono quindi in buon accordo con le specifiche di progetto.

#### 1.4. Confronto tra le due tecniche realizzative

In quest'ultima fase dell'esperienza abbiamo effettuato il confronto tra il filtro passa basso realizzato con elementi a costanti concentrate (condensatori e induttori) e quello realizzato con linee commensurate. In Figura 13 sono riportate le due curve precedentemente ottenute sovrapposte per poterle confrontare in modo più accurato.

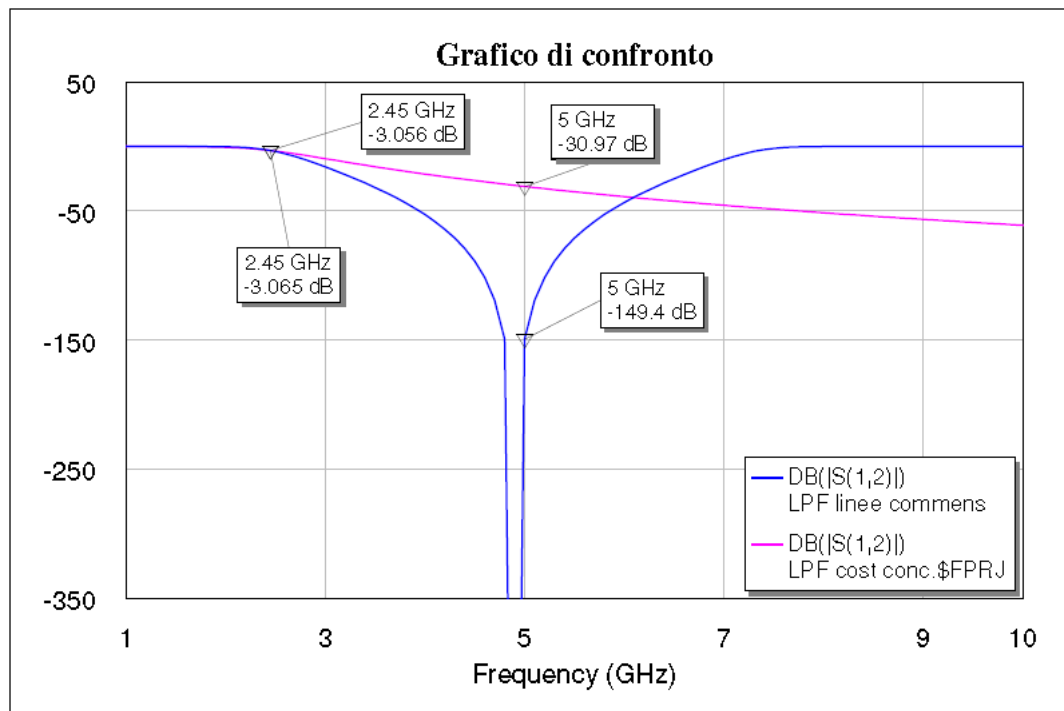


Figura 13 - Confronto tra le risposte in frequenza ottenute.

Come si può osservare, in entrambi i casi la frequenza di taglio è fissata a 2.45 GHz, come richiedeva la specifica di progetto. La differenza maggiore si nota alla frequenza di 5 GHz, dove la specifica richiedeva un'attenuazione di almeno 30 dB. In tutti e due i casi è rispettata, ma la risposta in frequenza del filtro realizzato a linee commensurate ha un comportamento particolare. Infatti ha un picco di attenuazione alla frequenza di 4.9 GHz, questo perché i filtri a linee di trasmissione hanno un comportamento periodico in frequenza, intervallando una serie teoricamente infinita di bande passanti e attenuate.



## 2. Progetto di un filtro passa banda con linee a $\lambda/2$ parallele accoppiate

### 2.1. Scopo dell'esperienza

L'esperienza si divide in due parti distinte: lo scopo della prima parte è la progettazione di un filtro passa banda del tipo Butterworth in microstrip su substrato FR4, con frequenza di centro banda pari a 2.45 GHz. I requisiti da rispettare sono una banda passante a -3 dB pari a 120 MHz ed un'attenuazione maggiore di 20 dB alle frequenze di 2.3 e 2.6 GHz (ovvero a 150 MHz rispetto alla frequenza di centro banda). Per la progettazione del filtro abbiamo seguito il procedimento classico noto dalla teoria delle reti elettriche, andando a realizzare inizialmente il prototipo passa basso a costanti concentrate. Di seguito attraverso le opportune formule di trasformazione siamo arrivati al circuito passa banda a costanti concentrate, di cui abbiamo verificato il rispetto delle specifiche. Il passo successivo è stato la costruzione del circuito equivalente a linee accoppiate ideali senza perdite tramite le opportune operazioni di trasformazione. Una volta realizzato il filtro ideale, abbiamo introdotto le perdite, sostituendo le linee ideali con delle microstrisce su substrato di FR4 e sfruttando il simulatore abbiamo ottenuto il layout reale del circuito. Infine abbiamo trovato e commentato le risposte del filtro sia nel caso ideale che in quello reale. Nella seconda parte dell'esercitazione invece, partendo dai risultati ottenuti nella prima parte, abbiamo usato il simulatore elettromagnetico fornito da MWOoffice per simulare il filtro e verificare i risultati anche con questo approccio.

### 2.2. BPF Butterworth a costanti concentrate

Innanzitutto, come già descritto nell'introduzione, dovremo studiare e realizzare il prototipo del filtro passa basso, andando a traslare in sostanza la frequenza di centro banda del filtro passa banda fino alla frequenza nulla (Figura 14).

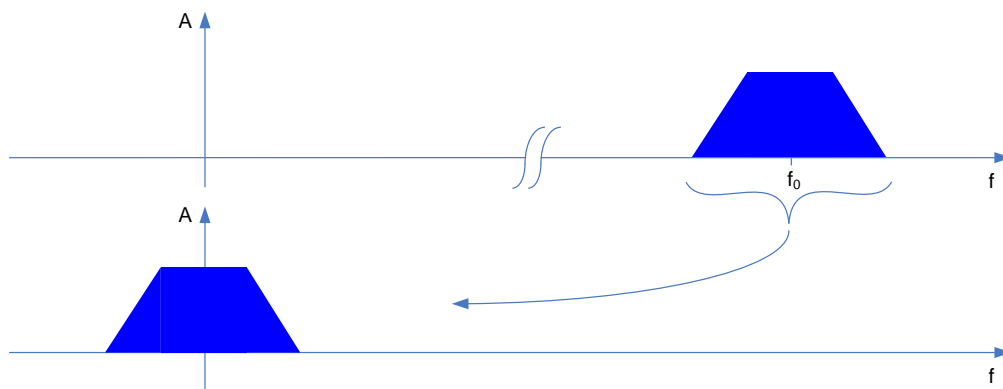


Figura 14 - Traslazione rigida per realizzare il prototipo passa basso.

Come si vede dalla figura, la banda del filtro viene posta a cavallo dell'origine e per il nostro prototipo considereremo sole le frequenze positive. Per rispettare le specifiche iniziali perciò dovremo considerare le nuove frequenze di 60 MHz (metà appunto della banda a -3 dB del BPF) e di 150 MHz. A questo punto, una volta normalizzata quest'ultima frequenza rispetto a quella di taglio di 60 MHz:

$$\Omega = \frac{\omega}{\omega_c} = \frac{150}{60} = 2.5$$

possiamo sfruttare lo stesso grafico (Figura 15) della prima esercitazione per estrapolare l'ordine  $n$  del filtro tale da garantire l'attenuazione desiderata di 20 dB.

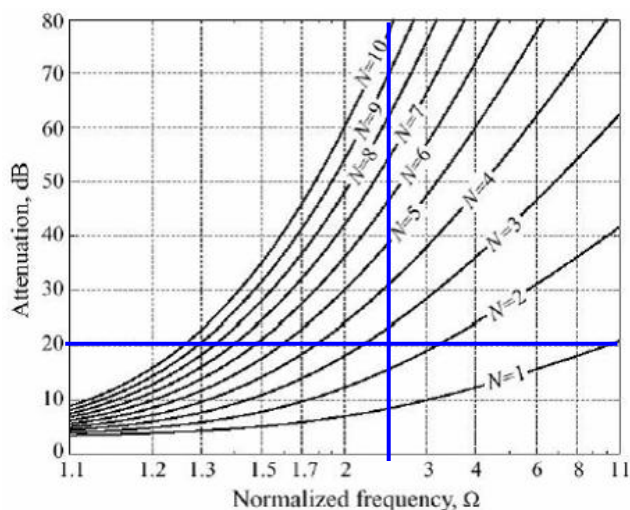


Figura 15 - Ordine del filtro di Butterworth.

$N$	$g_1$	$g_2$	$g_3$	$g_4$	$g_5$	$g_6$	$g_7$
1	2.0000	1.0000					
2	1.4142	1.4142	1.0000				
3	1.0000	2.0000	1.0000	1.0000			
4	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654	1.0000		
5	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180	1.0000	
6	0.5176	1.4142	1.9318	1.9318	1.4142	0.5176	1.0000
7	0.4450	1.2470	1.8019	2.0000	1.8019	1.2470	0.4450

Tabella 2 - Valore dei componenti per il prototipo passa basso.

Otteniamo un ordine pari a 3 e dalla Tabella 2 possiamo ricavare anche i valori normalizzati dei componenti della rete. Come per la prima esercitazione, decidiamo di realizzare la configurazione a  $\pi$  (*First Shunt*, Figura 16), in grado di minimizzare il numero di induttori presenti.

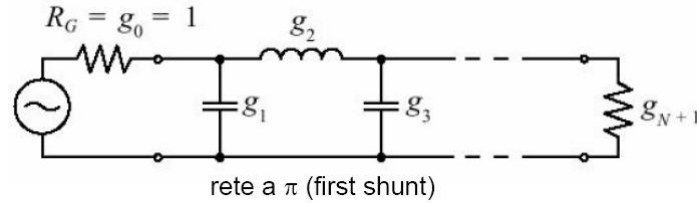


Figura 16 - Configurazione a  $\pi$  o first shunt, in grado di garantire il numero minimo di induttori.

Andando poi a denormalizzare i valori dei componenti sia rispetto all'impedenza caratteristica  $R_0 = 50\Omega$  che alla frequenza di cut-off  $\omega_c = 2\pi f_c = 2\pi \cdot 60 \cdot 10^6 \text{ Hz}$  attraverso le formule:

$$R_G = R_L = g_4 \cdot R_0 = 50\Omega \quad C_1 = C_3 = \frac{g_1}{\omega_c \cdot R_0} = 53.05 \text{ pF} \quad L_2 = \frac{g_2 \cdot R_0}{\omega_c} = 265.26 \text{ nH}$$

otteniamo la rete di Figura 17.

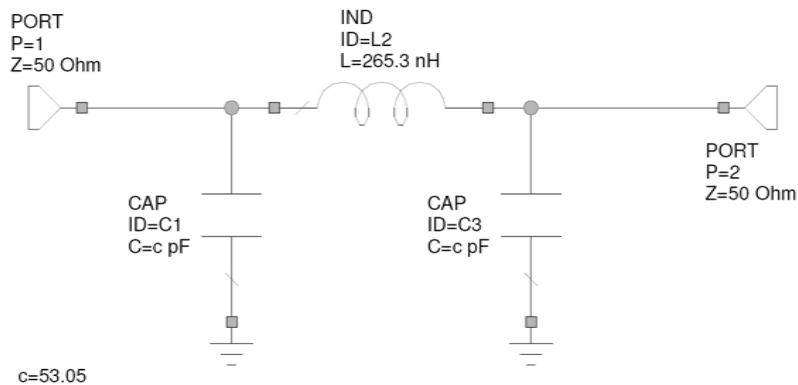


Figura 17 - Prototipo del filtro passa basso equivalente, con valori dei componenti denormalizzati.

Dopo aver realizzato il prototipo del filtro passa basso, abbiamo simulato la sua risposta in frequenza (visualizzando il parametro  $S_{21}$ , vedi Figura 18) osservando come le specifiche vengano rispettate pienamente.

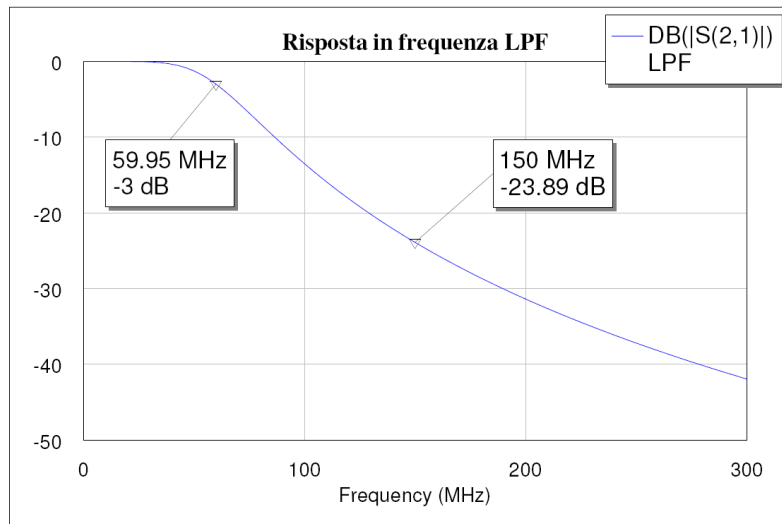


Figura 18 - Risposta in frequenza del prototipo di filtro passa basso.

Partendo da questo prototipo siamo dunque andati a costruire il filtro passa banda a costanti concentrate vero e proprio, traslando di nuovo la risposta in frequenza intorno alla frequenza di 2.45 GHz e per farlo sfruttiamo le trasformazioni circuitali di Figura 19, in cui ogni singolo componente reattivo, L o C, diventa rispettivamente un circuito risonante serie o parallelo. Nella figura  $\omega_0$  è la frequenza di centro banda pari a  $\omega_0 = 2\pi f_0 = 2\pi \cdot 2.45 \cdot 10^9 \text{ Hz}$  e  $BW$  è la differenza fra le pulsazioni della banda passante del filtro.







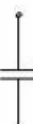



Low-pass prototype	Low-pass	High-pass	Bandpass	Bandstop
 $L = g_k$	 $\frac{L}{\omega_c}$	 $\frac{1}{\omega_c L}$	 $\frac{L}{BW}$ $\frac{BW}{\omega_0^2 L}$	 $\frac{1}{(BW)L}$ $\frac{(BW)L}{\omega_0^2}$
 $C = g_k$	 $\frac{C}{\omega_c}$	 $\frac{1}{\omega_c C}$	 $\frac{C}{BW}$ $\frac{BW}{\omega_0^2 C}$	 $\frac{1}{(BW)C}$ $\frac{(BW)C}{\omega_0^2}$

Figura 19 - Trasformazioni da prototipo passa basso a qualsiasi altro tipo di filtro.

In questo modo il numero di componenti raddoppia e di seguito riportiamo anche i nuovi valori ottenuti:

$$C_1 = C_3 \Rightarrow C'_1 = C'_3 = \frac{g_1}{R_0 \cdot BW} = \frac{1}{50 \cdot 2\pi \cdot 120 \cdot 10^6} = 26.53 \text{ pF}$$

$$L'_1 = L'_3 = \frac{BW \cdot R_0}{\omega_0^2 \cdot g_1} = \frac{2\pi \cdot 120 \cdot 10^6 \cdot 50}{(2\pi \cdot 2.45 \cdot 10^9)^2} = 0.1591 \text{ nH}$$

$$L_2 \Rightarrow L_2' = \frac{g_2 \cdot R_0}{BW} = \frac{2 \cdot 50}{2\pi \cdot 120 \cdot 10^6} = 132.63 \text{ nH}$$

$$C_2' = \frac{BW}{\omega_0^2 \cdot g_2 \cdot R_0} = \frac{2\pi \cdot 120 \cdot 10^6}{(2\pi \cdot 2.45 \cdot 10^9)^2 \cdot 2 \cdot 50} = 0.03182 \text{ pF}$$

Infine andiamo a rappresentare in Figura 20 il circuito finale del filtro passa banda a costanti concentrate, di cui sono state studiate le specifiche con la risposta in frequenza di Figura 21.

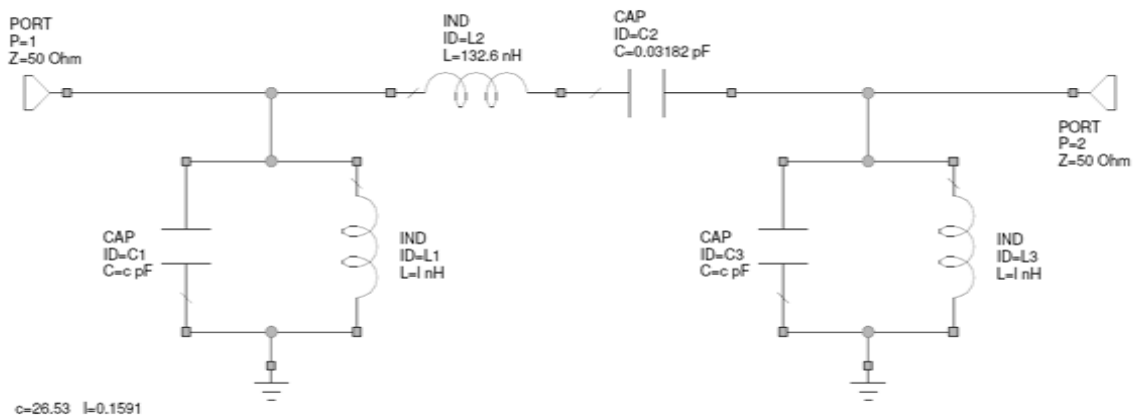


Figura 20 - Circuito del filtro passa banda a costanti concentrate.

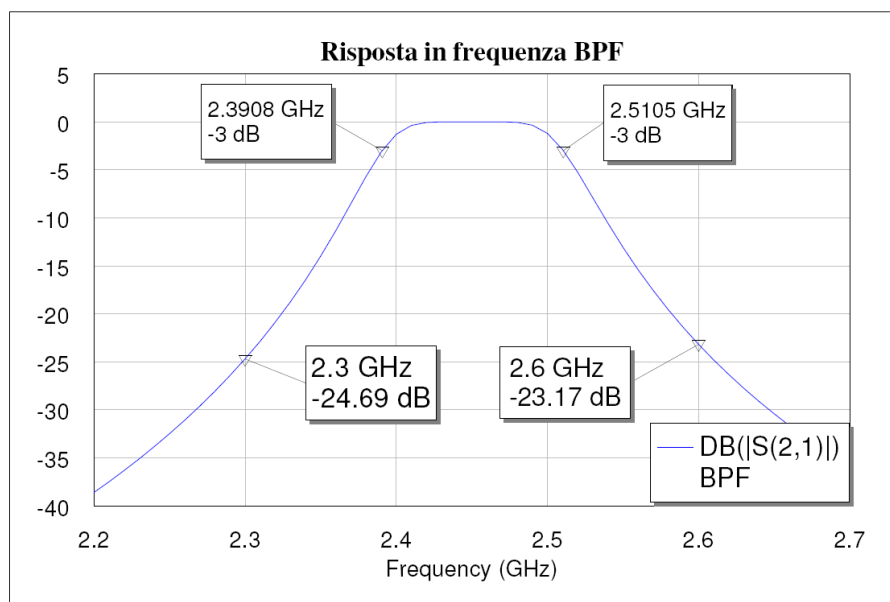


Figura 21 - Risposta in frequenza del filtro passa banda a costanti concentrate.

Effettivamente il circuito rispetta in pieno le specifiche iniziali sia sulla banda passante che sull'attenuazione minima richiesta, quindi possiamo passare alla realizzazione fisica del filtro tramite linee accoppiate.

### 2.3. BPF Butterworth a linee accoppiate

Prima di ottenere il filtro finale con linee a  $\lambda/2$  accoppiate su substrato di FR4, dobbiamo costruire, a partire dal circuito di Figura 20, il circuito equivalente a linee ideali senza perdite, utilizzando l'elemento CLIN di Microwave Office. Come nella prima esercitazione, è possibile utilizzare alcune tecniche di trasformazione per ottenere solamente serie e parallelo a seconda del tipo di struttura con cui verrà realizzato il filtro. Mentre nella prima esercitazione sono state usate la trasformata di Richards e le identità di Kuroda, in grado di realizzare elementi reattivi singoli come un induttore o una capacità, adesso nel filtro passa banda dovremo sintetizzare a costanti distribuite dei circuiti risonanti. Se da una parte i circuiti risonanti parallelo possono essere facilmente realizzati a costanti distribuite, lo stesso non si può dire per i risonanti serie, che dovranno essere sintetizzati col metodo dell'inversione di immettenza (impedenza o ammettenza).

Un invertitore *ideale* di impedenza  $K$  è una rete a due porte, che si comporta a tutte le frequenze come una linea a  $\lambda/4$  di impedenza caratteristica  $Z_0 = K$ . Con riferimento alla Figura 22 a), ciò significa che l'impedenza di ingresso quando la seconda porta è chiusa su  $Z_L$  vale:

$$Z_{in} = \frac{K^2}{Z_L}$$

In maniera duale, un invertitore *ideale* di ammettenza  $J$  è una rete due porte tale che l'ammettenza di ingresso (Figura 22 b)) quando la seconda porta è chiusa su  $Y_L$  vale:

$$Y_{in} = \frac{J^2}{Y_L}$$

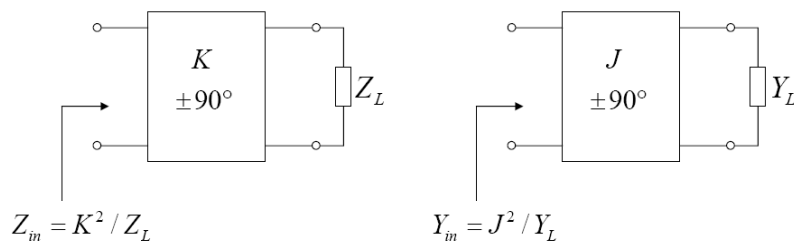


Figura 22 - a) Invertitore di impedenza. b) invertitore di ammettenza.

Un invertitore di ammettenza ha dunque la proprietà di riportare in ingresso l'inverso dell'impedenza di carico, moltiplicata per  $K^2$  oppure per l'inverso dell'ammettenza del carico moltiplicata per  $J^2$ .

In conclusione mediante l'introduzione di invertitori di ammettenza è possibile separare tra loro i risonatori contigui di un filtro, rimuovendo così una delle difficoltà realizzative. In particolare, interponendo un invertitore di ammettenza tra un risonatore ed il successivo, il filtro viene trasformato in una rete con risonatori di un solo tipo (parallelo per la semplicità realizzativa) alternati a invertitori. Inoltre l'invertitore garantisce ampia flessibilità in quanto consente di variare i valori di impedenza del filtro o di sue sezioni, in modo da ottenere elementi più facilmente realizzabili rispetto alla tecnica basata sull'identità di Kuroda.

Infine, una volta realizzate le varie sezioni di adattamento di impedenza alternate ai risonatori, andiamo a sfruttare l'*equivalenza di Cohn* illustrata in Figura 23, purché le linee accoppiate abbiano impedenze caratteristiche di modo pari  $Z_{0e}$  e dispari  $Z_{0o}$  date dalle seguenti equazioni:

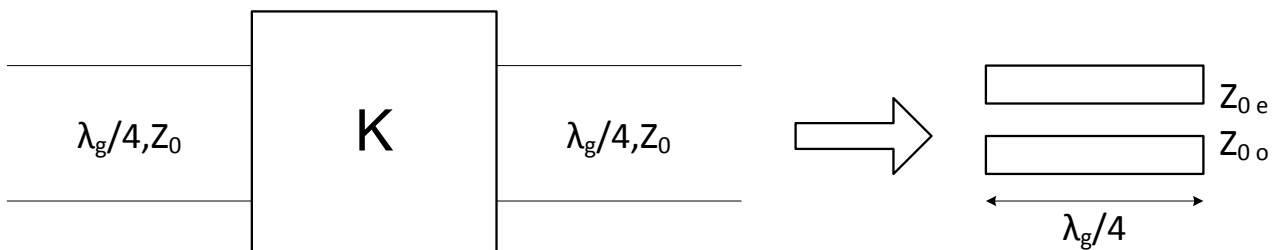
$$Z_{0e(i,i+1)} = Z_0 \cdot \left[ 1 + Z_0 \cdot j_{i,i+1} + (Z_0 \cdot j_{i,i+1})^2 \right]$$

$$Z_{0o(i,i+1)} = Z_0 \cdot \left[ 1 - Z_0 \cdot j_{i,i+1} + (Z_0 \cdot j_{i,i+1})^2 \right]$$

Dove  $Z_0$  è l'impedenza caratteristica delle linee di ingresso e di uscita, pari a  $50 \Omega$ , mentre  $j_{i,i+1}$  sono i parametri numerici degli invertitori di impedenza (i vari  $1/K$  di ogni sezione di adattamento) ricavati utilizzando le seguenti formule:

$$j_{0,1} = \frac{1}{Z_0} \sqrt{\frac{\pi \cdot BW}{2 \cdot g_0 \cdot g_1}} \quad j_{i,i+1} = \frac{1}{Z_0} \frac{\pi \cdot BW}{2 \cdot \sqrt{g_i \cdot g_{i+1}}} \quad j_{N,N+1} = \frac{1}{Z_0} \sqrt{\frac{\pi \cdot BW}{2 \cdot g_N \cdot g_{N+1}}}$$

In cui  $g_i$  sono i coefficienti normalizzati per il filtro di Butterworth,  $BW$  è la banda passante a -3 dB normalizzata rispetto alla frequenza di centro banda  $\omega_0$  mentre  $N$  è il numero di linee accoppiate necessarie. In particolare  $N$  è legato all'ordine del filtro secondo la relazione:  $N = n + 1 = 4$ .



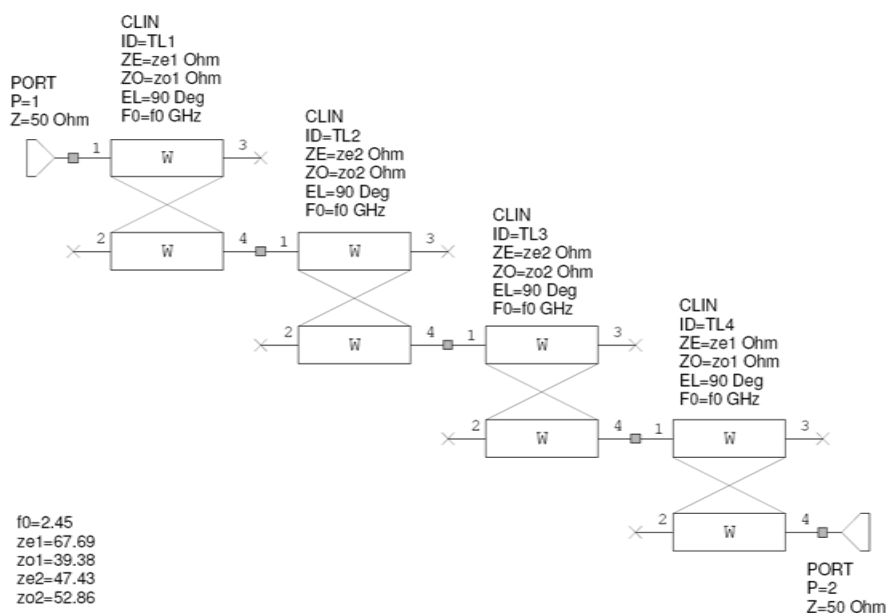
**Figura 23 - Equivalenza di Cohn.**

Per quanto riguarda i parametri numerici  $j_{i,i+1}$  quindi, i parametri  $j_{0,1}$  e  $j_{3,4}$  sono relativi alle linee di adduzione che collegano il filtro all'ingresso e all'uscita, mentre  $j_{1,2}$  e  $j_{2,3}$  si riferiscono alle linee accoppiate che realizzano il filtro vero e proprio. I valori dei parametri  $j_{i,i+1}$  e delle relative impedenze di modo pari e dispari sono scritti nella Tabella 3.

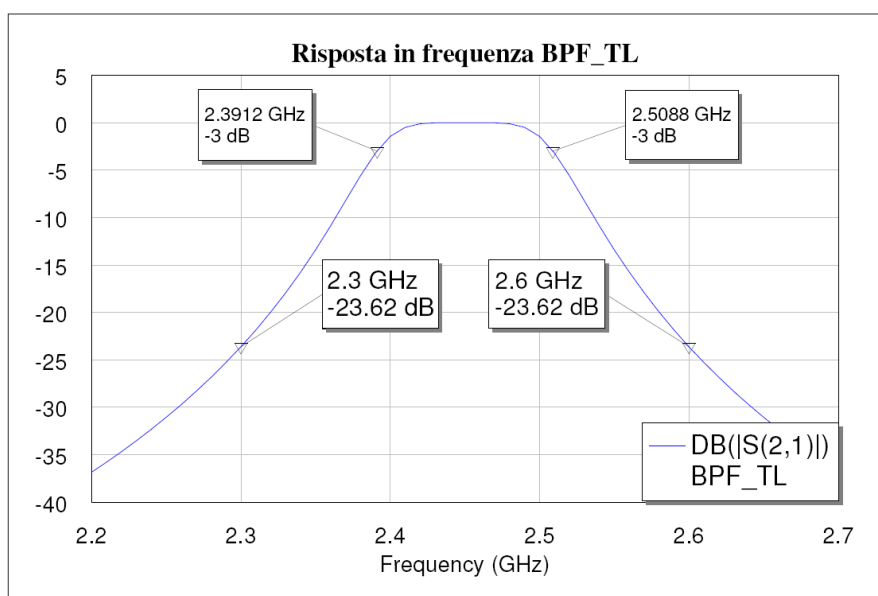
	(0,1)	(1,2)	(2,3)	(3,4)
$j$	0.005542	0.001086	0.001086	0.005542
$Z_{0e}$	67.69 $\Omega$	52.86 $\Omega$	52.86 $\Omega$	67.69 $\Omega$
$Z_{0o}$	39.98 $\Omega$	47.43 $\Omega$	47.43 $\Omega$	39.98 $\Omega$

**Tabella 3 - Parametri  $j$  e relative impedenze di modo pari e dispari.**

A questo punto è possibile passare alla configurazione a linee di trasmissioni ideali senza perdite di Figura 24, la cui risposta in frequenza è mostrata invece in Figura 25.



**Figura 24 - Filtro passa banda a linee accoppiate ideali senza perdite.**



**Figura 25 - Risposta in frequenza del filtro passa banda a linee accoppiate ideali.**



Anche in questo caso le specifiche sono pienamente rispettate per cui possiamo introdurre anche le perdite attraverso le microstrisce e la definizione delle caratteristiche del substrato di vetroresina utilizzato (vedi Figura 26).

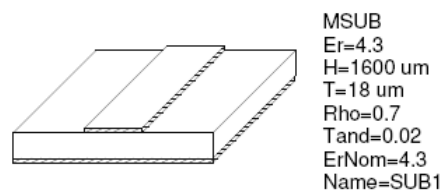


Figura 26 - Caratteristiche del substrato di FR4.

Una volta definite le caratteristiche del substrato dobbiamo passare dai valori di impedenza di modo pari e dispari delle linee accoppiate ideali di Tabella 3 ai valori delle caratteristiche fisiche delle microstrisce, cioè  $S$  e  $W$ . Il tool TXLine fornito da Microwave Office però non permette di realizzare la sintesi da parametri elettrici a caratteristiche fisiche per le linee a microstriscia accoppiate, dunque la soluzione è procedere per tentativi nel senso opposto (Figura 27) oppure sfruttare degli opportuni grafici, come quello in Figura 28, che legano assieme i valori delle impedenze di modo pari e dispari con le grandezze  $S/d$  e  $W/d$ , dove  $d$  rappresenta lo spessore del substrato, nel nostro caso pari a 1.6 mm.

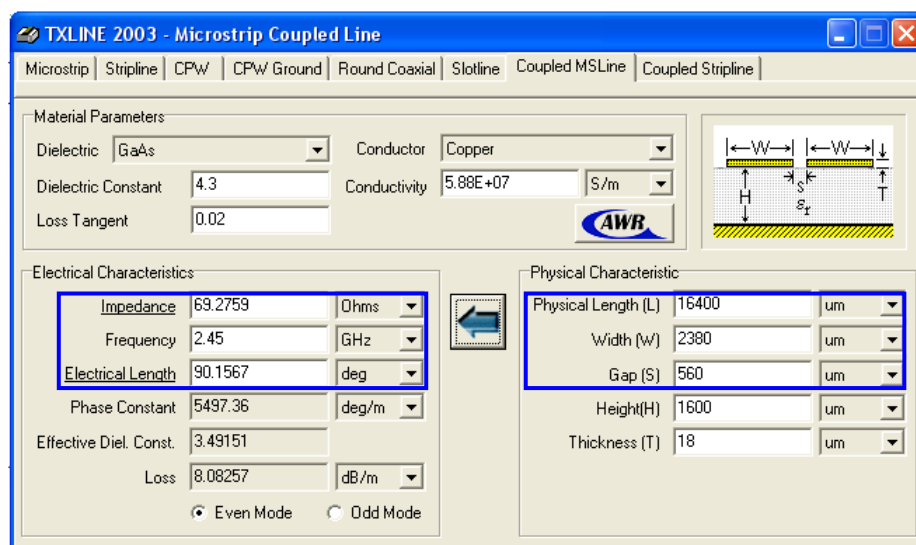


Figura 27 - Tool TXLine per le caratteristiche elettriche e fisiche delle microstrisce accoppiate.

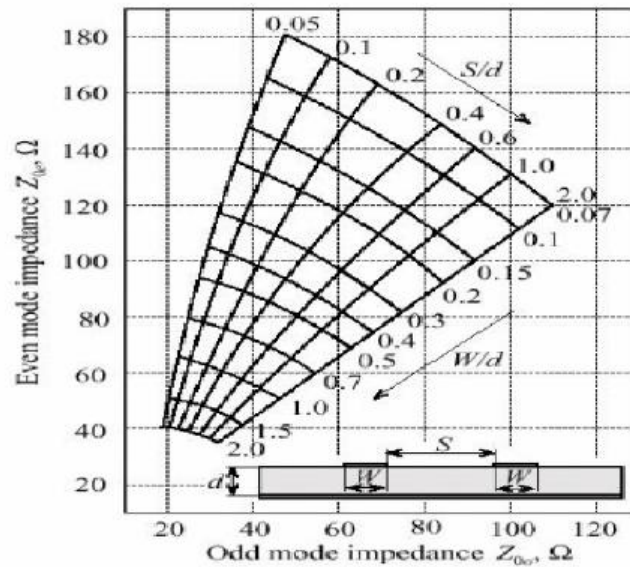


Figura 28 - Impedenze di modo pari e dispari delle linee ideali in funzione delle caratteristiche fisiche delle microstrisce.

Lo schema del filtro passa banda a linee a microstriscia accoppiate è riportato in Figura 29, dove i valori di larghezza e gap delle linee accoppiate sono stati ricavati per tentativi come da Figura 27.

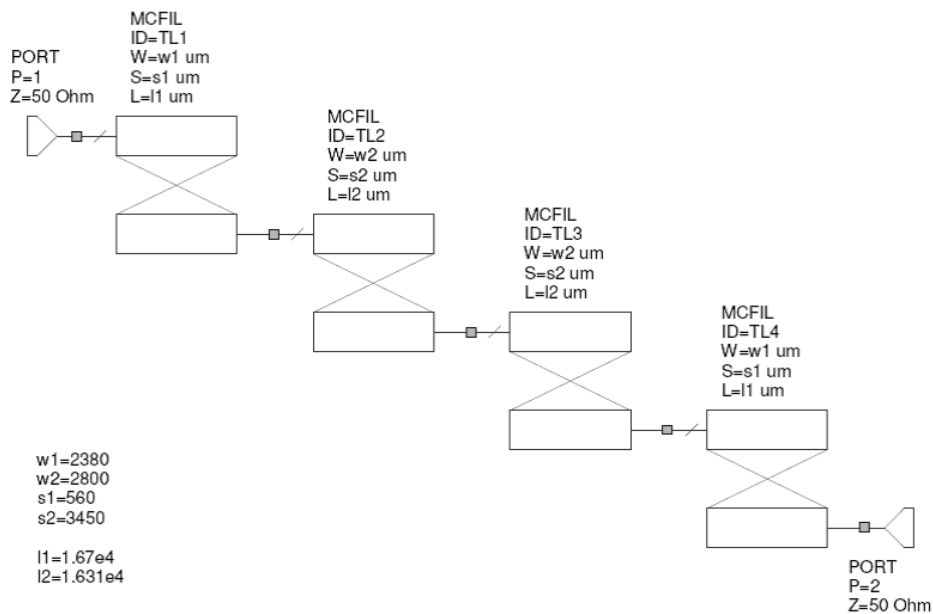


Figura 29 - Circuito finale del filtro passa banda con linee accoppiate reali in microstriscia.

Mentre il filtro a linee ideali aveva una risposta pressoché identica a quella del filtro equivalente a componenti concentrati (si confronti la Figura 25 con la Figura 21), la risposta del filtro reale a microstrisce si discosta a causa delle perdite, come si vede in Figura 30.

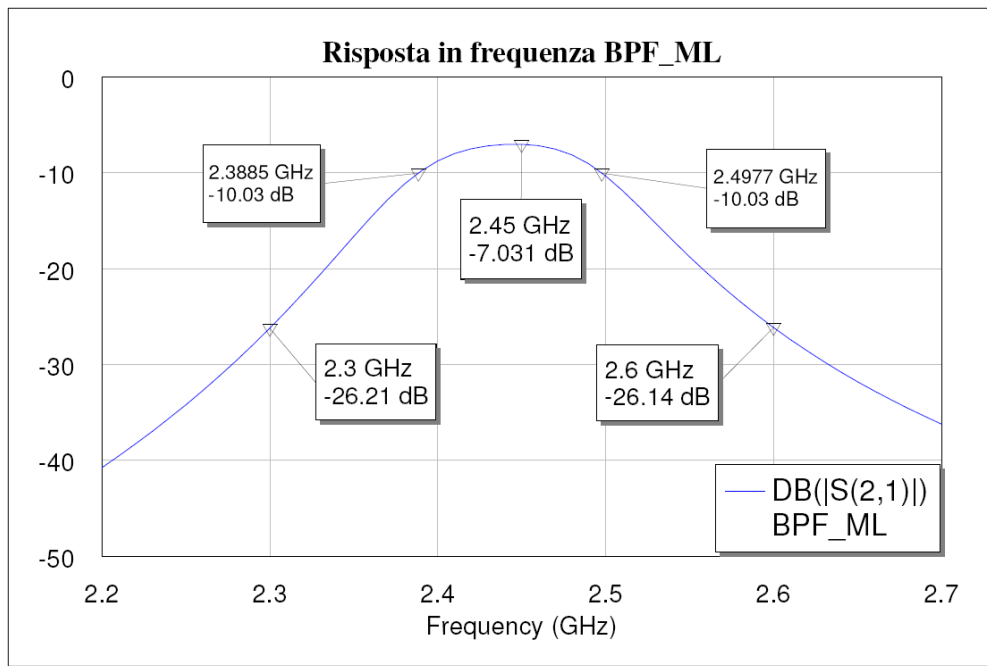


Figura 30 - Risposta in frequenza del filtro reale a microstrisce.

In questo caso l'attenuazione in banda passante sarà maggiore rispetto al caso ideale in cui alla frequenza di centro banda  $\omega_0$  abbiamo 0 dB (adesso abbiamo circa -7 dB) ed un'attenuazione più bassa fuori banda; comunque sia le specifiche sono ancora rispettate.

#### 2.4. Simulazione elettromagnetica BPF

A seguito della realizzazione del filtro passa banda fisicamente realizzabile su microstrisce, il simulatore permette, a partire dallo schematico, di visualizzare direttamente il layout del circuito. Le varie linee dovranno poi essere opportunamente posizionate (realizzando il cosiddetto '*sbroglio*' del circuito) ed unite tra loro in modo da realizzare 3 tratti centrali di lunghezza pari a  $\lambda/2$ , come in Figura 31.

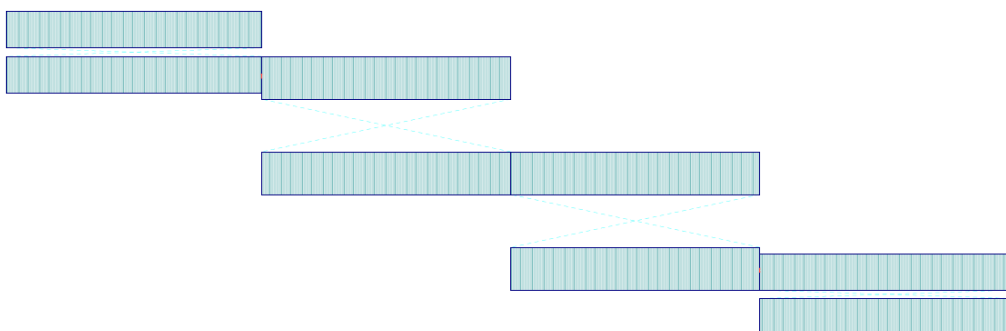


Figura 31 - Layout del filtro passa banda su microstriscia.

Il layout del circuito servirà per realizzare la simulazione elettromagnetica, tramite il simulatore *AWR EMSight Simulator* fornito da Microwave Office. Questo simulatore è in grado di effettuare una simulazione elettromagnetica di tipo 2.5D, ovvero considerando solo due coordinate, la x e la y, mentre lungo z, lo spessore dei vari strati è considerato trascurabile o comunque molto piccolo rispetto alla lunghezza d'onda.

Prima di partire con la simulazione dobbiamo definire, attraverso *Enclosure*, le varie proprietà del box di simulazione. E' possibile definire dei substrati (costante dielettrica e tangente di perdita), dei conduttori e delle impedenze che saranno poi utilizzati per i vari strati. Nel nostro caso andiamo a definire due layer di dielettrico (Figura 32) con le opportune condizioni al contorno; il primo strato di aria ( $\epsilon_r=1$ ) lasciato aperto (cioè chiuso con un 'tappo' di impedenza caratteristica del vuoto, pari a  $377\Omega$ ), con spessore molto maggiore (16 mm) rispetto al secondo strato di FR4 ( $\epsilon_r=4.3$ ,  $H = 1.6$  mm, chiuso in basso su conduttore elettrico perfetto). Le condizioni al contorno serviranno al simulatore per poter applicare il metodo dei momenti al box stesso.

Fissiamo quindi le dimensioni del box (in modo da far entrare il layout del filtro) con un passo di discretizzazione per la griglia non troppo piccolo (0.5 mm) affinché la simulazione non risulti troppo onerosa. A questo punto portiamo il layout all'interno del box, aggiungendo le opportune linee di adduzione a  $50\Omega$  per connettere fisicamente il layout con le porte di ingresso ed uscita situate agli estremi del box. Tramite il tool TXLine abbiamo trovato che la larghezza di queste linee è pari a  $3094\ \mu\text{m}$ , mentre la lunghezza è determinata dalla dimensione x del box; il modello tridimensionale appena descritto è rappresentato in Figura 33.

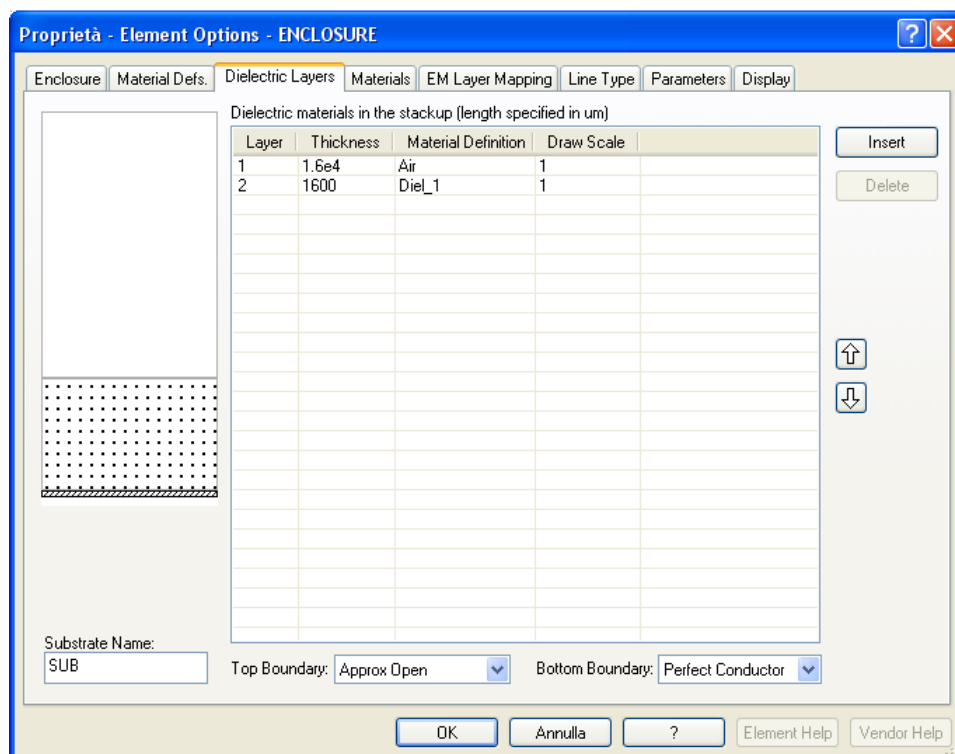
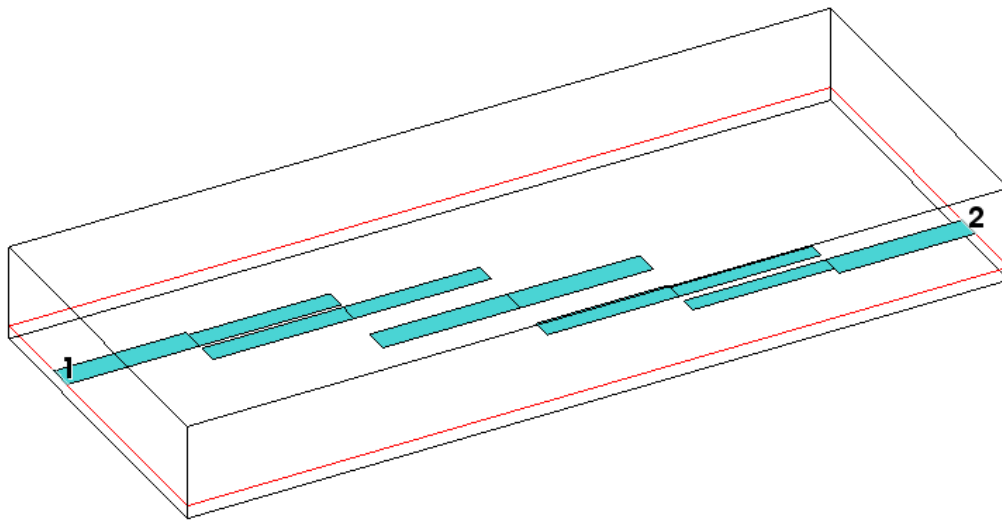
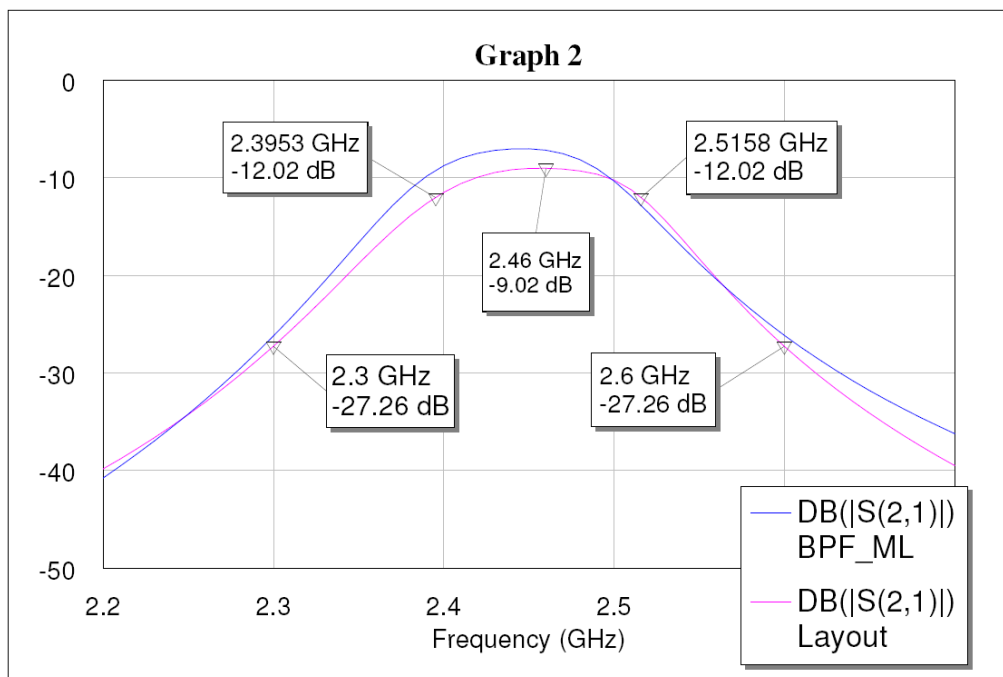


Figura 32 - Definizione degli strati dielettrici nel box per la simulazione elettromagnetica.



**Figura 33 - Modello 3D del box di simulazione con il layout e le linee di adduzione per le porte 1 e 2.**

Con il box così approntato siamo andati anche a visualizzare la risposta in frequenza del circuito (Figura 34) confrontandola con quella di Figura 30.



**Figura 34 - Confronto tra le risposte in frequenza del circuito a microstrisce di Figura 30 e di quello nel box di simulazione di Figura 33.**

Come si vede dalla figura, la frequenza di centro banda risulta spostata a 2.46 GHz e con un'attenuazione di -9.02 dB (circa 2 dB in più del caso precedente); le restanti specifiche invece risultano ancora una volta rispettate.

Infine per l'ultima simulazione, quella elettromagnetica, siamo andati a definire un insieme ridotto di frequenze (da 2.44 a 2.46 GHz), specificatamente per la struttura EM, per evitare che l'applicazione del metodo dei momenti fosse troppo onerosa a livello computazionale. Abbiamo quindi scelto di rappresentare i campi elettrici nella struttura, in due sequenze successive, in quanto il simulatore riesce a generare una sequenza filmata per mostrare l'andamento nel tempo dei campi o delle correnti (Figura 35 e Figura 36). Come si vede dalle figure si verifica l'accoppiamento tra le varie linee ed i campi risultano concentrati soprattutto nei 3 tratti centrali della struttura, con i massimi (colore arancione-rosso) agli estremi delle linee. In particolare si nota anche un comportamento radiativo (nube celestina) intorno agli estremi delle microstrisce proprio a causa degli effetti di sfrangiamento dei campi sulle discontinuità (in questo caso rappresentate dal bordo delle linee).

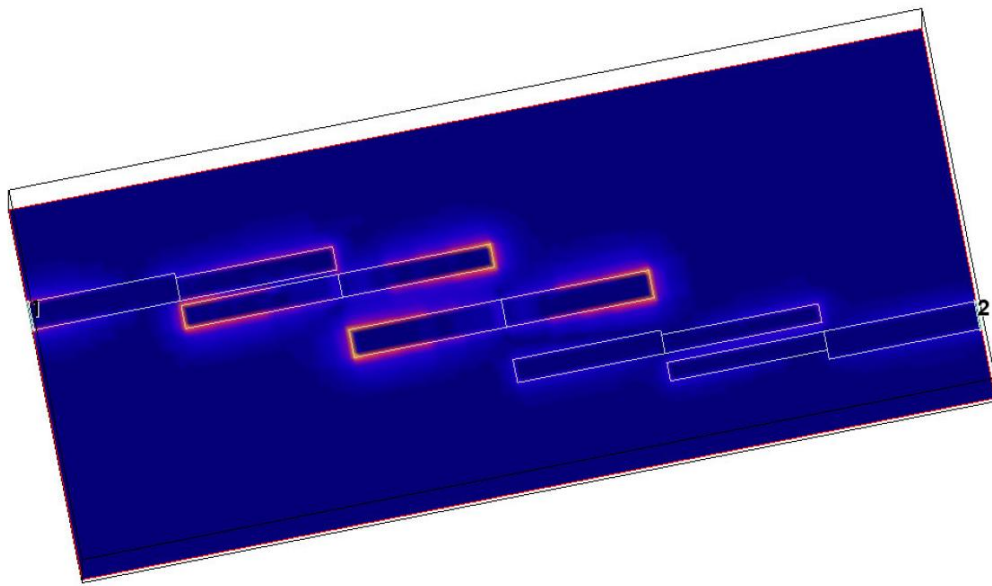


Figura 35 - Andamento dei campi nella struttura all'istante N.

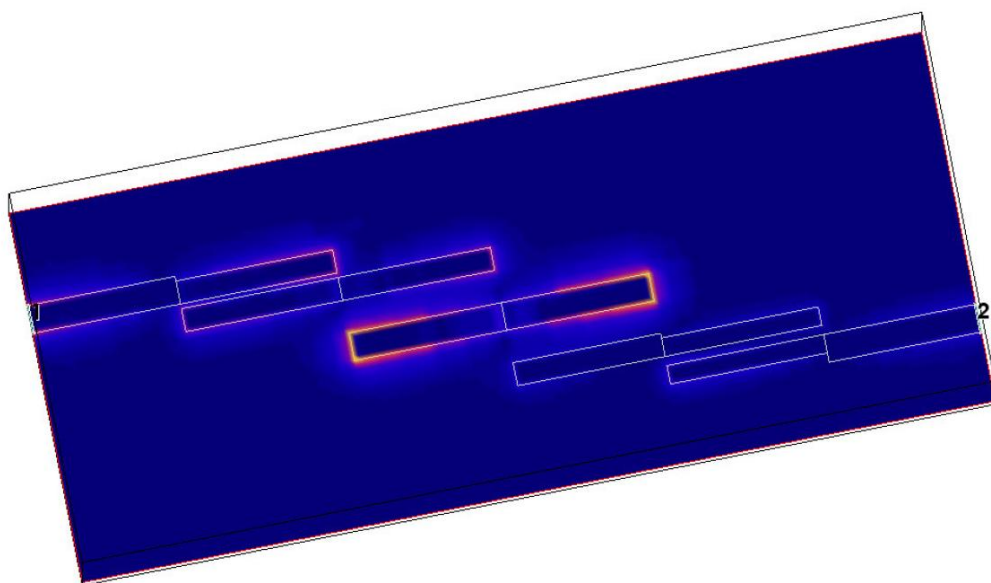


Figura 36 - Andamento dei campi nella struttura all'istante N+1.