

Capitolo 14

Il progetto di circuiti a microonde assistito da CAD

14.1 Introduzione

Il progetto di un circuito a microonde segue le stesse linee sia che si tratti di una rete di adattamento, di un filtro, di un amplificatore o di un oscillatore.

Si parte dalle “specifiche di progetto” che sono fornite dal committente. Il primo passo del progetto consiste nella scelta di una certa “topologia circuitale” adatta a meglio soddisfare le specifiche. L’esperienza del progettista, ovvero un vincolo sulle specifiche lo porterà a scegliere una data “tecnologia” e certi “componenti”. A questo punto si procede con il “dimensionamento” del circuito che avviene lavorando con formule analitiche, con la carta di Smith o con programmi ad hoc. Il circuito dimensionato può poi essere “simulato” con un CAD a microonde tramite il quale è anche possibile passare dal modello ideale ad un modello reale ad esempio su microstriscia. In questa fase si può procedere ad una “ottimizzazione” CAD al fine di rimuovere gli effetti indesiderati introdotti dalle discontinuità. Il progetto prosegue con la realizzazione del “layout” che può essere utilizzato per la realizzazione di un “prototipo” sul quale effettuare le prime “misure” di verifica per poi passare alla “produzione” su “scala”.

Nel seguito verranno mostrati alcuni esempi di progetto di circuiti a microonde. Preliminarmente, tuttavia, si daranno alcune informazioni circa le caratteristiche dei CAD a microonde.

14.2 I CAD a microonde

I CAD a microonde sono in grado di svolgere varie funzioni alcune delle quali sono di seguito riassunte:

- 1) analisi e sintesi di circuiti lineari
- 2) analisi e sintesi di circuiti non lineari
- 3) generazione di un layout
- 4) analisi EM di componenti passivi
- 5) Studio di sistemi

I CAD per l'analisi e la sintesi di circuiti lineari studiano il comportamento di un circuito nel dominio della frequenza utilizzando librerie di elementi circuitali che comprendono elementi a costanti concentrate (induttanze, capacità, etc.), elementi a costanti distribuite (linee di trasmissione ideali, linee a microstriscia, etc.), modelli circuitali di transistor (bipolari, mesfet etc.) e discontinuità. Tutti questi elementi sono caratterizzati con opportuni modelli matematici che ne descrivono il comportamento nel dominio della frequenza.

Dallo studio del circuito è possibile ottenere informazioni sull'attenuazione o le riflessioni di un circuito passivo o sulla stabilità, il guadagno, e il rumore di un circuito attivo.

Per l'analisi e la sintesi di circuiti non lineari si utilizzano modelli non lineari di capacità resistenze e generatori. L'analisi viene condotta utilizzando tecniche, come ad esempio l'harmonic balance o le serie di Volterra, in grado di risolvere circuiti non lineari. I risultati dell'analisi sono gli spettri di uscita, i punti di compressione ad 1 dB, o l'intercetta del terzo ordine dei prodotti di intermodulazione.

Per la generazione dei layout si utilizzano delle librerie di celle nelle quali sono riportate le geometrie dei contenitori dei dispositivi attivi e passivi e le geometrie delle metallizzazioni delle strutture guidanti. Per quel che riguarda i contenitori, questi possono essere importati da librerie esterne o generati all'interno del CAD stesso. Nel caso di processi monolitici, queste librerie vengono fornite direttamente dalla fabbrica (foundry) che realizza il processo. Una volta realizzato il layout questo può essere utilizzato per la realizzazione fisica del circuito che avviene o tramite processi fotolitografici o con l'utilizzo di una microforgia. Nel caso di processi monolitici, il file del layout può essere inviato ad una foundry per la realizzazione del dispositivo.

L'analisi EM di componenti passivi è usualmente condotta utilizzando tecniche nel dominio della frequenza, come il metodo dei momenti, o nel dominio del tempo, come le differenze finite nel dominio del tempo. Le risposte che si ottengono sono generalmente i parametri di scattering della struttura sotto esame. Questi parametri possono poi essere utilizzati per l'analisi del circuito in cui il componente è inserito.

Nei CAD moderni è sempre presente un editor grafico che consente di costruire agevolmente lo schematico (schematic) del circuito da studiare. Gli elementi circuitali sono usualmente rappresentati con delle icone che possono essere facilmente selezionate e trasportate all'interno dello schematico.

Prima di procedere alla simulazione è necessario fissare l'intervallo di frequenze da analizzare con il relativo passo in frequenza.

Le uscite delle simulazioni possono poi essere graficate utilizzando diagrammi lineari, logaritmici o polari. In genere è anche possibile selezionare un'uscita che fornisce un listato dei valori calcolati.

Il CAD può essere utilizzato oltre che per l'analisi anche per l'ottimizzazione della risposta del circuito agendo su alcune variabili (variables) del circuito in base a specifiche (goals). Ci sono varie modalità di ottimizzazione, tra le più comuni si ricorda quella di tipo random e quella di tipo a gradiente. Nella prima si cerca in maniera casuale, all'interno di un certo intervallo di valori delle variabili da ottimizzare, il valore che minimizza la funzione di errore globale relativa allo scostamento dalle specifiche richieste. Invece, nella seconda modalità di ottimizzazione, si perturbano le variabili da ottimizzare a partire da alcuni valori iniziali ricercando il valore che minimizza la funzione di errore locale.

Un'altra funzione importante è quella di sintonia (tuning) che permette di cambiare i valori delle singole variabili ed osservare direttamente i risultati sui grafici.

Nel seguito verranno mostrati alcuni esempi per meglio chiarire i concetti sopra esposti. Gli esempi fanno riferimento a circuiti passivi lineari (par. 14.3) circuiti passivi non lineari (par. 14.4) e circuiti attivi (par. 14.5).

14.3 Esempi di progetto di circuiti passivi lineari

14.3.a adattamento di un carico reale tramite trasformatore

Come primo esempio si considera l'adattamento, alla frequenza di 6 GHz, di un carico resistivo ($R_L = 100 \Omega$) ad una linea ($Z_0 = 50 \Omega$). Questo problema può essere risolto sia utilizzando un trasformatore a $\lambda/4$ che tramite un adattamento reattivo. In questo primo esempio si sceglie il trasformatore mentre nel successivo paragrafo verrà studiato l'adattamento reattivo.

Il trasformatore è stato analizzato nel par. 3.2.e. Utilizzando l'Eq. (3.21) si trova che per ottenere l'adattamento bisogna interporre tra il carico e la linea a 50Ω un tratto di linea con impedenza caratteristica pari a 70.71Ω e lunga $\lambda/4$ (lunghezza elettrica $EL = 90^\circ$) alla frequenza di 6 GHz. Per la linea di accesso si è fissata una lunghezza elettrica arbitraria pari a 10° .

Il circuito, a componenti ideali, così ottenuto può essere analizzato utilizzando il CAD MicrowaveOffice™. In Fig. 14.1 si riporta lo schema circuitale.

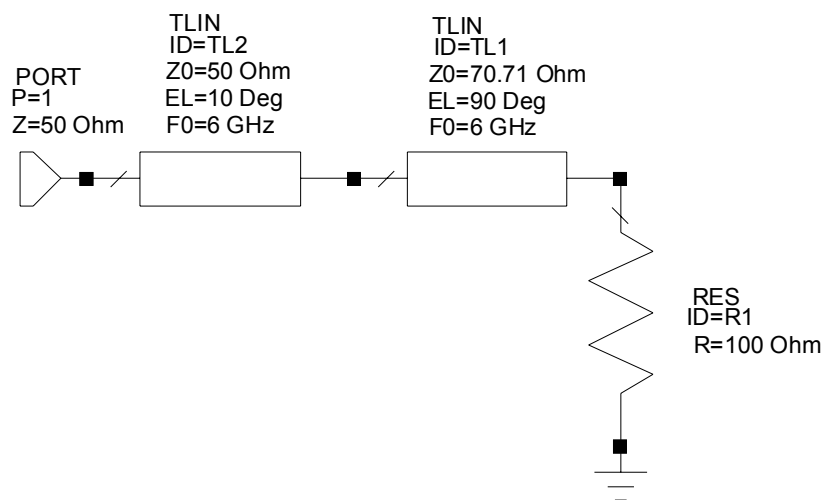


Fig. 14.1

L'elemento TLIN definisce la linea di trasmissione ideale. In esso vanno specificati, l'impedenza caratteristica (Z_0), la lunghezza elettrica ($EL = \beta d$) e la frequenza cui la lunghezza elettrica è definita (F_0). L'elemento RES modella invece una resistenza ideale. Per l'analisi del circuito è necessario introdurre il componente PORT, che individua il piano di bocca in cui vengono valutati i parametri di scattering, e si deve definire l'intervallo di frequenze. E' inoltre necessario definire un grafico di uscita e su di esso specificare il parametro che si vuole misurare (in questo caso S11).

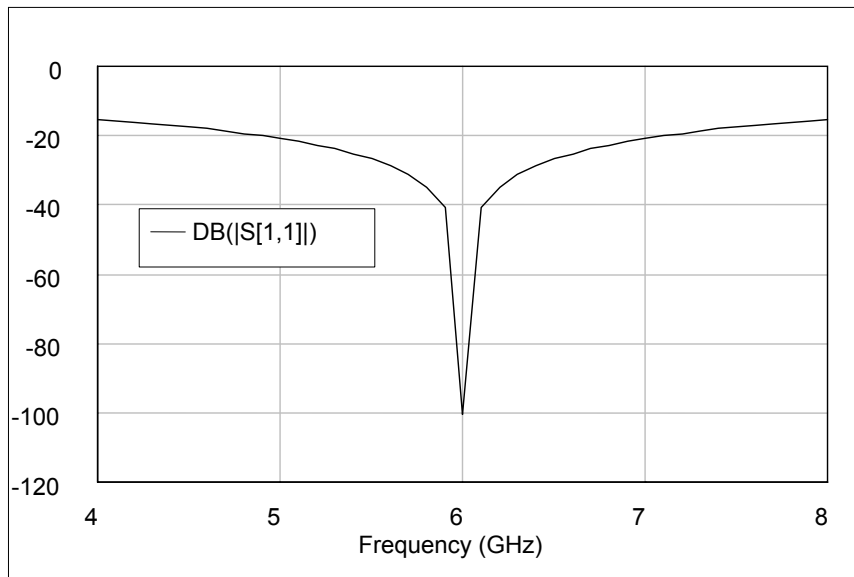


Fig. 14.2

Eseguendo la simulazione si ottiene il grafico di Fig. 14.2 che rappresenta il modulo di S11 (coefficiente di riflessione valutato all'ingresso della linea) espresso in dB. I risultati riportati in figura confermano la bontà dell'adattamento (≈ -100 dB) alla frequenza di 6 GHz ma anche la stretta banda (≈ 400 MHz) entro cui l'adattamento si mantiene sotto i -30 dB.

Si passa ora a considerare la realizzazione del circuito sopra visto in tecnologia a microstriscia. Per dimensionare tramite CAD un circuito a microstriscia si devono inizialmente specificare le caratteristiche elettriche del substrato dielettrico e della metallizzazione. A tale scopo si utilizza l'istruzione MSUB che assegna nell'ordine: la permittività dielettrica del substrato (ϵ_r) il suo spessore (H), lo spessore della metallizzazione (T) la resistività della metallizzazione riferita a quella dell'oro (R_{ho}), le perdite nel dielettrico ($\tan\delta$). In questo caso si è scelto un substrato della Rogers (RO4003) le cui caratteristiche sono riportate in Fig. 14.3.

La geometria della linea a microstriscia è poi definita tramite l'istruzione MLIN con la quale si assegnano la larghezza della microstriscia (W), e la sua lunghezza fisica (L). Per il calcolo di queste quantità si può utilizzare il programma TXLINE disponibile all'interno di MWOFFICE™ con il quale è possibile calcolare W e L a partire dall'impedenza caratteristica e dalla lunghezza elettrica. Grazie ad esso si trova che, alla frequenza di 6 GHz, la linea a 50Ω deve essere larga 1.16 mm mentre quella a 70.71Ω deve essere larga 0.62 mm. Le lunghezze fisiche dei tratti di microstriscia vengono ricavate con TXLINE a partire dai valori delle lunghezze elettriche. Per la linea lunga lambda quarti si trova una lunghezza di 7.8 mm mentre per la linea di accesso si è fissata una lunghezza arbitraria pari a 10 mm.

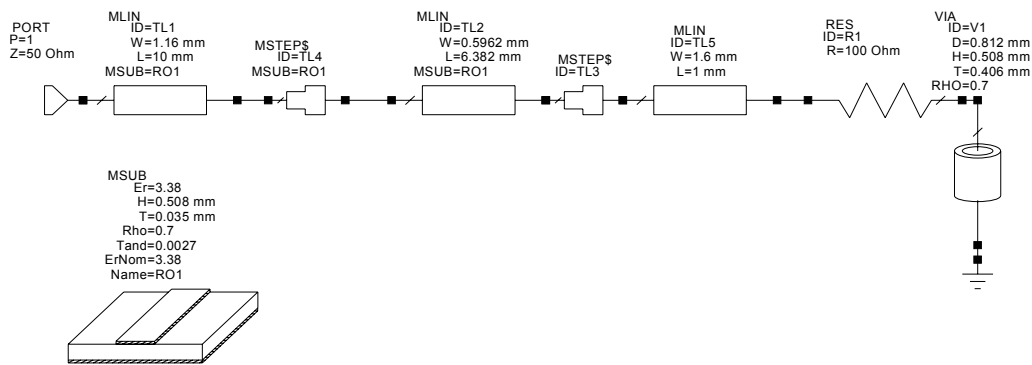


Fig. 14.3

Nel circuito è anche inserito uno step (MSTEP) che modella la discontinuità che si crea tra le due linee di diversa larghezza. In particolare l'elemento MSTEP\$ adatta automaticamente la larghezza delle linee alle sue bocche in funzione di quelle delle linee di accesso. Bisogna inoltre considerare che la resistenza sarà realizzata con un resistore planare che andrà saldato sulla faccia superiore del circuito e poi portato a massa con un foro passante (*). Quindi nello schema del circuito sono stati aggiunti uno step ed una piazzola prima della resistenza ed un VIA dopo la resistenza. Il VIA modella il comportamento elettrico del corto e tiene conto dei parassiti ad esso associati.

Il risultato della simulazione è mostrato in Fig. 14.4.

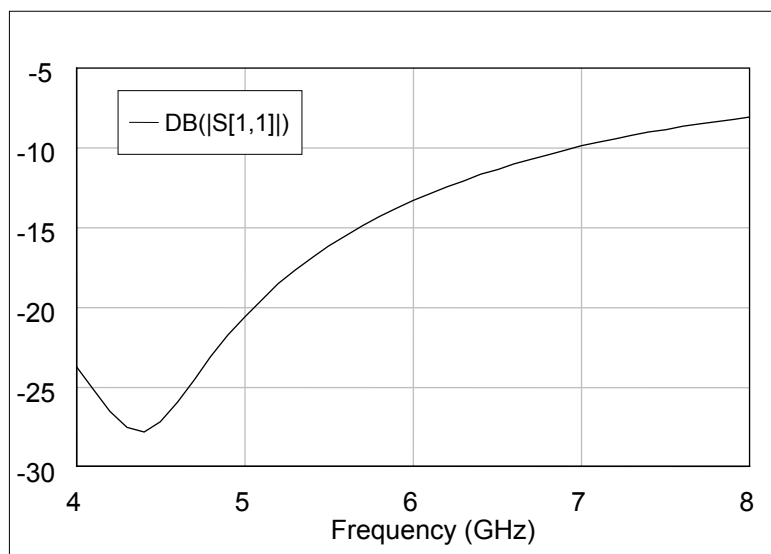


Fig. 14.4

(*) Le resistenze commerciali planari hanno tipicamente due dimensioni: le 0805 (80×50 mils) sono 2 × 1.25 mm mentre le 0603 (60×30 mils) sono 1.5 × 0.75 mm. I fori passanti (in inglese via hole) sono ottenuti praticando un foro nel dielettrico che viene poi metallizzato oppure riempito con un filo conduttore. In maniera del tutto orientativa, nei successivi esempi si è deciso di utilizzare resistenze 0805 prevedendo delle piazzole di saldatura di 1 × 1.6 mm equidistanti 1.2 mm e quindi con una lunghezza di sovrapposizione tra la piazzola e la resistenza pari a 0.4 mm. Se la resistenza finisce su di un VIA la relativa piazzola è 1.6 × 1.6 mm sempre con 0.4 mm di sovrapposizione.

La figura evidenzia come l'effetto dei parassiti delle discontinuità, in particolare quelli associati allo step, sia quello di determinare, rispetto al caso ideale (Fig. 14.2), uno spostamento, nella frequenza a cui l'adattamento è massimo.

Per ristabilire il massimo adattamento alla frequenza di 6 GHz si può, utilizzare l'ottimizzatore ed ottimizzare la lunghezza o la larghezza della linea a $\lambda/4$ prima dimensionata. Per effettuare l'ottimizzazione si devono in primo luogo definire le variabili che si vogliono variare (in questo caso la lunghezza e la larghezza della linea TL2) e gli obiettivi (goals) dell'ottimizzazione (in questo caso il raggiungimento di un adattamento di almeno -40 dB alla frequenza centrale di 6 GHz). Infine si può lanciare la procedura di ottimizzazione. In questo caso si è utilizzata la procedura di ottimizzazione random che ha modificato i parametri della linea TL2 come mostrato in Fig 14.5.

La risposta del circuito ottimizzato è invece riportata in Fig. 14.6. In definitiva si nota che una piccola modifica dei parametri del tratto di linea ha riportato la frequenza ottimale di funzionamento al valore di 6 GHz del caso ideale.

L'ultimo passo della fase di progetto prevede la realizzazione del layout. Anzitutto bisogna associare alla resistenza ideale un layout. In questo caso, come detto nella nota alla precedente pagina, è stata scelta una resistenza 0805 da 100Ω . Anche al via hole è stato associato un layout costituito da una piazzola da 1.6×1.6 mm. Al centro della piazzola sarà praticato il foro. In particolare si è scelto di realizzare dei fori da 0.812 mm di diametro che possono essere facilmente realizzati con punte da 32 mils.

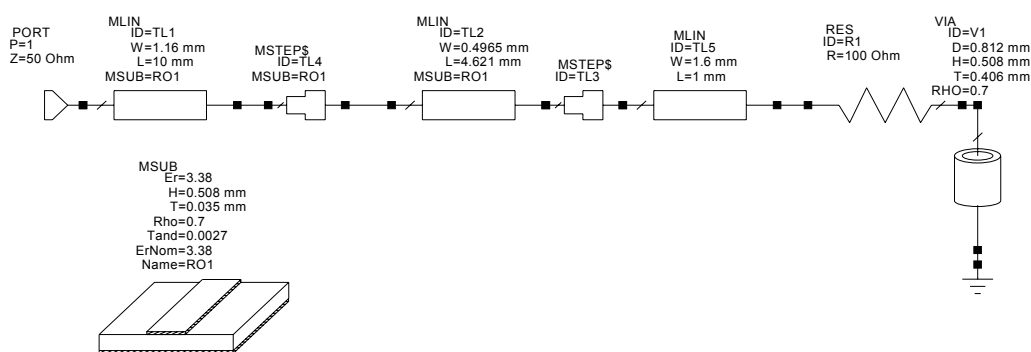


Fig. 14.5

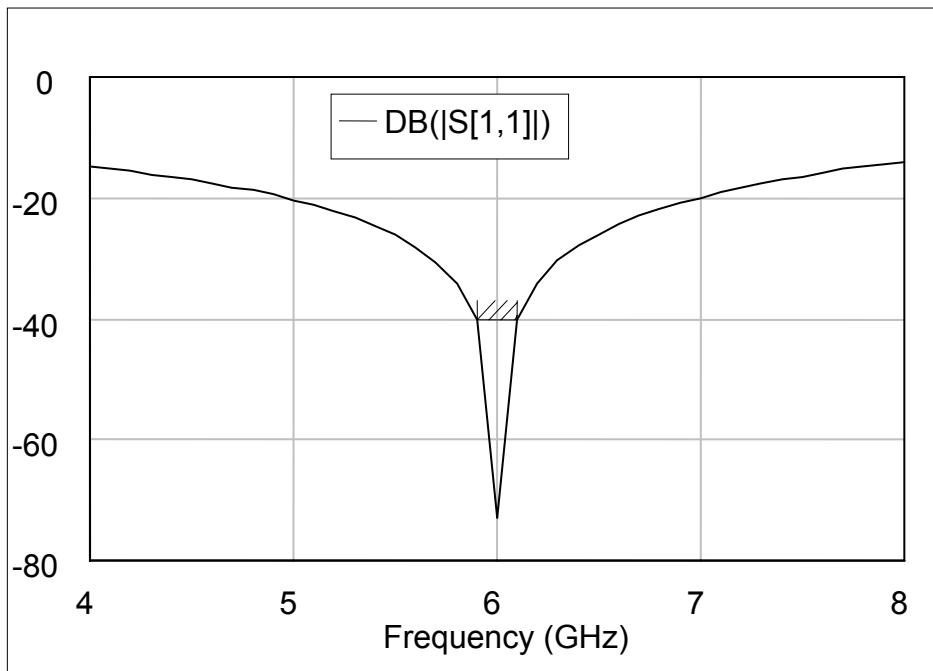


Fig. 14.6

Il layout finale è riportato in Fig. 14.7. Questo Layout può essere stampato o esportato in vari formati (gerber, DXF etc.) e quindi utilizzato per la realizzazione del circuito con tecnica fotolitografia o tramite incisione meccanica.

Sul layout andranno poi saldati i componenti (in questo caso la resistenza ed il connettore per montaggio su stampato che consentirà di alimentare il circuito con un cavo coassiale.

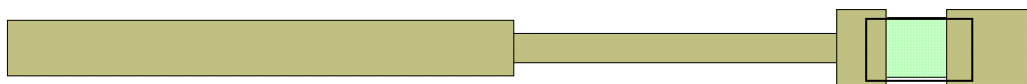


Fig. 14.7

14.3.b adattamento di un carico reale tramite adattamento reattivo

Questo problema è stato studiato in dettaglio nel par. 3.5.b. Per esso esiste una soluzione analitica. Quindi il dimensionamento della rete di adattamento si ottiene applicando le relazioni (3.5) e (3.6).

Considerando anche in questo caso un carico reale di valore $R_L = 100 \Omega$ ed utilizzando la relazione (3.5), si ha che il circuito per l'adattamento è costituito da un tratto di linea di impedenza caratteristica pari a 50Ω e di lunghezza elettrica: $EL = \beta d = 54.74^\circ$ e da una capacità in parallelo di 0.375 pF . Questa capacità in parallelo può essere realizzata con uno stub aperto in parallelo che avrà una lunghezza elettrica: $EL = \beta d = 144.73^\circ$. In Fig. 14.8 è riportato lo schema circuitale del modello ideale.

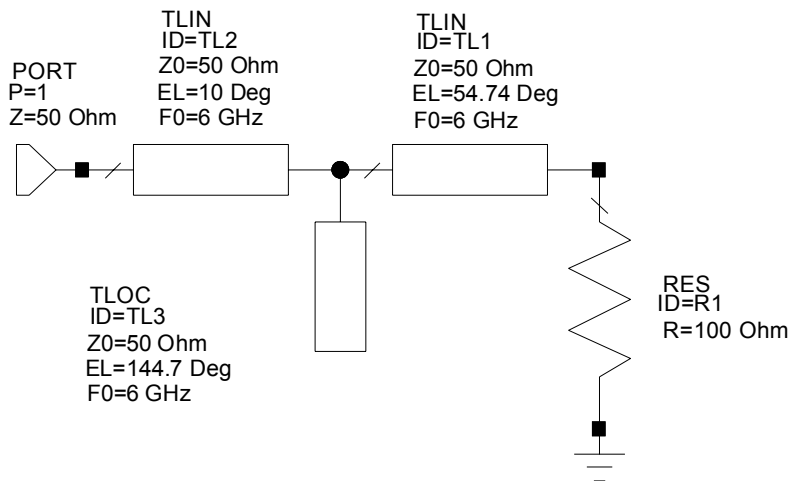


Fig. 14.8

Dato che il circuito verrà realizzato con una microstriscia si è scelto di utilizzare uno stub aperto per evitare di dover forare il dielettrico con la connessione a massa. L'istruzione che schematizza una linea di trasmissione aperta è TLOC. In questo caso sia la linea verso il carico che lo stub hanno impedenza caratteristica $Z_0 = 50 \Omega$, la frequenza a cui il carico dovrà risultare adattato è $F_0 = 6 \text{ GHz}$ mentre il comportamento del componente verrà studiato nell'intervallo di frequenze tra 4 e 8 GHz.

In Fig. 14.9 è mostrato l'andamento del modulo del coefficiente di riflessione al variare della frequenza. Come si può notare $S_{11} = -80 \text{ dB}$ a 6 GHz quindi è stato realizzato un adattamento quasi ideale.

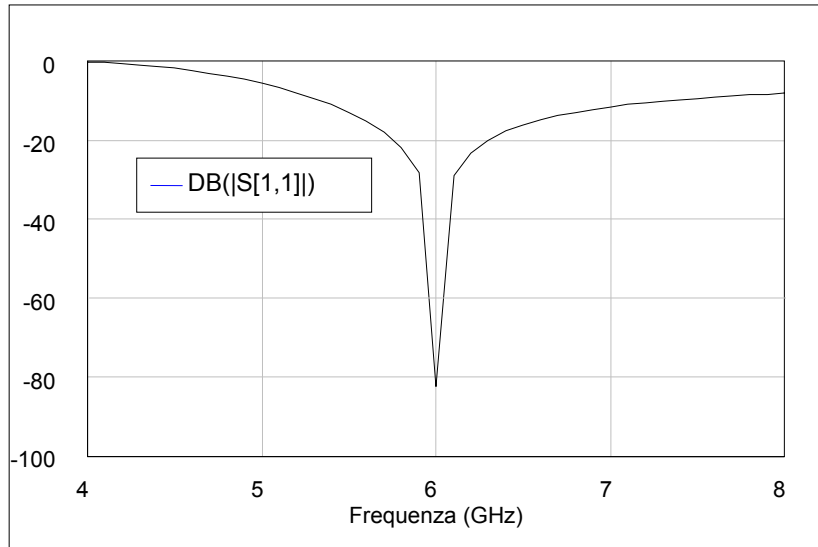


Fig. 14.9

Il modello del circuito a microstriscia è mostrato in Fig. 14.10. La geometria della microstriscia è definita tramite l'istruzione MLIN, MLEF rappresenta, invece, una linea aperta e considera anche i parassiti associati all'aperto. Nel circuito è anche inserita una giunzione a T (MTEE) che modella la discontinuità che si crea tra la linea principale e lo stub. In particolare l'elemento MTEE\$ cambia automaticamente le larghezze delle linee in funzione di quelle delle linee di accesso. Anche in questo caso, le larghezze e le lunghezze dei tratti di microstriscia sono state ricavate usando il tool TXLINE.

In Fig.14.11 è riportato il risultato della simulazione. Come si può vedere dal grafico in queste condizioni il minimo del coefficiente di riflessione non si trova a 6 GHz bensì intorno a 5.9 GHz.

Per aumentare S_{11} a 6 GHz si può chiedere all'ottimizzatore di imporre la condizione $|S_{11}| < -40$ dB a 6 GHz variando le lunghezze della linea e dello stub.

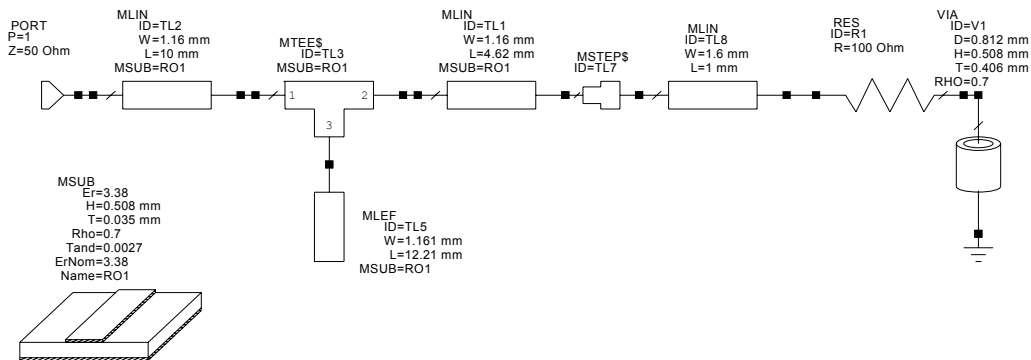


Fig. 14.10

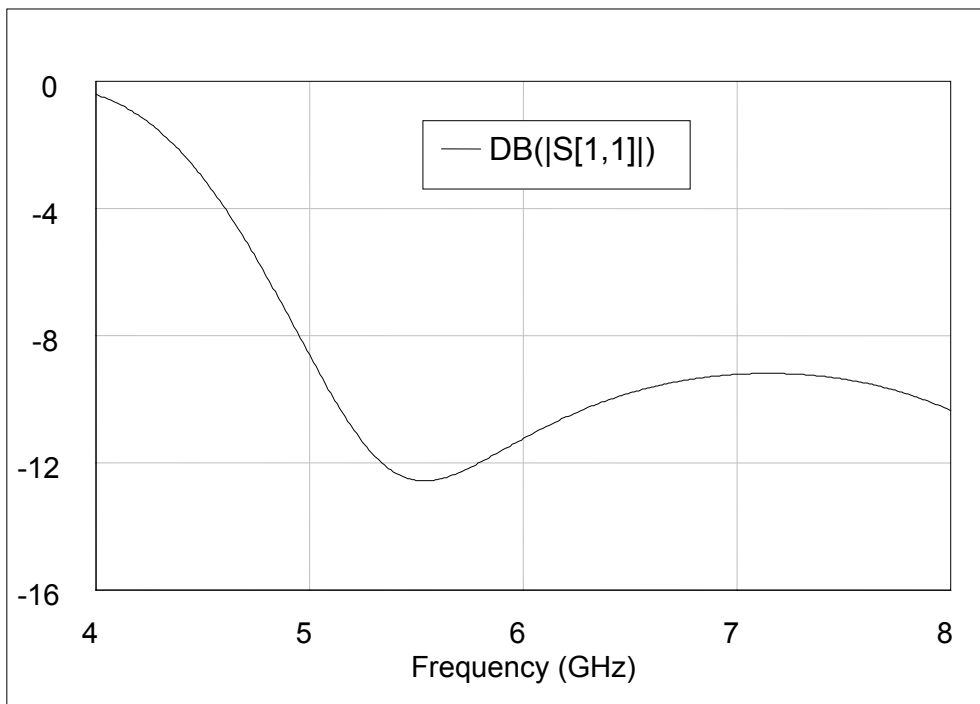


Fig. 14.11

E' stata fatta prima una ottimizzazione di tipo "random" seguita da una "gradient optimization" che consente di raffinare la soluzione nell'intorno del punto trovato da quella random. Il circuito ottimizzato è mostrato in Fig. 14.12. La figura mostra che l'ottimizzazione ha cambiato sia la lunghezza della linea che quella dello stub infatti la linea è ora lunga 2.766 mm (nel circuito di figura 14.10 valeva 4.62 mm) e lo stub è lungo 12.06 mm (12.21 mm).

Si può osservare che la giunzione a T introdotta ha, tra l'altro, avuto l'effetto di allungare le linee ad essa collegate per cui i valori calcolati teoricamente per le lunghezze dei tratti di microstriscia devono essere ridotti di circa la metà della larghezza della striscia stessa.

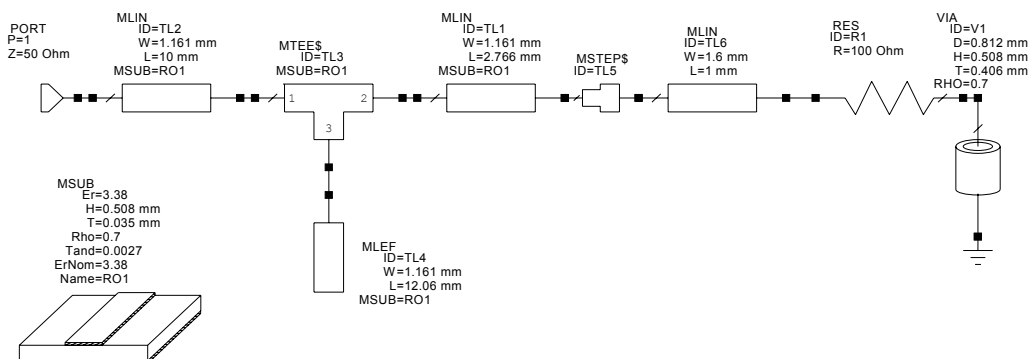


Fig. 14.12

L'andamento del modulo di S11 al variare della frequenza è riportato in Fig. 14.13 da cui si vede che a 6 GHz S11 è inferiore a -50 dB.

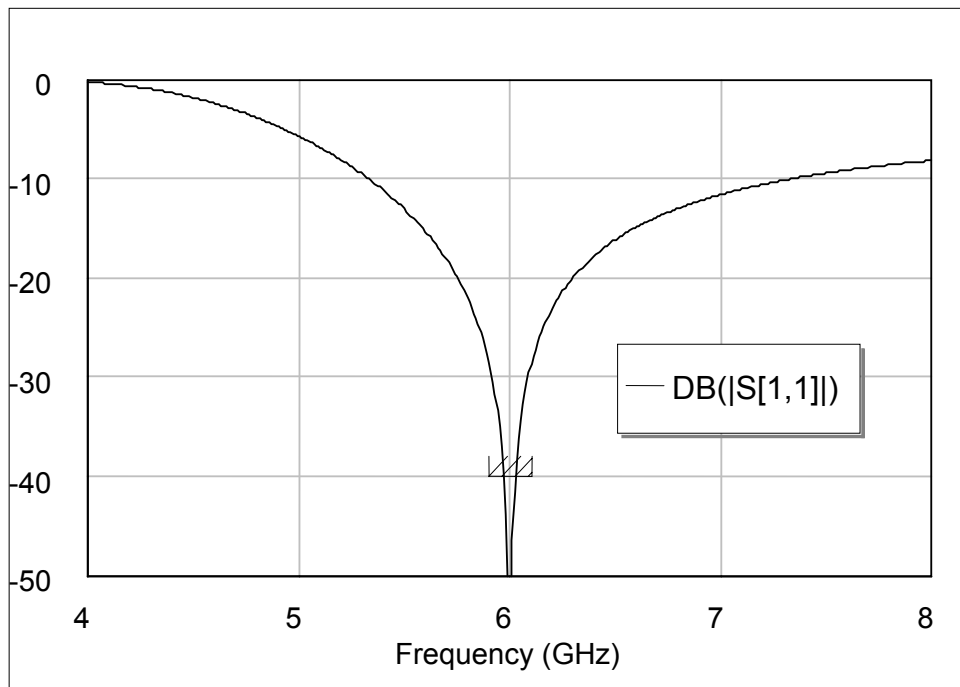


Fig. 14.13

Il layout del circuito finale è mostrato in Fig. 14.14.

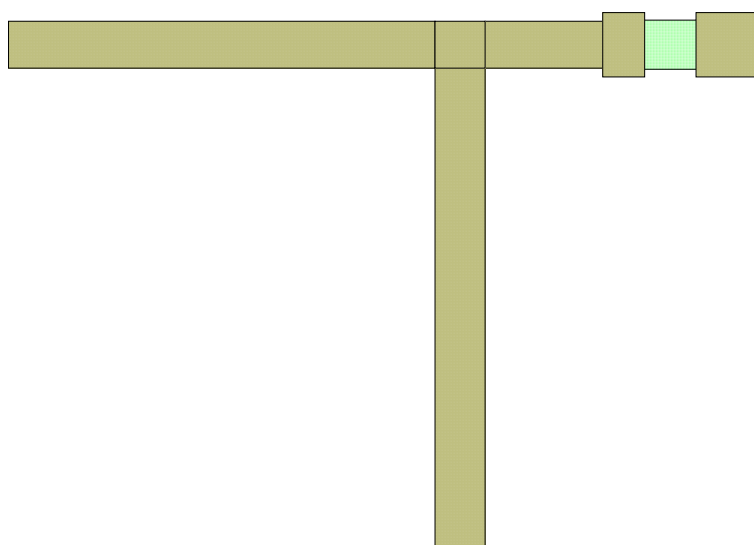


Fig. 14.14

14.3.c Divisore e sommatore di potenza (Wilkinson)

Il Wilkinson è un componente a tre bocche che può funzionare come divisore di potenza oppure come sommatore di potenza (vedi Fig. 5.36). Uno dei principali problemi che presenta tale divisore risiede nell'interazione elettromagnetica che si sviluppa tra i bracci all'aumentare della frequenza. Inoltre è difficile porre il resistore nel punto esatto della curva di raccordo tra le bocche di uscita e i bracci. Ciò è deleterio perché la risposta del dispositivo viene a dipendere fortemente dalla posizione del resistore.

Una possibile realizzazione su microstriscia del Wilkinson che elimina il problema del posizionamento della resistenza è riportata nella Fig. 14.15. Rispetto al caso studiato nel par. 5.6 si nota che i rami sono lunghi 270° alla frequenza di progetto.

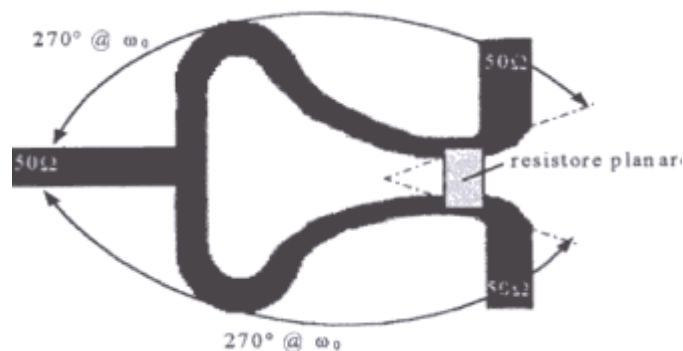


Fig. 14.15

Il punto di partenza del progetto del circuito di Fig. 14.15 è il modello a linee di trasmissione riportato in Fig. 14.16

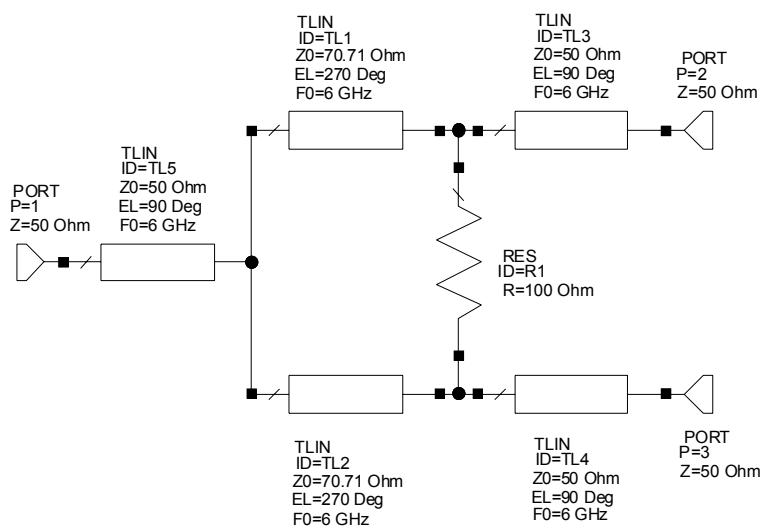


Fig. 14.16

Il grafico dei moduli dei parametri di scattering, riportato in Fig. 14.17, evidenzia l'eccellente comportamento del circuito.

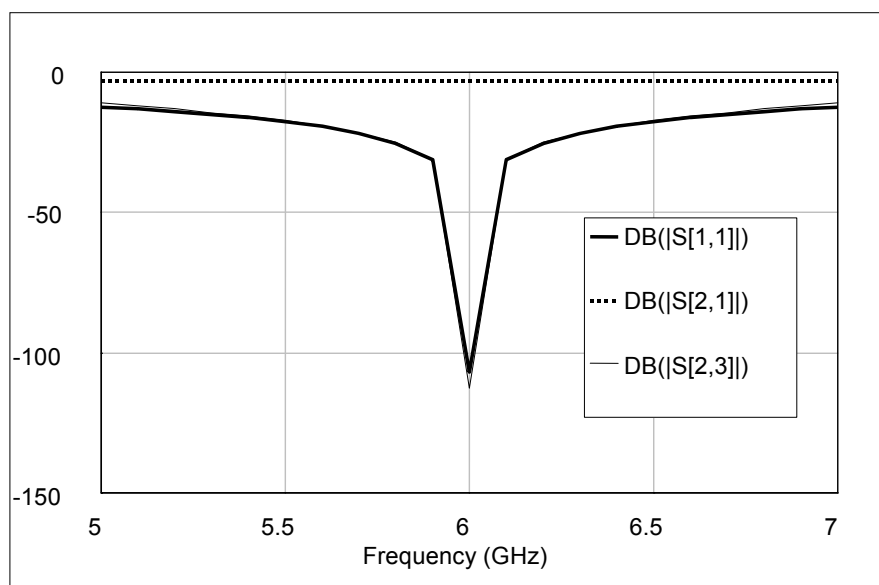


Fig. 14. 17

Per realizzare i tratti curvi del modello fisico si utilizza l'elemento MCURVE che ha come parametri il raggio (R) e l'angolo di curvatura (ANG).

Anche in questo caso il circuito è stato ottimizzato per tener conto delle giunzioni a T introdotte.

Gli obiettivi dell'ottimizzazione sono stati $S_{11} < -60$ dB, $S_{22} < -60$ dB a 6 GHz per l'adattamento delle bocche, $S_{23} < -60$ dB e $S_{21} = -3$ dB sempre a 6 GHz per l'isolamento e la divisione della potenza tra le bocche di uscita. Le variabili sono raggio1, raggio2 e raggio3 ovvero i raggi delle linee curve (v. Fig. 14.18).

Per mantenere la simmetria del circuito, anche dopo il processo di ottimizzazione, è utile introdurre delle variabili locali con le quali identificare alcune grandezze del circuito. Ad esempio w50 indica la larghezza delle linee a 50 Ω mentre w70 la larghezza di quelle a 70.71 Ω e così via.

Nell'ottimizzazione si deve anche tenere presente che la resistenza utilizzata nel circuito è lunga 2 mm quindi bisogna introdurre una equazione di vincolo per lasciare uno spazio adeguato fra i rami. La sua formulazione si ottiene usando nozioni di geometria e trigonometria e mettendo in relazione la lunghezza (lung70) del tratto di linea obliqua con le altre grandezze del circuito. L'equazione è (vedi Fig. 14.20):

$$\text{lung70} = 1.4142(4 + \text{raggio1} - (0.2929(\text{raggio2} + \text{raggio3})))$$

Inoltre nella giunzione a T si è vincolato w3 al valore di 1.6 mm per la saldatura della resistenza 0805.

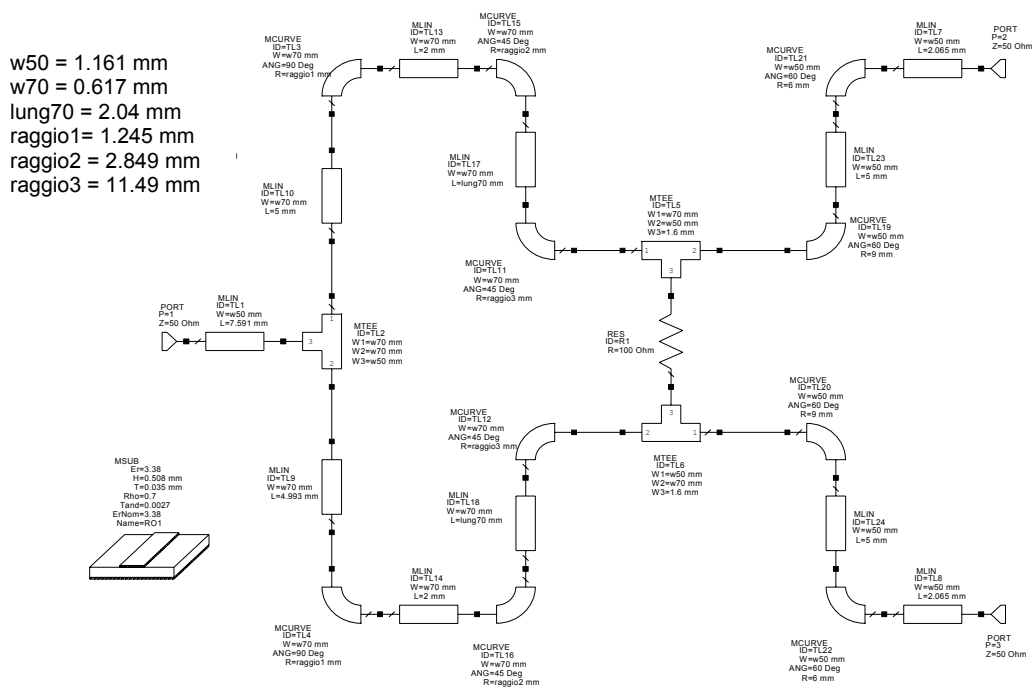


Fig. 14.18

E' stata fatta prima una ottimizzazione "random" per avere un risultato di massima e poi una "gradient optimization" per migliorare la soluzione intorno al minimo trovato con la random. I raggi delle linee curve sono stati fissati dall'ottimizzazione. I nuovi valori sono riportati in Fig. 14.18 ed è possibile confrontarli con quelli (tra parentesi) del circuito di partenza: raggio1 = 1.245 mm (2 mm), raggio2 = 2.849 mm (4 mm), raggio3 = 11.49 mm (12 mm).

I risultati in termini di S11, S21, ed S23 sono riportati in figura 14.19. La figura evidenzia i buoni risultati ottenuti, infatti risulta: $S_{11} \cong -40 \text{ dB}$, $S_{23} \cong -57 \text{ dB}$ e $S_{21} = -3.2 \text{ dB}$. Quindi il risultato finale è soddisfacente sebbene non tutte le uscite abbiano raggiunto i valori desiderati.

Il layout del circuito ottimizzato realizzato su microstriscia è mostrato in Fig 14.20

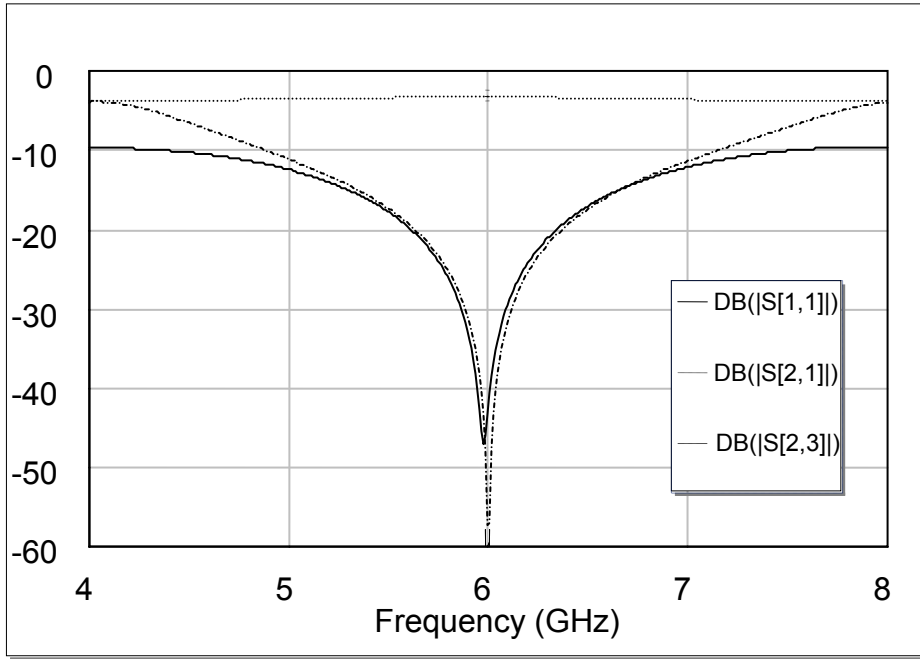


Fig. 14.19

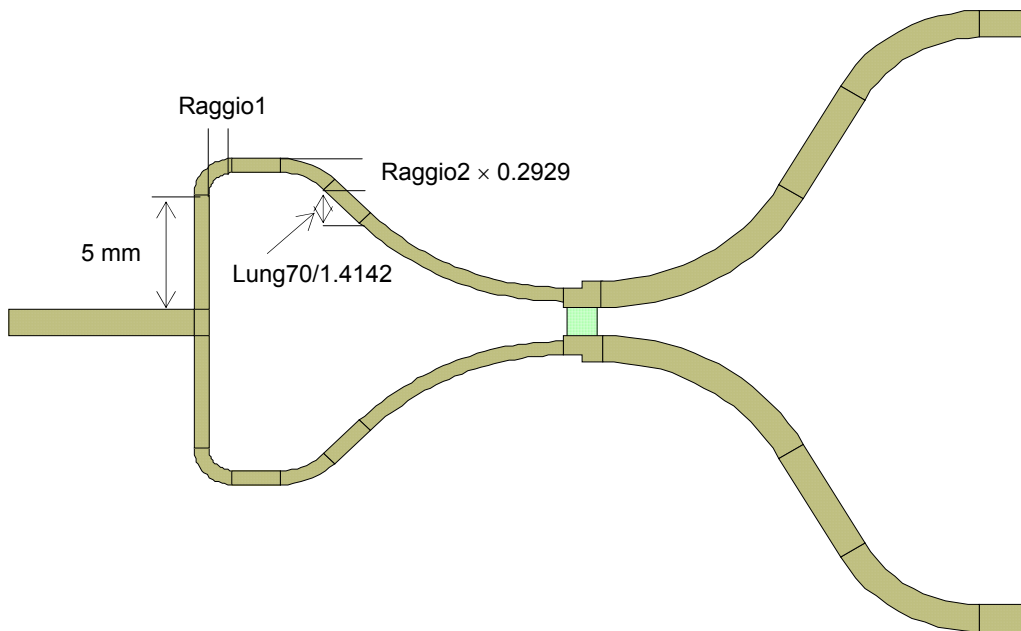


Fig. 14.20

14.3.d accoppiatore direzione a due rami (branch coupler)

Il branch coupler è un componente a microonde che trasferisce una frazione nota di potenza (in questo caso la metà) dalla linea principale 1-4 a quella secondaria 2-3. Il suo layout è mostrato in Fig. 5.26.

Si vuole ora progettare un branch coupler che operi alla frequenza di 6 GHz. Per cominciare si fa un modello a linee di trasmissione del circuito. A partire dallo schema di Fig. 5.26 si ottiene facilmente il circuito di Fig. 14.21.

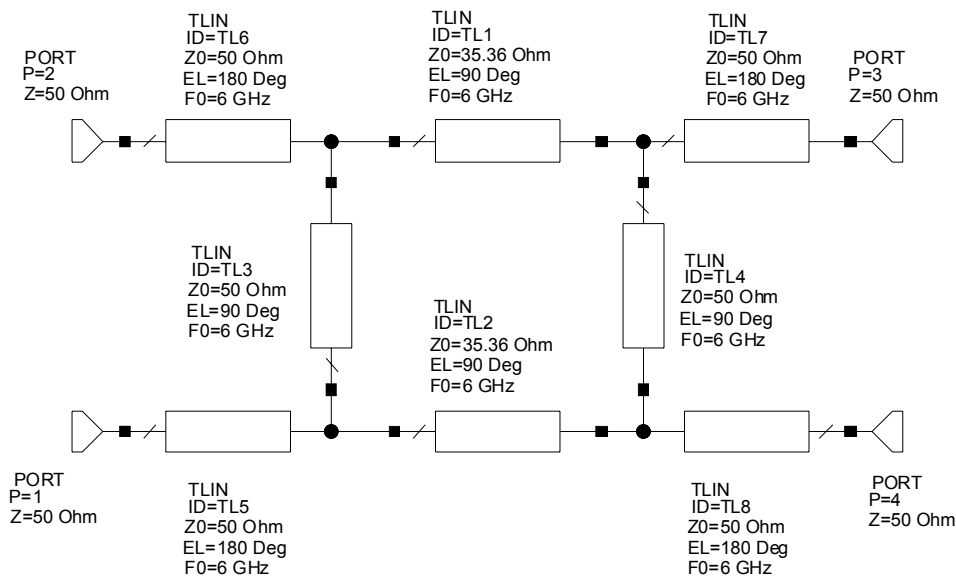


Fig. 14.21

L'impedenza dei rami di raccordo TL3 e TL4 è 50 Ω mentre quella dei rami principali TL1 e TL2 è 35.36 Ω . Entrambe le coppie di rami hanno una lunghezza elettrica pari a 90°. La lunghezza dei quattro tratti di linea verso le bocche TL5, TL6, TL7 e TL8 non influenza i moduli dei parametri di scattering ma solo le loro fasi.

La bontà del progetto è confermata dai risultati di Fig. 14.22 da cui si vede che i moduli dei coefficienti di scattering hanno valori quasi ideali.

Il passo successivo consiste nel considerare il modello fisico del circuito. Grazie al tool TXLINE si trova che le linee TL3 e TL4 a 50 Ω sono larghe 1.161 mm e lunghe 7.596 mm mentre i tratti di linea orizzontali TL1 e TL2 a 35.36 Ω sono larghi 1.966 mm e lunghi 7.413 mm. Si devono poi inserire dei T per modellare le discontinuità introdotte.

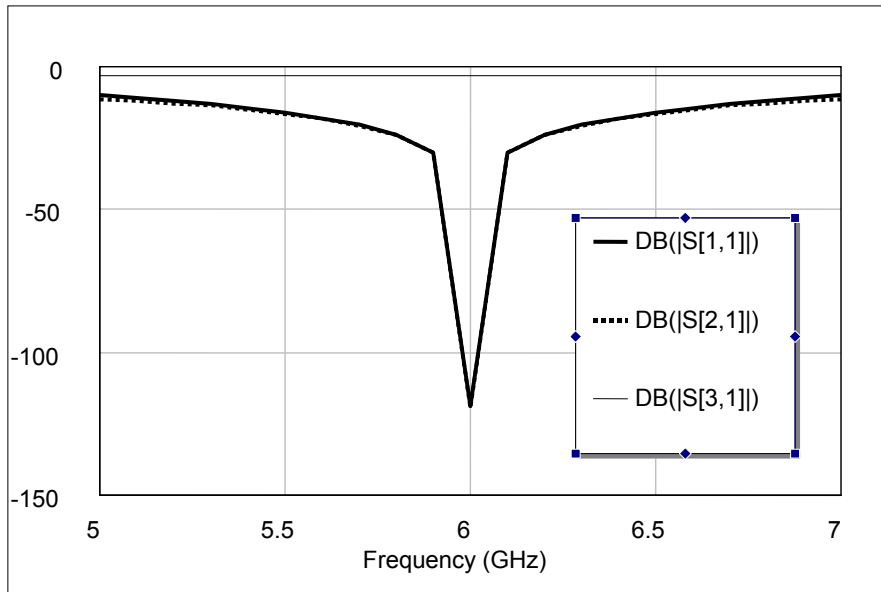


Fig 14.22

Anche in questo caso, per effetto delle giunzioni a T la risposta risulterebbe traslata per cui si procede al processo di ottimizzazione.

Gli obiettivi dell'ottimizzazione sono $S_{11} < -50$ dB e $S_{21} < -50$ dB a 6 GHz per quanto riguarda l'adattamento e l'isolamento, $S_{31} = S_{41} = 3$ dB per quanto riguarda la divisione della potenza tra le bocche di uscita. Le variabili invece sono le lunghezze dei rami orizzontali e dei rami verticali che sono state indicate con l_{oriz} e l_{vert} .

Poiché la funzione di errore, che viene minimizzata durante il processo di ottimizzazione, è basata sulla differenza tra i dati calcolati e quelli desiderati, essa soddisfa meglio le specifiche sull'adattamento e l'isolamento rispetto a quelle sulla divisione di potenza. Questa osservazione suggerisce di "pesare" gli obiettivi tramite l'opzione *weight* che dà più importanza agli obiettivi con peso maggiore. In particolare si può assegnare ai goals su $|S_{11}|$ e $|S_{21}|$ un peso di 0.1 e a quelli su $|S_{31}|$ e $|S_{41}|$ un peso di 5000.

Come nei precedenti progetti, è stata fatta prima una ottimizzazione "random" e poi una "gradient optimization". I valori ottimizzati delle variabili possono essere confrontati con quelli del circuito di Fig. 14.24 riportati fra parentesi: $l_{oriz} = 5.773$ mm (7.413 mm) e $l_{vert} = 8.218$ mm (7.596 mm).

Il grafico di Fig. 14.24 consente di valutare i miglioramenti ottenuti con l'ottimizzazione infatti per questo circuito $|S_{11}| = -38.2$ dB, $|S_{12}| = -46.1$ dB, $|S_{13}| = |S_{14}| = -3.15$ dB. Quindi si ottiene un buon risultato. Il layout del circuito ottimizzato è mostrato in Fig. 14.25.

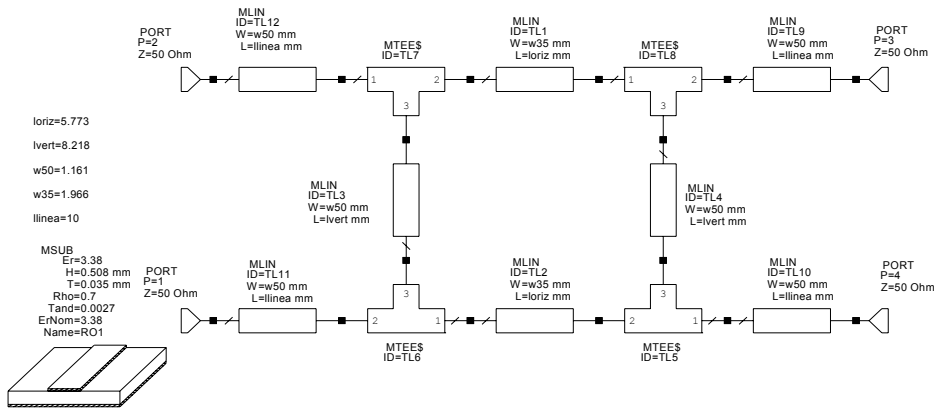


Fig 14.23

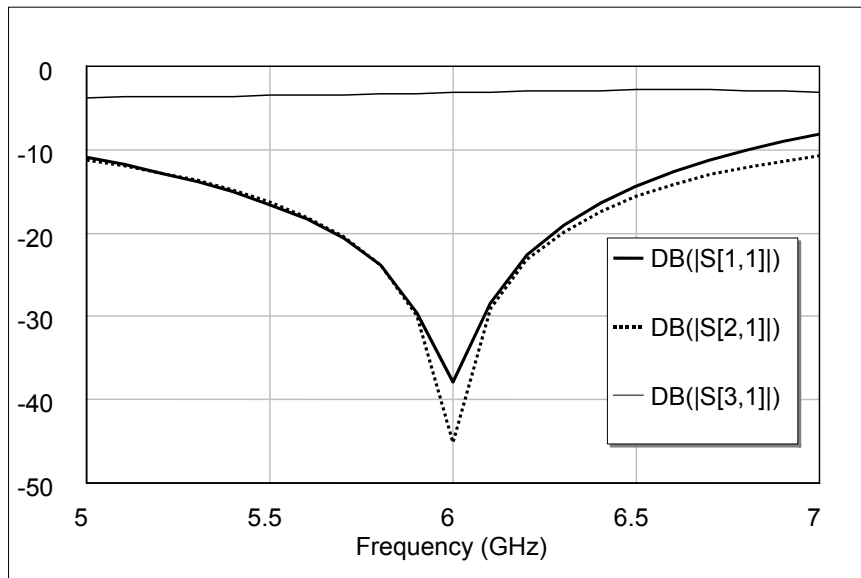


Fig. 14.24

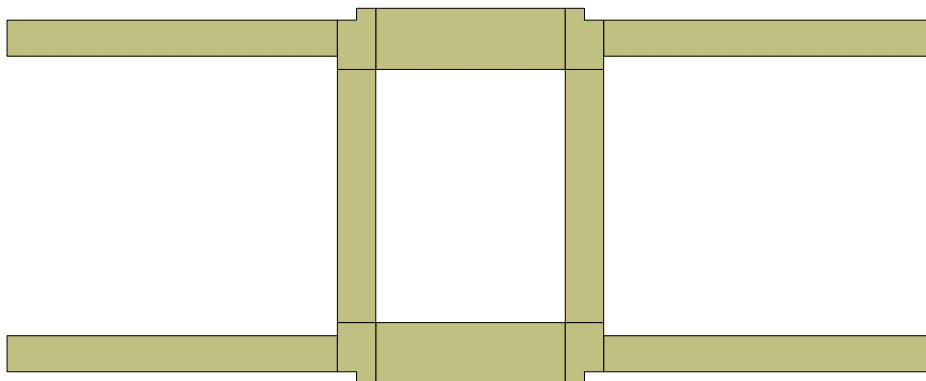


Fig. 14.25

14.3.e Progetto di un filtro passa basso con elementi concentrati

Si supponga di voler progettare un filtro passa basso massimamente piatto con una frequenza di taglio di 2 GHz ed un'attenuazione di almeno 15 dB alla frequenza di 3 GHz. Si vuole calcolare e graficare la risposta in ampiezza per frequenze da 0 a 4 GHz, e confrontarlo con un filtro dello stesso ordine a ripple costante (3.0 dB ripple).

Inizialmente si valuta l'ordine N che soddisfa la specifica dell'attenuazione a 3 GHz. Poiché si ha a 3 GHz $\left| \frac{\omega}{\omega_C} \right| - 1 = 0.5$, dalla Fig. 6.10 si vede che $N = 5$ è sufficiente. Quindi dalla tabella di Fig. 6.11 si ricavano i valori degli elementi del prototipo:

$$g_1 = 0.618, g_2 = 1.618, g_3 = 2.000, g_4 = 1.618, g_5 = 0.618$$

Quindi le equazioni (6.45) e (6.47) possono essere utilizzate per ottenere i valori denormalizzati degli elementi per il circuito a scala di Fig. 6.9, e si ottiene:

$$C''_1 = 0.984 \text{ pF}, L''_2 = 6.438 \text{ nH}, C''_3 = 3.183 \text{ pF}, L''_4 = 6.438 \text{ nH}, C''_5 = 0.984 \text{ pF}$$

Il circuito finale del filtro è stato implementato su di un CAD commerciale (MicrowaveOffice™) ed è mostrato in Fig. 14.26(*).

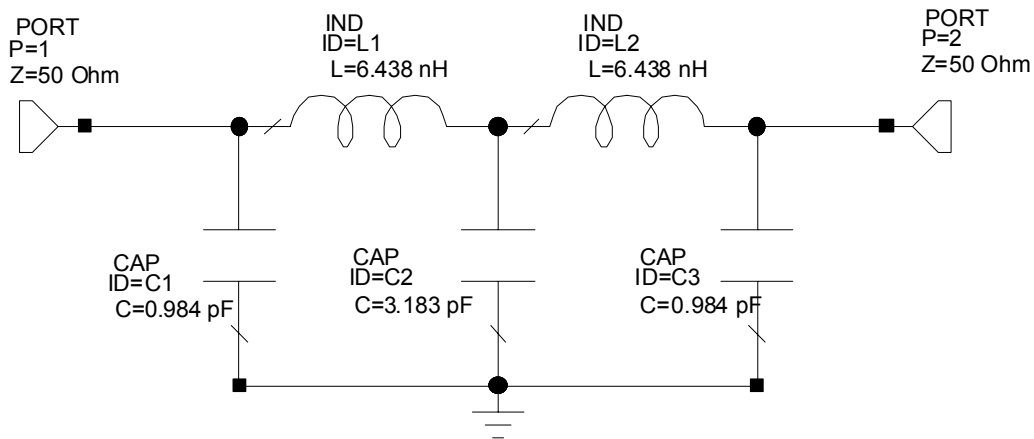


Fig. 14.26

Analogamente, i valori dei componenti per il filtro a ripple costante, per $N = 5$, possono essere determinati dalla Fig. 6.13 e si trova:

$$C''_1 = 5.539 \text{ pF}, L''_2 = 3.024 \text{ nH}, C''_3 = 7.220 \text{ pF}, L''_4 = 3.024 \text{ nH}, C''_5 = 5.539 \text{ pF}$$

I risultati dell'ampiezza per questi due filtri, ottenuti con il CAD, sono mostrati in Fig. 14.27. Questi risultati mostrano chiaramente i compromessi associati ai due tipi di filtri.

(*) Nei conti si è fatto riferimento al circuito di Fig. 6.9 ma poteva essere usato anche quello di Fig. 6.8.

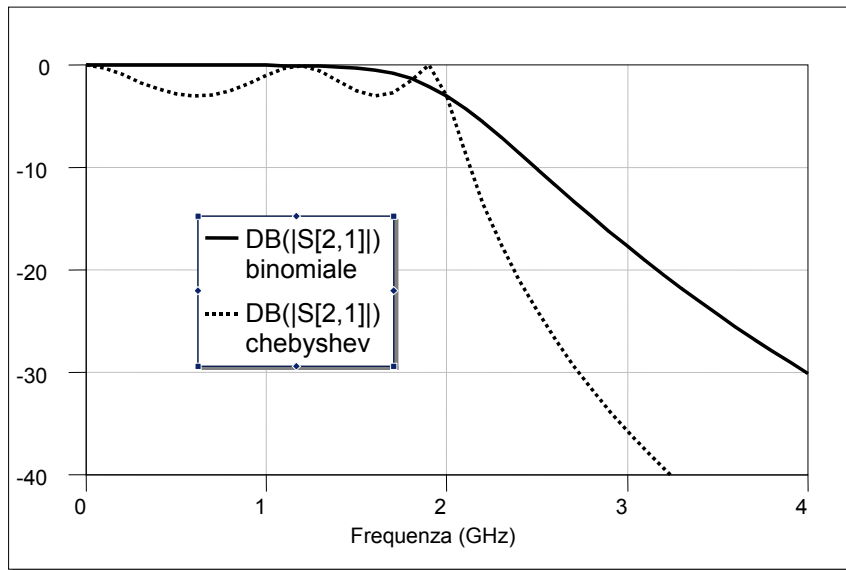


Fig. 14.27

La risposta in ampiezza del filtro a ripple costante ha la migliore pendenza al cut-off. La risposta del filtro massimamente piatto ha le caratteristiche di attenuazione più piatte nella banda passante, ma una pendenza al cut off leggermente più bassa.

14.3.f Progetto di un filtro passa banda con elementi concentrati

Si supponga di voler progettare un filtro passa banda che abbia una risposta a ripple costante di 0.5 dB, con $N = 3$. La frequenza centrale è 1 GHz, la larghezza di banda è del 10%.

Dalla tabella di Fig. 6.13 si ha che i valori degli elementi del prototipo del circuito di Fig. 6.8 sono dati da:

$$g_1 = 1.5963, g_2 = 1.0967, g_3 = 1.5963$$

Quindi le (6.55) (6.56) e (6.58) (6.59) danno i valori delle capacità e delle induttanze degli elementi di Fig. 6.8.

$$L''_1 = 127.0 \text{ nH}$$

$$C''_1 = 0.199 \text{ pF}$$

$$L''_2 = 0.726 \text{ nH}$$

$$C''_2 = 34.91 \text{ pF}$$

$$L''_3 = 127.0 \text{ nH}$$

$$C''_3 = 0.199 \text{ pF}$$

Il circuito è stato implementato con MicrowaveOffice™ ed è riportato in Fig. 14.28.

La risposta in ampiezza ottenuta con il CAD è mostrata in Fig. 14.29.

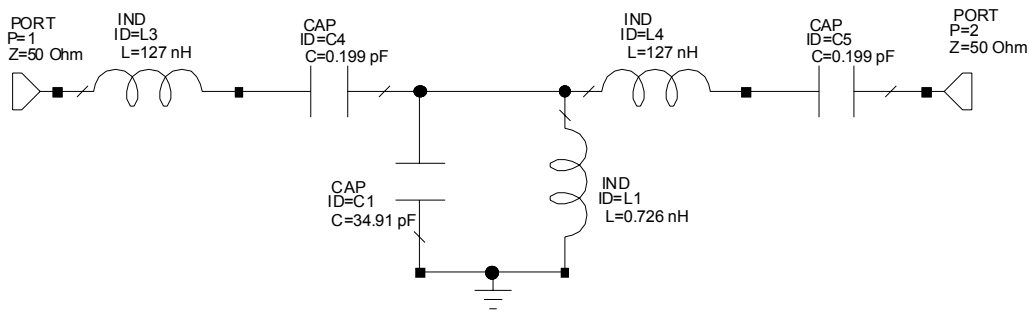


Fig. 14.28

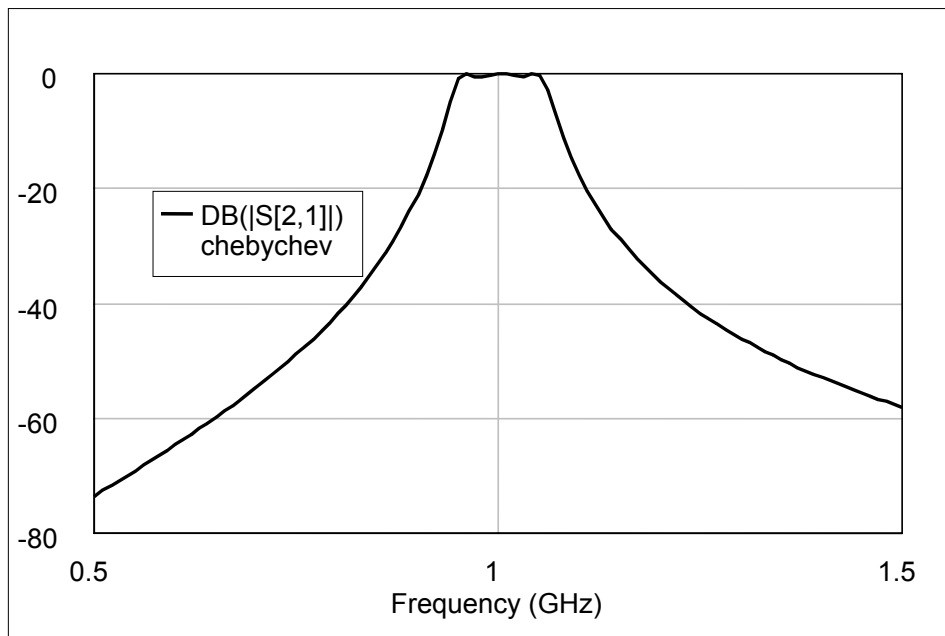


Fig. 14.29

14.3.g Progetto di un filtro passa basso mediante stub

Si supponga di voler progettare un filtro passa basso usando linee a microstriscia. Le specifiche sono: frequenza di cut off di 4 GHz, terzo ordine, ed una caratteristica a ripple costante di 3 dB.

Dalla tabella di Fig. 13.b si ricavano i valori normalizzati degli elementi del prototipo del passa basso: $g_1 = 3.3487$, $g_2 = 0.7117$, $g_3 = 3.3487$ che sono assegnati al circuito mostrato in Fig. 14.30.a.

Il passo successivo consiste nell'usare la trasformazione di Richard per convertire gli induttori in serie in stub in serie e i condensatori in parallelo in stub in parallelo, come mostrato in Fig. 14.30.b.

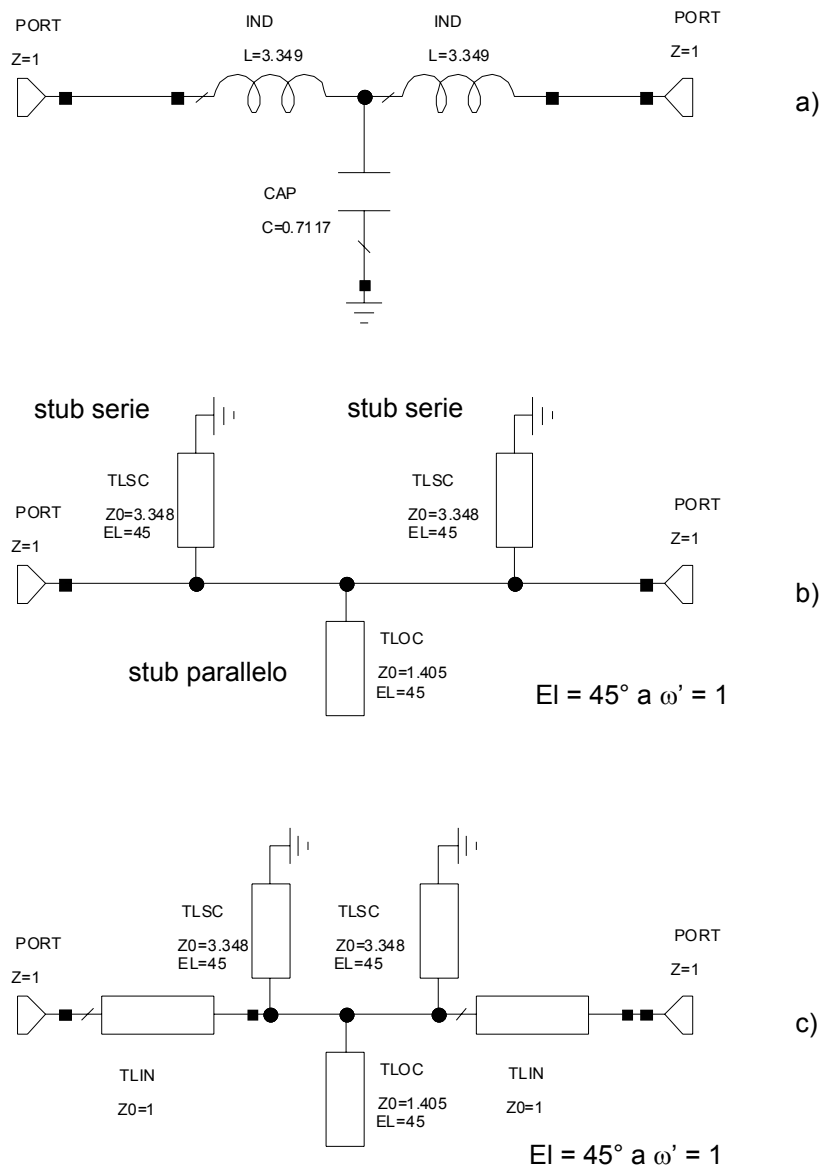


Fig. 14.30

Secondo la (6.68) l'impedenza caratteristica normalizzata di uno stub in serie (induttore) è L , e l'impedenza caratteristica normalizzata di uno stub in parallelo (condensatore) è $1/C$. Per la sintesi di linee commensurate, tutti gli stub sono lunghi $\lambda/8$ a $\omega = \omega_c$ (è generalmente molto conveniente lavorare con quantità normalizzate fino all'ultimo passo nel progetto).

Gli stub in serie di Fig. 14.30.b sarebbero molto difficili da implementare in microstriscia, quindi si usa l'identità di Kuroda per trasformarli in stub in parallelo. In primo luogo, si aggiungono degli elementi unitari ad entrambi gli estremi del filtro, come mostrato in Fig. 14.30.c. Questi elementi ridondanti non hanno effetto sulle prestazioni del filtro perché sono adattati con la sorgente e con il carico ($Z_0 = 1$). Si può poi applicare l'identità di Kuroda vista in precedenza ad entrambi gli estremi del filtro. In tutti e due i casi si ha che:

$$n^2 = 1 + \frac{Z_2}{Z_1} = 1 + \frac{1}{3.3487} = 1.299$$

Il risultato è mostrato in Fig. 14.31.a.

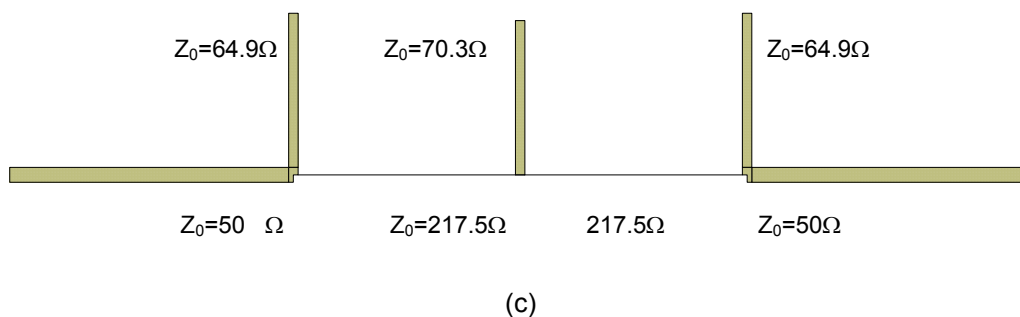
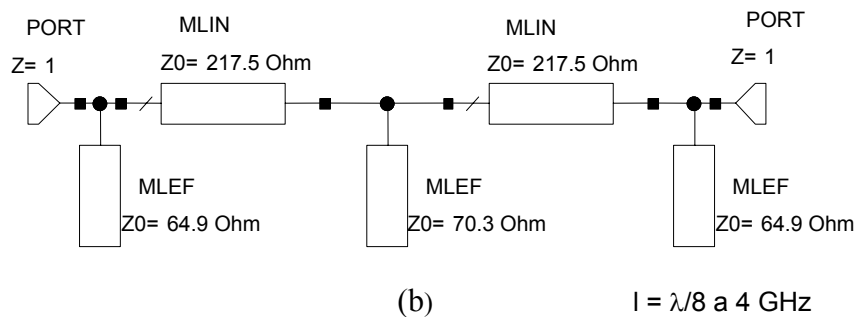
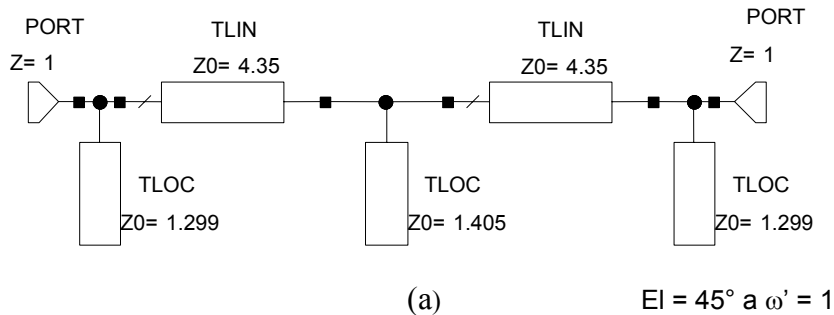


Fig. 14.31

Infine, si scala in frequenza ed in impedenza il circuito, il che semplicemente implica moltiplicare le impedenze caratteristiche normalizzate per 50Ω , e fissare le linee e gli stub lunghi $\lambda/8$ a 4 GHz. Il circuito finale è mostrato in Fig. 14.31.b, e il corrispondente layout su microstriscia in Fig. 14.31.c (su substrato RO4003 da 254 mm).

La risposta in ampiezza calcolata è graficata in Fig. 14.32, insieme alla risposta della versione con gli elementi concentrati. Si può notare che le caratteristiche sono molto simili sotto i 4 GHz, ma il filtro ad elementi distribuiti ha un cut off più definito. Ampliando l'analisi in frequenza, si nota che il filtro ad elementi distribuiti ha una risposta che si ripete ogni 16 GHz, conseguenza della natura periodica della trasformazione di Richard.

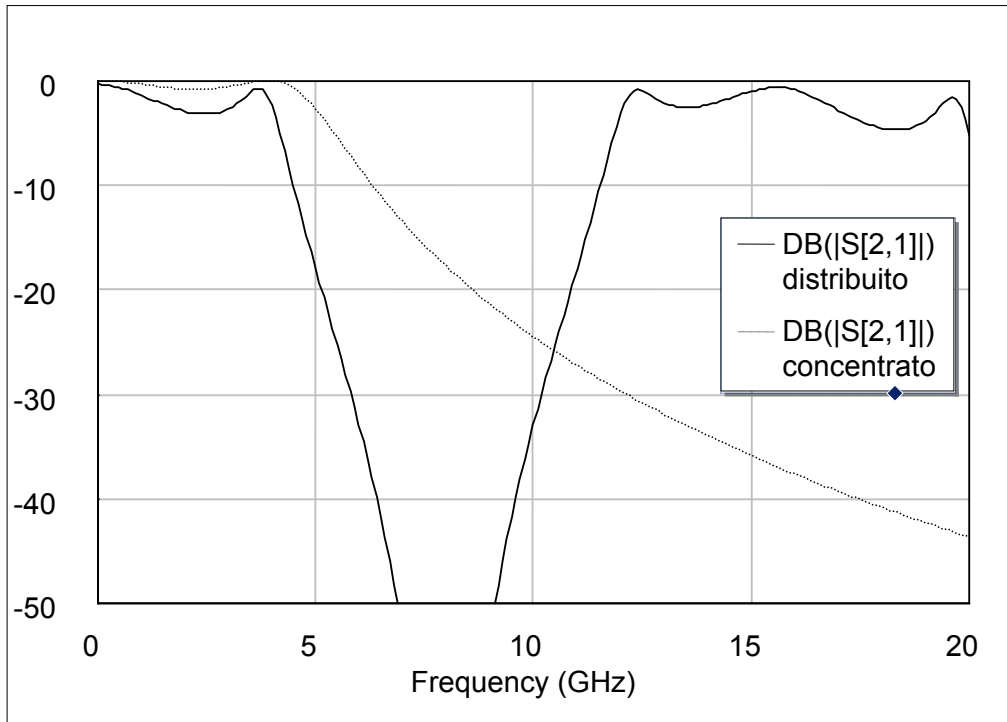


Fig. 14.32

14.3.h Progetto di un filtro passa basso a step

Si supponga di voler progettare un filtro a step passa basso che abbia una risposta massimamente piatta ed una frequenza di taglio di 5.5 GHz e che abbia più di 10dB di attenuazione a 7 GHz. Si supponga inoltre che la più alta impedenza di linea praticamente disponibile (Z_H) sia 75 Ω , e la più bassa (Z_L) 15 Ω .

A 7 GHz si ha:

$$\frac{\omega}{\omega_C} - 1 = \frac{7.0}{5.5} - 1 = 0.273$$

quindi la Fig. 6.10 ci dice che $N = 5$ fornisce l'attenuazione necessaria a 7 GHz.

Dalla Tabella di Fig. 6.11 si ricavano i valori degli elementi del prototipo:

$$g_1 = 0.618, \quad g_2 = 1.618, \quad g_3 = 2, \quad g_4 = 1.618, \quad g_5 = 0.618$$

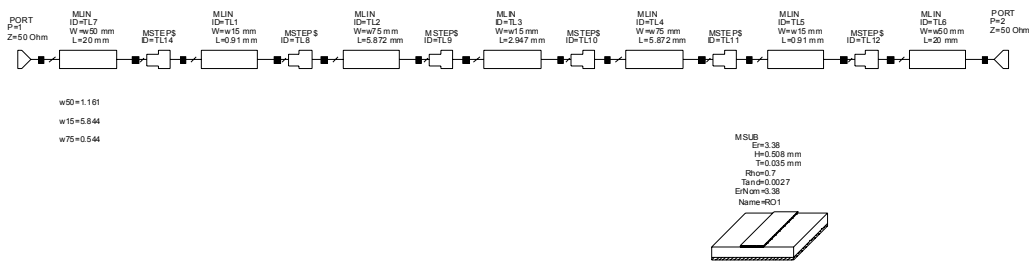
Successivamente, si usano le (6.73) e (6.74) per trovare le lunghezze elettriche delle sezioni delle linee di trasmissione ad alta e bassa impedenza per sostituire le induttanze in serie e le capacità in parallelo; si ha:

$$\beta l_1 = \frac{g_1 R_0}{Z_H} = 10.62^\circ \quad \beta l_2 = \frac{g_2 Z_L}{R_0} = 61.80^\circ \quad \beta l_3 = \frac{g_3 R_0}{Z_H} = 34.38^\circ$$

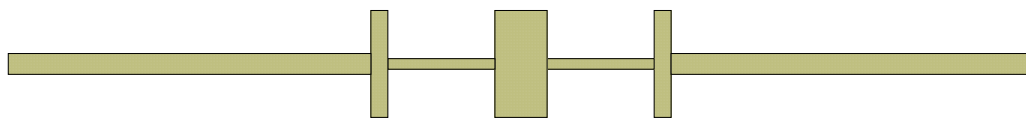
$$\beta l_4 = \frac{g_4 Z_L}{R_0} = 61.80^\circ \quad \beta l_5 = \frac{g_5 R_0}{Z_H} = 10.62^\circ$$

Il circuito fisico è mostrato in Fig. 14.33.a mentre la realizzazione finale su microstriscia è mostrata in Fig. 14.33.b dove i tratti larghi hanno $Z_L = 15 \Omega$ mentre quelli stretti $Z_H = 75 \Omega$. Si noti che $\beta l < \pi/4$ in tutti i casi.

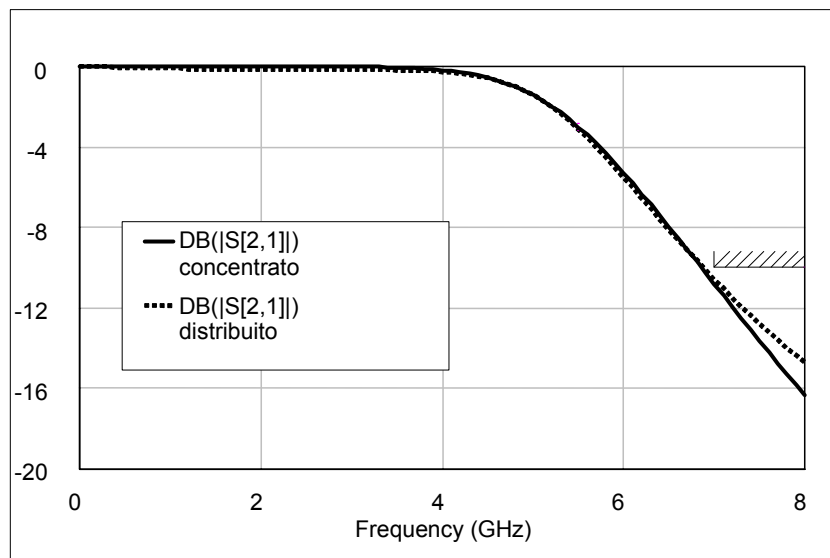
La Fig. 14.33.c mostra la risposta in ampiezza calcolata, confrontata con la risposta di un corrispondente filtro ad elementi discreti. Gli andamenti nella banda passante sono molto simili, ma il circuito ad elementi discreti ha un'attenuazione maggiore alle frequenze più alte. Questo è dovuto al fatto che gli elementi del filtro a step si discostano significativamente dai valori degli elementi discreti alle frequenze più alte. Il filtro a step può inoltre avere altre bande passanti alle frequenze più alte, ma la risposta non sarà perfettamente periodica perchè la linea non è commensurata.



(a)



(b)



(c)

Fig. 14.33