

1.1 Terminazione aperta in microstriscia

Introduzione al software PRELUDE

Frequenza = 5 GHz

$\epsilon_r = 3.5$

$h = 1 \text{ mm}$

Su questo substrato si vuole realizzare una linea con impedenza caratteristica 75Ω . La larghezza corrispondente può essere determinata con TXLINE: $W = 1.07 \text{ mm}$ (spessore metallizzazione 20 micron), oppure con la funzione ESTIMATE TLINE di PRELUDE: $W = 1.09 \text{ mm}$ (prelude considera uno spessore infinitesimo per la metallizzazione).

Consideriamo $W = 1.09 \text{ mm}$

Sempre mediante il software PRELUDE/ESTIMATE TLINE possiamo calcolare sia la costante dielettrica equivalente, sia la lunghezza d'onda guidata a 5 GHz:

Width to Impedance	
Width	<input type="text"/>
Impedance	<input type="text"/> <input type="button" value="Estimate"/>

Impedance to Width	
Impedance	<input type="text" value="75"/>
Width	<input type="text" value="1.09"/> <input type="button" value="Estimate"/>

Guided Wavelength	
Width	<input type="text" value="1.09"/>
Freq. (GHz)	<input type="text" value="5"/>

Guided WL	
Guided WL	<input type="text" value="37.13"/>
Eff. Rel. Perm.	<input type="text" value="2.61"/> <input type="button" value="Estimate"/>

$\lambda_g = 37.13 \text{ mm}$

$\epsilon_e = 2.61$

$\lambda_g/2 = 18.565 \text{ mm}$

PS: i valori ottenuti con TXLINE sono $\lambda_g = 37.05 \text{ mm}$, $\epsilon_e = 2.62$ (per uno spessore metallizzazione di 20 micron).

Creiamo con PRELUDE una linea lunga $\lambda_g/2$

Da una prima analisi (MoM) otteniamo $\epsilon_e = 2.628$, $\beta = 169.9 \text{ m}^{-1} \rightarrow \lambda_g = 36.98 \text{ mm}$

Ripetiamo l'analisi utilizzando il nuovo valore di $\lambda_g \rightarrow \lambda_g/2 = 18.49 \text{ mm}$

Dall'analisi si ottiene:

=====
 Freq: 5.00000 (GHz)
 =====

Eff.Perm.	Propagation Constant	Port Impedance (ohms)
Port 1: 2.62819	(0.10710E+00+j0.16990E+03)	75.0344

[S] matrix:

i j	Re(S_ij)	Im(S_ij)	Magnitude	Phase	Mag. in dB
1 1	0.98902	-0.10265	0.99434	-5.9255(deg.)	-0.0493

Dalla teoria delle linee di trasmissione ci saremo aspettati di ottenere un coefficiente di riflessione pari ad 1 (circuito aperto riportato alla porta di ingresso tramite una linea di mezza lunghezza d'onda). Tuttavia, la terminazione aperta irradia circa l'1% della potenza incidente ($|S_{11}| = 0.994$) e la fase del coefficiente di riflessione non è nulla, ma pari a -5.9° . Quest'ultimo effetto è dovuto al fatto che nel calcolo non abbiamo tenuto conto dell'allungamento dovuto alla terminazione aperta. In altre parole, la lunghezza equivalente in linea di trasmissione risulta maggiore della lunghezza fisica di un tratto ΔL , che può essere calcolato con buona approssimazione tramite la (2.28):

$$\Delta L = 0.412 \left(\frac{\epsilon_e + 0.3}{\epsilon_e - 0.258} \right) \left(\frac{\frac{W}{h} + 0.264}{\frac{W}{h} + 0.813} \right) h = 0.362 \text{ mm}$$

Quindi, per ottenere una linea di lunghezza elettrica 180° sulla linea di trasmissione equivalente, occorre accorciare la lunghezza fisica della linea di un tratto ΔL .

$$L' = \lambda_g/2 - \Delta L = 18.128 \text{ mm}$$

=====
 Freq: 5.00000 (GHz)
 =====

Eff.Perm.	Propagation Constant	Port Impedance (ohms)
Port 1: 2.62805	(0.10764E+00+j0.16989E+03)	75.0364

[S] matrix:

i j	Re(S_ij)	Im(S_ij)	Magnitude	Phase	Mag. in dB
1 1	0.99409	0.18815E-01	0.99427	1.0843(deg.)	-0.0499

1.2 Adattamento lambda/4 – risposta in frequenza

Frequenza = 5 GHz

$Z_g = 50 \Omega$

$Z_C = 75 \Omega$

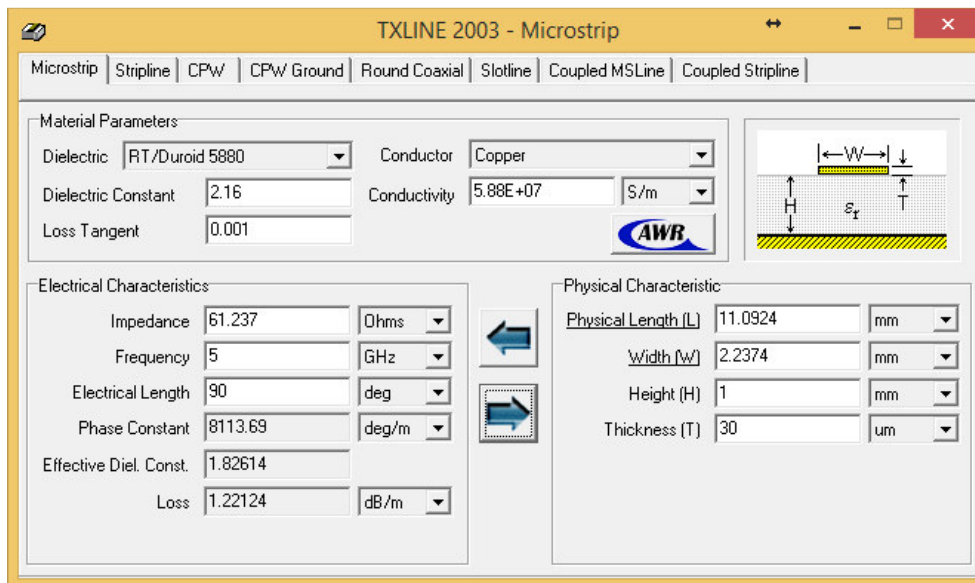
$Z_L = \sqrt{Z_g Z_C} = 61.237 \Omega$

$\theta_L = 90^\circ$

Parametri Microstriscia

Costante dielettrica	$\epsilon_r = 2.16$
Altezza substrato	$h = 1 \text{ mm}$
Spessore metallizzazione (rame)	$t = 30 \mu\text{m}$
Tangente di perdita	$\tan \delta = 0.001$

Sintesi di una linea di impedenza caratteristica 61.237Ω e di lunghezza elettrica 90°



Larghezza linea di alimentazione 50Ω

$W_0 = 3.08 \text{ mm}$

Lunghezza linea lambda/4

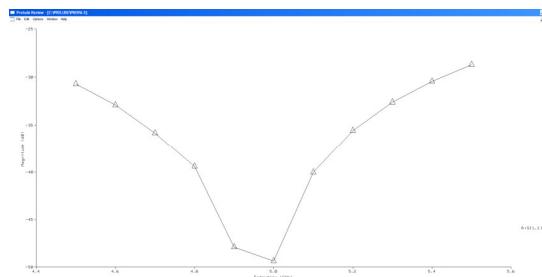
$L = 11.09 \text{ mm}$ (TXLINE)

Larghezza linea lambda/4

$W = 2.24 \text{ mm}$ (TXLINE)

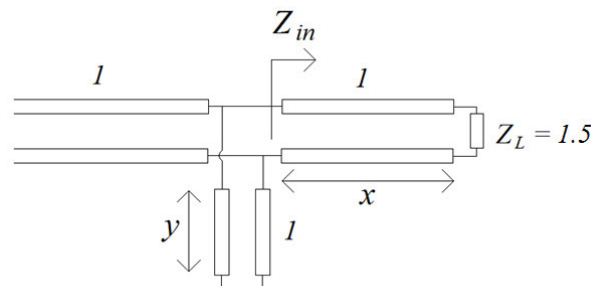
Larghezza linea di carico 75Ω

$W_C = 1.57 \text{ mm}$



Abbiamo trascurato il calcolo allungamenti e accorciamenti che sostanzialmente si compensano nel passaggio dalla prima alla seconda e della seconda alla terza.

1.3 Adattamento a stub *aperto* (NON FATTO A ESERCITAZIONE)



Devo determinare x per avere $Z_{in} = 1$ e compensare la parte immaginaria con lo stub di lunghezza y aperto (in microstriscia è più facile realizzare stub aperti, perché gli stub in corto circuito richiedono via hole verso il piano di massa). Imponendo le condizioni di adattamento si ottiene:

$$\theta_x = 129.23^\circ = \beta x$$

$$\theta_y = 22.2^\circ = \beta y$$

Parametri Microstriscia

Frequenza = 5 GHz

Costante dielettrica

$$\epsilon_r = 2.16$$

Altezza substrato

$$h = 1 \text{ mm}$$

Larghezza linea a 50 Ω

$$W_0 = 3.08 \text{ mm}$$

Larghezza linea di carico a 75 Ω

$$W_{75} = 1.57 \text{ mm}$$

Lunghezza d'onda guidata

$$\lambda_g = 43.92 \text{ mm}$$

Costante dielettrica efficace

$$\epsilon_{eff} = 1.864$$

Costante di propagazione

$$\beta = 143.06 \text{ m}^{-1}$$

$$x = 15.77 \text{ mm}$$

$$y = 2.71 \text{ mm}$$

L'accorciamento del ramo derivato (lo stub aperto) è dato dalla seguente formula:

$$d_T = \frac{\zeta_0}{Z_1 \sqrt{\epsilon_{e,1}}} \left\{ 0.5 - 0.16 \frac{Z_1}{Z_2} \left[1 - \ln \left(\frac{Z_1}{Z_2} \right) \right] \right\} h = \frac{\zeta_0}{Z_1 \sqrt{\epsilon_{e,1}}} \{0.5 - 0.16\} h \cong 0.94 \text{ mm}$$

L'allungamento dovuto alla terminazione aperta dello stub è dato da:

$$\Delta L = 0.412 \left(\frac{\epsilon_e + 0.3}{\epsilon_e - 0.258} \right) \left(\frac{\frac{W}{h} + 0.264}{\frac{W}{h} + 0.813} \right) h = 0.412 \left(\frac{1.864 + 0.3}{1.864 - 0.258} \right) \left(\frac{3.08 + 0.264}{3.08 + 0.813} \right) h = 0.47 \text{ mm}$$

Per tenere conto dei due effetti occorre allungare lo stub di 0.47 mm.



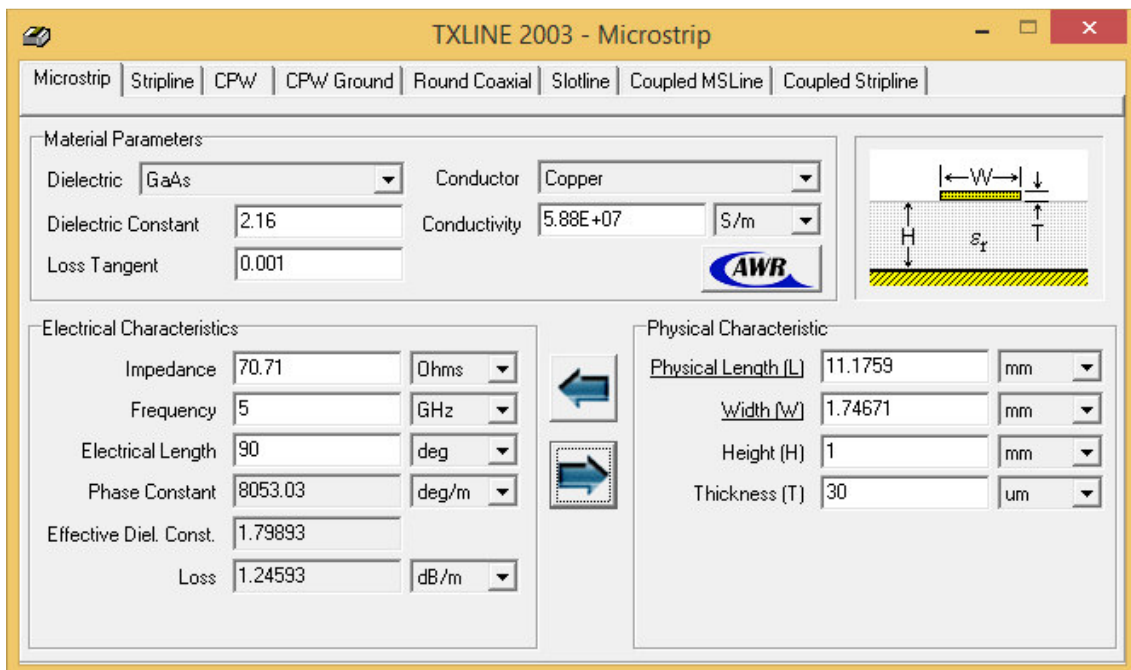
1.4 Divisore reattivo

Parametri Microstriscia

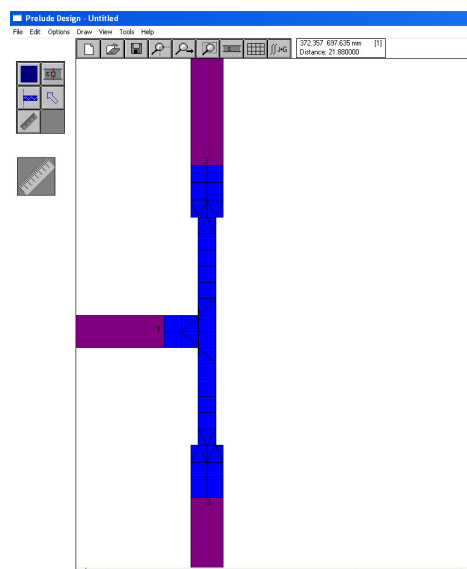
Costante dielettrica	$\epsilon_r = 2.16$
Altezza substrato	$h = 1 \text{ mm}$
Spessore metallizzazione (rame)	$t = 30 \text{ }\mu\text{m}$
Tangente di perdita	$\tan \delta = 0.001$
Frequenza di progetto	5 GHz

Una linea con impedenza caratteristica 50Ω ha larghezza $W = 3.08 \text{ mm}$

Una linea con impedenza caratteristica 70.71Ω ha larghezza $W = 1.75 \text{ mm}$, e la lunghezza fisica di un tratto di lunghezza elettrica 90° , è 11.17 mm .

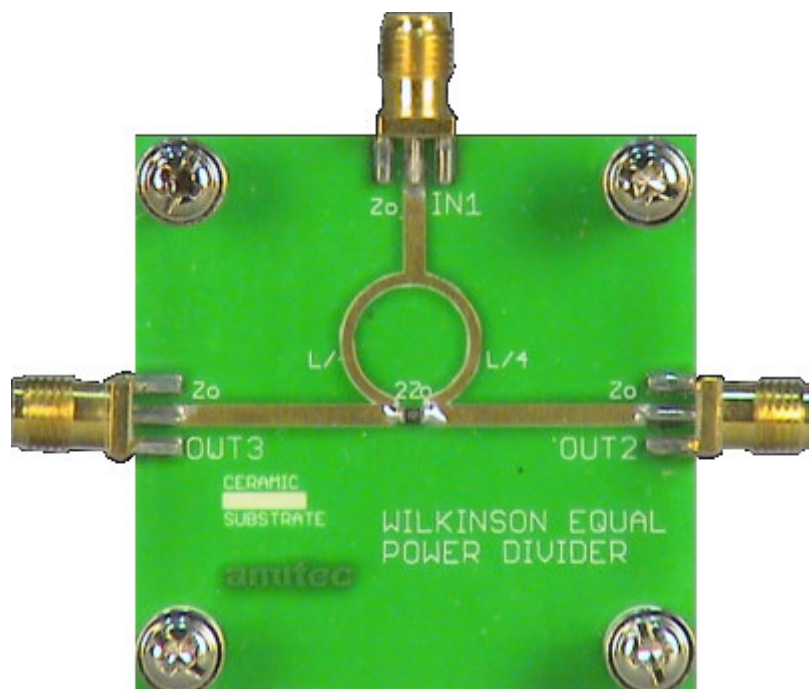


a) Divisore reattivo



b) *Divisore di Wilkinson*

NB: non è possibile simulare la resistenza con prelude.



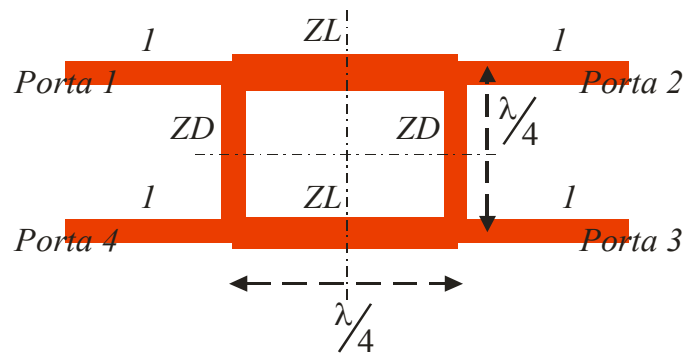
2.1 Divisore ibrido a 90°

Realizzazione in microstriscia

Costante dielettrica $\epsilon_r = 2.33$
 Altezza substrato $h = 0.8 \text{ mm}$
 Frequenza di progetto 5 GHz
 $Z_0 = 50 \Omega$

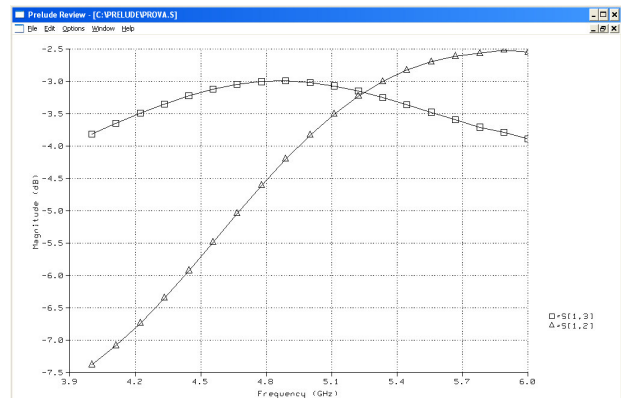
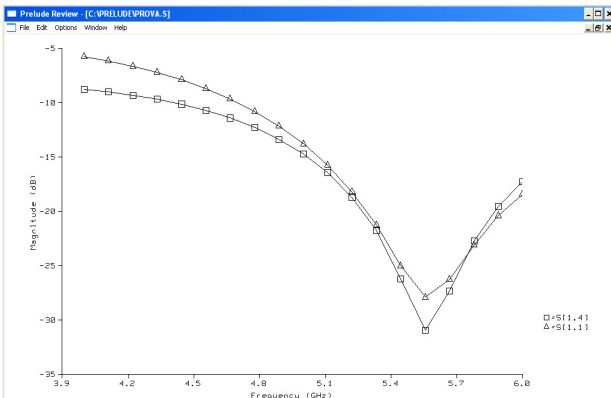
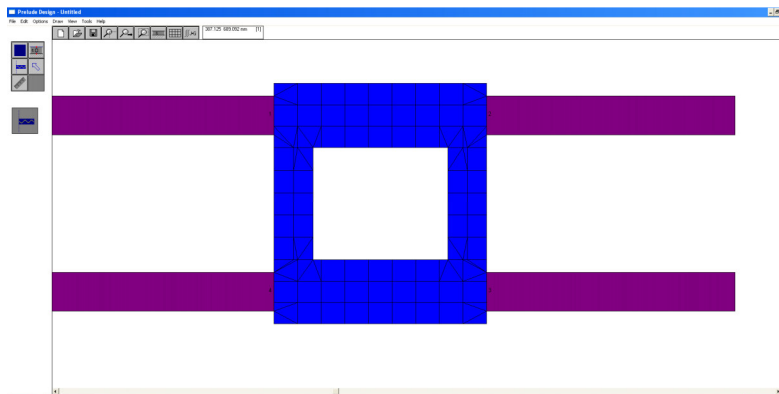
$Z_L = 0.7071 * Z_0 = 35.35 \Omega \rightarrow W_L = 3.85 \text{ mm}, \lambda/4 = 10.48 \text{ mm} = L_L$

$Z_D = Z_0 = 50 \Omega \rightarrow W_D = 2.34 \text{ mm}, \lambda/4 = 10.66 \text{ mm} = L_D$

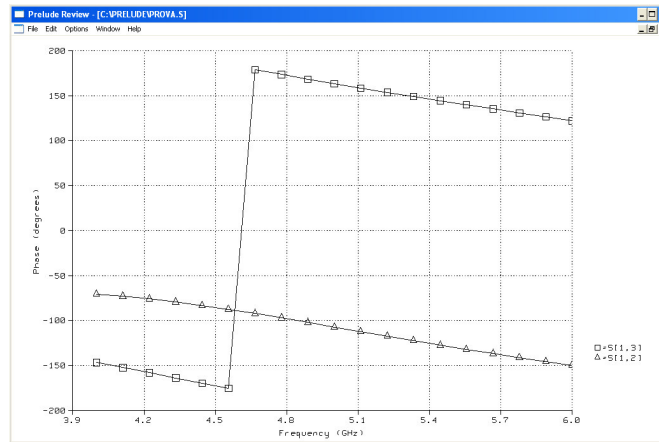
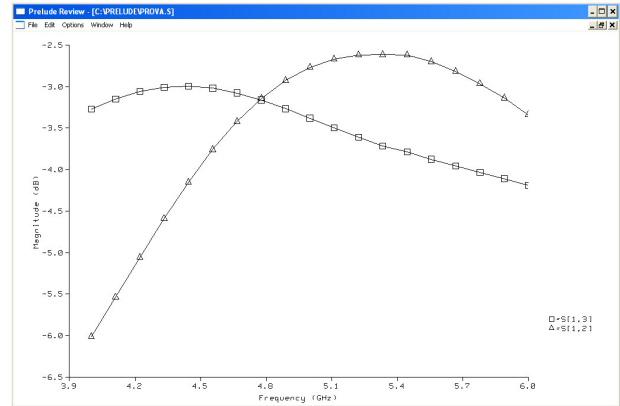
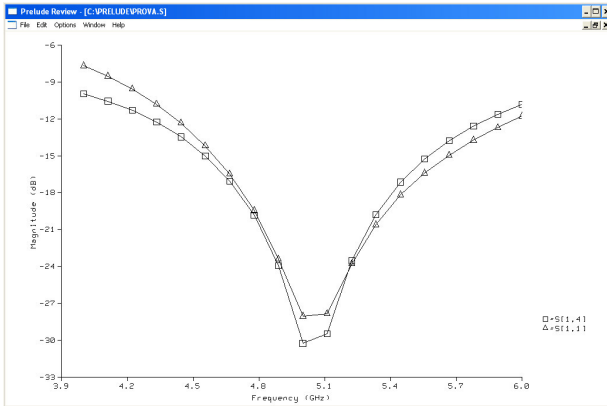


$L_D - W_L = 6.81 \text{ mm}$

$L_L + W_D = 12.82 \text{ mm}$

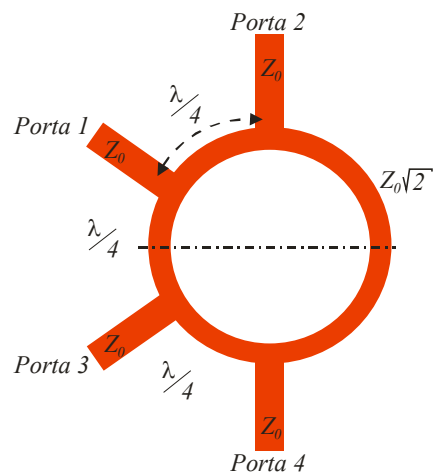


Allungando le linee, ad esempio di $\Delta L = 1 \text{ mm}$ per tenere conto delle giunzioni a T, si ottengono i seguenti risultati:



Ottimizzare la risposta in frequenza al variare dell'allungamento ΔL

2.2 Divisore ibrido a 180°

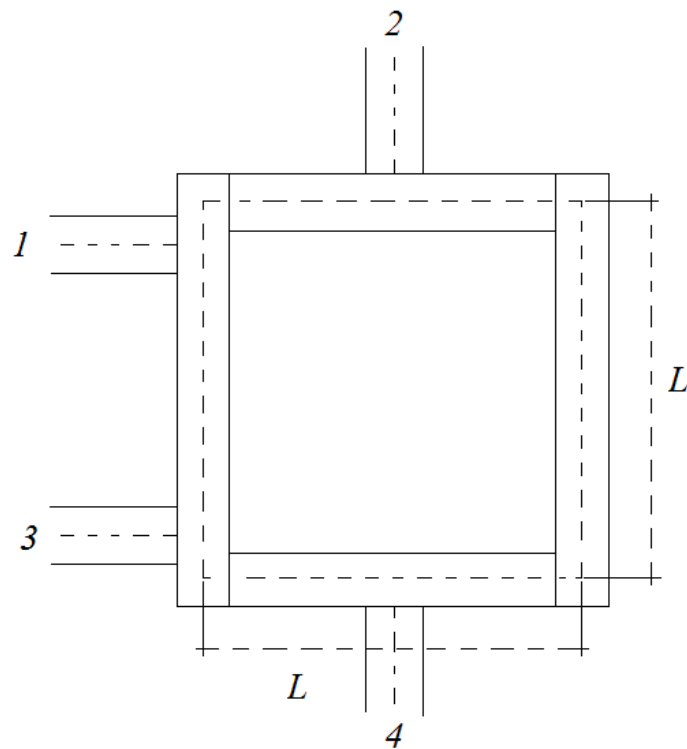


Costante dielettrica $\epsilon_r = 2.33$
 Altezza substrato $h = 1.6 \text{ mm}$
 Frequenza di progetto 5 GHz
 $Z_0 = 50 \ \Omega$

$Z_0 = 50 \ \Omega \quad \rightarrow \quad W_{50} = 2.35 \text{ mm}$
 $Z_L = 70.71 \ \Omega \quad \rightarrow \quad W_L = 1.34 \text{ mm}, \lambda_g = 43.47 \text{ mm}$

$3/2 \lambda_g = 65.2 \text{ mm}$

Con il software Prelude non è possibile realizzare un cerchio per cui costruiamo un quadrato di lato $L = 3/2 \lambda_g/4 = 65.2 \text{ mm}/4 = 16.3 \text{ mm}$ (riferito al centro delle linee).



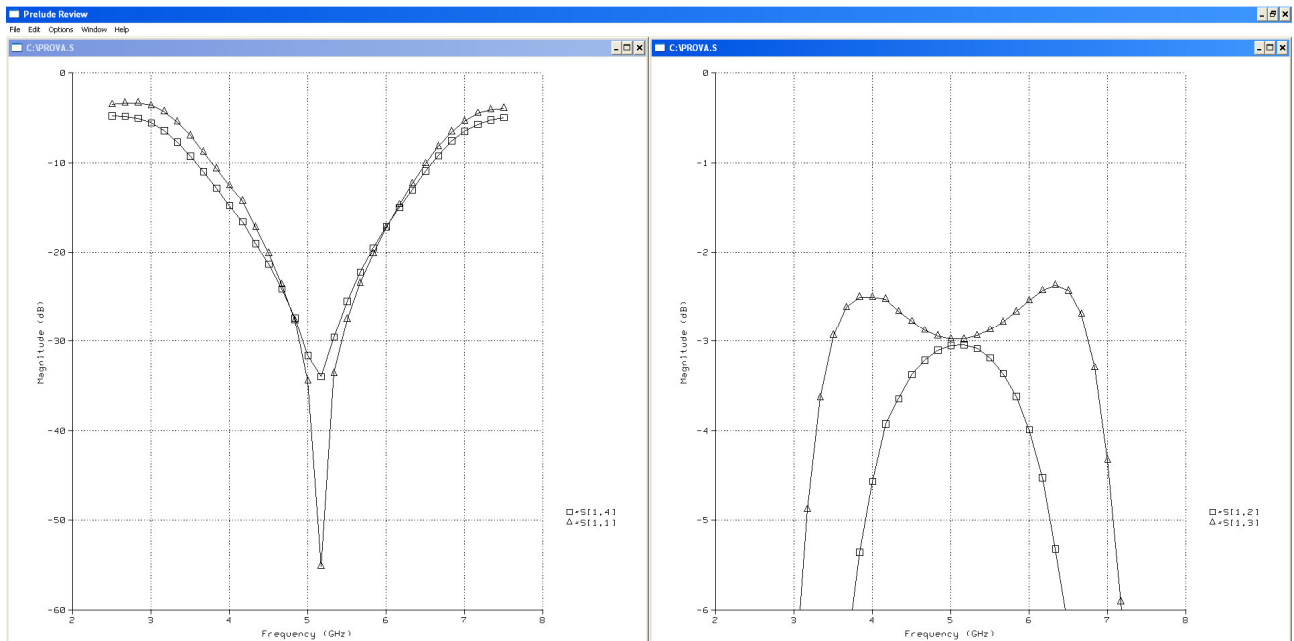
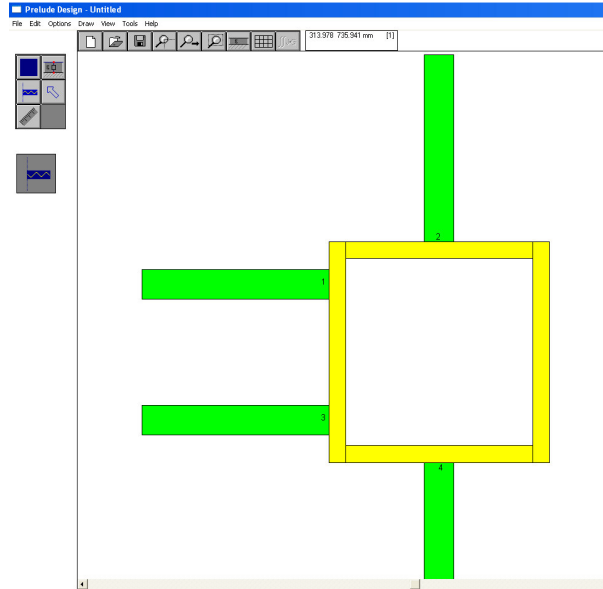
La distanza tra le porte è invece $\lambda_g/4 = 10.87 \text{ mm}$

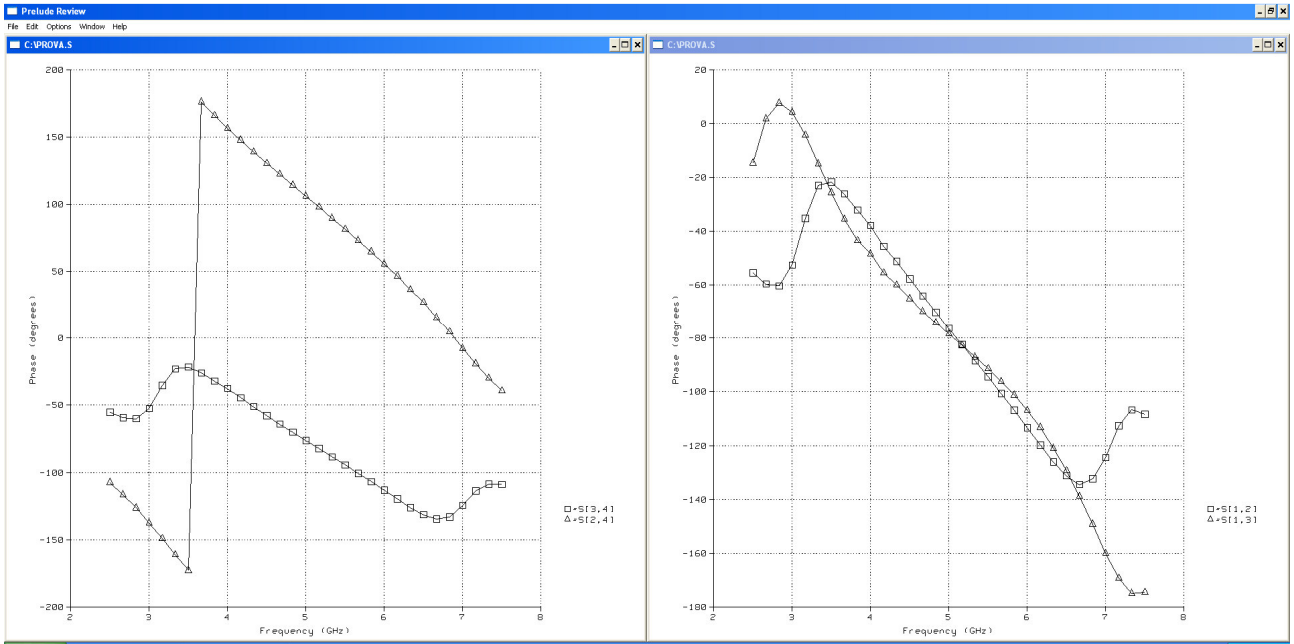
$$L + W_L = 16.3 \text{ mm} + 1.34 \text{ mm} = 17.64 \text{ mm}$$

$$L - W_L = 16.3 \text{ mm} - 1.34 \text{ mm} = 14.96 \text{ mm}$$

Offset delle porte 1 e 3 rispetto allo spigolo:

$$[(L + W_L) - \lambda_g/4 - W_{50}]/2 = 2.21 \text{ mm}$$





2.3 Accoppiatore a linee accoppiate

Esempio 1:

$$\epsilon_r = 2$$

$$h = 1.27 \text{ mm}$$

$$\text{Freq} = 2 \text{ GHz}$$

Accoppiamento desiderato $\rightarrow C = -15 \text{ dB}$

$$C = 0.1779$$

$$C = \frac{Z_p - Z_d}{Z_p + Z_d} = \frac{Z_p - 1/Z_p}{Z_p + 1/Z_p} = \frac{Z_p^2 - 1}{Z_p^2 + 1} = 0.1779 \Rightarrow Z_p = 1.197 \Rightarrow Z_p = 59.85 \Omega$$

$$Z_d = 0.835 \Rightarrow Z_d = 41.77 \Omega$$

TXLINE 2003 - Microstrip Coupled Line

Microstrip | Stripline | CPW | CPW Ground | Round Coaxial | Slotline | Coupled MSLine | Coupled Stripline

Material Parameters

Dielectric: GaAs
 Dielectric Constant: 2
 Loss Tangent: 0.000001

Conductor: Silver
 Conductivity: 5.88E+07 S/m

Electrical Characteristics

Impedance: 59.831 Ohms
 Frequency: 2 GHz
 Electrical Length: 92.6469 deg
 Phase Constant: 3231.49 deg/m
 Effective Diel. Const.: 1.81044
 Loss: 0.369829 dB/m

Physical Characteristic

Physical Length (L): 28.67 mm
 Width (w): 3.73 mm
 Gap (S): 0.62 mm
 Height (H): 1.27 mm
 Thickness (T): 1 um

Even Mode

TXLINE 2003 - Microstrip Coupled Line

Microstrip | Stripline | CPW | CPW Ground | Round Coaxial | Slotline | Coupled MSLine | Coupled Stripline

Material Parameters

Dielectric: GaAs
 Dielectric Constant: 2
 Loss Tangent: 0.000001

Conductor: Silver
 Conductivity: 5.88E+07 S/m

Electrical Characteristics

Impedance: 41.7504 Ohms
 Frequency: 2 GHz
 Electrical Length: 87.5045 deg
 Phase Constant: 3052.13 deg/m
 Effective Diel. Const.: 1.61503
 Loss: 0.559075 dB/m

Physical Characteristic

Physical Length (L): 28.67 mm
 Width (w): 3.73 mm
 Gap (S): 0.62 mm
 Height (H): 1.27 mm
 Thickness (T): 1 um

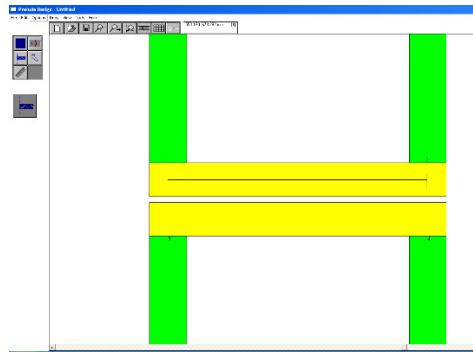
Odd Mode

$$W = 3.73 \text{ mm}$$

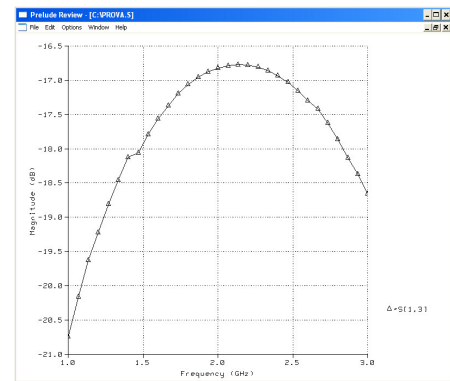
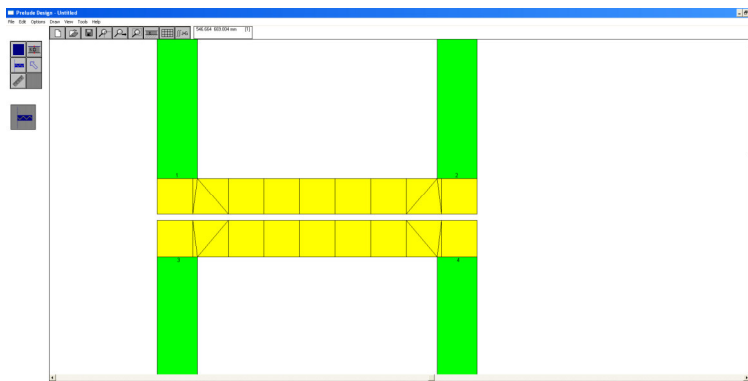
$$S = 0.62 \text{ mm}$$

$$\lambda/4 = 28.67 \text{ mm (valore medio tra pari e dispari)}$$

Larghezza porte di alimentazione $W_{50} = 4.1 \text{ mm}$

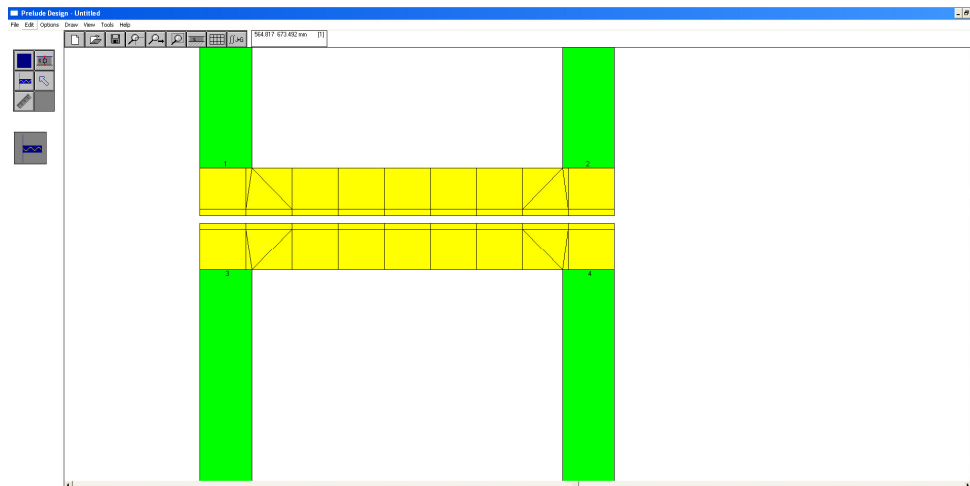


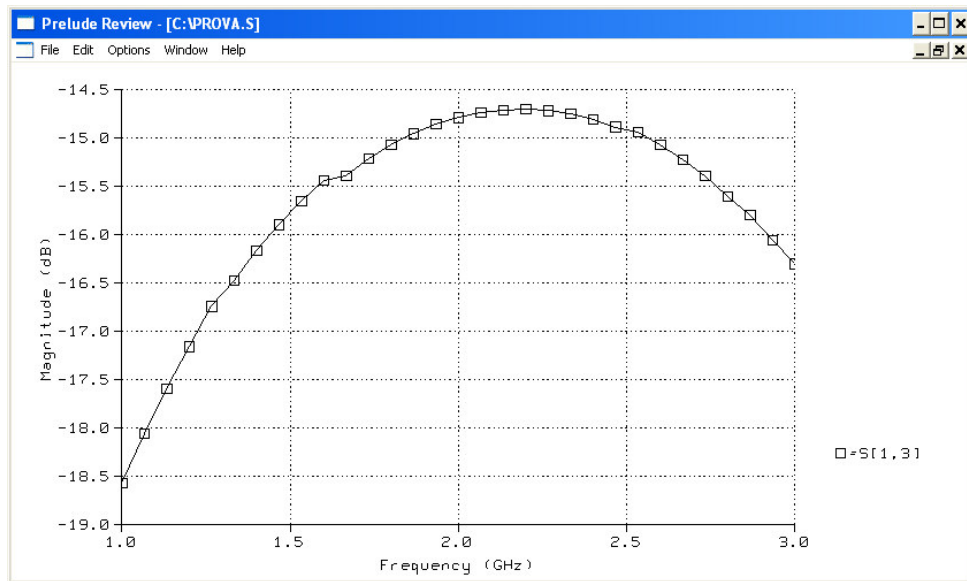
$$\lambda/4 + W_{50} = 32.77 \text{ mm}$$



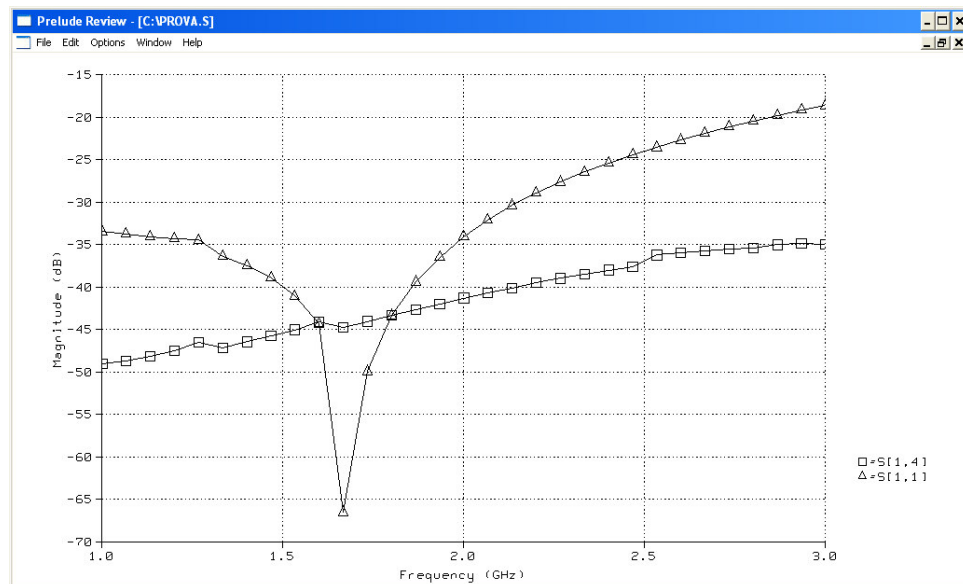
Otteniamo un accoppiamento $C = -16.8 \text{ dB}$ a causa della discretizzazione automatica che non rispecchia il reale andamento della corrente in prossimità del gap.

Occorre forzare la discretizzazione:





$C = -14.8 \text{ dB}$



Isolamento sotto i -35dB, direttività accettabile.

Esempio 2

$$\epsilon_r = 4.4$$

$$h = 1.0 \text{ mm}$$

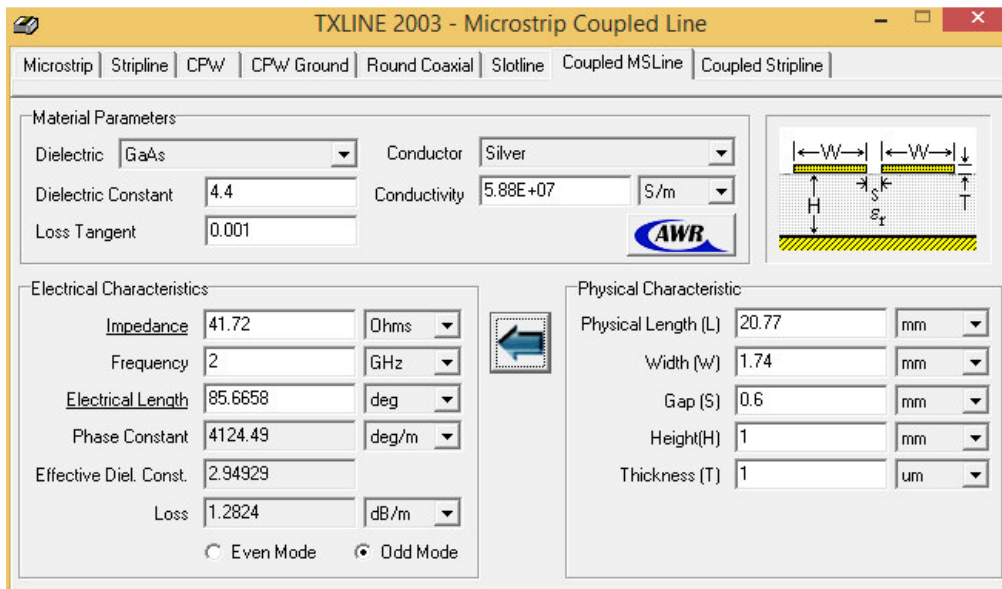
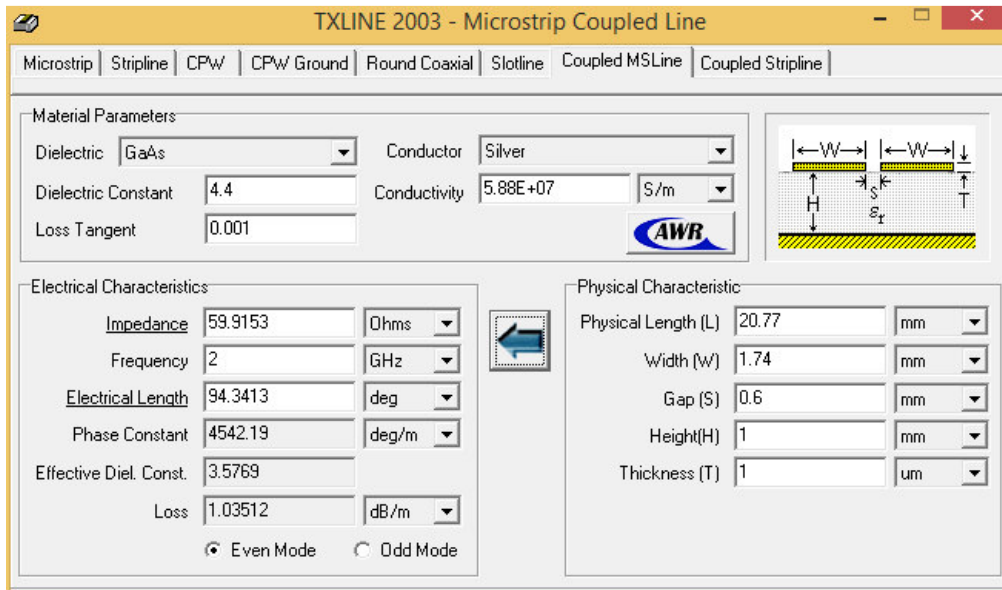
$$\text{Freq} = 2 \text{ GHz}$$

Accoppiamento desiderato $\rightarrow C = -15 \text{ dB}$

$$C = 0.1779$$

$$C = \frac{Z_p - Z_d}{Z_p + Z_d} = \frac{Z_p - 1/Z_p}{Z_p + 1/Z_p} = \frac{Z_p^2 - 1}{Z_p^2 + 1} = 0.1779 \Rightarrow Z_p = 1.197 \Rightarrow Z_p = 59.85 \Omega$$

$$Z_d = 0.835 \Rightarrow Z_d = 41.77 \Omega$$



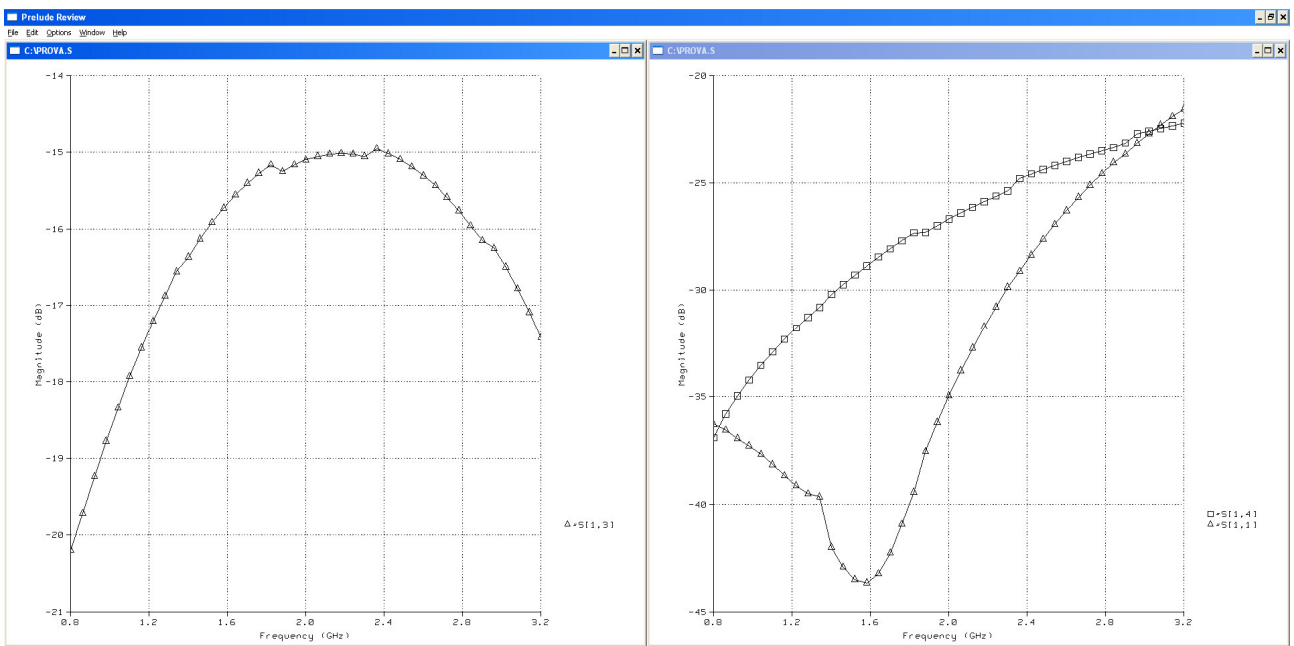
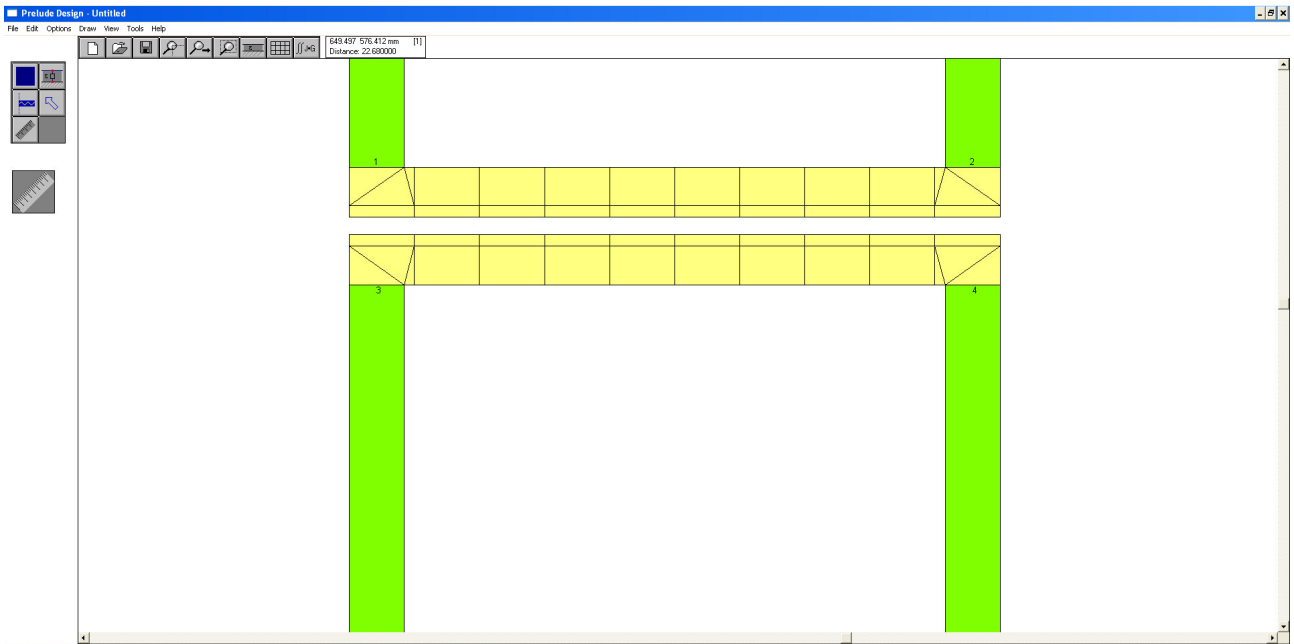
$$W = 1.74 \text{ mm}$$

$$S = 0.6 \text{ mm}$$

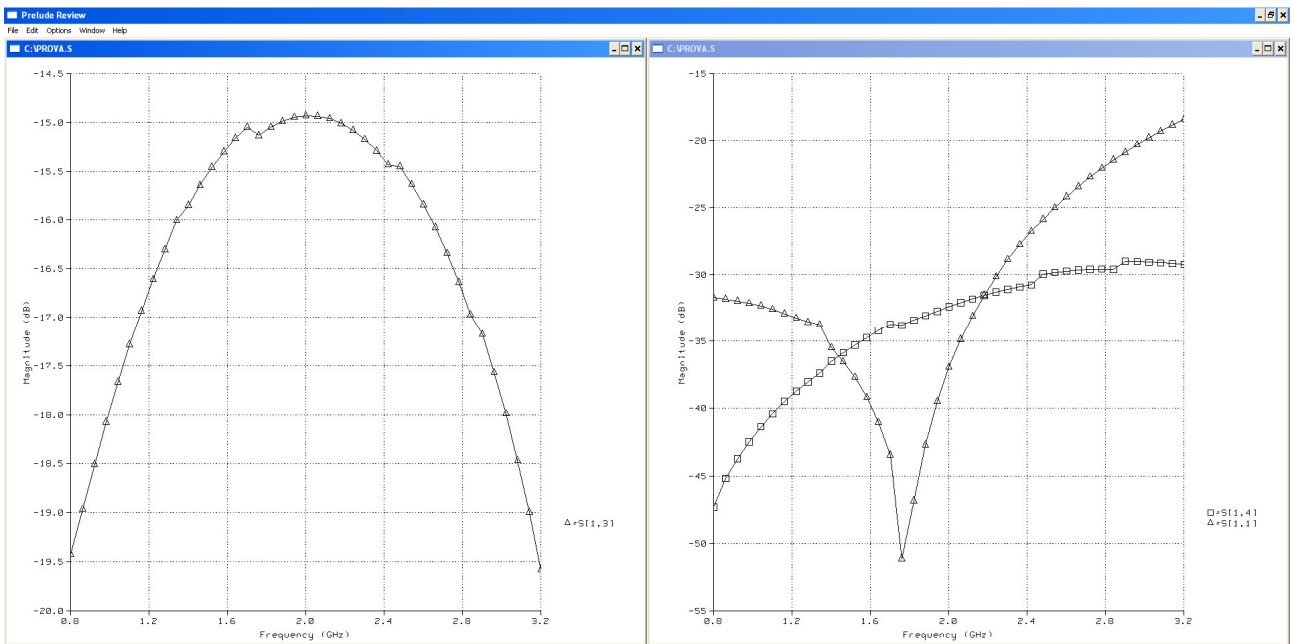
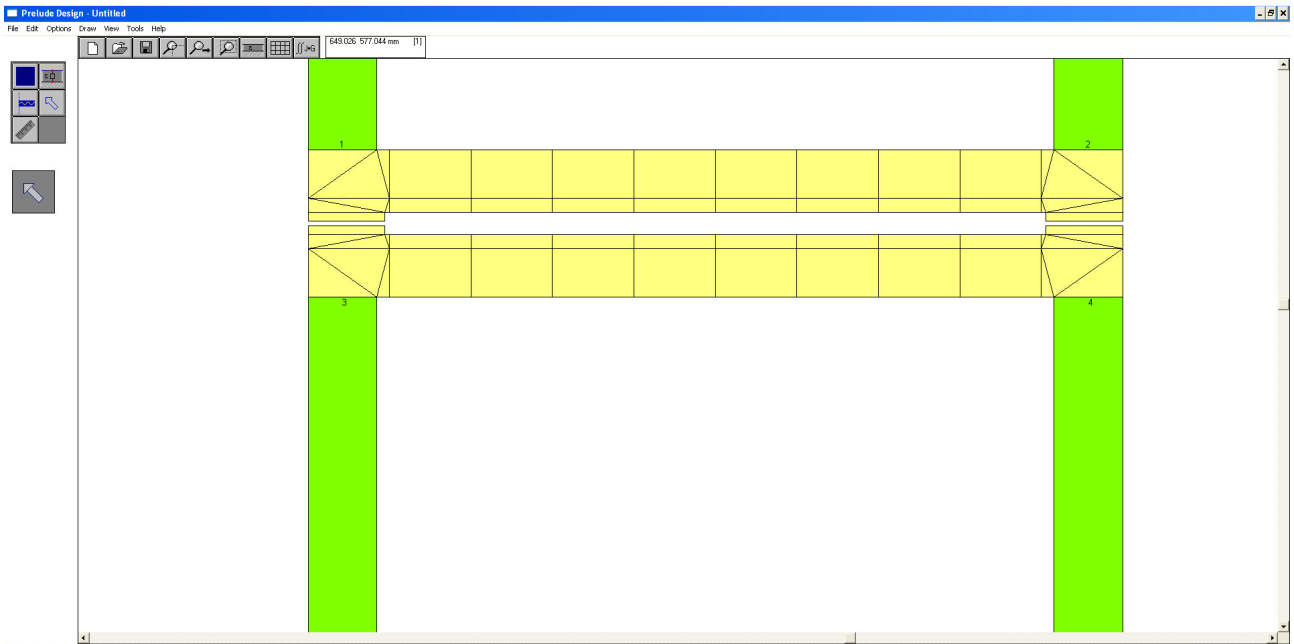
$$\lambda/4 = 20.77 \text{ mm} \text{ (valore medio tra pari e dispari)}$$

Larghezza porte di alimentazione $W_{50} = 1.91 \text{ mm}$

$$\lambda/4 + W_{50} = 22.68 \text{ mm}$$



L'accoppiamento a centro banda è di circa -15 dB come richiesto, la direttività è di soli 12 dB e deve essere aumentata. Inseriamo dunque le capacità sulle porte.



La direttività a centro banda scende a -17 dB ($C = -15$ dB, $I = -32$ dB).
 Risultati ottenuti con capacità di dimensione $2 \times (2.14 \text{ mm} \times 0.23 \text{ mm})$ per ciascuna coppia di porte.

3.1 Filtri passabasso con identità di Kuroda

Esempio 1.

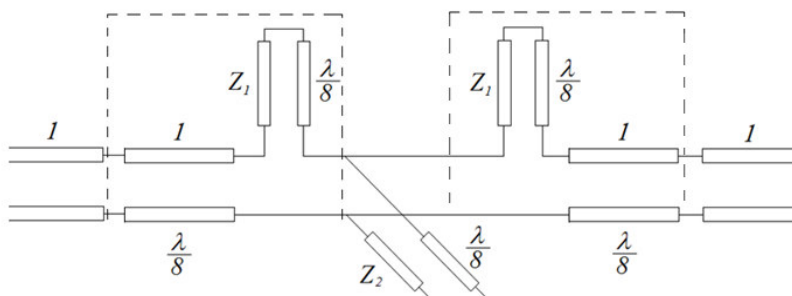
Filtro passabasso a massima piattezza del terzo ordine (frequenza di taglio a -3dB)

$$g_1 = 1$$

$$g_2 = 2$$

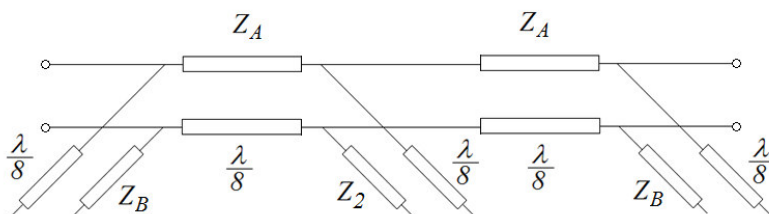
$$g_3 = 1$$

Utilizziamo il prototipo L-C-L



$$Z_1 = 1, Z_2 = 0.5$$

Trasformazione del filtro con l'identità di Kuroda:



$$Z_A = 1 + Z_1 = 2 \quad \rightarrow \quad 100 \, \Omega$$

$$Z_B = 1 + 1/Z_1 = 2 \quad \rightarrow \quad 100 \, \Omega$$

$$Z_2 = 0.5 \quad \rightarrow \quad 25 \, \Omega \text{ (in alternativa due stub in parallelo di impedenza } 50 \, \Omega)$$

$$\epsilon_r = 2.1$$

$$h = 1.52 \text{ mm}$$

$$f_c = 3 \text{ GHz}$$

$W_A = 1.41 \text{ mm}$	$\lambda_A = 76.62 \text{ mm}$	$L_A = \lambda_A/8 = 9.58 \text{ mm}$
$W_B = 1.41 \text{ mm}$	$\lambda_B = 76.62 \text{ mm}$	$L_B = \lambda_B/8 = 9.58 \text{ mm}$
$W_2 = 12.11 \text{ mm}$	$\lambda_2 = 72.38 \text{ mm}$	$L_2 = \lambda_2/8 = 9.05 \text{ mm}$
$W_{2 \text{ bis}} = 4.76 \text{ mm}$ (2*25 Ω con 2 stub in parallelo)	$\lambda_{2 \text{ bis}} = 74.33 \text{ mm}$	$L_{2 \text{ bis}} = \lambda_{2 \text{ bis}}/8 = 9.29 \text{ mm}$

Occorre tenere conto delle terminazioni aperte degli stub e delle giunzioni a T

$$\Delta L = 0.412 \left(\frac{\varepsilon_e + 0.3}{\varepsilon_e - 0.258} \right) \left(\frac{\frac{W}{h} + 0.264}{\frac{W}{h} + 0.813} \right) h$$

$$d_T = \frac{\zeta_0}{Z_1 \sqrt{\varepsilon_{e,1}}} \left\{ 0.5 - 0.16 \frac{Z_1}{Z_2} \left[1 - \ln \left(\frac{Z_1}{Z_2} \right) \right] \right\} h$$

$$\Delta L_B = 0.59 \text{ mm} \quad (\varepsilon_{eff} = 1.70)$$

$$\Delta L_2 = 0.73 \text{ mm} \quad (\varepsilon_{eff} = 1.81)$$

$$d_{TB} \cong (1.53 \text{ mm} + 3.28 \text{ mm})/2 = 2.4 \text{ mm}$$

$$d_{T2} = 1.81 \text{ mm}$$

La linea principale è lunga

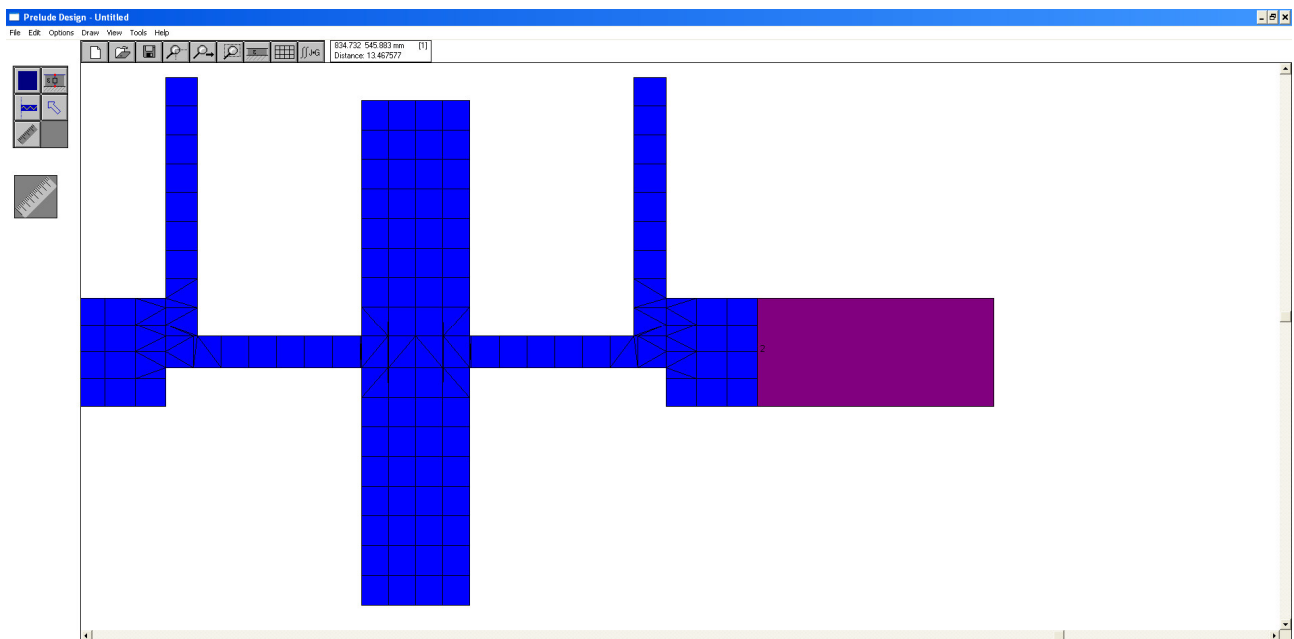
$$2 * L_A + W_B = 20.57 \text{ mm}$$

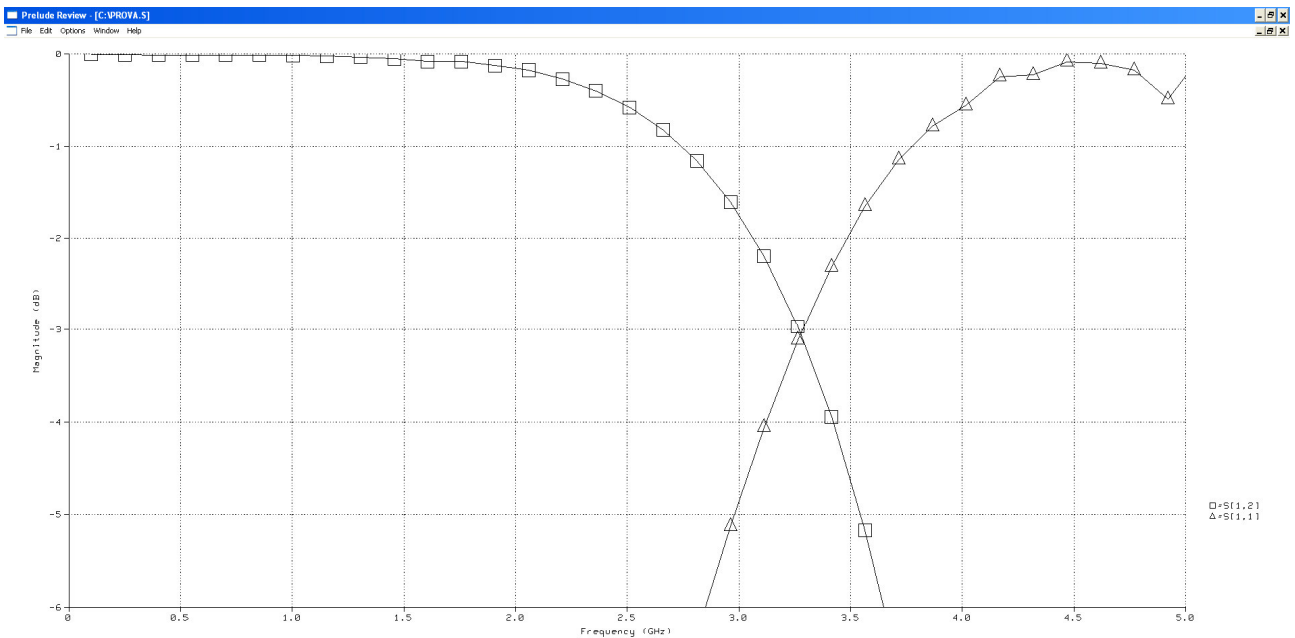
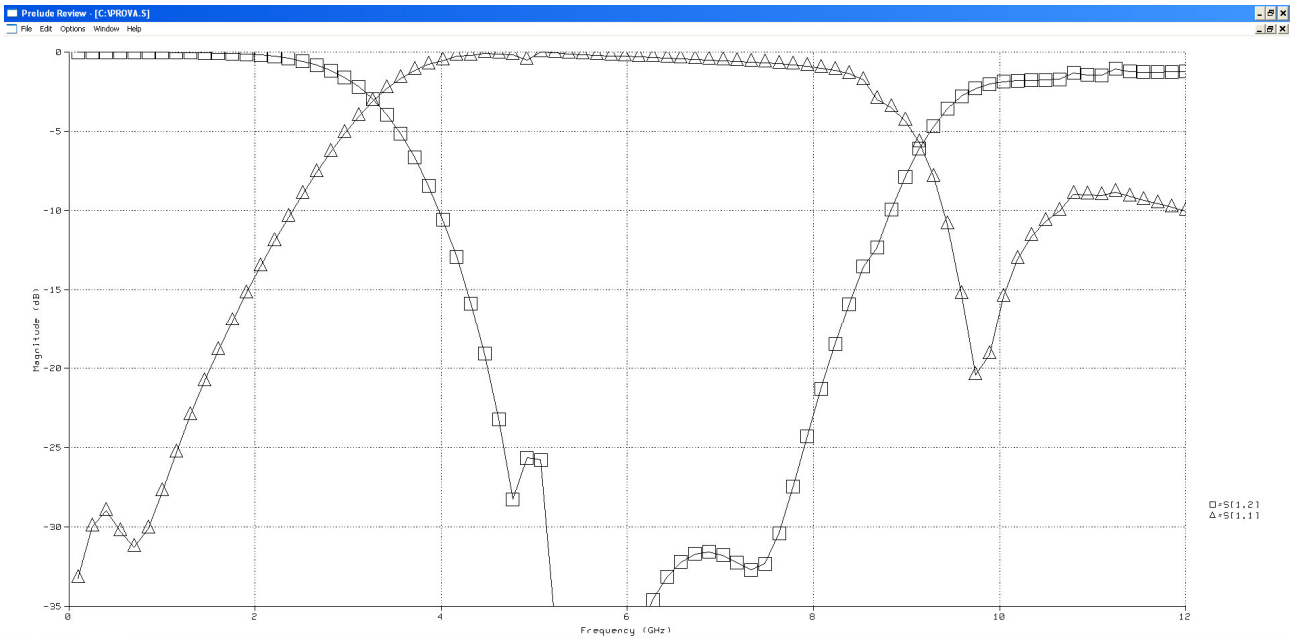
Gli stub "B" sono lunghi

$$L_B - 0.5 * W_A - \Delta L_B + d_{TB} = 10.68 \text{ mm}$$

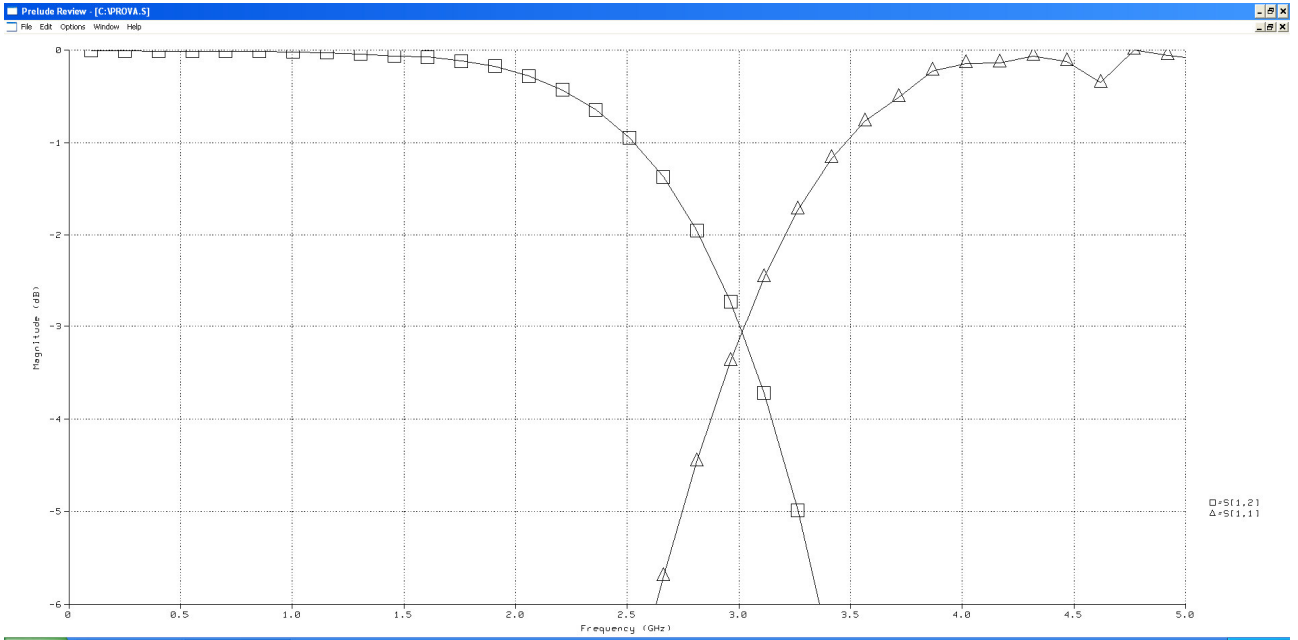
Gli stub centrali sono lunghi

$$L_{2 \text{ bis}} - 0.5 * W_A - \Delta L_2 + d_{T2} = 9.66 \text{ mm}$$





Abbiamo la frequenza di taglio a -3 dB a 3.25 GHz anzi che a 3 GHz quindi per **ridurre** la frequenza di taglio **allungo** tutte le linee del 7% circa. Proviamo ad allungare tutte le linee (L_A , L_B , L_{2bis}) di 0.7 mm .



Esempio 2.

Filtro passabasso Chebyshev del terzo ordine (ripple 3 dB)

Da valutare la scelta dei seguenti substrati:

$$\epsilon_r = 2.1, 3.5$$

$$h = 0.76 \text{ mm}, 1.52 \text{ mm}$$

$$g_1 = 3.3487$$

$$g_2 = 0.7117$$

$$g_3 = 3.3487$$

$$Z_1 = 3.3487, Z_2 = 1.405$$

Trasformazione del filtro con l'identità di Kuroda:

$$Z_A = 1 + Z_1 = 4.3487 \quad \rightarrow \quad 217.4 \, \Omega$$

$$Z_B = 1 + 1/Z_1 = 1.2986 \quad \rightarrow \quad 64.9 \, \Omega \quad \rightarrow \quad 129.8 \, \Omega$$

$$Z_2 = 1.405 \quad \rightarrow \quad 70.2 \, \Omega \quad \rightarrow \quad 140.2 \, \Omega$$

Scegliamo

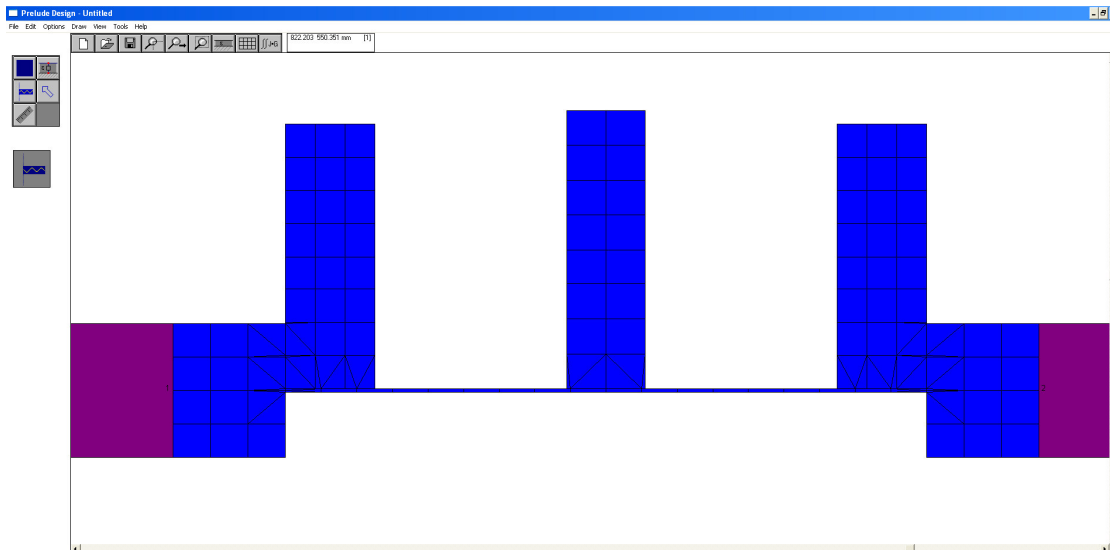
$$\epsilon_r = 2.1$$

$$h = 1.52 \text{ mm}$$

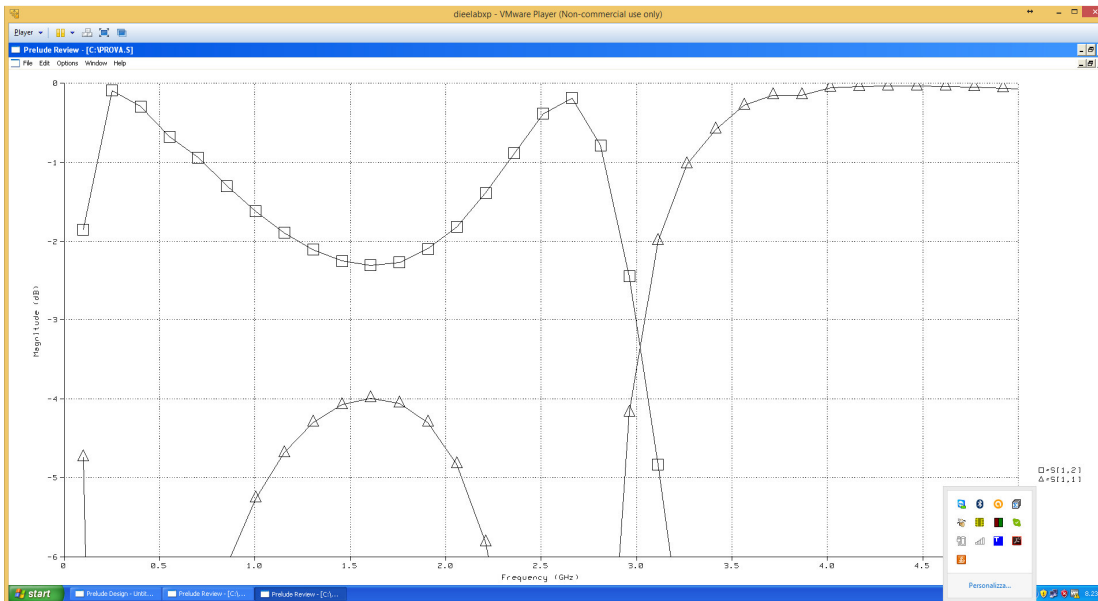
$$f_c = 3 \text{ GHz}$$

che consente di realizzare questo filtro con linee di larghezza superiore ai 100 micron.

La configurazione "standard"



fornisce questi risultati:



... con un ripple in banda inferiore a 3 dB ...

Quindi raddoppiamo tutti gli stub...

$W_A = 0.119 \text{ mm}$	$\text{eps_eff} = 1.62$	$\lambda_A = 78.56 \text{ mm}$	$L_A = \lambda_A/8 = 9.82 \text{ mm}$
$W_{B \text{ bis}} = 0.74 \text{ mm}$	$\text{eps_eff} = 1.67$	$\lambda_B = 77.41 \text{ mm}$	$L_B = \lambda_B/8 = 9.68 \text{ mm}$
$W_{2 \text{ bis}} = 0.60 \text{ mm}$	$\text{eps_eff} = 1.66$	$\lambda_2 = 77.61 \text{ mm}$	$L_2 = \lambda_2/8 = 9.70 \text{ mm}$
$W_{50} = 4.76 \text{ mm}$			

$$\Delta L_B \cong 0.50 \text{ mm}$$

$$\Delta L_2 \cong 0.48 \text{ mm}$$

$$d_{TB} \cong (0.77 + 3.41) * 0.5 \text{ mm} = 2.09 \text{ mm}$$

$$d_{T2} = 0.75 \text{ mm}$$

La linea principale è lunga

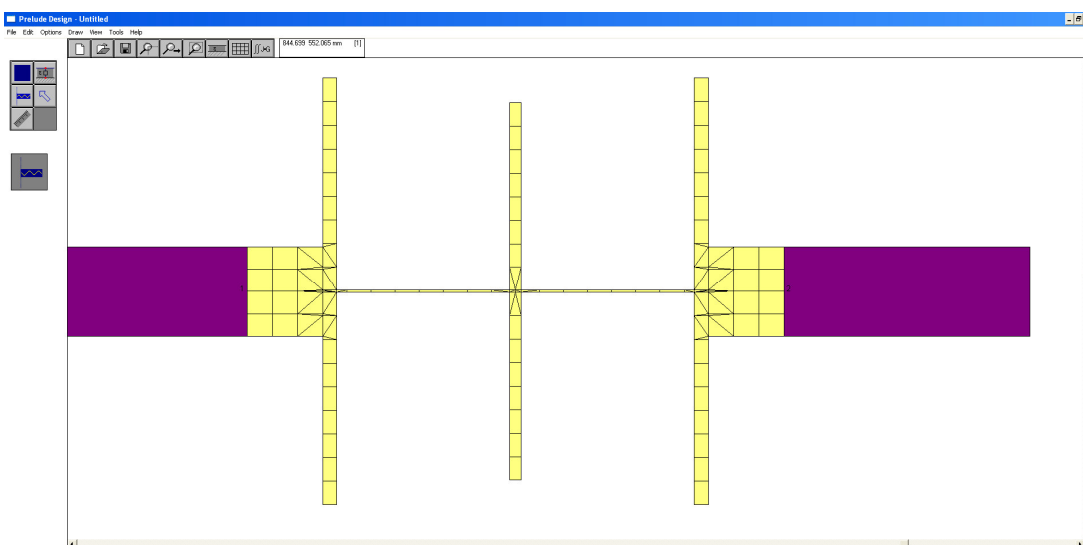
$$2 * L_A + W_{B \text{ bis}} = 20.38 \text{ mm}$$

Gli stub "B" sono lunghi

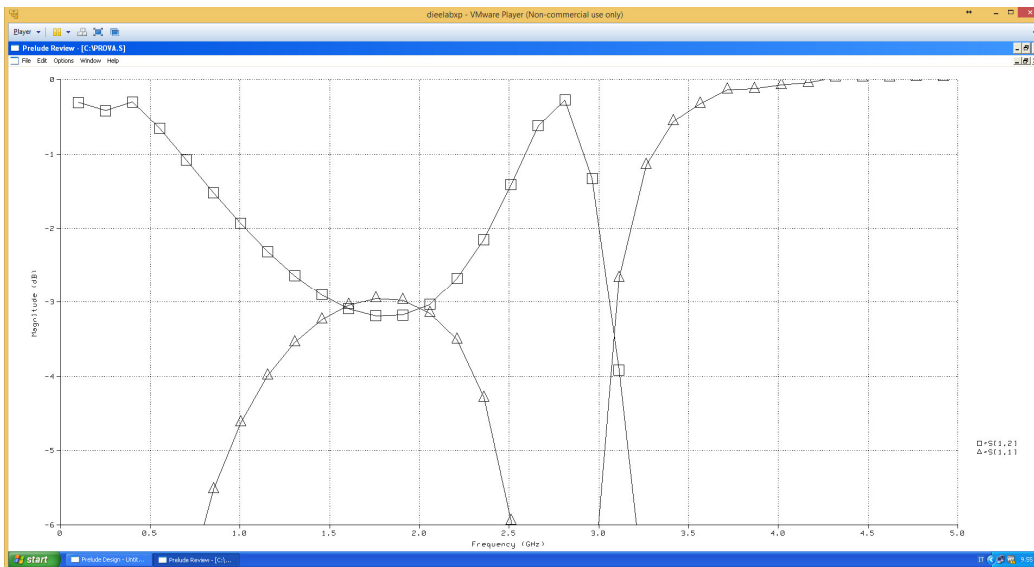
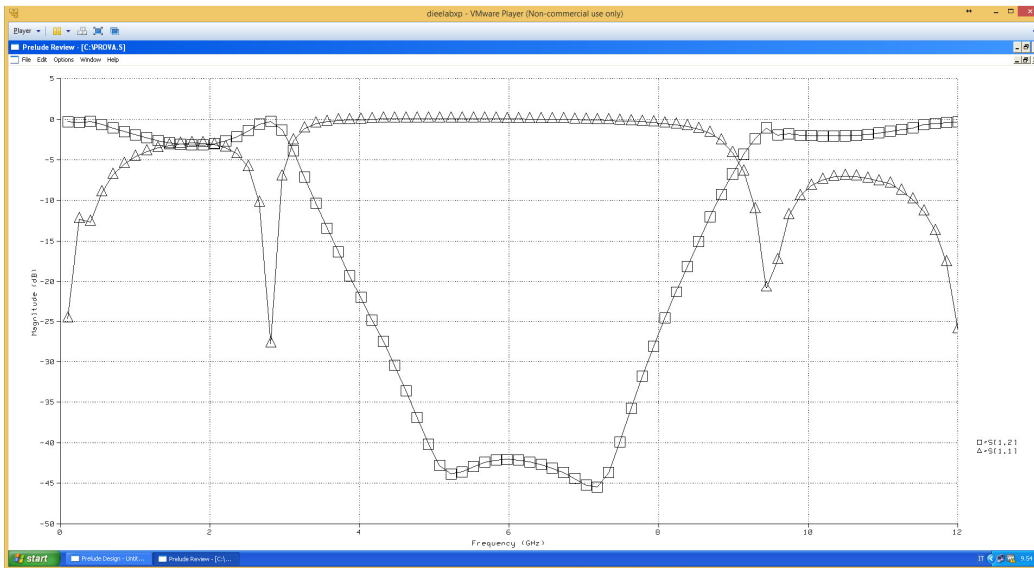
$$L_B - 0.5 * W_A - \Delta L_B + d_{TB} = 11.21 \text{ mm}$$

Lo stub centrale è lungo

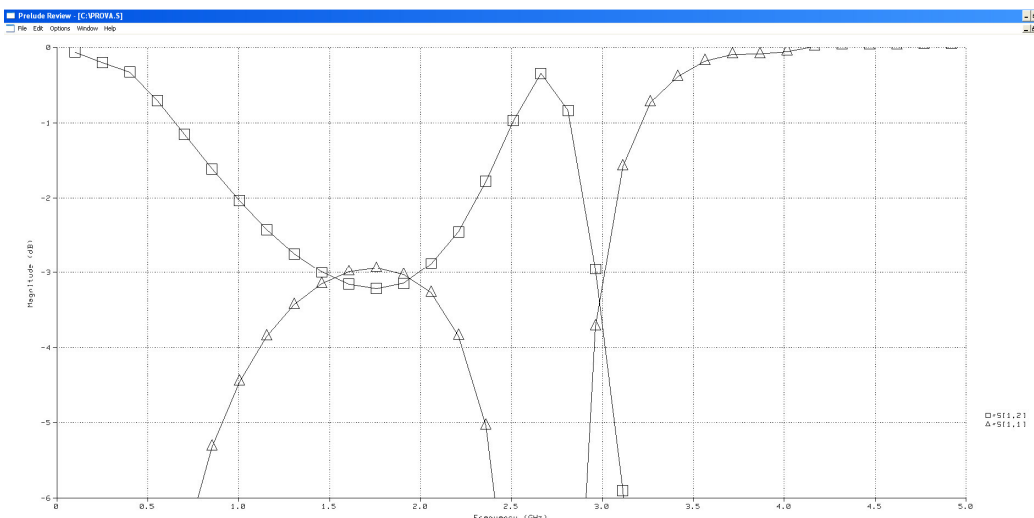
$$L_2 - 0.5 * W_A - \Delta L_2 + d_{T2} = 9.91 \text{ mm}$$



NB: Attenzione alla discretizzazione alle porte...



La frequenza di taglio è leggermente spostata verso l'alto, quindi allunghiamo tutte le linee di 0.3 mm...



Valutare la pendenza fuori banda rispetto al filtro a massima piattezza!

Esempio 3

Filtro passabasso Chebyshev del terzo ordine (ripple 0.5 dB)

$$g_1 = 1.5963$$

$$g_2 = 1.0967$$

$$g_3 = 1.5963$$

$$Z_1 = 1.5963, Z_2 = 0.912$$

$$\epsilon_r = 2.1$$

$$h = 1.52 \text{ mm}$$

$$f_c = 3 \text{ GHz}$$

Trasformazione del filtro con l'identità di Kuroda:

$$Z_A = 1 + Z_1 = 2.5963 \quad \rightarrow \quad 129.8 \Omega$$

$$Z_B = 1 + 1/Z_1 = 1.6264 \quad \rightarrow \quad 81.3 \Omega$$

$$Z_2 = 0.912 \quad \rightarrow \quad 45.6 \Omega \quad \rightarrow \quad 90.2 \Omega$$

$$W_A = 0.74 \text{ mm} \quad \text{eps_eff} = 1.67$$

$$\lambda_A = 77.41 \text{ mm}$$

$$L_B = \lambda_A/8 = 9.68 \text{ mm}$$

$$W_B = 2.14 \text{ mm} \quad \text{eps_eff} = 1.73$$

$$\lambda_B = 75.92 \text{ mm}$$

$$L_B = \lambda_B/8 = 9.49 \text{ mm}$$

$$W_{2 \text{ bis}} = 1.75 \text{ mm} \quad \text{eps_eff} = 1.72$$

$$\lambda_{2 \text{ bis}} = 76.27 \text{ mm}$$

$$L_{2 \text{ bis}} = \lambda_{2 \text{ bis}}/8 = 9.53 \text{ mm}$$

$$W_{50} = 4.76 \text{ mm}$$

$$\Delta L_B \cong 0.65 \text{ mm}$$

$$\Delta L_{2 \text{ bis}} \cong 0.62 \text{ mm}$$

$$d_{TB} \cong (1.24 + 3.13) * 0.5 \text{ mm} = 2.18 \text{ mm}$$

$$d_{T2 \text{ bis}} = 1.21 \text{ mm}$$

La linea principale è lunga

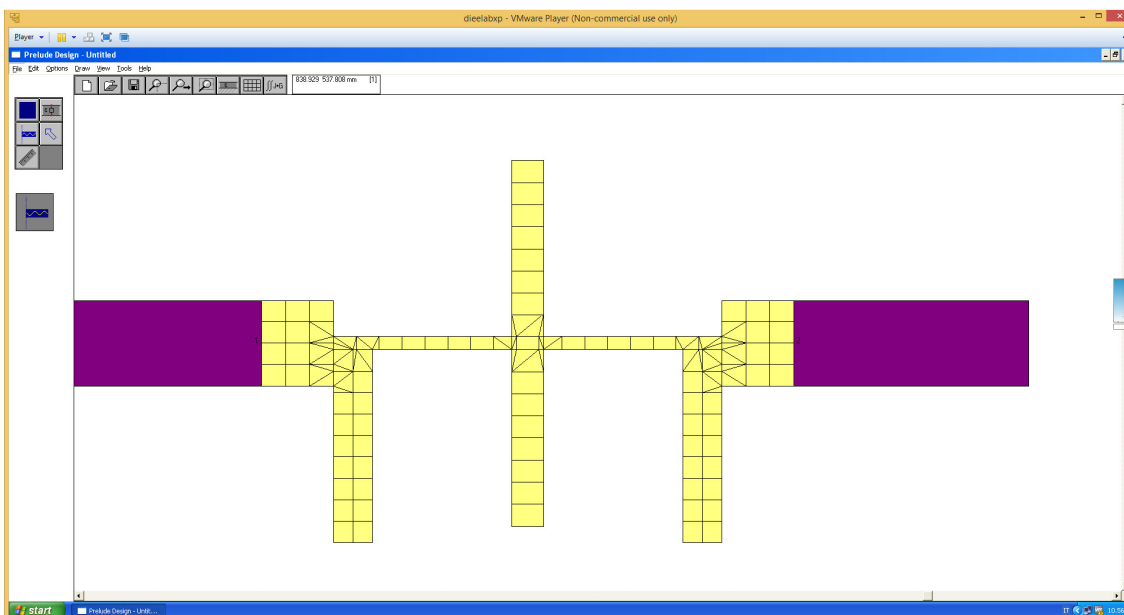
$$2 * L_A + W_B = 21.5 \text{ mm}$$

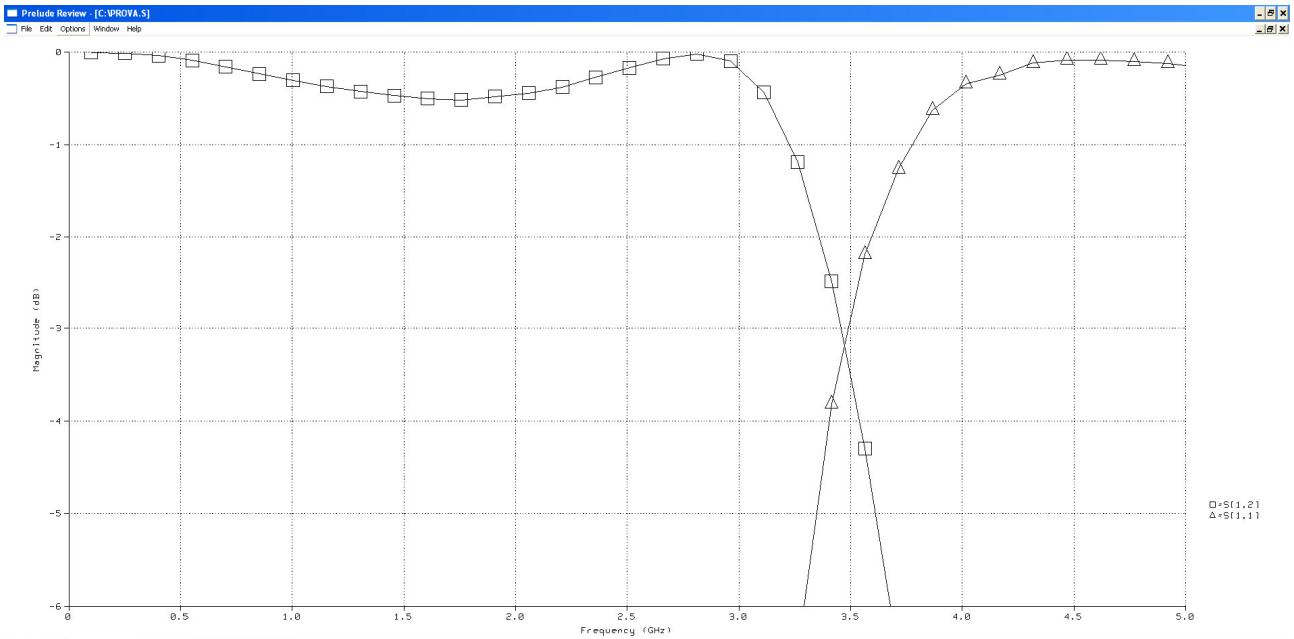
Gli stub "B" sono lunghi

$$L_B - 0.5 * W_A - \Delta L_B + d_{TB} = 10.65 \text{ mm}$$

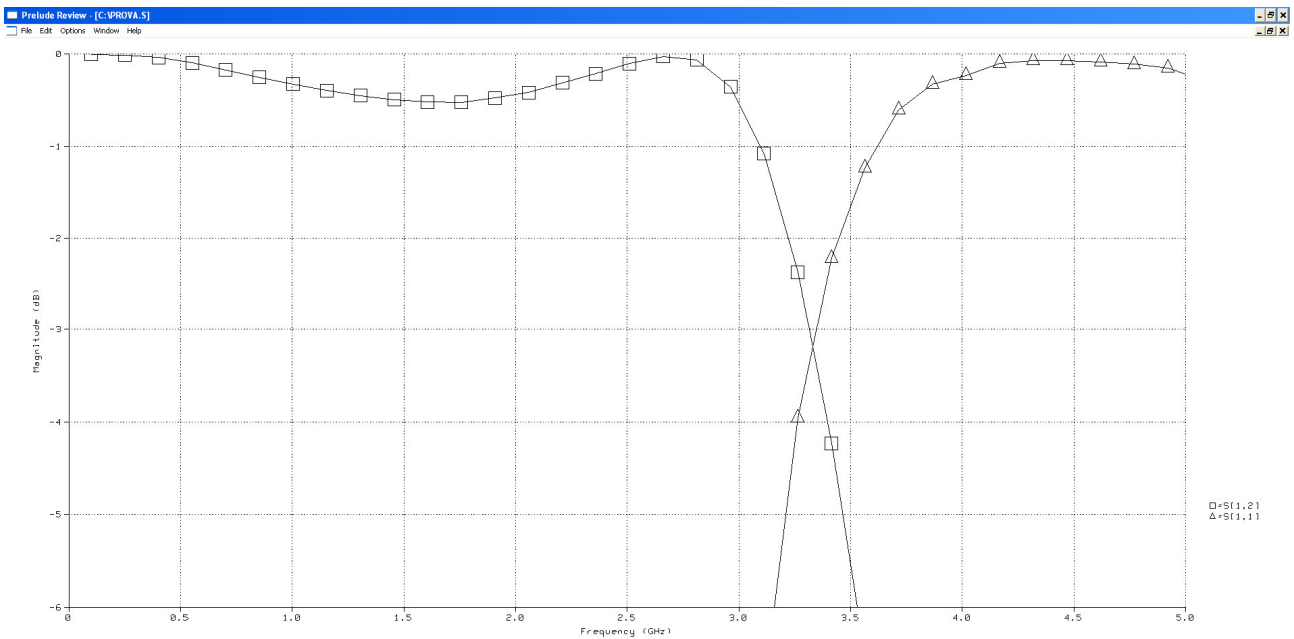
Gli stub centrali sono lunghi

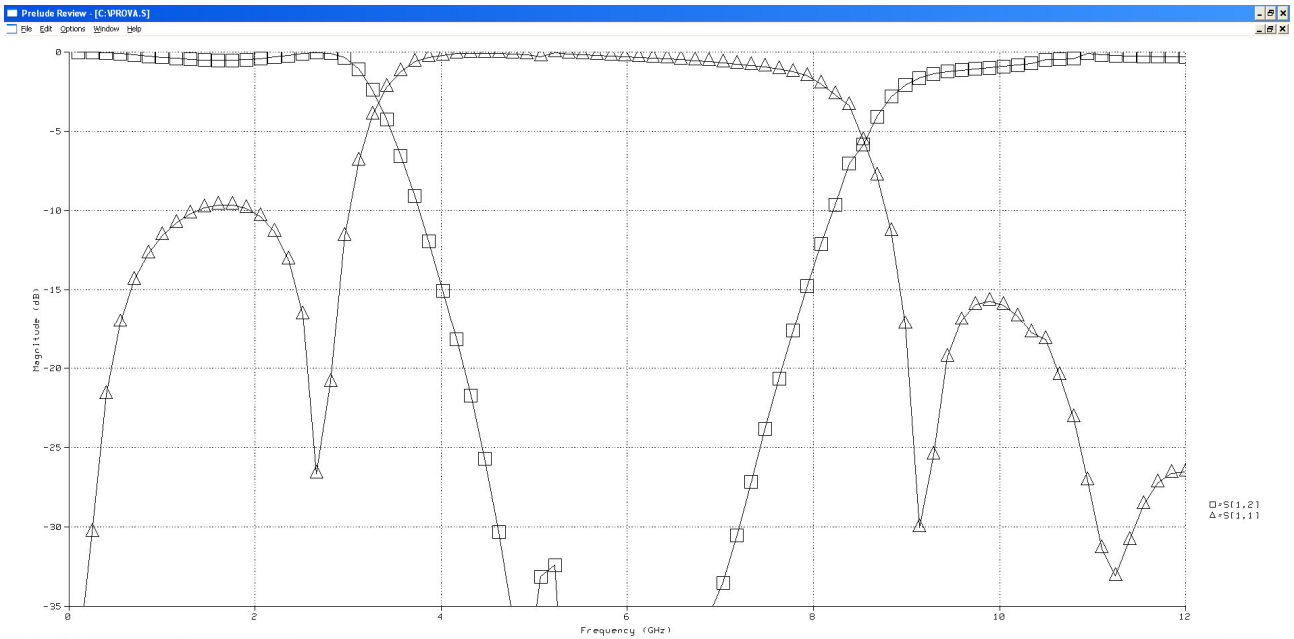
$$L_{2 \text{ bis}} - 0.5 * W_A - \Delta L_{2 \text{ bis}} + d_{T2 \text{ bis}} = 9.75 \text{ mm}$$





La frequenza di taglio (ripple 0.5 dB) è spostata verso l'alto (a circa 3.15 GHz), quindi allunghiamo tutte le linee di 0.35 mm...





Esempio 4

Filtro passabasso Chebyshev del terzo ordine (ripple 0.1 dB)

$$g_1 = 1.0315$$

$$g_2 = 1.1474$$

$$g_3 = 1.0315$$

$$Z_1 = 1.0315, Z_2 = 0.8715$$

Trasformazione del filtro con l'identità di Kuroda:

$$Z_A = 1 + Z_1 = 2.0315 \quad \rightarrow \quad 101.6 \, \Omega$$

$$Z_B = 1 + 1/Z_1 = 1.9695 \quad \rightarrow \quad 98.5 \, \Omega$$

$$Z_2 = 0.8715 \quad \rightarrow \quad 43.6 \, \Omega$$

3.2 Filtri passabasso stepped impedance

Esempio 1

Filtro passabasso a massima piattezza del terzo ordine (frequenza di taglio a -3dB)

$$\epsilon_r = 3.5$$

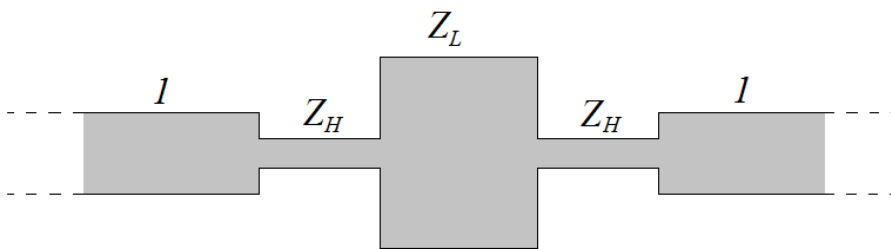
$$h = 0.76 \text{ mm}$$

$$f_c = 3 \text{ GHz}$$

$$g_1 = 1$$

$$g_2 = 2$$

$$g_3 = 1$$



Con questi valori di substrato $W_{50} = 1.72 \text{ mm}$ ($\epsilon_{s_eff} = 2.75$), e scegliamo

$$\begin{array}{llllll} W_H = 0.1 \text{ mm} & Z_H = 157.8 \Omega & = 3.156 & \lambda_H = 64.3 \text{ mm} & \epsilon_{s_eff} = 2.42 \\ W_L = 10 \text{ mm} & Z_L = 13 \Omega & = 0.26 & \lambda_L = 56.2 \text{ mm} & \epsilon_{s_eff} = 3.17 \end{array}$$

$$Z_H \theta_1 = Z_H \theta_3 = 1$$

$$\theta_2 / Z_L = 2$$

$$\theta_1 = \theta_3 = 1 / 3.156 = 0.31 \quad (18.15^\circ)$$

$$\theta_2 = 2 * Z_L = 0.52 \quad (29.8^\circ)$$

$$L_1 = L_3 = (0.31 * \lambda_H) / (2\pi) = 3.17 \text{ mm}$$

$$L_2 = (0.52 * \lambda_L) / (2\pi) = 4.65 \text{ mm}$$

$$\Delta L = 0.412 \left(\frac{\epsilon_e + 0.3}{\epsilon_e - 0.258} \right) \left(\frac{\frac{W}{h} + 0.264}{\frac{W}{h} + 0.813} \right) h$$

$$\Delta L_H \cong 0.165 \text{ mm}$$

$$\Delta L_{50} \cong 0.32 \text{ mm}$$

$$\Delta L_L \cong 0.36 \text{ mm}$$

$$W_{H\ eff} = 1.16 \text{ mm}$$

$$W_{L\ eff} = 12.42 \text{ mm}$$

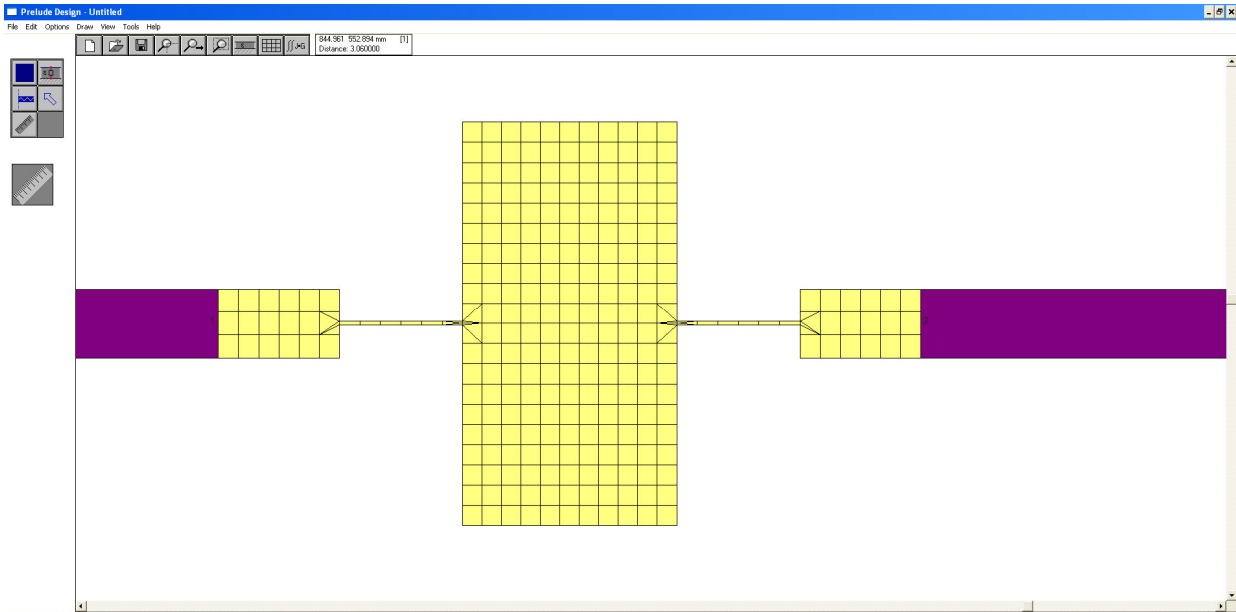
$$W_{50\ eff} = 3.44 \text{ mm}$$

La linea L_2 si allunga di un tratto $2\Delta L_L \frac{W_{Leff}}{W_{Heff} + W_{Leff}} = 0.66 \text{ mm} \rightarrow 5.31 \text{ mm}$

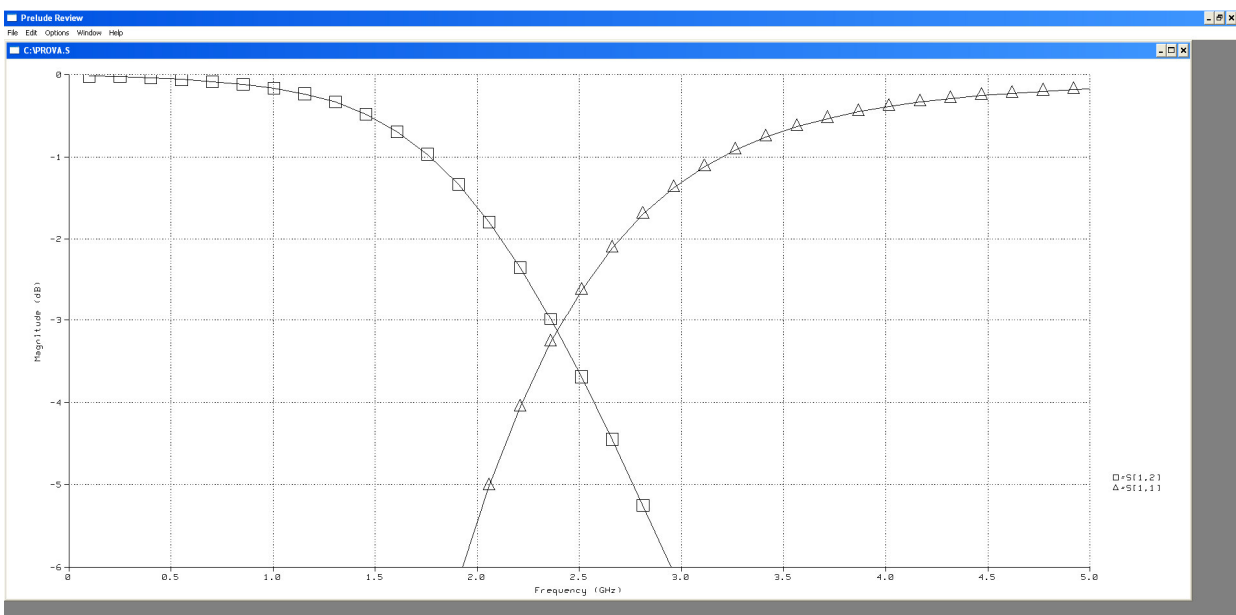
Le linee L_1 si accorciano di un tratto $\Delta L_L \frac{W_{Heff}}{W_{Heff} + W_{Leff}} = 0.03 \text{ mm}$ dal lato della linea H , e di un tratto

$\Delta L_{50} \frac{W_{Heff}}{W_{Heff} + W_{50eff}} = 0.08 \text{ mm}$ dal lato della linea a 50 Ohm.

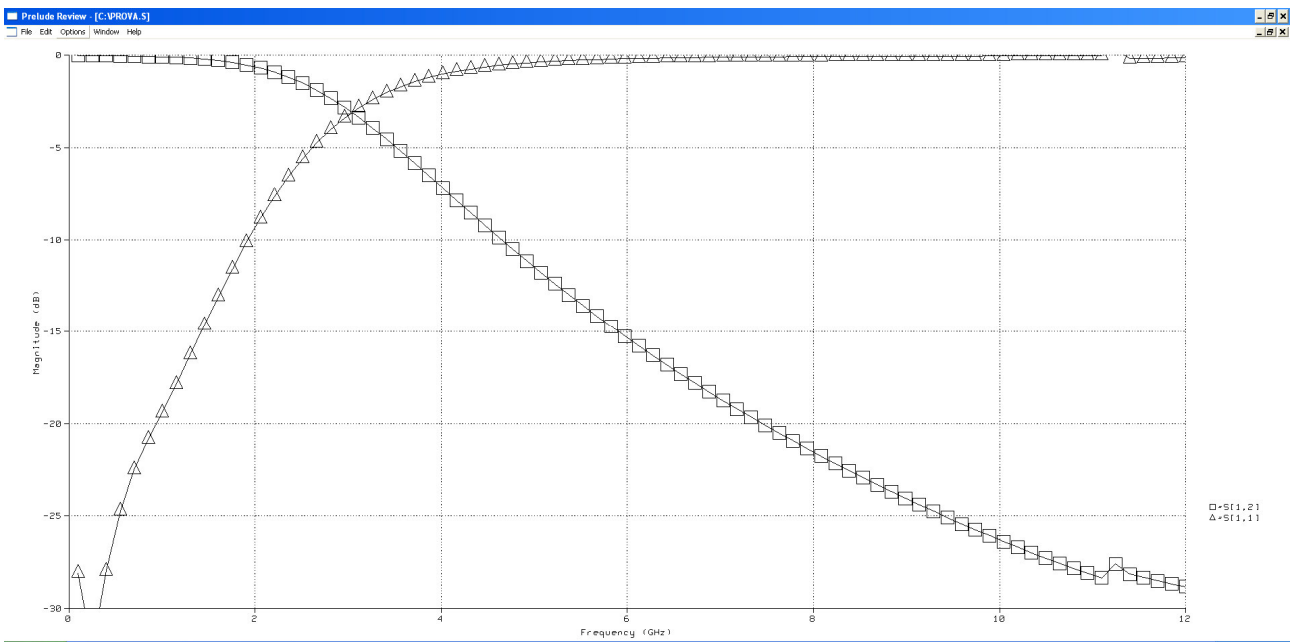
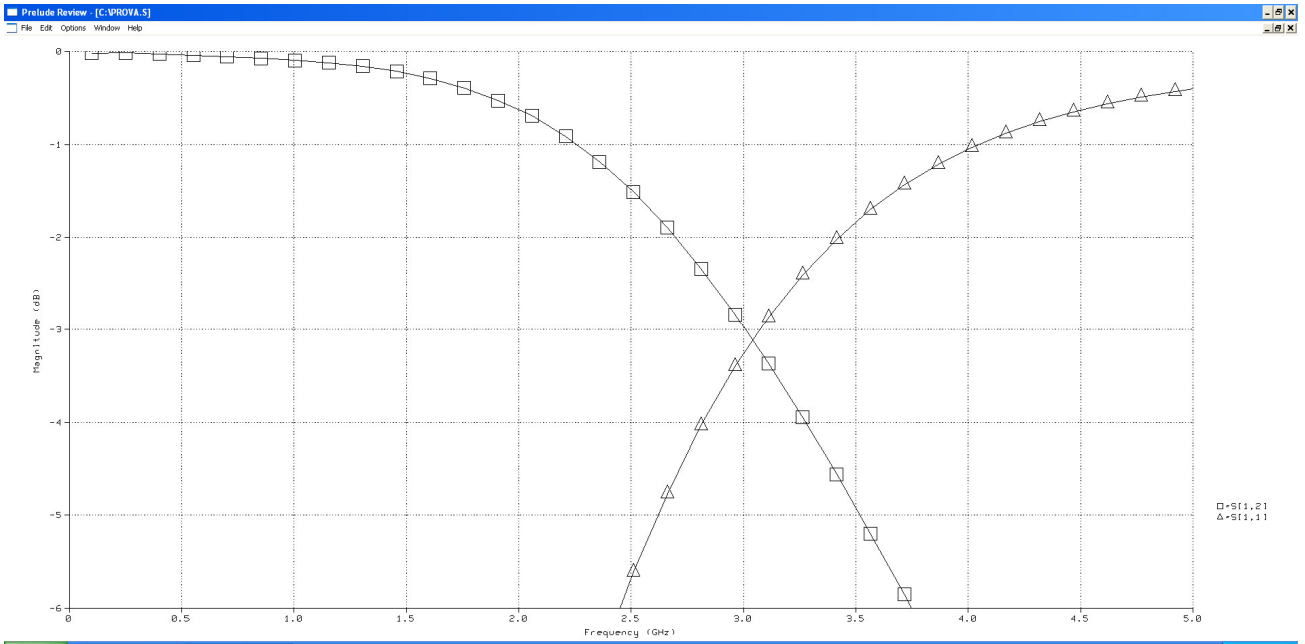
Quindi si accorciano di $0.11 \text{ mm} \rightarrow 3.06 \text{ mm}$



NB: Attenzione alla discretizzazione!



La frequenza di taglio è decisamente più bassa rispetto al valore richiesto (2.4 GHz). Accorciamo tutte le linee del 25% circa (rispettivamente 0.8 mm e 1.3 mm).



Esempio 2

Filtro passabasso Chebyshev (0.2 dB ripple) del quinto ordine

$$\varepsilon_r = 3.5$$

$$h = 0.76 \text{ mm}$$

$$f_c = 3 \text{ GHz}$$

$$g_1 = 1.3394$$

$$g_2 = 1.3370$$

$$g_3 = 2.1660$$

$$g_4 = 1.3370$$

$$g_5 = 1.3394$$

$$\begin{array}{lllll} W_H = 0.1 \text{ mm} & Z_H = 157.8 \Omega & = 3.156 & \lambda_H = 64.3 \text{ mm} & \text{eps_eff} = 2.42 \\ W_L = 10 \text{ mm} & Z_L = 13 \Omega & = 0.26 & \lambda_L = 56.2 \text{ mm} & \text{eps_eff} = 3.17 \end{array}$$

L-C-L-C-L

$$Z_H \theta_1 = Z_H \theta_5 = 1.3394 \quad \rightarrow \quad \theta_1 = \theta_5 = 1.3394/3.156 = 0.42$$

$$Z_H \theta_3 = 2.1660 \quad \rightarrow \quad \theta_3 = 0.686$$

$$\theta_2/Z_L = \theta_4/Z_L = 1.3370 \quad \rightarrow \quad \theta_2 = \theta_4 = 0.348$$

C-L-C-L-C

$$\theta_1/Z_L = \theta_5/Z_L = 1.3394 \quad \rightarrow \quad \theta_1 = \theta_5 = 1.3394*0.26 = 0.348$$

$$\theta_3/Z_L = 2.1660 \quad \rightarrow \quad \theta_3 = 0.56$$

$$\theta_2*Z_H = \theta_4*Z_H = 1.3370 \quad \rightarrow \quad \theta_2 = \theta_4 = 0.424$$

$$L_1 = L_5 = 0.348 * 56.2/(2\pi) = 3.11 \text{ mm}$$

$$L_3 = 0.56*56.2/(2\pi) = 5.01 \text{ mm}$$

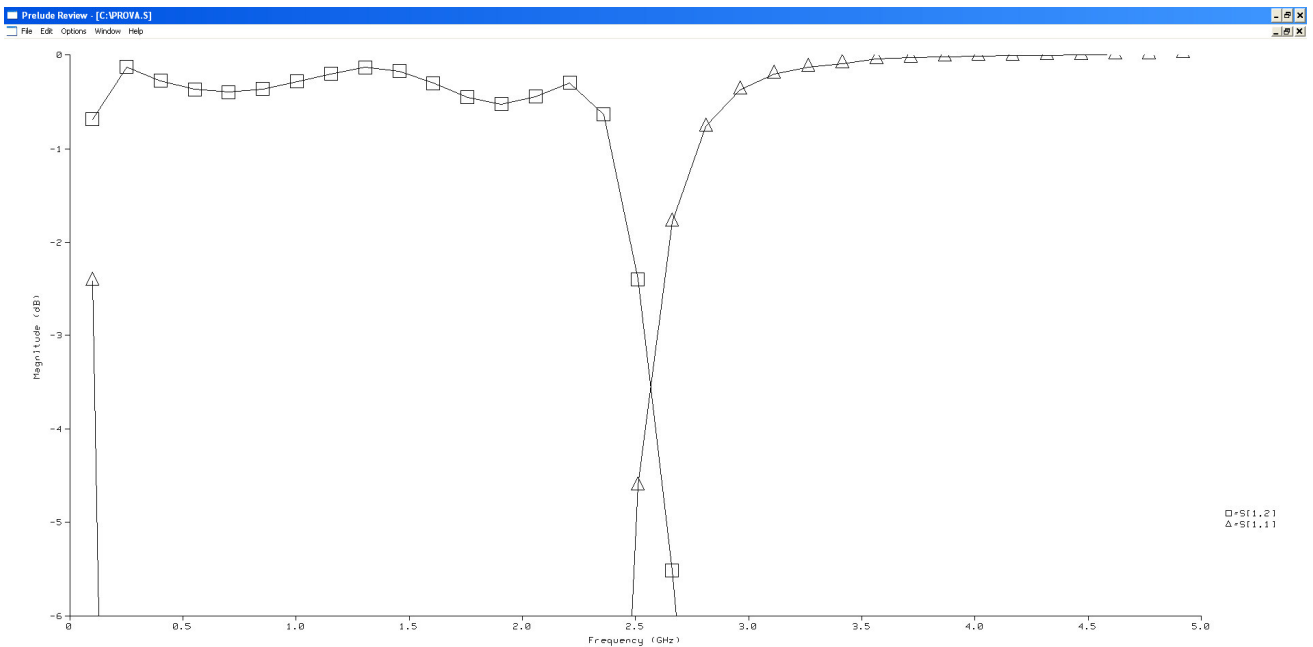
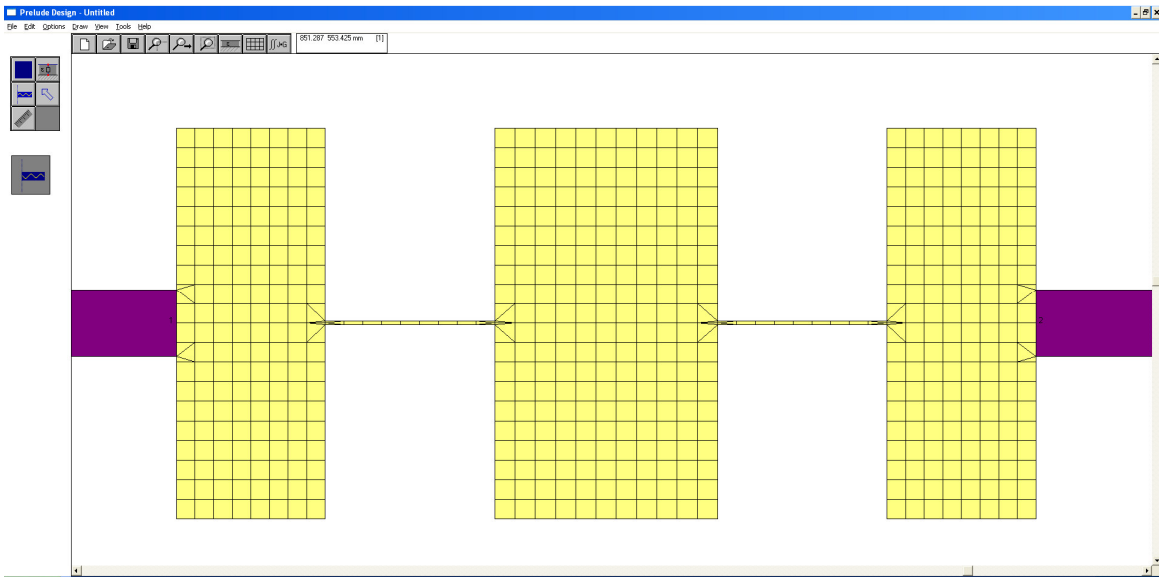
$$L_2 = L_4 = 0.424 * 64.3/(2\pi) = \mathbf{4.34 \text{ mm}}$$

$$\Delta L_{50} \cong 0.32 \text{ mm}$$

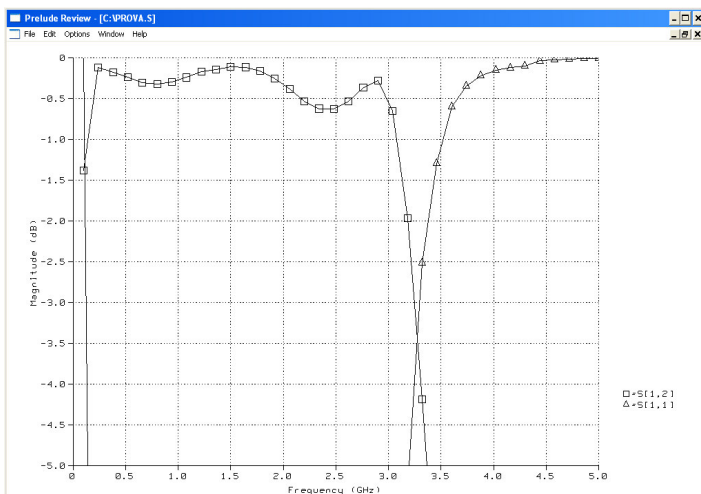
$$\Delta L_L \cong 0.36 \text{ mm}$$

$$3.11 \text{ mm} + 0.7 \text{ mm} = \mathbf{3.81 \text{ mm}}$$

$$5.01 \text{ mm} + 0.7 \text{ mm} = \mathbf{5.71 \text{ mm}}$$

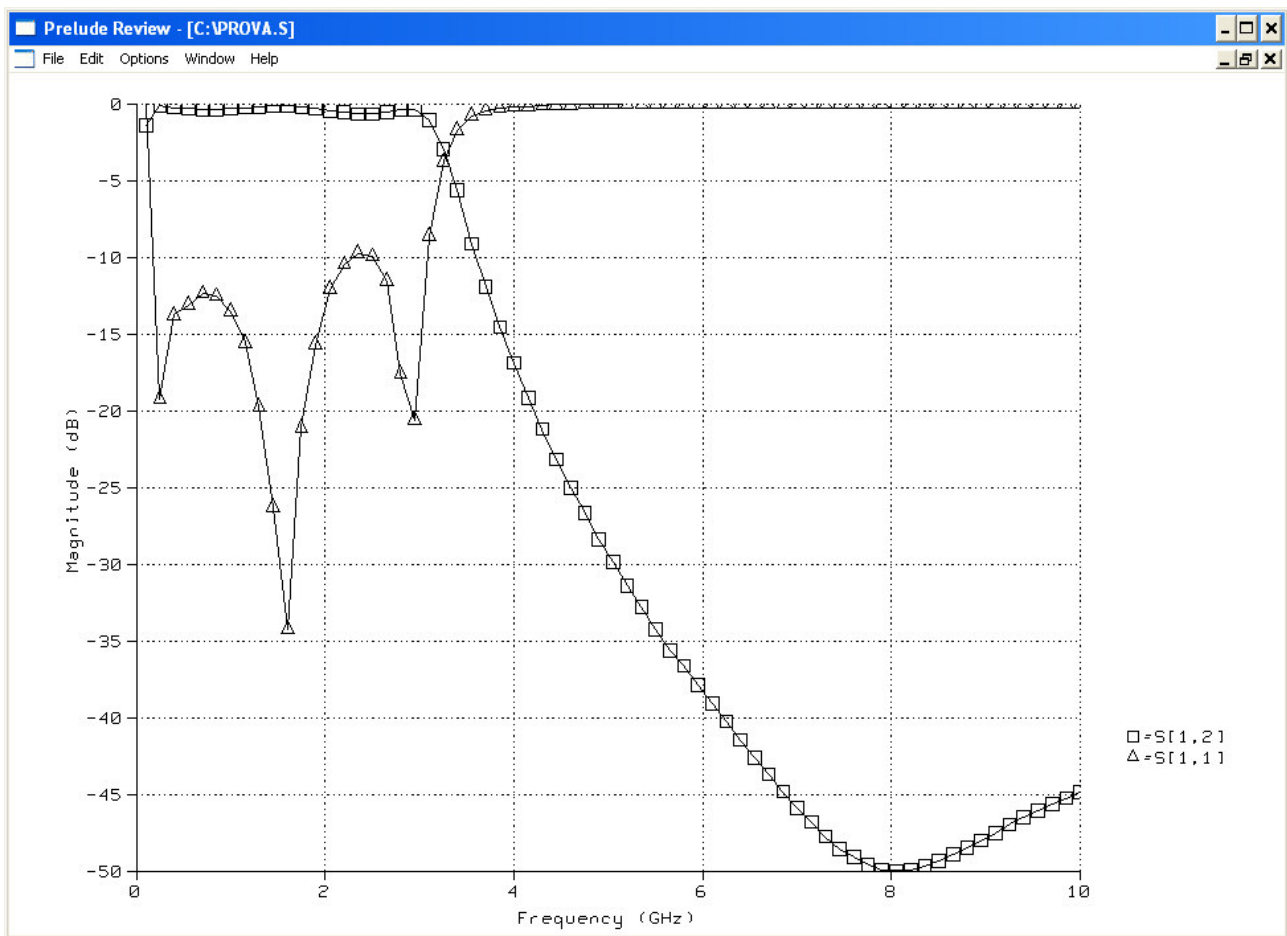


Riduco le lunghezze del 25% ... 3.81 mm \rightarrow 2.86 mm, 5.71 mm \rightarrow 4.28 mm, 4.34 mm \rightarrow 3.25 mm

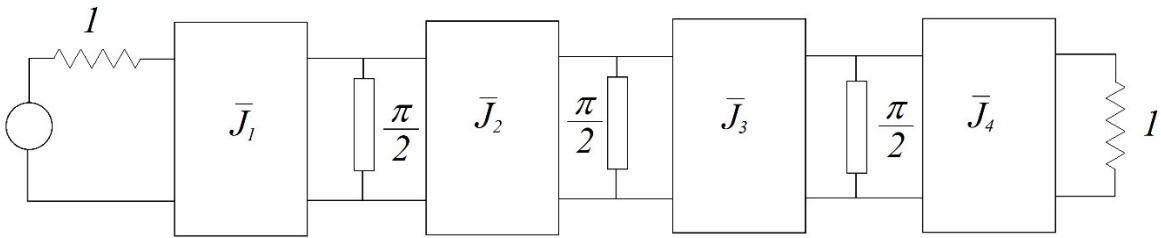


Non si riesce comunque ad arrivare a 0.2 dB di ripple come richiesto...

La risposta completa:



3.3 Filtro passabanda a linee accoppiate

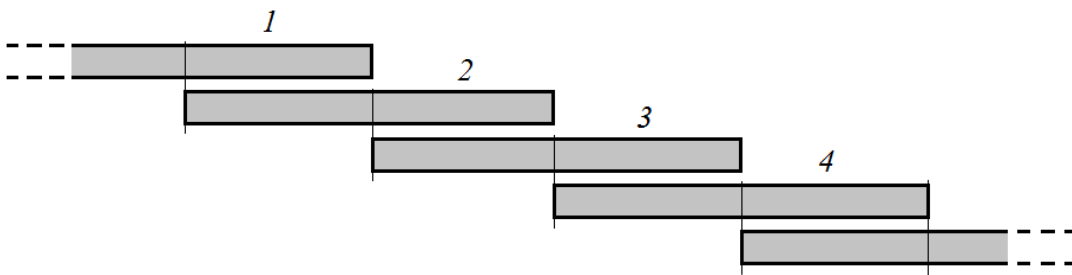


$$\bar{J}_1 = \sqrt{\frac{\pi\Delta}{2g_1}}$$

$$\bar{J}_2 = \frac{\pi\Delta}{2\sqrt{g_1g_2}}$$

$$\bar{J}_3 = \frac{\pi\Delta}{2\sqrt{g_2g_3}}$$

$$\bar{J}_4 = \sqrt{\frac{\pi\Delta}{2g_3g_4}}$$



$$\begin{cases} Z_p = Z_0 \left[1 + (JZ_0) + (JZ_0)^2 \right] \\ Z_d = Z_0 \left[1 - (JZ_0) + (JZ_0)^2 \right] \end{cases}$$

Scegliamo $N = 3$, Filtro di Chebishev ripple 0.5 dB , con $\Delta = 0.1$, ossia una banda passante del 10%.

$W_0 = 2.35 \text{ mm}$

n	g_n	$Z_0 J_n$	Z_p	Z_d	W	S	L
1	1.5963	0.3137	70.61 Ω	39.24 Ω	1.81 mm	0.145 mm	27.25 mm
2	1.0967	0.1187	56.64 Ω	44.77 Ω	2.18 mm	0.78 mm	26.87 mm
3	1.5963	0.1187	56.64 Ω	44.77 Ω	2.18 mm	0.78 mm	26.87 mm
4	1	0.3137	70.61 Ω	39.24 Ω	1.81 mm	0.145 mm	27.25 mm

$$\epsilon_r = 2.33$$

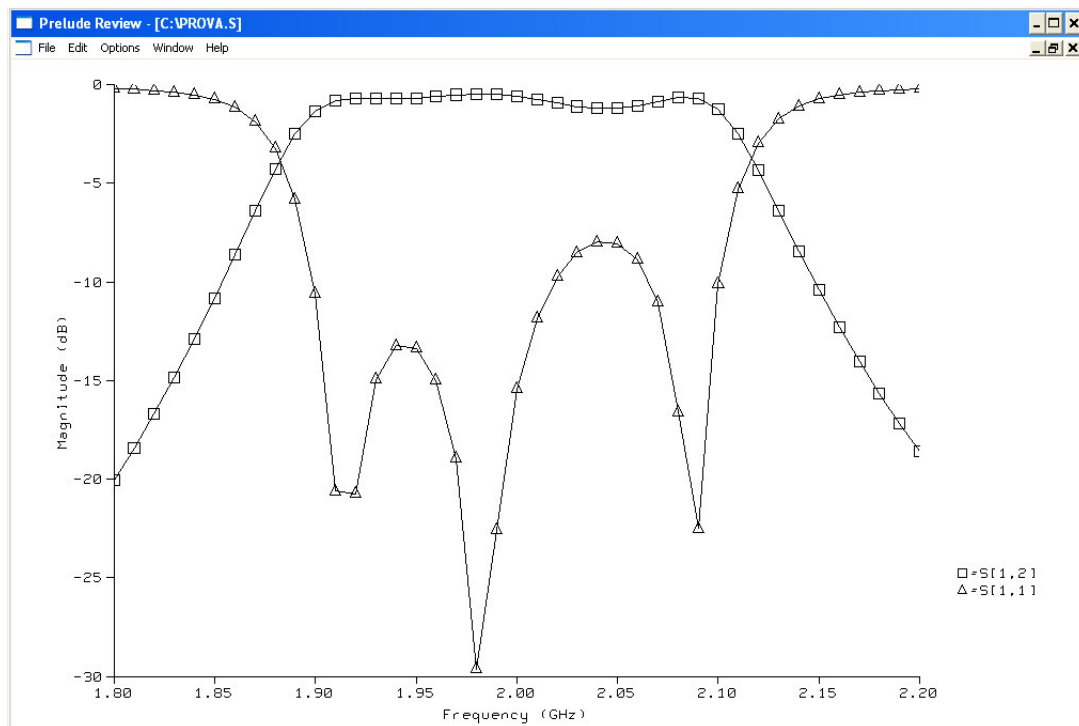
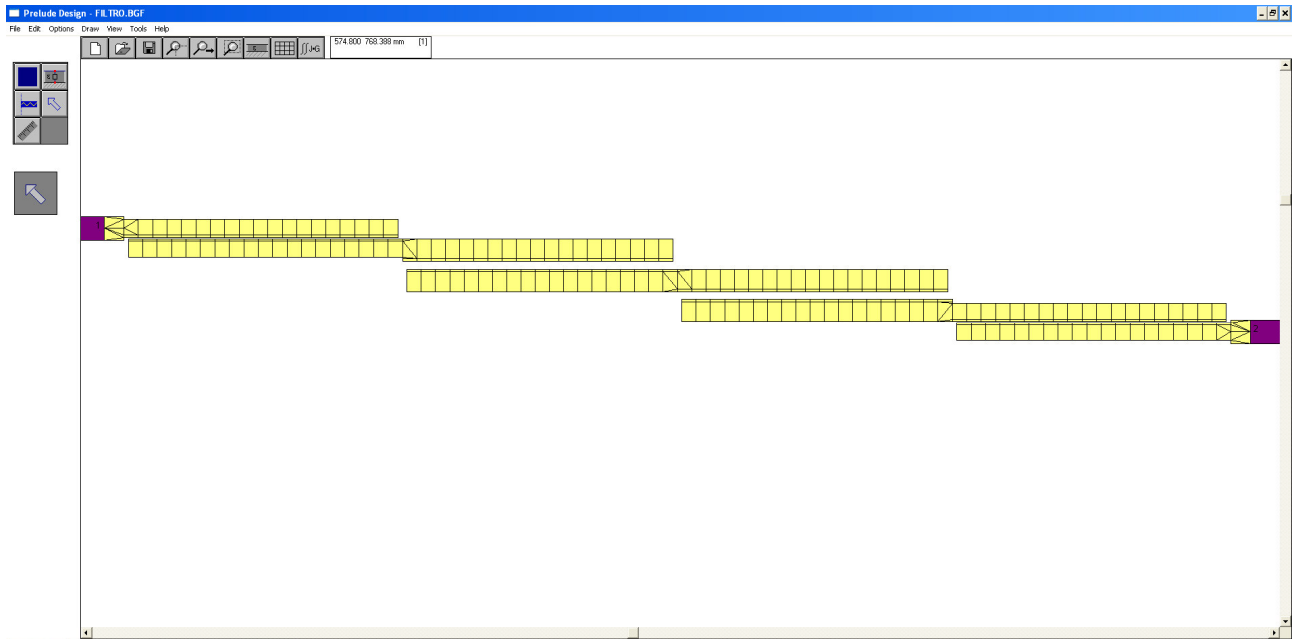
$$h = 0.8 \text{ mm}$$

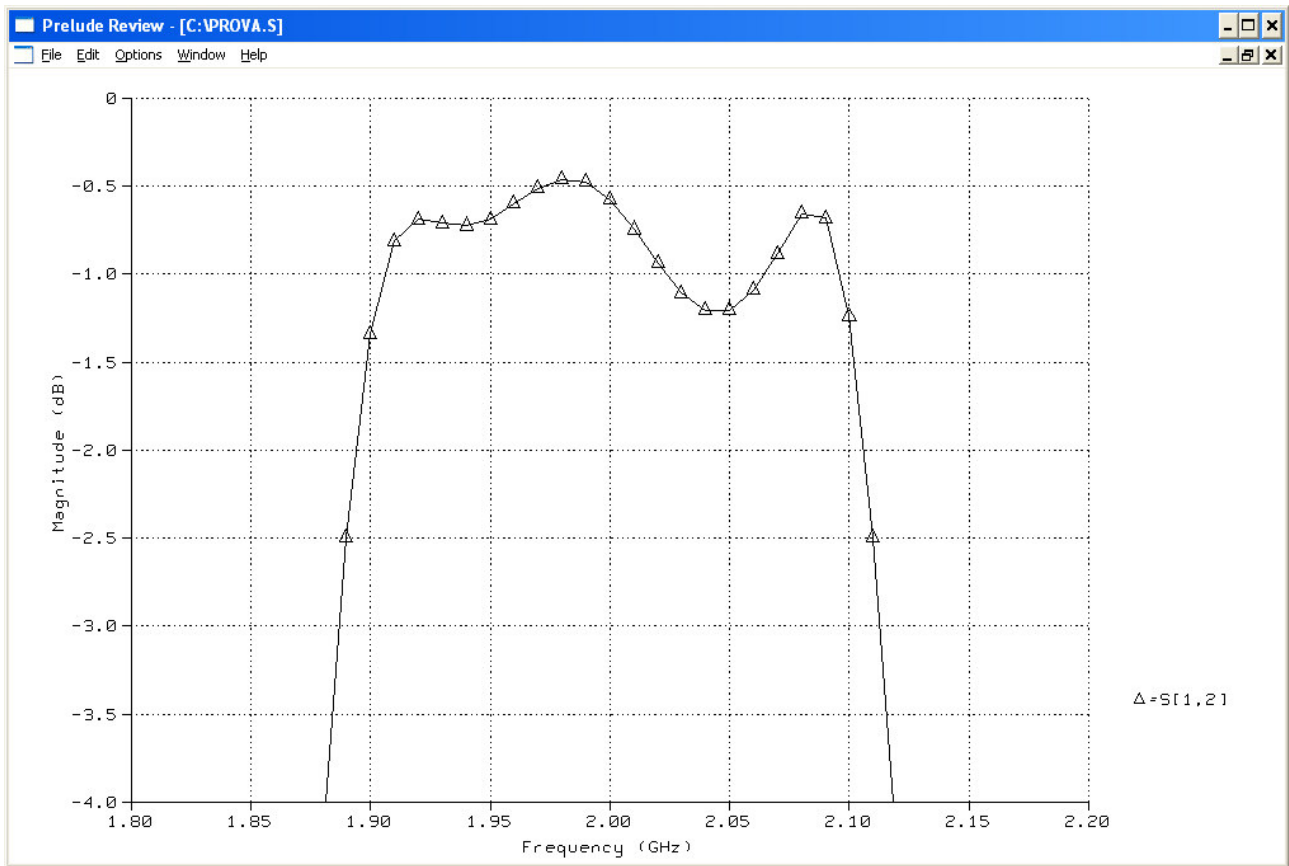
frequenza centrale = 2 GHz

Attenzione alla discretizzazione delle linee! La linea da 1.81 va divisa in 3 pezzi = 0.15+0.2+1.46!

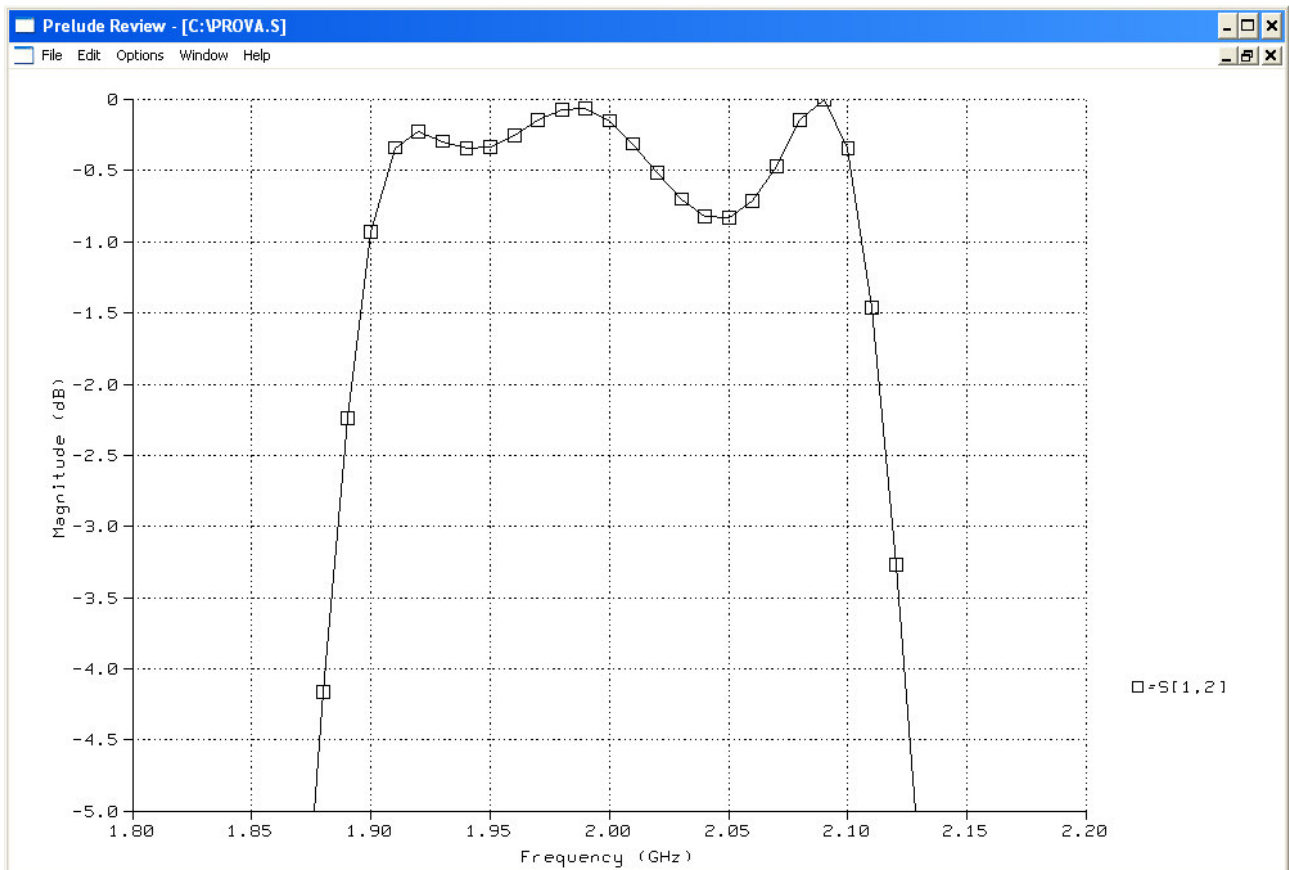
Accorciamo tutti i tratti "aperti" di $\Delta L_0 \approx 0.45 \text{ mm}$

Le porte di alimentazione possono essere centrate oppure decentrate a filo del gap

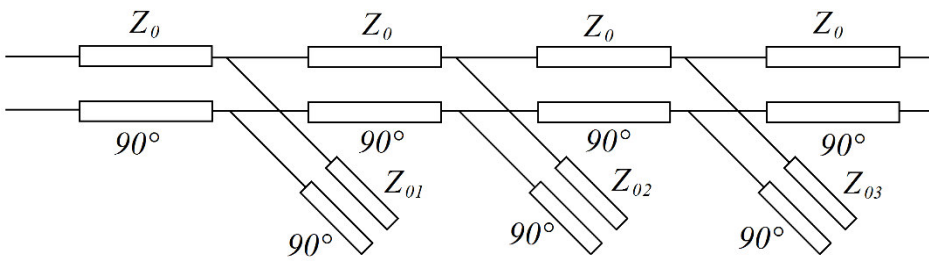
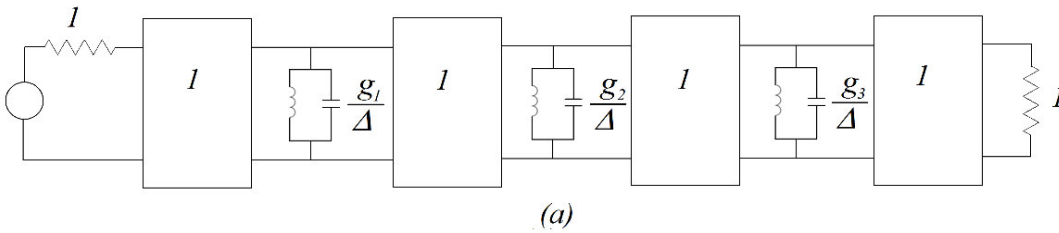
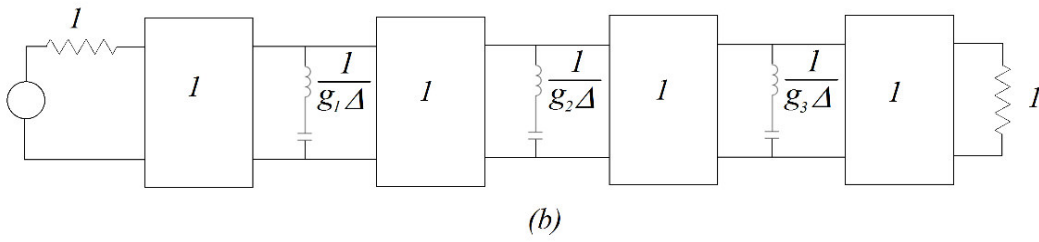




Eliminiamo le perdite nei conduttori... conducibilità $1e30$..



3.3 Filtro eliminabanda a stub



$$Z_{0n} = \frac{4Z_0}{\pi g_n \Delta}$$

n	g_n	$Z_{0n} (\Delta = 0.15)$	$Z_{0n} (\Delta = 0.3)$	$Z_{0n} (\Delta = 0.5)$
1	1.5963	265.9	132.9	79.8
2	1.0967	387	193.5	116.1
3	1.5963	265.9	132.9	79.8

Non è possibile realizzare filtri eliminabanda con banda percentuale piccola.

$$\epsilon_r = 2.33$$

$$h = 0.8 \text{ mm}$$

frequenza centrale = 2 GHz

$$W_{50} = 2.376 \text{ mm}$$

$$L_{50} = 26.65 \text{ mm}$$

$$\text{eps_eff} = 1.977$$

$$W_1 = 0.328 \text{ mm}$$

$$L_1 = 27.92 \text{ mm}$$

$$\text{eps_eff} = 1.80$$

$$\Delta_{01} = 0.25$$

$$D_{T1} = 1.63 \text{ mm}$$

$$W_2 = 0.088 \text{ mm}$$

$$L_2 = 28.25 \text{ mm}$$

$$\text{eps_eff} = 1.76$$

$$\Delta_{02} = 0.18$$

$$D_{T2} = 1.73 \text{ mm}$$

$$W_3 = 0.328 \text{ mm}$$

$$L_3 = 27.92 \text{ mm}$$

$$\text{eps_eff} = 1.80$$

$$\Delta_{03} = 0.25$$

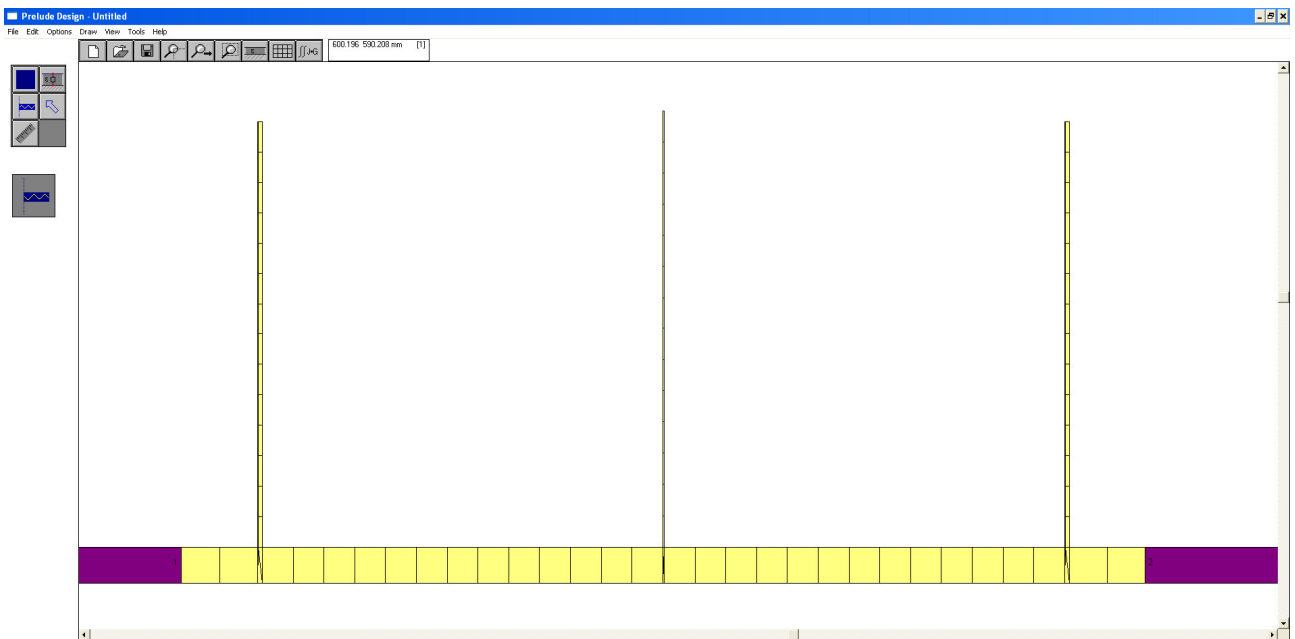
$$D_{T3} = 1.63 \text{ mm}$$

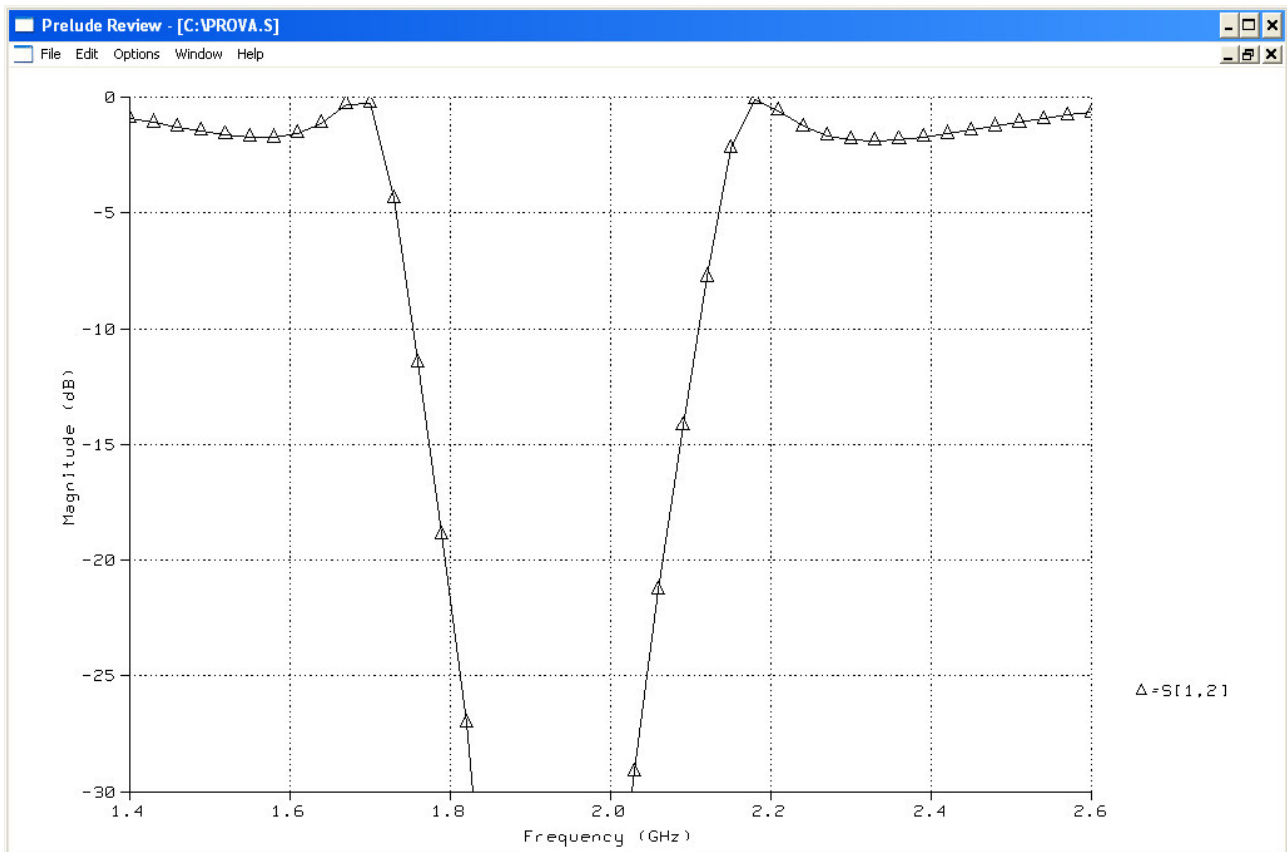
$$L_{\text{STUB1}} = L_1 - W_{50} - \Delta_{01} + D_{T1} = 28.1 \text{ mm}$$

$$L_{\text{STUB2}} = L_2 - W_{50} - \Delta_{02} + D_{T2} = 28.8 \text{ mm}$$

$$L_{\text{STUB3}} = L_3 - W_{50} - \Delta_{03} + D_{T3} = 28.1 \text{ mm}$$

Con line così sottili occorre fare molta attenzione alla discretizzazione!





Ripple 1.8 dB, centrato a 1.93 GHz anzi che a 2 GHz con una banda del 25% circa. Accorciamo gli stub del 3.5% circa, ossia 1 mm.

3.4 Filtro passabanda a stub

Utilizziamo stub di mezza lunghezza d'onda aperti.

$$Z_{0n} = \frac{\pi Z_0 \Delta}{2g_n}$$

n	g_n	$Z_{0n} (\Delta = 0.2)$	$Z_{0n} (\Delta = 0.3)$	$Z_{0n} (\Delta = 0.5)$
1	1.5963	9.8 Ω	14.8 Ω	24.6 Ω
2	1.0967	14.3 Ω	21.5 Ω	35.8 Ω
3	1.5963	9.8 Ω	14.8 Ω	24.6 Ω

Possiamo raddoppiare tutte le impedenze e utilizzare due stub in parallelo per ciascun circuito risonante:

n	g_n	$Z_{0n} (\Delta = 0.2)$	$Z_{0n} (\Delta = 0.3)$	$Z_{0n} (\Delta = 0.5)$
1	1.5963	19.7 Ω	29.6 Ω	49.2 Ω
2	1.0967	28.6 Ω	43 Ω	71.6 Ω
3	1.5963	19.7 Ω	29.6 Ω	49.2 Ω

$$\epsilon_r = 4.4$$

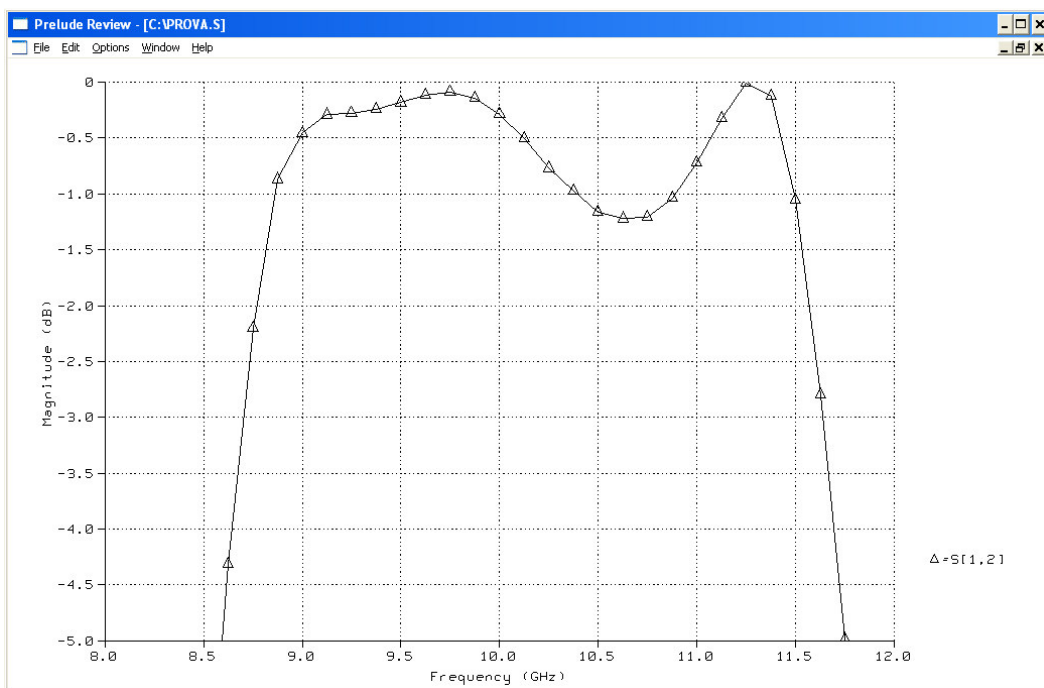
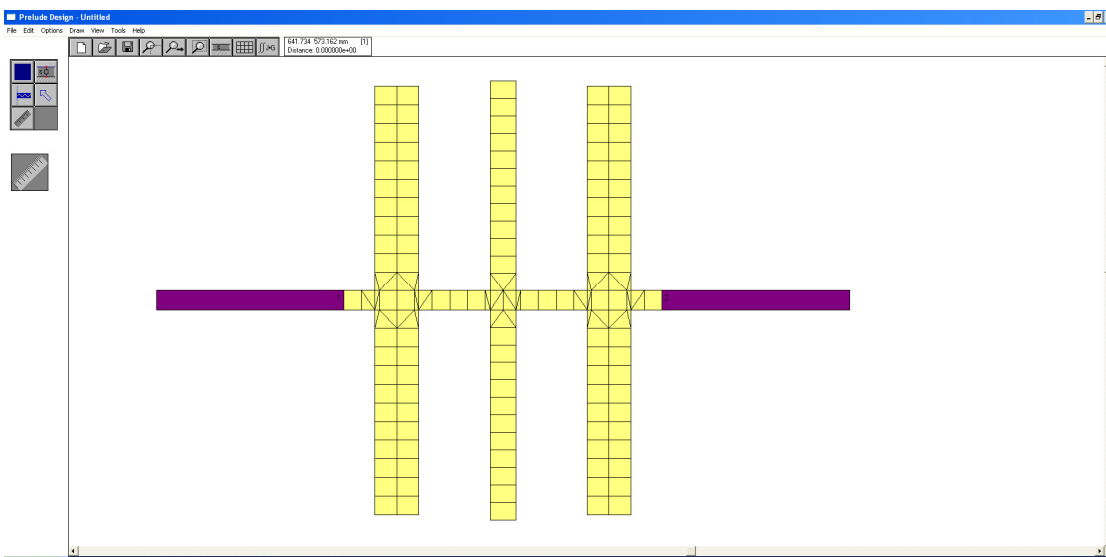
$$h = 0.4 \text{ mm}$$

frequenza centrale = 10 GHz

Scegliamo $\Delta = 0.3$ (tra 8.5 GHz e 11.5 GHz)

$W_{50} = 0.76 \text{ mm}$	$L_{50} = 4.07 \text{ mm}$	$\epsilon_{s_eff} = 3.38$
$W_1 = 1.68 \text{ mm}$	$L_1 = 7.84 \text{ mm}$	$\epsilon_{s_eff} = 3.66$
$W_2 = 0.98 \text{ mm}$	$L_2 = 8.05 \text{ mm}$	$\epsilon_{s_eff} = 3.465$
$W_3 = 1.68 \text{ mm}$	$L_3 = 7.84 \text{ mm}$	$\epsilon_{s_eff} = 3.66$

In prima approssimazione trascuriamo effetto di giunzioni a T e terminazioni a T aperte.



La banda passante è tra 9 GHz e 11.5 GHz con un ripple di 1.25 dB. Occorre allungare le linee del 2.5% circa (0.2 mm)

