

Filtro pasa-banda a microondas en banda Ku

Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación

Alumno:

Azzalin Simone

Supervisión:

Ignacio Gil Galí

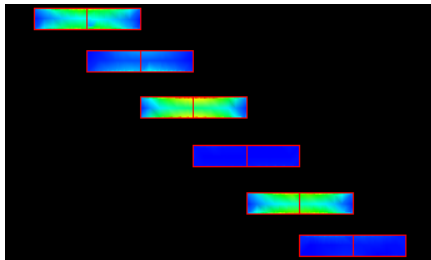
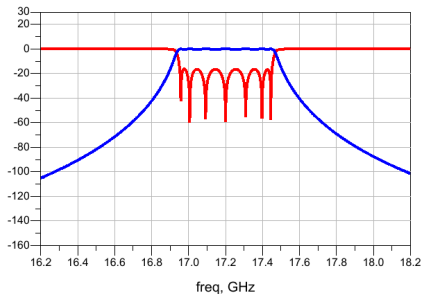
Germán Cobo Rodríguez



- 1 Introducción
- 2 Estado del arte
- 3 Filtros pasivos y respuestas en frecuencia
- 4 Líneas de transmisión
- 5 Implementación en líneas de transmisión *stripline* y *microstrip*
- 6 Conclusiones

Introducción

Se propone el diseño de un filtro pasa-banda centrado a 17,2 GHz (banda Ku), con ancho de banda mínimo de 200 MHz, máximo de 500 MHz y atenuación de banda de rechazo a -70 dB, en tecnología *stripline* y *microstrip* con aproximación de Butterworth y Chebyshev.



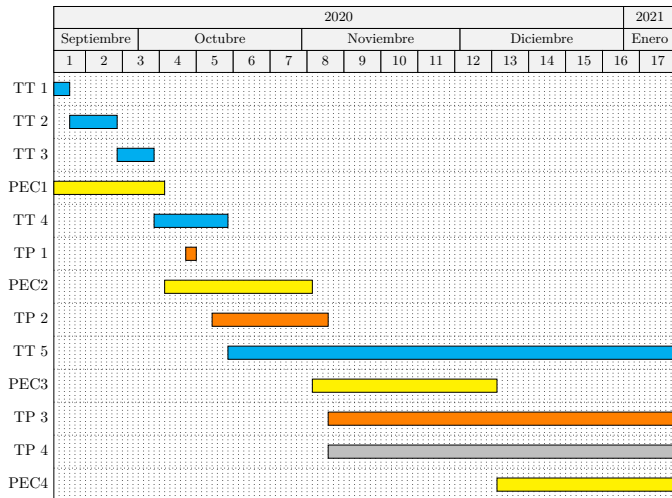
Objetivos:

- Estudiar los diseños de filtros a microondas según el estado del arte actual en la industria.
- Poner en práctica parte de los conceptos estudiados a lo largo del Grado de Ingeniería.
- Entender y aprender a usar un CAD de desarrollo de microondas como Keysight ADS.
- Obtener un diseño que cumpla lo más posible las especificaciones establecidas.
- Conocer *a priori* los problemas que pueden surgir en el diseño de un circuito a microondas.
- Desarrollar un diseño lo más posible realista utilizando sustratos comerciales.

Aplicaciones:

- Comunicaciones satelitares en banda Ku.
- SAR *radar signal processing*.
- GBSAR *radar signal processing*.

Diagrama de Gantt



Concepto/Material	Precio
Licencia ADS (estudiante)	2500 €
Ordenador portátil	650 €
Distribución GNU/Linux Debian 10	0 €
Distribución L ^A T _E X	0 €
<i>Software</i> GNU Octave	0 €
Horas de ingeniería (112)	1456 €
Total	4606 €

Suspended substrate:

circuito impreso con capa de dieléctrico suspendido entre el aire y apantallamiento.

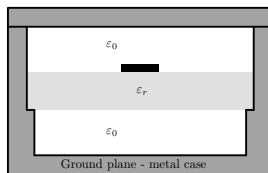


Figura 1: Tecnología *suspended substrate* con línea de transmisión *microstrip*.

Low Temperature Co-fired Ceramic:

fabricación multi-capa con materiales metálicos y cerámicos. Sinterización a temperaturas entre los 900° C y 1000° C.

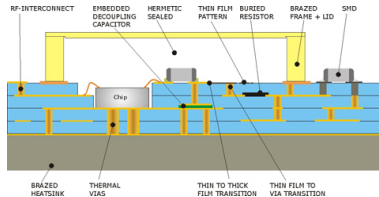


Figura 2: Tecnología LTCC.

Reflectionless: estructuras simétricas encapsuladas (MMIC)

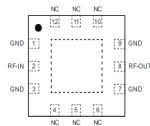
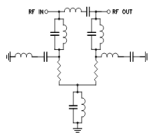


Figura 3: Minicircuits XBF-282, filtro *reflectionless*, esquema interno y *pinout*.

PCB Transmission lines:
Microstrip y *stripline*

Microstrip



Stripline



Figura 4: Líneas de transmisión planares *microstrip* y *stripline*

Materiales y sustratos:

Material/Ref. Comercial [®]	Frecuencia	ϵ_r	$\tan(\delta)$
Alumina	10 GHz	9.5 - 10	0.0003
Cuarzo fundido	10 GHz	3.78	0.0001
Parafina	10 GHz	2.24	0.0002
Polyethylene	10 GHz	2.25	0.0004
PTFE (teflón)	10 GHz	2	0.0002
Arlon DiClad [®] 880	10 GHz	2.2	0.0009
R04003 [™]	10 GHz	3.55	0.0027

Tipos de respuestas en frecuencia:

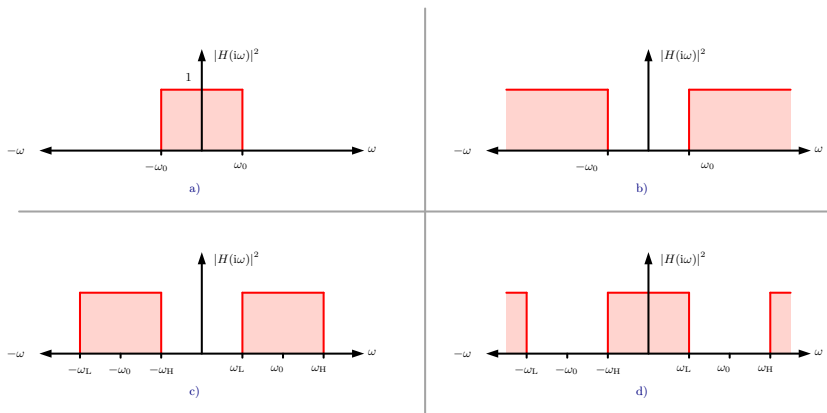


Figura 5: Respuestas ideales: a) Pasa bajo. b) Pasa alto. c) Pasa banda. d) Elimina banda.

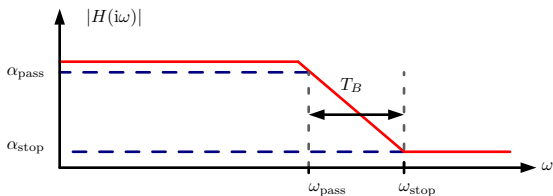


Figura 6: Respuesta con banda de transición

ω_{pass} : banda de paso (rad/s o Hz).

ω_{stop} : banda de rechazo (rad/s o Hz).

α_{pass} : atenuación (máxima) en la banda de paso (dB).

α_{stop} : atenuación (mínima) en la banda de rechazo (dB).

Función de transferencia:

$$\begin{aligned} |H(i\omega)|^2 &= \frac{1}{1 + B_n(\omega)} = \frac{1}{1 + (\omega/\omega_0)^{2n}} \\ |H(i\omega_0)|^2 &= 0,5 = 10 \log_{10} (|H(i\omega_0)|^2) = -3 \text{ dB} = \quad \forall n \end{aligned} \quad (1)$$

Orden del filtro:

$$n = \left\lceil \frac{\log \left((10^{\alpha_{\text{stop}}/10} - 1) / (10^{\alpha_{\text{pass}}/10} - 1) \right)}{2 \log (\omega_{\text{stop}}/\omega_{\text{pass}})} \right\rceil \quad (2)$$

Polos:

$$\begin{aligned} p_k &= \sigma_k + i\omega_k \\ &= -\sin \left(\frac{(2k-1)\pi}{2n} \right) + i \cos \left(\frac{(2k-1)\pi}{2n} \right) \quad k \in \{1, 2, \dots, n\} \end{aligned} \quad (3)$$

Función de transferencia:

$$|H(i\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 C_n^2(\omega)} \quad (4)$$

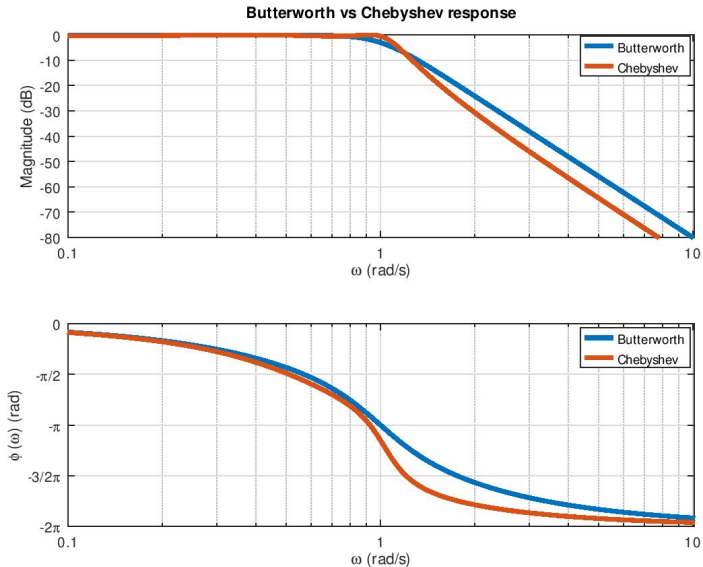
Orden del filtro:

$$n = \left\lceil \frac{\cosh^{-1} \left(\sqrt{(10^{\alpha_{\text{stop}}/10} - 1)/(10^{\alpha_{\text{pass}}/10} - 1)} \right)}{\cosh^{-1}(\omega_{\text{stop}}/\omega_{\text{pass}})} \right\rceil \quad (5)$$

Polos:

$$\begin{aligned} p_k &= \sigma_k + i\omega_k \\ &= i \cos \left(\frac{\pi(2k+1)}{2n} + i \left(\frac{\sinh^{-1}(1/\varepsilon)}{n} \right) \right) \quad k \in \{0, 1, \dots, 2n-1\} \end{aligned} \quad (6)$$

Butterworth vs Chebyshev



Transformación pasa-bajo a pasa-banda

Para el diseño del circuito pasa-banda, se aplica la transformación de frecuencia:

$$H_{bp}(\omega) = H_{lp} \left(\frac{1}{\Delta} \left(\frac{\omega^2 - \omega_H \omega_L}{\omega} \right) \right) \quad (7)$$

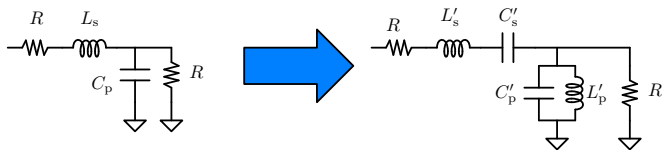


Figura 7: Transformación circuital pasa-bajo a pasa-banda

$$\begin{aligned} \Delta &= \frac{\omega_H - \omega_L}{\omega_0} \\ L'_s &= \frac{L_s R}{\Delta \omega_0} & C'_s &= \frac{\Delta}{R L_s \omega_0} \\ L'_p &= \frac{\Delta R}{\omega_0 C_p} & C'_p &= \frac{C_p}{R \Delta \omega_0} \end{aligned} \quad (8)$$

$$g_0 = g_{n+1} = R_1 = R_2 = 1$$

$$g_k = \frac{2 \sin((2k-1)\pi)}{2n} \quad k = \{1, 2, \dots, n\} \quad (9)$$

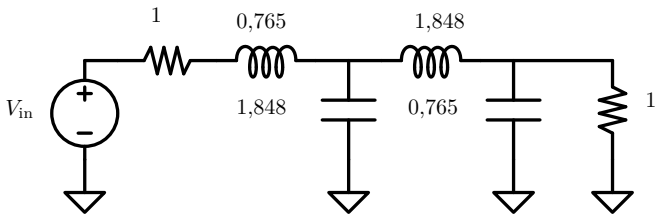


Figura 8: Filtro pasa-bajo de Butterworth del cuarto orden, normalizado.

$$\begin{aligned}
 \beta &= \ln \left(\coth \left(\frac{\alpha_{\text{pass}}}{40 \log_{10}(e)} \right) \right) \\
 \eta &= \sinh \left(\frac{\beta}{2n} \right) \\
 b_k &= \eta^2 + \sin^2 \left(\frac{k\pi}{n} \right) \quad k = \{1, 2, \dots, n\} \\
 a_k &= \frac{\sin((2k-1)\pi)}{2n} \quad k = \{1, 2, \dots, n\} \\
 g_0 &= R_1 = 1 \\
 g_1 &= \frac{2a_1}{\eta} \\
 g_k &= \frac{4(a_k a_{k-1})}{b_{k-1} g_{k-1}} \quad k = \{2, 3, \dots, n\} \\
 g_{n+1} &= R_2 = \begin{cases} 1 & n \text{ impar} \\ \coth^2(\beta/4) & n \text{ par} \end{cases}
 \end{aligned} \tag{10}$$

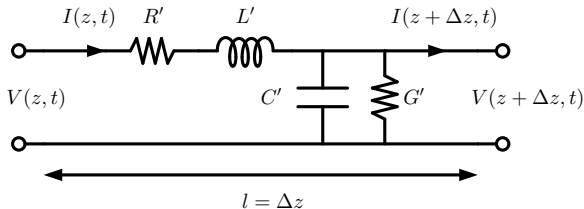


Figura 9: Modelo eléctrico de una línea de transmisión.

$$\begin{aligned}
 V(z) &= V^+ e^{-i\gamma z} + V^- e^{i\gamma z} \\
 I(z) &= I^+ e^{-i\gamma z} + I^- e^{i\gamma z} \\
 &= \frac{1}{Z_0} (V^+ e^{-i\gamma z} - V^- e^{i\gamma z})
 \end{aligned} \tag{11}$$

V^+ es la onda de tensión incidente, V^- la onda de tensión reflejada, Z_0 es la impedancia característica.

Coefficiente de reflexión y máxima transferencia de potencia

El coeficiente de reflexión es la proporción entre la onda reflejada y la onda incidente:

$$\Gamma(z) = \frac{V^-(z)}{V^+(z)} = \frac{V^- e^{i\beta z}}{V^+ e^{-i\beta z}} = \frac{V^-}{V^+} e^{i2\beta z} \quad (12)$$

Idealmente, en un circuito se quiere conseguir que $\Gamma(z) = 0$ a la frecuencia de interés, ya que de otra forma se sufriría un degrado indeseado (es decir, reflexiones) de la señal.

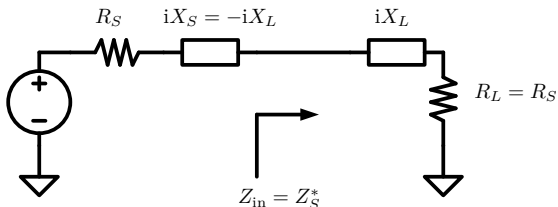


Figura 10: Condición de máxima transferencia de potencia.

Adaptación de impedancias

Adaptando las impedancias se consigue máxima transferencia de potencia desde la fuente hacia la carga y coeficiente de reflexión nulo. En un filtro eléctrico la adaptación en la banda de paso es intrínseca al diseño.

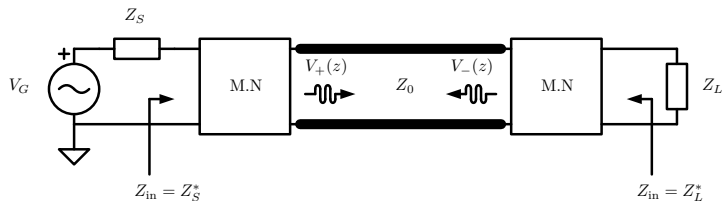


Figura 11: Esquema genérico de adaptación de impedancias con líneas de transmisión.

Stripline

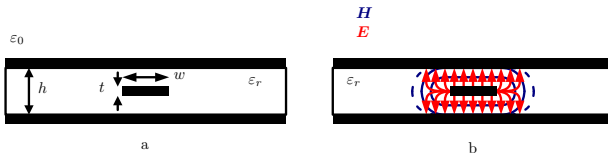


Figura 12: Línea *stripline*. (a) Estructura. (b) Campo electromagnético.

Microstrip

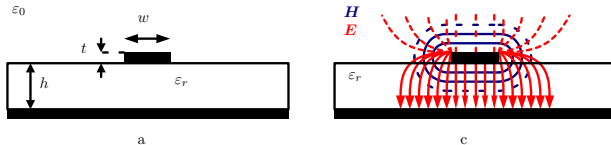


Figura 13: Línea *microstrip*. (a) Estructura. (b) Campo electromagnético.

- **Frecuencia central:** $f_0 = 17,2$ GHz, o $\omega_0 = 10,807$ rad/s
- **Banda de paso mín:** $f_{\text{passL}} = 17,1$ GHz, $f_{\text{passH}} = 17,3$ GHz, 200 MHz.
- **Banda de paso máx:** $f_{\text{passL}} = 16,95$ GHz, $f_{\text{passH}} = 17,45$ GHz, 500 MHz.
- **Banda de rechazo:** $f_{\text{stopL}} = 16,2$ GHz, $f_{\text{stopH}} = 18,2$ GHz.
- **Atenuación en la banda de paso:** $\alpha_{\text{pass}} \approx 0,1$ dB.
- **Atenuación en la banda de rechazo:** $\alpha_{\text{stop}} \approx 70$ dB.
- **Impedancia característica de referencia:** $Z_0 = 50 \Omega$.

$$\begin{aligned} b_{\text{pass}} &= f_{\text{passH}} - f_{\text{passL}} = 17,45 \text{ GHz} - 16,95 \text{ GHz} \\ b_{\text{stop}} &= f_{\text{stopH}} - f_{\text{stopL}} = 18,2 \text{ GHz} - 16,2 \text{ GHz} \end{aligned} \tag{13}$$

Estructura en líneas acopladas paralelas

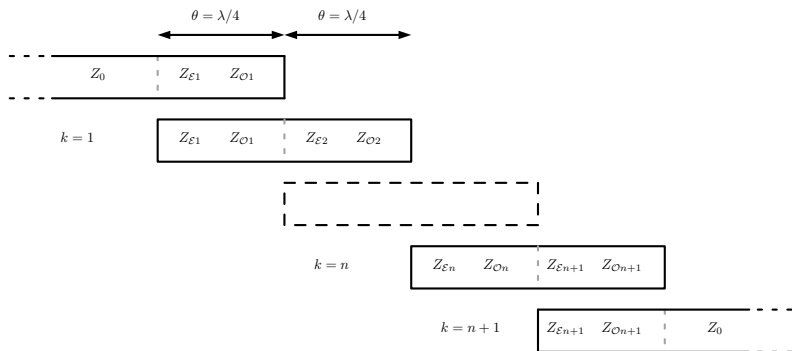


Figura 14: Estructura *parallel coupled*.

Una vez obtenidos los coeficientes del filtro, el algoritmo de diseño se puede resumir con las siguientes ecuaciones, donde $Z_{\mathcal{E}k}$ y $Z_{\mathcal{O}k}$ son respectivamente las impedancias de modo par y modo impar:

$$\begin{aligned} J_1 &= \frac{1}{Z_0} \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2g_1}} \\ J_k &= \frac{1}{Z_0} \left(\frac{\pi \Delta}{2\sqrt{g_k g_{k-1}}} \right) \quad k = 2, 3, \dots, n \\ J_{n+1} &= \frac{1}{Z_0} \left(\sqrt{\frac{\pi \Delta}{2g_n g_{n+1}}} \right) \\ Z_{\mathcal{E}k} &= Z_0(1 + J_k Z_0(1 + J_k Z_0)) \\ Z_{\mathcal{O}k} &= Z_0(1 - J_k Z_0(1 + J_k Z_0)) \end{aligned} \tag{14}$$

Calculo de dimensiones de los resonadores con ADS LineCalc:

The screenshot shows the ADS LineCalc software interface with the following settings and results:

Component: Type: SCLIN, ID: SCLIN: SCLIN_DEFAULT

Substrate Parameters: ID: SSUB_DEFAULT

Er	2.200	N/A
Mur	1.000	N/A
B	1.524	mm
T	35.000	um
Cond	5.8e7	N/A
TanD	9.000e-4	N/A
DielectricModel	1 non	N/A

Physical Parameters:

W	0.930836	mm
S	0.013782	mm
L	2.938320	mm

Electrical Parameters:

ZE	72.960	Ohm
ZO	27.040	Ohm
Z0	44.416646	Ohm
C_DB	-6.759962	N/A
E_Eff	90.000	deg

Calculated Results:

```

AE_DB = 0.011
AO_DB = 0.019
SkinDepth = 5.040e-4
    
```

Schematic Diagram: A schematic diagram of a resonator structure with dimensions W1, W2, W3, W4, S, and L. It shows a central section of width W and length L, with various spacing and width parameters.

Values are consistent

Figura 15: ADS LineCalc.

Diseño #1 - *stripline* DiClad[®] 880 - Butterworth

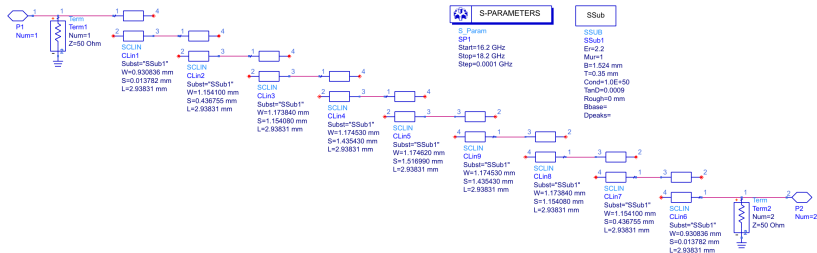


Figura 16: Esquema de filtro *stripline* según aproximación de Butterworth.

- Número de resonadores

$$n_B = \left\lceil \frac{\log \left(\frac{(10^{\alpha_{\text{stop}}/10} - 1)}{(10^{\alpha_{\text{pass}}/10} - 1)} \right)}{2 \log (b_{\text{stop}}/b_{\text{pass}})} \right\rceil = 8 \quad (15)$$

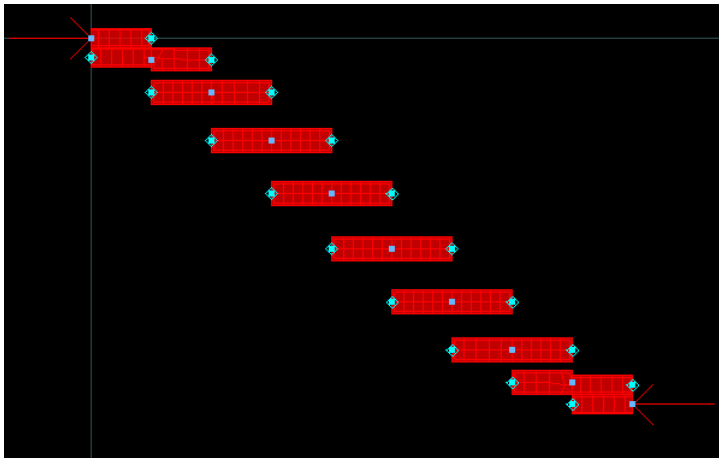


Figura 17: Layout final del filtro en líneas acopladas

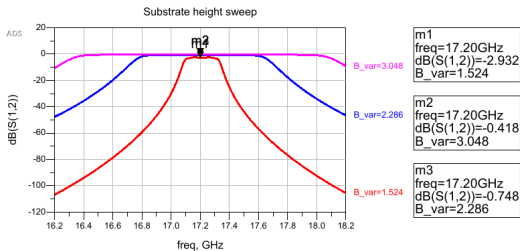


Figura 18: Simulación de la variación de altura del sustrato.

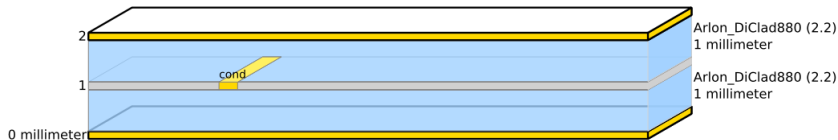


Figura 19: Sustrato de 2 mm de altura.

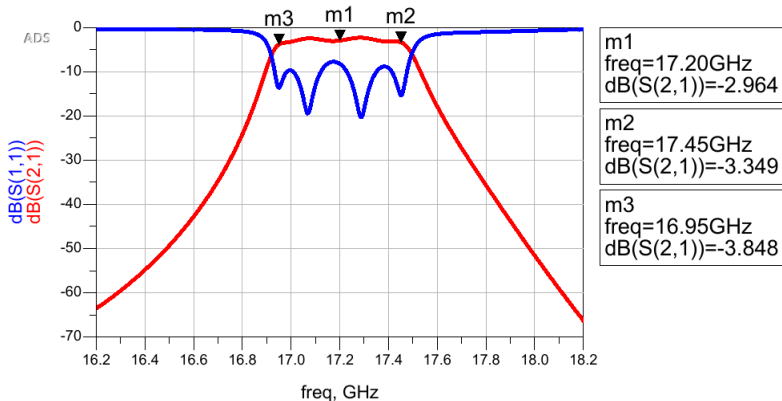


Figura 20: Diseño #1 - Resultado de simulación con sustrato de 2 mm de altura.

Diseño #3 - *stripline* DiClad[®] 880 - Chebyshev

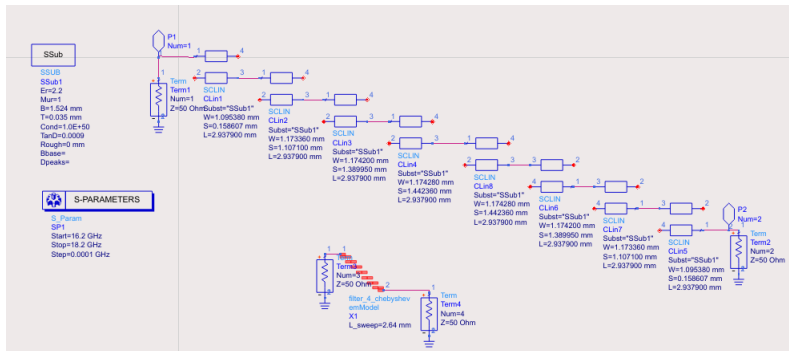


Figura 21: Filtro el líneas acopladas - Chebyshev

- Número de resonadores

$$n_C = \left\lceil \frac{\cosh^{-1} \left(\sqrt{(10^{\alpha_{\text{stop}}/10} - 1)/(10^{\alpha_{\text{pass}}/10} - 1)} \right)}{\cosh^{-1}(b_{\text{stop}}/b_{\text{pass}})} \right\rceil = 7 \quad (16)$$

Sustrato y simulación



Figura 22: Sustrato $h = 2$ mm

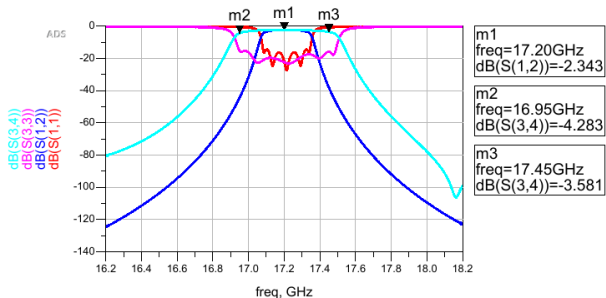


Figura 23: Diseño #3 - Simulación de la implementación con aproximación de Chebyshev.

Diseño #4 - *microstrip* DiClad[®] 880 - Chebyshev

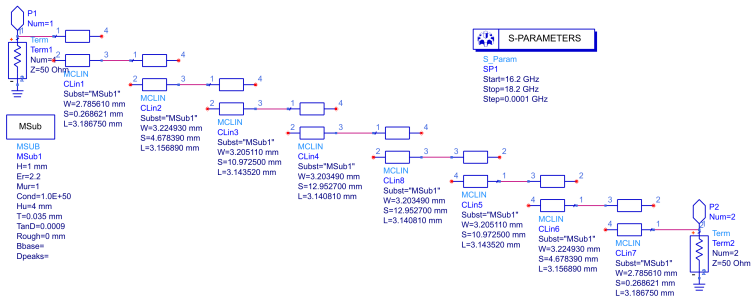


Figura 24: Esquema de filtro *stripline* según aproximación de Chebyshev.

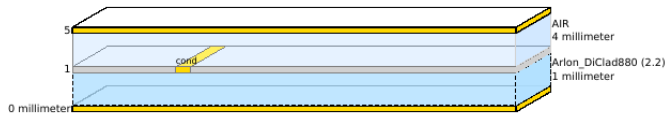


Figura 25: Sustrato de *layout* del filtro *microstrip* con aproximación de Chebyshev.

- Igual que el sustrato *stripline*, se incluye capa de cubierta para el apantallamiento (necesario a la frecuencia de trabajo en cuestión).

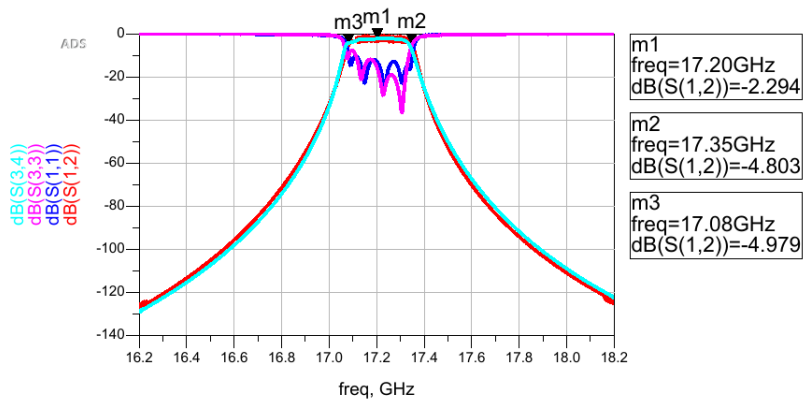


Figura 26: Diseño #4 - Simulación del filtro *microstrip* con aproximación de Chebyshev.

- Los diseños que cumplen estrictamente todas las especificaciones son el #3 y #4 ya que la atenuación en la banda de rechazo del diseño #1 no cumple exactamente los requisitos por ≈ 6 dB de diferencia.
- El diseño se hace más complicado cuanto más sea alta la frecuencia de trabajo.
- Es aconsejable elegir materiales con bajas pérdidas de dieléctrico ($\tan(\delta) \leq 0,001$).
- Ajustes necesarios de *layout*: longitud y altura sustrato.
- También para los diseños en líneas *microstrip* hay que tener en cuenta el apantallamiento.

Muchas gracias por su atención !