

UNIVERSIDAD SAN FRANCISCO DE QUITO USFQ

Colegio de Ciencias e Ingenierías

**Diseño de filtro pasa banda con líneas acopladas en
tecnología Microstrip
Proyecto de Investigación**

Aldair Leandro Peralta Pillajo

Ingeniería Electrónica

Trabajo de titulación presentado como requisito
para la obtención del título de
Ingeniero Electrónico

Quito, 12 de mayo de 2018

UNIVERSIDAD SAN FRANCISCO DE QUITO USFQ
COLEGIO DE CIENCIAS E INGENIERIAS

**HOJA DE CALIFICACIÓN
DE TRABAJO DE TITULACIÓN**

Diseño de filtro pasa banda con líneas acopladas en tecnología Microstrip

Aldair Leandro Peralta Pillajo

Calificación:

Nombre del profesor, Título académico

Santiago Navarro, Ph.D.

Firma del profesor

Quito, 12 de mayo de 2018

Derechos de Autor

Por medio del presente documento certifico que he leído todas las Políticas y Manuales de la Universidad San Francisco de Quito USFQ, incluyendo la Política de Propiedad Intelectual USFQ, y estoy de acuerdo con su contenido, por lo que los derechos de propiedad intelectual del presente trabajo quedan sujetos a lo dispuesto en esas Políticas.

Asimismo, autorizo a la USFQ para que realice la digitalización y publicación de este trabajo en el repositorio virtual, de conformidad a lo dispuesto en el Art. 144 de la Ley Orgánica de Educación Superior.

Firma del estudiante: _____

Nombres y apellidos: Aldair Leandro Peralta Pillajo

Código: 00117019

Cédula de Identidad: 1726151309

Lugar y fecha: Quito, 12 de mayo de 2018

RESUMEN

En el presente proyecto se diseña y construye un filtro pasa banda con tecnología Microstrip en líneas acopladas. El proyecto involucra el cálculo de los parámetros eléctricos Z_{0o} , Z_{0e} y los parámetros físicos de las líneas acopladas dentro de un programa implementado en Matlab. Posteriormente las respuestas obtenidas son comparadas con los resultados que entrega el software Advanced Design System (ADS) del laboratorio de nanotecnología. El modelo teórico es verificado mediante la construcción de un filtro pasa banda con frecuencia central en 2 GHz, obteniendo curvas de respuesta cercanas al modelo teórico.

Palabras clave: Filtro Pasa Banda, Chebyshev, Microstrip, Línea acoplada, Impedancia par e impar.

ABSTRACT

In this project, a bandpass filter with Microstrip technology in coupled lines is designed and built. The project involves the calculation of the electrical parameters Z_{0o} , Z_{0e} and the physical parameters of the coupled lines within a program implemented in Matlab. Subsequently, the answers obtained are compared with the results delivered by the Advanced Design System (ADS) software of the nanotechnology laboratory. The theoretical model is verified by the construction of a bandpass filter with a central frequency of 2 GHz, obtaining response curves close to the theoretical model.

Key words: Bandpass Filter, Chebyshev, Microstrip, Coupled Line, Even and Odd Impedance.

TABLA DE CONTENIDO

Introducción	10
Desarrollo del Tema.....	12
Filtros	12
Pérdidas de Inserción.....	12
Caracterización de las distintas respuestas.	13
Respuesta Chebyshev.	13
Inversores de impedancia y admitancia.....	14
Inversor de impedancia.....	14
Inversor de admitancia.....	15
Líneas de Transmisión	16
Movimiento de la señal en una línea de transmisión.....	16
Medio.....	16
Efecto Dieléctrico.....	16
Tangente de pérdida dieléctrica $\tan\delta$	17
Líneas de transmisión Microstrip.	18
Fórmulas de Diseño del Microstrip.	19
Líneas Acopladas.....	19
Fórmulas para las impedancias de las líneas de Microstrip acopladas.	22
Filtros de Líneas Acopladas.....	23
Propiedades del filtro de una sección de línea acoplada.....	23
Diseño de filtro pasa banda con líneas acopladas.	25
Resultados.....	30
Diseño de un Filtro Pasa Banda.....	30
Filtro Pasa Banda con Líneas Acopladas.	34
Diseño del Filtro Pasa Banda con sustrato y sin pérdidas.....	37
Filtro Pasa Banda con sustrato y pérdidas.	43
Análisis del Filtro con el simulador Momentum de ADS.....	44
Construcción Física y Medida.....	48
Comparaciones de Diseño.....	53
Conclusiones	55
Referencias bibliográficas	57
Anexo A: Cálculo del microstrip	58
Anexo B: Cálculo de las líneas acopladas.....	59
Anexo C: Análisis de nodos del filtro	60
Anexo D: Plano de las microlíneas	61

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1. Prototipo de respuesta Chebyshev con ripple 0.5 dB. (Pozar, 2012).....	14
Tabla 2. Prototipo de respuesta Chebyshev con ripple 3.0 dB. (Pozar, 2012).....	14
Tabla 3. Datos del Filtro a sintetizar	30
Tabla 4. Valores del prototipo pasa bajo normalizado N=5	31
Tabla 5. Valores de los elementos pasivos de un filtro pasa banda a 2GHz.....	31
Tabla 6. Especificaciones técnicas del sustrato	34
Tabla 7. Parámetros eléctricos de las líneas acopladas calculadas en Matlab	35
Tabla 8. Dimensiones físicas del filtro pasa banda calculados en ADS	38
Tabla 9. Dimensiones físicas del filtro pasa banda calculados en Matlab.....	39
Tabla 10. Impedancias características calculadas en el plano de las micro líneas	39
Tabla 11. Dimensiones físicas de la línea de transmisión a 50 Ω calculadas en ADS	41
Tabla 12. Dimensiones físicas de la línea de transmisión a 50 Ω calculadas en Matlab	42

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1. Prototipos de los Filtros.....	12
Figura 2. Red de dos puertos usados en la implementación de los Filtros	12
Figura 3. Impedancia Invertida (K): (a) Representada como una red de dos puertos; (b) El puerto dos terminado en una carga; (c) Los dos puertos implementados como una línea de transmisión de longitud lambda cuartos con una impedancia característica Z. (Steer, 2010).....	14
Figura 4. Inversor de Admitancia (J) para una red de dos puertos. (Pozar, 2012)	15
Figura 5. Topología de un Microstrip. (Steer, 2010)	18
Figura 6. Microstrip: (a) sección transversal; (b) estructura equivalente aproximada donde el strip está incrustado en un dieléctrico de extensión semi finita con una permitividad relativa ϵ_r (Steer, 2010).....	18
Figura 7. Líneas acopladas con Microstrip (Pozar, 2012)	19
Figura 8. Una línea de transmisión acoplada a tres hilos y su red de capacitancia equivalente. (Pozar, 2012).....	19
Figura 9. Excitaciones de modo par e impar para una línea acoplada, y las redes de capacitancia equivalentes resultantes. (a) Excitación de modo par. (b) Excitación de modo impar. (Pozar, 2012).....	20
Figura 10. Datos de diseño de la impedancia característica del modo par e impar para líneas simétricas acopladas en Microstrip con un sustrato de $\epsilon_r=10$. (Pozar, 2012)	22
Figura 11. Sección transversal de líneas de Microstrip simétricamente acopladas. (Steer, 2010).....	22
Figura 12. Definiciones pertenecientes a una sección de filtro de línea acoplada. (a) Una sección de línea paralela acoplada con voltaje de puerto y definiciones de corriente. (b) Una sección de línea paralela acoplada con fuentes de corriente de modo par e impar. (Pozar, 2012)	24
Figura 13. Circuito equivalente de la sección de línea acoplada. (Pozar, 2012)	25
Figura 14. (a) Diseño de un filtro pasa banda de secciones (N+1) con líneas acopladas. (b) Filtro con líneas acopladas con inversores de admitancia. (Pozar, 2012).....	27
Figura 15. Circuito equivalente para líneas de transmisión de longitud 2θ . (Pozar, 2012)	27
Figura 16. Circuito equivalente de los inversores de admitancia de secciones finales. (Pozar, 2012).....	27
Figura 17. Transformación del filtro con inversores (N=2). (Pozar, 2012).....	28
Figura 18. Circuito reducido para un filtro pasa banda de N=2. (Pozar, 2012).....	28
Figura 19. Prototipo Pasa Bajo N=5	31
Figura 20. Figura 6 2. Filtro Pasa Banda N=5 a 2 GHz.....	32
Figura 21. Pérdidas de inserción de un Filtro pasa banda N=5 a 2GHz y con ripple 3dB	33
Figura 22. Atenuación a 1.98 GHz para un filtro pasa banda N=5.....	33
Figura 23. Diseño del Filtro Pasa Banda a 2GHz con líneas acopladas sin pérdidas	36
Figura 24. Respuesta de los parámetros S obtenidos de un filtro pasa banda (N=3) con líneas acopladas sin pérdidas.....	36
Figura 25. Herramienta LineCalc de ADS para calcular las dimensiones físicas de las líneas acopladas en un Microstrip	38
Figura 26. Gráfico de las Micro líneas acopladas para las secciones 1 y 6	40
Figura 27. Gráfico de las Micro líneas acopladas para las secciones 2 y 5	40
Figura 28. Gráfico de las Micro líneas acopladas para las secciones 3 y 4	41
Figura 29. Dimensiones Físicas del Filtro Pasa Banda con líneas acopladas sin pérdidas.....	42
Figura 30. Respuesta del filtro Pasa Banda con sustrato y sin pérdidas	43

Figura 31. Adición de pérdidas ($\text{Tan } D=0.015$) en el sustrato.....	44
Figura 32. Layout del Filtro Pasa Banda a 2 GHz con líneas Acopladas en tecnología Microstrip.....	44
Figura 33. Creación del sustrato dentro del módulo Momentum en ADS.....	45
Figura 34. Discontinuidades más comunes en un Microstrip.....	46
Figura 35. Mallado del filtro Pasa Banda a 2GHz con líneas acopladas y tecnología Microstrip.....	47
Figura 36. Respuesta del análisis de onda completa de un filtro Pasa Banda a 2GHz con líneas acopladas en Microstrip con pérdidas.....	47
Figura 37. Layout en transparencia del Filtro Pasa Banda.....	49
Figura 38. Filtro Pasa Banda luego de ser sumergido en el revelador.....	49
Figura 39. Filtro Pasa Banda con líneas acopladas.....	49
Figura 40. Medición del filtro pasa banda con líneas acopladas en el analizador de redes.....	50
Figura 41. Parámetros de dispersión S de las líneas acopladas en Microstrip medidas en el analizador de redes.....	51
Figura 42. Parámetros de dispersión S12 y S21 de las líneas acopladas en Microstrip medidas en el analizador de redes.....	51
Figura 43. Comparación de los parámetros de dispersión S12 y S21 de las líneas acopladas en Microstrip medidas en el analizador de redes.....	52
Figura 44. Comparación de los parámetros de dispersión S11 y S22 de las líneas acopladas en Microstrip medidas en el analizador de redes.....	52
Figura 45. Separación del Microstrip.....	54
Figura 46. Ancho del Microstrip.....	54

INTRODUCCIÓN

Los filtros son una parte esencial en los sistemas de comunicación. Existen distintos tipos de filtros que se utilizan dentro los sistemas de comunicación y son clasificados como filtros pasa bajo, filtros pasa alto, filtros pasa banda y filtros rechaza banda. Además, el filtro pasa banda de microondas es un dispositivo fundamental que contribuye al rendimiento general de un sistema de comunicación inalámbrico, ya sea en la recepción o transmisión de dispositivos, para filtrar la frecuencia no deseada (Kadam, 2015).

En microondas el filtro pasa banda con líneas acopladas es un circuito muy utilizado debido a su bajo costo de fabricación y su fácil integración dentro de un sistema. La fabricación de este tipo de filtros es relativamente sencilla en Microstrips, para anchos de banda inferiores al 10 % de la frecuencia central. Para anchos de banda superiores es más complicado, ya que las líneas son muy acopladas y resultan difíciles de fabricar (Pozar, 2012).

El principal motivo para trabajar con este tipo de filtros es la demanda que existe dentro de la industria de las comunicaciones, se ha podido observar que en los últimos 15 años la industria de la comunicación ha evolucionado a nivel mundial, dejando atrás las bajas frecuencias y optando por trabajar con grandes espectros de frecuencia que ofrece las comunicaciones por microondas. Esto se ve reflejado en los servicios que se encuentran disponibles hoy en día, tales como la telefonía celular, localizadores satelitales, enlaces satélites, televisión satelital entre otras tecnologías.

El objetivo principal de este proyecto es encontrar los parámetros eléctricos y físicos de un filtro pasa banda con frecuencia central en 2 GHz y un ancho de banda del 3%, para lo cual se utilizará software ADS, así como los programas desarrollados en

Matlab. Una vez encontrada las dimensiones físicas del filtro se procederá a construirlo y a obtener los parámetros de dispersión S para finalmente sean que comparados con las respuestas teóricas obtenidas

DESARROLLO DEL TEMA

Filtros

Los filtros son elementos importantes y muy utilizados dentro la radiofrecuencia. Además, un filtro ideal es el que tiene cero pérdidas de inserción, una respuesta de fase lineal en la banda pasante y atenuación infinita en la banda de corte. Pero evidentemente en la práctica estos filtros no existen, pues siempre existirán pérdidas de inserción dentro de la banda pasante.

Además, existen dos prototipos de filtros pasa bajos y son presentados en la figura 1.

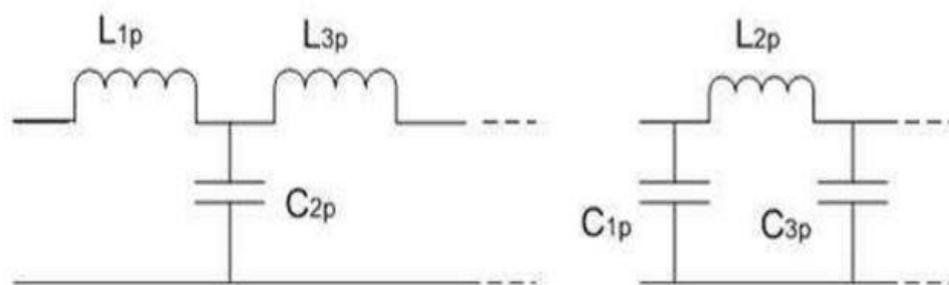


Figura 1. Prototipos de los Filtros

Pérdidas de Inserción.

Si se considera a un filtro como una red de dos puertos, se obtiene la siguiente relación de potencias:

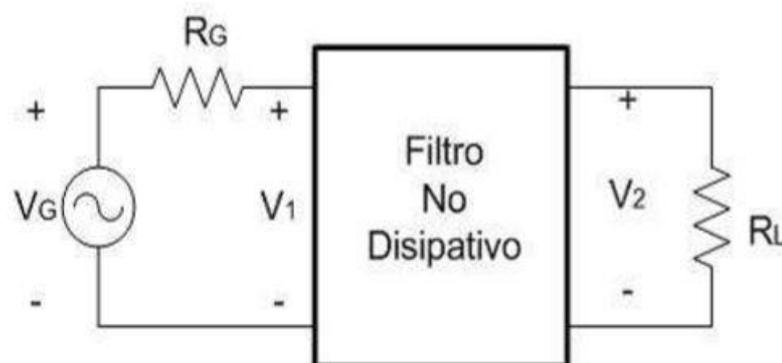


Figura 2. Red de dos puertos usados en la implementación de los Filtros

$$\frac{P_{max}}{P_2} = \left| \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_L}{R_G}} \frac{V_G}{V_2} \right|^2 \geq 1 \quad (1)$$

A menudo esta relación se la mide en decibeles y se le denomina pérdidas de inserción (IL(dB)):

$$IL(dB) = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{max}}{P_2} \right) \quad (2)$$

Caracterización de las distintas respuestas.

Existen distintas respuestas a la hora de diseñar un filtro, pero la utilizada en este proyecto es Chebyshev.

Respuesta Chebyshev.

Conocido también como respuesta Equal Ripple. Esta respuesta es óptima, es decir proporciona el corte más marcado. La característica de transmisión de estos filtros es:

$$T_{CH} = \frac{1}{1 + \epsilon^2 C_n^2(\omega)} = |H|^2 \quad (3)$$

La atenuación de este tipo de filtros es:

$$A_{Ch}(dB) = 10 \log_{10} [1 + \epsilon^2 C_n^2(\omega)] \quad (4)$$

La atenuación máxima en la banda pasante es:

$$R = A_{ChM}(dB) = 10 \log_{10} [1 + \epsilon^2] \quad (5)$$

A continuación, se muestra los valores prototipo de un filtro pasa bajo con respuesta Chebyshev para un rizado de 0.5 dB y 3.0 dB respectivamente.

Tabla 1. Prototipo de respuesta Chebyshev con ripple 0.5 dB. (Pozar, 2012)

N	0.5 dB Ripple										
	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}	g_{11}
1	0.6986	1.0000									
2	1.4029	0.7071	1.9841								
3	1.5963	1.0967	1.5963	1.0000							
4	1.6703	1.1926	2.3661	0.8419	1.9841						
5	1.7058	1.2296	2.5408	1.2296	1.7058	1.0000					
6	1.7254	1.2479	2.6064	1.3137	2.4758	0.8696	1.9841				
7	1.7372	1.2583	2.6381	1.3444	2.6381	1.2583	1.7372	1.0000			
8	1.7451	1.2647	2.6564	1.3590	2.6964	1.3389	2.5093	0.8796	1.9841		
9	1.7504	1.2690	2.6678	1.3673	2.7239	1.3673	2.6678	1.2690	1.7504	1.0000	
10	1.7543	1.2721	2.6754	1.3725	2.7392	1.3806	2.7231	1.3485	2.5239	0.8842	1.9841

Tabla 2. Prototipo de respuesta Chebyshev con ripple 3.0 dB. (Pozar, 2012)

N	3.0 dB Ripple										
	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}	g_{11}
1	1.9953	1.0000									
2	3.1013	0.5339	5.8095								
3	3.3487	0.7117	3.3487	1.0000							
4	3.4389	0.7483	4.3471	0.5920	5.8095						
5	3.4817	0.7618	4.5381	0.7618	3.4817	1.0000					
6	3.5045	0.7685	4.6061	0.7929	4.4641	0.6033	5.8095				
7	3.5182	0.7723	4.6386	0.8039	4.6386	0.7723	3.5182	1.0000			
8	3.5277	0.7745	4.6575	0.8089	4.6990	0.8018	4.4990	0.6073	5.8095		
9	3.5340	0.7760	4.6692	0.8118	4.7272	0.8118	4.6692	0.7760	3.5340	1.0000	
10	3.5384	0.7771	4.6768	0.8136	4.7425	0.8164	4.7260	0.8051	4.5142	0.6091	5.8095

Inversores de impedancia y admitancia.

Inversor de impedancia.

Los inversores de impedancia son utilizados en el diseño de filtros pasa banda o rechaza banda con anchos de banda pequeños (menores al 10%).

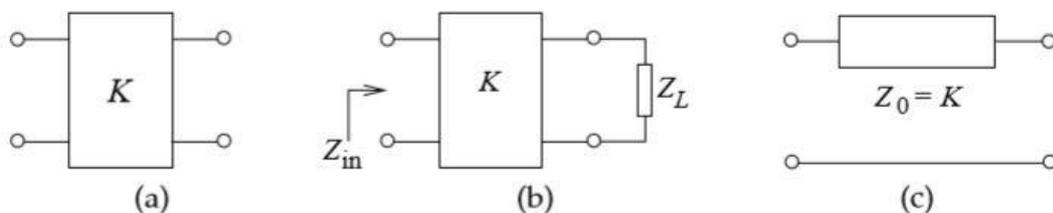


Figura 3. Impedancia Invertida (K): (a) Representada como una red de dos puertos; (b) El puerto dos terminado en una carga; (c) Los dos puertos implementados como una línea de transmisión de longitud $\lambda/4$ con una impedancia característica $Z_0 = K$. (Steer, 2010)

La propiedad constructiva del inversor es $Z_{in} = \frac{K^2}{Z_L} = \frac{1}{Y_{in}}$, es decir el inversor invierte la impedancia de carga y lo escala. Además, si la carga es inductiva/capacitiva, Z_{in} se convertirá en capacitiva/inductiva respectivamente, por lo cual el inversor tiene un desplazamiento en fase de $\pm 90^\circ$ y sus parámetros en la matriz ABCD son:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \pm jK \\ \pm \frac{1}{jK} & 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$J = \frac{1}{K} \quad (7)$$

Además, un inversor de impedancia puede ser representado como una línea de transmisión de longitud $\lambda/4$ con una carga Z_L .

Inversor de admitancia.

De igual forma los inversores de impedancia son utilizados en el diseño de filtros pasa banda o rechaza banda.

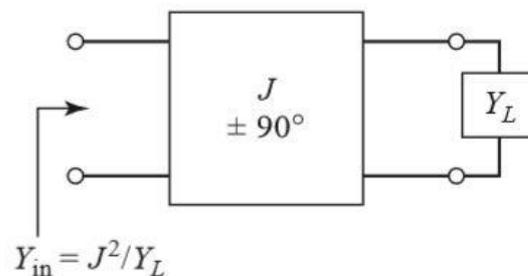


Figura 4. Inversor de Admitancia (J) para una red de dos puertos. (Pojar, 2012)

La propiedad constructiva del inversor es $Y_{in} = \frac{J^2}{Y_L} = \frac{1}{Z_{in}}$ y de igual manera el inversor de admitancia tiene un desplazamiento en fase de $\pm 90^\circ$ grados, por lo cual la matriz ABCD es:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \pm \frac{1}{jJ} \\ \pm jJ & 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

Finalmente, este inversor puede ser representado por una línea de transmisión de longitud $\lambda/4$ con una admitancia característica $Y_0 = J$.

Líneas de Transmisión

Movimiento de la señal en una línea de transmisión.

Un pulso se mueve por la línea sin pérdidas a la velocidad de fase, v_p . Donde ε y μ son propiedades del material

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}} \quad (9)$$

En un vacío $\varepsilon = \varepsilon_0$, la permitividad en el espacio libre, y $\mu = \mu_0$, la permeabilidad del espacio libre y son:

$$\varepsilon_0 = 8.854 \times 10^{12} \text{ F.m}^{-1}$$

$$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H.m}^{-1}$$

Por lo cual, en un espacio libre, o en una línea coaxial llena de aire:

$$v_p = c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}} = 3 \times 10^8 \text{ m.s}^{-1}$$

Además, un dieléctrico no puede tener una constante dieléctrica menor que ε_0 , por lo tanto, es conveniente usar la permitividad relativa ε_r , definida como:

$$\varepsilon_r = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} \quad (10)$$

Medio.

Efecto Dieléctrico.

La presencia de un material dieléctrico entre los conductores cambia las características dieléctricas de la interconexión. Con un dieléctrico, la aplicación de un campo eléctrico mueve los centros de carga positiva y negativa a nivel atómico y molecular.

$$\varepsilon_r = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0}$$

Las constantes dieléctricas, ε_r , más usadas van desde 2.08 para Teflón, que son usados en PCB, 3.8 - 4.2 para dióxido de silicio (SiO₂) y 4.3 - 4.5 placa de circuito FR4.

Tangente de pérdida dieléctrica $\tan\delta$.

Las pérdidas de un dieléctrico se generan de dos casos. El primero es la amortiguación dieléctrica, y el segundo por pérdidas de conducción en el dieléctrico. La primera se genera por el movimiento de los centros de carga, dando como resultado una distorsión mecánica de la red dieléctrica. Por lo cual se agrega un término imaginario en la permeabilidad de la siguiente forma:

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'' = \varepsilon_0(\varepsilon'_r - j\varepsilon''_r) \quad (11)$$

Si no existe pérdida de amortiguación dieléctrica $\varepsilon'' = 0$.

El otro tipo de pérdida que se genera en el dieléctrico se origina debido al movimiento de los portadores de carga dentro del dieléctrico. Por lo cual se introduce una tangente de pérdida de la siguiente manera:

$$\tan\delta = \frac{\omega\varepsilon'' + \sigma}{\omega\varepsilon'} \quad (12)$$

Si definimos la constante de propagación compleja γ

$$\gamma = \alpha + j\beta = j\omega\sqrt{\mu\varepsilon'} \sqrt{1 - \frac{j\omega\varepsilon'' + \sigma}{\omega\varepsilon'}} = j\omega\sqrt{\mu\varepsilon'} \sqrt{1 - j\tan\delta} \quad (13)$$

Donde α es la constante de atenuación que presentan las pérdidas en el medio de propagación y β es la constante de propagación en el medio, la permitividad real de un medio es $\varepsilon' = \varepsilon_r\varepsilon_0$ y la permeabilidad $\mu = \mu_0$.

Finalmente, para calcular el factor de calidad con una tangente de pérdidas específica, se calcula γ de la ecuación 32, se calcula $\alpha = \text{Re}(\gamma)$ y se obtiene Q.

$$Q = \frac{\beta}{2\alpha} = \frac{2\pi}{2\lambda\alpha} = \frac{\pi f_0 \sqrt{\epsilon_r}}{C\alpha} \quad (14)$$

Líneas de transmisión Microstrip.

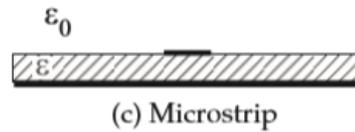


Figura 5. Topología de un Microstrip. (Steer, 2010)

Las líneas de transmisión con conductores incrustados en un medio dieléctrico no homogéneo no pueden soportar un modo TEM puro. Una parte del campo se encuentra en el aire y la otra parte se encuentra en el dieléctrico que se encuentra entre el conductor y la capa de tierra.

En la figura 6 se puede observar la distribución de campos en un medio no homogéneo y en el espacio libre. Por lo tanto, la permeabilidad efectiva ϵ_e de una línea de Microstrip es:

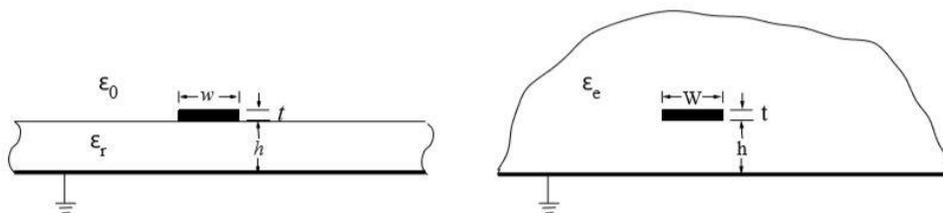


Figura 6. Microstrip: (a) sección transversal; (b) estructura equivalente aproximada donde el strip está incrustado en un dieléctrico de extensión semi finita con una permitividad relativa ϵ_e (Steer, 2010)

Por lo tanto:

$$\epsilon_e = \frac{C}{C_{air}} \quad (15)$$

Además, la constante dieléctrica efectiva puede ser interpretada como la constante dieléctrica que reemplaza el aire y las regiones dieléctricas del Microstrip.

$$1 < \epsilon_e < \epsilon_r \quad (16)$$

Fórmulas de Diseño del Microstrip.

Las fórmulas de diseño que calculan las dimensiones físicas del Microstrip a partir de las propiedades eléctricas, fueron extraídas de (Steer, 2010) y fueron implementadas en un programa de Matlab que se presenta en el Anexo A.

Líneas Acopladas.

Cuando dos líneas de transmisión sin blindaje se encuentran muy cerca, la potencia de una puede acoplarse a la otra debido a la interacción de los campos electromagnéticos, a esta clase de líneas se las conoce como líneas de transmisión acopladas.

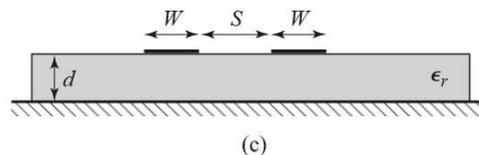


Figura 7. Líneas acopladas con Microstrip (Pozar, 2012)

En la figura 7 se muestran líneas acopladas simétricas, lo que significa que ambas tienen el mismo ancho y la misma posición con respecto a tierra.



Figura 8. Una línea de transmisión acoplada a tres hilos y su red de capacitancia equivalente. (Pozar, 2012)

Las características eléctricas de las líneas acopladas se determinan a partir de las capacitancias efectivas entre las líneas y la velocidad de propagación de la línea. Como se observa en la figura 8, C_{12} representa una capacitancia entre las dos cintas conductoras, mientras que C_{11} y C_{22} representan las capacitancias entre la línea y el plano de tierra, pero como las líneas conductoras son idénticas, entonces:

$$C_{11} = C_{22}$$

Dentro de las líneas acopladas existen dos tipos de respuestas. **El modo par**, aquí las corrientes en las tiras conductoras son iguales en amplitud y en dirección. **El modo impar**, aquí las corrientes en las tiras de conductoras son iguales en amplitud, pero con direcciones opuestas, lo que resulta una pared eléctrica en la simetría del plano. Este fenómeno se presenta en la figura 9.

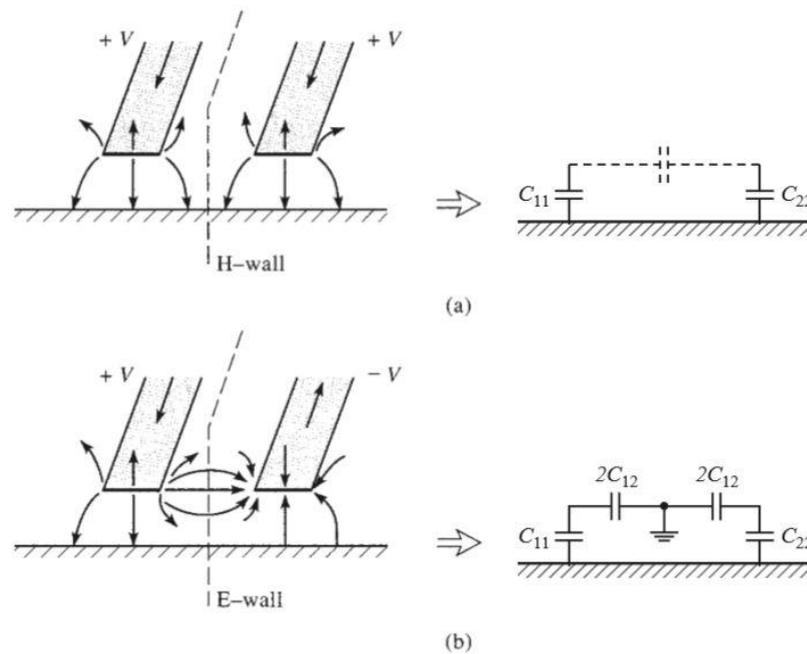


Figura 9. Excitaciones de modo par e impar para una línea acoplada, y las redes de capacitancia equivalentes resultantes. (a) Excitación de modo par. (b) Excitación de modo impar. (Poazar, 2012)

Como la línea es TEM, la constante de propagación y la velocidad de propagación para ambos nodos son: $\beta = \frac{\omega}{v_p}$ y $v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$.

Para el modo par, el campo eléctrico tiene simetría sobre la línea central, por cual no fluye corriente entre las dos tiras de conductores, esto se muestra en la figura 9 (a) donde C_{12} es un circuito abierto y la capacitancia resultante de cualquiera de las líneas con respecto a tierra para el modo par es:

$$C_e = C_{11} = C_{22} \quad (17)$$

Asumiendo que las dos tiras conductoras son iguales en tamaño y en ubicación, la impedancia característica para el modo par es:

$$Z_{oe} = \sqrt{\frac{L_e}{C_e}} = \frac{\sqrt{L_e C_e}}{C_e} = \frac{1}{v_p C_e} \quad (18)$$

Para el modo impar, el campo eléctrico de las líneas posee una simetría impar en el centro de la línea y existe un voltaje nulo entre las dos líneas conductoras. Lo que se puede asumir como un plano de tierra en el medio de C_{12} , este circuito se muestra en la figura 9 (b), y la capacitancia efectiva entre cualquier línea conductora y tierra es:

$$C_o = C_{11} + 2C_{12} = 2C_{12} + C_{22} \quad (19)$$

La impedancia característica para el modo impar es:

$$Z_{oo} = \sqrt{\frac{L_o}{C_o}} = \frac{\sqrt{L_o C_o}}{C_o} = \frac{1}{v_p C_o} \quad (20)$$

Entonces, Z_{oo} (Z_{oe}) es la impedancia característica de unas de las líneas conductoras con respecto a tierra cuando la línea acoplada trabaja en modo par (impar).

Para una Microstrip acoplado simétrico, el grafico de la figura 10 es usado para determinar los anchos y los espaciados del Microstrip necesarios para un conjunto de impedancias características, Z_{oe} , Z_{oo} y una constante dieléctrica. Además, para una línea acoplada con tecnología Microstrip los resultados no pueden ser escalados así que el gráfico debe ser diseñado para un valor específico de constante dieléctrica. La figura 10 muestra un diseño para líneas acopladas con tecnología Microstrip con un sustrato de $\epsilon_r = 10$.

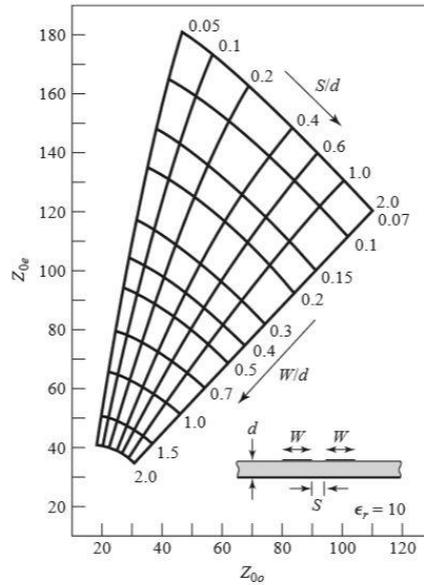


Figura 10. Datos de diseño de la impedancia característica del modo par e impar para líneas simétricas acopladas en Microstrip con un sustrato de $\epsilon_r=10$. (Pozar, 2012)

Fórmulas para las impedancias de las líneas de Microstrip acopladas.

A continuación, se presentan las fórmulas para calcular las impedancias características del modo par e impar y la permeabilidad efectiva de las líneas acopladas, donde u es el ancho normalizado y g es la separación del gap normalizado.

$$\begin{aligned} u &= w/h \\ g &= s/h \end{aligned} \quad (21)$$

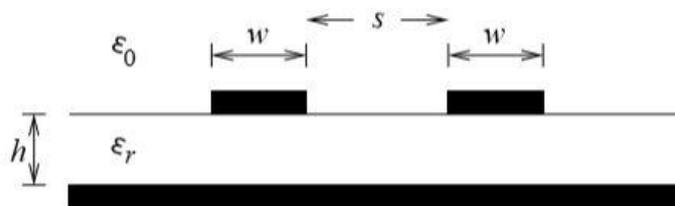


Figura 11. Sección transversal de líneas de Microstrip simétricamente acopladas. (Steer, 2010)

Parámetros del modo par de las líneas acopladas

La impedancia característica del modo par es:

$$Z_{0e}(u, g) = \frac{Z_{01e}(u, g)}{\sqrt{\epsilon_{ee}(u, g, \epsilon)}} \quad (22)$$

Parámetros del modo impar de las líneas acopladas

La impedancia característica del modo impar es:

$$Z_{0o}(u, g) = \frac{Z_{01o}(u, g)}{\sqrt{\epsilon_{eo}(u, g, \epsilon)}} \quad (23)$$

Las fórmulas que calculan los parámetros eléctricos del Microstrip a partir de las dimensiones físicas, fueron extraídas de (Steer, 2010) y fueron implementadas en un programa de Matlab que se presenta en el Anexo B.

Filtros de Líneas Acopladas

Las líneas de acopladas son usadas para construir gran variedad de filtros, uno de ellos son los filtros pasa banda de multi sección en forma de Microstrip para anchos de banda inferiores al 10%.

Propiedades del filtro de una sección de línea acoplada.

Una sección de línea acoplada se muestra en la figura 12 (a) con voltajes de puerto y corrientes. De aquí se obtendrá la matriz impedancia de un circuito abierto para la red de cuatro puertos considerando la topología de la figura 12 (b). Las fuentes de corriente i_1 e i_3 conducen la línea en el modo par e i_2 e i_4 conducen la línea en el modo impar (Pozar, 2012)

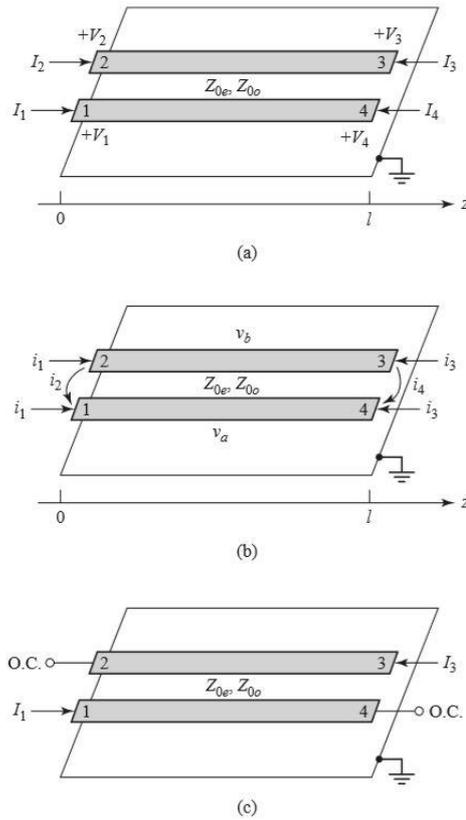


Figura 12. Definiciones pertenecientes a una sección de filtro de línea acoplada. (a) Una sección de línea paralela acoplada con voltaje de puerto y definiciones de corriente. (b) Una sección de línea paralela acoplada con fuentes de corriente de modo par e impar. (Poza, 2012)

Realizando el análisis de ondas la matriz impedancia de circuito abierto $[Z]$ que describe el comportamiento de las líneas acopladas de cuatro puertos es:

$$\begin{aligned}
 Z_{11} = Z_{22} = Z_{33} = Z_{44} &= \frac{-j}{2} (Z_{0e} + Z_{0o}) \cot \theta \\
 Z_{12} = Z_{21} = Z_{34} = Z_{43} &= \frac{-j}{2} (Z_{0e} - Z_{0o}) \cot \theta \\
 Z_{13} = Z_{31} = Z_{24} = Z_{42} &= \frac{-j}{2} (Z_{0e} - Z_{0o}) \csc \theta \\
 Z_{14} = Z_{41} = Z_{23} = Z_{32} &= \frac{-j}{2} (Z_{0e} + Z_{0o}) \csc \theta
 \end{aligned}
 \tag{24}$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} = [Z] \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix}
 \tag{25}$$

En un filtro pasa banda la red de 4 puertos tiene 2 puertos con terminaciones de circuito abierto, por la facilidad de fabricar circuito abiertos en Microstrip, como se

observa en la figura 12 (c). Por lo cual $I_2 = I_4 = 0$, entonces la matriz impedancia se reduce a:

$$\begin{aligned} V_1 &= Z_{11}I_1 + Z_{13}I_3 \\ V_3 &= Z_{31}I_1 + Z_{33}I_3 \end{aligned} \quad (26)$$

De aquí se analiza las características del filtro calculando la impedancia la imagen (que es la misma en los puertos 1 y 3) y la constante de propagación.

$$Z_i = \sqrt{Z_{11}^2 - \frac{Z_{11}Z_{13}^2}{Z_{33}}} \quad (27)$$

$$Z_i = \frac{1}{2} \sqrt{(Z_{0e} - Z_{0o})^2 \csc^2 \theta^2 - (Z_{0e} + Z_{0o})^2 \cot^2 \theta^2}$$

Cuando la sección de la línea acoplada es de longitud $\lambda/4$ ($\theta = \pi/2$) la impedancia imagen se reduce a:

$$Z_i = \frac{1}{2} (Z_{0e} - Z_{0o}) \quad (28)$$

La cual es real y positiva, ya que $Z_{0e} > Z_{0o}$.

Y la constante de propagación es:

$$\cos \beta = \sqrt{\frac{Z_{11}Z_{33}}{Z_{13}^2}} = \frac{Z_{11}}{Z_{33}} = \frac{Z_{0e} + Z_{0o}}{Z_{0e} - Z_{0o}} \cos \theta \quad (29)$$

Diseño de filtro pasa banda con líneas acopladas.

Una sola sección de línea acoplada puede ser moldeada como:

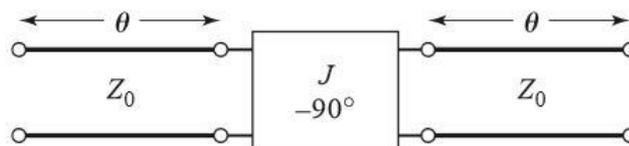


Figura 13. Circuito equivalente de la sección de línea acoplada. (Pozar, 2012)

Los parámetros ABCD del circuito equivalente de la figura 13.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(JZ_0 + \frac{1}{JZ_0} \right) \sin \theta \cos \theta & j \left(JZ_0^2 \sin^2 \theta - \frac{\cos^2 \theta}{J} \right) \\ j \left(\frac{1}{JZ_0^2} \sin^2 \theta - J \cos^2 \theta \right) & \left(JZ_0 + \frac{1}{JZ_0} \right) \sin \theta \cos \theta \end{bmatrix} \quad (30)$$

Como es una red de dos puertos simétricos $A = D$ y las impedancias imagen en los dos puertos son iguales:

$$Z_i = \sqrt{\frac{AB}{CD}} = \sqrt{\frac{B}{C}} = \sqrt{\frac{\left(JZ_0^2 \sin^2 \theta - \frac{\cos^2 \theta}{J} \right)}{\left(\frac{1}{JZ_0^2} \sin^2 \theta - J \cos^2 \theta \right)}} \quad (31)$$

Como la frecuencia central es ($\theta = \pi/2$) se reduce:

$$Z_i = JZ_0^2 \quad (32)$$

La constante de propagación es:

$$\cos \beta = \sqrt{AD} = A = \left(JZ_0 + \frac{1}{JZ_0} \right) \sin \theta \cos \theta \quad (33)$$

Evaluando las ecuaciones 28, 29, 32, 33 obtenemos las impedancias de línea del modo par y del modo impar.

$$\begin{aligned} Z_{0e} &= Z_0 [1 + JZ_0 + (JZ_0)^2] \\ Z_{0o} &= Z_0 [1 - JZ_0 + (JZ_0)^2] \end{aligned} \quad (34)$$

Ahora se considera un filtro pasa banda compuesto por cascadas de secciones de líneas acopladas $N+1$ como en la figura 14 (a), donde su circuito equivalente se muestra en la figura 14 (b).

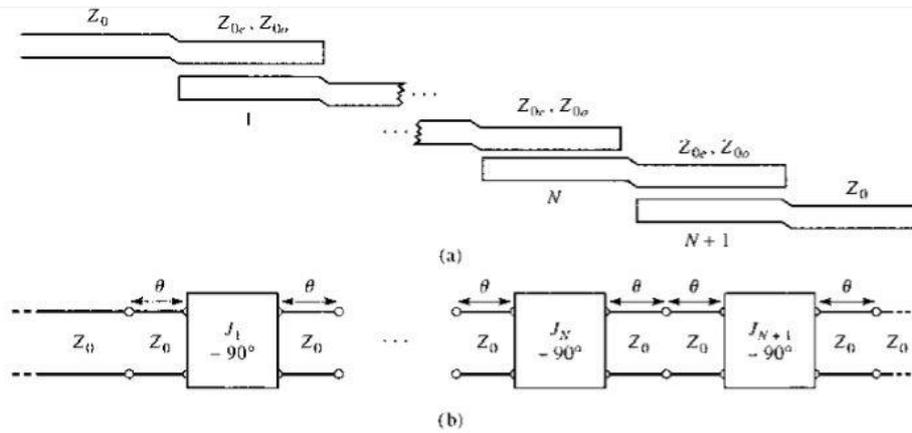


Figura 14. (a) Diseño de un filtro pasa banda de secciones $(N+1)$ con líneas acopladas. (b) Filtro con líneas acopladas con inversores de admitancia. (Pozar, 2012)

Entre dos inversores consecutivos existe una sección línea de transmisión de longitud 2θ o de $\lambda/2$ de longitud y tiene un circuito equivalente de un resonante en paralelo.

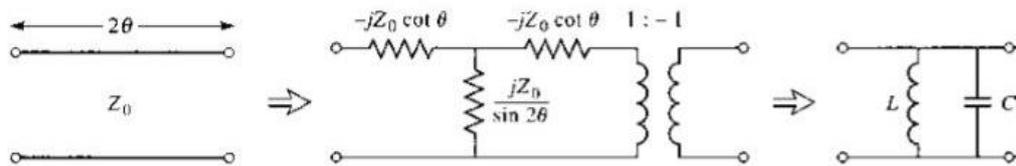


Figura 15. Circuito equivalente para líneas de transmisión de longitud 2θ . (Pozar, 2012)

Las secciones finales las líneas acopladas son tratados de diferente forma. Las líneas transmisión de longitud θ de cada extremo del filtro son ignorados y los inversores finales, J_1 y J_{N+1} , son representados como un transformador seguido de una sección de línea acoplada de $\lambda/4$.



Figura 16. Circuito equivalente de los inversores de admitancia de secciones finales. (Pozar, 2012)

Usando estas transformaciones el circuito de la figura 14 (b) se transforma en el circuito de la figura 17 que corresponde a un circuito de líneas acopladas de $N=2$.

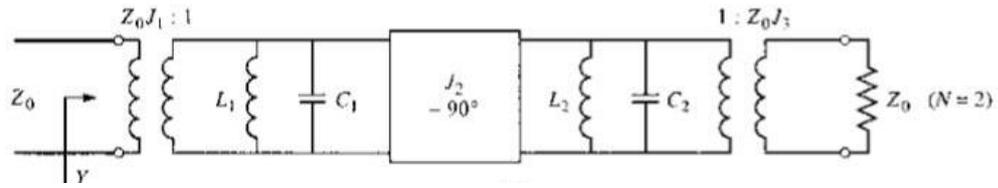


Figura 17. Transformación del filtro con inversores ($N=2$). (Pozar, 2012)

Además, la admitancia invertida tiene el efecto de transformar un circuito LC resonante paralelo en un circuito LC resonante en serie como se muestra en la figura 18 y corresponde a la topología de un filtro pasa banda.

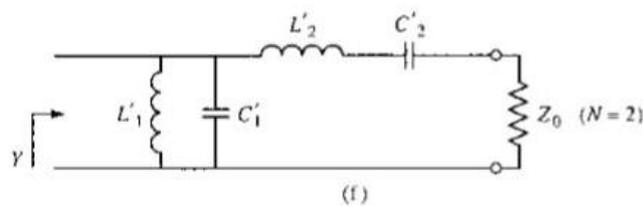


Figura 18. Circuito reducido para un filtro pasa banda de $N=2$. (Pozar, 2012)

Esto permitirá que las constantes de la admitancia invertida J_n sean determinados a partir de los valores de un prototipo pasa bajo.

Con referencia a la figura 17 la admitancia vista en la entrada del filtro es:

$$Y = \frac{1}{J_1^2 Z_0^2} \left\{ j \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) + \frac{J_2^2}{j \sqrt{\frac{C_2}{L_2}} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) + Z_0 J_3^2} \right\} \quad (35)$$

Y la admitancia vista en el circuito de la figura 18 es:

$$Y = j \sqrt{\frac{C'_1}{L'_1}} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) + \frac{1}{j \sqrt{\frac{L'_2}{C'_2}} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) + Z_0} \quad (36)$$

Estos resultados son idénticos, por lo cual estos dos circuitos serán equivalentes si se cumplen las siguientes condiciones.

$$\begin{aligned}
\frac{1}{J_1^2 Z_0^2} \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} &= \sqrt{\frac{C'_1}{L'_1}} \\
\frac{J_1^2 Z_0^2}{J_2^2} \sqrt{\frac{C_2}{L_2}} &= \sqrt{\frac{L'_2}{C'_2}} \\
\frac{J_1^2 Z_0^3 J_3^2}{J_2^2} &= Z_0
\end{aligned} \tag{37}$$

Y L'_n y C'_n se determinan desde un prototipo de filtro pasa bajo que se ha sido escalado en impedancia y transformada la frecuencia:

$$\begin{aligned}
L'_1 &= \frac{\Delta Z_0}{\omega_0 g_1} & L'_2 &= \frac{g_2 Z_0}{\Delta \omega_0} \\
C'_1 &= \frac{g_1}{\Delta \omega_0 g_1} & C'_2 &= \frac{\Delta}{\omega_0 g_2 Z_0}
\end{aligned} \tag{38}$$

Relacionando las ecuaciones 37 y 38, obtenemos (para $N = 2$):

$$\begin{aligned}
J_1 Z_0 &= \left(\frac{C_1 L'_1}{L_1 C'_1} \right)^{1/4} = \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2 g_1}} \\
J_2 Z_0 &= J_1 Z_0^2 \left(\frac{C_2 C'_2}{L_2 L'_2} \right)^{1/4} = \frac{\pi \Delta}{2 \sqrt{g_1 g_2}} \\
J_3 Z_0 &= \frac{J_2}{J_1} = \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2 g_2}}
\end{aligned} \tag{39}$$

Ahora se presentarán las ecuaciones de diseño para filtros pasa banda con secciones de líneas acopladas $N+1$.

$$\begin{aligned}
Z_0 J_1 &= \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2 g_1}} \\
Z_0 J_n &= \frac{\pi \Delta}{2 \sqrt{g_{n-1} g_n}} \quad \text{para } n = 2, 3, \dots, N \\
Z_0 J_{N+1} &= \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2 g_N g_{N+1}}}
\end{aligned} \tag{40}$$

Finalmente, las impedancias características de los modos par e impar para cada sección pueden ser encontrados con las ecuaciones 34.

Resultados

En la parte práctica se realiza el diseño y construcción física de un filtro de banda pasante. Para lo cual se realizó el diseño de un filtro pasa banda con respuesta Chebyshev de orden 5, que posee un rizado de 3 dB y un ancho de banda fraccional del 3% respecto a la frecuencia central. Para lo cual se utilizaron los programas desarrollados en Matlab y ADS (Advanced Design System).

Diseño de un Filtro Pasa Banda.

Se ha desarrollado un programa que permite calcular y sintetizar de forma sencilla los filtros pasa banda con elementos pasivos LC (bobinas y capacitores) ya sea con respuestas de tipo Chebyshev o Butterworth. Para esto se utiliza el método de pérdidas de inserción y un análisis de nodos del circuito.

La plataforma en la cual fue escrito el programa fue Matlab 2015 y se lo presenta en el Anexo C.

El filtro pasa banda a diseñar posee las siguientes características:

Tabla 3. Datos del Filtro a sintetizar

Datos del Filtro	
Tipo de filtro	Pasa Banda
Respuesta	Chebyshev
N	5
Ripple	3dB
Frecuencia Central	2 GHz
Ancho de Banda	60 MHz
Ancho de Banda Fraccional	3%
Frecuencia de corte inferior	1,97 GHz
Frecuencia de corte superior	2,03 GHz
Impedancia de entrada	50 Ω
Impedancia de salida	50 Ω

Para el primer diseño se utilizó los valores prototipos de un filtro pasa bajo normalizado con respuesta Chebyshev de orden cinco (N=5).

Tabla 4. Valores del prototipo pasa bajo normalizado N=5

Datos del Prototipo Pasa Bajo Normalizado					
g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6
3,4817	0,7618	4,5381	0,7618	3,4817	1

Tomando como base un circuito de tipo PI, se obtiene un prototipo pasa bajo de orden N=5 como se muestra en la figura 19.

Una vez encontrado el prototipo del circuito pasa bajo se realizó las transformaciones en frecuencia de un filtro pasa bajo a un filtro pasa banda, posteriormente se realizó el escalado de impedancias, para nuestro caso 50Ω . Finalmente, los valores de los resonantes calculados son presentado en la tabla 5 y la figura 20.

Tabla 5. Valores de los elementos pasivos de un filtro pasa banda a 2GHz

Elementos pasivos del Filtro Pasa Banda	Capacitor (pF)	Bobina (nH)
Resonante paralelo	184,71	0,03428
Resonante serie	0,062676	101,04
Resonante paralelo	240,75	0,0263
Resonante serie	0,062676	101,04
Resonante paralelo	184,71	0,03428

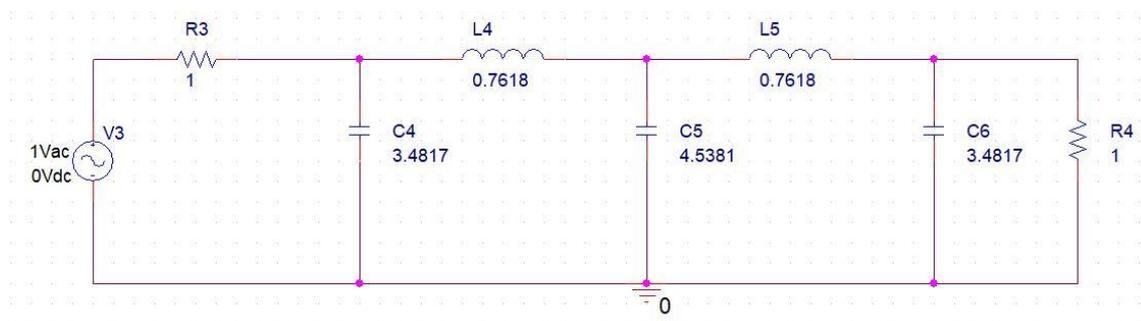


Figura 19. Prototipo Pasa Bajo N=5

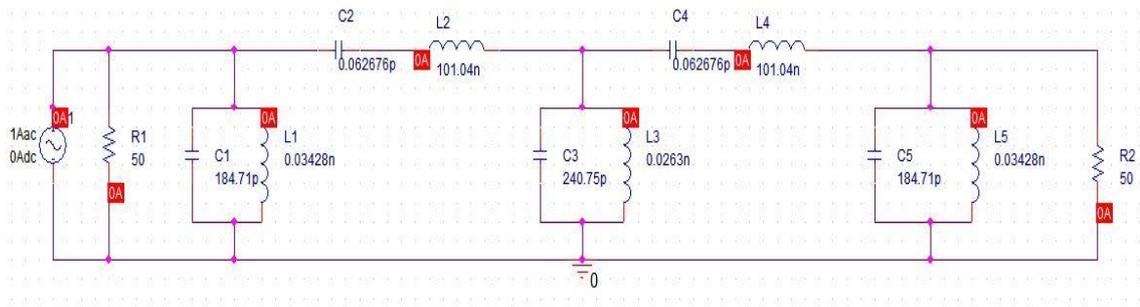


Figura 20. Figura 6 2. Filtro Pasa Banda N=5 a 2 GHz

Una vez obtenido el circuito final del filtro pasa banda, se realizó el estudio de nodos para poder calcular las pérdidas de inserción del filtro.

$$\begin{bmatrix} Y_0 + Y_1 + Y_2 & -Y_2 & 0 \\ -Y_2 & Y_2 + Y_3 + Y_4 & -Y_4 \\ 0 & -Y_4 & Y_4 + Y_5 + Y_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Posteriormente se dibujó las pérdidas de inserción frente a la frecuencia y la respuesta obtenida se presenta en la figura 21.

Como observa en la figura 21 el filtro teórico calculado cumple con todas las especificaciones de diseño de la tabla 3. También, se puede observar que la frecuencia central del filtro pasa banda se encuentra efectivamente en los 2 GHz y el rizado que es propio de una respuesta Chebyshev está ubicado en los -3dB. Además, las frecuencias de corte de la banda pasante son 1.97 GHz en la frecuencia de corte inferior y 2.03 GHz en la frecuencia de corte superior, lo que efectivamente corresponde a un ancho de Banda (BW) de 60 MHz en los -3 dB.

Esta atenuación de -3 dB en sus frecuencias de corte pueden ser comprobados de una forma matemática. Para lo cual se debe transformar la frecuencia de corte en su forma normalizada de filtro pasa bajo ($\omega_c = 1$) de la siguiente forma:

$$\omega \leftarrow \frac{1}{\Delta} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = \frac{1}{0.03} \left(\frac{1.98}{2} - \frac{2}{1.98} \right) = -1.0076$$

El valor en la escala horizontal es:

$$\left| \frac{\omega}{\omega_c} \right| - 1 = |-1.0076| - 1 = 0.0076$$

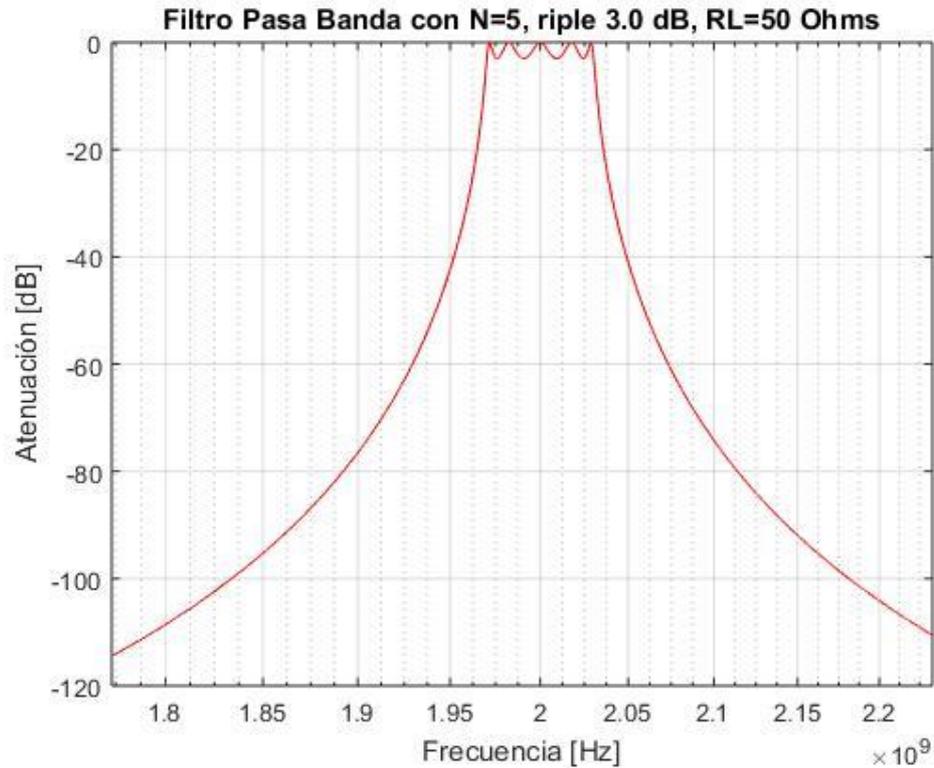


Figura 21. Pérdidas de inserción de un Filtro pasa banda N=5 a 2GHz y con ripple 3dB

Como se puede observar en la Figura 22 el valor de la escala horizontal es prácticamente 0 es decir la atenuación en la frecuencia de corte inferior es similar a la del ripple es decir -3dB, por lo cual queda comprobado que en la frecuencia de corte inferior y frecuencia de corte superior la atenuación corresponde a los -3dB.

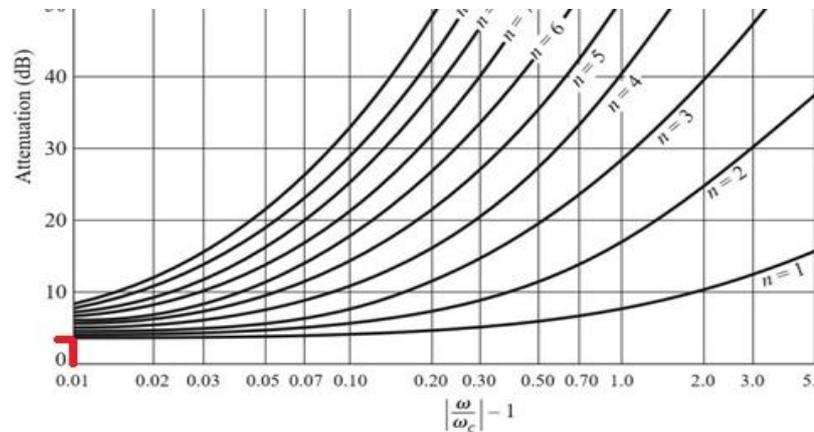


Figura 22. Atenuación a 1.98 GHz para un filtro pasa banda N=5

Filtro Pasa Banda con Líneas Acopladas.

Para fabricar este tipo de filtros en altas frecuencias se deben utilizar métodos implícitos de microondas, uno de ellos es utilizar líneas acopladas en Microstrip. Un elemento muy importante dentro de la fabricación de los filtros son los sustratos, que corresponden a los boards o placas utilizadas en la práctica. Finalmente, el sustrato utilizado fue adquirido a la empresa MG Chemicals, y corresponde a una placa hecha de FR-4 correspondiente a la Serie 500, en la tabla 6 se muestran las principales características del sustrato utilizado.

Tabla 6. Especificaciones técnicas del sustrato

Sustrato	
Vendedor	MG Chemical
Serie	555
Constante Dieléctrica	4,2
Tangente de Pérdidas	0,015
Espesor de la lámina (H)	1,60 mm
Espesor del cobre (T)	35 μ m

Como se demostró los valores del prototipo pasa bajo de la tabla 4 son utilizados para calcular las constantes de la admitancia invertida J_n , para esto se utilizan las ecuaciones de la fórmula 40. Una vez encontradas las constantes de la admitancia invertida se procede a calcular las impedancias características del modo par e impar de las líneas acopladas utilizando las ecuaciones de la fórmula 34. Para simplificar este cálculo se desarrolló un programa en Matlab, el cual calcula de forma rápida las constantes de la admitancia invertida J_n , así como las impedancias características del modo par e impar Z_{0o} , Z_{0e} y se encuentra en Anexo D. En la tabla 7 se muestran los parámetros eléctricos calculados. Como se puede observar las impedancias del modo par e impar son simétricas y al momento de realizar las mediciones experimentales se

obtendrán exactamente los mismos resultados si las pérdidas de inserción son medidas desde el puerto (1-2 o 2-1).

Tabla 7. Parámetros eléctricos de las líneas acopladas calculadas en Matlab

N	gn	Admitancia invertida J_n	Impedancia del modo par Z_{0e}	Impedancia del modo impar
1	3,4817	0,1163	56,4937	44,8598
2	0,7618	0,0289	51,4886	48,5951
3	4,5381	0,0253	51,2993	48,7649
4	0,7618	0,0253	51,2993	48,7649
5	3,4817	0,0289	51,4886	48,5951
6	1	0,1163	56,4937	44,8598

Una vez obtenida las impedancias características del modo par e impar, se utilizó ADS (Advance Desing Sistem) para diseñar el circuito y obtener las curvas de respuesta de los parámetros de dispersión.

El diseño de las líneas acopladas se muestra en la figura 23, para realizar este diseño se utilizó el elemento denominado CLIN “Libra Ideal Coupled Transmission Lines” y la librería “Simulation-S_Param” para la simulación de los parámetros de dispersión. Cabe recalcar que en este diseño no se toma en cuenta las pérdidas del dieléctrico, es decir es un diseño optimo y teórico.

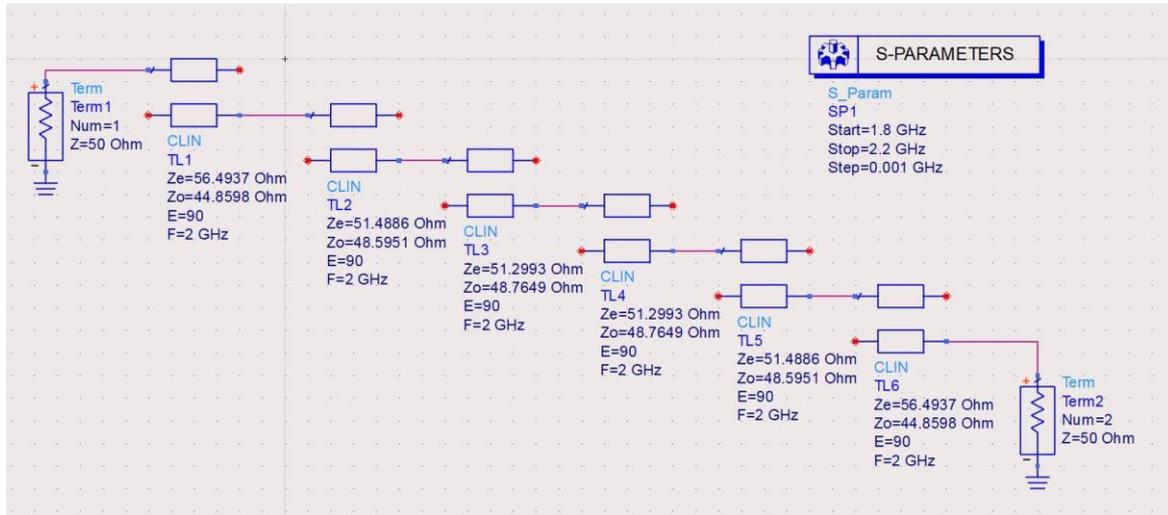


Figura 23. Diseño del Filtro Pasa Banda a 2GHz con líneas acopladas sin pérdidas

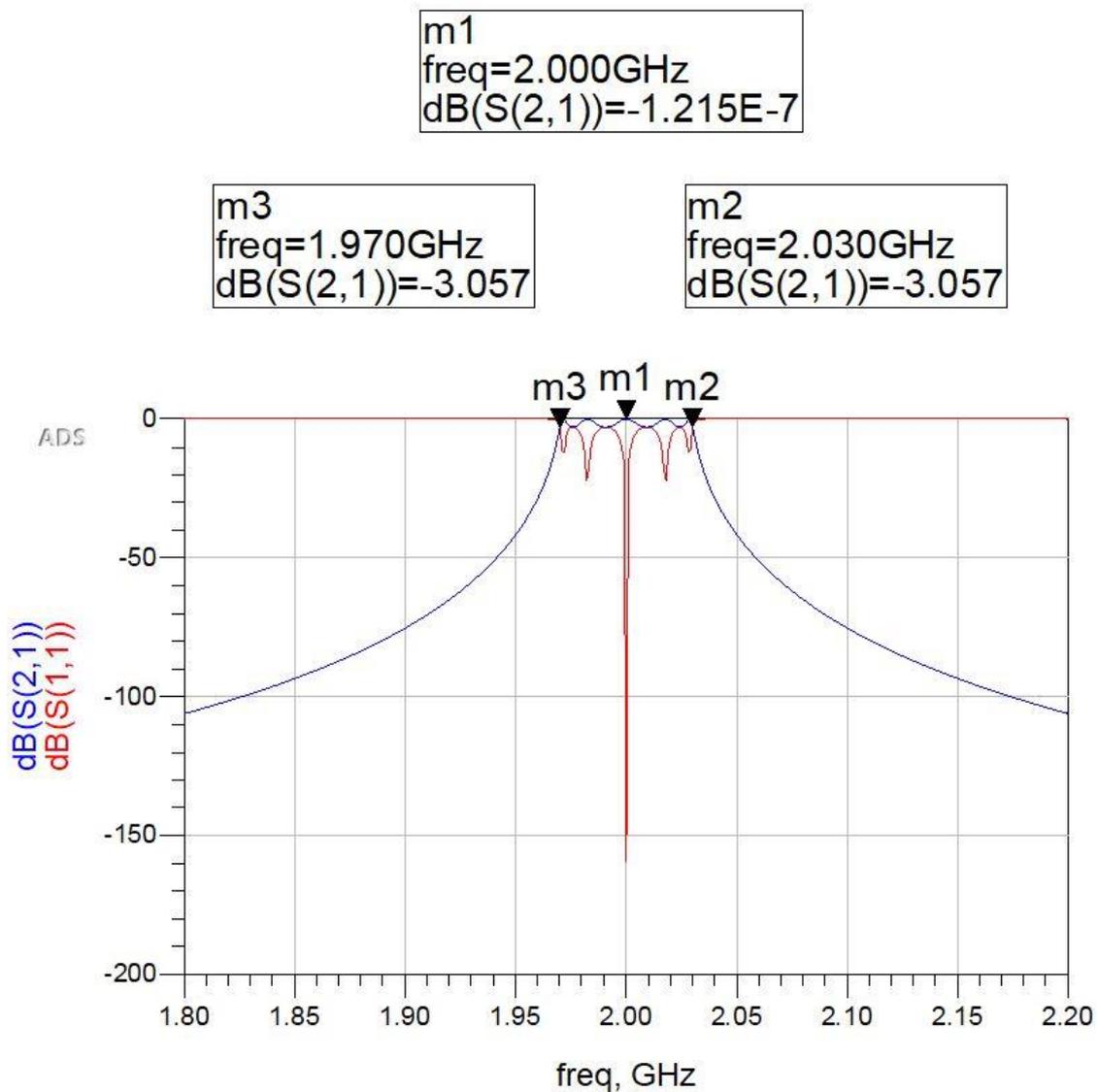


Figura 24. Respuesta de los parámetros S obtenidos de un filtro pasa banda (N=3) con líneas acopladas sin pérdidas

La figura 24 muestra una respuesta Chebyshev de orden $N=5$ con un rizado que oscila entre 0 dB y -3.057 dB que efectivamente corresponde al rizado del prototipo seleccionado. Además, se puede observar que la frecuencia central del filtro $\omega_0 = 2 \text{ GHz}$ y las frecuencias de corte son $\omega_1 = 1.97 \text{ GHz}$ y $\omega_2 = 2.03 \text{ GHz}$.

Como era de esperar en la figura 24 se puede observar que S_{11} y S_{21} se cortan en -3 dB y la respuesta de la curva S_{11} se encuentra bajo de la curva de S_{21} .

Finalmente, como se trata de un filtro recíproco y simétrico se tiene que:

$$S_{11} = S_{22}$$

$$S_{12} = S_{21}$$

Diseño del Filtro Pasa Banda con sustrato y sin pérdidas.

Una vez obtenido las impedancias características del modo para e impar y sus respectivas respuestas, se procede a calcular las dimensiones de las líneas acopladas. Para lo cual se utiliza la herramienta LineCalc de ADS. Además, se desarrolló un programa en Matlab el cual toma las dimensiones físicas de las líneas acopladas y calcula los parámetros eléctricos para que finalmente estos sean comparados, el programa se encuentra en el Anexo B.

Dentro de LineCalc, se busca la viñeta Type y se selecciona la opción MCLIN, es decir línea de transmisión acoplada en Microstrip. Luego se introducen las características del sustrato con el que se trabaja, y finalmente se ingresan las impedancias características del modo par e impar previamente calculados en la tabla 7 y la frecuencia central (2GHz) para cada línea acoplada

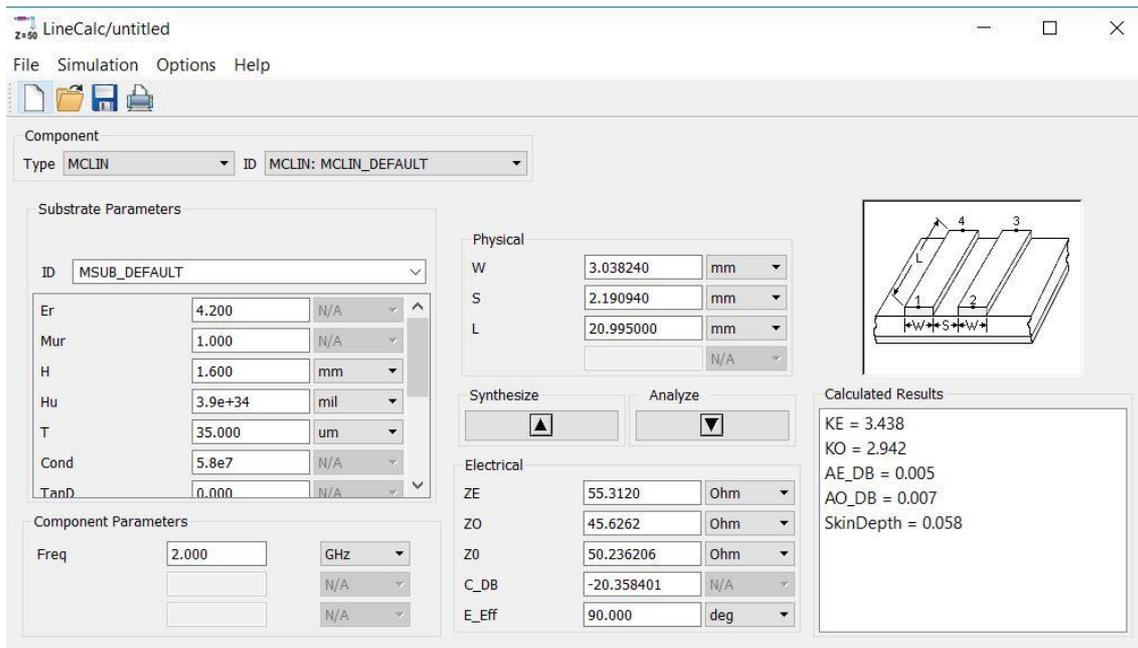


Figura 25. Herramienta LineCalc de ADS para calcular las dimensiones físicas de las líneas acopladas en un Microstrip

Este proceso se realiza para las seis líneas acopladas con las que se trabaja y obtenemos las dimensiones físicas que se muestran en la tabla 8:

Tabla 8. Dimensiones físicas del filtro pasa banda calculados en ADS

N	Z_{0e}	Z_{0o}	W(mm)	S(mm)	L(mm)
1	56,4937	44,8598	3,02238	1,82056	21,08881
2	51,4886	48,5951	3,11935	6,04447	21,0206
3	51,2993	48,7649	3,12113	6,81328	21,0265
4	51,2993	48,7649	3,12113	6,81328	21,0265
5	51,4886	48,5951	3,11935	6,04447	21,0206
6	56,4937	44,8598	3,02238	1,82056	21,08881

El programa desarrollado en Matlab utiliza las dimensiones físicas obtenidas en ADS y calcula las impedancias características del modo par e impar y las permitividades efectivas del modo par e impar, finalmente los resultados obtenidos se muestran en la tabla 9.

Tabla 9. Dimensiones físicas del filtro pasa banda calculados en Matlab

N	W(mm)	S(mm)	L(mm)	Z_{0e}	ε_{ee}	Z_{0o}	ε_{eo}
1	3,02238	1,82056	21,0888	56,6575	3,4068	45,401	2,9215
2	3,11935	6,04447	21,0206	51,6107	3,3074	49,411	3,0769
3	3,12113	6,81328	21,0265	51,4108	3,293	49,6223	3,0908
4	3,12113	6,81328	21,0265	56,6575	3,4068	45,401	2,9215
5	3,11935	6,04447	21,0206	51,6107	3,3074	49,411	3,0769
6	3,02238	1,82056	21,0888	51,4108	3,293	49,6223	3,0908

Como se puede observar, los resultados obtenidos del programa creado en Matlab son muy próximos a los resultados obtenidos en ADS de la tabla 8.

Además, se creó otro programa donde se observa todas las posibles combinaciones del ancho (W) y separación de las líneas acopladas (S). A estas se las normaliza por el grosor del sustrato (H) y se las nombra como u y g respectivamente. De esta forma podemos observar cual es el ancho, separación e impedancias características del modo par e impar de cada línea acoplada, el programa se lo adjunta en el Anexo D.

En la figura 26 se observa la ubicación exacta de las impedancias características del modo par e impar dentro del plano de las micro líneas acopladas de las secciones 1 y 6.

En la figura 27 se observa la ubicación exacta de las impedancias características del modo par e impar dentro del plano de las micro líneas acopladas de las secciones 2 y 5.

En la figura 28 se observa la ubicación exacta de las impedancias características del modo par e impar dentro del plano de las micro líneas acopladas de las secciones 3 y 4.

A continuación, en la tabla 10 se muestran los resultados obtenidos para cada línea acoplada dentro del plano de las micro líneas.

Tabla 10. Impedancias características calculadas en el plano de las micro líneas

N	W/H	S/H	Z_{0e}	Z_{0o}
1	1,889	1,1378	55,8654	45,6925
2	1,9496	3,7778	51,1723	50,3225
3	1,9507	4,2583	50,9993	50,5805
4	1,889	1,1378	55,8654	45,6925
5	1,9496	3,7778	51,1723	50,3225
6	1,9507	4,2583	50,9993	50,5805

Como se puede observar, los resultados obtenidos del programa creado en Matlab son muy próximos a los resultados obtenidos en ADS de la tabla 8.

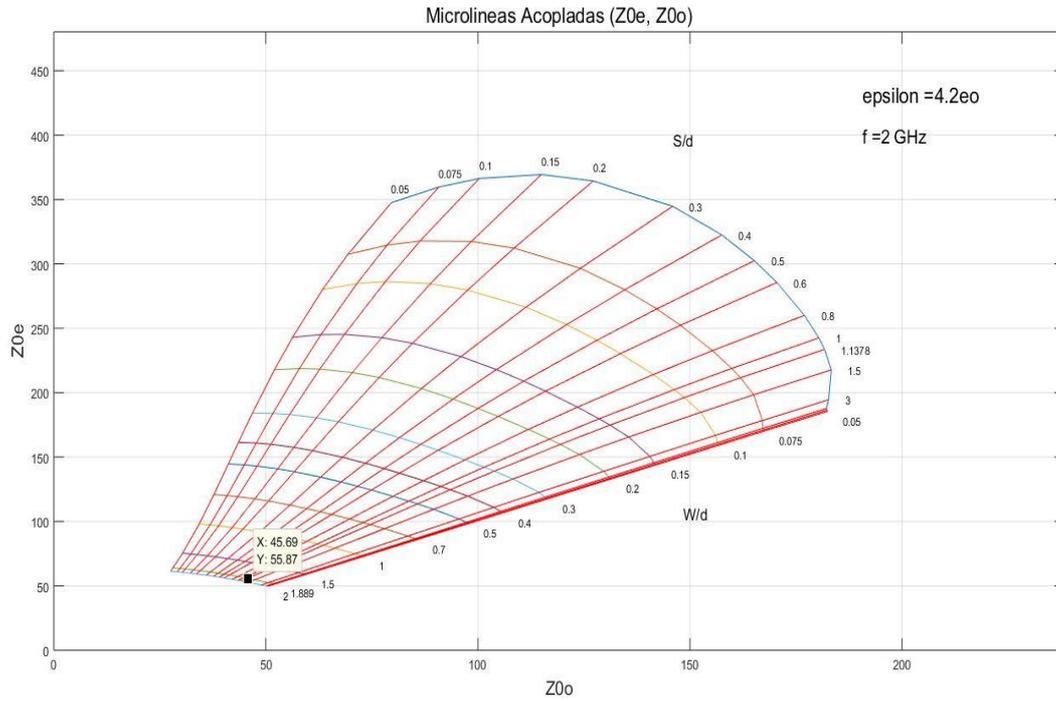


Figura 26. Gráfico de las Micro líneas acopladas para las secciones 1 y 6

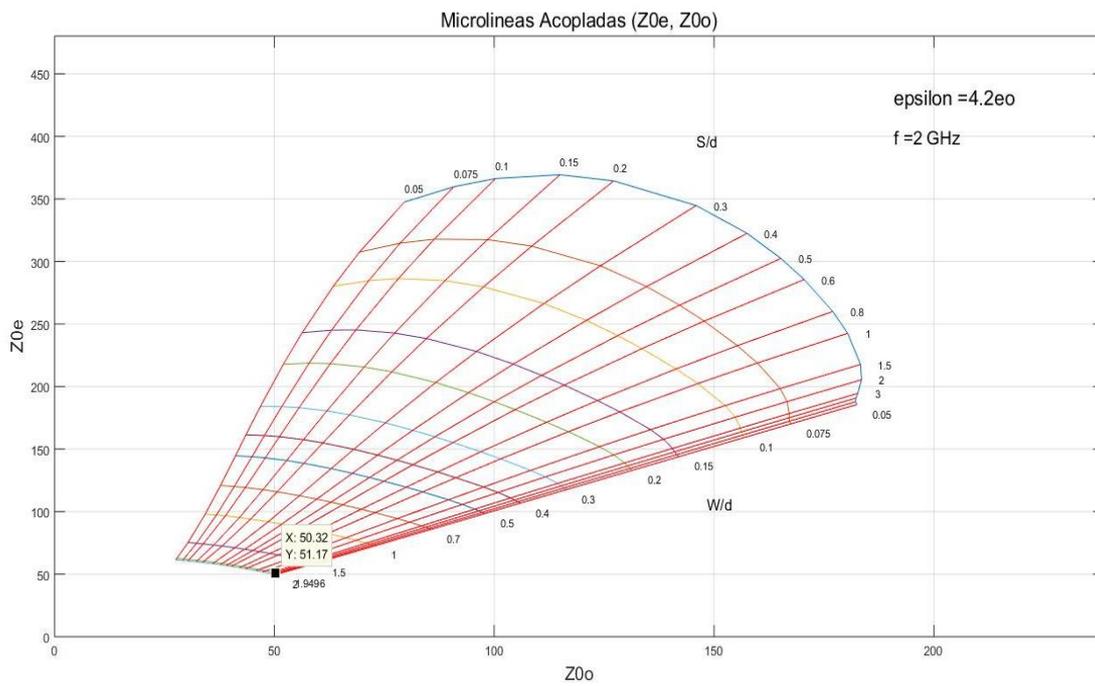


Figura 27. Gráfico de las Micro líneas acopladas para las secciones 2 y 5

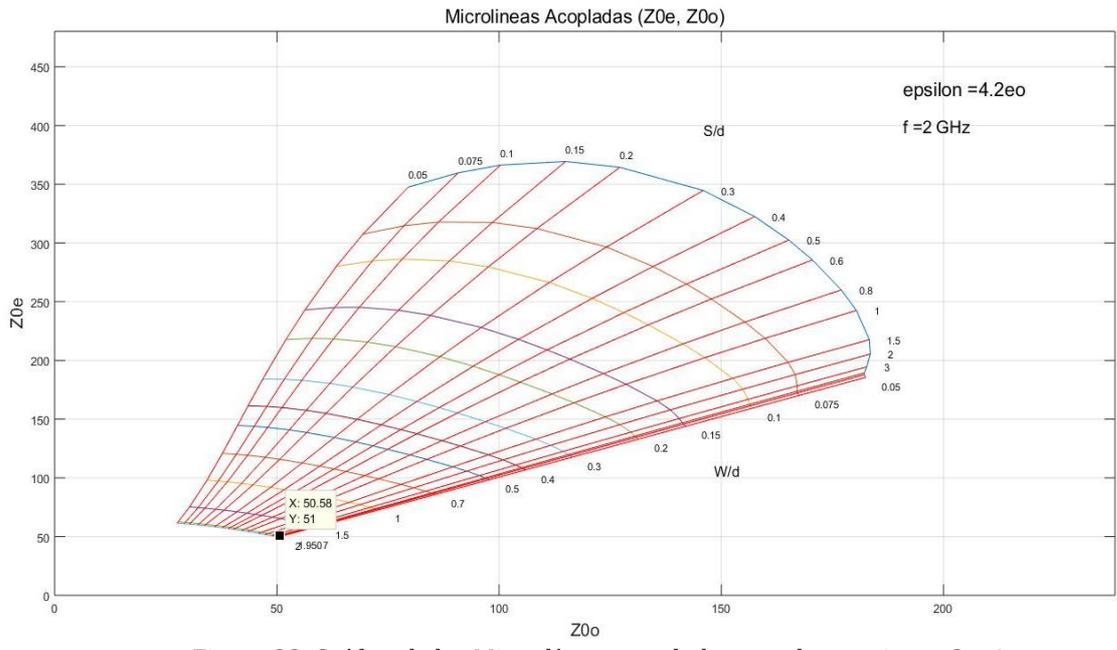


Figura 28. Gráfico de las Micro líneas acopladas para las secciones 3 y 4

Además, en las secciones finales ubicamos una impedancia de 50Ω , pues los BNC utilizados en la práctica tienen exactamente la misma impedancia, de esta forma adaptamos la impedancia del circuito con la impedancia de los BNC y evitamos posibles pérdidas. Para calcular las dimensiones físicas de una línea de transmisión de 50Ω ocupamos nuevamente la herramienta LineCalc de ADS, pero en este caso dentro de la pestaña Type elegiremos 'MLIN' Línea Microstrip Line, es decir, línea de transmisión Microstrip y los resultados obtenidos se muestran en 11.

Tabla 11. Dimensiones físicas de la línea de transmisión a 50Ω calculadas en ADS

Zo	Freq. (GHz)	W(mm)	L(mm)
50	2	3,13931	5

De igual forma realizó un programa en Matlab para calcular las dimensiones físicas de una línea de transmisión a una determinada impedancia. Finalmente, las dimensiones físicas de la línea de transmisión a 50Ω calculadas en Matlab se muestran en la tabla 12 y el programa se encuentra adjunto en el Anexo A.

Tabla 12. Dimensiones físicas de la línea de transmisión a 50Ω calculadas en Matlab

Z_0	Freq. (GHz)	W(mm)	L(mm)
50	2	3,2	5

Como se puede observar, los resultados obtenidos en Matlab son muy cercanos a los resultados calculados por ADS mostrados en la tabla 11.

Una vez calculadas todas las dimensiones físicas, se puede construir la red de líneas acopladas y elegir el sustrato "MSUB" (Microstrip Substrate), lugar donde se especificarán las características del sustrato. Como se trabaja con una red sin pérdidas, es decir con ($\tan \delta = 0$) en el apartado TanD=0. Esto se muestra en la figura 29.

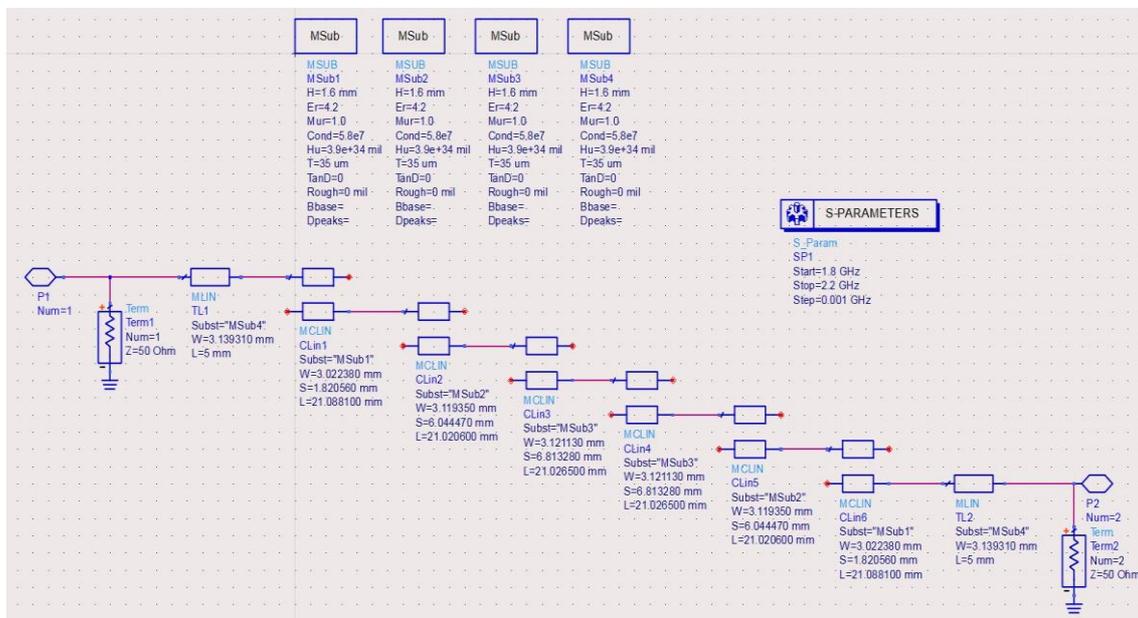


Figura 29. Dimensiones Físicas del Filtro Pasa Banda con líneas acopladas sin pérdidas

Como se puede observar en la figura 30, la respuesta del parámetro S_{21} ha sufrido una pequeña atenuación de -1.731 dB y un pequeño corrimiento en su frecuencia central ω_0 a 1.989 GHz. De igual manera las frecuencias de corte han sufrido una pequeña atenuación de -4.674 dB a 1.963 GHz y de -4.766 dB a 2.020 GHz en ω_1 y ω_2 respectivamente, y nos presenta un ancho de banda (BW) de 57 MHz.

Además, como era de esperarse nuevamente S_{21} corta a un valor cercado de 3dB respecto de S_{11} , también se puede observar que el rizado del filtro pasa banda corresponde efectivamente a la de una respuesta Chebyshev de orden 5.

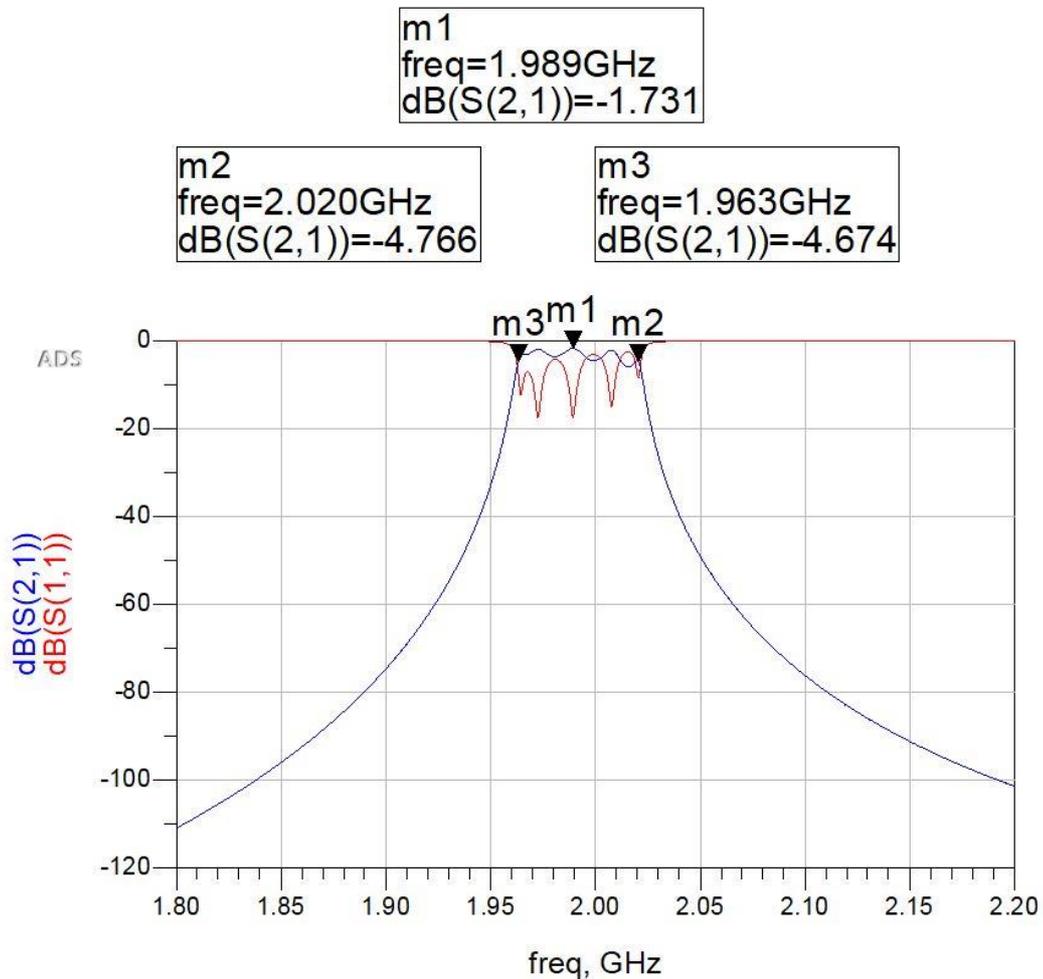


Figura 30. Respuesta del filtro Pasa Banda con sustrato y sin pérdidas

Filtro Pasa Banda con sustrato y pérdidas.

Hasta ahora el diseño del filtro se ha realizado sin tomar en cuenta las pérdidas del sustrato. Para hacernos una idea de que respuestas aproximadas vamos a obtener una vez construido el filtro en el analizador de redes debemos tomar en cuenta las pérdidas que incluye el sustrato. Para nuestro caso el valor de la constante de pérdidas (tangente de pérdidas $\tan \delta$) del sustrato es de 0.015.

Finalmente, con esta constante de pérdidas se calcula el factor de calidad Q del sustrato, para lo cual se utiliza la ecuación 14 en la que se utiliza el factor de pérdida real (α), y el factor de calidad del sustrato es:

$$Q = 66.6231$$

Con un factor de calidad (Q) tan bajo no se puede esperar buenos resultados en las pérdidas de inserción. Además, los factores de calidad (Q) que son utilizados en la gran variedad de elementos de microondas son muy elevados para evitar pérdidas en las transmisiones.

MSub	MSub	MSub	MSub	MSub
MSUB	MSUB	MSUB	MSUB	MSUB
MSub1	MSub2	MSub3	MSub4	MSub5
H=1.6 mm				
Er=4.2	Er=4.2	Er=4.2	Er=4.2	Er=4.2
T=35 um				
TanD=0.015	TanD=0.015	TanD=0.015	TanD=0.015	TanD=0.015

Figura 31. Adición de pérdidas (Tan D=0.015) en el sustrato

Análisis del Filtro con el simulador Momentum de ADS.

Las fases de diseño previas sirvieron para encontrar las dimensiones físicas de las líneas acopladas en Microstrip, ahora se validarán dichas dimensiones con el paquete de análisis electromagnético de ADS. Para lo cual, primero se obtendrá el layout de las líneas acopladas del esquemático de la figura 29, y se lo muestra en la figura 32.

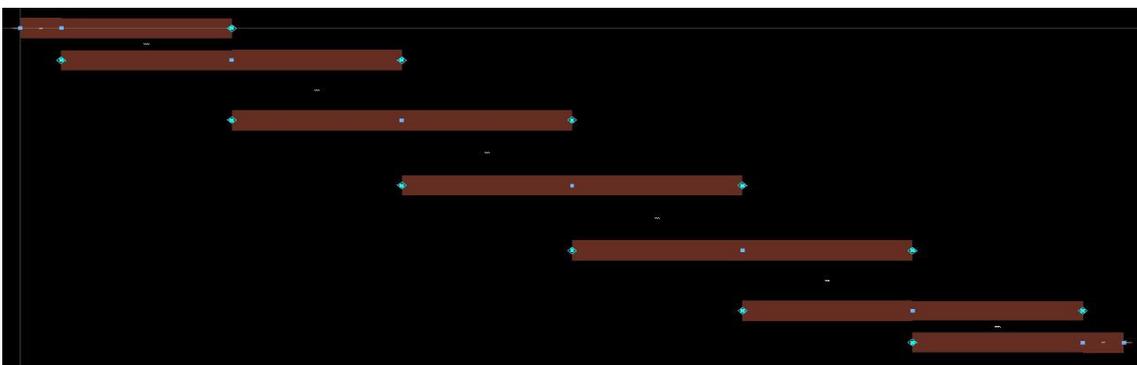


Figura 32. Layout del Filtro Pasa Banda a 2 GHz con líneas Acopladas en tecnología Microstrip

Una vez generado el layout, se procede a crear el sustrato que se utilizó en el diseño de las líneas acopladas, este se lo muestra en la figura 33. Tanto la generación del layout como la del sustrato son importantes al momento de utilizar el módulo Momentum de ADS. Este módulo realiza un análisis de onda completa (full-wave), este tipo de análisis son muy utilizados a la hora de realizar el diseño de circuitos que trabajen en altas frecuencias, en el orden de los Giga Hertzios (GHz).



Figura 33. Creación del sustrato dentro del módulo Momentum en ADS

Cuando se trabaja en altas frecuencias los efectos parásitos y las discontinuidades se vuelven apreciables y se deben tomar en cuenta dentro del análisis. Lo que realiza el módulo Momentum es dividir la geometría del diseño en fragmentos mucho más pequeños, es decir realizar un mallado, de esta forma el paquete Momentum toma en cuenta todas las discontinuidades parásitas de las líneas acopladas y finalmente los parámetros de dispersión del filtro pueden ser calculados.

Las discontinuidades presentes dentro del Microstrip pueden ser de varios tipos tales como: los cambios de anchura entre líneas, las terminaciones abiertas en las líneas acopladas (2 de 4 puertos), las separaciones y las curvaturas. Este tipo de discontinuidades no son tomadas en cuenta dentro del diseño de las líneas acopladas, pero si son tomadas en cuenta dentro de la simulación de onda completa del paquete Momentum de ADS. En la figura 34 se muestran las discontinuidades más comunes que se pueden encontrar dentro de los Microstrip.

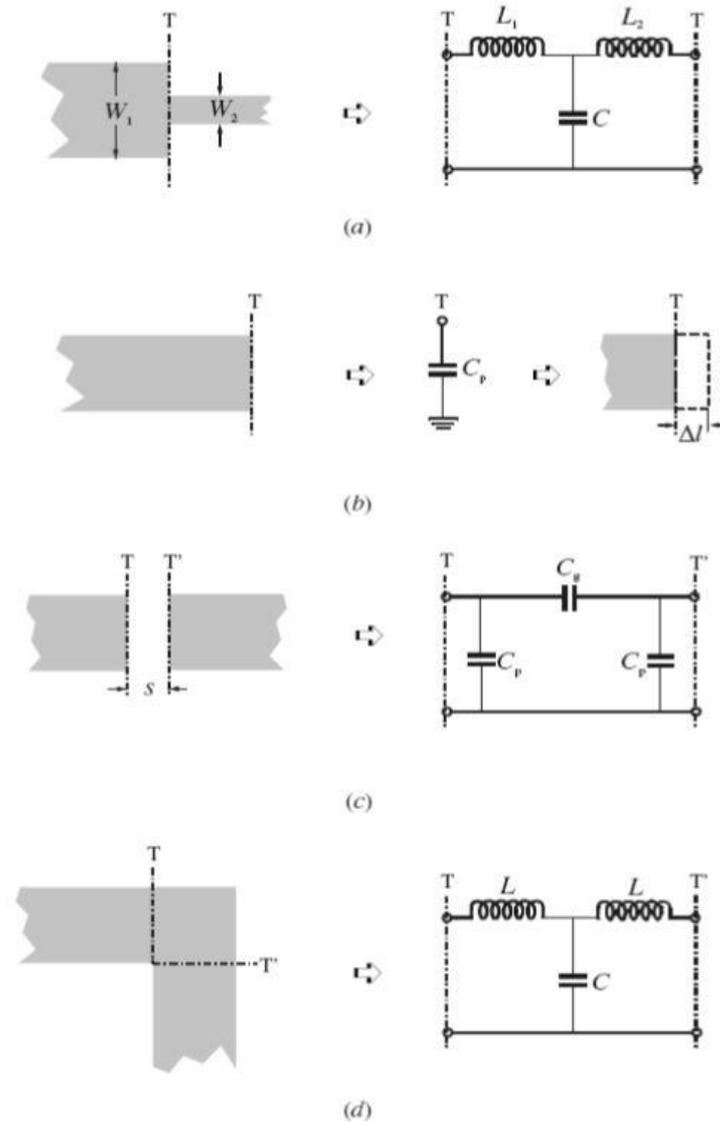


Figura 34. Discontinuidades más comunes en un Microstrip

Una vez tomado en cuenta todas estas consideraciones, se realiza el mallado de las líneas acopladas y se lo presenta en la figura 35. Finalmente, se realizó la simulación de onda completa en el paquete Momentum, y las respuestas de los parámetros de dispersión obtenidos son mostradas en la figura 36. Como se ha mencionado con anterioridad este filtro es simétrico y recíproco, por lo cual:

$$S_{11} = S_{22}$$

$$S_{12} = S_{21}$$

Pero como se puede observar el rizado, que es propio de un prototipo Chebyshev prácticamente ha desaparecido y en su lugar se observa una superficie casi plana, esto se debe a que en el diseño final se toma en cuenta la constante de pérdidas del sustrato ($\tan \delta = 0.015$).

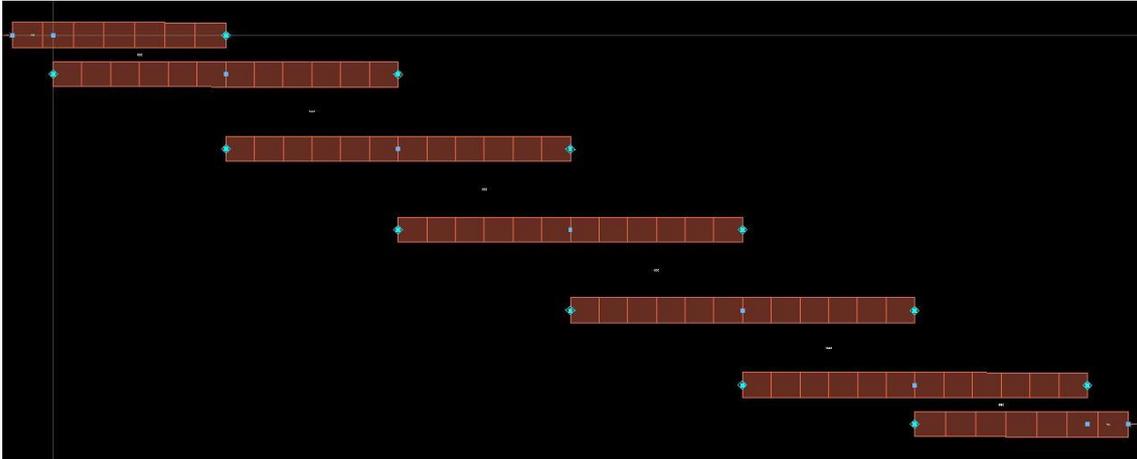


Figura 35. Mallado del filtro Pasa Banda a 2GHz con líneas acopladas y tecnología Microstrip

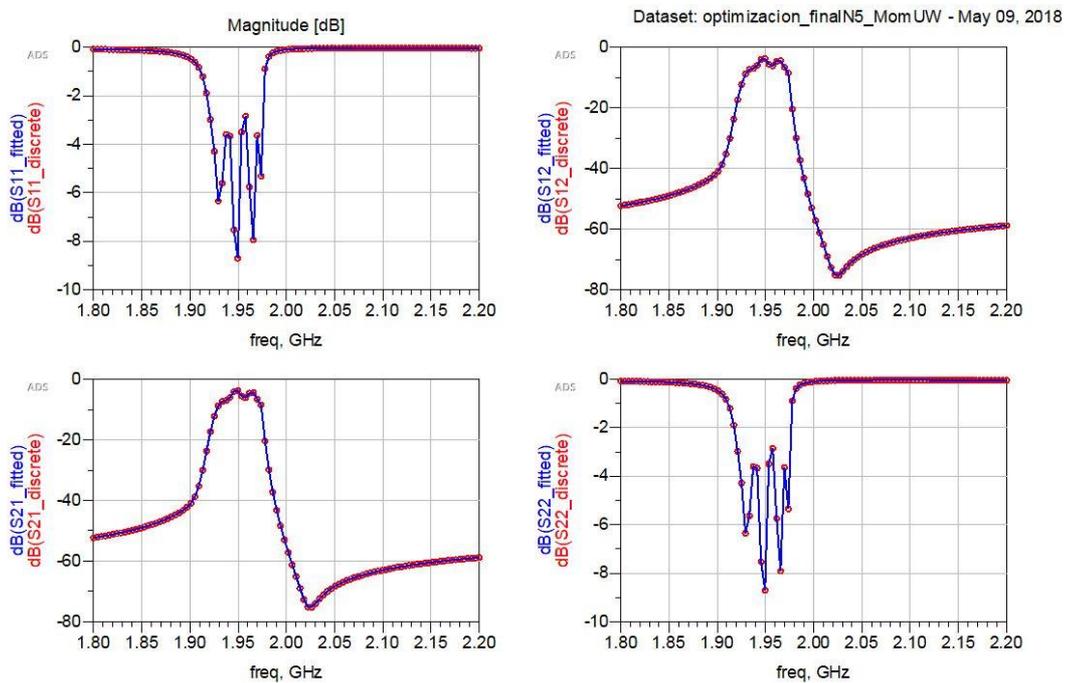


Figura 36. Respuesta del análisis de onda completa de un filtro Pasa Banda a 2GHz con líneas acopladas en Microstrip con pérdidas

Construcción Física y Medida.

El filtro diseñado se construyó en el laboratorio de Microondas de la Universidad San Francisco de Quito para posteriormente ser medido y comparar las respuestas teóricas con las experimentales.

Construcción Física

La construcción física de la placa se realizó mediante el proceso químico para atacar el cobre. En primer lugar, se realizó el layout en transparencia en AutoCAD con las dimensiones físicas ya calculadas y presentadas en la tabla 8 y la tabla 11. Luego se imprimió el layout en acetato. Posteriormente se colocó el papel foto resistivo sobre una cara del sustrato y se agregó calor con una plancha por aproximadamente 3 minutos. Una vez que el papel foto resistivo esté completamente pegado en la cara de la placa, se coloca el layout impreso en acetato sobre el papel foto resistivo. Luego la placa es llevada a la insoladora para que reciba luz ultravioleta y las pistas de las líneas acopladas se impriman sobre la placa, este proceso tiene una duración de 4 minutos.

Posteriormente se prepara el líquido revelador y la placa es introducida dentro del mismo. Este proceso se realiza para que el revelador destruya el material foto resistivo que no fue expuesto a la luz ultravioleta y el cobre quede expuesto para que sea atacado por el ácido.

Una vez revelada la placa, se procede a sumergirla en ácido férrico por unos 10 o 15 minutos para que el cobre innecesario sea eliminado. Finalmente, se limpian las pistas con acetona y se sueldan los conectores en los extremos finales de las líneas acopladas.



Figura 37. Layout en transparencia del Filtro Pasa Banda

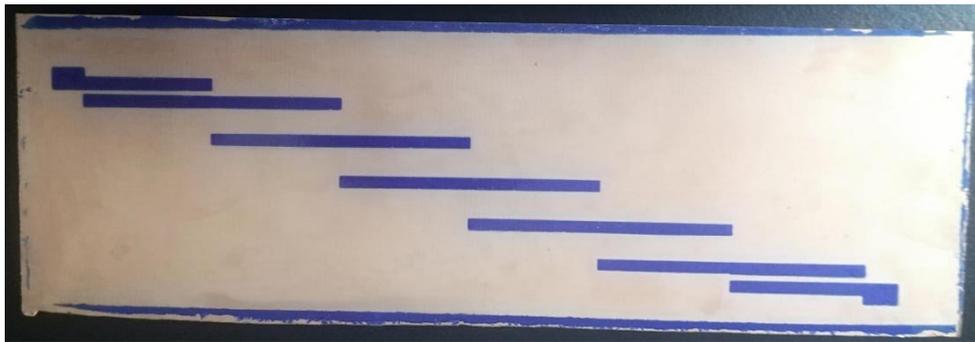


Figura 38. Filtro Pasa Banda luego de ser sumergido en el revelador



Figura 39. Filtro Pasa Banda con líneas acopladas

Medida

Una vez construido el filtro Pasa Banda con líneas acopladas se procede a realizar las respectivas mediciones de los parámetros de dispersión, para lo cual se utilizó el analizador de redes E5071C de Agilent Technologies que opera en una banda de frecuencias de 100 kHz a 8.5 GHz y se encuentra en el laboratorio de microelectrónica de la Universidad San Francisco de Quito.

Antes de realizar cualquier medición en el analizador de redes, se procede a realizar la calibración del analizador en: open, short, load y thru; esto se realiza para

eliminar los efectos parásitos de los conectores y los cables. Una vez calibrado el analizador se fija la frecuencia de inicio (start) y la frecuencia de paro (stop) y se procede a medir los parámetros de dispersión del puerto 1 y luego del puerto 2.

Finalmente, los resultados obtenidos en el analizador de redes se presentan de la figura 41 a la figura 44.



Figura 40. Medición del filtro pasa banda con líneas acopladas en el analizador de redes

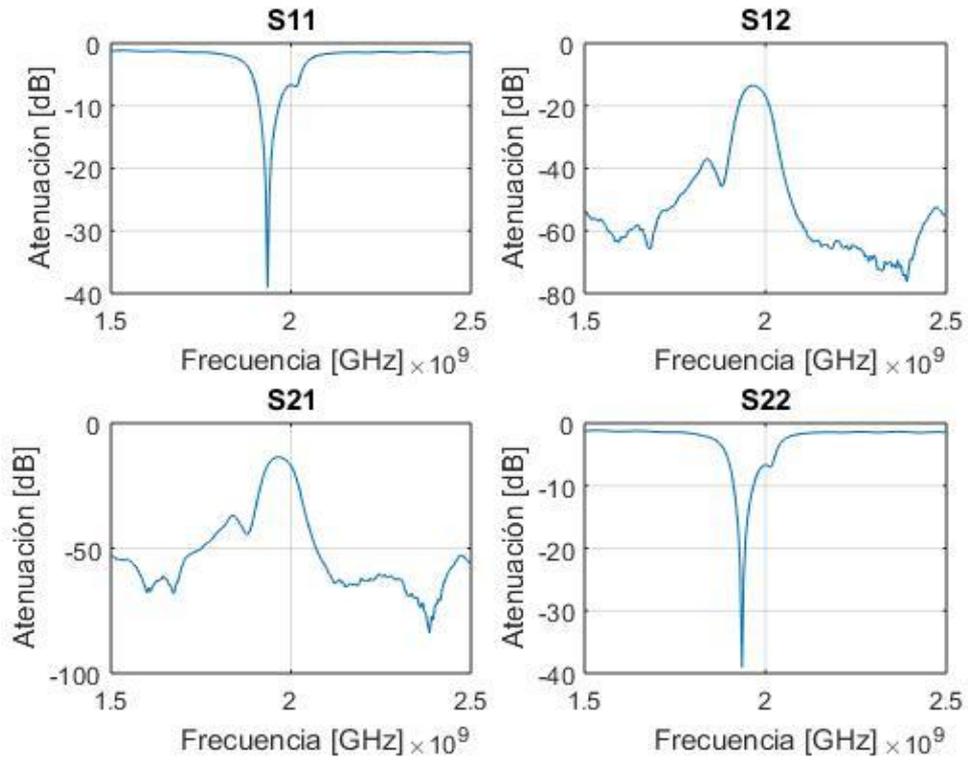


Figura 41. Parámetros de dispersión S de las líneas acopladas en Microstrip medidas en el analizador de redes

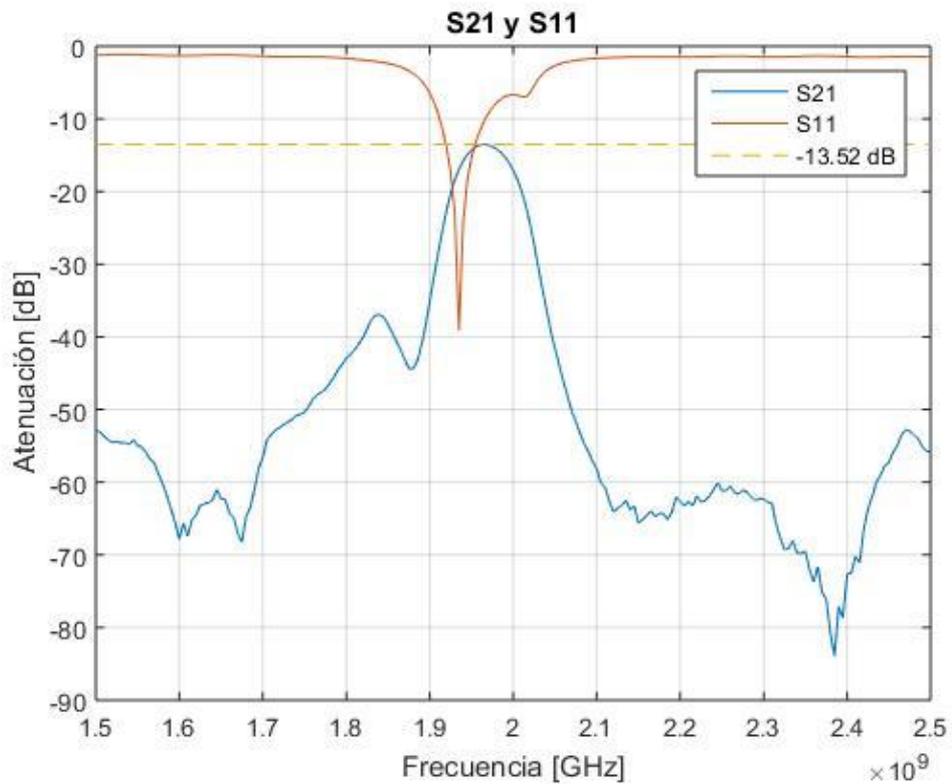


Figura 42. Parámetros de dispersión S11 y S21 de las líneas acopladas en Microstrip medidas en el analizador de redes

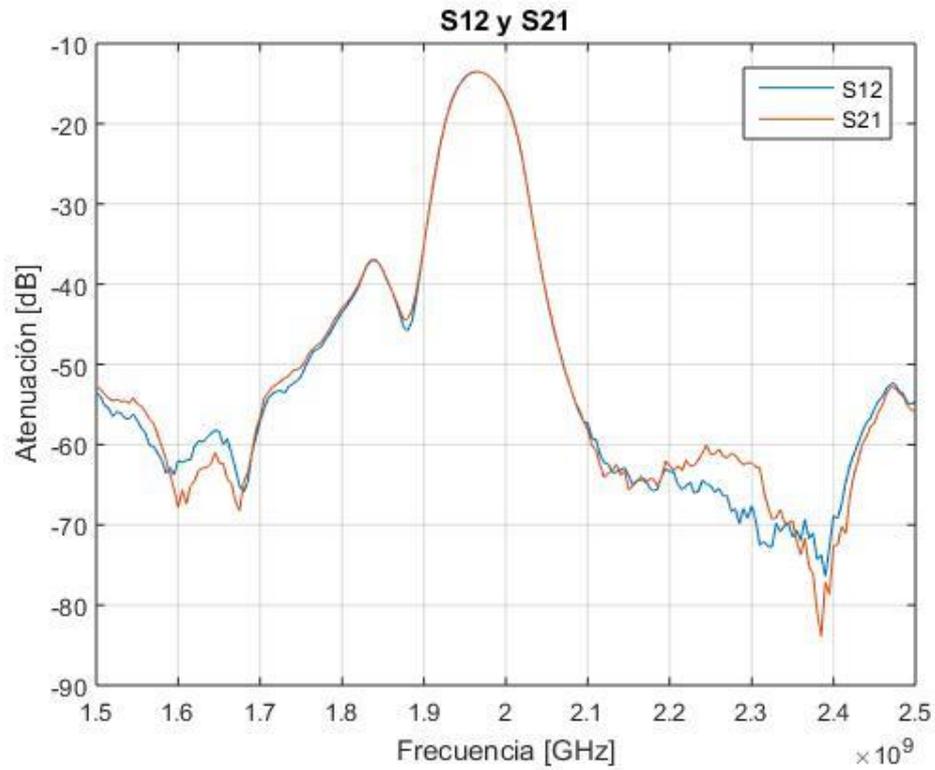


Figura 43. Comparación de los parámetros de dispersión S_{12} y S_{21} de las líneas acopladas en Microstrip medidas en el analizador de redes

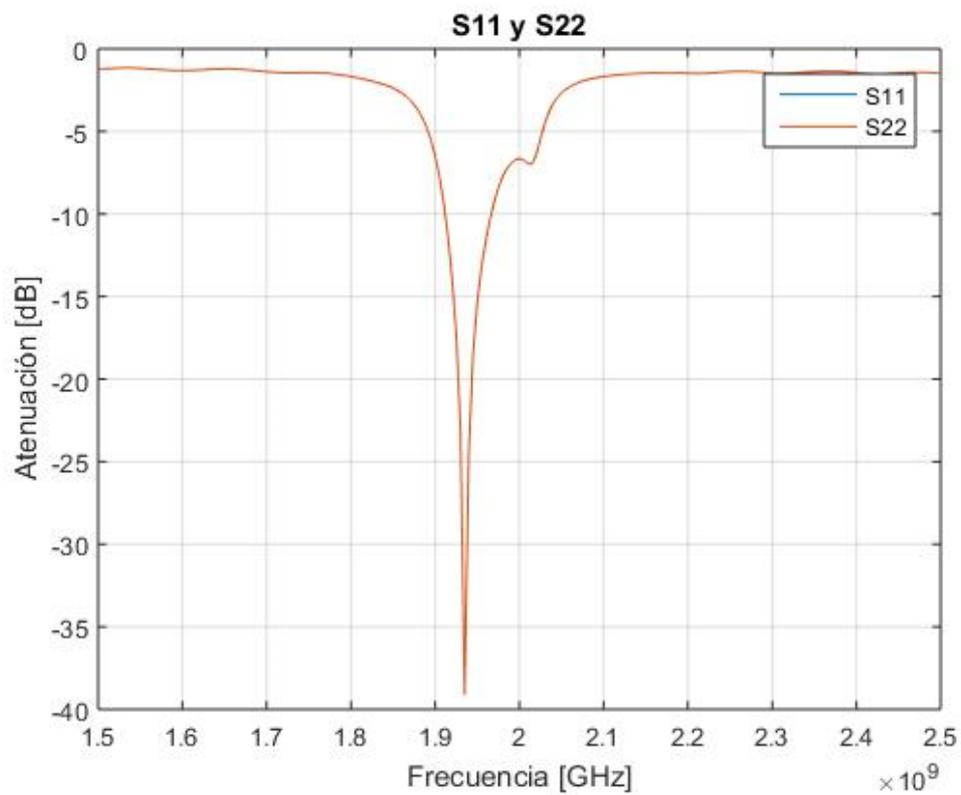


Figura 44. Comparación de los parámetros de dispersión S_{11} y S_{22} de las líneas acopladas en Microstrip medidas en el analizador de redes

Como se puede observar en la figura 43 la curva S_{12} es muy similar a la curva S_{21} esto se debe a que el filtro pasa banda diseñado tiene una estructura recíproca. De igual manera en la figura 44 la curva S_{11} es igual a la curva S_{22} esto se debe a que el filtro construido posee una estructura simétrica, por lo cual podemos afirmar que el filtro pasa banda con líneas acopladas tiene una estructura recíproca y simétrica.

$$S_{11} = S_{22}$$

$$S_{12} = S_{21}$$

Además, en la figura 42 se puede observar que la respuesta final del filtro pasa banda con líneas acopladas aparece a frecuencias inferiores. La frecuencia central del filtro se encuentra en 1.965 GHz con una atenuación de -13.52 dB, mientras que la frecuencia de corte inferior es 1.935 GHz y la frecuencia de corte superior es 2 GHz lo que da un ancho de banda (BW) de 65 MHz.

Comparando los valores experimentales con los valores teóricos, tenemos un desplazamiento en la frecuencia central de 2GHz a 1.965 GHz, es decir 35 MHz, lo que corresponde a un error del 1.75%. Mientras que el ancho de banda (BW) sufre un aumento de 60 MHz a 65 MHz lo que corresponde a un error del 8.33%.

Finalmente, la atenuación del filtro se debe principalmente al sustrato utilizado, pues la constante de pérdidas $\tan \delta = 0.015$ es muy alta y esto deriva en un factor de calidad muy bajo $Q = 66.6231$. Una forma de mejorar estas pérdidas es trabajar con sustratos que tengan una constante de pérdidas más bajas.

Comparaciones de Diseño.

Finalmente, se realizaron gráficos donde se observa cómo cambia el ancho y de la separación de una sola sección de línea acoplada con relación al ancho de banda porcentual. Como se puede observar en la figura 45 y 46 el cambio de dimensiones es inferior a 1 mm por lo que la construcción resulta complicada y hasta un arte.

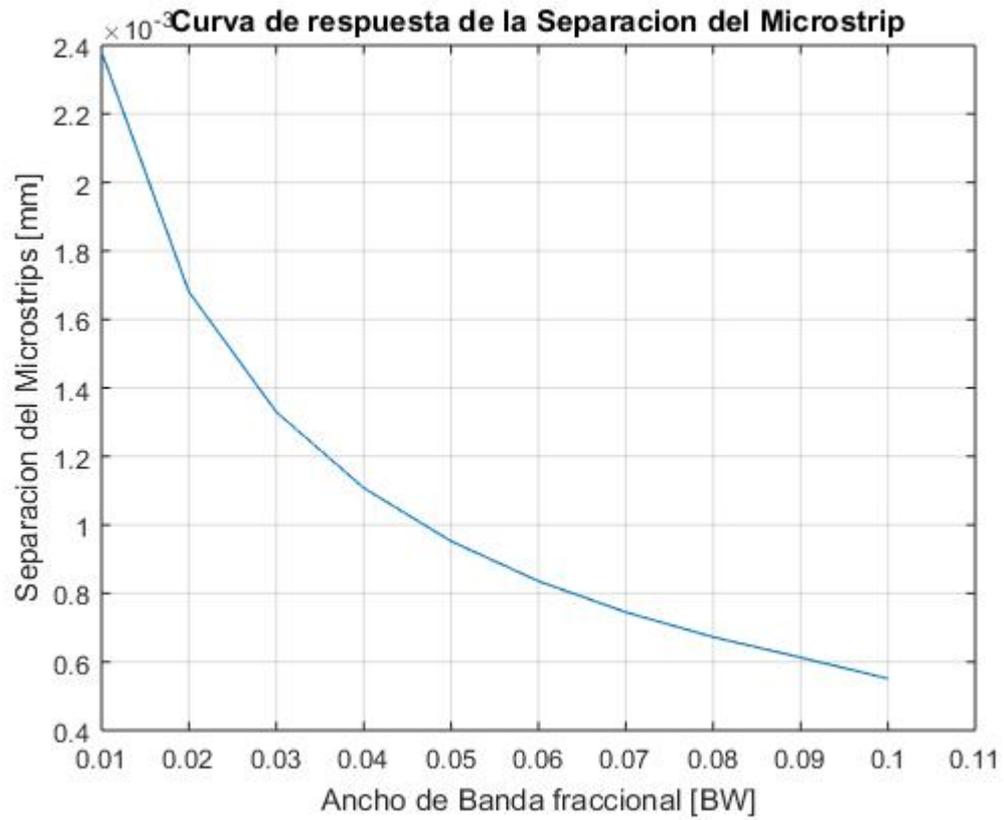


Figura 45. Separación del Microstrip

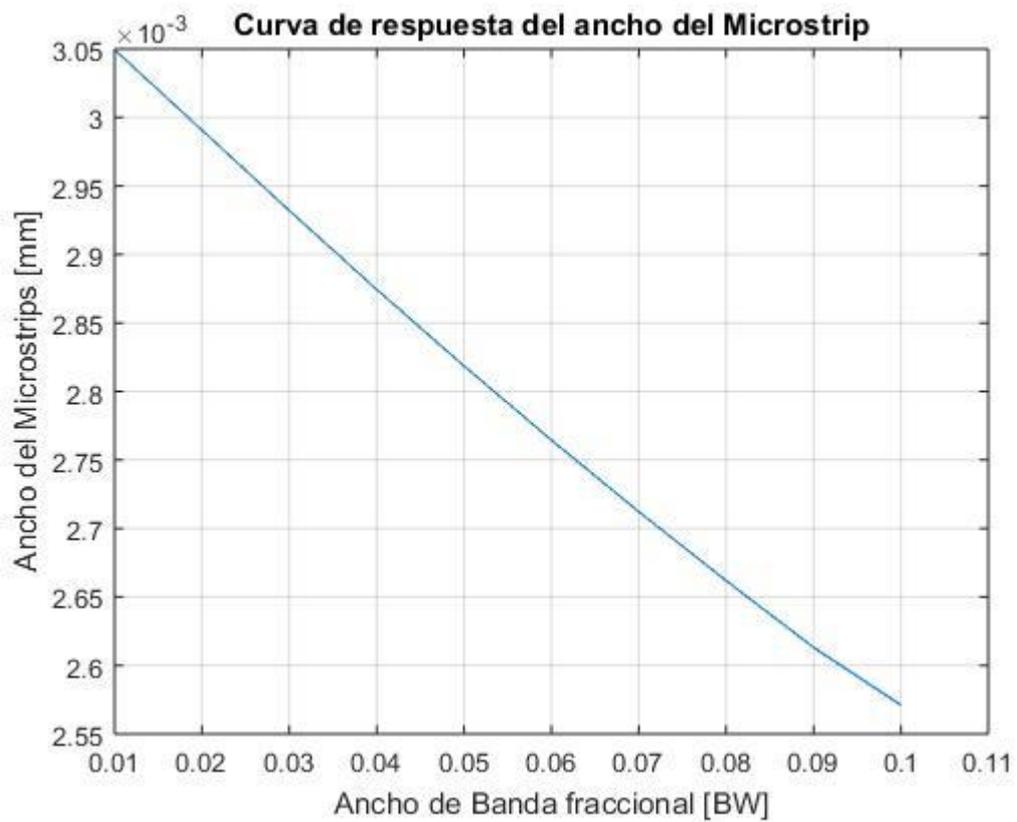


Figura 46. Ancho del Microstrip

CONCLUSIONES

A partir de las ecuaciones de diseño, se determinó las impedancias características del modo par e impar, así como los parámetros físicos para cada sección de línea acoplada del filtro. Finalmente, estas dimensiones fueron comparadas con los resultados obtenidos en ADS y se concluye que los resultados obtenidos son muy similares, pero no iguales. Esto se debe a que ADS toma en cuenta otras características eléctricas y físicas del sustrato a la hora del diseño, tales como la constante de pérdida ($\tan \delta$), el grosor de la capa de cobre sobre el sustrato (T) y la conductividad del material (Cu). Mientras que las fórmulas de diseño corresponden a un modelo teórico y sin pérdidas.

Sin embargo, a la hora de la construcción existieron algunos limitantes, uno de ellos fue la impresión del circuito sobre el sustrato. Como se observa en las figuras 45 y 46 tanto la separación como el ancho de las líneas acopladas varían en dimensiones inferiores a 1 mm, por lo que resulta complicado obtener el filtro con el ancho de banda deseado. Para minimizar estos errores se optó por utilizar el método fotográfico, pues nos brinda una buena resolución y requiere de poca infraestructura.

Aún con el sustrato utilizado, el cual tiene una constante de pérdidas muy alta se obtuvo muy buenos resultados. En la frecuencia central se obtuvo un error de 1.75 % con -13.52 dB en atenuación, mientras que en el ancho de banda se obtuvo un error del 8.33 % que son errores tolerables en la construcción. Además, para minimizar estos errores se debe trabajar con sustratos que tengan constantes de pérdidas muy bajas, lo que deriva en un factor de calidad Q más alto y en una mejor respuesta en su la banda pasante.

En conclusión, las respuestas del filtro obtenidas fueron satisfactorias y el método de diseño y construcción cumplen con su objetivo.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Pozar, D. (2012). *Microwave Engineering*. U.S.: John Wiley & Sons, Inc.
- Sterr, M. (2010). *Microwave and RF Design: A System Approach*. U.S: SciTech Publishing, Inc.
- Cheng, D. (1998). *Fundamentos de electromagnetismo para ingeniería*. Mexico: Pearson.
- Ulaby, F. (2007). *Fundamentos de aplicaciones de electromagnetismo, quinta edición*. Mexico: Pearson.
- Srinath, S. (2016). *Design of 3rdOrder Coupled Line Bandpass Filter for Wireless Application using Agilent ADS*. Obtenido el 12 de febrero 2018 de https://www.ijirset.com/upload/2016/july/34_Design.pdf
- Sheikh, T. Borah, J. Roy, S. *Bandwidth Improvement in BPF using Microstrips Couple lines*. Obtenido el 22 de febrero 2018 de https://www.researchgate.net/publication/270154325_Bandwidth_Improvement_in_BPF_using_Microstrip_Couple_lines
- Monsalve, C. (2008). *Diseño de un filtro en la banda de frecuencias de microondas-milimétricas para sistemas de comunicaciones*. Obtenido el 5 de marzo 2018 de <http://arantxa.ii.uam.es/~jms/pfcsteleco/lecturas/20080724CristinaMonsalve.pdf>
- Kadam, R. Nandgaonkar, A. (2015). *Design of a Coupled-Line Microstrip Bandpass Filter at 3.5 GHz*. Obtenido el 1 de abril 2018 de <https://www.irjet.net/archives/V2/i6/IRJET-V2I6177.pdf>

ANEXO A: CÁLCULO DEL MICROSTRIP

```

function [w_h,w,ee,l]=mistrisn(Zo,er,h,f)
%Zo=Impedancia (Ohms)
%er=Contante dielectrica del material
%h=Espesor de la lamina(mm)
%f=Frecuencia (GHz)
h=h*1e-3;
f=f*1e9;
% High impedance, narrow strips
if Zo > (44-er)
    H=(Zo*sqrt(2*(er+1)))/(119.9)+(1/2)*((er-1)/(er+1))*(log(pi/2)+(1/er)*log(4/pi));
    w_h=((exp(H))/(8))-(1/(4*exp(H)))^(-1);
    ee=((er+1)/2)*(1+(29.98/Zo)*(2/(er+1))*((er-1)/(er+1))*(log(pi/2)+(1/er)*log(4/pi)))^(-
2);
    w=w_h*h;
    % Longitud
    c=3*10^8;
    lamdag=c/(f*sqrt(ee));
    l=lamdag/4;
end
% Low impedance
if Zo < (44-er)
    der=((59.95*pi^(2))/(Zo*sqrt(er)));
    de1=((59.95*pi^(2))/(Zo));
    w_h=(2/pi)*((der-1)-log(2*de1-1))+((er-1)/(pi*er))*(log(der-1)+0.293-(0.517/er));
    ee=(er)/(0.96+er*(0.109-0.004*er)*(log(10+Zo)-1));
    w=w_h*h;
    % Longitud
    c=3*10^8;
    lamdag=c/(f*sqrt(ee));
    l=lamdag/4;
end
end

```

ANEXO B: CÁLCULO DE LAS LÍNEAS ACOPLADAS

```

function [Zo,Zoe,Eee,Zoo,Eeo]=micoupled(h,w,s,er)
% h=Espesor de la lamina (m)
% w=Ancho de la linea (m)
% s=Separacion de gap (m)
% er=Constante dielectrica del material
no=120*pi; %Impedancia caracteristica del espacio libre
u=w/h;
g=s/h;

% Calculo de Zo, en la grafica 9.9 es Zo*sqrt(Ee)
F1=6+((2*pi)-6)*exp(-(30.666*h/w)^0.7528);
Zo=60*log(((F1*h)/w)+sqrt(1+(2*h/w)^2));

% Calculo de Zoe
mhu=g*exp(-g)+((u*(20+g^2))/(10+g^2));
m=0.2175+((4.113+(20.36/g)^(6))^(0.251))+((1/323)*log((g^10)/(1+((g/13.8)^(10)))));
alfa=0.5*exp(-g);
Y=1+(g/1.45)+((g^(2.09))/3.95);
y=0.8645*(u^(0.1472));
b=0.564*((er-0.9)/(er+3))^(0.053);
a=1+(1/49)*log(((u^4)+((u/52)^(2)))/((u^4)+0.432))+((1/18.7)*log(1+((u/18.1)^(3))));
Fe=(1+((10)/mhu))^(-a*b);
Eee=((er+1)/2)+((er-1)/2)*Fe;
phi=y/((Y)*(alfa*(u^m)+(1-alfa)*(u^(-m))));
Zo1e=(Zo)/(1-((Zo*phi)/no));
Zoe=(Zo1e)/(sqrt(Eee));

% Calculo de Zoo
q=exp(-1.366-g);
r=1+0.15*(1-((exp(1-((er-1)^2)/8.2))/(1+g^6)));
fo1=1-exp((-0.179*g^0.15)-((0.328*g^r)/(log(exp(1)+(g/7)^2.8))));
p=exp(-0.745*g^0.295)/cosh(g^0.68);
fo=fo1*exp((p*log(u))+((q*sin(pi*(log(u))/(log(10))))));
n=((1/17.7)+exp(-6.424-0.76*log(g)-(g/0.23)^5))*log((10+68.3*g^2)/(1+32.5*g^3.093));
beta=0.2306+(1/301.8)*log((g^10)/(1+(g/3.73)^10))+((1/5.3)*log(1+0.646*g^1.175));
teta=1.729+1.175*log(1+(0.627/(g+0.327*g^2.17)));
phio=phi-(teta/Y)*exp(beta*(u^n)*log(u));
Fo=fo*(1+10/u)^(-a*b);
Eeo=((er+1)/2)+((er-1)/2)*Fo;
Zo1o=(Zo)/((1-((Zo*phio)/no)));
Zoo=Zo1o/(sqrt(Eeo));
end

```

ANEXO C: ANÁLISIS DE NODOS DEL FILTRO

```

clear all, clc
% Filtro Butterworth N=5 riple=3.0dB go=1
g1=3.4817;g2=0.7618;g3=4.5381;g4=0.7618;g5=3.4817;
% Frecuencias de Corte y Central
f0=2e9;
f1=1.97e9;
f2=2.03e9;
w0=2*pi*f0; w1=2*pi*f1; w2=2*pi*f2; D=(w2-w1)/w0;
% Zo de Normalizacion
Zo=50;
% Transformacion a Bandpass con circuito PI
L1=D/(w0*g1); C1=g1/(w0*D);
L2=g2/(w0*D); C2=D/(w0*g2);
L3=D/(w0*g3); C3=g3/(w0*D);
L4=g4/(w0*D); C4=D/(w0*g4);
L5=D/(w0*g5); C5=g5/(w0*D);
% Normalizamos dependiendo de Zo
L1=L1*Zo
L2=L2*Zo
L3=L3*Zo
L4=L4*Zo
L5=L5*Zo
C1=C1/Zo
C2=C2/Zo
C3=C3/Zo
C4=C4/Zo
C5=C5/Zo
f=linspace(0.9*f1, 1.1*f2,10000);
s=j*2*pi*f;
Y1=1./(s*L1)+s*C1;
Y2=1./((s*L2)+1./(s*C2));
Y3=1./(s*L3)+s*C3;
Y4=1./((s*L4)+1./(s*C4));
Y5=1./(s*L5)+s*C5;
for k=1:10000
    Y=[1/Zo+Y1(k)+Y2(k), -Y2(k), 0, -Y2(k), Y2(k)+Y3(k)+Y4(k), -Y4(k), 0, -Y4(k), Y4(k)+Y5(k)+1/Zo];
    b=[1;0;0];
    V=Y\b;
    vout(k)=V(3);
    vin(k)=V(1);
    % Segun Ec.5
    PLR(k)=(1/2)*Zo/abs(vout(k))^2;
    IL(k)=10*log10(PLR(k));
end
% Perdidas de Insercion

figure(1)
semilogx(f, -IL, 'r')
title('Filtro Pasa Banda con N=5, riple 3.0 dB, RL=50 Ohms')
ylabel('Atenuación [dB]')
xlabel('Frecuencia [Hz]')
grid on

```

ANEXO D: PLANO DE LAS MICROLÍNEAS

```

clear, echo off,clf,clc
% Este programa calcula los parámetros de la linea microstrip acoplada
% wd es W/H   sd es S/H
H=input('Grosor del dieléctrico en mm:');H1=H/10^3;
ER=input('Const. Dieléctrica Relativa:');
FF=input('Frecuencia en GHz:');
width=input('Ingrese ancho en m: ');
sep=input('Ingrese el gap en m: ');
u=width/H1

wd = [0.05,0.075,0.1,0.15,0.2,0.3,0.4,0.5,0.7,1,1.5,2,3];
a=length(wd);
for i=1:a
    if (u>wd(i)) && (u<wd(i+1))
        wd(i+2)=wd(i+1);
        wd(i+1)=u;

    end
end
wd;

c=length(wd);
for j=1:c
    if wd(j)==u
        j;
        break
    end
end

g=sep/H1
sd = [0.05,0.075,0.1,0.15,0.2,0.3,0.4,0.5,0.6,0.8,1,1.5,2,3,5,6,7];
b=length(sd);
for i=1:b
    if (g>sd(i)) && (g<sd(i+1))
        sd(i+2)=sd(i+1);
        sd(i+1)=g;

    end
end
sd;

d=length(sd);
for k=1:d
    if sd(k)==g
        k;
        break
    end
end

wds=' [0.05,0.075,0.1,0.15,0.2,0.3,0.4,0.5,0.7,1,1.5,2,3] ';
sds=' [0.05,0.075,0.1,0.15,0.2,0.3,0.4,0.5,0.6,0.8,1,1.5,2,3] ';
n1=length(wd); n2=length(sd);

```

```

for i1=1:n1
    W=wd(i1)*H;
    for i2=1:n2
        S=sd(i2)*H;

%W=input('Ancho w en mm:');
C=3e8;
%S=input('Separación s en mm:');

U=W/H; G=S/H;E=2.718282;FH=FF*H;
% Esto calcula la const. diel. cuasiestatica e Impedancia Caract.
V=U*(20+G^2)/(10+G^2)+G*(1/E)^G; B=0.564*((ER-0.9)/(ER+3))^0.053;ER1=ER-1;
A=1+log((U^4+(U/52)^2)/(U^4+0.432))/49+log(1+(U/18.1)^3)/18.7;
AV=1+log((V^4+(V/52)^2)/(V^4+0.432))/49+log(1+(V/18.1)^3)/18.7;
EQ=((ER+1)+(ER1-1)*(1+10/U)^(-A*B))/2;AZ=(30.666/U)^0.7528;F=FF*1e9;
ZQ=59.9585*log(((6+(2*pi-6)*E^(-AZ))/U+sqrt(1+(2/U)^2))/sqrt(EQ));
% Esto calcula la impedancia carac.dinámica de una sola linea ZOF & const. dieléct. efectiva
FK=C*atan(ER*sqrt((EQ-1)/(ER-EQ)))/(2*pi*H1*sqrt(ER-EQ));
F50=FK/(0.75+((0.75-(0.332/ER^1.73))*U));
if U<=0.7
    MC=1+1.4*(0.15-0.235/E^(0.45*F/F50))/(1+U);
else
    MC=1;
end
M0=1+1/(1+sqrt(U))+0.32/(1+sqrt(U))^3;M=M0*MC;PF=(F/F50)^M;
EF=ER-(ER-EQ)/(1+PF);
R1=0.03891*ER^1.4;R2=0.267*U^7;R3=4.766/E^(3.228*U^0.641);R5=(FH/28.843)^12;
R4=0.016+(0.0514*ER)^4.524;R6=22.2*U^1.92;
R7=1.206-0.3144*(1-(1/E)^R2)*(1/E)^R1;
R8=1+1.275*(1-E^(-0.004625*R3*(ER^1.674)*(FH/18.365)^2.745));R8A=(1/E)^R6;
R9=5.086*R4*R5*ER^16/((0.3838+0.386*R4)*(1+1.2992*R5)*(1+10*ER^16))*R8A;
R10=0.00044*ER^2.136+0.0184;R11=1/((19.47/FH)^6-0.092);R12=1/(1+0.00245*U^2);
R13=0.9408*EF^R8-0.9603;R14=(0.9408-R9)*EQ^R8-0.9603;
R15=0.707*R10*(FH/12.3)^1.097; R16=1+0.0503*ER^2*R11*(1-E^(-(U/15)^6));
R17=R7*(1-1.1241*R12/(R16*E^(0.026*FH^1.15656-R15)));ZOF=ZQ*(R13/R14)^R17;
%
EEQ=(ER+1+ER1/(1+10/V)^(AV*B))/2;BO=0.747*ER/(0.15+ER);
CO=BO-(BO-0.207)*E^(-0.414*U);DO=0.593+0.694*E^(-0.562*U);
AO=0.7287*(EF-(ER+1)/2)*(1-E^(-0.179*U));EOQ=((ER+1)/2+AO-EQ)/E^(CO*G^DO)+EQ;
% Esto calcula la const. diel. relativa de modo par: EER
P1=0.27488+(0.6315+0.525*(1/(1+0.0157*FH))^20)*U-0.065683*(1/E)^(8.7513*U);
P2=0.33622*(1-E^(-0.03442*ER)); P3=0.0363*(1/E)^(4.6*U)*(1-E^(-(FH/38.7)^4.97));
P4=1+2.751*(1-(1/E)^(ER/15.916)^8);
P6=(0.334^(1/E)^(3.3*(ER/15)^3)+0.746)*(1/E)^(FH/18)^0.368);
P7=1+4.069*P6*G^0.479*(1/E)^(1.347*G^0.595+0.17*G^2.5);
PEF=P1*P2*((P3*P4+0.1844*P7)*FH)^1.5763;EER=ER-(ER-EEQ)/(1+PEF);
% Esto calcula la const. diel. relativa de modo impar:EOR
P8=0.7168*(1+1.076/(1+0.0576*ER1));P13=0.41019*ER1^0.55/(0.414+0.3884*ER1^0.55);
P9=P8-0.7913*(1-(1/E)^(FH/20)^1.424)*atan(2.481*(ER/8)^0.946);
P11=0.6366*(1/E)^(0.3401*FH)-1)*atan(1.263*(U/3)^1.629);
P12=P9+(1-P9)/(1+1.183*U^1.376);P14=0.8928+0.1072*(1-E^(-0.42*(FH/20)^3.215));
P15=abs(1-0.8928*(1+P11)*P12*(1/E)^(P13*G^1.092)/P14);
POF=P1*P2*((P3*P4+0.1844)*P15*FH)^1.5763;EOR=ER-(ER-EOQ)/(1+POF);
% Esto calcula la impedancia carac. cuasiestatica de modo par: ZEQ
Q1=0.8695*U^0.194;Q2=1+0.7519*G+0.189*G^2.31;
Q14=1+1.203*(ER/15)^4/(1+(ER/15)^4);
Q3=0.1975+(16.6+(8.399999/G)^6)^(-0.387)+log(G^10/(1+(G/3.4)^10))/241;

```

```

Q4=2*(Q1/Q2)/((1/E)^G*U^Q3+(2-(1/E)^G*(1/U)^Q3));
ZEQ=ZQ*(EQ/EEQ)^0.5/(1-ZQ*EQ^0.5*Q4/377);
% Esto calcula la impedancia carac. cuasiestatica de modo impar: Z0Q
Q5=1.794+1.14*log(1+0.638/(G+0.5170001*G^2.43));Q7=(10+190*G^2)/(1+82.3*G^3);
Q6=0.2305+log(1/((1/G)^10+(1/5.8)^10))/281.3+log(1+0.598*G^1.154)/5.1;
Q8=(1/E)^(6.5+0.95*log(G)+(G/0.15)^5);Q9=log(Q7)*(Q8+1/16.5);
Q10=Q4-Q5*E^(log(U)*Q6*(1/U)^Q9)/Q2;Z0Q=ZQ*(EQ/EOQ)^0.5/(1-ZQ*EQ^0.5*Q10/377);
% Esto calcula la impedancia carac. dinamica de modo par:Z0E
Q11=0.893*(1-0.3/(1+0.7*ER1)); Q13=1+0.038*(ER/8)^5.1;
Q12=2.121/((20/FH)^4.91+Q11)*E^(-2.87*G)*G^0.902;
Q15B=1+0.41*(FH/15)^3*U^(2/Q13)/(1/8+U^(1.626/Q13));
Q15=1.887*(1/E)^(1.5*G^0.84)*G^Q14/Q15B;
Q16=(1+9/(1+0.403*(ER1-1)^2))*Q15; PE=4.766*(1/E)^(3.228*U^0.641);
RE=(FH/28.843)^12;
Q17=0.394*(1-E^(-1.47*(U/7)^0.672))*(1-(1/E)^(4.25*(FH/20)^1.87));
Q18=0.61*(1-(1/E)^(2.13*(U/8)^1.593))/(1+6.544*G^4.17);
Q19=0.21*G^4/((1+0.18*G^4.9)*(1+0.1*U^2)*(1+(FH/24)^3));
Q21=abs(1-42.54*G^0.133*E^(-0.812*G)/(1/U^2.5+0.033));
Q20=(9.000001e-02+1/(1+0.1*ER1^2.7))*Q19; QE=0.016+(0.0514*ER*Q21)^4.524;
DE=5.086*(1/E)^(22.2*(U^1.92))/(1/RE+1.2992)/(ER1^(-6)+10)/(0.3838/QE+0.386);
CE1=1+1.275*(1-E^(-0.004625*PE*ER^1.674*(FH/18.365)^2.745))-Q12+Q16-Q17+Q18;
CE=CE1+Q20;
Z0E(i1,i2)=ZEQ*((0.9408*EF^ACE-0.9603)/((0.9408-DE)*EQ^ACE-0.9603))^R17;
% Esto calcula la impedancia carac. dinámica de modo impar Z0O
Q29=15.16/(1+0.196*ER1^2);Q28=0.149*ER1^3/(94.5+0.038*ER1^3);
Q27=0.4*G^0.84*(1+2.5/(5/ER1^1.5+1)); Q26=30-22.2/((13/ER1)^12+3)-Q29;
Q25=0.3/(10/FH^2+1)*(1+2.333/(5/ER1^2+1));
Q24=2.506*Q28*U^0.894*((1+1.3*U)*FH/99.25)^4.29/(3.575+U^0.894);
Q23=1+0.005*FH*Q27/((1+0.812*(FH/15)^1.9)*(1+0.025*U^2));
Q22=0.925*(FH/Q26)^1.536/(1+0.3*(FH/30)^1.536);
Z0O(i1,i2)=Z0F+(Z0Q*(EOR/EOQ)^Q22-Z0F*Q23)/(1+Q24+(0.46*G)^2.2*Q25);
end
end

%Calculo de las impedancias exactas
Zeo=Z0E(j,k)
Zoo=Z0O(j,k)

% Esto hace el plot
xmax=max(Z0O(1,:))*1.3;
ymax=max(Z0E(1,:))*1.3;
if xmax*ymax ==0
    disp('Dimensiones y/o frecuencia fuera del rango permitido')
end
for i1=1:n1
    plot(Z0O(i1,:),Z0E(i1,:)),hold on
    axis([0 xmax 0 ymax])
    end
    plot(Zoo,Zeo,'o')

for i2=1:n2
    plot(Z0O(:,i2),Z0E(:,i2),'r'),hold on
% Ajustar axis a gusto, incluso despues del plot!
axis([0 xmax 0 ymax])
end
title('Microlineas Acopladas (Z0e, Z0o)');
xlabel('Z0o'),

```

```

ylabel('z0e'),

h=gca;

ht= get(h,'title');
hy= get(h,'ylabel');
hx= get(h,'xlabel');

set(ht,'fontsize',16,'fontweight','demi')
set(hy,'fontsize',14,'fontweight','demi')
set(hx,'fontsize',14,'fontweight','demi')

for i=1:5
    ht3(i)=text(Z00(1,i),z0E(1,i)+0.03*z0E(1,5),num2str(sd(i)));
    set(ht3(i),'fontsize',8,'fontweight','demi')
end
for i=6:10
    ht3(i)=text(Z00(1,i)+0.05*z00(1,1),z0E(1,i),num2str(sd(i)));
    set(ht3(i),'fontsize',8,'fontweight','demi')
end
for i=11:14
    ht3(i)=text(Z00(1,i)+0.05*z00(1,1),z0E(1,i),num2str(sd(i)));
    set(ht3(i),'fontsize',8,'fontweight','demi')
end
for i=1:13
    ht4(i)=text(Z00(i,n2)+0.03*z00(6,n2),z0E(i,n2)-0.06*z0E(6,n2),num2str(wd(i)));
    set(ht4(i),'fontsize',8,'fontweight','demi')
end
ht5=text(Z00(1,6),1.15*z0E(1,6),'s/d');
ht6=text(1.4*z00(7,n2),z0E(7,n2),'w/d');
set(ht5,'fontsize',12,'fontweight','demi')
set(ht6,'fontsize',12,'fontweight','demi')

ht6=text(xmax-xmax/5,ymax-ymax/10,strcat('epsilon = ',num2str(ER),'eo'));
set(ht6,'fontsize',16,'fontweight','demi','fontname','Tex')
ht7=text(xmax-xmax/5,ymax-ymax/6,strcat('f = ',num2str(FF),' GHz'));
set(ht7,'fontsize',14,'fontweight','demi')
grid

disp('vea el gráfico')

```