

# **TECNOLÓGICO Y DE ESTUDIOS SUPERIORES DE OCCIDENTE**

Reconocimiento de validez oficial de estudios de nivel superior según acuerdo secretarial 15018, publicado en el Diario Oficial de la Federación el 29 de noviembre de 1976.

---

Departamento de Electrónica, Sistemas e Informática

MAESTRÍA EN DISEÑO ELECTRÓNICO



## **REPORTE DE FORMACIÓN COMPLEMENTARIA EN ÁREA DE CONCENTRACIÓN EN DISEÑO ELECTRÓNICO DE ALTA FRECUENCIA.**

Trabajo recepcional que para obtener el grado de

MAESTRO EN DISEÑO ELECTRÓNICO

Presenta: Pedro Aarón Saldaña Zepeda

Asesor: MC. José Luis Chávez Hurtado

San Pedro Tlaquepaque, Jalisco. 29 de Agosto de 2017.



# Contenido

<b>Introducción .....</b>	<b>1</b>
<b>1. Resumen de los proyectos realizados .....</b>	<b>2</b>
1.1. FILTRO PASA BANDA EN LÍNEAS ACOPLADAS A 2.4GHZ .....	2
1.1.1 Introducción .....	2
1.1.2 Desarrollo.....	3
1.1.3 Resultados .....	4
1.1.4 Conclusiones .....	5
1.2. OPTIMIZACIÓN POR MAPEO ESPACIAL AGRESIVO DE UN FILTRO PASA BANDA A 2.4 GHZ CON CINTAS ACOPLADAS .....	6
1.2.1 Introducción .....	6
1.2.2 Desarrollo.....	6
1.2.3 Resultados .....	7
1.2.4 Conclusiones .....	8
1.3. ANÁLISIS COMPARATIVO DE PARÁMETROS DISPERSOS UTILIZANDO <i>SONNET</i> <sup>TM</sup> EN LÍNEAS DE CINTA ACOPLADAS.....	9
1.3.1 Introducción .....	9
1.3.2 Desarrollo.....	9
1.3.3 Resultados .....	10
1.3.4 Conclusiones .....	10
<b>2. Conclusiones .....</b>	<b>11</b>
<b>Apéndices .....</b>	<b>12</b>
APÉNDICE A .....	13
APÉNDICE B.....	29
APÉNDICE C.....	47



# Introducción

En este trabajo se presentan los resultados de tres proyectos finales correspondientes a los cursos de modelado y diseño de circuitos basado en optimización, métodos de simulación de circuitos electrónicos y diseño electrónico en alta frecuencia. Todos ellos dentro del área de concentración en alta frecuencia. La razón de elegir esta área de concentración en particular es debido a la relación que tienen los contenidos de los cursos con mi actual situación laboral (ingeniero de Diseño de Servidores en Intel Guadalajara) situación que ha fortalecido y enriquecido los conocimientos de integridad de señal, específicamente en interfaces de circuito impreso de alta velocidad.

# 1. Resumen de los proyectos realizados

En el primer proyecto, nombrado “Filtro pasa banda en líneas acopladas a 2.4GHz” se diseñó un filtro pasa banda del tipo microcinta; las motivaciones para este proyecto fueron dos: la primera aprender el flujo de diseño de este tipos de filtros, mientras que la segunda hacer que la frecuencia de paso fuese 2.4GHz, pues muchas tecnologías inalámbricas actuales operan a esa frecuencia y el tener un filtro de bajo costo pudiera ser atractivo para implementaciones en productos comerciales.

El segundo proyecto denominado “Optimización por mapeo espacial agresivo de un filtro pasa banda a 2.4 GHz con cintas acopladas” es en realidad una continuación del primer proyecto, en donde se optimizan las dimensiones de la cintas acopladas así como el espaciamiento entre ellas para tener una mejor respuesta a la frecuencia de paso.

El tercer proyecto titulado “Análisis comparativo de parámetros dispersos utilizando *Sonnet*<sup>TM</sup> en líneas de cinta acopladas”, en este trabajo se realizó una comparativa de parámetros dispersos de cintas acopladas (medidos físicamente en un analizador de redes), con los obtenidos mediante simulaciones en *Sonnet*<sup>TM</sup>. Otro objetivo del trabajo fue el de contar con una metodología que permitió mezclar y analizar los resultados de simulaciones electromagnéticas de estructuras complejas con los de señales eléctricas de otros dispositivos reales. Una de las aplicaciones reales es la de remplazar (debido al alto costo) mediciones físicas de pérdidas por retorno (*Return loss*) y perdidas por inserción (*Insertion loss*) por las de resultados de simulaciones de las estructuras, por ejemplo, cuando se caracterizan señales eléctricas de alta velocidad en las terminales físicas de un circuito integrado.

## 1.1. Filtro pasa banda en líneas acopladas a 2.4GHz

### 1.1.1 Introducción

La fabricación de filtros pasa bandas en líneas acopladas es particularmente sencilla de implementar en topologías microcinta para anchos de banda menores a 20%. Las especificaciones del filtro diseñado en este trabajo son: 0.5 dB de rizo; 2.4 GHz de frecuencia

### 1.1. Filtro pasa banda en líneas acopladas a 2.4GHz

central, 15 dB de atenuación a 2 GHz y 10% de ancho de banda. Las impedancias tanto de entrada como de salida son de  $50\Omega$ . EL material de la tablilla impresa (PCB) es FR4 con una constante dieléctrica de 4.2 y un ancho (*thickness*) de 1.2mm.

#### 1.1.2 Desarrollo

Primero se encuentra el orden del filtro utilizando (1-1) y (1-2), haciendo referencia a Fig 10 y debido a que  $\left|\frac{w}{w_c}\right| - 1 = 2.67$  el orden del filtro es dos ( $n = 2$ ).

$$w \leftarrow \left| \frac{1}{\Delta} \left( \frac{w}{w_0} - \frac{w_0}{w} \right) \right| = \left| \frac{1}{0.1} \left( \frac{2}{2.4} - \frac{2.4}{2} \right) \right| = |-3.67| \quad (1-1)$$

$$\left| \frac{w}{w_c} \right| - 1 = 2.67 \quad (1-2)$$

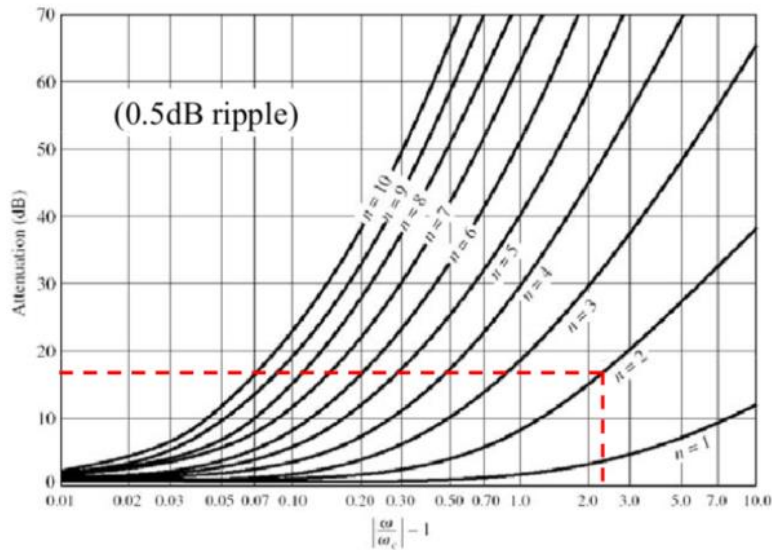


Fig. 1 Attenuation in Chebyshev filter with 0.5dB ripple of  $n$ -th order.

Los valores finales de los elementos del filtro pasa banda son obtenidos de (1-3). Si  $g_k$  corresponde a un inductor en el modo pasa baja, entonces utilizamos (1-4) para obtener los valores de los elementos inductivos y capacitivos. Si  $g_k$  corresponde a un capacitor en el modo pasa baja entonces utilizamos (1-5).

## 1.1. Filtro pasa banda en líneas acopladas a 2.4GHz

$$RL = \frac{R_0}{g_{N+1}} \quad (1-3)$$

$$L_k = \frac{g_k R_0}{w_0 \Delta} \quad \text{en serie con} \quad C_k = \frac{\Delta}{R_0 w_0 g_k} \quad (1-4)$$

$$C_k = \frac{g_k}{R_0 w_0 \Delta} \quad \text{en paralelo con} \quad L_k = \frac{R_0 \Delta}{w_0 g_k} \quad (1-5)$$

El próximo paso es calcular las dimensiones de los pares diferenciales de las microcintas. Cada par diferencial consiste en dos trazos de anchos  $w$  separados por una distancia  $s$ , a una altura  $h$  del plano de referencia de tierra (equivalente al *thickness* del dieléctrico). El material de elección es *FR4* estándar el cual tiene una tangente de pérdida (nombrada como ‘*Dissipation Factor*’,  $D_f$ ) de 0.02 y una constante dieléctrica  $\epsilon_r = 4.2$ , lo que conlleva a una pérdida de  $-0.2 \text{ dB/in @ 2 GHz}$ . Existe un alista muy amplia de materiales con mejores características, en este trabajo se seleccionó *FR4* por el bajo costo que tiene.

Utilizando Apéndice A [1] obtenemos las dimensiones de las estructuras como se muestra en la Tabla I.

Tabla I

Dimensiones resultantes de las estructuras para el filtro pasa banda de 2.4Ghz

Stage	$W(\text{mm})$	$W(\text{mils})$	$S(\text{mm})$	$S(\text{mils})$
1	1.84	72.4	0.27	10.6
2	2.24	88.1	0.9	35.4
3	1.84	72.4	0.27	10.6

### 1.1.3 Resultados

El diseño completo del filtro se muestra en Fig. 2. Fue necesario agregar puertos de entrada y salida con una impedancia de  $50\Omega$  en ambos bordes, el ancho de los puertos es de 2.37 mm



### 1.1. Filtro pasa banda en líneas acopladas a 2.4GHz

obtenidos por medio de la estructura del PCB ( $\epsilon_r = 4.12$ ,  $h = 1.2\text{mm}$ ). Las longitudes de las secciones 1 y 3 son de 17.6mm, 17.4mm para la sección 2 y 3mm para las secciones de los puertos.

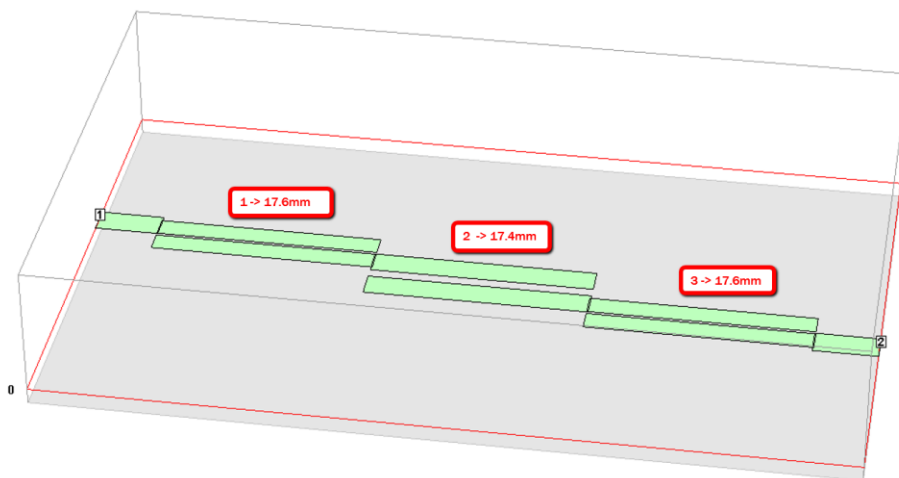


Fig. 2 Layout del filtro pasa banda, mostrado en *Sonnet*<sup>TM</sup>

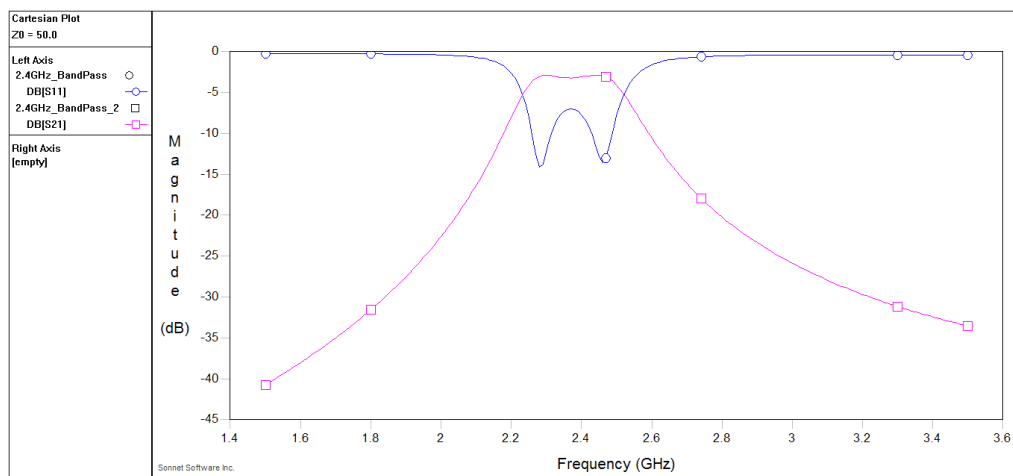


Fig. 3 Respuesta en frecuencia del filtro diseñado a una frecuencia central de 2.4 GHz, utilizando el *software* de *Sonnet*<sup>TM</sup>

### 1.1.4 Conclusiones

Se ha mostrado la metodología de diseño de un filtro pasa banda con líneas acopladas en topología microcinta. Utilizando las formulas presentadas en [1] se obtuvieron resultados muy aceptables, la respuesta del filtro cumple con las especificaciones propuestas. Además no fue necesaria la ayuda de herramientas costosas de *CAD*.

## 1.2. Optimización por mapeo espacial agresivo de un filtro pasa banda a 2.4 GHz con cintas acopladas

### **1.2. Optimización por mapeo espacial agresivo de un filtro pasa banda a 2.4 GHz con cintas acopladas**

#### **1.2.1 Introducción**

Los filtros de radiofrecuencia son parte indispensable de los sistemas de comunicación inalámbricas, especialmente aquellos que operan en el rango de las microondas. Los filtros acoplados de cintas paralelas fueron propuestos inicialmente en 1952. La fabricación de este tipo de filtros es particularmente fácil de implementar en topologías microcinta, principalmente para anchos de banda cercanos al 20%. En este trabajo se describe la optimización de un filtro microcinta pasa banda de cintas acoplados en topología microcinta. La optimización se lleva a cabo a través de una técnica de mapeo espacial agresiva (*Aggressive space mapping optimization*).

#### **1.2.2 Desarrollo**

El algoritmo de optimización de mapeo espacial fue originalmente presentado en [4]. La idea principal de esta técnica consiste en tener un mapeo lineal entre los parámetros de un modelo burdo y un modelo fino [5]. Éste es evaluado por una solución de mínimos cuadrados de las ecuaciones lineales que resultan de asociar correspondientemente los puntos de información en los dos espacios. La técnica de mapeo espacial agresiva [5] remueve el trabajo excesivo de simulación (*overhead*) requerido mediante el uso de los resultados de modelo fino en cada iteración tan pronto como estén disponibles. Esta iteración es determinada por cada paso Broyden (*Broyden step*). La Fig. 4 resume esta idea.

## 1.2. Optimización por mapeo espacial agresivo de un filtro pasa banda a 2.4 GHz con cintas acopladas

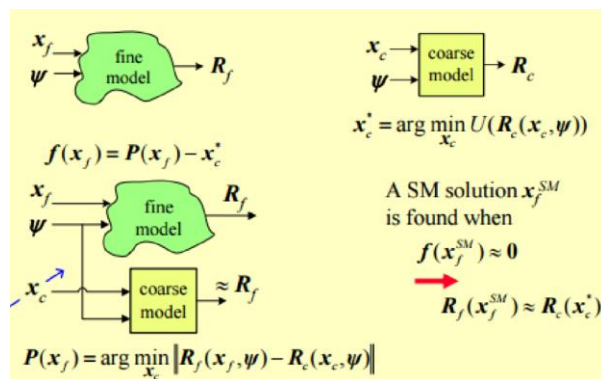


Fig. 4 Optimización por Mapeo Espacial (An introduction to SM, Dr. J.E. Rayas Sanchez)

### 1.2.3 Resultados

Como se puede observar en Fig. 5 la frecuencia central del filtro (modelo fino) esta desplazada a la izquierda. Se utilizó la técnica de optimización por mapeo espacial agresivo para centrar la respuesta del filtro a 2.4GHz. Las variables de diseño son:  $X_c = [w1 (mm), w2 (mm)]^T$

$$x_c^* = [1.84, 2.24]^T$$

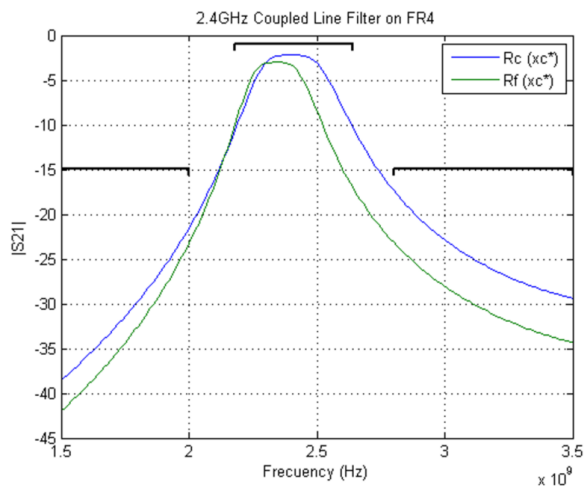


Fig. 5 Respuesta S21,  $R_c(X_c^*)$  y  $R_f(X_c^*)$

Tabla II

Resultados de la optimización por mapeo espacial.

Optimizing	$X_c$	$X_m$	Iter	FunEval	FunEval	$\ f\ $	EF
S21	(W1, W2)	(W1, W2)		Fmodel	Cmodel		
	[1.83, 2.24]	[1.9428, 1.1341]	17	18	437	0.098	1

## 1.2. Optimización por mapeo espacial agresivo de un filtro pasa banda a 2.4 GHz con cintas acopladas

$$\mathbf{x}_f^{SM} = [1.9428, 1.1341]^T$$

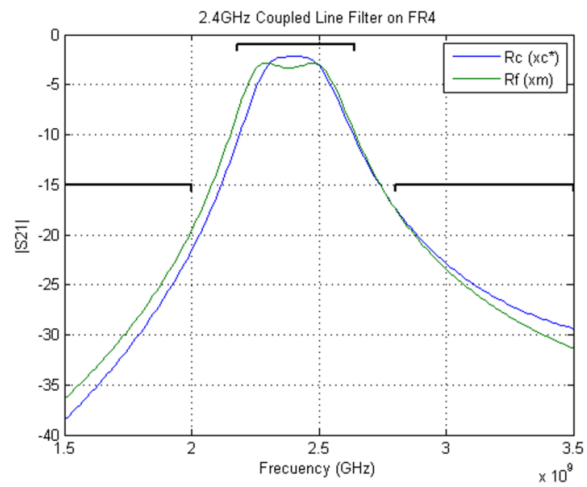


Fig. 6 Respuesta S21, Rc(Xc\*) y Rf(Xm)

### 1.2.4 Conclusiones

La técnica de mapeo espacial agresiva fue implementada exitosamente. El tiempo de cómputo se redujo dramáticamente cuando se optimizó los parámetros de s11 en lugar de s21. Para evaluar el modelo fino se desarrolló un driver para Sonnet™, una buena metodología es la de tener una cantidad limitada de variables de optimización, tan pocas como sea posible, ya que ayuda al algoritmo de extracción de parámetros a obtener una respuesta más rápida.

### 1.3. Análisis comparativo de parámetros dispersos utilizando *Sonnet*™ en líneas de cinta acopladas

#### 1.3.1 Introducción

En este trabajo se realizó una comparativa de parámetros dispersos de cintas acopladas medidos físicamente en un analizador de redes con los obtenidos mediante simulaciones en *Sonnet*™. Se presenta la estructura real de la cinta acoplada así como sus parámetros eléctricos.

#### 1.3.2 Desarrollo

La Fig. 7 muestra la estructura a simular así como sus características eléctricas.

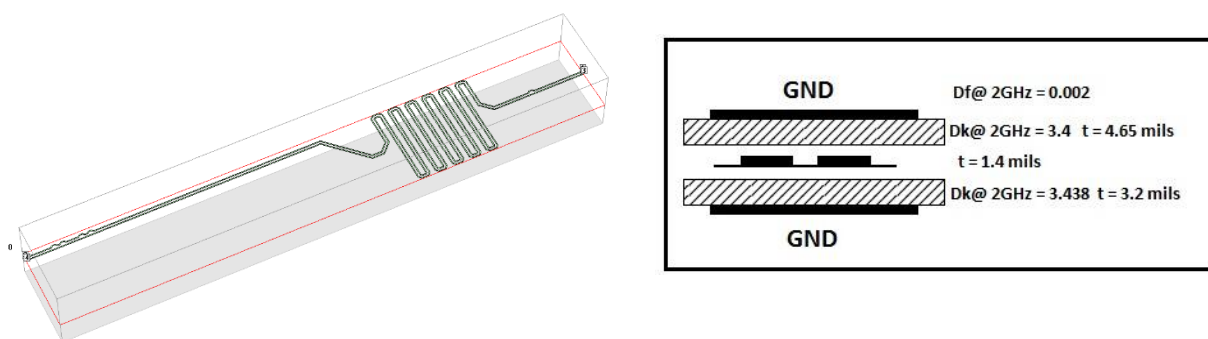


Fig. 7 Estructura de la cinta acoplada  $L = 5700$  mils vista 3D en *Sonnet*™.

Debido a que la estructura es un tanto compleja, presentaba resonancias de caja y demandaba una gran cantidad de memoria, se optó por cambiar la estructura por una con dimensiones idénticas en longitud pero que no presentara serpentinas (asimetrías) en su ruteo como lo muestra la Fig. 8

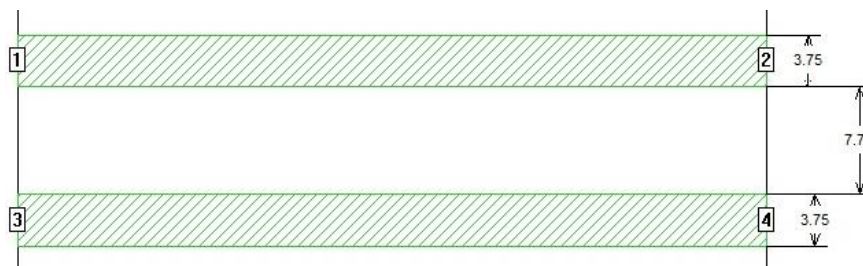


Fig. 8 Primera aproximación de la cinta acoplada  $L_{box} = 5700$  mils,  $W_{box} = 40$  mils

### 1.3. Análisis comparativo de parámetros dispersos utilizando Sonnet™ en líneas de cinta acopladas

#### 1.3.3 Resultados

Las simulaciones se llevaron a cabo con diferentes tipos de resoluciones como lo muestra la Tabla III, variando principalmente la medida de la celda en Y. Como se puede observar en Fig. 9 las mediciones del trazo y las simulaciones en *Sonnet*™ son similares.

Tabla III

Tabla de valores para diferentes casos de resolución

Caso	S	W	Box Size X	Box Size Y	Cell Size X	Cell Size Y	Num Cell X	Num Cell X	Memory
1	8	4	5700	40	57	1	100	40	8MB
2	7.574	3.774	5700	40	57	0.75471698	100	53	16MB
3	7.5	4	5700	40	57	0.5	100	80	25MB
4	7.75	3.75	5700	40	57	0.25	100	160	53 MB

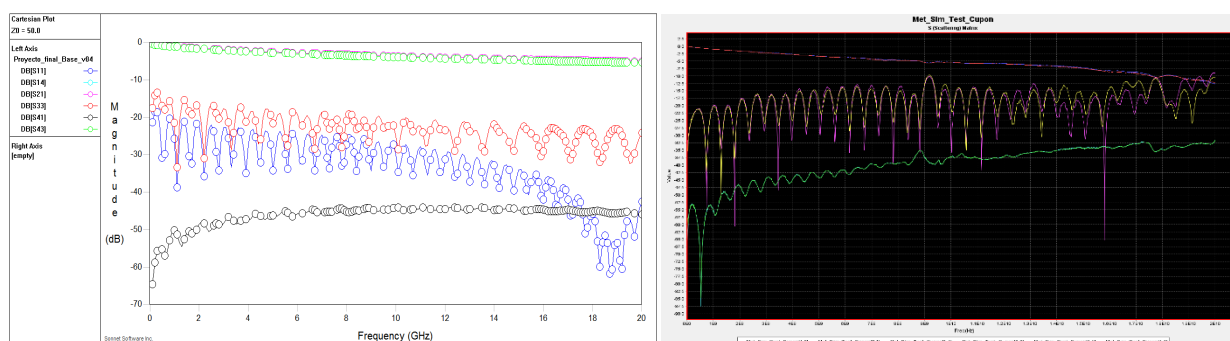


Fig. 9 Simulaciones de los parámetros dispersos contra las mediciones.

#### 1.3.4 Conclusiones

Se pudo observar que las mediciones y simulaciones del trazo en *Sonnet*™ son bastante similares, presentando algunas diferencias en s21 y s43. Tomando en cuenta que no se tomó la estructura real de la cinta acoplada si no una aproximación a ella.

Como trabajo a futuro se simulará la estructura compleja dividida en tres secciones para posteriormente agrupar los resultados, esto debido a que la asimetría (serpentinatas) del trazo presenta resonancias de caja y demanda una gran cantidad de memoria.

## **2. Conclusiones**

En este reporte final se presentaron tres proyectos de diseño electrónico en alta frecuencia. En el primer proyecto (Filtro pasa banda en líneas acopladas a 2.4GHz) se detalla una metodología de diseño de filtros con líneas acopladas, aunque no son utilizados en mi actual ambiente laboral sí son ampliamente utilizados en la industria de las telecomunicaciones.

El segundo trabajo tiene un gran valor en mi formación académica pues pone en práctica técnicas de optimización para líneas de circuitos impresos este conocimiento también puede expandirse a otras áreas del diseño electrónico.

Referente al último proyecto presentado, es de valor significativo por el potencial de reducir los altos costos que conlleva caracterizar las pérdidas en las cintas de PCB, además de reducir el tiempo que conlleva dicho trabajo.

# Apéndice



APÉNDICE A



# A 2.4GHz coupled Line Band-pass Filter

---

High-Frequency Electronics Design  
Final Project

# Introduction

---

Fabrication of multisections bandpass coupled line filters is particularly easy in microstrip or stripline form, for bandwidths less than about 20%. This paper describes the design of a planar bandpass microwave filter. The filter specifications are 0.5 dB of ripple; 2.4 GHz center frequency, 15 dB attenuation at 2 GHz and 10% of Bandwidth. The input and output impedance are both  $50\Omega$ . The PCB material is standard FR4 with dielectric constant of 4.2 and thickness of 1.2mm. The main purpose of this article is to demonstrate the flow process design of a bandpass coupled line filter.

# Theoretical analysis

First, we need to figure out the filter order:

$$\Delta = \frac{w_2 - w_1}{w_0} = \frac{2.52 - 2.28}{2.4} = 0.1$$

$$w \leftarrow \left| \frac{1}{\Delta} \left( \frac{w}{w_0} - \frac{w_0}{w} \right) \right| = \left| \frac{1}{0.1} \left( \frac{2}{2.4} - \frac{2.4}{2} \right) \right| = |-3.67|$$

$$\left| \frac{w}{w_c} \right| - 1 = 2.67$$

Referring to Figure (Fig 10), since  $\left| \frac{w}{w_c} \right| - 1 = 2.67$  the order N becomes 2.

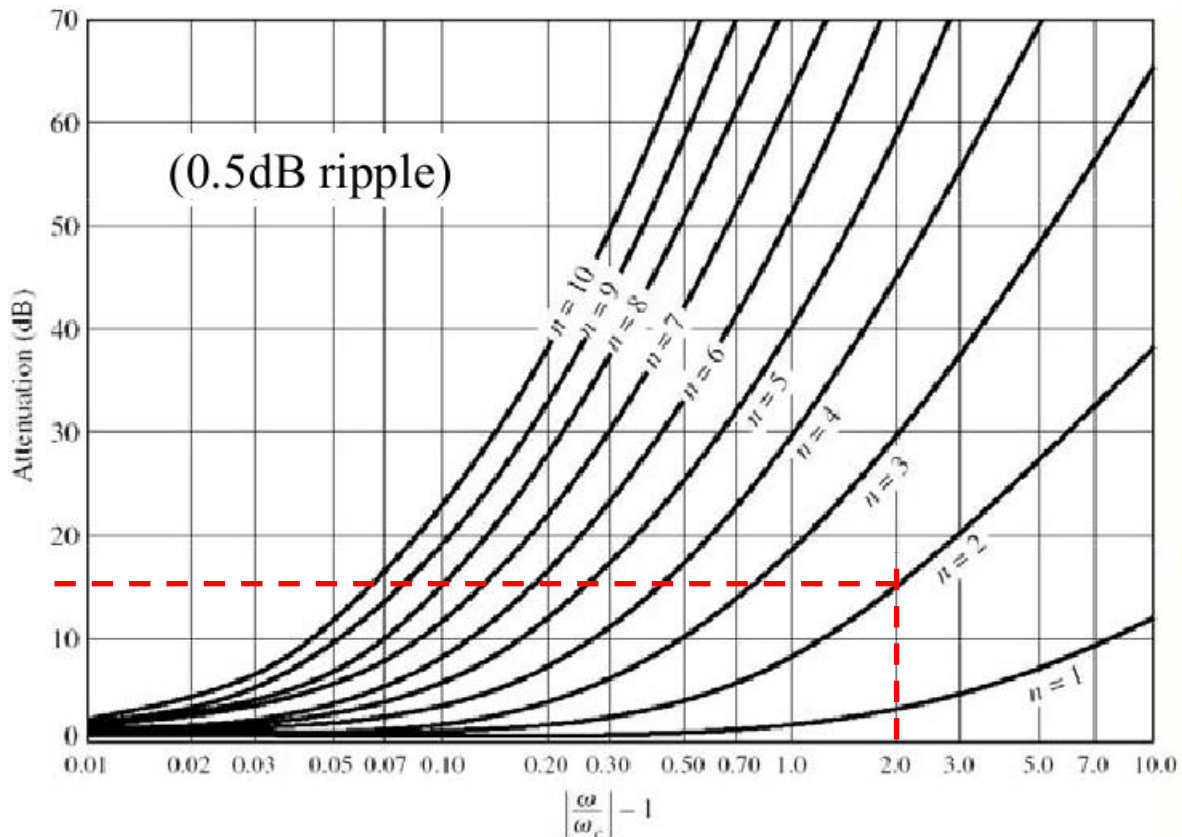


Fig 10 Attenuation in Chebyshev filter with 0.5dB ripple of n-th order.  
(D.M. Pozar, Microwave Engineering, Wiley, 2005)

From Table 1 we find the normalized values of  $g_1$  to  $g_3$  as follows:

$$g_1 = 1.4029$$

$$g_2 = 0.7071$$

$$g_3 = 1.9841$$

Order	$g_1$	$g_2$	$g_3$	$g_4$	$g_5$	$g_6$	$g_7$
1	0.6986	1.0000					
2	1.4029	0.7071	1.9841				
3	1.5963	1.0967	1.5963	1.0000			
4	1.6704	1.1926	2.3662	0.8419	1.9801		
5	1.7058	1.2296	2.5409	1.2296	1.7058	1.0000	
6	1.7254	1.2478	2.6064	1.3136	2.4759	0.8696	1.9841

Table 1 0.5 dB Ripple

### *De-Normalized Element Values Band-Pass Prototypes*

The final element values for a band-pass prototype are obtained from ( $R_0$  is the actual source resistance):

$$RL = \frac{R_0}{g_{N+1}}$$

If  $g_k$  corresponds to an inductor in the low-pass prototype:

$$L_k = \frac{g_k R_0}{\omega_0 \Delta} \quad \text{In series with} \quad C_k = \frac{\Delta}{R_0 \omega_0 g_k}$$

If  $g_k$  corresponds to a capacitor in the low-pass prototype:

$$C_k = \frac{g_k}{R_0 \omega_0 \Delta} \quad \text{In parallel with} \quad L_k = \frac{R_0 \Delta}{\omega_0 g_k}$$

Thus we get the following lumped elements values:

$$C_1 = 18.6 \text{ pF}, L_1 = 0.236 \text{ nH}$$

$$C_2 = 0.187 \text{ pF}, L_2 = 23.44 \text{ nH}$$

$$C_3 = 26.3 \text{ pF}, L_3 = 0.167 \text{ nH}$$

Fig 11 depicts the implementation of the 2.4 GHz bandpass filter with lumped elements.

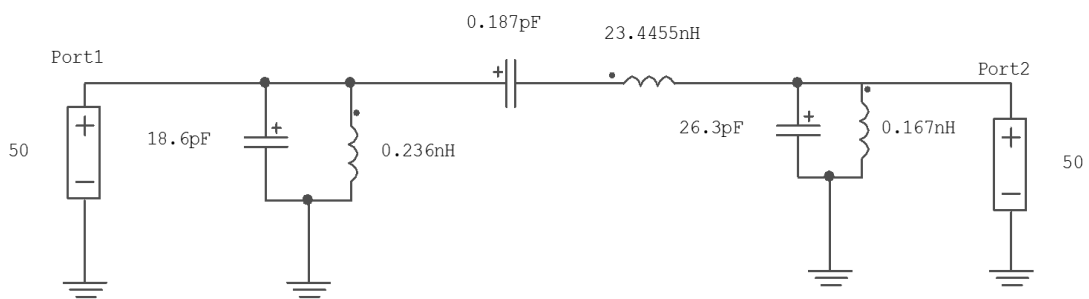


Fig 11 Shunt-source prototype

Fig 12 and Fig 13 shows the APLAC simulation results of the circuit in fig

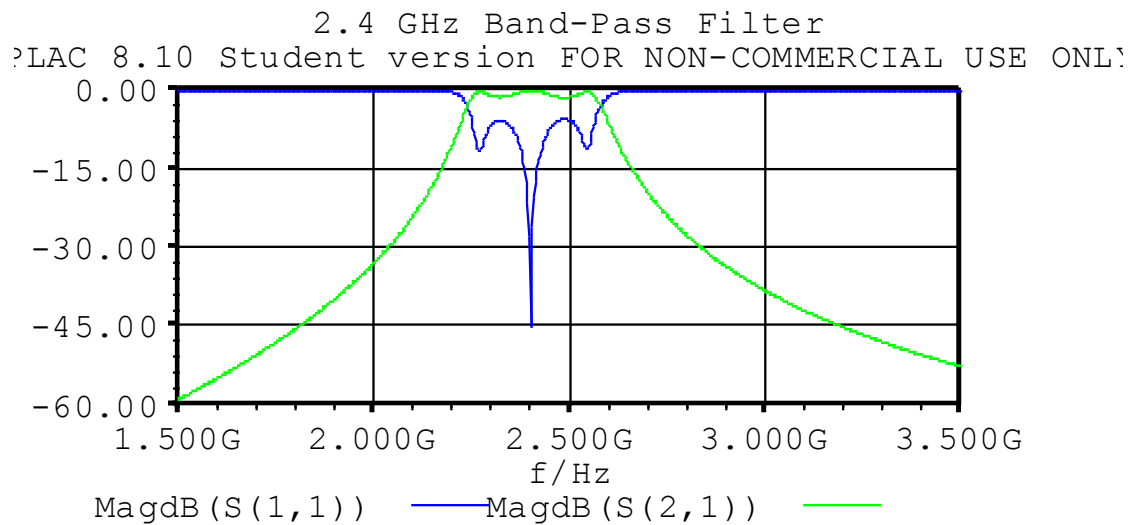


Fig 12 Return and Insertion loss dB of the 2.4 GHz filter

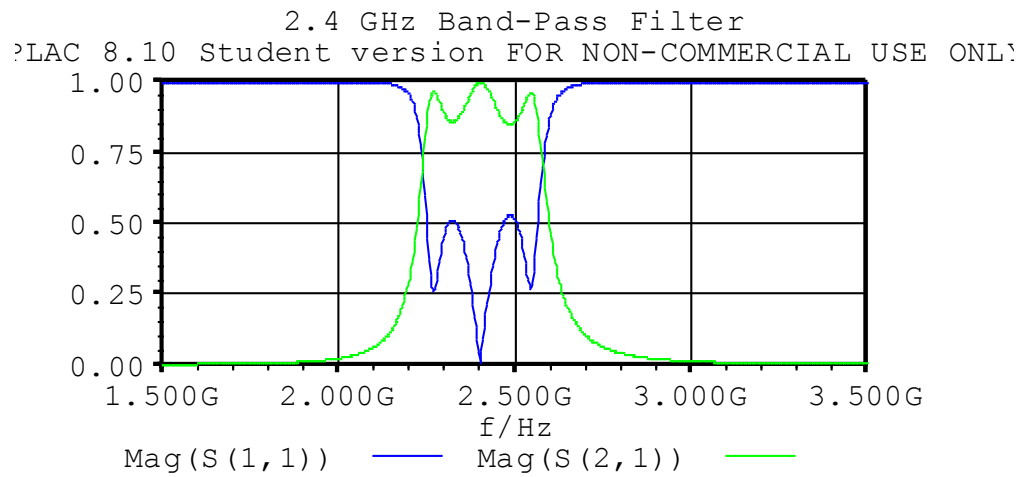


Fig 13 Return and Insertion loss of the 2.4 GHz filter

The design equations for a bandpass filter with  $N+1$  coupled line sections are

$$Z_0 J_1 = \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2g_1}}$$

$$Z_0 J_n = \frac{\pi \Delta}{2\sqrt{g_{n-1}g_n}}, \quad \text{for } n = 2, 3, \dots, N$$

$$Z_0 J_{N+1} = \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2g_N g_{N+1}}}$$

$$Z_{0e_n} = Z_0 [1 + Z_0 J_n + (Z_0 J_n)^2]$$

$$Z_{0o_n} = Z_0 [1 - Z_0 J_n + (Z_0 J_n)^2]$$

Thus

$$Z_{0J_1} = \sqrt{\frac{\pi\Delta}{2g_1}} = \sqrt{\frac{\pi(0.1)}{2(1.4029)}} = 0.3346$$

$$Z_{0J_2} = \frac{\pi\Delta}{2\sqrt{g_1g_2}} = \frac{\pi(0.1)}{2\sqrt{(1.4029)(0.7071)}} = 0.157$$

$$Z_{0J_3} = \sqrt{\frac{\pi\Delta}{2g_2g_3}} = \sqrt{\frac{\pi(0.1)}{2(0.7071)(1.9841)}} = 0.3346$$

The resulting even and odd impedances are tabulated in **Table 2**

Stage	$Z_{0e}(\Omega)$	$Z_{0o}(\Omega)$
<b>1</b>	72.32	38.86
<b>2</b>	59.08	43.38
<b>3</b>	72.32	38.86

Table 2 Even and odd mode differential impedance for each filter stage

The next step is to calculate the dimensions of the differential trace pairs. Each differential pair consists of two traces of width  $w$ , separated by distance  $s$  and lying height  $h$  above the ground plane (equal to the thickness of the dielectric substrate).

The PCB material will be Standard FR4. This material has a loss tangent (listed as 'Dissipation Factor',  $D_f$ ) of 0.02 and Dielectric Constant  $\epsilon_r = 4.2$ , which will give a loss of  $-0.2$  dB/in @2 GHz. There is a lot of material with better perform than the FR4 such as High frequency laminates. In this case we selected standard FR4.

At this point published equations [1] are used to produce the differential trace dimensions for each stage of the distributed filter structure, as tabulated in Table 3.

Stage	W(mm)	W(mils)	S(mm)	S(mils)
1	1.84	72.4	0.27	10.6
2	2.24	88.1	0.9	35.4
3	1.84	72.4	0.27	10.6

Table 3 Resulting stripline dimensions for filter designed by calculation

See Appendix A for a Matlab example of these equations. These equations derive the dimensions from the following parameters:

- $Z_{0o}$  = Odd mode differential impedance for a differential pair (from Table 2)
- $Z_{0e}$  = Even mode differential impedance for a differential pair (from Table 2)
- $Er$  = Dielectric constant of PCB material from manufacturer = 4.2
- $w$  = width of individual trace (To be Define)
- $s$  = separation between differential trace pairs (To be Define)
- $h$  = height of traces above the ground plane = 1.2 mm.
- $f_0$  = Midband frequency of filter = 2.4 GHz

Now we will determine the length of each of the three stages of the second order coupled line filter.

$$E_{eff}(w = 72.4) = \frac{Er + 1}{2} + \frac{Er - 1}{2\sqrt{1 + 12\frac{h}{w}}} = \frac{4.2 + 1}{2} + \frac{4.2 - 1}{2\sqrt{1 + 12\frac{47.2mil}{72.4mil}}} = 3.14$$

$$E_{eff}(w = 88.1) = \frac{Er + 1}{2} + \frac{Er - 1}{2\sqrt{1 + 12\frac{h}{w}}} = \frac{4.2 + 1}{2} + \frac{4.2 - 1}{2\sqrt{1 + 12\frac{47.2mil}{88.1mil}}} = 3.19$$



$$\lambda_0/4|_{f_0=2.4 \text{ GHz}} = \frac{C/\sqrt{E_{\text{reff}}}}{4f_0} = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}/\sqrt{3.14}}{4(2.4 \times 10^9 \text{ Hz})} = 17.6 \text{ mm}$$

$$\lambda_0/4|_{f_0=2.4 \text{ GHz}} = \frac{C/\sqrt{E_{\text{reff}}}}{4f_0} = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}/\sqrt{3.19}}{4(2.4 \times 10^9 \text{ Hz})} = 17.4 \text{ mm}$$

A second order coupled line filter would have a total length given by

$$\text{Filter Length} = (N + 1)(\lambda_0/4) = (2 + 1)(17\text{mm}) = 51 \text{ mm}$$

Summarizing the above results, the entire filter is designed as in Fig 14. We will add a 50Ω impedance line in front of the filter at both ends. Its width is 2.37 mm defined by the PCB structure ( $\epsilon_r = 4.12$ ,  $h = 1.2\text{mm}$ ).

$$l_1, l_3 = 1.84 \times 17.6 \text{ mm}, \quad s = 0.27 \text{ mm}$$

$$l_2 = 2.24 \times 17.4 \text{ mm}, \quad s = 0.9 \text{ mm}$$

$$l_0 = 2.37 \times 3 \text{ mm}, \quad \text{for } 50\Omega$$

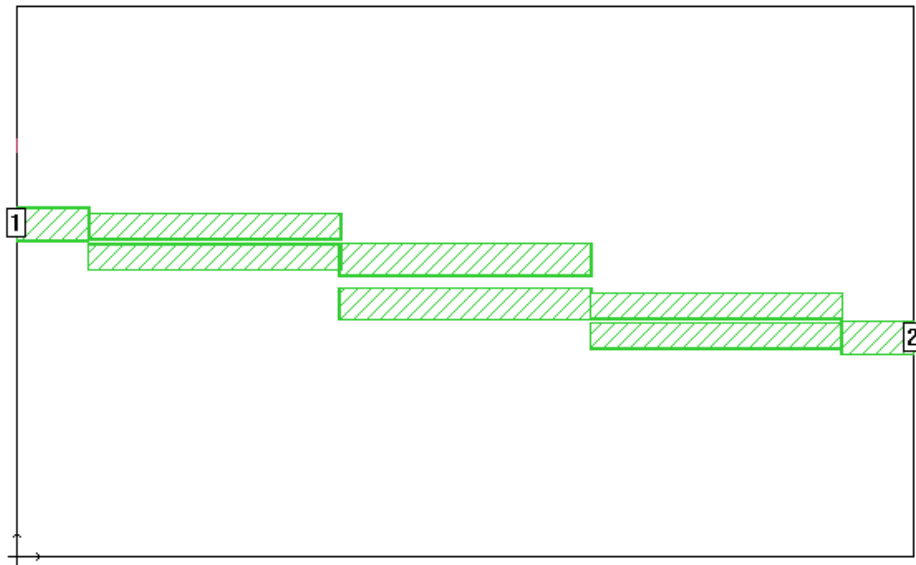


Fig 14 Filter layout, filter design resulting from calculations, as displayed in Sonnet™

Fig 15 Sketches the 2.4 Ghz coupled Filter designed in 3D view.

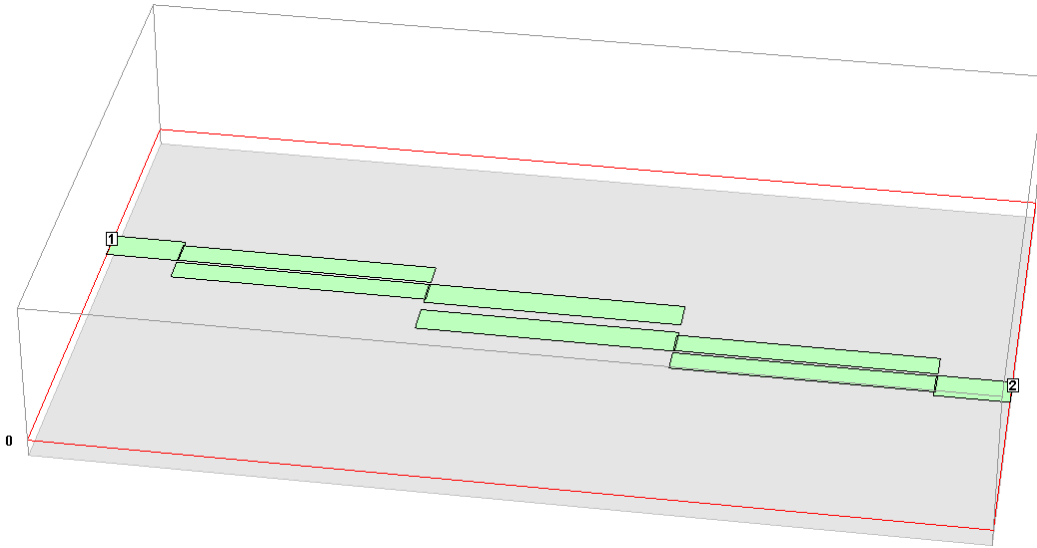


Fig 15 Filter layout 3D view, as displayed in Sonnet™

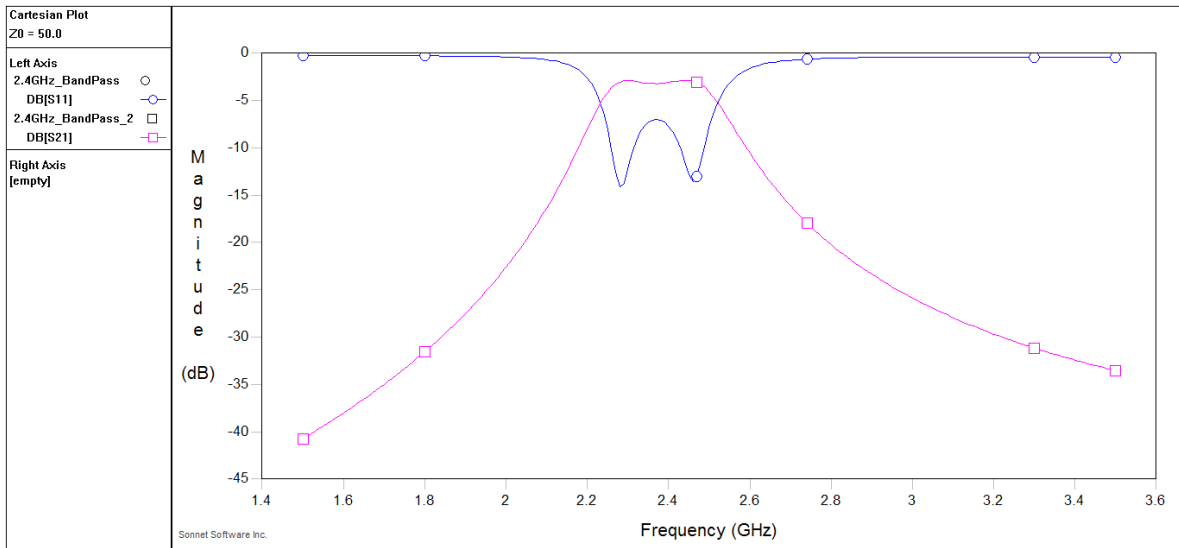


Fig 16 Response of filter designed by calculation, simulated by Sonnet™ software. Center frequency is 2.4 GHz.

## Fine tuning

A second version of the filter was generated, after a fine tuning, the final results become as follows. Fig 17 shows the response of filter with fine tuning.

$$l_1, l_3 = 1.1 \times 17.6 \text{ mm}, \quad s = 0.5 \text{ mm}$$

$$l_2 = 2.24 \times 17.4 \text{ mm}, \quad s = 0.9 \text{ mm}$$

$$l_0 = 2.37 \times 3 \text{ mm}, \quad \text{for } 50\Omega$$

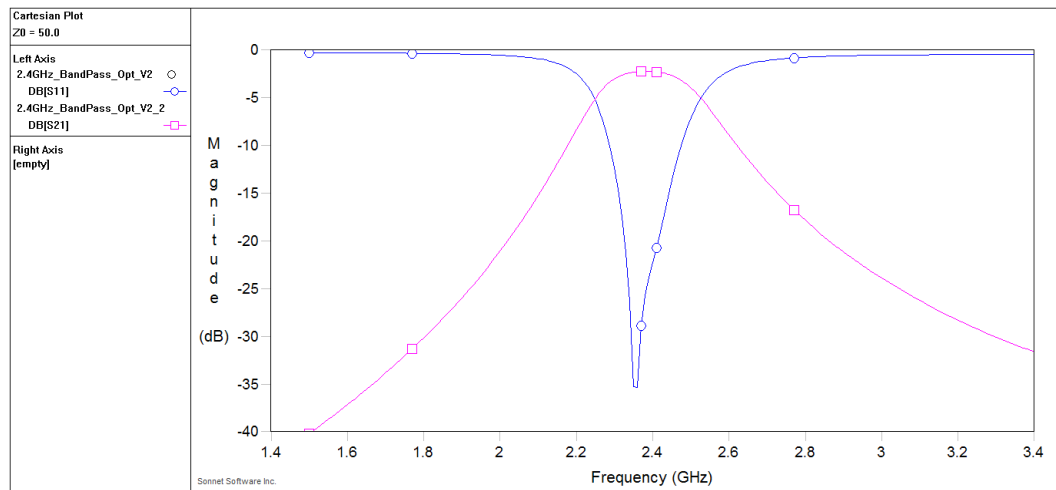


Fig 17 Response of filter after fine tuning, simulated by Sonnet™

Before and after coupled Line bandpass filter fine tuning is depicted in Fig 18.

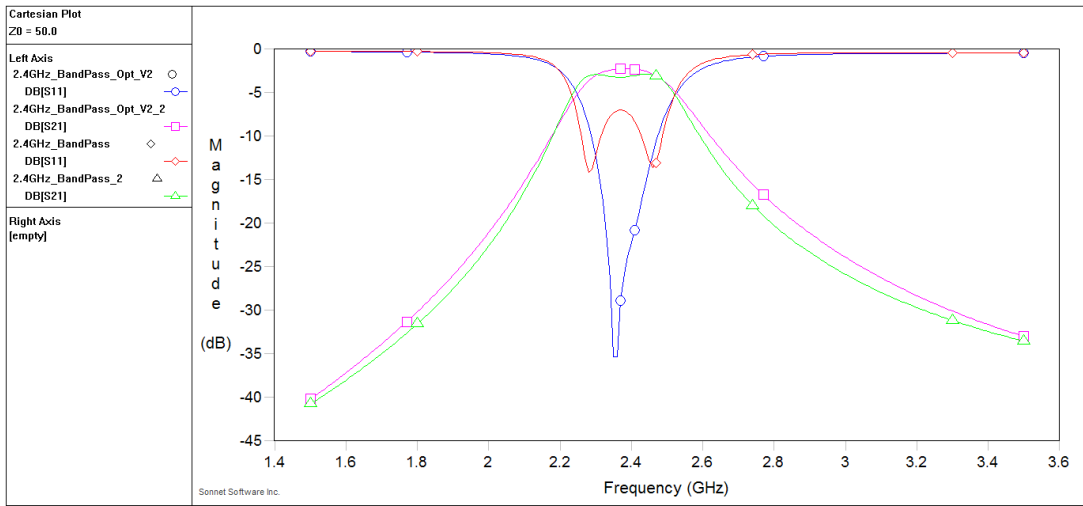


Fig 18 Before and after fine tuning

## *Conclusion*

We have showed the design process of bandpass coupled line filter. The result shows that specification of the filter was achieved without the need of expensive CAD tools. A 2.4 GHz coupled bandpass filter was designed by direct calculation. A fine tuning was successfully implemented. We need to remark that the fine tuning helped the design to gain margin in the central frequency (2.4GHz). A higher quality material would have reduced some of the substrate loss, for this design the standard FR4 would be a good option.

The formulas presented in [1] were accurate to obtain an excellent approach of coupled filter values and there was no need for the help of expensive CAD design tools.

## Bibliography

- [1] M. K. a. R. Jansen, «Accurate wide-range design equations for the frequency-dependent characteristic of parallel coupled microstrip lines,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, pp. 83-90, 1984.
- [2] D. M. Pozar, *microwave Engineering*, Wiley, 2005.

## Appendix

### MATLAB CODE

The remaining equations are accurate for  $0.1 \leq u \leq 10$ ,  $0.1 \leq g \leq 10$ ,  $1 \leq E_r \leq 18$ , where  $u = w/h$  (width of trace over thickness of substrate) and  $g = s/h$  (separation between traces over thickness of substrate).

Executed at the Matlab command line:

```
Zcet = 59.08;
```

```
Zcot = 38.86;
```

```
x = fminsearch(@(x) optimfun(x, Zcet, Zcot), [30, 47, 25])
```

```
function f = optimfun(x, Zcet, Zcot)
```

```
w = x(1);
```

```
h = 47;
```

```
s = x(3);
```

```
Er = 4.2;
```

```
u=w/h;
```

```
g=s/h;
```

```
%w/h<1
```

```
%Eeff = (Er + 1)/2 + (Er - 1)*((1 + 12*h/w)^-0.5 + 0.04*(1-w/h)^2)/2
```

```
%Zc = (376.8 * log(8*h/w+w/(4*h)))/(6.283 * Eeff^0.5) %w/h<1
```

```
Eeff = (Er + 1)/2 + (Er - 1)*((1 + 12*h/w)^-0.5)/2; %w/h>1
```

```
Zc = 376.8 / ((Eeff^0.5) * (1.393 + w/h + .667 * log(w/h + 1.444)));
```

```
v = (g^2 + 20)*u/(g^2 + 10) + g*exp(-g);
```

```
Ae = 1 + ((1/49)*log(((v^4) + (v/52)^2)/(v^4+0.432)) + (1/18.7) *  
log(1+(v/18.1)^3));
```

```
Be = 0.564 * ((Er-0.9)/(Er+3))^0.053;
```

```
Ereeff = (Er + 1)/2 + (Er - 1)/2 * (1 + 10/v)^(-Ae*Be);
```

```
Q1 = 0.8685*u^0.194;
```

```
Q2 = 1 + 0.7519*g + 0.189*g^2.31;
```

```
Q3 = 0.1975 + (16.6 + (8.4/g)^6)^-0.387 + log(g^10/(1+(g/3.4)^10))/241;
```

```
Q4 = 2*(Q1/Q2)/(u^Q3 * exp(-g) + (2-exp(-g))*u^(-Q3));
```

```
Zce = Zc * (Eeff/Ereeff)^0.5/(1-Q4*(Eeff^0.5)*Zc/377)
```

```

a0 = 0.7287*(Eeff-0.5*(Er+1))*(1-exp(-0.179*u));

b0 = (0.747*Er)/(0.15+Er);
c0 = b0 - (b0 - 0.207) * exp(-0.414*u);
d0 = 0.593 + 0.694*exp(-0.526*u);
Eroeff = Eeff + (0.5*(Er+1)-Eeff + a0)*exp(-c0*g^d0);

Q5 = 1.794 + 1.14*log(1+0.638/(g+0.517*g^2.43));
Q6 = 0.2305 + log(g^10/(1+(g/5.8)^10))/281.3 + log(1+0.598*g^1.154)/5.1;
Q7 = (10+190*g^2)/(1+82.3*g^3);
Q8 = exp(-6.5-0.95*log(g)-(g/0.15)^5);
Q9 = log(Q7)*(Q8+1/16.5);
Q10 = Q4-(Q5/Q2)*exp(Q6*log(u)/u^Q9);
Zco = Zc * (Eeff/Eroeff)^.5/(1-Q10*Eeff^0.5*Zc/377)
f = abs(Zcet-Zce)+abs(Zcot-Zco);

```



## APÉNDICE B



# Design and aggressive space mapping optimization of a 2.4GHz coupled band-pass filter

---

Optimization-Based Modeling and Design of  
Electronic Circuits

# Introduction

---

Radio frequency filters are needed for wireless communications systems, especially those that operate in the microwave frequency range. Parallel coupled line filters were first proposed by [1] in 1952. Fabrication of these coupled line filters is particularly easy in micro-strip or strip-line form, mainly for bandwidths less than about 20%. This paper describes the design and optimization of a planar band pass microwave filter. The filter specifications are 0.5 dB of ripple; 2.4 GHz center frequency, 15 dB attenuation at 2 GHz and 10% of Bandwidth. The input and output impedance are both  $50\Omega$ . The PCB material is standard FR4 with dielectric constant of 4.2 and thickness of 1.2mm. Aggressive space mapping optimization technique was successfully implemented for filter tuning.

# Theoretical analysis

The filter structure consist of parallel coupled micro-strips segment lines, as depicted in fig x. These coupled lines are quarter wave-length, ( $\lambda/4$ ) long and are equivalent to shunt resonant circuits. The electromagnetic waves propagate in TEM (transverse electric magnetic) mode, which is characterized by electric and magnetic fields that exist only in the plane perpendicular to the axis of the wave propagation. As showed in Fig xx. The relative polarities of the voltages on the coupled micro-strip lines at any specific plane along the structure and at any specific time will be the same or opposite resulting in two different modes of field distribution, namely the even-mode and the odd mode.

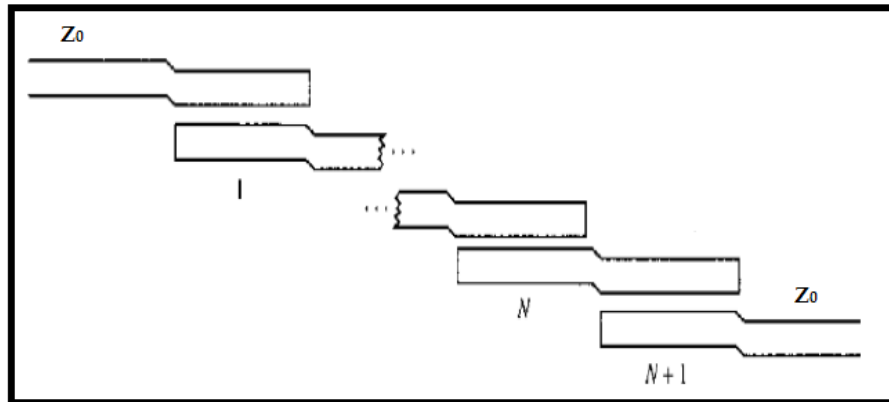


Fig x

The coupling gaps correspond to the admittance inverters in the low-pass prototype circuit. They are used to transform a filter circuit into an equivalent form that can be easily implemented in different microwaves structures. by using these properties, band pass filters can be designed by shunt LC parallel resonant circuits separated by admittance inverters (J). The electromagnetic field in the micro-strip line is not limited only to the dielectric and because of the fringing; the effective relative permittivity  $\epsilon_{eff}$  is less than the relative permittivity  $\epsilon_r$  of the substrate [2].

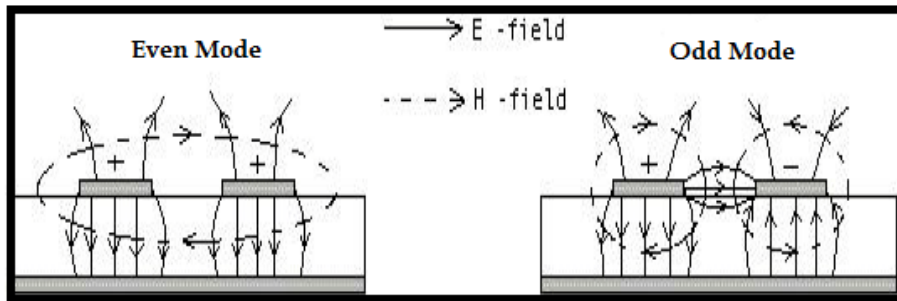


Fig xx Electromagnetic waves propagation

First, we need to figure out the filter order:

$$\Delta = \frac{w_2 - w_1}{w_0} = \frac{2.52 - 2.28}{2.4} = 0.1$$

$$w \leftarrow \left| \frac{1}{\Delta} \left( \frac{w}{w_0} - \frac{w_0}{w} \right) \right| = \left| \frac{1}{0.1} \left( \frac{2}{2.4} - \frac{2.4}{2} \right) \right| = |-3.67|$$

$$\left| \frac{w}{w_c} \right| - 1 = 2.67$$

Referring to Figure (Fig 10), since  $\left| \frac{w}{w_c} \right| - 1 = 2.67$  the order N becomes 2.

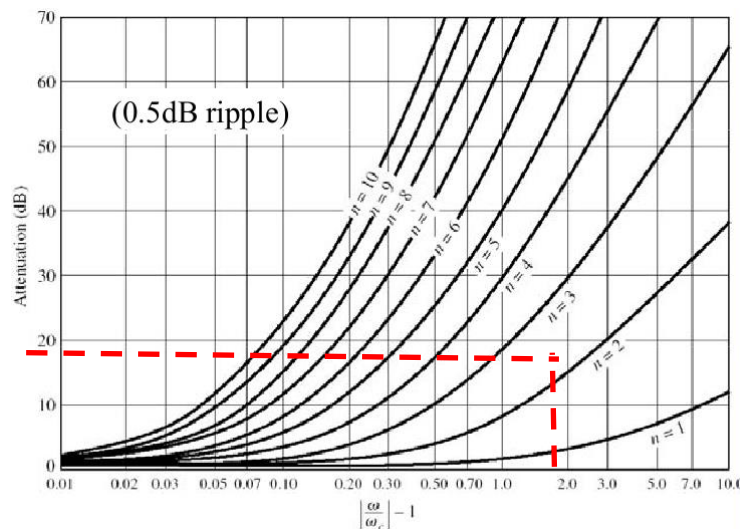


Fig 19 Attenuation in Chebyshev filter with 0.5dB ripple of n-th order.  
(D.M. Pozar, Microwave Engineering, Wiley, 2005)

From Table 1 we find the normalized values of  $g_1$  to  $g_3$  as follows:

$$g_1 = 1.4029$$

$$g_2 = 0.7071$$

$$g_3 = 1.9841$$

Order	$g_1$	$g_2$	$g_3$	$g_4$	$g_5$	$g_6$	$g_7$
1	0.6986	1.0000					
2	1.4029	0.7071	1.9841				
3	1.5963	1.0967	1.5963	1.0000			
4	1.6704	1.1926	2.3662	0.8419	1.9801		
5	1.7058	1.2296	2.5409	1.2296	1.7058	1.0000	
6	1.7254	1.2478	2.6064	1.3136	2.4759	0.8696	1.9841

Table 4 Element values for Equal-Ripple Low Pass Filter prototype ( 0.5 dB ripple)

### *De-Normalized Element Values Band-Pass Prototypes*

The final element values for a band-pass prototype are obtained from ( $R_0$  is the actual source resistance):

$$RL = \frac{R_0}{g_{N+1}}$$

If  $g_k$  corresponds to an inductor in the low-pass prototype:

$$L_k = \frac{g_k R_0}{w_0 \Delta} \quad \text{In series with} \quad C_k = \frac{\Delta}{R_0 w_0 g_k}$$

If  $g_k$  corresponds to a capacitor in the low-pass prototype:

$$C_k = \frac{g_k}{R_0 w_0 \Delta} \quad \text{In parallel with} \quad L_k = \frac{R_0 \Delta}{w_0 g_k}$$

Thus we get the following lumped elements values:

$$C_1 = 18.6 \text{ pF}, L_1 = 0.236 \text{ nH}$$

$$C_2 = 0.187 \text{ pF}, L_2 = 23.44 \text{ nH}$$

$$C_3 = 26.3 \text{ pF}, L_3 = 0.167 \text{ nH}$$

Fig 11 depicts the implementation of the 2.4 GHz bandpass filter with lumped elements. Fig 12 shows the APLAC simulation results of the circuit. Figx shows de coarse model and Fig 4 the response of the coarse model.

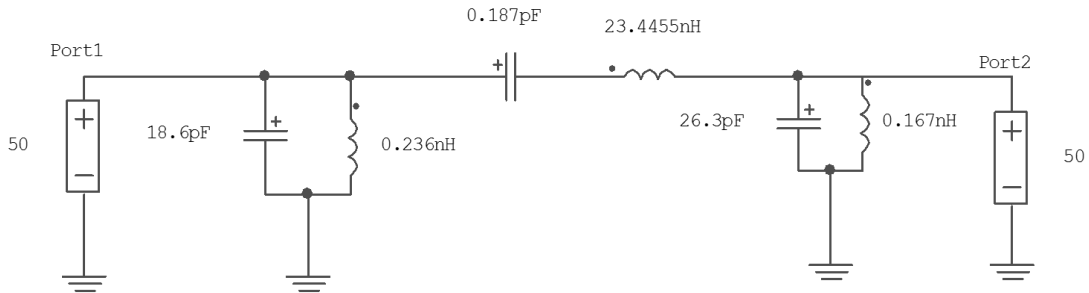


Fig 20 Shunt-source prototype

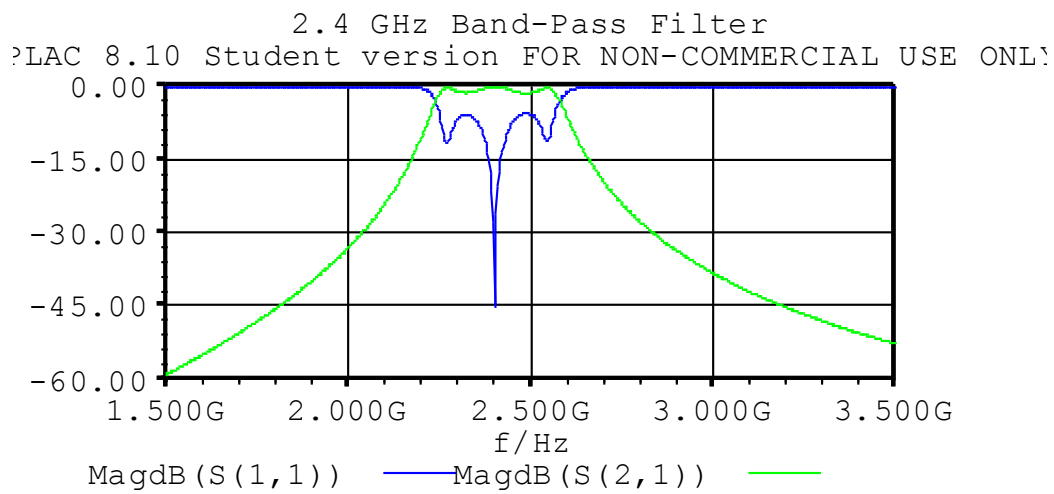


Fig 21 Insertion and Return loss in dB of the 2.4 GHz filter

The design equations for a bandpass filter with N+1 coupled line sections are

$$Z_0J_1 = \sqrt{\frac{\pi\Delta}{2g_1}},$$

$$Z_0J_n = \frac{\pi\Delta}{2\sqrt{g_{n-1}g_n}}, \quad \text{for } n = 2, 3, \dots, N$$

$$Z_0J_{N+1} = \sqrt{\frac{\pi\Delta}{2g_Ng_{N+1}}}.$$

$$Z_{0e_n} = Z_0[1 + Z_0J_n + (Z_0J_n)^2]$$

$$Z_{0o_n} = Z_0[1 - Z_0J_n + (Z_0J_n)^2]$$

Thus

$$Z_0J_1 = \sqrt{\frac{\pi\Delta}{2g_1}} = \sqrt{\frac{\pi(0.1)}{2(1.4029)}} = 0.3346$$

$$Z_0J_2 = \frac{\pi\Delta}{2\sqrt{g_1g_2}} = \frac{\pi(0.1)}{2\sqrt{(1.4029)(0.7071)}} = 0.157$$

$$Z_0J_3 = \sqrt{\frac{\pi\Delta}{2g_2g_3}} = \sqrt{\frac{\pi(0.1)}{2(0.7071)(1.9841)}} = 0.3346$$

The resulting even and odd impedances are tabulated in **Table 2**

<b>Stage</b>	<b><math>Z_{0e}(\Omega)</math></b>	<b><math>Z_{0o}(\Omega)</math></b>
<b>1</b>	72.32	38.86
<b>2</b>	59.08	43.38
<b>3</b>	72.32	38.86

Table 5 Even and odd mode differential impedance for each filter stage

The next step is to calculate the dimensions of the differential trace pairs. Each differential pair consists of two traces of width  $w$ , separated by distance  $s$  and lying height  $h$  above the ground plane (equal to the thickness of the dielectric substrate).

The PCB material will be Standard FR4. This material has a loss tangent (listed as 'Dissipation Factor',  $D_f$ ) of 0.02 and Dielectric Constant  $E_r = 4.2$ , which will give a loss of  $-0.2$  dB/in @2 GHz. There is a lot of material with better perform than the FR4 such as High frequency laminates. In this case we selected standard FR4.

At this point published equations [3] are used to produce the differential trace dimensions for each stage of the distributed filter structure, as tabulated in Table 3.

<b>Stage</b>	<b><math>W(\text{mm})</math></b>	<b><math>W(\text{mils})</math></b>	<b><math>S(\text{mm})</math></b>	<b><math>S(\text{mils})</math></b>
<b>1</b>	1.84	72.4	0.27	10.6
<b>2</b>	2.24	88.1	0.9	35.4
<b>3</b>	1.84	72.4	0.27	10.6

Table 6 Resulting stripline dimensions for filter designed by calculation

See Appendix A for a Matlab example of these equations. These equations derive the dimensions from the following parameters:

- $Z_{0o}$  = Odd mode differential impedance for a differential pair (from Table 2)
- $Z_{0e}$  = Even mode differential impedance for a differential pair (from Table 2)
- $E_r$  = Dielectric constant of PCB material from manufacturer = 4.2



- $w$  = width of individual trace (To be Define)
- $s$  = separation between differential trace pairs (To be Define)
- $h$  = height of traces above the ground plane = 1.2 mm.
- $f_0$  = Midband frequency of filter = 2.4 GHz

Now we will determine the length of each of the three stages of the second order coupled line filter.

$$E_{\text{eff}}(w = 72.4) = \frac{Er + 1}{2} + \frac{Er - 1}{2\sqrt{1 + 12\frac{h}{w}}} = \frac{4.2 + 1}{2} + \frac{4.2 - 1}{2\sqrt{1 + 12\frac{47.2\text{mil}}{72.4\text{mil}}}} = 3.14$$

$$E_{\text{eff}}(w = 88.1) = \frac{Er + 1}{2} + \frac{Er - 1}{2\sqrt{1 + 12\frac{h}{w}}} = \frac{4.2 + 1}{2} + \frac{4.2 - 1}{2\sqrt{1 + 12\frac{47.2\text{mil}}{88.1\text{mil}}}} = 3.19$$

$$\lambda_0/4|_{f_0=2.4\text{ GHz}} = \frac{C/\sqrt{E_{\text{eff}}}}{4f_0} = \frac{3 \times 10^8\text{m/s}/\sqrt{3.14}}{4(2.4 \times 10^9\text{Hz})} = 17.6\text{ mm}$$

$$\lambda_0/4|_{f_0=2.4\text{ GHz}} = \frac{C/\sqrt{E_{\text{eff}}}}{4f_0} = \frac{3 \times 10^8\text{m/s}/\sqrt{3.19}}{4(2.4 \times 10^9\text{Hz})} = 17.4\text{mm}$$

A second order coupled line filter would have a total length given by

$$\text{Filter Length} = (N + 1) \left( \frac{\lambda_0}{4} \right) = (2 + 1)(17\text{mm}) = 51\text{ mm}$$

Summarizing the above results, the entire filter is designed as in Fig 14. We will add a 50Ω impedance line in front of the filter at both ends. Its width is 2.37 mm defined by the PCB structure ( $Er = 4.12$ ,  $h = 1.2\text{mm}$ ).

$$l_1, l_3 = 1.84 \times 17.6 \text{ mm}, \quad s = 0.27 \text{ mm}$$

$$l_2 = 2.24 \times 17.4 \text{ mm}, \quad s = 0.9 \text{ mm}$$

$$l_0 = 2.37 \times 3 \text{ mm}, \quad \text{for } 50\Omega$$

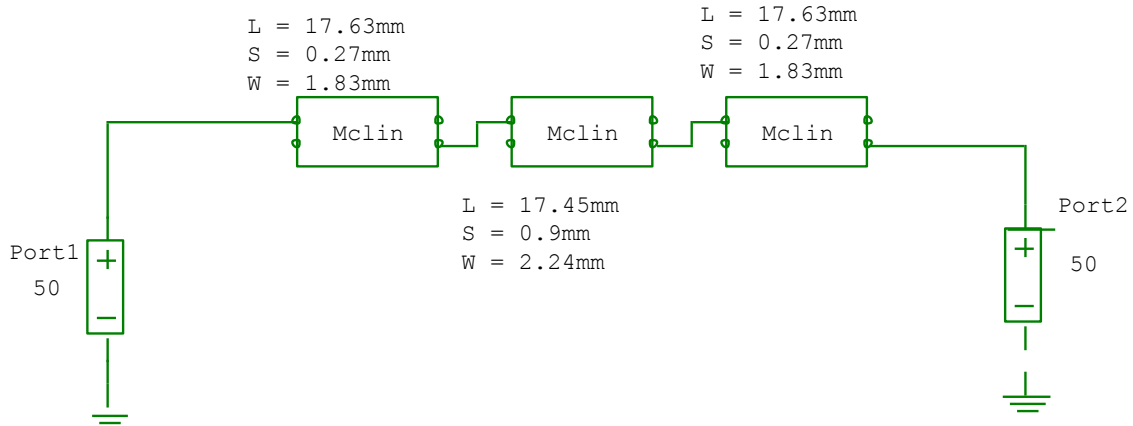


Fig 22 APLAC Coarse model for coupled band pass filter

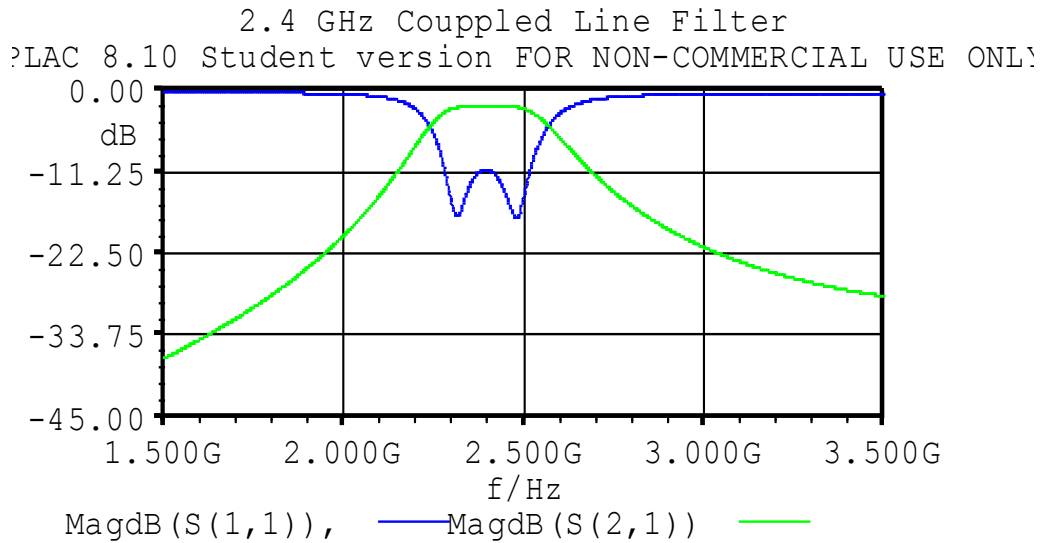


Fig 23 Coarse model response for the 2.4 GHz coupled filter

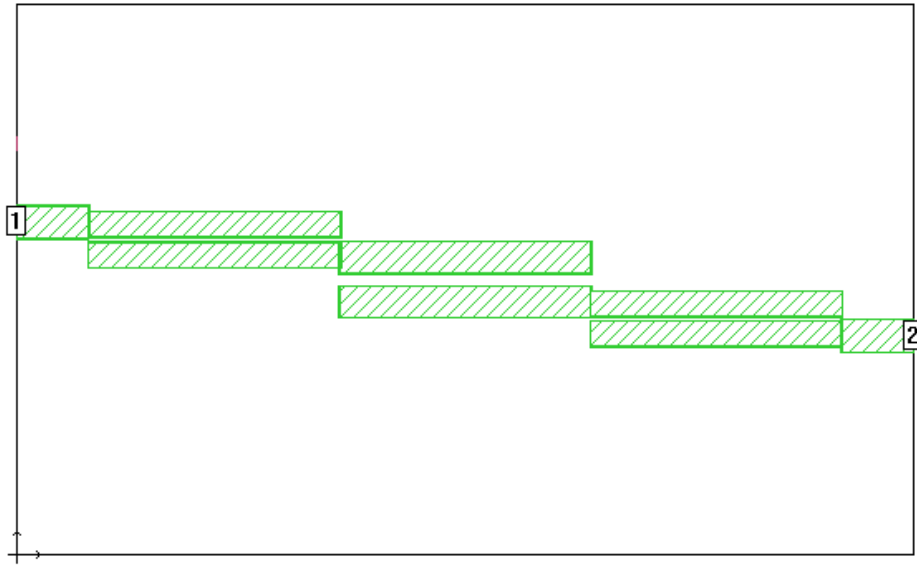


Fig 24 Filter layout, filter design resulting from calculations, as displayed in Sonnet™

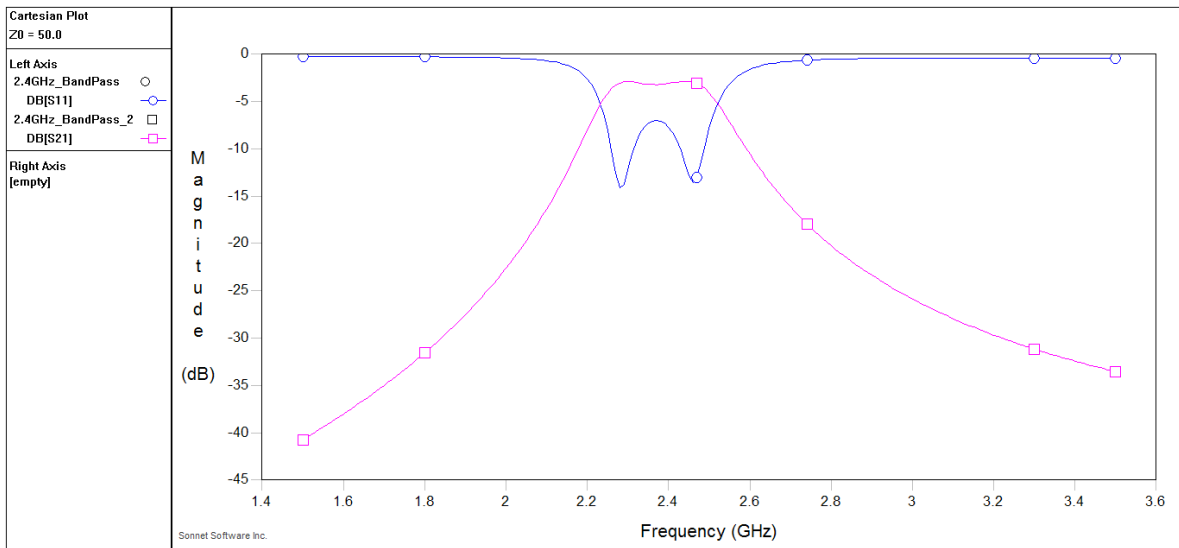


Fig 25 Response of filter designed by calculation, simulated by Sonnet™ software. Center frequency is 2.4 GHz.

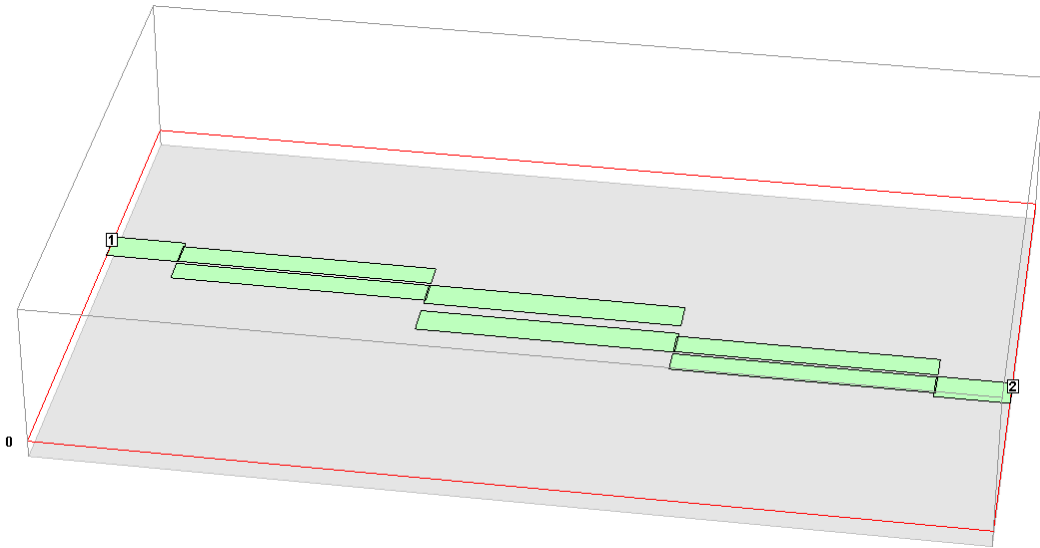


Fig 26 Filter layout 3D view, as displayed in Sonnet™

# Circuit Optimization

The Space mapping optimization algorithm was first presented in [4]. The main idea of this technique is to have a linear mapping between the parameters spaces of the coarse and fine models [5]. It is evaluated by a least squares solution of the linear equations resulting from associating corresponding data points in the two spaces.

The aggressive space mapping (ASM) technique [5] removes the simulation overhead required in [4] by using each fine model iterate as soon as it is available. This iterate is determined by a Broyden step. Figx summarizes this idea.

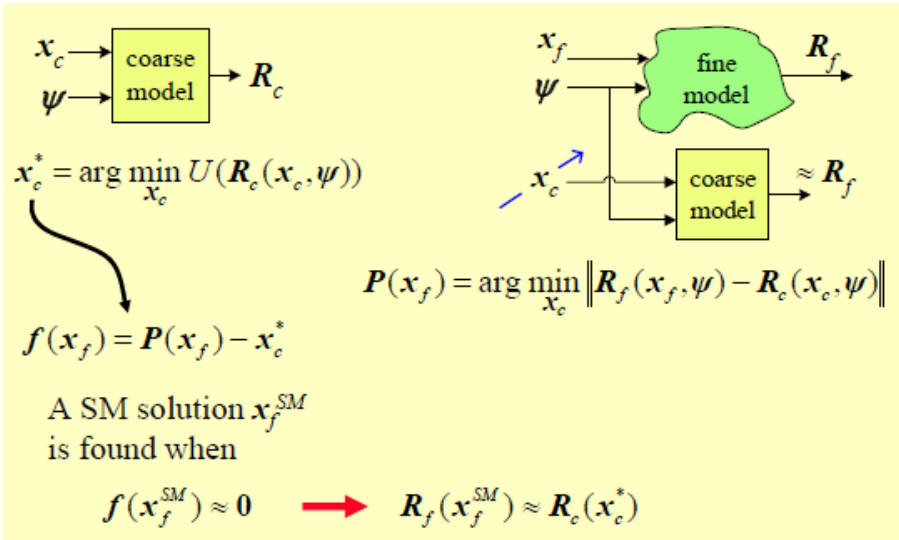


Fig x Fig 27 Space Mapping Approach design.  
 (From: An Introduction to space mapping, Dr. J.E.Rayas Sanchez)

As can be seen in fig x the central frequency of the filter (fine model) is left shifted. We used Aggressive Space Mapping Optimization technique to center the response of the filter to 2.4 GHz.

Design Variables are:  $\mathbf{x}_c = [w_1(mm), w_2(mm)]^T$

$$\mathbf{x}_c^* = [1.84, 2.24]^T$$

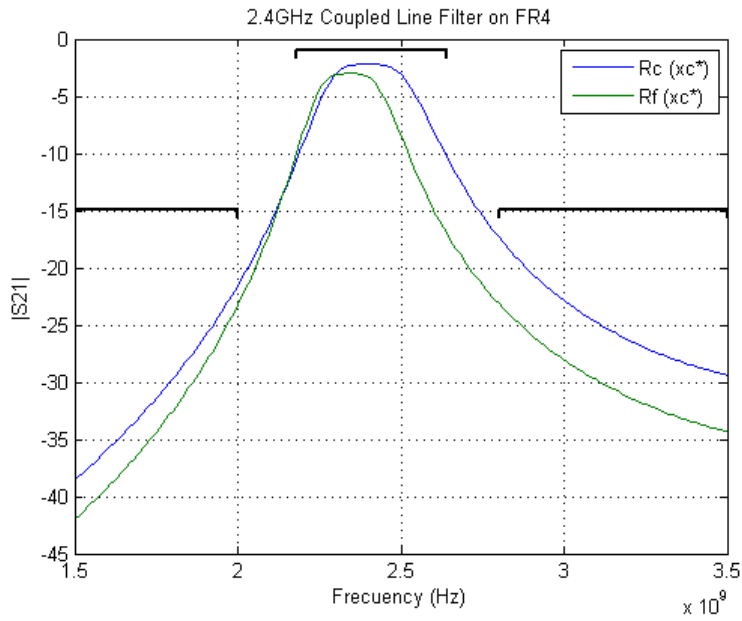


Fig. S21 Response,  $R_c(x_c^*)$  and  $R_f(x_c^*)$

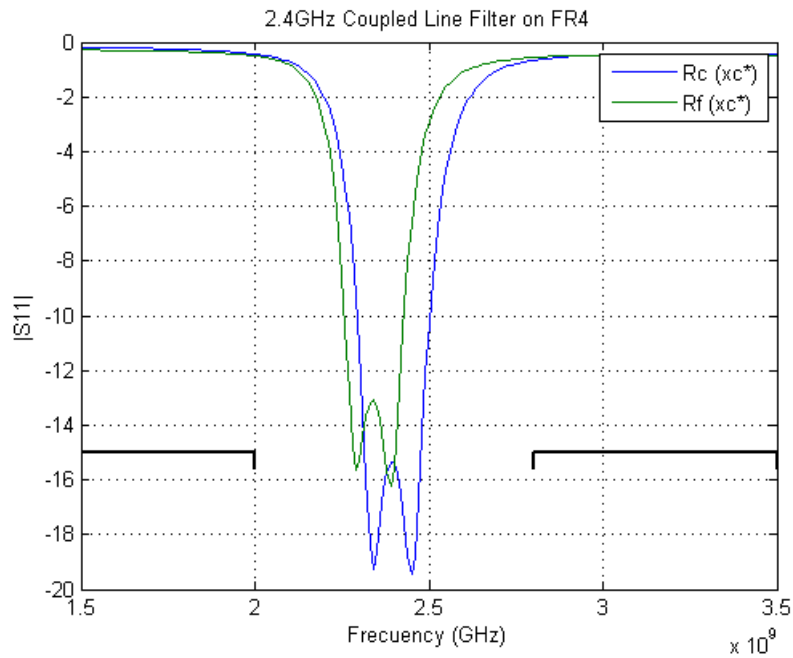


Fig. S11 Response, Rc(Xc\*) and Rf(Xc\*)

Optimizing S21	Xc (W1, W2)	Xm (W1, W2)	Iter	FunEval Fmodel	FunEval Cmodel	$\ f\ $	EF
	[1.83, 2.24]	[1.9428, 1.1341]	17	18	437	0.098	1

$$x_f^{SM} = [1.9428, 1.1341]^T$$

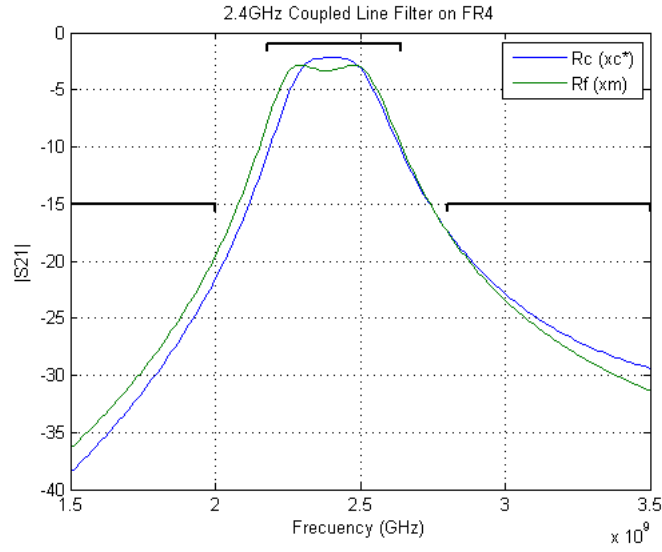


Fig. S21 Response, Rc(Xc\*) and Rf(Xm)

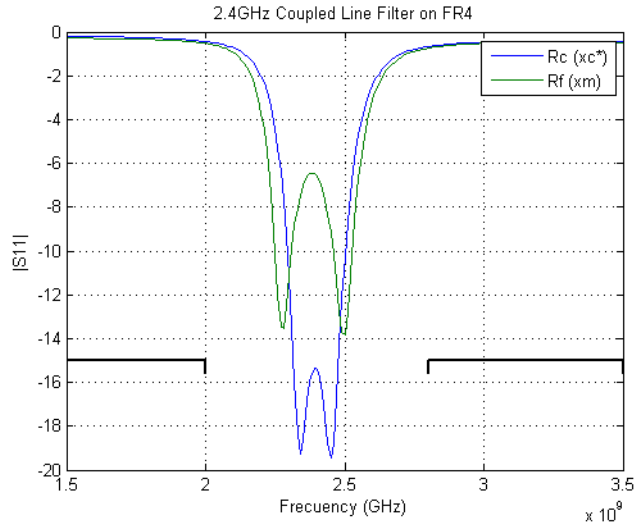
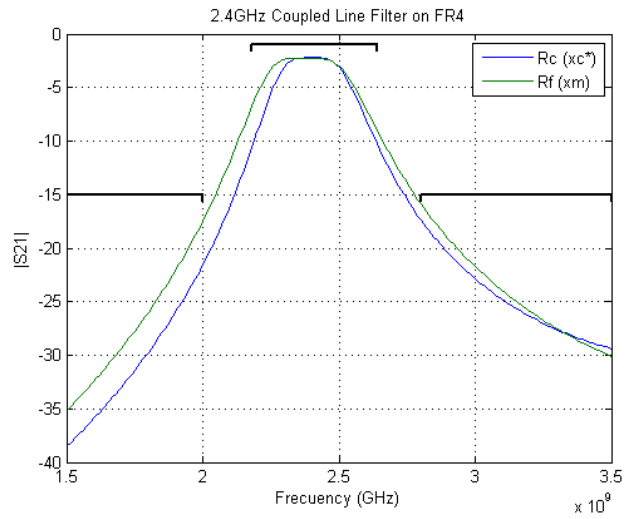


Fig. S11 Response, Rc(Xc\*) and Rf(Xm)

Optimizing S11	Xc (W1, W2)	Xm (W1, W2)	Iter	FunEval Fmodel	FunEval Cmodel	$\ f\ $	EF
	[1.83, 2.24]	[1.4873, 1.4708]	3	4	113	0.044	1



$$x_f^{SM} = [1.4873, 1.4708]^T$$

Fig. S21 Response, Rc(Xc\*) and Rf(Xm)

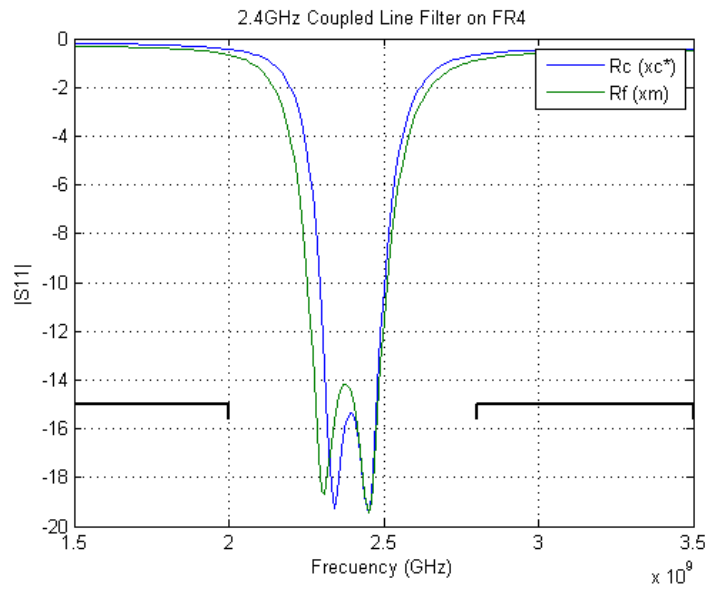


Fig. S21 Response, Rc(Xc\*) and Rf(Xm)



# Conclusion

---

We have showed the design process of a band pass coupled line filter. The optimization results are inside of filter specification. A 2.4 GHz coupled band pass filter was designed by direct calculation. A higher quality material would have reduced some of the substrate loss, for this design the standard FR4 would be a good option. The formulas presented in [3] were accurate to obtain a good approach of coupled filter values, however an optimization technique was needed to obtain an improved response.

Aggressive space mapping technique has successfully implemented. The computing time was dramatically reduce when we optimized s11 instead of s21. To evaluate the fine model a Sonnet™ driver was programed, we noticed a reduction of calculating response time when Adaptive Bandwidth was selected instead of linear frequency Sweep. It is a good idea to have a few optimization variables as possible, it helps to the extracted parameters algorithm to obtain the response faster.

# Bibliography

---

- [1] S. Cohn, «Parallel Coupled Transmission Line Resonator Filters,» *TRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, pp. 223-231, 1958.
- [2] I. B. a. P. Bhartia., «Microwave and solid state Circuit Design,» *Wiley*, 2003.
- [3] M. K. a. R. Jansen, «Accurate wide-range design equations for the frequency-dependent characteristic of parallel coupled microstrip lines,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, pp. 83-90, 1984.
- [4] R. M. B. S. H. C. P. A. G. a. R. J. W. Bandler, «Space mapping technique for electromagnetic optimization,» *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, vol. 42, pp. 2536-2544, 1994.
- [5] J. W. Bandler, «Space Mapping: The State of the Art,» *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, vol. 52, nº 1, pp. 337-360, 2004.
- [6] R. M. B. S. H. C. R. H. H. a. J. W. Bandler, «Electromagnetic optimization exploiting aggressive space mapping,» *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, vol. 43, p. 2874–2882, 1995.
- [7] D. M. Pozar, *microwave Engineering*, Wiley, 2005.

## APÉNDICE C



Análisis Comparativo de Parámetros Dispersos Utilizando Sonnet™ en Líneas de  
Cinta Acopladas

---

Métodos de Simulación  
Proyecto Final

---

# Introducción

---

En este trabajo se realiza una comparativa de parámetros dispersos de cintas acopladas medidos físicamente en un analizador de redes con los obtenidos mediante simulaciones en Sonnet™.

El objetivo final es contar con una metodología que permita mezclar y analizar los resultados de simulaciones electromagnéticas de estructuras complejas con señales eléctricas de otros dispositivos reales. Debido a que, en muchas ocasiones no se cuenta con el equipo de medición o simplemente se requiere corroborar que los datos medidos tengan cierto grado de certidumbre.

En primer lugar se presentará la estructura real de la cinta acoplada así como sus parámetros eléctricos. Seguido de esto se presentan los resultados de las simulaciones en Sonnet™ y las mediciones obtenidas de la línea de cinta acoplada. En tercer punto se explica cómo se pueden mezclar los parámetros dispersos extraídos de inter-conectores reales con los de las simulaciones. Por último se detallan las conclusiones y trabajo a futuro.

# Marco Teórico

Las líneas de cintas acopladas son ampliamente utilizadas en muchas aplicaciones como filtros, buses de alta velocidad y redes de acoplamiento de impedancia. La Fig. 1 [1] muestra la sección transversal de una Líneas de Cinta Acopladas.

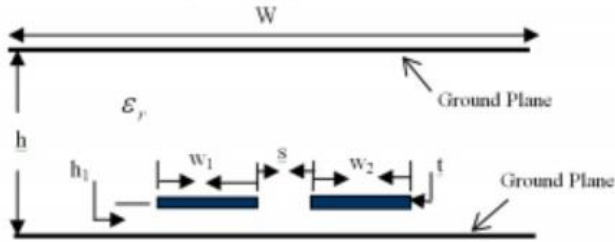


Fig. 1 Sección transversal de una línea de cinta acoplada con borde simétrico.

muestra la estructura a simular, mientras que Fig. 3 muestra sus características eléctricas.

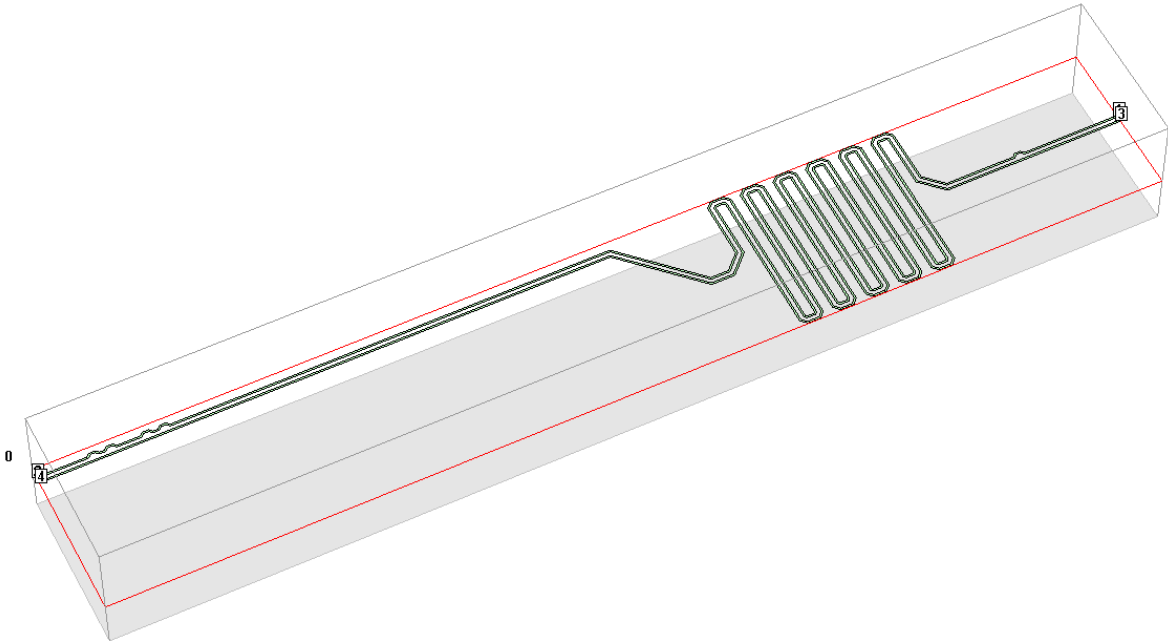


Fig. 2 Estructura de cinta acoplada  $L = 5700$  mils vista 3D en Sonnet™.

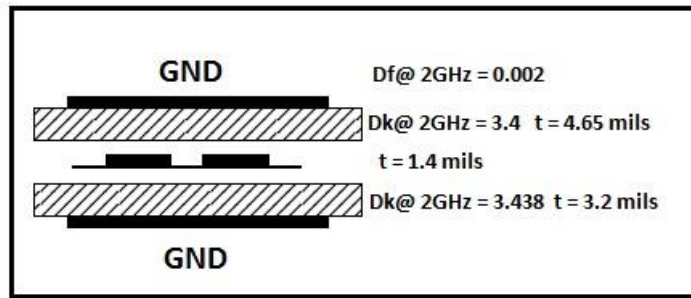


Fig. 3 Características eléctricas de la cinta acoplada

Debido a que la estructura es un tanto compleja, presentaba resonancias de caja, y demanda una gran cantidad de memoria, se optó por cambiar la estructura a una con dimensiones idénticas pero que no presentara serpentinas en su ruteo como lo muestra la Fig. 4.

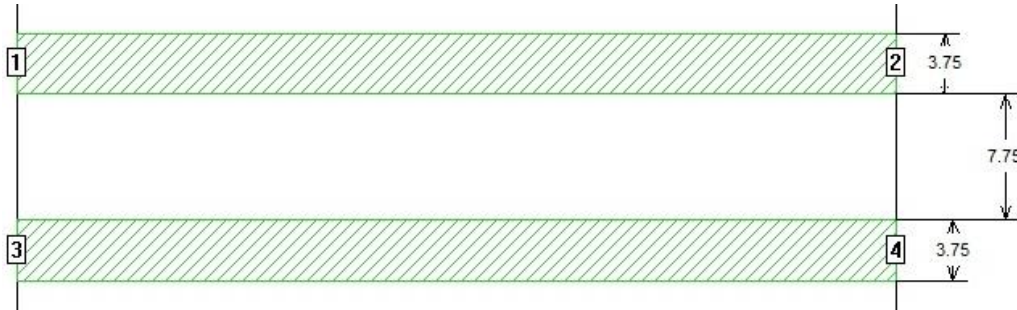


Fig. 4 Primera aproximación de la cinta acoplada  $L_{box}=5700$  mils,  $W_{box}=40$  mils

Las simulaciones se llevaron a cabo con diferentes tipos de resoluciones como lo muestra la Tabla 4, variando principalmente la medida de la celda en Y.

Caso	S	W	Box Size X	Box Size Y	Cell Size X	Cell Size Y	Num Cell X	Num Cell X	Memory
1	8	4	5700	40	57	1	100	40	8MB
2	7.574	3.774	5700	40	57	0.75471698	100	53	16MB
3	7.5	4	5700	40	57	0.5	100	80	25MB
4	7.75	3.75	5700	40	57	0.25	100	160	53 MB

Tabla 4 Tabla de valores para diferentes casos de resolución

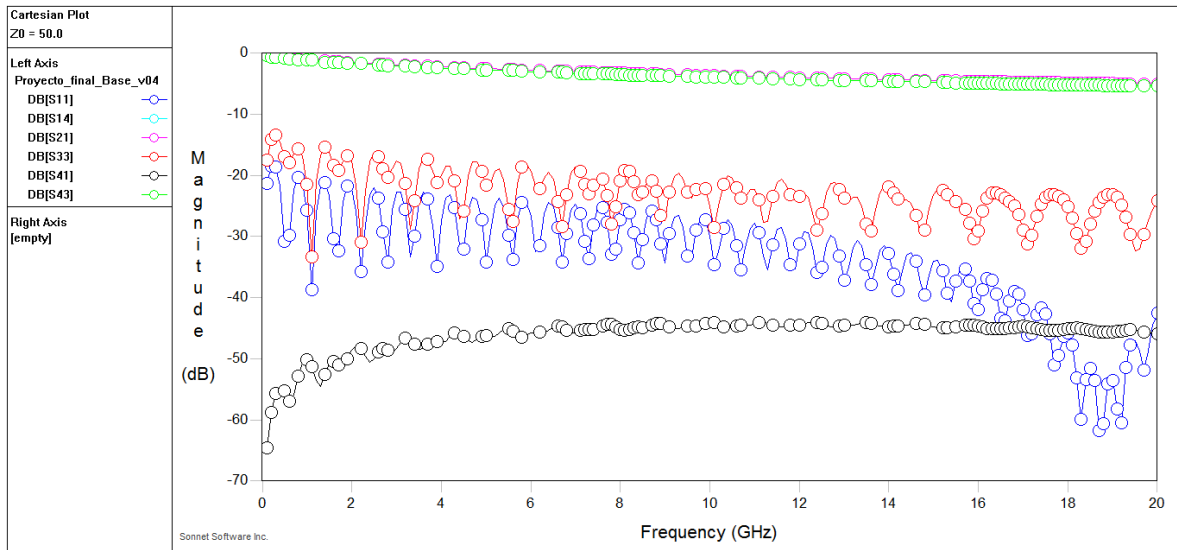


Fig. 5 Parámetros dispersos para el caso 1

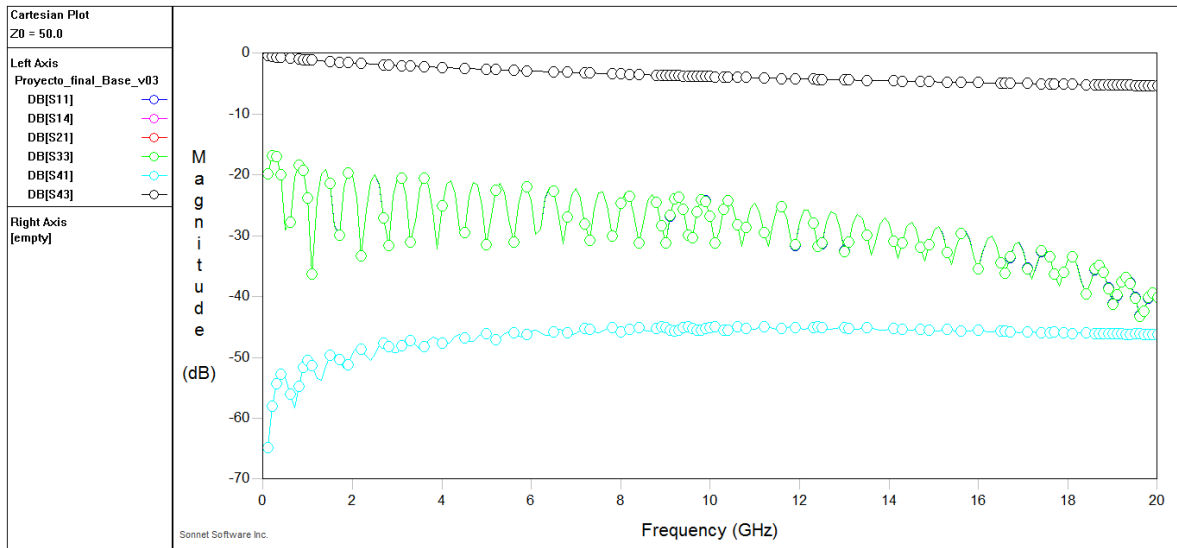


Fig. 6 Parámetros dispersos para el caso 2

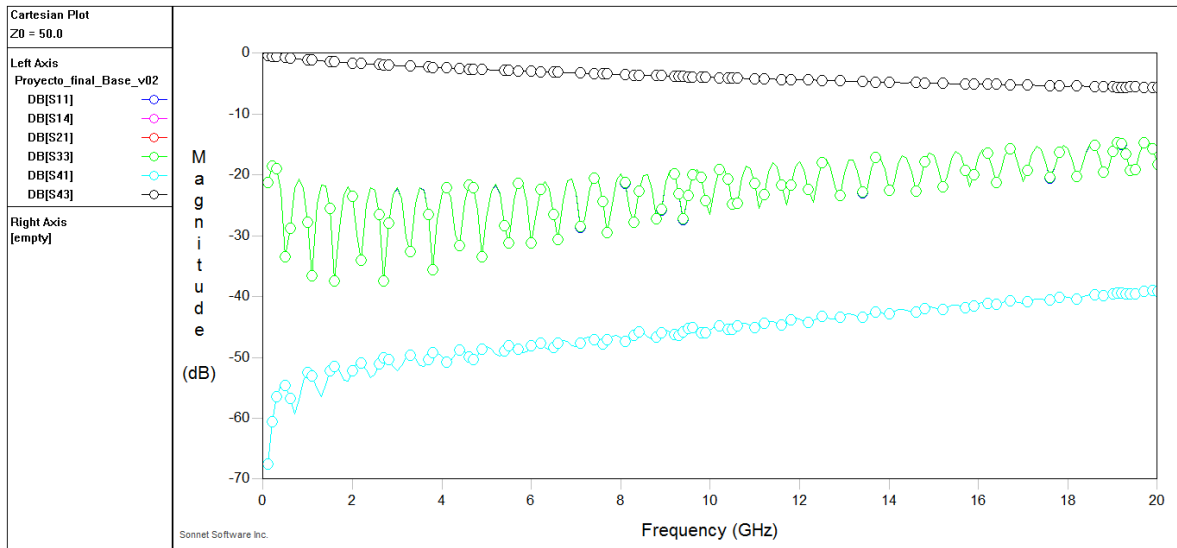


Fig. 7 Parámetros dispersos para el caso 3

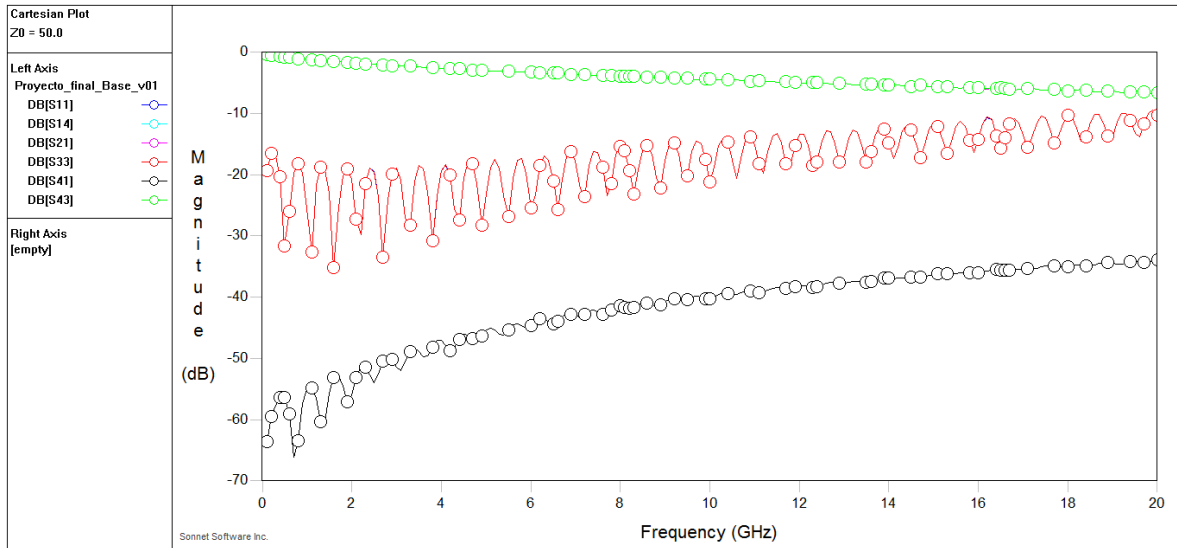


Fig. 8 Parámetros dispersos para el caso 4



La Fig. 9 muestra la medición física del trazo tomada en el analizador de redes.

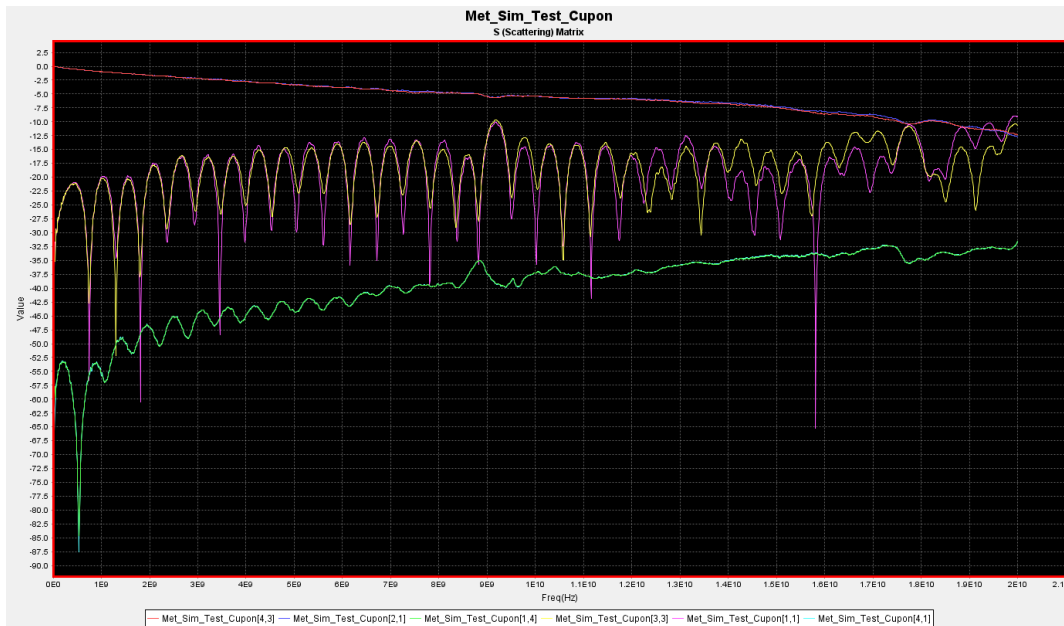


Fig. 9 Medición física del trazo

Como se puede observar las mediciones del trazo y las simulados en Sonnet™ son bastante similares, presentando algunas diferencias en s21 y s43. Para poder tener una aproximación más fina se optó por subdividir el trazo y medir sus parámetros dispersos por separado, para posteriormente conjuntarlos, esto debido a que como se comentó en los puntos anteriores la simetría del trazo presenta resonancias de caja y demanda una gran cantidad de memoria. La Fig. 10 muestra cómo se dividió la estructura para su simulación.

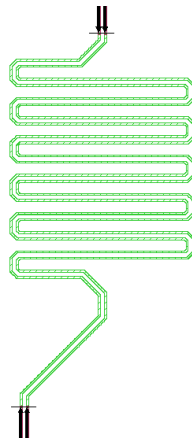


Fig. 10 División de la estructura

# Ejemplos

En esta sección se detallan la metodología de como mezclar las mediciones físicas de cables interconectores, trazos de tarjetas, etc. con simulaciones realizadas en Sonnet™.

Sonnet™ provee una API para el análisis de redes multi-puertos en el cual permite tener bloques en cascada donde se combinan diferentes tipos de parámetros como son S-, -Y y Z-. Esto es de gran importancia si se quiere combinar resultados de mediciones o simulaciones de componentes eléctricos. Cuando se analiza los proyectos, *em* detecta automáticamente e interpola las frecuencias si encuentra diferencias entre ellas.

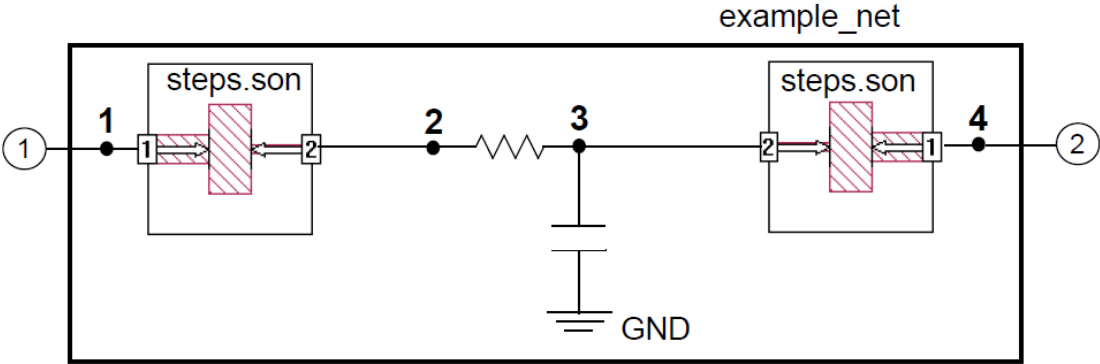


Fig. 11 Red a analizar

La Fig. 12 muestra la lista de redes del circuito de dos puertos del ejemplo anterior.

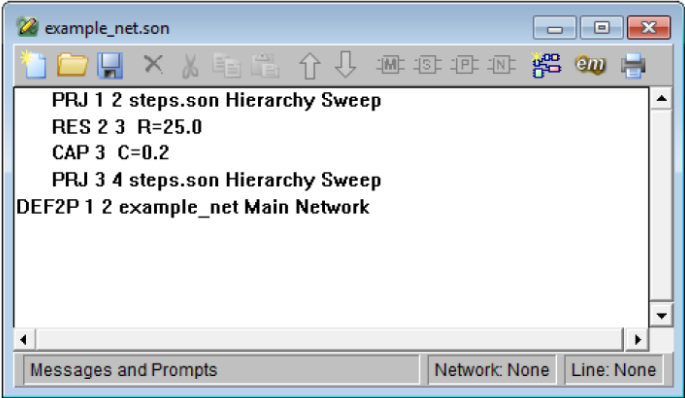


Fig. 12 Netlist de la red a analizar

En el siguiente ejemplo analizaremos una red de cuatro puertos en el cual mezclaremos los resultados de la simulación del trazo diferencial con mediciones físicas de cables tipo SMA-SMP. Este tipo de cables es de gran utilidad cuando se requiere tomar mediciones en un analizador de redes. La Fig. 13 muestra los parámetros S extraídos físicamente e importados a Sonnet™.

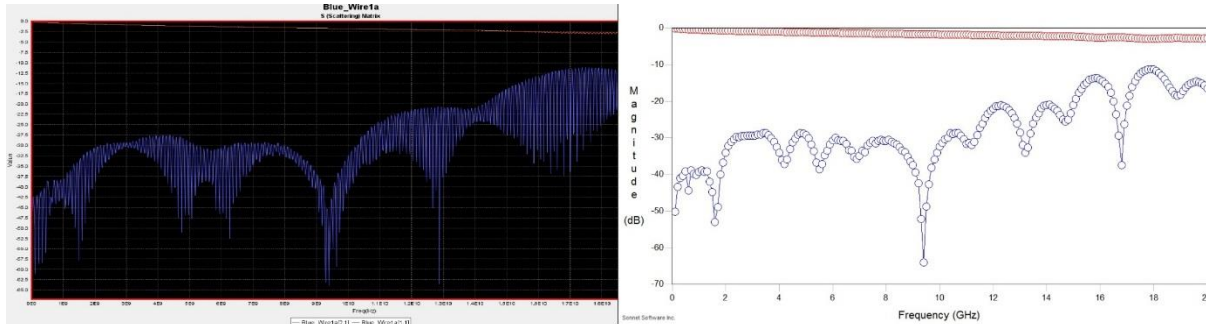


Fig. 13 Medición del Cable SMA-SMP e interpolacion en Sonnet™

La Fig. 14 muestra el diagrama bloques de la red de cuatro puertos mezclando las simulaciones de la cinta acoplada y los parámetros dispersos de los cables.

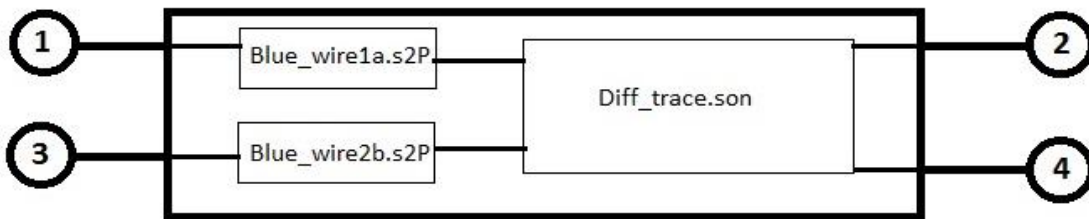


Fig. 14 Diagrama a Bloques

La Fig. 15 muestra el netlist del proyecto generado, mientras que la Fig. 16 muestra los resultados de los parámetros dispersos.

```

Sonnet Project Editor - [port_Test.son]
File Edit Tools View Subprojects Circuit Analysis Project Window Help
PRJ 1 2 3 4 ..\Proyecto_final_Base_v01.son Hierarchy Sweep
S2P 3 5 H:\Metodos\BlueWires\Blue_Wire1a.s2p
S2P 1 6 H:\Metodos\BlueWires\Blue_Wire2b.s2p
DEF4P 6 2 5 4 Diff_trace Main Network
    
```

Fig. 15 Netlist final del ejemplo

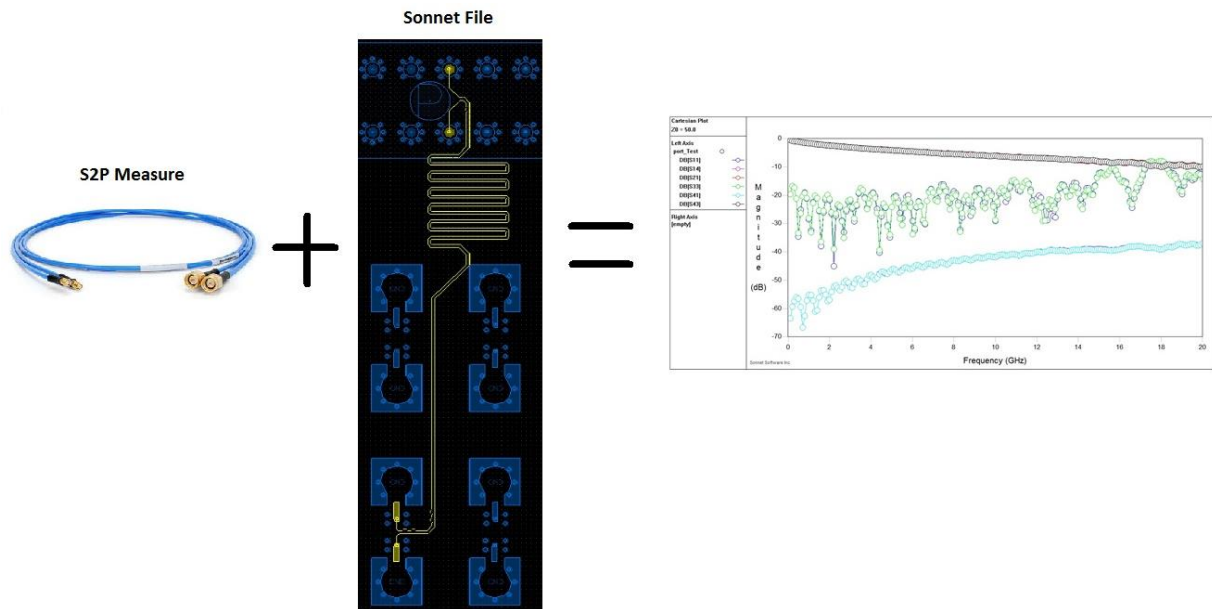


Fig. 16 Resultado final de la mezcla de los bloques

## Conclusiones y Trabajo a Futuro

---

En este trabajo se ha presentado una comparativa de parámetros dispersos de cintas acopladas medidas con un analizador de redes contra los valores obtenidos mediante el simulador electromagnético Sonnet™. Se pudo observar que las mediciones y simulaciones del trazo en Sonnet™ son bastante similares, presentando algunas diferencias en  $s_{21}$  y  $s_{43}$ . Tomando en cuenta que no se tomó la estructura real de la cinta acoplada si no una aproximación a ella.

Se ha presentado una metodología que permita mezclar y analizar los resultados de simulaciones electromagnéticas de estructuras complejas con señales eléctricas de otros dispositivos reales.

Como trabajo a futuro se simulará la estructura compleja dividida en tres secciones para posteriormente agrupar los resultados.

# Referencias Bibliográficas

---

- [1] S. M. M. a. M. N. Sadiku, «Modeling of open-coupled homogeneous striplines,» de *Journal of applied science & engineering technology*, 2008.
- [2] E. Bogatin, *Signal and Power Integrity Simplified*, Segunda ed., Prentice Hall, 2004.
- [3] I. Sonnet Software, «SONNET® USER'S GUIDE,» 2011.