

# **INSTITUTO 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 EN ALTA FRECUENCIA**

Trabajo recepcional que para obtener el grado de

**MAESTRO EN DISEÑO ELECTRÓNICO**

Presenta: Miguel Angel Madrigal González

Tlaquepaque, Jalisco. Marzo 2017.

MAESTRO EN INGENIERÍA (2014)  
Maestría en Diseño Electrónico

ITESO  
Tlaquepaque, Jal., México

**ÁREA DE CONCENTRACIÓN:** “Diseño Electrónico en Alta Frecuencia”

**AUTOR:** Miguel Angel Madrigal González  
Ingeniero en Comunicaciones y Electrónica (Universidad de  
Guadalajara, México)

**REVISORES:** Dr. José Ernesto Rayas Sánchez  
Dr. José Ernesto Rayas Sánchez  
Dr. Zabdiel Brito Brito

**NÚMERO DE PÁGINAS:** vii, 88

# Contenido

<b>Introducción .....</b>	<b>1</b>
<b>1. Resumen de los proyectos realizados .....</b>	<b>2</b>
1.1. COMPARACIÓN DE LA ESTABILIDAD EN LAS RESPUESTAS DE DOS FILTROS PASA-BAJAS DE ORDEN 10 CON TOPOLOGÍA SALLEN-KEY .....	2
1.1.1 Introducción .....	2
1.1.2 Antecedentes .....	2
1.1.3 Solución Desarrollada .....	3
1.1.4 Análisis de Resultados .....	3
1.1.5 Conclusiones .....	4
1.2. OPTIMIZACIÓN ELECTROMAGNÉTICA DE UN FILTRO MICROCINTA MEDIANTE MAPEO ESPACIAL A LA ENTRADA BASADO EN BROYDEN .....	4
1.2.1 Introducción .....	4
1.2.2 Antecedentes .....	4
1.2.3 Solución Desarrollada .....	5
1.2.4 Análisis de Resultados .....	6
1.2.5 Conclusión .....	7
1.3. FILTRO PASA BAJAS BASADO UN FILTRO ELÍPTICO USANDO MICROCINTAS Y RESONADORES HAIRPIN.....	7
1.3.1 Introducción .....	7
1.3.2 Antecedentes .....	8
1.3.3 Solución Desarrollada .....	8
1.3.4 Análisis de resultados.....	9
1.3.5 Conclusiones .....	10
<b>2. Conclusiones .....</b>	<b>10</b>
<b>Apéndices .....</b>	<b>11</b>
<b>A. COMPARACIÓN DE LA ESTABILIDAD EN LAS RESPUESTAS DE DOS FILTROS PASA-BAJAS DE ORDEN 10 CON TOPOLOGÍA SALLEN-KEY .....</b>	<b>12</b>
<b>B. OPTIMIZACIÓN ELECTROMAGNÉTICA DE UN FILTRO MICROCINTA MEDIANTE MAPEO ESPACIAL A LA ENTRADA BASADO EN BROYDEN .....</b>	<b>26</b>
<b>C. COMPACT ELLIPTIC-FUNCTION LOW-PASS FILTERS USING MICROSTRIP STEPPED-IMPEDANCE HAIRPIN RESONATORS.....</b>	<b>33</b>

# Introducción

El presente reporte es una compilación de los proyectos finales entregados en las materias de “Métodos de Simulación de Circuitos”, “Optimización de Circuitos” y “Diseño de Alta Frecuencia”, las cuales pertenecen al área de concentración de Alta Frecuencia.

Los proyectos fueron enfocados en filtros pasa-bajas, los cuales se abordaron a lo largo de la maestría diferentes técnicas tanto de diseño, optimización, como de confiabilidad de estos mismos; aunque estos filtros solo fueron simulaciones pudimos observar el comportamiento de ellos con diferentes valores como los puntos a mejorar y las técnicas de optimización.

En la materia de “Métodos de Simulación de Circuitos” el proyecto fue enfocado en la realización de un estadístico de confiabilidad, con la finalidad de ver el comportamiento de los filtros a las variaciones de sus circuitos, al igual que con estos resultados podemos seleccionar los componentes importantes los cuales nos provocaran variaciones importantes en nuestros filtros y así buscar los proveedores que nos ofrezcan las mejores tolerancias.

Por otra parte en la materia de “Optimización de Circuitos” se trabajó la optimización por medio del Mapeo Espacial, la cual nos permite acortar las interacciones de simulación de circuitos más realistas (Modelos finos) en un Software en el cual le tomaría mucho tiempo realizar esto.

Por último pero no menos importante, la materia de “Diseño de Alta Frecuencia”, en esta materia enfoqué mi esfuerzo en el diseño de un filtro elíptico de configuración  $\pi$  en microcinta.

# 1. Resumen de los proyectos realizados

## 1.1. Comparación de la estabilidad en las respuestas de dos filtros pasa-bajas de orden 10 con topología Sallen-Key

### 1.1.1 Introducción

Un filtro es un dispositivo que deja pasar señales eléctricas a ciertas frecuencias o rangos de frecuencia mientras impide el paso de otras. Estos filtros lo podemos clasificar en Filtros Pasa-Bajas, Pasa-Bandas, Pasa-Altas y los Filtros Rechaza-Banda.

Dependiendo de su tecnología pueden ser: Filtros pasivos, activos o digitales. En el desarrollo de este proyecto nos enfocamos a los filtros activos, los cuales cuentan con componentes activos (Amplificadores operacionales). Una de sus ventajas principales es que permiten la construcción de filtros con muy buenas cualidades.

### 1.1.2 Antecedentes

Los dos tipos de perfiles de filtrado usados en el proyecto fueron los filtros activos Butterworth y Chebyshev, ya que por sus curvas de respuesta este tipo de filtros nos permiten acercarnos a las curvas ideales al incrementar el número de orden.

El filtro *Butterworth* fue diseñado para producir la respuesta más plana que sea posible hasta la frecuencia de corte, luego disminuye a razón de  $20n$  dB por década, donde  $n$  es el número de polos del filtro.

El filtro *Butterworth* es el único que mantiene su forma para órdenes mayores, solo con una pendiente de caída más pronunciada a partir de la frecuencia de corte.

Este tipo de filtro necesita un mayor orden para los mismos requerimientos en comparación con el filtro *Chebyshev*.

La función de transferencia del filtro en función de la ganancia ( $K_{pb}$ ) a  $\omega = 0$ .

$$|H(j\omega)| = \frac{K_{pb}}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_c)^{2N}}} \quad (1-1)$$

Por otra parte los filtros *Chebyshev* poseen mejor respuesta para este tipo de frecuencias pero presentan un rizado (RIPPLES) en la banda pasante. La función de transferencia dada por *Chebyshev* es:

$$|H(j\omega)| = \frac{K_{pb}}{\sqrt{1 + E^2 C_n^2(\omega/\omega_c)}} \quad (1-2)$$

Con este argumento en mente, el proyecto está enfocado en poder comparar las dos topologías con un orden 10.

### 1.1.3 Solución Desarrollada

Los diseños de ambos filtros están basados en la topología *Sallen-Key*. Los cuales se calcularon para una frecuencia de corte  $\omega_c = 20\text{KHz}$ .

La topología *Sallen-Key* es un tipo de filtro electrónico activo particularmente valioso por su simplicidad. Dado  $C_A$  y  $C_B$ , los valores de resistencia para  $R_A$  y  $R_B$  se calcula a través de:

$$R_{A,B} = \frac{a_1 C_B \mp \sqrt{a_1^2 C_B^2 - 4b_1 C_A C_B}}{4\pi f_c C_A C_B} \quad (1-3)$$

Con el fin de obtener valores reales bajo la raíz cuadrada,  $C_B$  debe satisfacer la condición siguiente:

$$C_B \geq C_A \frac{4b_1}{a_1^2} \quad (1-4)$$

Los valores de  $a_x$  y  $b_x$  se obtienen de las tablas de los coeficientes de *Tschebyscheff* para 3-dB ripple y los coeficientes de *Butterworth*.

### 1.1.4 Análisis de Resultados

Respuesta del Filtro *Butterworth* y *Chebyshev* utilizando Amplificadores Operacionales Ideales.

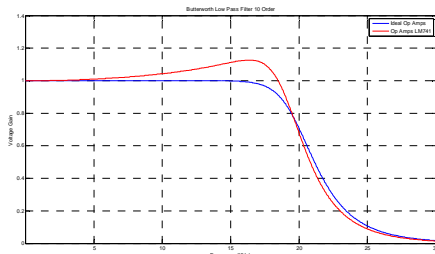


Figure 1-1 Respuesta Filtro Pasa Bajas Butterworth de Orden 10

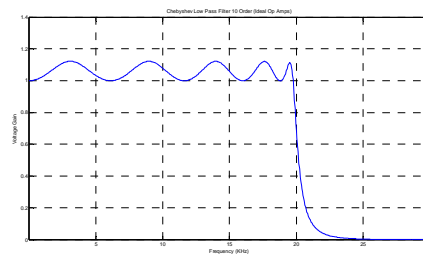


Figure 1-2 Respuesta Filtro Chebyshev Pasa Bajas de Orden 10

### 1.1.5 Conclusiones

Como podemos ver, las respuestas si son diferentes en sus frecuencias de corte, aunque el filtro *Butterworth* tiene una respuesta más uniforme y sin risos, para que este filtro logre alcanzar una respuesta de corte similar a la del filtro *Chebyshev*, este debe de ser de un orden muy alto.

## 1.2. Optimización electromagnética de un filtro microcinta mediante mapeo espacial a la entrada basado en Broyden

### 1.2.1 Introducción

Para la materia de “Modelado y Diseño de Circuitos Basado en Optimización” se desarrolló una comparación del uso de optimización directa de un modelo fino contra el uso de la optimización por medio de Mapeo Espacial a la entrada Basado en *Broyden*. En este reporte se describirá el uso y mejor opción para la optimización de un filtro Electromagnético.

### 1.2.2 Antecedentes

En 1994, Bandler et al.[1] propusieron una simple pero efectiva idea para combinar automáticamente la eficiencia de la optimización de circuitos con la precisión de los simuladores Electromagnéticos (EM). La idea consistía en mapear diseños de modelos circuitales optimizados hacia los correspondientes modelos EM.

La metodología es nombrada como “mapeo espacial”. Utiliza un modelo “burdo” (aproximación analítica de la física del dispositivo en cuestión) para obtener un diseño casi óptimo de un preciso modelo “fino” basado en EM.

### 1.2.3 Solución Desarrollada

En el presente reporte nos enfocaremos en el método de “Mapeo Espacial basado en el método de Broyden a la Entrada”, este método se puede encontrar descrito en el *Algoritmo de Mapeo Espacial a la entrada Basado en Broyden con restricciones* (Algoritmo1 del Apéndice 2, p. 4)

Con el fin de ilustrar el algoritmo de Mapeo Espacial con la utilización de Broyden a la entrada consideramos un simple filtro rechaza-banda microcinta mostrado en la *figura 1-5*. Tenemos un parámetro de diseño, la longitud  $L$  del saliente. La meta es encontrar  $L$  tal que la frecuencia central del filtro sea 5 GHz.

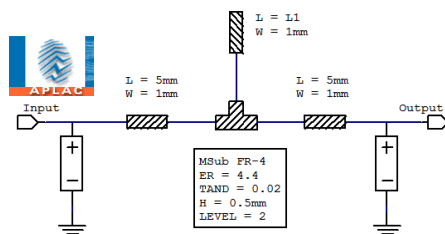


Figure 1-3 Modelo del Filtro APLAC (Modelo Burdo)

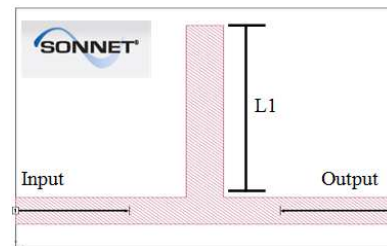


Figure 1-4 Modelo del Filtro SONNET (Modelo Fino)

El modelo fino es simulado en SONNET. De acuerdo al acercamiento del mapeo espacial, en lugar de hacer la optimización directa en el modelo fino, usaremos un modelo sustituto en su lugar. El sustituto está basado en el modelo burdo mostrado en la *figura 1-5*, el cual es un circuito equivalente implementado en APLAC.

El modelo burdo se simuló con una semilla inicial ( $x_0 = 5.6\text{mm}$ ) de nuestro modelo burdo obtuvimos como resultado  $x_c^* = 8.3765\text{mm}$ . Este resultado se logró después de 39 evaluaciones del modelo durante su optimización.

Este valor se introdujo en el modelo fino de la *figura 1-6*, dando como resultado una respuesta fuera de nuestra frecuencia de corte, como la podemos observar en la *figura 1-7*.



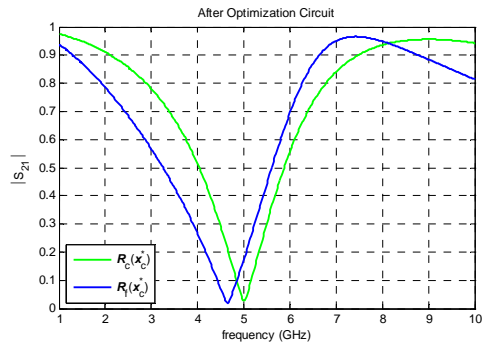


Figure 1-5 Respuesta del modelo Burdo y Fino en la solución óptima del Modelo Burdo

Pero si tomamos esta misma semilla y la usamos como entrada para nuestro modelo de “Mapeo Espacial a la Entrada Basado en Broyden con restricciones” descrito con anterioridad, obtuvimos que en 4 interacciones con nuestro modelo fino logramos obtener una respuesta óptima “ $R_f(x_c)$ ”, como se ve en la *figura 1-8*.

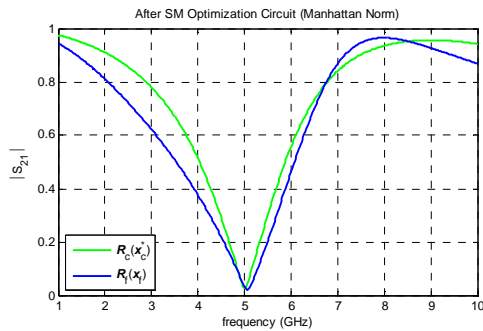


Figure 1-6 Respuesta del modelo Burdo y Fino en la solución óptima

### 1.2.4 Análisis de Resultados

Para saber que el Mapeo Espacial es mejor que la optimización directa usamos el modelo fino y lo optimizamos directamente por medio de Método de Nelder-Mead, en el cual logramos optimizarlo después de 42 evaluaciones. Como lo podemos ver a continuación:

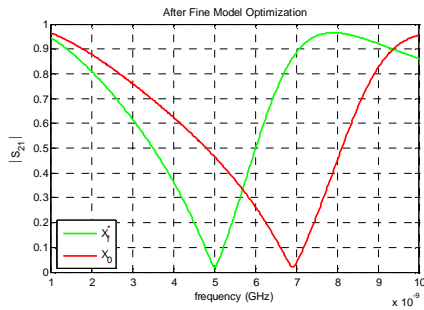


Figure 1-7 Optimización del modelo Fino usando el Método de Nelder-Mean

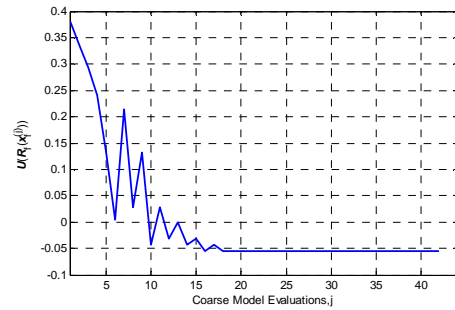


Figure 1-8 Evaluaciones requeridas para encontrar la respuesta Optima del Modelo Fino por medio del Método Nelder-Mean

### 1.2.5 Conclusión

Podemos observar cómo por medio del Mapeo Espacial podemos reducir sustancialmente el uso de recursos y el tiempo de simulación que estos conllevan, ya que por medio del algoritmo de Mapeo Espacial sólo nos tomó 4 evaluaciones del modelo fino, en cambio con la optimización directa del modelo fino nos tomó 42 evaluaciones del modelo fino incrementando considerablemente el tiempo y los recursos necesarios para lograr el objetivo.

## 1.3. Filtro pasa bajas basado un filtro Elíptico usando microcintas y resonadores Hairpin

### 1.3.1 Introducción

Los filtros *Elípticos* se caracterizan por tener rizado en las bandas pasante y eliminada, al igual que una pendiente muy pronunciada en la zona de atenuación. Una vez que la respuesta pasa la frecuencia de corte, la pendiente de la atenuación inicial es muy marcada, disminuyendo ligeramente en la mitad de la zona de atenuación y aumentando de nuevo hasta el final. Tomando una serie de especificaciones para cualquier filtro complejo, la aproximación elíptica será siempre el diseño más eficiente; esto es, será el de menor orden.

### 1.3.2 Antecedentes

Comparando la eficiencia y complejidad de este tipo de filtros podemos describir y compararlo con las siguientes especificaciones:  $A_p=0,5\text{dB}$ ,  $f_c=1\text{kHz}$ ,  $A_s=60\text{dB}$ ,  $f_s=1,5\text{kHz}$ ,

Donde para un Filtro *Butterworth* tendríamos un filtro de orden 20, mientras que para el *Chebyshev* sería de orden 9 y el filtro *Elíptico* sería de orden 6. Con esto podemos observar que un filtro del tipo *Elíptico* requerido es de menor orden comparado con los otros filtros.

### 1.3.3 Solución Desarrollada

Para poder cumplir con el orden del filtro, y por consiguiente tener el menor número de componentes, se optó por seleccionar un filtro elíptico con una configuración tipo  $\pi$ , (Figura 3 Apéndice 3, p. 3)

Con esta finalidad se utilizó un modelo en etapas, las cuales fueron consideradas representativas en caso que hubiéramos requerido aumentar el número de etapas.

Para la primer parte la cual es una red LC en configuración  $\pi$ , se usó el modelo de una línea de transmisión el cual es equivalente (Figura 4 Apéndice 3, p. 4), del cual obtenemos las siguientes ecuaciones:

$$L_s = \frac{Z_s \sin(\beta_s l_s)}{w} \quad (1-5)$$

$$C_s = \frac{1 - \cos(\beta_s l_s)}{w Z_s \sin(\beta_s l_s)} \quad (1-6)$$

Tomando en cuenta la pareja de líneas paralelas las cuales tienen un circuito equivalente paralelo (Figura 5 Apéndice 3, p. 4) podemos obtener las ecuaciones siguientes:

$$C_g = \frac{Z_e + Z_o}{2w Z_e Z_o \cot(\beta_c l_c)} \quad (1-7)$$

$$C_p = \frac{1}{w Z_e \cot(\beta_c l_c)} \quad (1-8)$$

Combinando el circuito equivalente de una línea de transmisión con las líneas paralelas (figura 1-12 y 1-13), el circuito equivalente sería un resonador hairpin stepped-impedance

usando componentes LC como se muestra en la *figura 1-14*, donde  $C_{ps} = C_p + C_s + C_{delta}$  es la suma de las capacitancias de una línea de transmisión, líneas paralelas, y la discontinuidad de la unión ( $C_{delta}$ ) entre la línea de transmisión simple y las líneas paralelas.

El ancho de las líneas de transmisión simples y de las líneas paralelas del filtro pueden ser obtenidas satisfaciendo lo siguiente  $Z_s \geq \sqrt{Z_e Z_o}$ . Las longitudes de las líneas de transmisión y líneas paralelas del filtro son:

$$l_s = \frac{\sin^{-1}(\omega_c L_{st}/Z_s)}{\beta_s} \tag{1-9}$$

$$l_c = \frac{\tan^{-1}(\omega_c Z_e (C_{pst} - C_s - C_\Delta))}{\beta_c} \tag{1-10}$$

La siguiente figura muestra la geometría equivalente de un filtro pasa-bajas tipo elíptico usando un resonador elíptico de stepped-impedance.

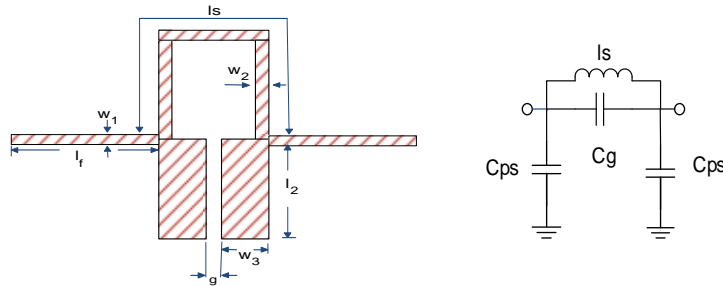


Figure 1-9 Filtro pasa-bajas tipo elíptico usando un resonador elíptico de stepped-impedance

### 1.3.4 Análisis de resultados

El filtro pasa-bajas fue diseñado para una frecuencia de corte de 3 dB a 2 GHz y simulado con un sustrato Duroid 6010.2 con thickness de 25 mil el cual tiene una constante dieléctrica  $\epsilon_r = 10.2$ , el cual nos arrojó los siguientes resultados

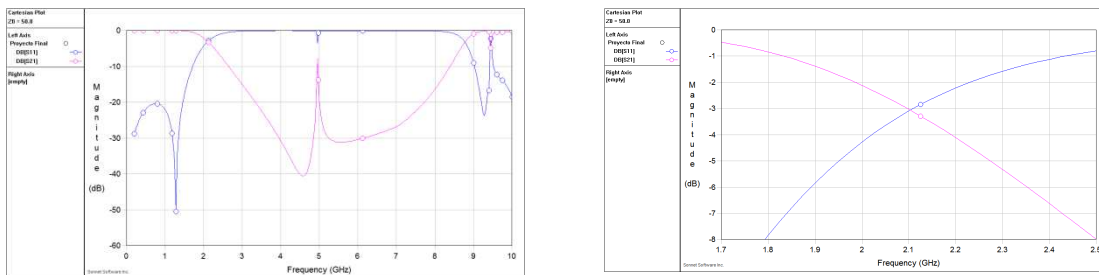


Figure 1-10 Resultados de la simulación

Como podemos observar en la figura 1-16, la frecuencia de corte de nuestro filtro de microcinta a los 3dB es de 2.1GHz, lo cual a nuestro parecer es una tolerancia aceptable.

### 1.3.5 Conclusiones

Las figuras que se usan para la configuración hairpin elíptico son simples, fáciles de fabricar y pueden ser efectivas en el control del efecto de capacitancia e inductancia en el circuito. El efecto capacitivo puede ser simplificado y cambiar en cuando se cambie la longitud y ancho del slot, y el efecto de la inductancia puede ser controlado por el cambio del ancho del slot.

## 2. Conclusiones

A lo largo del periodo estudiando la maestría en diseño electrónico con enfoque a negocios, desarrollé una mayor atracción al campo del diseño de alta frecuencia, como se ve en los trabajos anteriores.

Ya que en ellos podemos destacar que el diseño de alta frecuencia es muy importante a mi punto de vista para este mundo tan cambiante en cuestión tecnología, ya que a medida que avance la tecnología se busca mayor velocidad de comunicación entre dispositivos y una de las grandes herramientas para poder lograr esto es el mapeo espacial, ya que por medio de este podemos simular ambientes y condiciones casi reales donde los dispositivos estarían trabajando.

### ***Referencias.***

- [1] R. M. B. J.W. Bandler, S.H. Chen, P.A. Grobelny, and R.H. Hemmers. (1994, Space mapping technique for electromagnetic optimization. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 42(12), 2536–2544.

# Apéndices

# **A. COMPARACIÓN DE LA ESTABILIDAD EN LAS RESPUESTAS DE DOS FILTROS PASA-BAJAS DE ORDEN 10 CON TOPOLOGÍA SALLEN-KEY**



ITESO

*Maestría en Diseño Electrónico con Orientación a Negocios*

## **Métodos de Simulación para Circuitos Electrónicos**

Comparación de la estabilidad en las respuestas de dos filtros  
pasa-bajas de orden 10 con topología Sallen-Key.

Dr. José Ernesto Rayas Sanchez  
Ing. Miguel Angel Madrigal González

16 de Mayo de 2012



ITESO

*Maestría en Diseño Electrónico con Orientación a Negocios*

**Contenido**

<b>Objetivo</b> .....	3
<b>Introducción</b> .....	3
<b>Filtro Butterworth</b> .....	4
<b>Filtro Chebyshev</b> .....	5
<b>Desarrollo</b> .....	6
<b>Filtro Butterworth de orden 10</b> .....	8
<b>Filtro Chebyshev de orden 10</b> .....	9
<b>Optimización del Filtro</b> .....	10
<b>Calculo del Yield</b> .....	13
<b>Conclusiones</b> .....	14
<b>Referencias</b> .....	14





## **Objetivo**

Comparar las respuestas de dos tipos filtros pasa bajas por medio de su análisis de Yields, al introducir perturbaciones a sus componentes pasivos (RC).

## **Introducción**

Un filtro es un dispositivo que deja pasar señales eléctricas a ciertas frecuencias o rangos de frecuencia mientras impide el paso de otras. Estos filtros lo podemos clasificar en Filtros Pasa Bajas, Pasa Bandas, Pasa Altas y los Filtros Rechaza Banda.

Dependiendo de su tecnología pueden ser:

**Filtros pasivos:** Se encuentran contruidos por elementos pasivos como son resistencias (R), Inductores (L) y Capacitores (C). Este tipo de filtros cuentan con muchas ventajas para el filtrado de señales de potencia, pero pueden llegar a ser demasiado voluminosos en el manejo de bajas frecuencias.

**Filtros activos:** Este tipo de filtros cuenta con componentes activos (Amplificadores operacionales). Una de sus ventajas principales es que permiten la construcción de filtros con muy buenas calidades.

**Filtros Digitales:** Los filtros digitales convierte la señal analógica en digital por medio del uso de convertidores A/D, la señal es pasada y analizada por el filtro correspondiente y finalmente se reconvierte a una señal analógica por medio de un convertidor D/A.

En este documento se abordara el uso de los filtros activos Butterworth y Chebyshev.

Cada uno de estos filtros cuenta con una función matemática que permite aproximar la curva de respuesta a la ideal.



## Filtro Butterworth

Es un filtro diseñado para producir la respuesta más plana que sea posible hasta la frecuencia de corte, luego disminuye a razón de  $20n$  dB por década, donde  $n$  es el número de polos del filtro.

El filtro Butterworth es el único que mantiene su forma para órdenes mayores, solo con una pendiente de caída mas pronunciada a partir de la frecuencia de corte.

Este tipo de filtro necesita un mayor orden para los mismos requerimientos en comparación con el filtro Chebyshev.

La función de transferencia del filtro en función de la ganancia ( $K_{PB}$ ) a  $\omega = 0$ .

$$|H(j\omega)| = \frac{K_{PB}}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_c)^{2N}}}$$

Donde:

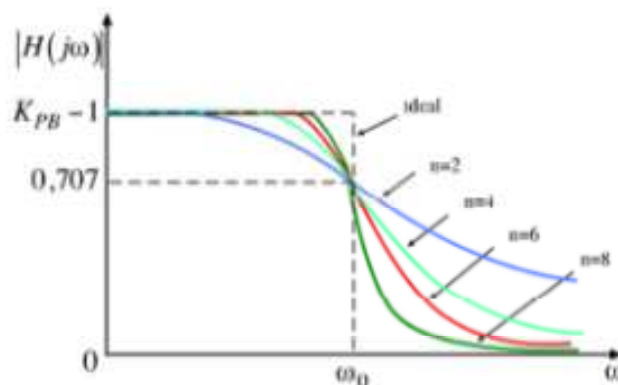
$K_{PB}$ : Es la ganancia del filtro cuando la frecuencia es cero

$\omega$ : Frecuencia analógica

$\omega_c$ : Es la frecuencia de corte

$N$ : Orden del Filtro

El orden del filtro tiene que ver con el número de polos de la función de transferencia o con el número de redes presentes en la estructura. Mientras mayor sea el orden del filtro mas aproximada será su respuesta a la respuesta ideal del filtro.



Como pudo observarse para frecuencias de cercanas a las de corte la respuesta del filtro Butterworth no es aceptable, especialmente si el filtro es de orden bajo.



### Filtro Chebyshev

Los filtros Chebyshev poseen mejor respuesta para este tipo de frecuencias pero presentan un rizado (RIPPLES) en la banda pasante. La función de transferencia dada por Chebyshev es:

$$|H(j\omega)| = \frac{K_{pb}}{\sqrt{1 + E^2 C_n^2(\omega/\omega_c)}}$$

Donde:

$K_{pb}$ : es la ganancia del filtro cuando la frecuencia es cero.

$\omega$ : Frecuencia analógica

$\omega_c$ : Es la frecuencia de corte

N: Orden del Filtro

E: Constante que determina la amplitud del rizado

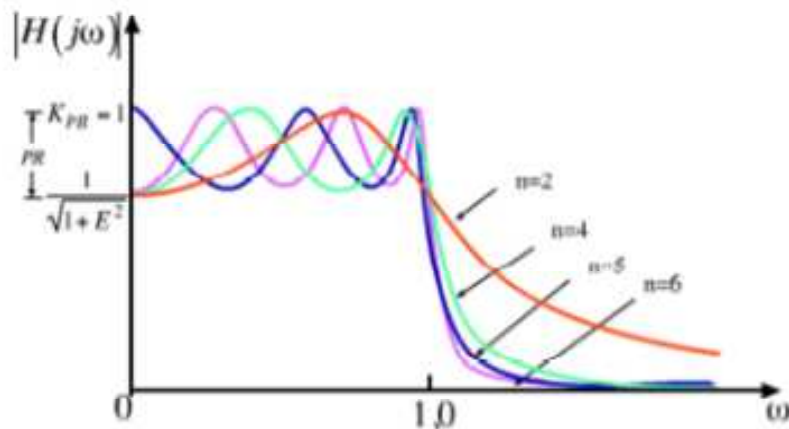
$C_n$ : Polinomio de Chebyshev

El Polinomio de Chebyshev esta dado por:

$$C_n(\omega) = \cos(n \cdot \arccos \omega)$$

Cuya formula recurrente puede ser demostrada como:

$$C_{n+1}(\omega) = 2\omega C_n(\omega) - C_{n-1}(\omega)$$





ITESO

*Maestría en Diseño Electrónico con Orientación a Negocios*

El número de rizados presentes en la banda de paso es igual al orden del filtro y su amplitud depende del parámetro E.

$$E = \sqrt{10^{PR/10} - 1}$$

El porcentaje de atenuación del filtro Chebyshev puede encontrarse a partir de la siguiente ecuación:

$$AT = -20 \log E - 6(n - 1) - 20 \log(\omega/\omega_c)$$

Donde:

$n$ : Orden del filtro.

$E$ : Constante que determina la amplitud del rizado.

$\omega_c$ : Frecuencia de corte.

Y donde la amplitud de los rizados está dada por[1]:

$$PR(dB) = 20 \log \sqrt{1 + E^2}$$

## Desarrollo

Los diseños de ambos filtros están basados en la topología Sallen-Key. Los cuales se calcularon para una frecuencia de corte  $\omega_c = 20KHz$ .

La topología Sallen-Key es un tipo de filtro electrónico activo particularmente valioso por su simplicidad. Dado  $C_A$  y  $C_B$ , los valores de resistencia para  $R_A$  y  $R_B$  se calcula a través de:

$$R_{A,B} = \frac{a_1 C_B \mp \sqrt{a_1^2 C_B^2 - 4b_1 C_A C_B}}{4\pi f_c C_A C_B}$$

Con el fin de obtener valores reales bajo la raíz cuadrada,  $C_B$  debe satisfacer la condición siguiente:

$$C_B \geq C_A \frac{4b_1}{a_1^2}$$

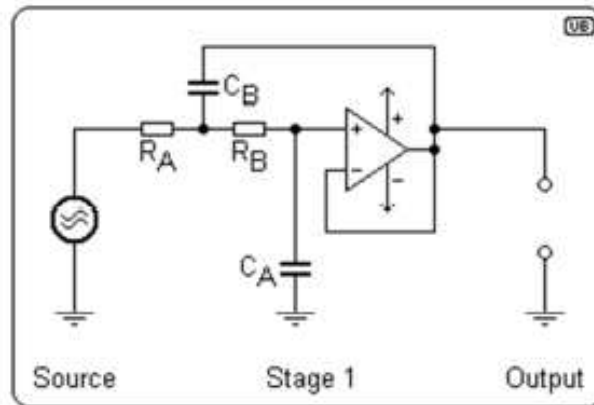
Los valores de  $a_x$  y  $b_x$  se obtienen de las tablas de los coeficientes de Tschebyscheff para 3-dB ripple y los coeficientes de Butterworth[2].



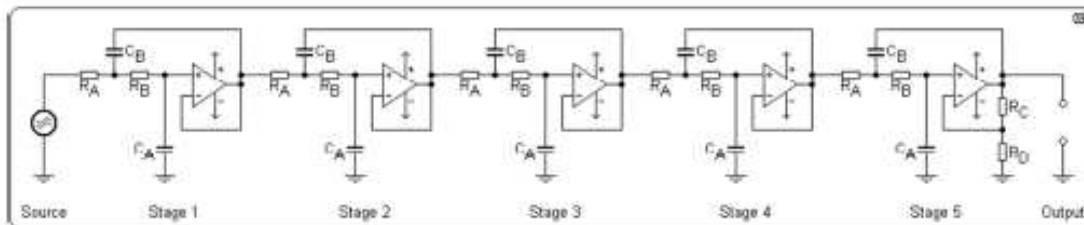
ITESO

Maestría en Diseño Electrónico con Orientación a Negocios

En la siguiente figura muestra la unidad típica de la Cedula Salen-Key de dos polos.



A continuación los esquemáticos y valores calculados para los filtros a analizar.



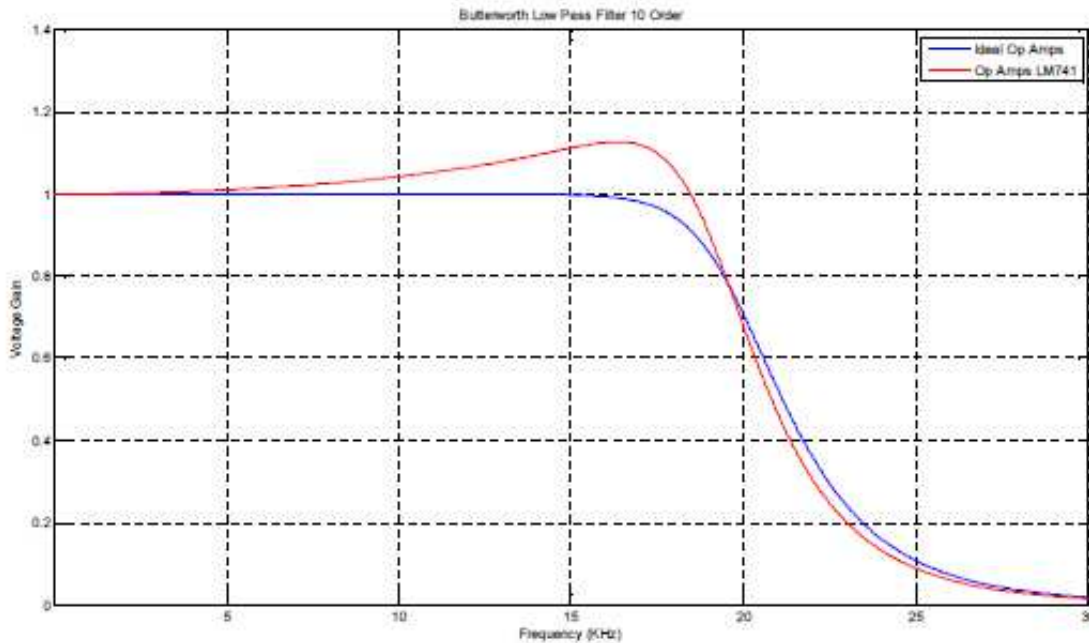




### Filtro Butterworth de orden 10

Valores de Componentes	
$R_{A1} = 5.196K$	$C_{A1} = 680pF$
$R_{B1} = 17.92K$	$C_{B1} = 1nF$
$R_{A2} = 6.477K$	$C_{A2} = 680pF$
$R_{B2} = 14.376K$	$C_{B2} = 1nF$
$R_{A3} = 9.0397K$	$C_{A3} = 470pF$
$R_{B3} = 14.905K$	$C_{B3} = 1nF$
$R_{A4} = 5.236K$	$C_{A4} = 330pF$
$R_{B4} = 16.66K$	$C_{B4} = 2.2nF$
$R_{A5} = 7.95K$	$C_{A5} = 100pF$
$R_{B5} = 16.947K$	$C_{B5} = 4.7nF$
$R_C = 1K$	
$R_D = 10K$	

Respuesta del Filtro utilizando Amplificadores Operacionales Ideales y Amplificadore Operacionales LM741

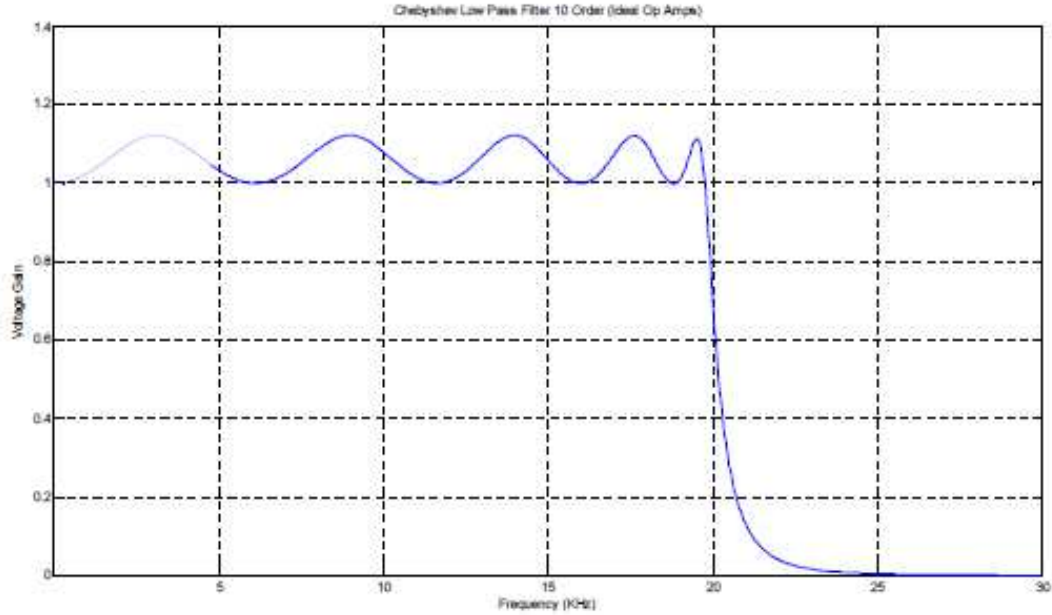




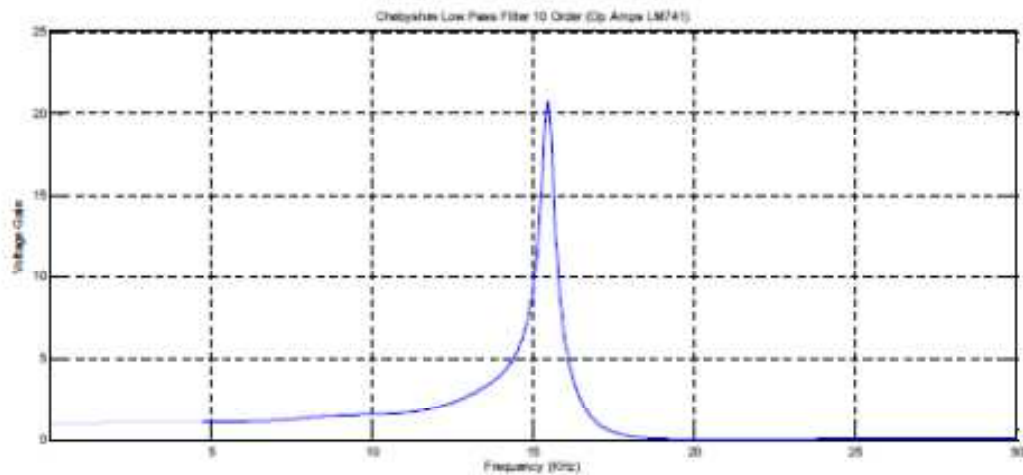
### Filtro Chebyshev de orden 10

Valores de Componentes	
$R_{A1} = 7.567K$	$C_{A1} = 2.2nF$
$R_{B1} = 15.45K$	$C_{B1} = 5.6nF$
$R_{A2} = 9.5619K$	$C_{A2} = 390pF$
$R_{B2} = 13.696K$	$C_{B2} = 5.6nF$
$R_{A3} = 7.6363K$	$C_{A3} = 150pF$
$R_{B3} = 13.258K$	$C_{B3} = 8.2nF$
$R_{A4} = 7.8194K$	$C_{A4} = 56pF$
$R_{B4} = 15.147K$	$C_{B4} = 12nF$
$R_{A5} = 7.1315K$	$C_{A5} = 18pF$
$R_{B5} = 13K$	$C_{B5} = 39nF$
$R_C = 1K$	
$R_D = 10K$	

Respuesta del filtro usando Amplificadores Operacionales Ideales



### Respuesta del Filtro usando Amplificadores Operacionales LM741



Por el tipo de ganancia que nos dio el filtro con los valores calculados, es necesario realizarle optimización.

### Optimización del Filtro

Con la respuesta vista con amplificadores comerciales podemos notar una gran diferencia entre la respuesta esperada y la respuesta real; por tal motivo y con el objetivo de poder lograr comparar estos dos filtros en condiciones un poco más similares, se realizara la optimización del filtro.

Al realizar la optimización de este filtro no obtendremos una respuesta Chebyshev como lo habíamos calculado desde un principio, pero sí podremos acercarlo a una respuesta mas similar a la de un Filtro Butterworth, con la característica que tiene los filtros Chebyshev, la cual es de respuesta mas rápida en la frecuencia de corte[3].

Después de realizar la primera optimización del filtro, esta nos dio un resultado muy acercado a la respuesta deseada.



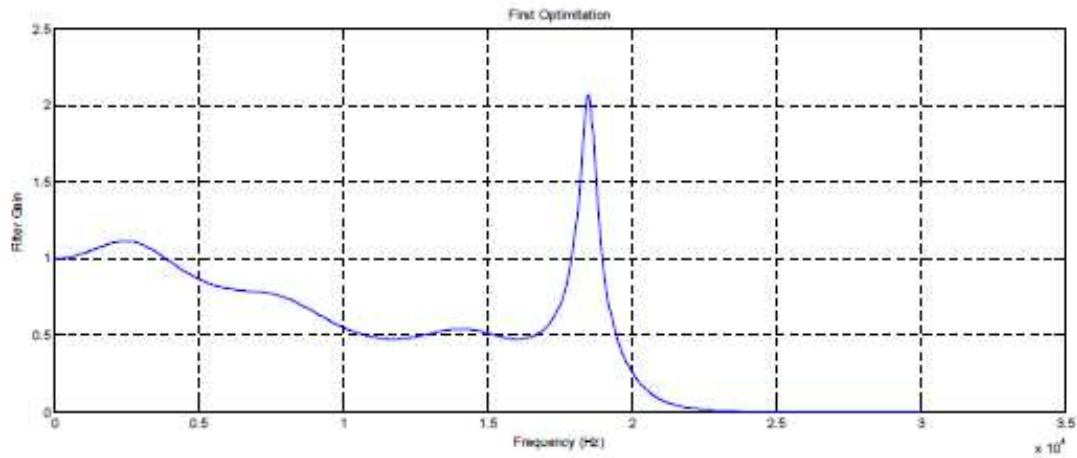


ITESO

Maestría en Diseño Electrónico con Orientación a Negocios

Respuesta de la Primera Optimización.

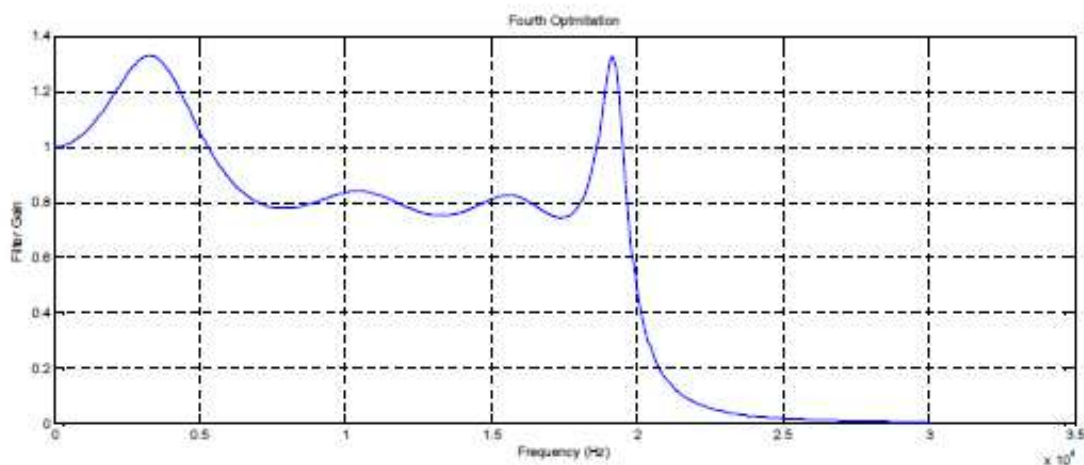
Valores de Componentes	
$R_{A1} = 8.4722K$	$C_{A1} = 2.3093nF$
$R_{B1} = 16.207K$	$C_{B1} = 6.283nF$
$R_{A2} = 10.097K$	$C_{A2} = 476.8pF$
$R_{B2} = 12.693K$	$C_{B2} = 5.6651nF$
$R_{A3} = 7.4797K$	$C_{A3} = 147.71pF$
$R_{B3} = 12.852K$	$C_{B3} = 8.0102nF$
$R_{A4} = 6.5427K$	$C_{A4} = 51.047pF$
$R_{B4} = 13.825K$	$C_{B4} = 11.116nF$
$R_{A5} = 6.2397K$	$C_{A5} = 18.603pF$
$R_{B5} = 11.153K$	$C_{B5} = 33.468nF$
$R_C = 1.19331K$	
$R_D = 1.059K$	
Valor de la Función Actual: 0.469579	





Con la segunda optimización mejoro la respuesta esperada, pero aun se necesitamos realizar un total de cuatro optimizaciones para llegar a la respuesta deseada.

Valores de Componentes	
$R_{A1} = 8.3856K$	$C_{A1} = 1.757nF$
$R_{B1} = 14.477K$	$C_{B1} = 7.5435nF$
$R_{A2} = 8.8636K$	$C_{A2} = 425pF$
$R_{B2} = 8.4807K$	$C_{B2} = 6.3592nF$
$R_{A3} = 6.5236K$	$C_{A3} = 145.46pF$
$R_{B3} = 10.971K$	$C_{B3} = 8.6844nF$
$R_{A4} = 4.9641K$	$C_{A4} = 467.98pF$
$R_{B4} = 12.465K$	$C_{B4} = 8.1009nF$
$R_{A5} = 5.9716K$	$C_{A5} = 200.11pF$
$R_{B5} = 11.841K$	$C_{B5} = 29.578nF$
$R_C = 738.7411$	
$R_D = 25.394K$	
Valor de la Función Actual: 0.173062	





**Calculo del Yield**

Para poder realiza los cálculos correspondientes de Yields es necesario delimitar los valores de ganancias de nuestro interés.

$$\begin{aligned}
 |A_v| &\leq 0.75 \text{ for } 20\text{KHz} \leq f \leq 20.5\text{KHz} \\
 |A_v| &\leq 1.5 \text{ for } 10\text{KHz} \leq f \leq 19.5\text{KHz} \\
 |A_v| &\geq 0.75 \text{ for } f \leq 17\text{KHz} \\
 |A_v| &\leq 0.4 \text{ for } f \geq 26\text{KHz}
 \end{aligned}$$

Utilizando como base el análisis de Monte Carlo para las tolerancias en R = 5% y C = 10% para su posterior cálculo de Yield obtenemos los siguientes resultados:

En estas dos primeras tablas se muestra el yield que esperaríamos obtener de acuerdo a los cálculos realizados para los filtros utilizando amplificadores operacionales ideales.

Filtro Butterworth de Orden 10 (Amplificadores Operacionales Ideales)							
N	Yield (%)						
	Corrida 1	Corrida 2	Corrida 3	Corrida 4	Corrida 5	$\mu_{yield}$	$\sigma_{yield}$
100	75	75	69	67	77	72.6	15.04

Filtro Chebyshev de Orden 10 (Amplificadores Operacionales Ideales)							
N	Yield (%)						
	Corrida 1	Corrida 2	Corrida 3	Corrida 4	Corrida 5	$\mu_{yield}$	$\sigma_{yield}$
100	40	32	39	34	38	36.6	9.44

Una vez optimizado el Filtro Chebyshev para producir una respuesta similar a la región plana del filtro Butterworth, se obtuvo el cálculo del Yield, utilizando en la simulación amplificadores comerciales (LM741)

Filtro Butterworth de Orden 10							
N	Yield (%)						
	Corrida 1	Corrida 2	Corrida 3	Corrida 4	Corrida 5	$\mu_{yield}$	$\sigma_{yield}$
50	80	88	90	82	80	84	4.2
100	85	85	86	88	89	86.6	1.62
200	80.5	82	76.5	76.5	79	78.5	2.18



Filtro Optimizado de Orden 10							
N	Yield (%)						
	Corrida 1	Corrida 2	Corrida 3	Corrida 4	Corrida 5	$\mu$ yield	$\sigma$ yield
50	18	16	8	10	14	13.2	3.71
100	4	10	12	17	15	11.6	4.5
200	7.5	10	9	12.5	12.5	10.3	1.96

### Conclusiones

Como podemos observar a lo largo del desarrollo de este análisis los filtros Chebyshev aun que nos ofrecen una mejor respuesta en la frecuencia de corte, de acuerdo a los cálculos realizados con Amp. Operacionales Ideales, estos una vez simulados con amplificadores comerciales dista mucho su respuesta obtenida a la calculada.

Por otra parte los filtros pasa-bajas de tipo Butterworth, aunque su respuesta con amplificadores comerciales vario un poco, este se comporto de una manera mas estable al introducirle variaciones en los valores de los componentes pasivos.

### Referencias

1. Gonzalez Ocampo, J.A.O.G., Alvaro A. *Filtros Activos*. Available from: <http://www.virtual.unal.edu.co/cursos/sedes/manizales/4040003/lecciones/cap4lecc6-2.htm>
2. Kugelstadt, T., *Active Filter Design Techniques*, in *Excerpted from Op Amps Fro Everyone*. 2002, Texas Instruments Incorporated: Dallas, Texas.
3. Gutierrez A., V., *8<sup>th</sup> Order Chevyshev Active Filter Design and Optimitation*. 2003, ITESO: Tlaquepaque. p. 13.

## **B. OPTIMIZACIÓN ELECTROMAGNÉTICA DE UN FILTRO MICROCINTA MEDIANTE MAPEO ESPACIAL A LA ENTRADA BASADO EN BROYDEN**



ITESO

*Maestría en Diseño Electrónico con Orientación a Negocios*

### Modelado y Diseño de Circuitos Basado en Optimización

Optimización electromagnética de un filtro microcinta mediante  
mapeo espacial a la entrada basado en Broyden

Ph. D. José Ernesto Rayas Sánchez  
Ing. Miguel Angel Madrigal González

22 de Mayo de 2013



ITFSO

*Maestría en Diseño Electrónico con Orientación a Negocios*

**Contenido**

Resumen.....	3
Introducción.....	3
Mapeo Espacial.....	3
Optimización del Modelo Burdo.....	3
Mapeo Espacial con entrada Lineal.....	3
Filtro Rechaza-Banda.....	5
Conclusiones.....	8
Referencias.....	8





ITESO

Maestría en Diseño Electrónico con Orientación a Negocios

## Resumen

Una comparación del uso de optimización directa de un modelo fino contra el uso de la optimización por medio de Mapeo Espacial a la entrada Basado en Broyden. En este reporte se describirá el uso y mejor opción para la optimización de un filtro Electromagnético.

## Introducción

### *Mapeo Espacial*

En 1994, Bandler et al[1] propusieron una simple pero efectiva idea para combinar automáticamente la eficiencia de la optimización de circuitos con la precisión de los simuladores Electromagnéticos (EM). La idea consistía en mapear diseños de modelos circuitales optimizados hacia los correspondientes modelos EM. Claramente, las discrepancias eran de esperarse. Un paso de "extracción de parámetros" calibraba el simulador circuital contra el simulador EM de tal manera que las diferencias entre las simulaciones EM y circuitales eran minimizadas. El modelo circuital (o modelo sustituto) entonces era actualizado con los parámetros extraídos y quedaba listo para una optimización eficiente.

La metodología es nombrada como "mapeo espacial". Utiliza un modelo "burdo" (aproximación analítica de la física del dispositivo en cuestión) para obtener un diseño casi óptimo de un preciso modelo "fino" basado en EM.

La optimización basada en sustitutos se ha convertido en la metodología de optimización EM a elegir: en [2] Rautio dijo, "Hoy en día, encuentro que la mayoría de los diseñadores usan ya sea una metodología de sintonización, una metodología de modelos acompañantes, o alguna combinación de ambas para ajustar el diseño final usando análisis EM."

### *Optimización del Modelo Burdo*

Optimizamos el modelo burdo mediante el uso de un método de optimización clásica.

$$x_c^* = \arg \min_{x_c} U(R_c(x_c, \psi)) \quad \text{Eq. 1}$$

Donde  $U : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$  es la función objetivo expresada en términos de las especificaciones del diseño y  $x_c^*$  es el vector de los parámetros de optimización del modelo burdo.

### *Mapeo Espacial con entrada Lineal*

En el presente reporte nos enfocaremos en el método de "Mapeo Espacial basado en el método de Broyden a la Entrada", este método los podemos describir de la siguiente manera.



<p>Mapeo Espacial "Directo" Basado en Broyden con restricciones</p> <p><b>Begin</b></p> <p>Find <math>x_c^*</math> solving (Eq. 1)</p> <p><math>i = 0; x_f^{(i)} = x_c^*; B^{(i)} = I; \delta = 0.3</math></p> <p><math>f^{(i)} = P(x_f^{(i)}) - x_c^*</math> using (Eq. 3)</p> <p><b>Repeat until stopping_criterion</b></p> <p>    solve <math>B^{(i)}h^{(i)} = -f^{(i)}</math> for <math>h^{(i)}</math></p> <p>    <math>x_f^{(test)} = x_f^{(i)} + h^{(i)}</math></p> <p>    <b>While</b> <math>x_f^{(test)} &lt; x_f^{min} \vee x_f^{(test)} &gt; x_f^{max}</math></p> <p>        <math>h^{(i)} = \delta h^{(i)}</math></p> <p>        <math>x_f^{(test)} = x_f^{(i)} + h^{(i)}</math></p> <p>    <b>End</b></p> <p>    <math>x_f^{(i+1)} = x_f^{(test)}</math></p> <p>    <math>f^{(i+1)} = P(x_f^{(i+1)}) - x_c^*</math> using (Eq. 3)</p> <p>    <math>B^{(i+1)} = B^{(i)} + \frac{f^{(i+1)}h^{(i)T}}{h^{(i)T}h^{(i)}}; i = i + 1</math></p> <p><b>End</b></p>
--

Algoritmo 1 "Algoritmo de Mapeo Espacial a la entrada Basado en Broyden con restricciones" [3]

Ecuaciones

$$f(x_f) = P(x_f) - x_c^* = 0 \quad \text{Eq. 2}$$

Donde la entrada del vector multidimensional de la función no lineal  $x_c = P(x_f)$  es evaluada en una adaptación local de dos modelos en la iteración actual

$$P(x_f) = \arg \min_{x_c} \|e_1^T \dots e_p^T\|_2^2 \quad \text{Eq. 3a}$$

Donde  $p$  es el número de punto de la variable independiente y el parámetro de vector de error de extracción  $j$ -ésimo está dada por

$$e_j(x_f) = R_{fs}(x_f, \psi_f) - R_{cs}(x_c, \psi_f) \quad \text{Eq. 3b}$$

Alineado al conjunto de respuestas características, dado por  $R_{fs}$  y  $R_{cs}$  respectivamente, como se describe en [3].





### Filtro Rechaza-Banda

Con el fin de ilustrar el algoritmo de Mapeo Espacial con la utilización de Broyden a la entrada consideramos un simple filtro rechaza-banda microcinta mostrado en la *Figura 1*. Tenemos un parámetro de diseño, la longitud  $L$  del saliente. La meta es encontrar  $L$  tal que la frecuencia central del filtro sea 5 GHz [4].

El modelo fino es simulado en SONNET. De acuerdo al acercamiento del mapeo espacial, en lugar de hacer la optimización directa en el modelo fino, usaremos un modelo sustituto en su lugar. El sustituto está basado en el modelo burdo mostrado en la *Figura 2*, el cual es un circuito equivalente al de la *Figura 1* y está implementado en APLAC.

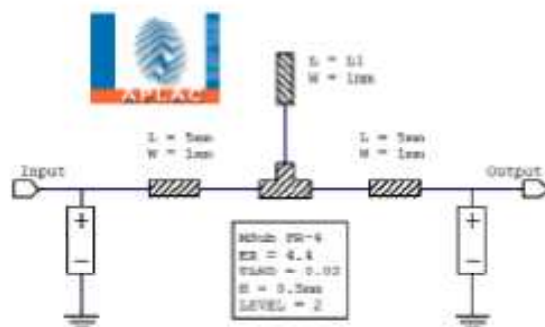
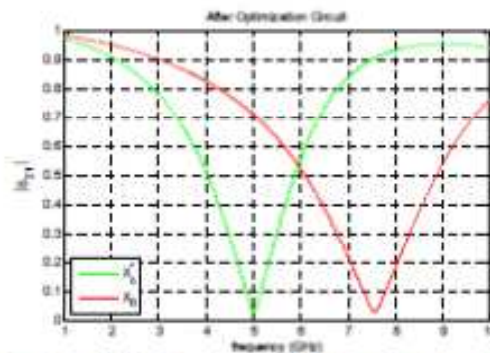


Figura 1 "Modelo del Filtro APLAC (Modelo Burdo)"

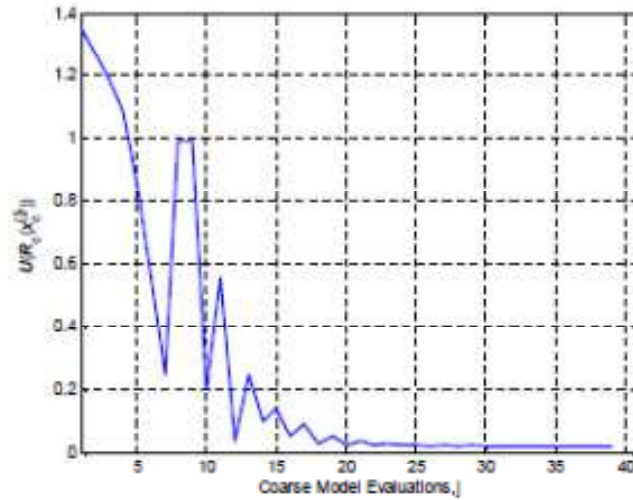


Gráfica 1 "Optimización del modelo Burdo"

Los parámetros utilizados para este modelo fueron un sustrato FR-4 con un Erel (ER) de 4.4, una tangente de pérdida (TAND) de 0.02 y una altura (H) de 0.5mm.

De acuerdo a la optimización realizada a partir de una semilla inicial ( $x_0 = 5.6\text{mm}$ ) de nuestro modelo burdo obtuvimos como resultado  $x_c = 8.3765\text{mm}$ .

Este resultado se logró con un total de 39 evaluaciones del modelo como podemos observar en la siguiente grafica



Grafica 2 "Minimización del error de la función"

Si introducimos este valor de longitud en nuestro modelo fino podemos observar la respuesta mostrada en la Grafica 3, la cual no cumple con los criterios establecidos de este diseño.

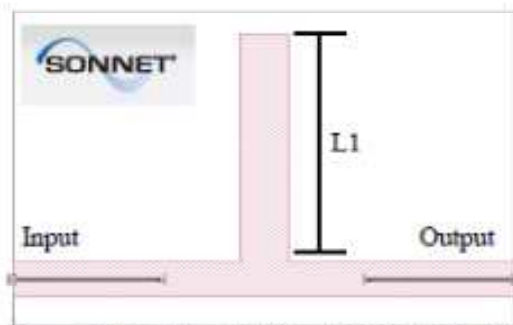
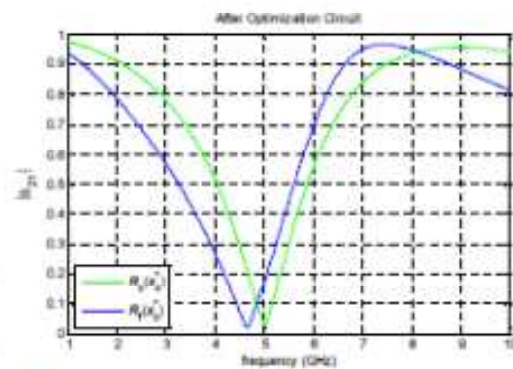
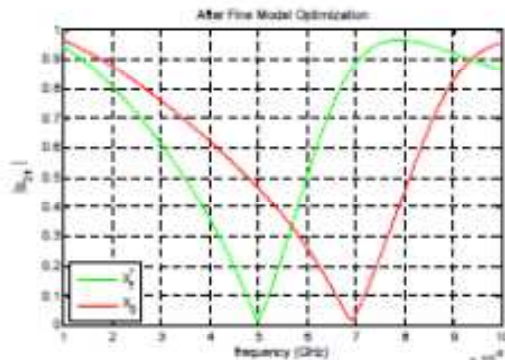


Figura 2 "Modelo del Filtro SONNET (Modelo Fino)"

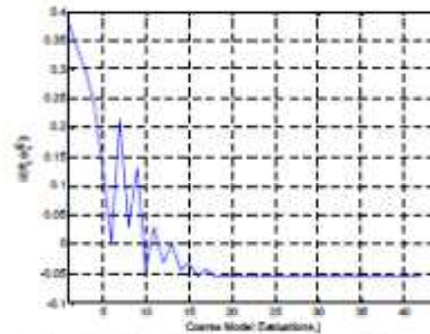


Grafica 3 "Respuesta del modelo Burdo y Fino en la solución óptima del Modelo Burdo"

Tomando como semilla inicial  $x_c^*$  obtenida a partir del modelo burdo e introduciéndola en nuestro modelo de Mapeo Espacial a la entrada Basado en Broyden con restricciones, descrito



Grafica 1 "Optimización del modelo Fino usando el Metodo de Nelder-Mean"



Grafica 7 "Evaluaciones requeridas para encontrar la respuesta Optima del Modelo Fino por medio del Metodo Nelder-Mean"

$$x_f^* = 7.8050$$

## Conclusiones

En el reporte anterior podemos observar el cómo por medio del Mapeo Espacial podemos reducir sustancialmente el uso de recursos y el tiempo de simulación que estos conllevan, ya que por medio del algoritmo de Mapeo Espacial solo nos tomó 4 evaluaciones del modelo fino, en cambio con la optimización directa del modelo fino nos tomó 42 evaluaciones del modelo fino incrementando considerablemente el tiempo y los recursos necesarios para lograr el objetivo.

## Referencias

- [1] R. M. B. J.W. Bandler, S.H. Chen, P.A. Grobelny, and R.H. Hemmers. (1994, Space mapping technique for electromagnetic optimization. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 42(12), 2536-2544.
- [2] J. C. Rautio. (2007, EM-component-based design of planar circuits. *IEEE Microwave Mag.* 8(4), 79-90.
- [3] J. E. R.-S. a. V. Gutiérrez-Ayala, "EM-based statistical analysis and yield estimation using linear-input and neural-output space mapping," in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, San Francisco, CA., 2006, pp. 1597 - 1600.
- [4] Q. S. C. a. J. W. B. Slawomir Koziel. (2008, Espace Mapping. *IEEE microwave magazine* 9(6), 105 - 122.
- [5] J. A. N. a. R. Mean, "A simplex method for function minimization," *Computer Jornal*, vol. 7, pp. 308-313, 1965.

# **C. COMPACT ELLIPTIC-FUNCTION LOW-PASS FILTERS USING MICROSTRIP STEPPED-IMPEDANCE HAIRPIN RESONATORS**

**INSTITUTO TECNOLÓGICO Y DE ESTUDIOS SUPERIORES DE  
OCCIDENTE**

DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA, SISTEMAS E INFORMÁTICA (DESI)

ESPECIALIDAD EN DISEÑO DE CIRCUITOS INTEGRADOS Y

MAESTRÍA EN DISEÑO ELECTRÓNICO



**ITESO**  
Universidad Jesuita  
de Guadalajara

**Reporte Final: Compact Elliptic-Function Low-Pass Filters Using  
Microstrip Stepped-Impedance Hairpin Resonators**

*Alta Frecuencia.*

Presentado por los alumnos:

**Ing. Laura Ponce Ruiz.**

**Ing. Miguel Angel Madrigal González.**

**Profesor: Dr. Zabdiel Brito Brito.**

09 de Diciembre de 2014



### Introducción

El filtro elíptico tiene rizado en la banda pasante y eliminada y pendiente muy pronunciada en la zona de atenuación. Una vez que la respuesta pasa la frecuencia de corte, la pendiente de la atenuación inicial es muy marcada, disminuyendo ligeramente en la mitad de la zona de atenuación y aumentando de nuevo hasta el final. Tomando una serie de especificaciones para cualquier filtro complejo, la aproximación elíptica será siempre el diseño más eficiente; esto es, será el de menor orden.

Por ejemplo, suponiendo las siguientes especificaciones:  $A_p=0,5\text{dB}$ ,  $f_c=1\text{kHz}$ ,  $A_s=60\text{dB}$ ,  $f_s=1,5\text{kHz}$ , el filtro Butterworth será de orden 20, el de Chebyshev será de orden 9 y el elíptico de orden 6. En otras palabras, el filtro elíptico requiere de un menor número de condensadores, lo que simplifica el circuito.

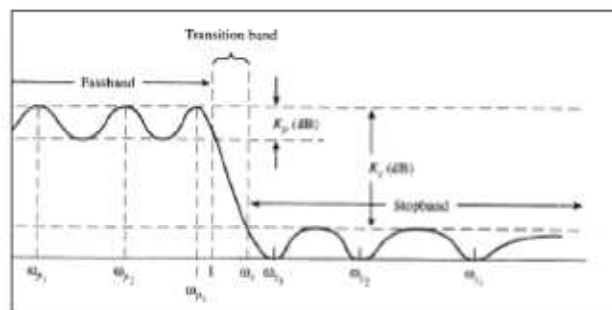


Figure 1 Respuesta Filtro Elíptico

**Stepped-impedance Low-Pass filter:** una forma fácil de implementar filtros pasa bajas con microstrip es usando secciones con características específicas de impedancia. Los filtros que se refieren a stepped-impedance son populares porque son fáciles de diseñar y toman poco espacio que los otros filtros.

**Harpin Resonator:** Los filtros con resonadores harpin ofrecen un buen comportamiento en frecuencias bajas, así como en substractos con una  $\epsilon_r$  baja. "Son mucho más compactos, aunque sus resonadores son también de longitud  $e = \pi$  a la frecuencia central de diseño  $f_c$ , no es necesario disponerlos a escala y puede apilarse unos tras otro"

**Desarrollo del proyecto:**

**Planteamiento del problema:**

Construir un filtro que cumpla con las siguientes especificaciones, utilizando líneas de transmisión:

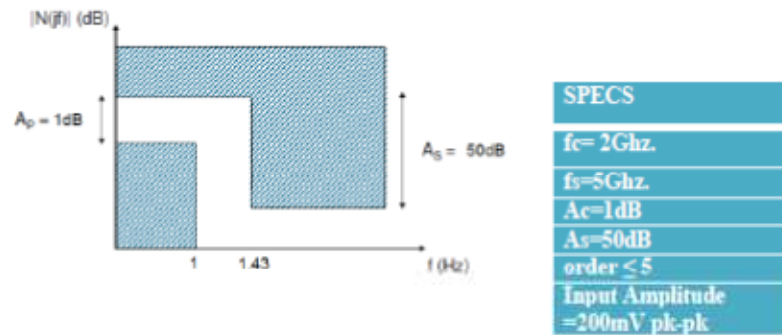


Figure 2 Respuesta deseada

1. Para cumplir con el orden del filtro, y aparte tener el menor número de componentes, se optó por seleccionar un filtro elíptico el cual utiliza una topología tipo  $\pi$ , como la siguiente:

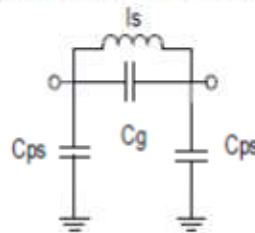


Figure 3 Filtro Elíptico, configuración tipo  $\pi$

2. Utilizando un modelo en etapas, las cuales serán repetitivas en caso de que se requiera números adicionales a esta.
3. El modelo de una Línea de transmisión es equivalente a un red LC en configuración  $\pi$ , para la línea de transmisión lossless con una longitud de  $l_s$  la matriz ABCD quedará de la siguiente manera:

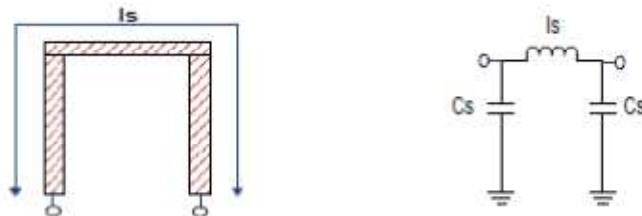


Figure 4 Línea de transmisión por microcinta de una red LC configuración n

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\beta_s l_s) & jZ_s \sin(\beta_s l_s) \\ jY_s \sin(\beta_s l_s) & \cos(\beta_s l_s) \end{bmatrix}$$

Donde  $\beta_s$  y  $Y_s=1/Z_s$  son la constante de fase y la admitancia característica de la línea de transmisión, respectivamente. La matriz ABCD de la red equivalente es:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + ZIY_c & ZI \\ Y_c(2 + ZIY_c) & 1 + ZIY_c \end{bmatrix}$$

Donde  $ZI=j\omega L_s$ ,  $Y_c=j\omega C_s$ ,  $\omega$  es la frecuencia angular y  $L_s$  y  $C_s$  son inductancia y capacitancia equivalente de la línea de transmisión, comparando las anteriores matrices podemos obtener  $L_s$  y  $C_s$

$$L_s = \frac{Z_s \sin(\beta_s l_s)}{\omega} \quad (H)$$

Y,

$$C_s = \frac{1 - \cos(\beta_s l_s)}{\omega Z_s \sin(\beta_s l_s)} \quad (F)$$

Tomando en cuenta la pareja de líneas paralelas las cuales tienen un circuito equivalente paralelo. La matriz ABCD para las líneas paralelas se expresa:

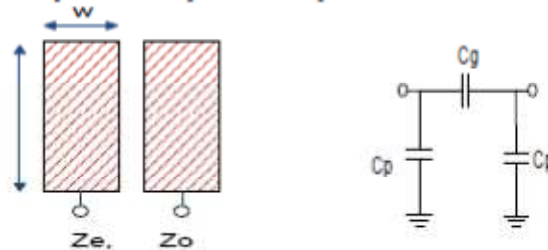


Figure 5 Circuito equivalente para un arreglo de capacitores en configuración n

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z_e + Z_o}{Z_e - Z_o} & \frac{-j2Z_e Z_o \cot(\beta_c l_c)}{(Z_e - Z_o)} \\ j2 & \frac{Z_e + Z_o}{Z_e - Z_o} \\ \frac{1}{(Z_e - Z_o) \cot(\beta_c l_c)} & \frac{Z_e + Z_o}{Z_e - Z_o} \end{bmatrix}$$

Donde  $\beta_c$  es la constante de fase de las líneas paralelas. La matriz ABCD es equivalente a la red capacitiva  $\pi$ :

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + Z_g Y_p & Z_g \\ Y_p(2 + Z_g Y_p) & 1 + Z_g Y_p \end{bmatrix}$$

Donde  $Z_g = 1/j\omega C_g$  y  $Y_p = j\omega C_p$ . Comparando las matrices ABCD, la capacitancia equivalente encontrada es:

$$C_g = \frac{Z_e + Z_o}{2\omega Z_e Z_o \cot(\beta_c l_c)} \quad (F)$$

Y

$$C_p = \frac{1}{\omega Z_e \cot(\beta_c l_c)} \quad (F)$$

Combinando el circuito equivalente de una línea de transmisión con las líneas paralelas (figura 1 y 2), el circuito equivalente sería un resonador hairpin stepped-impedance usando componentes LC como se muestra en el circuito 3, donde  $C_{ps} = C_p + C_s + C_{\Delta}$  es la suma de las capacitancias de una línea de transmisión, líneas paralelas, y la discontinuidad de la unión ( $C_{\Delta}$ ) entre la línea de transmisión simple y las líneas paralelas.

Las dimensiones físicas del filtro pueden ser sintetizadas usando los valores LC de la tabla 1. El ancho de las líneas de transmisión simples y de las líneas paralelas del filtro pueden ser obtenidas satisfaciendo lo siguiente  $Z_{s \geq} \sqrt{Z_e Z_o}$ . Las longitudes de las líneas de transmisión y líneas paralelas del filtro son

$$l_s = \frac{\sin^{-1}(\omega_c L_{st}/Z_s)}{\beta_s}$$

Y

$$l_c = \frac{\tan^{-1}(\omega_c Z_e (C_{pst} - C_s - C_{\Delta}))}{\beta_c}$$

Donde  $\omega_c$  es la frecuencia angular de corte,  $L_{st}$  y  $C_{pst}$  son inductancia y capacitancia pueden verse en la tabla de valores.



4. Los valores para las impedancias, son previamente obtenidas en la referencia [3], en el cual obtienen los parámetros del diseño del resonador Hairpin son , con  $F_s = 1.5\text{Ghz}$ :

Tabla 1 Valores obtenidos para el resonador Hairpin

$Z_s$	62.6 Ohms	$\theta_s = 70^\circ$
$Z_{pe}$	39.4 Ohms	$\theta_p = 30^\circ$
$Z_{po}$	24.9 Ohms	$\theta_p = 30^\circ$

5. Filtro elíptico primera etapa, para el filtro pasa-bajas usando solo un resonador Hairpin. La siguiente figura muestra la geometría equivalente de un filtro pasa bajas tipo elíptico usando un resonador elíptico de stepped-impedance. Como se ve en el circuito equivalente,  $L_s$  es la inductancia equivalente del filtro con líneas de transmisión.  $C_g$  es la capacitancia equivalente de las líneas paralelas y  $C_{ps}$  es la suma de la capacitancia de las líneas de transmisión  $l_1$  y de las líneas paralelas.

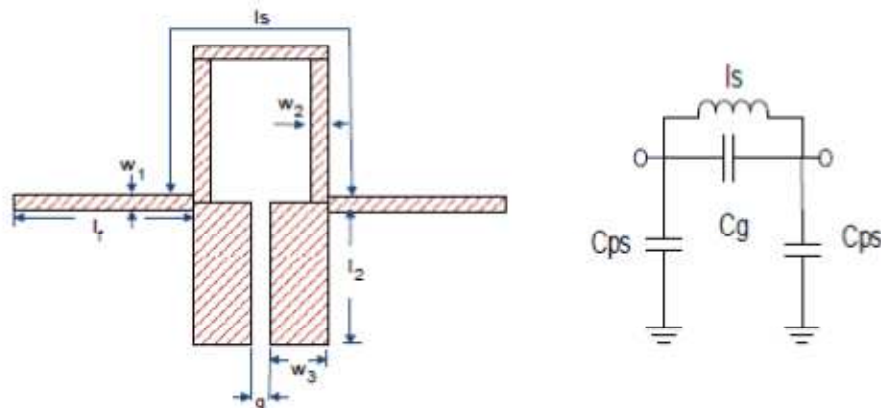


Figure 6 Filtro pasa bajas tipo elíptico usando un resonador elíptico de stepped-impedance

Tabla 2 Valores de los componentes Pasivos

	$C_{ps}$	$C_g$	$L_s$
Valores obtenidos de las tablas del libro "Simplified Modern Filter Design" de Peter R. Geffe	1.52pF	0.13pF	4.2nH
Valores aproximados	1.52pF	0.22pF	4.2nH
Valores Optimizados	2.23pF	0.34pF	4.87pF

El filtro pasabajas es diseñado para una frecuencia de corte de 3dB a 2Ghz y fabricado en un sustrato Duroid 6010.2 con ticknes de 25mil el cual tiene una constraente dieléctrica  $\epsilon_r = 10.2$ .

Resultados

1. Las simulaciones en APLAC,

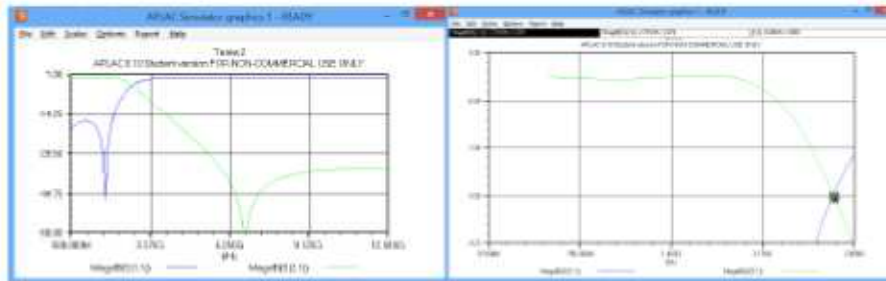
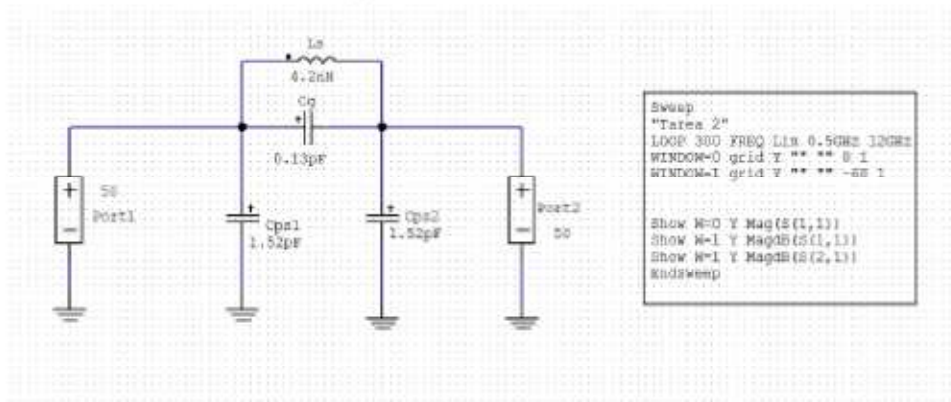


Figure 7 Resultados durante la simulacion en APLAC

Las condiciones de resonancia pueden ser calculadas por los valores de admitancia usando las matrices ABCD.

2. Las simulaciones en SONNET,

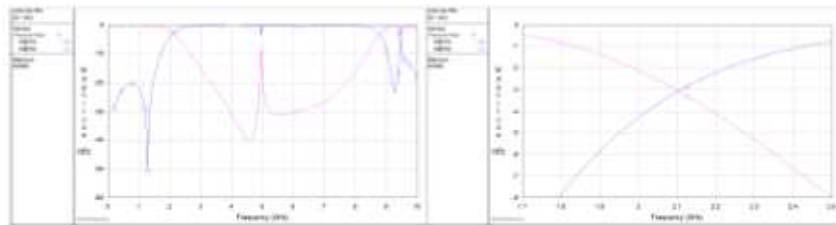
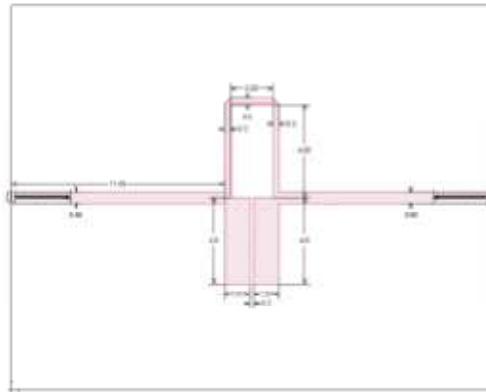


Figure 8 Resultados durante la Simulación de Sonnet