

# Diseño y simulación de un Filtro Pasivo de líneas de transmisión acopladas

Miguel Martinez Ledesma, Andre Luis Sousa Sena

Circuits d'Alta Freqüència (CAF)

**Resumen**— Este documento especifica los resultados de diseño, implementación y simulación de un Filtro Pasivo de líneas de transmisión acopladas. Se trata de un filtro de alta frecuencia que utiliza el acoplamiento capacitivo e inductivo de varias líneas de transmisión para implementar un filtrado paso banda a la frecuencia de 2 GHz.

## I. INTRODUCCIÓN

Un filtro de microondas es una red de dos puertos (entrada y salida) utilizada para controlar la respuesta en frecuencia de un sistema, transmitiendo señal en una banda de paso y atenuándola en el resto de frecuencias. Cuando dos líneas de transmisión se sitúan una junto a la otra, la energía de viaje por una de ellas puede acoplarse en la otra a través de los campos electromagnéticos de la señal que viaja por la primera. Este tipo de líneas de transmisión son llamadas líneas de transmisión acopladas. Si estas líneas de transmisión acopladas se encuentran paralelas una a la otra y físicamente enterradas entre dos planos de masa y el sustrato de una placa, se dice que utiliza una geometría Stripline. Pueden desarrollarse filtros de banda muy estrecha mediante el uso de un conjunto de N líneas de transmisión acopladas Stripline ajustadas para obtener un conjunto determinado de impedancias de línea complejas dependientes de la frecuencia, que tabuladas de forma correcta permiten ajustar con fidelidad cualquier tipo de filtro.

Para la implementación del filtro que deseamos obtener se han seguido las indicaciones de los capítulos 7º y 8º de [1], que especifican la formulación necesaria. Para precisar los valores puntuales que se deben utilizar en este diseño se han codificado un conjunto de algoritmos en lenguaje MATLAB y se ha verificado el correcto comportamiento simulando dichos parámetros mediante la versión estudiantil del software Ansoft Designer SV de la empresa Ansoft Corporation.

## II. DISEÑO DEL FILTRO

El Filtro Pasivo de líneas de transmisión acopladas a diseñar está basado en el ejercicio 8.5 del Capítulo 8 de [1]. Se trata de un diseño de filtro paso banda con una respuesta con oscilaciones en la banda pasante de 0.5 dB, con un número de elementos igual a 3. La respuesta frecuencial de dicho filtro estará centrada en 2 GHz, y con un ancho de banda del 10% y una impedancia referencia de 50 Ohms (Figura 1).

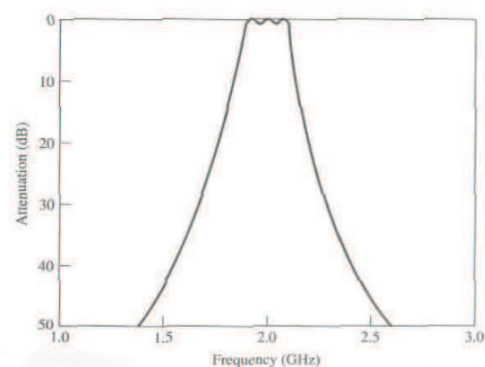


Fig. 1. Respuesta teórica del Filtro [1]

Para cumplir los requisitos de dicho filtro, se utilizan 3 líneas de transmisión acopladas (número de elementos N=3 en la Figura 2) ajustando sus características geométricas (longitud, anchura y separación entre pistas).

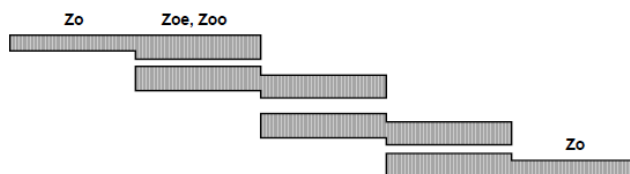


Fig. 2. Múltiples líneas de transmisión acopladas

Para ajustar la respuesta frecuencial de este diseño, nos basamos en la siguiente tabla donde se especifican los parámetros  $g_i$  (valores de los elementos de un filtro para filtros prototipos paso bajo normalizados a  $w_c=1$ ) para 0.5 dB de ripple y 3 elementos (Tabla 1), obtenida de la Tabla 8.4 de [1].

TABLA III  
VALORES PARA EL DISEÑO DE FILTROS PASO BAJOS CON 0.5 dB DE RIPPLE

N	$g_1$	$g_2$	$g_3$	$g_4$	$g_5$	$g_6$
1	0.6986	1.0000				
2	1.4029	0.7071	1.9841			
3	1.5963	1.0967	1.5963	1.0000		
4	1.6703	1.1926	2.3661	0.8419	1.9841	
5	1.7058	1.2296	2.5408	1.2296	1.7058	1.0000

Utilizando los valores de la Tabla anterior podemos obtener los parámetros  $Z_{o0}$  y  $Z_{oe}$  (impedancia de la línea de transmisión en circuito abierto y en circuito cerrado) siguiendo la siguiente formulación:

$$\begin{aligned} Z_{oe} &= Z_0 \left[ 1 + jZ_0 + (jZ_0)^2 \right] \\ Z_{o0} &= Z_0 \left[ 1 - jZ_0 + (jZ_0)^2 \right] \end{aligned} \quad (1)$$

Donde podemos calcular esos parámetros como:

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

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

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

Siendo  $\Delta$  el ancho de banda fraccional del filtro pasa banda, calculado mediante la siguiente formula:

$$\Delta = \frac{w_2 - w_1}{w_0} \quad (3)$$

Donde  $w_0$  es la frecuencia central del filtro paso banda, calculada como la media aritmética de  $w_1$  y  $w_2$ , que son las frecuencias de corte de dicho filtro. Es decir,  $w_0$  es la media aritmética siguiendo la siguiente formulación:

$$w_0 = \sqrt{w_2 w_1} \quad (4)$$

En dichas formulas los parámetro  $J_i$  se corresponden con las constantes de las admitancias de los inversores del circuito equivalente de las líneas de transmisión acopladas utilizadas. Dicho esquema equivalente de las líneas acopladas puede observarse en la siguiente figura, donde  $\theta = \pi/2$ .

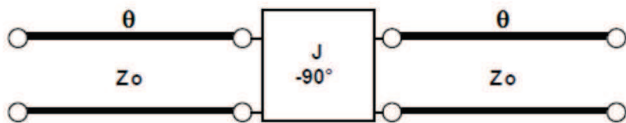


Fig. 3. Circuito equivalente de las líneas de transmisión acopladas [1]

En nuestro diseño las formulas anteriores dan como resultado según [1] los siguientes valores:

TABLA IV  
VALORES PARA  $Z_{0o}$  Y  $Z_{0e}$  OBTENIDOS EN NUESTRO DISEÑO

n	$g_n$	$Z_0 J_n$	$Z_{0e}(\Omega)$	$Z_{0o}(\Omega)$
1	1.5963	0.3137	70.61	39.24
2	1.0967	0.1187	56.64	44.77
3	1.5963	0.1187	56.64	44.77
4	1.0000	0.3137	70.61	39.24

A la hora de implementar nuestro diseño como líneas de transmisión acopladas seleccionamos la tecnología Stripline, ya que en el capítulo 7 de [1] podemos encontrar la formulación necesaria para encontrar los parámetros geométricos de diseño  $b$  (anchura de la Stripline),  $\epsilon_r$  (permitividad del material),  $S$  (separación entre líneas) y  $W$  (anchura de líneas) de la siguiente figura.

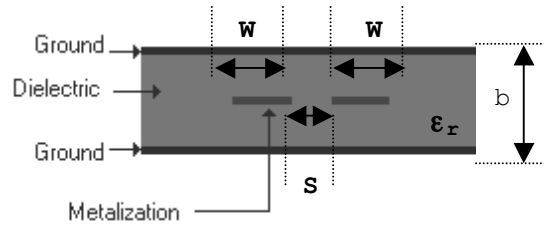


Fig. 4. Visualización de los parámetros geométricos en líneas acopladas Stripline

Sabiendo que la longitud de las pistas a construir en el filtro se corresponde con  $\lambda/4$  (que se corresponde con  $\theta = \pi/2$  en la ecuación 8.102 de [1]) con respecto a la frecuencia de la señal, donde es la  $\lambda$  longitud de onda de la frecuencia deseada en el medio de transmisión, por lo tanto (siendo  $\lambda_0$  la longitud de onda en el vacío,  $c$  la velocidad de la luz en el vacío, y  $\epsilon_r$  la constante dieléctrica del material – siguiendo el ejercicio 3.5 del capítulo 3.7 de Striplines de [1]) podemos aproximarla por:

$$L = \frac{\lambda}{4} = \frac{\lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r}}{4} = \frac{c / (f \sqrt{\epsilon_r})}{4} \quad (5)$$

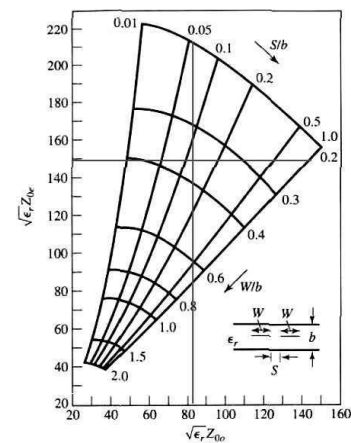


Fig. 5. Gráficas de  $S$  y  $W$  en función de  $Z_{0o}$  y  $Z_{0e}$  [1]

Los parámetros  $W$  (anchura de la pista) y  $S$  (separación entre pistas) se calculan utilizando la siguiente formulación (del capítulo 7 de [1]):

$$Z_{0e} = Z_0 \frac{b^2 - S^2}{4bW\sqrt{\epsilon_r}}$$

$$Z_{0o} = Z_0 \frac{1}{2W\sqrt{\epsilon_r} \left[ \frac{2b}{b^2 - S^2} + \frac{1}{S} \right]} \quad (6)$$

El capítulo 7º de [1] incluye además la siguiente gráfica (Fig.5) para el cálculo aproximado de los parámetros  $S$  y  $W$  en función de  $Z_{0o}$  y  $Z_{0e}$ .

### III. ALGORITMOS IMPLEMENTADOS

Con la intención de obtener una mayor precisión de los parámetros S y W, en lugar de calcularlos de forma gráfica en las figuras de [1], se han implementado un conjunto de códigos en lenguaje MATLAB.

Se ha implementado un algoritmo que, utilizando las ecuaciones (1) y (2), calcula los parámetros  $Z_{0o}$  y  $Z_{0e}$  para un número de 3 elementos y los parámetros  $g_i$  de la Tabla I (con  $N=3$ ). El resultado de dicho algoritmo es:

```
-----Level n = 1-----
JZ = 0.313691
Zoe = 70.604689 Zoo = 39.235544
-----Level n = 2-----
JZ = 0.118719
Zoe = 56.640634 Zoo = 44.768776
-----Level n = 3-----
JZ = 0.118719
Zoe = 56.640634 Zoo = 44.768776
-----Level n = 4-----
JZ = 0.313691
Zoe = 70.604689 Zoo = 39.235544
```

Se puede comprobar que los parámetros son los obtenidos en la Tabla II, pero con mayor resolución.

El segundo algoritmo implementado calcula los valores de S y W de líneas acopladas, minimizando los valores de dichos parámetros para obtener los parámetros  $Z_{0o}$  y  $Z_{0e}$  deseados. Se basa en la implementación de las ecuaciones de (6), y dados un conjunto  $Z_{0o}$  y  $Z_{0e}$ , minimiza el error de cálculo de los coeficientes S y W por aproximación lineal del punto de trabajo. Para hacer esa tarea se han dado valores a  $Z_{0o}$  y  $Z_{0e}$  en las ecuaciones (6) y éstas se han igualado a 0. El algoritmo utiliza dichas reducciones para encontrar los puntos de trabajo dando valores de S y W para encontrar los valores que igualen dichas funciones a cero.

Las figuras 6.a y 6.b representan las gráficas de minimización de las funciones (6) para obtener los puntos S y W:

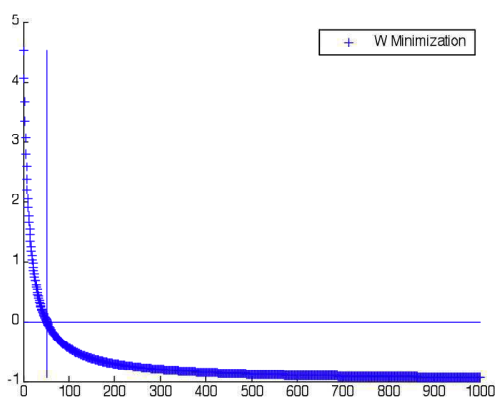


Fig. 6.a. Gráfica de obtención de W.

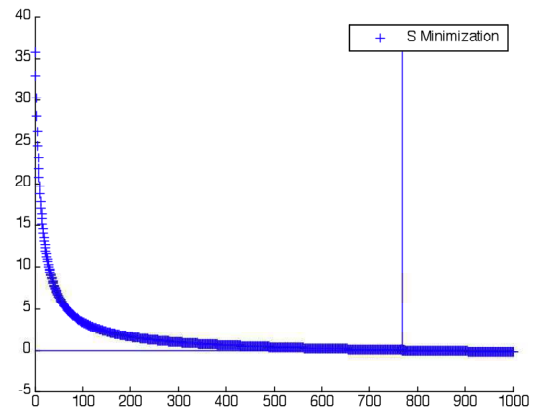


Fig. 6.b. Gráfica de obtención de S.

En la siguiente figura puede observarse la posición de uno de los puntos obtenidos sobre las curvas de distintos valores de S y W, utilizando el algoritmo anterior.

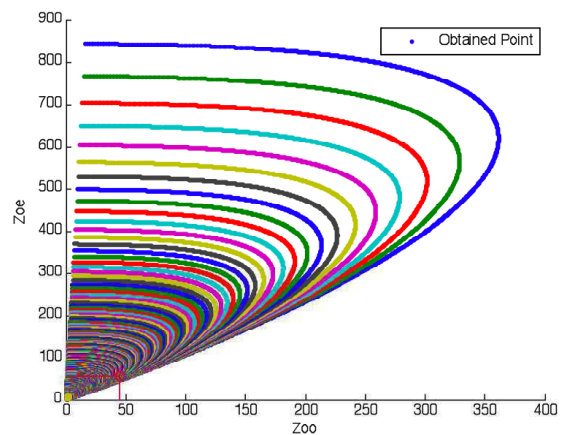


Fig. 7. Visualización de los puntos obtenidos

### IV. SIMULACION DEL FILTRO

Utilizando el software Ansoft Designer SV, y siguiendo los pasos del manual de dicho software para la implementación de filtros acoplados [2], se ha simulado el comportamiento de los parámetros obtenidos mediante los algoritmos implementados.

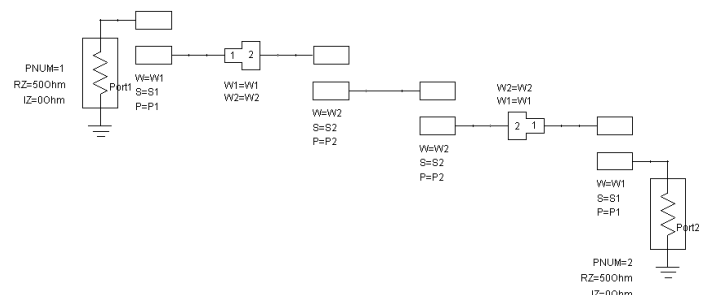


Fig. 8. Esquema del circuito implementado.

El primer paso para la simulación es la selección del tipo de sustrato utilizado. En nuestro caso seleccionamos el tipo de placa FR4 con  $\epsilon_r = 4.4$  y  $b = 60$  mils. Posteriormente implementamos el circuito basado en

Striplines indicado en [2]. Este circuito puede observarse en la Figura 8.

En este diseño se han implementado 3 líneas acopladas y 2 acopladores de línea. Tanto las líneas como los acopladores tienen los siguientes parámetros:

TABLA V  
PARÁMETROS INTRODUCIDOS EN LA SIMULACION

Parámetro	Valor
S1	0.0003494469
W1	9.86842105e-5
S2	0.0005592105
W2	6.53127383e-5
P1	0.017877424
P2	0.017877424

Donde Si y Wi han sido obtenidos de los algoritmos anteriormente desarrollados, y Pi corresponde a la longitud de las líneas.

#### V. RESULTADOS DE LA SIMULACION

Una vez implementado el circuito e introducidos los parámetros anteriores, se implementó un análisis en frecuencia entre 0.5 y 3.5 GHz con un step de 50 MHz de los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{12}$  del circuito. El resultado de esta simulación puede observarse en la siguiente figura, donde el parámetro  $S_{11}$  está representado en azul, y el parámetro  $S_{12}$  en rojo.

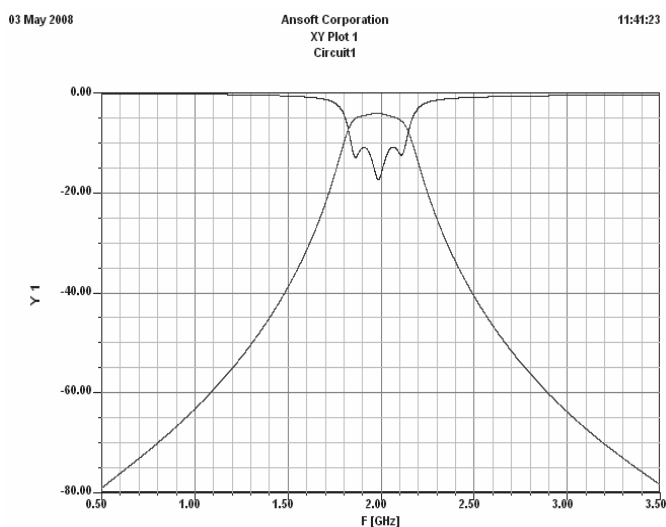


Fig. 13. Análisis de los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{12}$

Como puede observarse, el parámetro  $S_{12}$  (transferencia que sufre la entrada a la salida del circuito) tiene un comportamiento de filtro paso banda a la frecuencia central de 1.99 GHz, con un ancho de banda de 200 MHz aproximadamente (1.84GHz a 2.14GHz). El hecho de no tener la frecuencia central posicionada exactamente en 2 GHz está relacionado con la precisión numérica utilizada, así como la resolución en el análisis de los parámetros de transferencia.

Puede observarse que a su vez el parámetro  $S_{11}$  (rebote de la señal de entrada en la misma entrada) sufre un

desvanecimiento que es máximo en la frecuencia central del filtro (y aproximadamente igual a -20 dB).

Este efecto está relacionado con el hecho de que la potencia de la señal se transfiere a la salida en la frecuencia de trabajo, es decir, la entrada del sistema está adaptada a la salida si trabaja a dicha frecuencia, mientras que si la frecuencia a la entrada varía, el porcentaje de la señal transferida a la salida se minimiza.

#### VI. CONCLUSIONES

Se ha conseguido implementar el diseño propuesto con las características requeridas de forma correcta. Además, se han implementado un conjunto de herramientas que han permitido mejorar la resolución de cálculo de los parámetros internos del filtro con respecto a los obtenidos en [1].

#### REFERENCIAS

- [17] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd ed., John Wiley & Sons Inc., 1998.
- [18] Getting Started with Ansoft Designer, rev. 1.1, Ansoft Corporation, 2003.

ASSIGNATURA IMPARTIDA PER  
Bartomeu Alorda y Eugeni Garcia

Miguel Martínez Ledesma  
Diplomado en Ingeniería Técnica de



Telecomunicación, especialidad en Telemática,  
Universitat de les Illes Balears (UIB), 2003.  
Palma de Mallorca – España.  
Trabajo actual: IMEDEA CSIC-UIB  
Área de interés: Tecnología Submarina.  
Cursando: Master Ingeniería Electrónica - UIB



André Luis Sousa Sena  
Licenciado en Ingeniería Eléctrica, especialidad en Telecomunicación.  
Faculdade de Ciência e Tecnologia (Área 1), 2005.  
Salvador - Bahia - Brasil.  
Trabajo actual: Becario (FPI-GTE-UIB)  
Área de interés: Tecnología Submarina  
Cursando: Master Ingeniería Electrónica - UIB