

# **MEDICION DE ATENUACIÓN SOBRE FILTROS MICROSTRIP DISEÑADA POR EL MÉTODO DE ROZENBROCK**

*J. García, L. Álvarez, W. Castaño.*

Universidad Nacional Sede Manizales

Campus La Nubia, Vía Aeropuerto

Manizales, Colombia.

jcgarcia@nevado.manizales.unal.edu.co

## **RESUMEN**

- En este artículo se describe el diseño, la construcción y la medición de la atenuación de una línea de transmisión microstrip o microtira. Se construyeron líneas microstrip de frecuencias de corte de 400 MHz y 700MHz. Las mediciones de desempeño se realizaron con un analizador RF en la banda entre 300KHz y 1.3GHz. En la medición de densidad de potencia se muestran las frecuencias de corte del filtro realizado con líneas microstrip.

## **ABSTRACT**

- In this article the design, construction and attenuation measurement of a communication microstrip lines are described. Microstrip lines by cut-off frequencies between 400 MHz and 900MHz were constructed. The measurements of performance with an RF generator device at frequencies between 300KHz and 1.3GHz were made. In the measurement of power density, the cut-off frequencies of the filter with microstrip lines are shown.

# MEDICION DE ATENUACIÓN SOBRE FILTROS MICROSTRIP DISEÑADA POR EL MÉTODO DE ROZENBROCK

*J. García, L. Álvarez, W. Castaño.*  
 Universidad Nacional Sede Manizales  
 Campus La Nubia, Vía Aeropuerto  
 Manizales, Colombia.

**Resumen.-** En este artículo se describe el diseño, la construcción y la medición de la atenuación de una línea de transmisión microstrip o microtira. Se construyeron líneas microstrip de frecuencias de corte de 400 MHz y 700MHz. Las mediciones de desempeño se realizaron con un analizador RF en la banda entre 300KHz y 1.3GHz. En la medición de densidad de potencia se muestran las frecuencias de corte del filtro realizado con líneas microstrip.

**Abstract.** - In this article the design, construction and attenuation measurement of a communication microstrip lines are described. Microstrip lines by cut-off frequencies between 400 MHz and 900MHz were constructed. The measurements of performance with an RF generator device at frequencies between 300KHz and 1.3GHz were made. In the measurement of power density, the cut-off frequencies of the filter with microstrip lines are shown.

## I. Introducción

Entre los diversos tipos de líneas de transmisión (como el cable coaxial y la guía de onda) se encuentran otras conocidas como son las microstrips. Estas últimas constan de una serie de segmentos de material conductor depositados sobre un sustrato dieléctrico a su vez dispuesto sobre otra lámina conductora que sirve de tierra. Cada uno de los segmentos de la microstrip se caracterizan geoméricamente por su ancho  $W$  y por su longitud  $l$  (fig.1).

Basados en microstrips se pueden fabricar dispositivos como filtros. La síntesis de un filtro se puede realizar por el método de optimización de la Función Objetivo  $F_0$ . En el caso de un filtro pasabajo, esta función se escribe de la forma [1]:

$$F_0 = V_1 \sum_{f_i=f_1}^{f_n} \underbrace{|\Gamma_{enk}(f_i)|^2}_{\text{banda de paso}} + \underbrace{\left(1 - |\Gamma_{enk}(f_i)|^2\right)}_{\text{banda de rechazo}} \quad (1)$$

(mínimo de pérdidas  $\Gamma=0$ )

(máximo de pérdidas  $\Gamma \rightarrow 1$ )

La función objetivo está restringida a los anchos de las pistas, mientras que las longitudes de las mismas se buscan de manera tal que la función se minimice. Esta optimización de la función objetivo se realiza de acuerdo con el algoritmo de Rozenbrock [2].

En la ecuación (1),  $\Gamma_{enk}$  es el coeficiente de reflexión del  $k$ -ésimo segmento, dado por:

$$\Gamma_{en}^{(k)} = \frac{U_{ref}}{U_{inc}} = \frac{Z_{in}^{(k)} - Z_o^{(k)}}{Z_{in}^{(k)} + Z_o^{(k)}} = \Gamma = |\Gamma|_{exp} (j\phi_\Gamma) \quad (2)$$

Donde la impedancia  $Z_{in}^{(k)}$  de cada segmento se calculó mediante la ecuación recursiva:

$$Z_{in}^{(k)} = Z_o^{(k)} \frac{Z_{in}^{(k-1)} + jZ_o^{(k)} \operatorname{tg} \alpha_0^{(k)}}{Z_o^{(k)} + jZ_{in}^{(k-1)} \operatorname{tg} \alpha_0^{(k)}} \quad (3)$$

y  $\alpha_0$  es el desplazamiento de fase dada la longitud de la microstrip. Por otro lado la impedancia característica  $Z_o$  de cada segmento se calculó usando la ecuación [1], el cual es una aproximación de [4]:

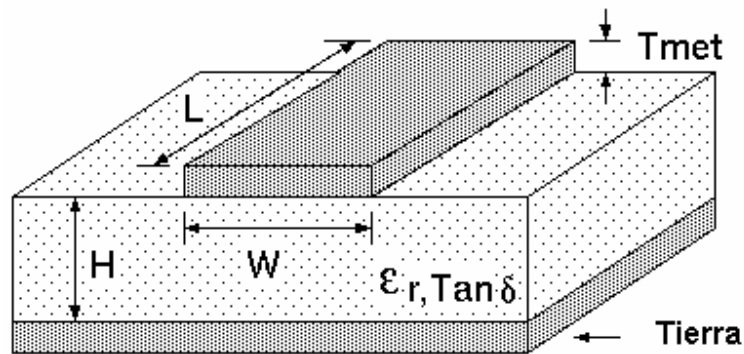
$$Z_o = \frac{376.8}{\sqrt{\epsilon} * \frac{W_o}{H} \left( \frac{1 + 1.735}{\left( \epsilon^{0.0724} * \left( \frac{W_o}{H} \right)^{0.836} \right)} \right)} \quad (4)$$

## II. Fase Experimental

Los parámetros que se varían para minimizar la función objetivo son las longitudes de los segmentos mientras que los parámetros que se introducen son: el número de segmentos  $K$  de la línea, las frecuencias límite de las bandas de paso y de rechazo que se denotan respectivamente: FHP, FKP, FHZ y FKZ., el número de pasos y el número de iteraciones de cada paso, las impedancias de entrada y de carga. Los parámetros de las microstrips fabricadas se sintetizan en la tabla 1.

Nótese que las tres microstrips se fabricaron en fibra de vidrio, de acuerdo con los resultados obtenidos en [3]. La figura 2 muestra las tres microstrips fabricadas.

Se efectuó la medición atenuación de transmisión y de densidad de potencia. Estas medidas se realizaron con el HP-RF NETWORK ANALIZER en el rango de trabajo entre 300KHz y 1.3GHz.



**Figura 1. Geometría de una microstrip. Corte transversal de una microstrip con un dieléctrico de espesor H , ancho W y espesor del conductor central**



(a)



(b)

**Figura 2. Microstrips. (a) De izquierda a derecha: M4, M7 y M8. (b) Montaje para ensayos de transmisión y potencia.**

### III. Medidas de transmisión y densidad de potencia.

Después de calibrado el analizador con un cable estándar tipo N de  $50\Omega$ , para las medidas de transmisión, incluyendo la densidad de potencia, se dispuso el montaje mostrado en la figura 2(b) con cada una de las microstrips. Para la densidad de potencia se usó un generador RF con un rango entre 50MHz y 1000MHz al que se conectó la microstrip y seguido a ella el analizador en donde para cada frecuencia se midió la densidad espectral en dB. En la figuras 3, 4 y 5 se muestran las gráficas obtenidas para cada uno de los prototipos. Se midió el tiempo de retardo de la señal transmitida y en todos los casos se obtuvo un valor de 1ns.

### IV. Resultados y Conclusiones

Para que un medio de transmisión, como en este caso la microstrip, presente un buen desempeño en la transmisión guiada de ondas electromagnéticas, es necesario que su coeficiente de reflexión tienda a cero cuando su impedancia

de carga sea de  $50\Omega$ . En ese caso, ocurre un acople. Además la impedancia de entrada debe aproximarse a la impedancia de carga, puesto que los cálculos están hechos para estos valores (Impedancia característica igual a la impedancia de carga e igual a  $50\Omega$ ).

En [3] se demostró que las líneas construidas en fibra de vidrio son mucho más efectivas. Prueba de ello es que ahora los tres prototipos (M4, M7 y M8) ajustan con los valores de ancho de banda con respecto a los teóricos. Se vuelve a considerar el retardo de fase no relevante si se considera que el tiempo de retardo para todos es el mismo e igual a 1 ns.

El valor de la impedancia característica de los segmentos inicial y final que van conectados al analizador y a cada uno de los patrones o al generador de RF según la medición que se quiera hacer, coincide para estos dos segmentos, pues según la ecuación (5) la impedancia característica de cada segmento sólo depende del ancho del segmento y del espesor del dieléctrico.

Un aspecto que se mejoró de forma apreciable con respecto a los prototipos realizados en [3] fue la forma en que se

realizaron las conexiones para las microstrips. Nótese que se hicieron estos terminales lo suficientemente pequeños para ser despreciado con respecto a la longitud de onda de las señales a considerar, además que una de las terminales está conectada directamente a la microstrip. Por último cabe señalar que aunque estas son microstrips abiertas y la dispersión del campo electromagnético es grande, no se requiere “concentrar” este campo por medio de microstrips apantalladas.

**TABLA 1. Parámetros de las microstrips. H= 1.6 mm, t = 0.0001 mm, Impedancia Característica = 50 Ohms.**

Sustrato	Número de segmentos K y sus longitudes (mm)	FHP (GHz)	FKP (GHz)	FHZ (GHz)	FKZ (GHz)
M4: Fibra de vidrio $\epsilon_r = 4.6$	1. 2.0	.70	.75	.90	.95
	2. 0.7				
	3. 7.5				
	4. 0.7				
	5. 7.5				
	6. 0.5				
	7. 7.5				
	8. 2.0				
M7: Fibra de vidrio $\epsilon_r = 4.6$	1. 2.0	.50	.51	.60	.61
	2. 0.5				
	3. 6.5				
	4. 0.5				
	5. 6.5				
	6. 0.5				
	7. 6.5				
	8. 0.5				
	9. 2.0				
M8: Fibra de vidrio $\epsilon_r = 4.6$	1. 2.0	.40	.45	.60	.65
	2. 0.5				
	3. 6.5				
	4. 0.5				
	5. 6.5				
	6. 0.5				
	7. 6.5				
	8. 0.5				
	9. 2.0				

## V. Referencias

[1] V. I Kaganov, Proyektirovanie transistornyx padio-peredatchikov s priminieniem EVM, “Radio y Svyaz” 1988.

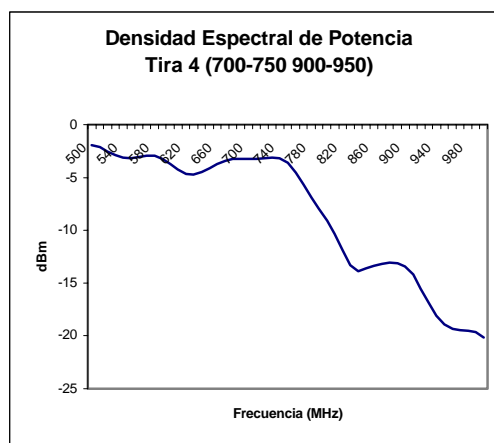
[2] L. Alvarez, G. Castellanos: Design and Simulation of Low Pass Filters for UHF Based on Microstrip Lines. phys. stat. sol. (b) 220, **315** (2000).

[3] L. Alvarez, J. Garcia. Caracterización De Un Filtro Microstrip Diseñada Por El Método De Rozenbrock. (2001).

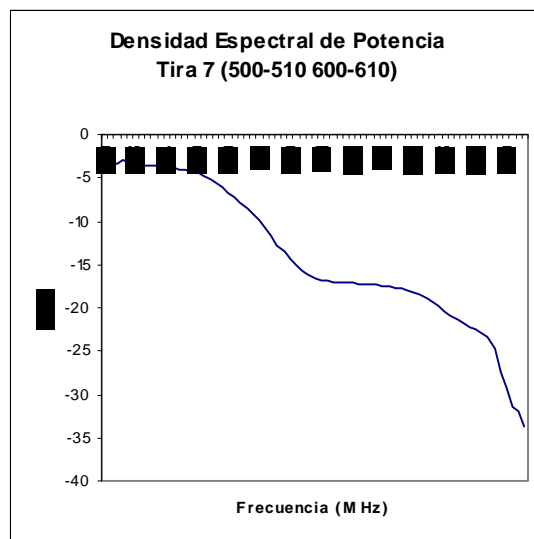
[4] C. Balanis. Advanced electromagnetic engineering. 1992.

[5] R. Feick, W. Grote, H. Hristov, “*Criterios y procedimientos para mediciones de propagación electromagnética*”, [www.elo.utfsm.cl](http://www.elo.utfsm.cl).

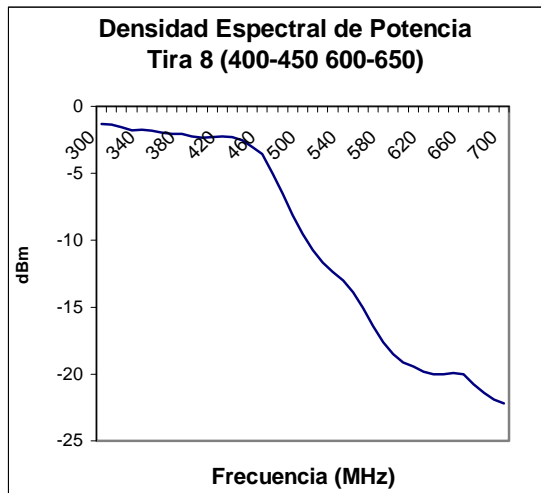
[6] G. A Deschamps “Microstrip Microwave Antennas” Presentado en el tercer simposio sobre antenas USAF 1953.



**Figura 3. Densidad Espectral de Potencia (Función de transferencia del filtro) para la microstrip M4.**



**Figura 4. Densidad Espectral de Potencia (Función de transferencia del filtro) para la microstrip M7.**



**Figura 5. Densidad Espectral de Potencia (Función de transferencia del filtro) para la microstrip M8.**

[7] H. Gutton, G. Baissinot, Flat aerial for Ultra high frequencies. "Patente francesa # 703 113, 1955". [8] A. Delgado Inteligencia artificial y minirobots. ECO ediciones. Segunda edición. 1998

[8] D. Roddy y J. Coolen. Electronic Communications. Cuarta Edición. Prentice Hall.

[9] C. Balanis Antenna Theory and Design. 1996.

[10] H. H. Rosenbrock, An automatic method for finding the greatest or least value of a function, Comp. J., 3, pp 175-184, (1960).

[11] Manual para Ingenieros y tecnicos en electronica, diagramas, curvas, tablas y graficas, Kaufman Milton, McGraw-Hill

[12] T. Rappaport, "Wireless Communications", Prentice-Hall, New York, 1996.

## VI. Autores

**Julio César García Álvarez**, es Magister en Ingeniería Electrónica y de Computadores de la Universidad de los Andes (2000). Es Ingeniero electrónico de la Universidad Nacional de Colombia (1998). Es actualmente Instructor Asociado en la Universidad Nacional de Colombia Sede Manizales, en los cuales se desempeña como docente y director en las áreas de Telecomunicaciones y Telemática. Es director del proyecto "PROPELA (Applied Electromagnetic Propagation)".  
e-mail: [wg\\_julces@hotmail.com](mailto:wg_julces@hotmail.com)

**Lucero Álvarez**, es Magister en Física de la Universidad Nacional de Colombia (2000). Es actualmente Profesor Asociado en la Universidad Nacional de Colombia Sede Manizales, en los cuales se desempeña como docente y director en el área de Física Electromagnética. Es coinvestigador del proyecto "PROPELA (Applied Electromagnetic Propagation)".  
e-mail: [lalvarez@manizales.unal.edu.co](mailto:lalvarez@manizales.unal.edu.co)