



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]:

$$Z_o = \frac{376.8}{\sqrt{\epsilon} * \frac{W_o}{H} \left( \frac{1 + 1,735}{\left( \epsilon^{0,0724} * \left( \frac{W_o}{H} \right)^{0,836} \right)} \right)} \quad [4]$$

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.

**Tabla 1.** Parámetros de las Microstrips

Sustrato	Número de segmentos K y sus longitudes (mm)	FHP (GHz)	FKP(GHz)	FHZ(GHz)	FKZ(GHz)
M1: Baquelita $\epsilon_r$ = 4.9	1. 30.21 2. 19.90 3. 24.65 4. 30.83 5. 24.89	.88	.92	.94	.95
M2: Fibra de vidrio $\epsilon_r$ = 4.7	1. 36.72 2. 24.25 3. 29.58 4. 35.10 5. 30.18	.73	.77	.78	.9

Además de las dos microstrips sintetizadas se fabricó otra más en fibra de vidrio (M3) con los mismos parámetros geométricos que M1. La figura 2 muestra las tres microstrips fabricadas.

**PARTE EXPERIMENTAL**

Se efectuaron mediciones de reflexión: coeficiente de reflexión, impedancia característica, SWR; y de transmisión : retardo de fase, retardo temporal, atenuación de transmisión y de densidad de potencia. Estas medidas se realizaron con un analizador RF en el rango de trabajo entre 300KHz y 1.3GHz.



**Figura 2.** Microstrips. De izquierda a derecha: M1, M3 y M2.



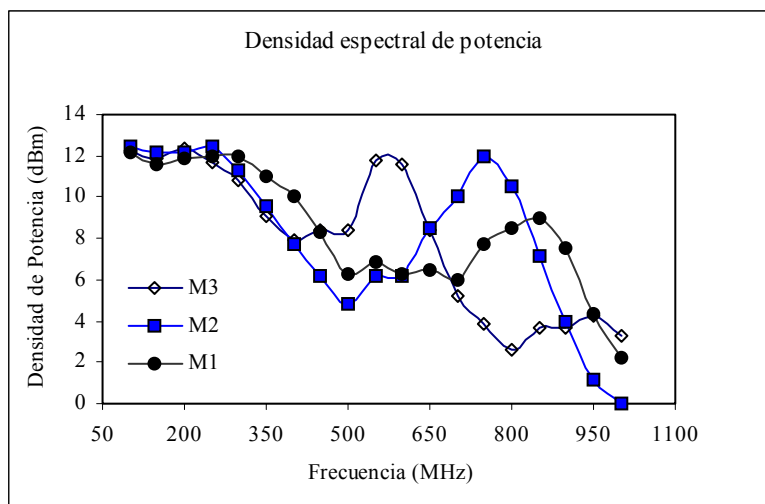
**Figura 3.** Montaje para medidas de transmisión

**MEDIDAS DE TRANSMISIÓN Y DENSIDAD DE POTENCIA.**

Después de calibrado el analizador con un cable estándar tipo N de  $50\Omega$ , se dispuso, para las medidas de transmisión, con excepción de la densidad de potencia, se dispuso el montaje mostrado en la figura 3 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 figura 4 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. De igual forma se halló que la atenuación y el retardo de fase de la transmisión, para las tres microstrips, no varía con la frecuencia (tabla 2).

**MEDIDAS DE REFLEXIÓN**

La calibración se realizó tomando como referencia el cable patrón apantallado de  $50\Omega$  con la impedancia de carga en abierto, corto y de  $50\Omega$ . Se determinaron: a) la impedancia (parte real y parte imaginaria) a partir de la carta de Smith, b) el coeficiente de reflexión usando el diagrama polar de reflexión y c) la relación de onda estacionaria (Standing Wave Ratio: SWR). Estas mediciones se realizaron para el caso para el cual se calculó la microstrip: Acoplado a una impedancia de carga de  $50\Omega$ . El montaje para estas mediciones se muestra en la figura 5. Los resultados obtenidos para el SWR se sintetizan en la tabla 3. Los valores de la impedancia obtenidos se resumen en la tabla 4. Las cartas de Smith con la microstrip conectada a la impedancia de carga de  $50\Omega$  para las tres muestras se presentan en la figura 6. Los resultados de la magnitud y la fase del coeficiente de reflexión para cada microstrip se muestran en la tabla 5 y los diagramas para la configuración en carga se presentan en la figura 7.



**Figura 4.** Función de transferencia de las tres microstrips.

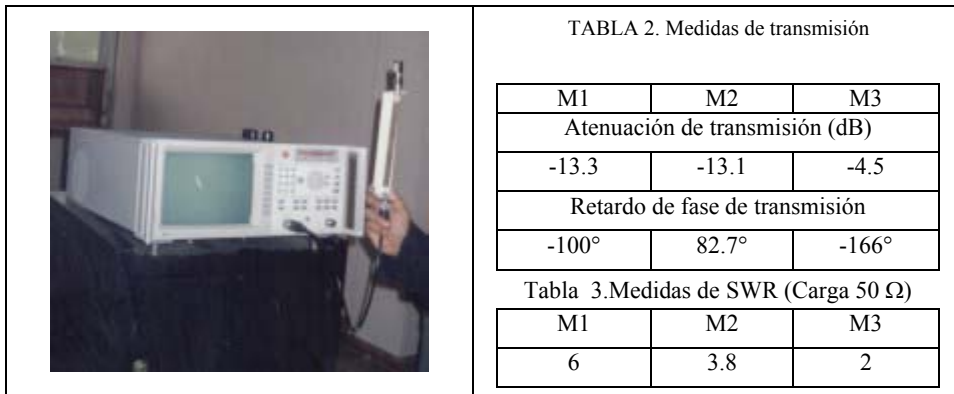


Figura 5. Montaje para ensayos de reflexión.

**DISCUSIÓN DE 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  $50 \Omega$ ).

Para lo anterior, la microstrip M3 presenta el valor de impedancia de entrada más cercano (ver figura 6) al dado para el algoritmo ( $50 \Omega$ ) y tiene la menor atenuación por

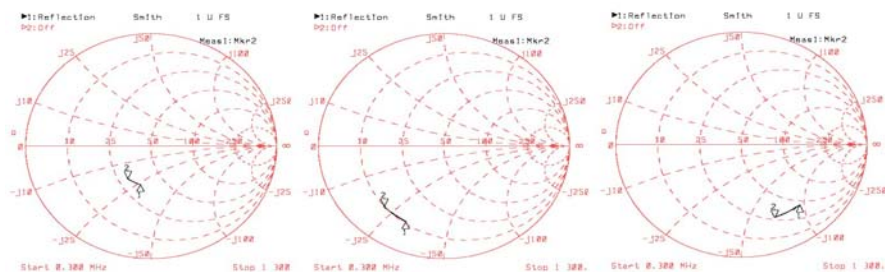


Figura 7. Cartas de Smith de las impedancias características de M3, M1 y M2, en su respectivo orden.

Tabla 4. Parte real y parte imaginaria de la impedancia.

Configuración	Frecuencia (MHz)	M1	M2	M3
Carga ( $50 \Omega$ )	0.3	10.76-31.07j	44.12-93.54j	34.03-25.98j
	1300	9.97-21.6j	27.02-67.27j	29.63-19.21j

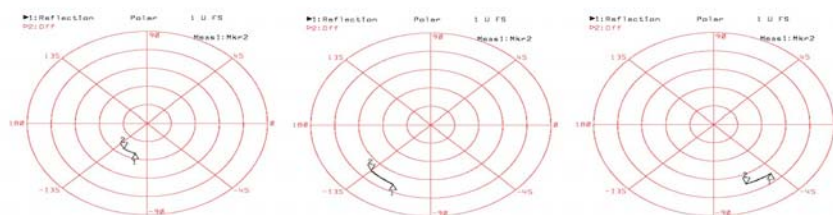


Figura 8. Diagramas polares de los coeficientes de reflexión de M3, M1 y M2, en su respectivo orden.

Tabla 5. Magnitud y fase del coeficiente de reflexión

Configuración	Frecuencia (MHz)	M1	M2	M3
Carga (50Ω)	0.3	718.0m -116.2	711.5m -48.2	341.8m -106.8
	1300	701.5m -135.0	698.4m -67.3	337.7m -125.3

transmisión, pero presenta el mayor retardo de fase, y sus valores de frecuencia de corte (FHP, FKP, FHZ y FKZ) no concuerdan con los calculados. Al contrario, las otras dos microstrips poseen valores de frecuencia ajustados a los calculados teóricamente, en contraste con sus valores discordantes de impedancia de entrada. Dado que el factor relevante es que la línea quede acoplada de forma efectiva para la transmisión, la microstrip M3 resulta siendo la más efectiva. Además el retardo de fase no es 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.

Otro aspecto que seguramente influye en las mediciones es el de las conexiones que se realizaron para las microstrips. Se busca, para futuras mediciones, tener un estándar al respecto que minimice las pérdidas y las variaciones debidas al cambio de impedancia característica debido a ellas. Es de considerar que se hicieron estos terminales lo suficientemente pequeños para ser despreciado con respecto a la longitud de onda de las señales a considerar. Por último cabe señalar que dado que estas son microstrips abiertas, la dispersión del campo electromagnético es grande, es por ello que para “concentrar” este campo se utilizan las llamadas microstrips apantalladas que además presentan la ventaja de disminuir la incidencia de campos externos sobre la propagación de la señal electromagnética a lo largo de las mismas.

**AGRADECIMIENTOS**

Los autores agradecen al ingeniero Elkin Ospina por la elaboración de las microstrip y de los soportes para las mismas.

**REFERENCIAS**

[1] V. I Kaganov, Proyectirovanie transistornyx padio-peredatchikov s priminiem 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)