

# Proyecto 1 - Caracterización Experimental de Sustratos Dieléctricos

Bernal Israel Ricardo, Silva Diego Felipe, Urbano Oscar Andrés.

**R+** *no es el centro del trabajo.*  
**Abstract**— This document contains information about the process of a microstrip line design. We present the formulas and the theoretical foundation of its construction, followed by its implementation in the laboratory, where through obtaining their scattering parameters (S11 only in this case) we characterized the dielectric constant of the substrate and its tangent losses, for the frequency range of 2 to 3 GHz.

**Palabras clave**— coeficiente de reflexión, constante de propagación, épsilon efectivo, épsilon relativo, línea de microcinta, tangente de pérdidas, VNA.

## I. MARCO TEÓRICO

La microcinta es una línea de transmisión utilizada en circuitos lógicos de alta velocidad y en diferentes circuitos integrados. Está constituida por dos placas conductoras (lo que permite la propagación de ondas en el modo TEM, o cuasi TEM en este caso) separadas por un dieléctrico. Una de sus placas tiene un ancho mucho mayor al otro y es utilizado como plano de referencia a tierra.

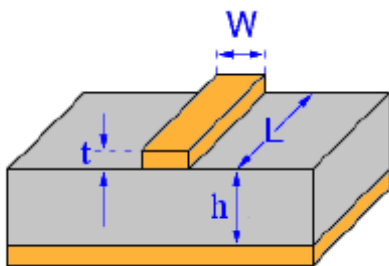


Fig. 1. Esquema de una microcinta.

La línea de microcinta puede ser diseñada para una impedancia característica dada, o para un determinado W. Las ecuaciones que describen su diseño son las siguientes (teniendo en cuenta que la razón  $W/h > 2$ ):

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left( \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right) \right] \quad (1.1)$$

Donde  $B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}$ .

Impedancia característica:

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{r,eff}} [W/h + 1.393 + 0.667 \ln(W/h + 1.444)]} \quad (1.2)$$

Constante de atenuación:

$$\alpha = \alpha_c + \alpha_d$$

$$\alpha_c = \frac{Z_0 R_s}{14400\pi^2 h} \left[ 1.0 + \left( \frac{h}{W} \right)^2 \left( 0.44 + 6.0 \left( 1.0 - \frac{h}{W} \right)^5 \right) \right] \left( 1.0 + \frac{W}{h} + \frac{\partial W}{\partial t} \right) \quad (1.3)$$

Donde:  $R_s = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma}}$

$$\alpha_d = \pi \frac{\frac{\epsilon_{r,eff}-1}{\epsilon_r-1} \tan \delta}{\lambda_0 / \sqrt{\epsilon_{r,eff}}} \quad (1.4)$$

$$\epsilon_{r,eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2 \sqrt{1 + 12 \frac{h}{W}}} \quad (1.5)$$

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{\epsilon_{r,eff} + 0.3}{\epsilon_{r,eff} - 0.258} * \frac{\frac{W}{h} + 0.264}{\frac{W}{h} + 0.8} \quad (1.6)$$

## II. PROCESO DE DISEÑO

La línea de microcinta puede ser diseñada fijando sus dimensiones o su impedancia característica, en este caso se fijó su impedancia característica, para un valor cercano a  $40 \Omega$ , y la altura del sustrato es conocida 1.5 mm. *con base en estos parámetros se determina el ancho W de la línea. La longitud L se fijó en 68 mm. Cabe resaltar que se supuso una constante dieléctrica relativa de 4.3 para el proceso de diseño.*

Finalmente haciendo uso de la ecuación (1.1) se determinaron las dimensiones de la línea:

W= 4 mm , h= 1.5 mm, L=68 mm, t=50 um.

La impedancia característica fue calculada en base a la ecuación (1.2):  $Z_0 = 41.1571 \Omega$ .

La línea fue diseñada con esta impedancia característica con el fin de que tuviera un desacople considerable con la línea coaxial conectada a ella, para así tener unos parámetros de dispersión mas grandes y cuantificables.

Adicionalmente se sabe que la línea en circuito abierto es más larga de lo que parece debido a efectos capacitivos, motivo por el cual se le resto la cantidad  $\Delta L = 0.411$  mm, determinada por la ecuación (1.6).

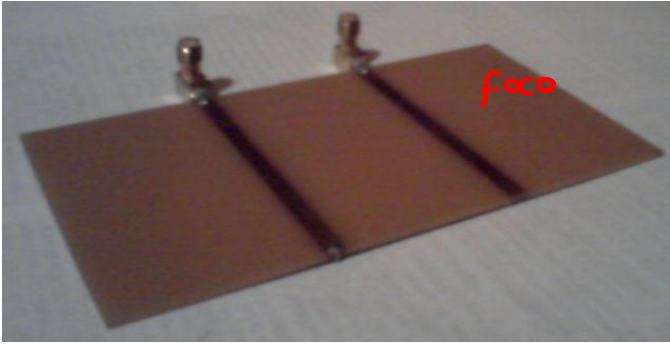


Fig.2. Prototipo físico de la línea de microcinta.

### III. PROCEDIMIENTO

Para realizar la caracterización del dieléctrico se obtuvieron los coeficientes de reflexión de la línea diseñada en corto circuito y circuito abierto, el procedimiento seguido para analizar estos datos es el siguiente:

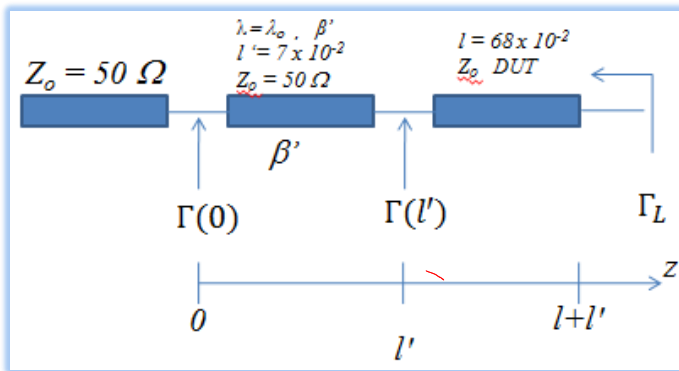


Fig. 3. Esquema circuito implementado.

Las mediciones obtenidas del laboratorio están antes de los conectores macho-hembra de la línea, este segmento se comporta como una línea de transmisión de 7 cm de longitud y una impedancia característica de 50  $\Omega$ , es decir esta acoplada con el coaxial que conecta al VNA, por tanto en el único parámetro que influye es en el desfase de las dos señales V- y V+.

Para obtener los coeficientes de reflexión ubicados antes de la línea de microcinta ( $\Gamma(l')$ ) se multiplicó los parámetros dados ( $\Gamma(0)$ ) por el factor de desfase de los conectores:

$$\Gamma(l') = \Gamma(0) * e^{+2j\beta'l'} \quad (2.1)$$

Donde:

$$\beta' = 2\pi f \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \quad y \quad l' = 7 \text{ cm}$$

Los parámetros obtenidos por el VNA ( $\Gamma(0)$ ) están dados en magnitud y fase, donde la magnitud esta expresada en dB y la fase en grados:

$$\Gamma(0) = M[dB]e^{j\theta} = e^{j\theta} \quad (2.2)$$

Para realizar el despeje del coeficiente de propagación de la microcinta es necesario expresar la magnitud de  $\Gamma(0)$  en Nepers, por lo cual se la divide entre 8.686.

Adicionalmente se sabe que la línea en circuito abierto tiene un coeficiente de reflexión en su extremo igual a 1, y en el caso de corto circuito igual a -1:

$$\Gamma_{Lca} = 1 \quad y \quad \Gamma_{Lcc} = -1$$

Si se desplaza este coeficiente de reflexión del final de la línea hasta el punto donde empieza la línea se lo puede igualar con el calculado de la ecuación 2.1 y así obtener el coeficiente de propagación de la línea de microcinta y a través de este su constante dieléctrica y su tangente de pérdidas.

$$\Gamma(l') = \Gamma_L * e^{-2\gamma l} \quad (2.3)$$

Y finalmente se igualan las ecuaciones (2.1) y (2.3):

$$\Gamma(l') = \Gamma(0) * e^{2j\beta'l'} = \Gamma(l') = \Gamma_L * e^{-2\gamma l} \quad (2.4)$$

En este punto  $\Gamma_L$  puede ser 1 para circuito abierto ó -1 para circuito cerrado. Primero se realiza el análisis para circuito abierto y posteriormente se lo extiende para circuito cerrado, con el fin de contrarrestar los resultados posteriormente.

#### A. Circuito Abierto

$$\Gamma(0) * e^{2j\beta'l'} = \Gamma_L * e^{-2\gamma l} = 1 * e^{-2\gamma l}$$

Sacando logaritmo natural a ambos lados de la ecuación se llega a la expresión:

$$\frac{M}{8.686} + j(\theta + 2\beta'l') = -2\gamma l = -2l(\alpha + j\beta)$$

De donde igualando parte real y parte imaginaria:

$$\alpha = \frac{M}{-2l * 8.686} \quad (2.A.1)$$

$$\beta = \frac{(\theta - 2\pi n) + 2\beta'l'}{-2l} \quad (2.A.2)$$

Donde a  $\theta$  se le agrega  $2\pi n$  para corregir los datos de fase obtenidos del VNA, para este caso  $n=3$ .

### B. Corto circuito

$$\Gamma(0) * e^{2j\beta' l'} = -1 * e^{-2\gamma l}$$

El -1 sube a la exponencial como  $j\pi$ .

$$\frac{M}{8.686} + j(\theta + 2\beta' l') = 1j\pi - 2\gamma l = -2l\alpha + j(-2l\beta + \pi)$$

$$\alpha = \frac{M}{-2l * 8.686} \quad (2.B.1)$$

$$\beta = \frac{(\theta - 2\pi n) + 2\beta' l' - \pi}{-2l} \quad (2.B.2)$$

A partir de los coeficientes de atenuación y de fase y haciendo uso de las ecuaciones (1.3), (1.4), (1.5) del marco teórico, se procede a despejar la constante dieléctrica del sustrato y su tangente de pérdidas.

Se sabe que  $\beta = \frac{2\pi f}{c} \sqrt{\epsilon_{r,eff}}$  y a partir de la ecuación (1.5) se despeja la **constante dieléctrica**.

Para el despeje de la **tangente de pérdidas** se utilizan las ecuaciones (1.3) y (1.4):

$$\alpha = \alpha_d + \alpha_c = \frac{M}{-2l * 8.686}$$

$$\text{Donde: se sabe que } \alpha_d = \pi \frac{\frac{\epsilon_{r,eff}^{-1}}{\epsilon_r^{-1}} \tan \delta}{\lambda_0 / \sqrt{\epsilon_{r,eff}}}$$

### IV. VALIDACIÓN DEL MÉTODO

En la presente sección se analizan los datos proporcionados el día 15 de octubre:

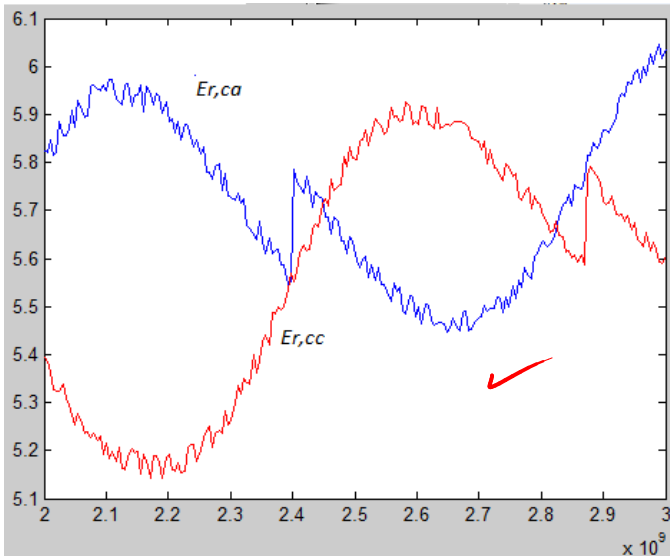


Fig. 4. Constante dieléctrica línea ca y línea cc. Validación.

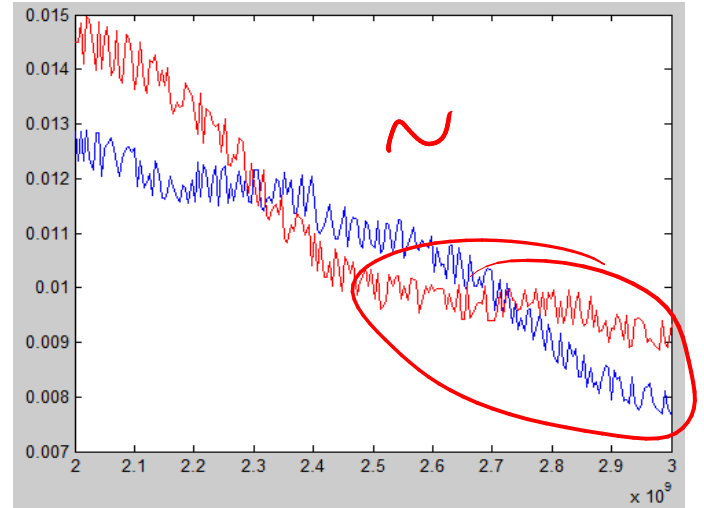


Fig. 5. Tangente de pérdidas línea ca y línea cc. Validación.

Como se puede observar en las figuras 3 y 4 el método desarrollado es bastante bueno, presentando datos considerablemente constantes y aproximados a los esperados ( $\epsilon_r$  relativo = 4.3,  $\tan \delta$  = 0.008). Esto dió pie para implementar dicho método con los datos obtenidos del laboratorio.

### V. RESULTADOS EXPERIMENTALES

A continuación se presentan los resultados obtenidos para la tangente de pérdidas y la constante dieléctrica, a partir de los datos adquiridos del VNA.

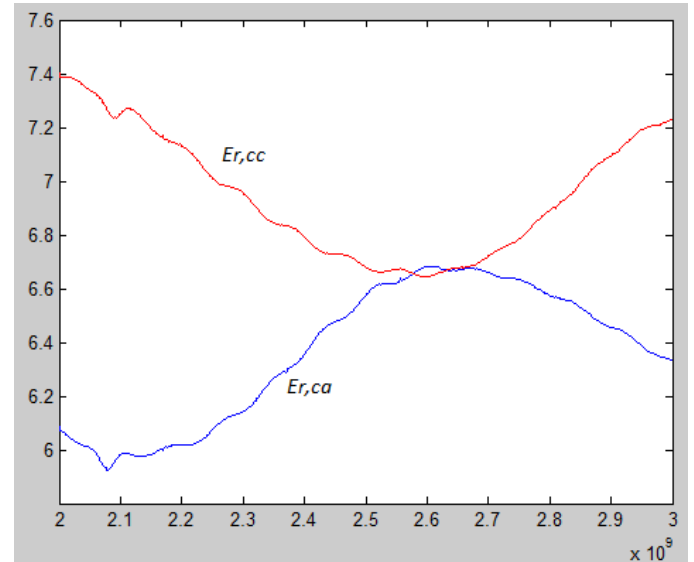


Fig. 6. Constante dieléctrica línea ca y línea cc.

De lo anterior se promedió el  $\epsilon_r$  relativo en ambos casos para un total de  $\epsilon_r = 6.6547$  que como se puede observar varía considerablemente del utilizado para realizar el diseño (4.3), el error es de 54,76 %.

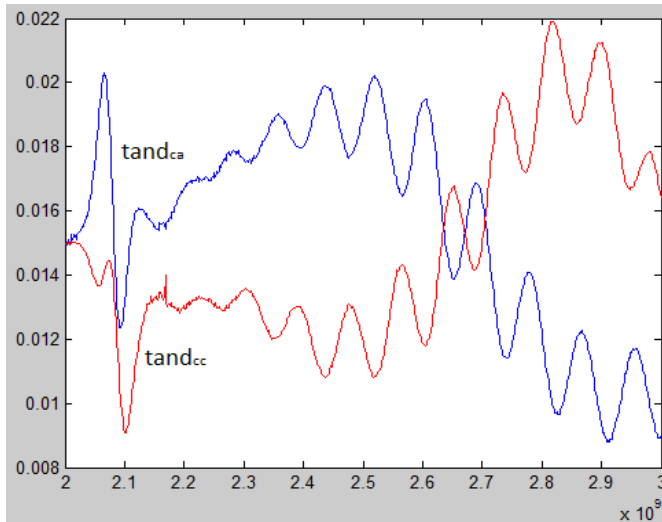


Fig. 7. Tangente de pérdidas línea ca y línea cc.

De la anterior figura se observa que la tangente de pérdidas permanece razonablemente estable para el rango de frecuencias entre 2 y 3 GHz. También se promediaron los datos obtenidos para un total de:  $\tan\delta = 0.01515$  que como era de esperar varía bastante con el valor considerado para las simulaciones (0.08) el error es de 81.06%.

#### VI. SIMULACIONES VS RESULTADOS

Para la realización de las simulaciones se utilizó Qucs.

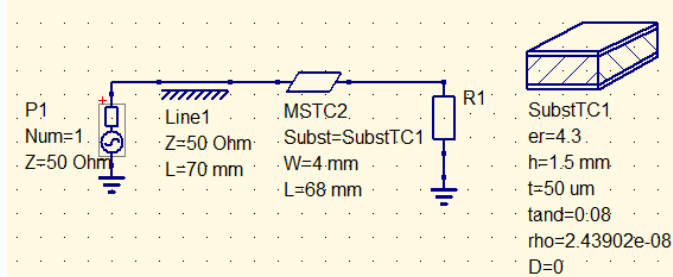


Fig. 8. Esquema circuito simulado.

Debido a la suposición de tantos parámetros las simulaciones presentan cambios muy considerables respecto de los datos obtenidos del laboratorio; la constante de fase tiene altas variaciones ya que depende directamente de la raíz cuadrada del épsilon efectivo relativo, además presenta saltos debido a su periodicidad, por tal motivo solo se compararán la magnitud de los coeficientes de reflexión, ambos expresados en [dB].

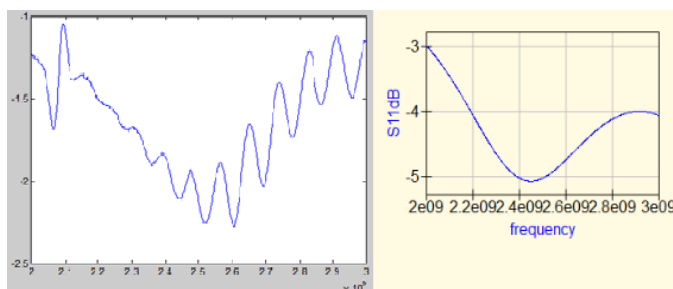


Fig. 9. Magnitud del coeficiente de reflexión, ca.

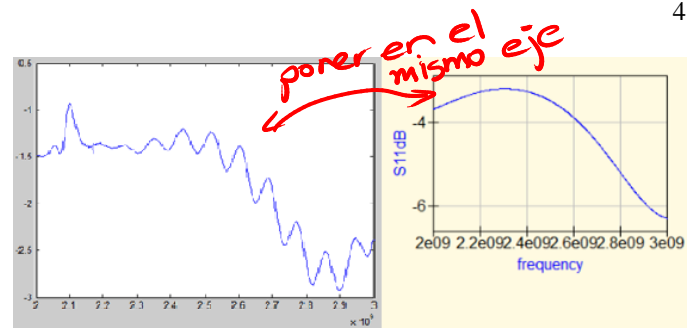


Fig. 10. Magnitud del coeficiente de reflexión, cc.

Como se observa en las figuras 6 y 7 la atenuación de la línea es mucho mas pequeña en la practica, esto se debe a que en la simulación la tangente de pérdidas del material fue tomada como 0.08 y se comprobó mediante los datos tomados del laboratorio que es mucho menor 0.01515. Adicionalmente los datos obtenidos del VNA presentan ruido, esto debido a múltiples interferencias que hay en la sala de medición. Sin embargo se observa que las formas de onda son las mismas con lo que se concluye que la simulación presenta un modelo aceptable de la línea diseñada.

#### VII. ARTICULO RELACIONADO

El artículo encontrado en la web se llama “Caracterización de dieléctricos a frecuencia de microondas” de el autor Eduardo Nebot del Busto de la universidad de Zaragoza.

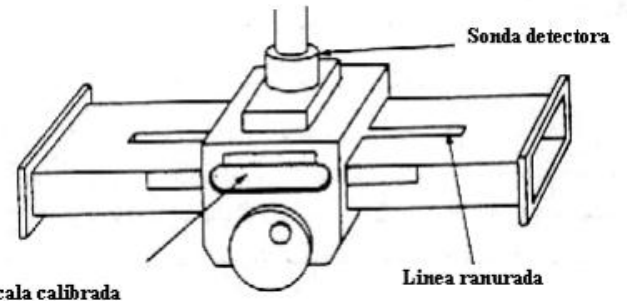


Fig. 11. Vista del sistema de adquisición de datos.

En él se hace uso del método de Roberts-Von Hippel para la guía cortocircuitada, en este caso se utiliza una guía de onda rectangular ranurada y cortocircuitada, en la ranura se realizan las mediciones; dentro de la guía de onda se ubica el dieléctrico a caracterizar.

Este método presenta la ventaja de que se puede analizar el comportamiento del épsilon relativo del material en función de la temperatura, ventaja que no se ofrece para el método utilizado en el presente experimento.

#### VIII. REFERENCIAS

- [1] D. M. Pozar, Microwave Engineering, 3<sup>rd</sup> edition. . . .
- [2] R. Neri Vela. Líneas de Transmisión. . . .
- [3] Eduardo Nebot del Busto, “Caracterización de dieléctricos a frecuencia de microondas”.  
[http://www.unizar.es/departamentos/fisica\\_aplicada/tads/TAD%20Eduardo.pdf](http://www.unizar.es/departamentos/fisica_aplicada/tads/TAD%20Eduardo.pdf)

→ formato?