

Caracterización de una Microcinta de Forma Analítica y Mediante Simulación Usando el Software MGL - 2D

Luis A. Martínez F. *Student Member, IEEE* And Karina A. Gómez L. *Student Member, IEEE*.

RESUMEN.- Éste informe describe una propuesta de diseño para una línea de transmisión del tipo Microcinta en donde se han supuesto conocidos ciertos valores de interés. El diseño de la Microcinta se evalúa posteriormente mediante la caracterización de su patrón de onda electromagnética haciendo uso del software MGL - 2D. De ésta manera se podrá apreciar la concentración de las líneas de campo que nos pueden introducir al estudio de las pérdidas en la línea y concluir sobre la efectividad del diseño.

I. INTRODUCCIÓN

Las líneas de microcinta pertenecen a un grupo de líneas conocidas como líneas de transmisión de placas paralelas. Son utilizadas ampliamente en la electrónica actual. Además de ser las líneas de la transmisión más utilizadas para la fabricación de circuitos integrados a nivel de microondas, las microcintas se utilizan para el desarrollo de componentes tales como filtros, acopladores, resonadores, antenas, entre muchos otros. Si las comparamos con la línea coaxial, la línea de la microcinta permite mayor flexibilidad y mayor ahorro de espacio en el diseño.

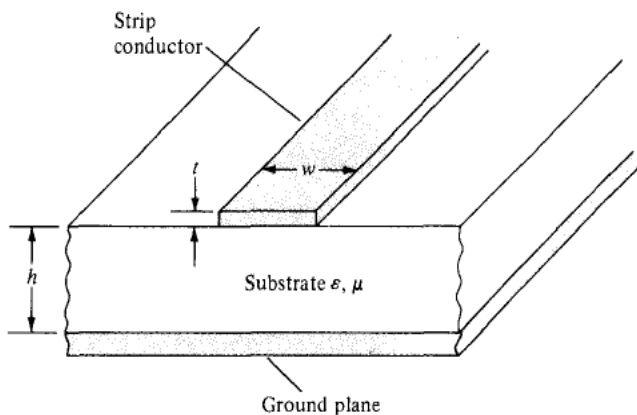


Fig. 1. Una microcinta consta de dos placas paralelas separadas por un dieléctrico.

Una línea de microcinta consta de un plano de tierra y un conductor abierto representados por láminas dispuestas paralelamente y separadas entre sí por un sustrato dieléctrico (Fig. 1).

La onda electromagnética que es transportada por una línea de microcinta, está distribuida entre el sustrato dieléctrico y el aire sobre ella. En general, la constante dieléctrica del sustrato será más grande que la del aire, por lo que la onda estará viajando por un medio no homogéneo. En consecuencia, el valor de la magnitud de la velocidad de propagación V_p se encontrará entre el de la velocidad de las ondas de radio en el sustrato, y el de la velocidad de las ondas de radio en aire. [1]

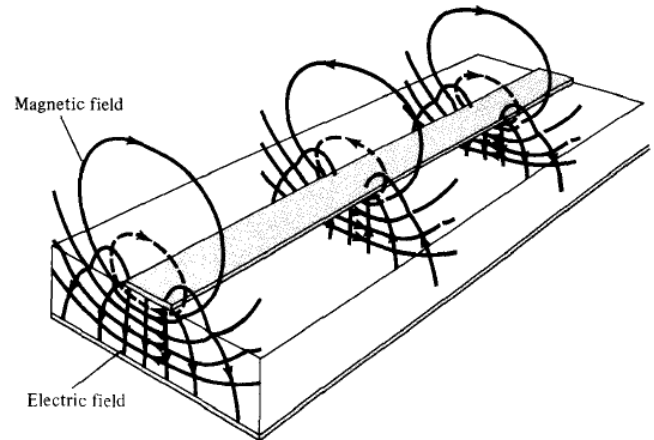


Fig. 2. Patrón del Campo Electromagnético irradiado por una Microcinta.

Otros problemas que se presentan en un medio no homogéneo [2]:

- La línea no soporta una onda TEM real en las frecuencias diferentes a cero, los campos de E y de H tendrán componentes longitudinales (modo híbrido).
- Con el aumento de la frecuencia, la constante dieléctrica eficaz tiende a igualarse a la del sustrato, de modo que la velocidad de fase disminuye gradualmente.
- La impedancia característica de la línea cambia levemente con la frecuencia.
- La impedancia de la onda varía sobre la sección transversal de la línea.

Es por eso que nos vemos motivados a incentivar el estudio de la caracterización y comportamiento de una Microcinta a nivel de Software de Simulación, para así contribuir con la mejora de los criterios utilizados en el diseño de microcintas teniendo en cuenta los problemas antes mencionados.

II. CARACTERIZACIÓN DE UNA MICROCINTA

El desglosado analítico de las ecuaciones que caracterizan la Microcinta es determinante en el diseño. Consideraremos solamente algunas fórmulas empíricas básicas, necesarias para calcular la velocidad, la impedancia, y las pérdidas de la fase en la línea.

Debido a la estructura abierta de la línea de la microcinta, el campo electromagnético no se confina al dieléctrico, pero está distribuido parcialmente en el aire circundante (Fig. 2). Suponiendo que la frecuencia no sea muy alta, la línea de microcinta propagará una onda que, para propósitos prácticos, es una onda TEM. Debido a la no-homogeneidad, la constante dieléctrica relativa eficaz ϵ_{eff} es menor que la constante dieléctrica relativa ϵ_r del sustrato [3].

Si w representa el ancho y h el grueso del sustrato, un valor aproximado de ϵ_{eff} sería:

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{(\epsilon_r + 1)}{2} + \frac{(\epsilon_r - 1)}{2\sqrt{1 + 12\frac{h}{w}}} \quad (1)$$

Para los propósitos del diseño, si ϵ_r y Z_0 se saben, el cociente w/h necesario para alcanzar Z_0 está dado por:

$$\frac{w}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A}-2} & \frac{w}{h} > 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B-1) + \left(\frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \right) C \right] & \frac{w}{h} < 2 \end{cases} \quad (2)$$

Donde

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r - 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right)} \quad (3)$$

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4)$$

$$C = \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B-1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \quad (5)$$

A partir del conocimiento de ϵ_{eff} y Z_0 , la constante de fase y la velocidad de fase de la onda propagada está dada por:

$$\beta = \frac{\omega\epsilon_{\text{eff}}}{c} \quad (6)$$

$$v_p = \frac{c}{\epsilon_{\text{eff}}} \quad (7)$$

donde c es la velocidad de la luz en el vacío.

La atenuación debido a la conducción (o atenuación óhmica) es (en dB/m):

$$\alpha_c \approx 8.686 \frac{R_s}{wZ_0} \quad (8)$$

Donde

$$R_s = \frac{1}{\delta\sigma_c} = \sqrt{\frac{\pi f \mu_0}{\sigma_c}} \quad (9)$$

es la resistencia pelicular del conductor.

La atenuación por pérdidas en el dieléctrico está dada por (en dB/m):

$$\alpha_D \approx 27.3 \left(\frac{\epsilon_{\text{eff}} - 1}{\epsilon_r - 1} \right) \frac{\tan \theta}{\lambda} \frac{\epsilon_r}{\epsilon_{\text{eff}}} \quad (10)$$

donde

$$\lambda = \frac{v_p}{f} \quad (11)$$

es la longitud de onda, y

$$\tan \theta = \frac{\sigma}{\omega\epsilon} \quad (12)$$

es la tangente de la pérdida del sustrato.

La constante de atenuación total es la suma de la constante de atenuación óhmica α_c y la constante de atenuación del dieléctrico α_D , es decir:

$$a = \alpha_c + \alpha_D \quad (13)$$

III. DISEÑO DE LA MICROCINTA

Nos disponemos a diseñar una microcinta fabricada con conductores de cobre y dieléctrico de Cuarzo, dicho esto, asumimos como criterios de diseño los siguientes datos (ver tablas 1 y 2):

$C = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$	$\tan \theta = 0.00075$
$Z_0 = 50 \Omega$	$\epsilon_r = 3.78$

Con éstos valores, calculamos el cociente w/h (el cual asumimos mayor a 2) aplicando las fórmulas (2), (3), (4) y (5).

$$\frac{w}{h} = 3.75$$

Por lo que diseñaremos para una separación entre placas de 1cm y un ancho de 3.75 cm

Y ahora, haciendo uso de la ecuación (1), calculamos ϵ_{eff} y v_p :

$$\epsilon_{\text{eff}} = 3.068$$

$$v_p = \frac{3 \times 10^8}{3.068} = 97.78 \times 10^6 \text{ m/s}$$

Suponiendo una frecuencia de 600MHz, calculamos β y λ :

$$\lambda = \frac{97.78 \times 10^6}{600 \times 10^6} = 0.163 \text{ m}$$

$$\beta = \frac{2\pi \cdot 3.068 \cdot 600 \times 10^6}{3 \times 10^8} = 38.55 \text{ rad/m}$$

Haciendo uso de la ecuación (9) y los datos de la **tabla 3**, calculamos la resistencia pelicular

$$R_s = \sqrt{\frac{\pi f \mu_0}{\sigma_c}} = \sqrt{\frac{\pi \cdot 4\pi \times 10^{-7} \cdot 600 \times 10^6}{5.8 \times 10^7}} = 6.4 \text{ m}\Omega/\text{m}^2$$

Ahora, calculamos las pérdidas por atenuación óhmica (*ec. 8*) y dieléctrica (*ec. 10*), y calculamos la atenuación total (*ec. 13*):

$$\alpha_c \approx 8.686 \cdot \frac{6.4 \times 10^{-3}}{3.75 \times 10^{-2} \cdot 50} = 0,029 \text{dB/m}$$

$$\alpha_D \approx 27.3 \left(\frac{3.068-1}{3.78-1} \right) \frac{0.00075}{0.163} \frac{3.78}{3.068} = 0,115 \text{dB/m}$$

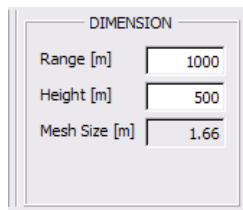
$$a = 0,029 + 0,115 = 0,144 \text{dB/m}$$

IV. MGL – 2D: SOFTWARE DE SIMULACIÓN

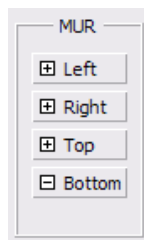
MGL – 2D es un software bidimensional FDTD (quote) desarrollado por el Prof. Dr. Levent Sevgi (quote) usando C++. Ésta herramienta de simulación tiene un amplio rango de aplicaciones electromagnéticas, incluyendo problemas de propagación, arreglos de antenas y simulaciones de compatibilidad electromagnética en dos dimensiones [4].

La interfaz del usuario está dividida por bloques, los cuales describiremos a continuación:

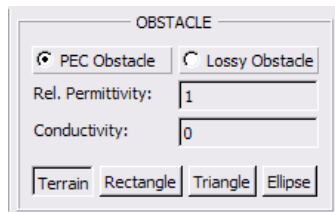
DIMENSION
En éste Bloque se especifican las dimensiones del espacio donde se encuentra la onda.



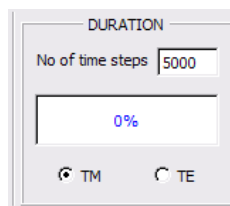
MUR
Se indica si el espacio está limitado por paredes de poca permeabilidad.



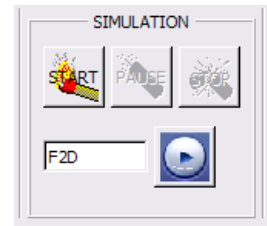
OBSTACLE
Aquí se dibujan los objetos presentes en el espacio especificando sus propiedades.



DURATION
Se especifica cuánto tiempo durará la propagación de la onda.



SIMULATION
Controles básicos para iniciar / pausar / detener la simulación.



También existe un espacio libre en donde es posible dibujar los objetos presentes en la simulación.

V. SIMULACIÓN Y RESULTADOS

Una vez caracterizada la línea de forma analítica, ya es posible usar dichos valores obtenidos para implementar un estudio más completo de la línea.

Usaremos el simulador descrito en éste informe para mostrar la variación líneas de campo a través del dieléctrico y los conductores, y así tener una visión un tanto subjetiva de las pérdidas causadas por los mismos.

Para los propósitos de nuestro estudio, es importante tener en cuenta los siguientes valores y criterios de la línea caracterizada:

Ancho (w) = 3.75cm	Espacio Libre (lugar)
Separación (h) = 1 cm	ϵ_r (cobre)= 1
Frecuencia (f) = 600MHz	σ (cobre)= 5.8×10^7
La fuente debe estar colocada en el ánodo de la línea.	ϵ_r (cuarzo)= 3.78
	σ (cuarzo)= 0
	Modo TM

Tabla 1. Valores de interés previos a la simulación.

B. SECCIÓN TRANSVERSAL (MODO TM)

Una vez establecido esto, indicamos la frecuencia de operación de la onda mediante la variación del espacio donde se encuentra. Posteriormente dibujamos la línea teniendo en cuenta sus valores de permitividad y conductividad y establecemos el punto de la fuente (fig. 3).

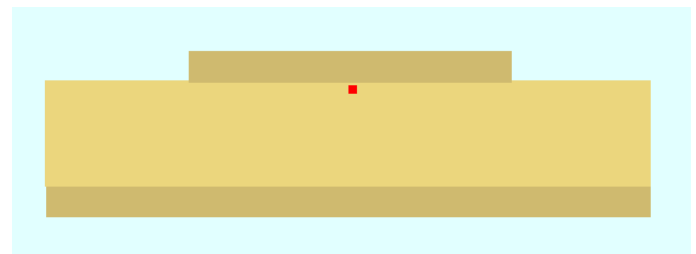


Fig. 3. Caracterización de la microcinta diseñada, nótese la relación w/h = 3.75 y la fuente de la propagación de ondas.

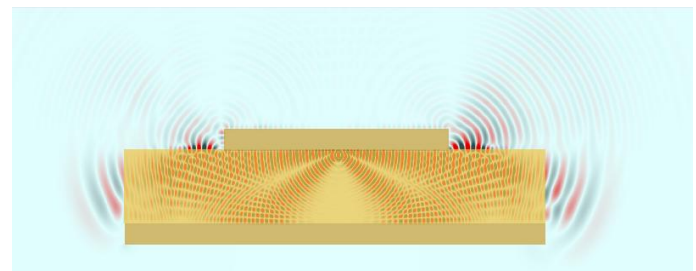


Fig. 4. Dispersión de la onda electromagnética con 5000 time steps.

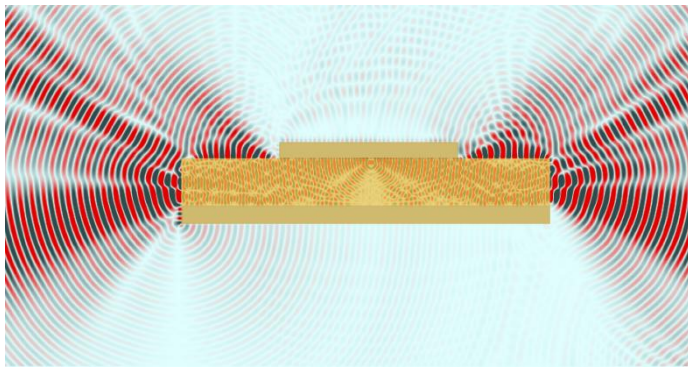


Fig. 5. Dispersión de la onda electromagnética con 10000 time steps.

A. SECCIÓN LONGITUDINAL (MODO TE)



Fig. 6. Una microcinta que consta de dos placas paralelas separadas por un dieléctrico.

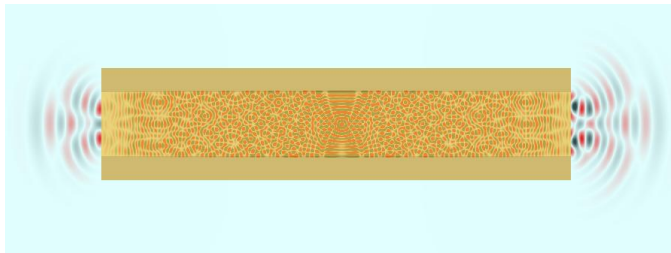


Fig. 7. Dispersión de la onda electromagnética con 5000 time steps.

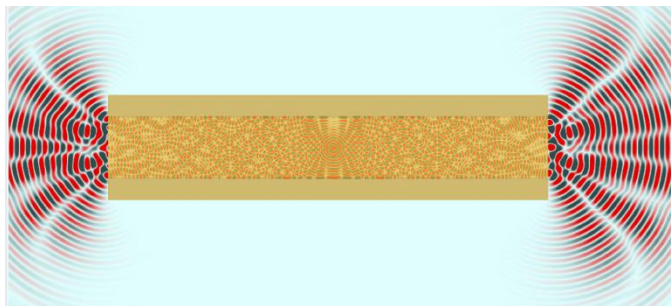


Fig. 8. Dispersión de la onda electromagnética con 10000 time steps.

VI. TABLAS

Material	Constante dieléctrica	Tangente de pérdida
Alúmina	9.8	0.0001
Fibra de vidrio	4.5	0.01
GaAs	12.9	0.002
PTFE	2.1	0.0003
Cuarzo	3.78	0.00075

Tabla 2. Valores de tangente de pérdida y constante dieléctrica de interés [5].

Conductor	Conductividad ($\times 10^{-7}$)
Latón	1.5
Cobre	5.8
Oro	4.1
Plata	6.17
Acero Inoxidable	0.11

Tabla 3. Valores de conductividad de interés [5].

VII. REFERENCIAS

- [1] H. A. Wheeler, “Transmission-line properties of parallel strips separated by a dielectric sheet”, IEEE Tran. Microwave Theory Tech., vol. MTT-13, pp. 172-185, Mar. 1965.
- [2] (monograph Online Resources) Microstrip. (2007, Julio 30) Disponible: <http://en.wikipedia.org/wiki/Microstrip>
- [3] E. J. Derdinger, “A frequency dependent solution for microstrip transmission lines”; IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-19, pp. 30-39, Jan. 1971.
- [4] (Monograph Online Resources) Levent Sevgi Personal Page. (2007, Julio 30) Disponible: <http://www3.dogus.edu.tr/lsevgi/>
- [5] R. H. Jansen, “The spectral-domain approach for microwave integrated circuits;” IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT- 33, pp. 1043-1056, 1985.