

# Proyecto 1: Caracterización de una línea microstrip usando parámetros de dispersión

Juan David Caicedo, Javier Orlando Araque, Felipe Gonzalez

*Invited Paper*

**Abstract**—This paper contains the develop of lines and antennas' firts project, this include the characterization of microstrip line, the tools of the characterization will be the calculation of er and the loss tangent with the use of the dispersion of the parameters S (this paramenter will be result of the laboratory activity). The develop of this paper include the teorical and practical description of the microstrip behavior.

**Index Terms**—Microstrip, loss tangent, linneas, dispersion, parameters S

## I. INTRODUCCIÓN

EL proyecto desarrollado a continuación fue una asignación requerida en la materia Líneas y Antenas, orientada por el ingeniero Javier Leonardo Araque Quijano, dentro de ella nos dio las bases teóricas y los principios básicos de la práctica. Las mediciones fueron hechas en el laboratorio CMUN de la Universidad Nacional, ubicado en el edificio 451 de la sede Bogotá, el día 26 de Noviembre de 2011. Para este proyecto se utilizaron líneas de transmisión Microstrip, estas son una de las más usadas en la actualidad, puesto que se utiliza en la construcción de circuitos integrados, debido a su facilidad de construcción y bajo costo en la industria. Los inconvenientes que se presentan en la tecnología son:

- El desfase de las velocidades (de fase) lo que lleve a una dispersión.
- la pérdida por radición cuando se encuentran expuestas al medio ambiente.

Estos inconvenientes pueden afectar nuestra experimentación, pero los datos y la teoría nos han demostrado que su efecto sobre nuestro proyecto se observa únicamente en el comportamiento puesto, que no se comportaran exactamente como una línea de transmisión TEM perfecta, sino similarmente. Esto se debe a la alta permitividad del sustrato que reducirá en gran parte los efectos de dispersión y propagación, y esto es lógico, puesto que ante una mayor permitividad del sustrato, las líneas de campo quedan más confinadas dentro del mismo.

## II. OBJETIVOS

### A. Generales

Aplicar todos los conocimientos adquiridos en la asignatura, para la correcta caracterización de un sustrato dielectrico.

### B. Especificos

- Desarrollar corectamente tecnicas para un buen diseño y fabricación de una línea Microstrip
- Familiarisarse con los equipos y las medidas tomadas de las microndas.

## III. METODOLOGIA

El desarrollo de este proyecto incluyó un curso adecuado de líneas y antenas, despues un diseño de una línea de microstrip basado en la teoría que recibimos en la asignatura, el paso a seguir fue una correcta investigación de los implementos de medición que se utilizaron, y por ultimo un análisis consensudo de los datos obtenidos.

## IV. MARCO TÉORICO:

### A. Aproximación a un modelo fisico de la línea microstrip

La composición de una línea microstrip es mediante a un conductor que posee unas variables físicas, las cuales son el ancho (W) que se encuentra descrita impresa en un sustrato, el cual también posee una anchura (H), permeabilidad  $\epsilon_r$  y la polaridad a tierra por el lado contrario a la línea. Una de las aproximaciones gráficas a lo que es físicamente es la siguiente:

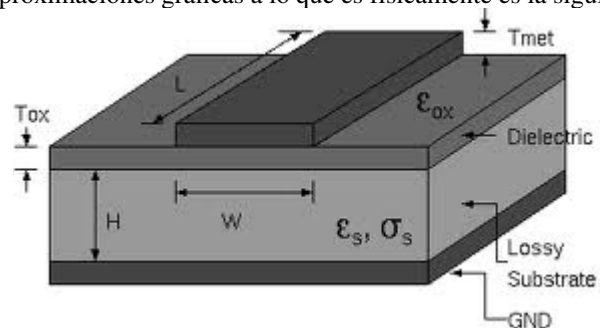
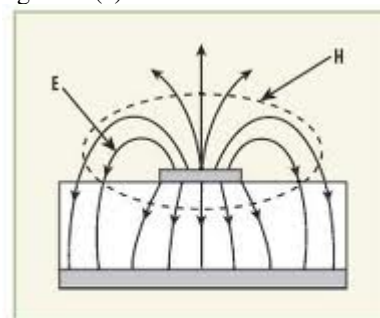


figura 1.(a)



2. The EM fields are not contained entirely within a microstrip line but propagate outside of the line as well.

figura 1.(b)

### B. Aproximación a un modelo matemático

Con la muestra de una aproximación física de la línea nos tomaremos el trabajo de explicar su comportamiento (aunque la línea no está cubierta totalmente por el dieléctrico), en

primera medida diremos que las líneas de campo se escapan de esta hacia el aire como se ve en la figura 1(b), esto provoca que en esta línea (real) no se tenga comportamiento TEM perfecto como ya lo habíamos mencionado, por el desfase de las velocidades de propagación, una en el dieléctrico que queremos y otra en el medio (aire). Lo que nos afectara, puesto que no consideraremos solo los efectos TM sino también un TE, es decir un modelo de línea que exprese dichos efectos. Por simplicidad en los análisis reales se usan otro tipo de modelos los cuales son llamados cuasi-TEM (esto se debe gracias a las características del material) Para resumir lo expresaremos en un análisis cuasi-estático, Lo que nos llevara a representarlo mediante las ecuaciones básicas de propagación de ondas por lo que la velocidad de fase, constante de propagación, y la impedancia característica están dadas a continuación:

$$V_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (1)$$

$$\beta = k_0 \sqrt{\epsilon_e} \quad (2)$$

De lo que denotamos que  $\epsilon_e$  es la constante dieléctrica efectiva de la línea esta expresada asi:

$$1 < \epsilon_e < \epsilon_r \quad (3)$$

### C. Criterio teórico del diseño

La constante dieléctrica efectiva de la que estebamos mencionando antes, la podemos aproximar gracias a la ecuación:

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12h}{w}}} \quad (4)$$

Analizando dicha ecuación, vemos como esta plantea los efectos del dieléctrico de la línea y el medio al que es expuesto (aire) por tanto la permitividad efectiva se expresa de la siguiente forma, la constante de un solo medio igual en todas, es decir un medio de comportamiento homogéneo, todo esto para poder utilizar las ecuaciones anteriores (1) y (2).

Conocidas las dimensiones físicas de la línea, lo que nos lleva que la impedancia característica de la línea puede ser calculado por:

$$Z_0 \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln\left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h}\right) & w/h \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e \left[ \frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\frac{w}{h} + 1.444\right) \right]}} & w/h \geq 1 \end{cases} \quad (5)$$

La relación que interviene es la de  $W/h$ , pero sabemos que esta puede ser calculada con la ecuación que presentaremos:

$$W/h \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A}-2} & w/h \leq 2 \\ 2\pi \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & w/h \geq 2 \end{cases} \quad (6)$$

Y las Constantes involucradas están determinadas por:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (7)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (8)$$

Como consideramos una línea de transmisión comportamentalmente cuasi-TEM debemos tener en cuenta las ecuaciones de atenuación tanto en el dieléctrico como en el conductor, es decir:

$$\alpha_d = \frac{k_0 \epsilon_r (\epsilon_e - 1) \tan \delta}{2\sqrt{\epsilon_e} (\epsilon_e - 1)} \quad (9)$$

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_0 W} \quad (10)$$

Y con nuestro conocimiento de la teoría de líneas de transmisión y campos electromagnéticos llegamos a saber que la tangente de perdidas y la oposición del conductor (resistividad) están denotadas por las ecuaciones:

$$\tan \delta = \frac{\epsilon_r (\epsilon_e - 1)}{\epsilon_e (\epsilon_r - 1)} \quad (11)$$

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma}} \quad (12)$$

## V. TÉCNICA DE CARACTERIZACIÓN DE DIELÉCTRICOS USANDO MICROSTRIP

Ahora mostraremos el método llamado transformación de parámetros, el cual tiene su desarrollo en forma de medición de parámetros S utilizando el Analizador de redes, que esta en el laboratorio CMUN, con esto podemos hallar la permitividad transformado dichos parámetros S a parámetros de impedancia (Z), para después relacionarlos con lo establecido en la línea de transmisión. Esto se describe con las formulas (1) a (7) que son donde interviene los parámetros de impedancia, para llevarlos a los parámetros S, finalmente se obtienen la permitividad compleja. Que es el desarrollo de nuestro proyecto . Cabe notar que esta método fue el seleccionado puesto que se tiene los implementos adecuados en nuestra universidad (laboratorio de comunicación CMUN), el cual nos permite transformar parámetros, puesto que se toman de forma directa los parámetros S y despues viene el desarrollo teorico de los mismos siguiendo las ecuaciones aquí mostradas.

Observando los parámetros S, y las relaciones de la ecuaciones podemos llevarlo a un modo general para describir su comportamiento, es decir que con esto podemos hallar la tangente de perdidas y la permitividad relativa.

$$\gamma = \left[ -\ln\left(S_{21}\left(\frac{A}{2} + \frac{1}{2}\right) - \left[ \frac{(S_{11} - 1)(S_{11} + S_{11}A - A + 1)}{2S_{21}} \right] \right) \right] / l \quad (13)$$

De lo que cabe anotar que la constante A esta dada por:

$$W/h \geq 2 \sqrt{\frac{S_{11}^2 + 2S_{11} - S_{21}^2 + 1}{-S_{11}^2 + 2S_{11} + S_{21}^2 - 1}} \quad (14)$$

Ya teniendo estos datos nos ponemos en la tarea de hallar la impedancia característica  $Z_0$  con la ecuación:

$$Z_0 = Z_R(A) \quad (15)$$

Con la certeza de que Zr es 50Ω.

Paso siguiente es obtener el gamma, con esto podemos usar su resultado para conocer la permitividad efectiva apartir de la siguiente formula :

$$\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r = \epsilon_0 (\epsilon'_r - j\epsilon''_r) = -\frac{\gamma^2}{\omega^2 \mu_0} \quad (16)$$

Recordando que:

$$\omega = 2\pi f \quad (17)$$

Hay que analizar que en el calculo del valor de la permitividad relativa efectiva ( $\epsilon_{reff}$ ) que en la formula anterior esta como ( $\epsilon$ ) la permitividad relativa tiene componentes reales y complejos ( $\epsilon_r$ ). Con lo que regresando a la formula (4) nos queda:

$$\epsilon_{reff} = \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2}\right) + \left(\frac{\epsilon_r - 1}{2}\right) \left(\frac{1}{\sqrt{1 + 12H/W}}\right) \quad (18)$$

Despejamos esta ecuación y nos da:

$$\epsilon_r = \frac{(2\epsilon_{reff} * M) - M + 1}{M + 1} \quad (19)$$

$$M = \frac{1}{\sqrt{1 + 12H/W}} \quad (20)$$

dandanos asi la forma de hallar la tangente de perdidas:

$$\tan(\delta) = \frac{\epsilon''_r}{\epsilon'_r} \quad (21)$$

Recordando que la expresión de la atenuación del conductor en la cual está dada por la ecuación numero 10:

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_0 W}$$

Conociendo el valor de Rs, es la resistencia superficial y Zo, que es la impedancia característica de 50ohm que lo vemos en la ecuación numero 12:

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

En la atenuación que es representada debe de notarse la expresión general de gamma, para que solo quede la atenuación debida al dieléctrico. Sabiendo que en el análisis hay que asociar la acción de los conectores VNA, esto sera como si fuese una línea en serie con nuestra línea. Entendido esto, los parámetros S11 y S21 son afectados dela siguiente forma:

$$S_{11} = S_{11medio} * e^{2\varphi Lx} \quad (22)$$

$$S_{21} = S_{21medio} * e^{\varphi Lx} \quad (23)$$

Con la anterior expresión  $e^{2\varphi Lx}$  se halla mediante los parámetros S11p y S21p de los conectores con la fórmula del parámetro A.

Nota: Se debe tener mucho cuidado y no confundir S11p y S21p con S11 y S21.

El paso que seguirá sera el de probar nuestra linea, con los valores que asignamos y se mostrará todas las gráficas resultantes debido a el uso de esta en el implemto que encontramos en el laboratorio:

$$\begin{aligned} \epsilon_r &= 5.3 \\ h &= 1,66mm \\ espesor &= 3\mu m \\ \epsilon_{reff} &= 8.851400 \end{aligned}$$

$$Z_\infty = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{reff} \left(\frac{W}{H}\right) + 1.393 + 0,667 \ln\left(\frac{W}{H} + 1,444\right)}} \quad (24)$$

$$L_e = \frac{1}{2f_0 \sqrt{\epsilon_{reff} \mu_0 \epsilon_0}} = \quad (25)$$

$$L = L_e - 2\Delta L \quad (26)$$

$$L = 1,9901cm$$

## VI. ANÁLISIS DE DATOS OBTENIDOS

Usando el scrib de implementación del método hecho en MATLAB da como resultado las siguientes gráficas:

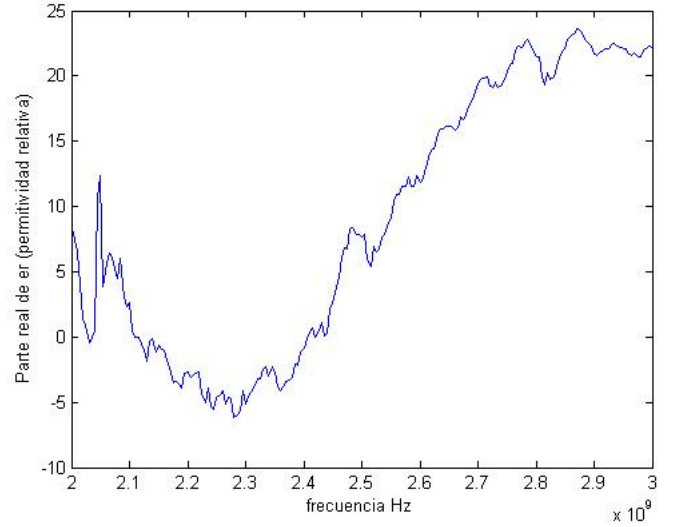


figura 3 Er vs F

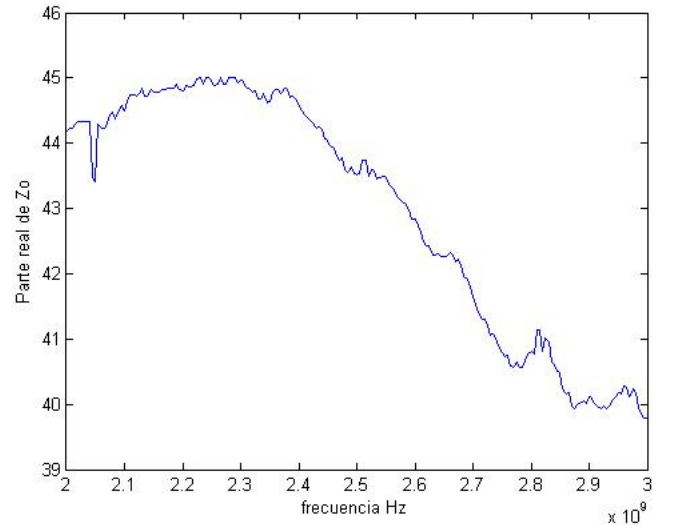


figura 4 Zo Vs F

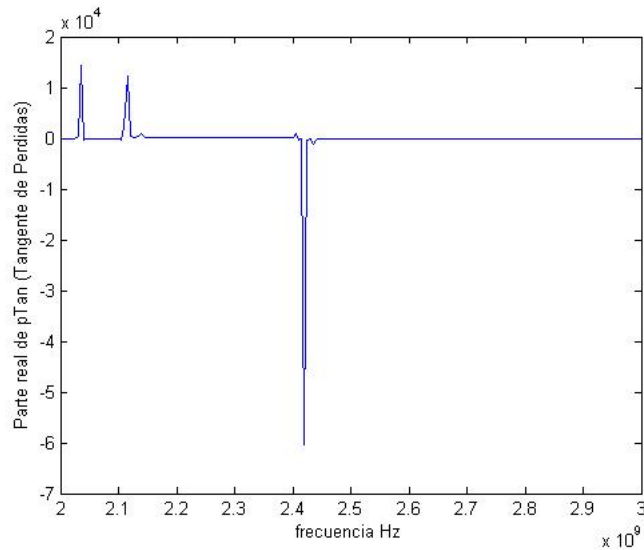


figura 5 tangente VS F

## VII. OBSERVACIONES DE LAS GRÁFICAS

En la grafica que representa la tangente e perdidas se puede apreciar un valor casi constante después de los 2.4 GHz , antes de esta frecuencia se observa unos picos debido las perdidas a frecuencias inferiores también se pueden deber a atenuación en el conductor o ruido que se ingresa al sistema ya que estas mediciones no siempre son exactas. La grafica de  $Z_0$  nos indica que se encuentra en el rango predicho entre 45 y 40 para la frecuencia de 2.4 GHz se encuentra casi sobre la mitad del rango se observa en la grafica que al aumentar la frecuencia disminuye su valor En la grafica de  $\epsilon_r$  (permitividad relativa) se observan cambios fuertes antes de la frecuencia escogida en este caso 2.4 GHz después de esta frecuencia se observa n picos pero un poco más leves y el valor de permitividad aumenta mientras aumenta la frecuencia.

## VIII. CONCLUSIONES

- El desarrollo de este proyecto tuvo como fin afianzar nuestros conocimiento de la asignatura líneas y antenas.
- Durante el transcurso de la practica tuvimos relación con los equipos especializados de medición, y su forma de operar.
- El manejo de los parámetros externos y afectaciones del medio son indispensables para el correcto desarrollo del proyecto.
- La posición de la linea fue un parámetro que no se tuvo en cuenta en el proceso de fabricación, lo cual llega a afectar la medición, esto nos dará que el análisis debe ser mucho más profundo.

## IX. BIBLIOGRAFIA

- Microwave engineering, Pozar, Jhon wiley & son, New york, 1998
- Komarov, S. Wang, J. Tang. "Permittivity and Measurement". Universidad del Estado de Washington
- <https://sites.google.com/site/transmissionlinesantennas20113/>
- A. Bianchi "Sistemas de ondas guiadas" Ed. Marcombo Boixareu

- R.E. Collin, Foundations for Microwave Engineering. New York: McGraw-Hill, 2 edition, 1992.
- [http://wcalc.sourceforge.net/ic\\_microstrip.html](http://wcalc.sourceforge.net/ic_microstrip.html)
- <http://mwrf.com/Article/ArticleID/17725/17725.html>