

## Software para el diseño de circuitos de microondas

### Software for the design of microwave circuits

ANDRADE-GONZÁLEZ, Edgar Alejandro†\*, REYES-AYALA, Mario, TIRADO-MÉNDEZ, José Alfredo y TERRES-PEÑA, Hilario

*Universidad Autónoma Metropolitana, Departamento de Electrónica, Departamento de Energía*

*Instituto Politécnico Nacional, ESIME Zacatenco. SEPI-Ingeniería Eléctrica*

ID 1<sup>er</sup> Autor: *Edgar Alejandro, Andrade-Gonzalez*

ID 1<sup>er</sup> Coautor: *Mario, Reyes-Ayala* / **Researcher ID Thomson:** O-6206-2018

ID 2<sup>do</sup> Coautor: *José Alfredo, Tirado-Méndez*

ID 3<sup>er</sup> Coautor: *Hilario, Terres-Peña* / **Researcher ID Thomson:** G-6072-2018

Recibido: Junio 28, 2018; Aceptado: Agosto 27, 2018

#### Resumen

El empleo de herramientas computacionales para el diseño de elementos y circuitos de microondas se ha extendido alrededor del mundo, en centros de investigación, universidades y empresas cuyo giro está relacionado con el desarrollo de dispositivos de comunicaciones, equipo de cómputo, redes, entre otros. Aunque cabe mencionar que el costo de dichas herramientas resulta algo oneroso para un uso individual o educativo. El presente trabajo muestra la aplicación de software con fines didácticos para el diseño de Guías de Onda (rectangulares y circulares), Redes de Acoplamiento de Banda Angosta y Banda Ancha (Transformador de  $\pi/4$ , Redes tipo L, STUB, Binomial y Chebyshev) empleando microcintas; mediante una interfaz gráfica, mostrando al usuario las dimensiones de las estructuras de microcinta que forman el circuito diseñado. La aplicación pretende ir agregando módulos para diseño de nuevos circuitos y en un futuro poder tener la capacidad de permitirle al usuario integrar módulos propios (haciendo la tarea de compilador) para interconectarlos con lo que le permiten diseñar el software. Se pretende que la aplicación sea gratuita para que usuarios y universidades o escuelas técnicas cuenten con herramientas para el diseño de circuitos de microondas.

#### STUB, Redes, Acoplamiento de Impedancias

#### Abstract

The use of computational tools for the design of elements and microwave circuits has spread around the world by research centers, universities and companies whose function is related to the development of communications devices, computer equipment, networks, among others. Although it is worth mentioning that the cost of these tools is somewhat expensive for personal or educational use. The present work shows the software tool with didactic purposes for the design of Waveguides (rectangular and circular), Narrowband and Broadband Coupling Networks (Transformer of  $\pi/4$ , L-type networks, STUB, Binomial and Chebyshev) using microstrips; through a graphical interface, showing to the user the dimensions of the microstrip structures that form the designed circuit. The application aims to add modules for designing new circuits and in the future to have the ability to allow the user to integrate their own modules (doing the compiler task) to interconnect them with what allows them to design the software. The application is intended to be free for users and universities or technical schools to have tools for the design of microwave circuits.

#### STUB, Network, Impedance Coupling

**Citación:** ANDRADE-GONZÁLEZ, Edgar Alejandro, REYES-AYALA, Mario, TIRADO-MÉNDEZ, José Alfredo y TERRES-PEÑA, Hilario. Software para el Diseño de Circuitos de Microondas. Revista de Tecnologías Computacionales. 2018, 2-7: 19-25.

\* Correspondencia del Autor (Correo Electrónico: eaag@correo.azc.uam.mx)

† Investigador contribuyendo como primer autor.

## Introducción

Las herramientas computacionales permiten reducir los costos del desarrollo o prueba de elementos, circuitos y sistemas en diversas áreas.

En el área de la electrónica enfocada a las telecomunicaciones, se emplean herramientas que sirven para el diseño, análisis, simulación, dimensionamiento, etcétera de circuitos, elementos eléctricos, dispositivos electrónicos y sistemas; por mencionar algunas herramientas computacionales tenemos al Microwave Office, FEKO Suite, High Frequency Structure Simulator (HFSS), Advanced Design System (ADS), COMSOL, entre otras.

Dichas herramientas computacionales presentan altos costos tanto para su adquisición como para su empleo mediante el pago de licencias, por lo que en instituciones orientadas a la enseñanza en donde el número de usuarios resulta ser grande, da como consecuencia un gasto oneroso; por tal razón, resulta necesario poder contar con herramientas computacionales gratuitas aplicadas para el diseño y simulación de elementos y sistemas orientados a las telecomunicaciones (principalmente tomando en cuenta los contenidos en los planes de estudios de las ingenierías a las que se aplica).

El presente artículo muestra el módulo de una herramienta computacional para el diseño de diversos circuitos de alta frecuencia empleando estructuras de líneas de transmisión en base a sus características de operación y topologías de construcción.

Con la finalidad de hacer un uso eficiente del espectro, los sistemas de comunicaciones persiguen trabajar en diferentes frecuencias en forma simultánea para proporcionar diversos servicios de comunicación.

De igual forma la necesidad de transmitir información como video, juegos en línea, transmisión de canales de televisión, reproducción de videos, música y/o películas, acceso a volúmenes de información grandes para el intercambio de documentos, etcétera, demanda el uso de grandes anchos de banda (además de un número creciente de usuarios).

Debido a las ventajas eléctricas que ofrece la microcinta, ésta es usada ampliamente en la construcción o desarrollo de elementos de los sistemas de comunicación que trabajan a alta frecuencia, y las dimensiones de la misma, hace que se presenten diversos comportamientos ante las señales que se propagan por ella.

Una de las características más importantes de la microcinta resulta ser su impedancia, ya que nos permite (entre otras cosas) poder acoplar impedancias de los diferentes bloques que conforman al transmisor o receptor del sistema de comunicación para presentar máxima transferencia de potencia entre los mismos; a estos circuitos se les conoce como redes de acoplamiento.

La impedancia depende tanto de las dimensiones físicas de la microcinta (longitud, ancho, grosor del dieléctrico), como de sus propiedades eléctricas y frecuencia de operación a la cual se quiere presentar dicha impedancia.

## Redes de Acoplamiento

Existen diversos tipos de redes de acoplamiento con microcinta, algunos de banda angosta, como: el transformador un cuarto de longitud de onda ( $1/4$ ), las redes de acoplamiento tipo L y los STUB tanto paralelo como serie; y algunos de banda ancha, como: la red de acoplamiento Binomial y la red tipo Chebyshev.

### Transformador $1/4$

El transformador de  $1/4$  es un método exclusivo para el acoplamiento de impedancias reales.

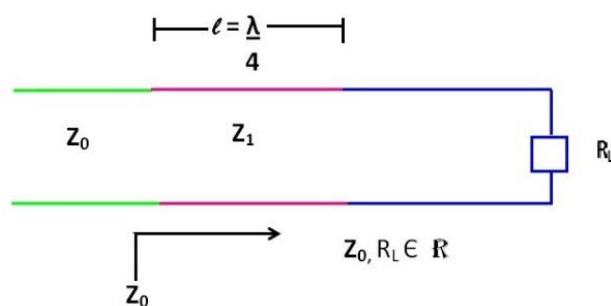


Figura 16 Acoplamiento con transformador  $1/4$

Como se observa en la figura 1, dada la impedancia de entrada de la impedancia de carga en conjunto con la que deba presentar el transformador de  $1/4$ , ésta debería ser igual a  $Z_0$  para poder estar acoplada y presentar máxima transferencia de potencia.

Por lo tanto, de la ecuación 1

$$ent = \frac{R_L + jZ_1 \tan \beta l}{Z_1 + jR_L \tan \beta l} \quad (1)$$

Se obtiene

$$Z_1 = \sqrt{R_L Z_0} \quad (2)$$

Donde:

$Z_1$  : impedancia que debe presentar el transformador de  $1/4$

$Z_0$  : impedancia a acoplar

$R_L$  : impedancia de carga (real)

Para lo que deberá calcularse el ancho de la microcinta dado el grosor del dieléctrico, para posteriormente obtener su permitividad efectiva (ecuación 3) y por ende obtener su longitud de onda para determinar la longitud del transformador de  $1/4$ .

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{d}{W}}} \right) \quad (3)$$

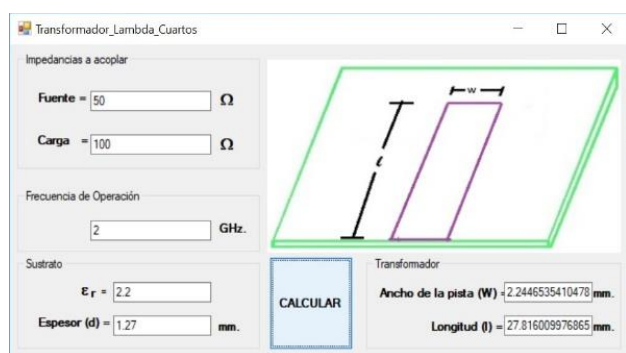


Figura 2 Módulo del transformador  $1/4$

En la figura 2 se observa la interfaz del módulo que realiza el cálculo dadas las impedancias a acoplar, la frecuencia de operación y las características de la placa fenólica.

Además, se tiene el ejemplo para que dada una impedancia de fuente de 50 Ohms y una impedancia de carga de 100 Ohms, éstas se acoplen mediante un transformador de un cuarto de longitud de onda a una frecuencia de operación de 2 GHz; la aplicación también podrá especificar las características de la placa fenólica como su permitividad dieléctrica y el espesor de la misma (son tomar en cuenta las caras de cobre).

Una vez que se ha especificado la información necesaria para el cálculo de las dimensiones del transformador de un cuarto de longitud de onda, se obtienen con sólo un "click", la dimensión de la pista de cobre (microcinta) tanto en su longitud ( $W$ ) como en su grosor ( $l$ ).

### Redes tipo L

Las redes de acoplamiento tipo L permiten poder acoplar impedancias complejas (parte real y parte imaginaria) y se tienen dos topologías en función de los valores que presenten la impedancia  $Z_0$  y la parte real de la impedancia de la carga ( $R_L$ ).

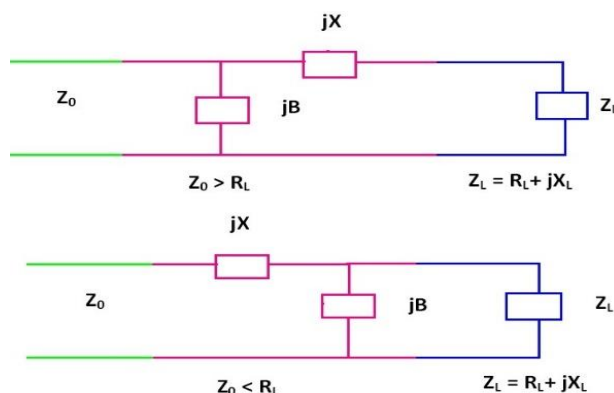


Figura 3 Redes tipo L

De igual forma los cálculos de los valores de la red tipo L dependen de si el valor  $Z_0 > R_L$  o  $Z_0 < R_L$  (figura 3). A continuación, se explica solamente uno de los casos ( $Z_0 < R_L$ ).

Cuando  $Z_0 < R_L$ , de acuerdo a la ecuación 4, se obtienen dos valores para  $B$  y por lo tanto para  $X$  (ecuación 5) también se obtendrán dos valores.

$$B = \frac{X_L \pm \sqrt{R_L/Z_0} \sqrt{R_L^2 + X_L^2 - Z_0 R_L}}{R_L^2 + X_L^2} \quad (4)$$

$$X = \frac{1}{B} + \frac{X_L Z_0}{R_L} - \frac{Z_0}{B R_L} \quad (5)$$

Dado que:

$$X_L = j\omega L$$

$$X_C = -\frac{j}{\omega C}$$

$$B_L = -\frac{j}{\omega L}$$

$$B_C = j\omega C$$

Por lo tanto:

Si  $X > 0$  se obtiene Inductor

Si  $X < 0$  se obtiene Capacitor

Si  $B > 0$  se obtiene Capacitor

Si  $B < 0$  se obtiene Inductor

De aquí se observa que para el caso en que  $Z_0 < R_L$  entonces se obtienen dos opciones de circuitos para acoplar las impedancias.

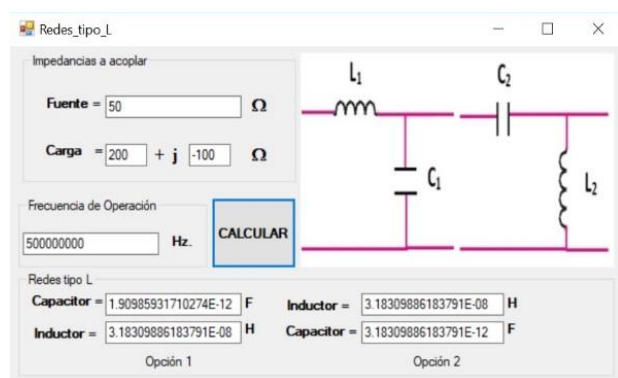


Figura 4 Módulo de la red tipo L

En la figura 4 se muestra la interfaz gráfica del módulo de redes tipo L. De este ejercicio se observa que se tienen como resultado dos tipos de circuitos de redes tipo L que permiten el acoplamiento de la impedancia de fuente de 50 Ohms y la impedancia de carga compleja de  $200 - j 100$  Ohms centrados a una frecuencia de 500 Mhz; ya que el valor de  $Z_0 < R_L$ .

En el caso en que fuera  $Z_0 > R_L$ , entonces se tendrían cuatro diferentes circuitos (dos con inductor y capacitor, uno con dos inductores y uno con dos capacitores).

## Redes tipo STUB

Otro tipo de redes de acoplamiento para impedancias complejas sin emplear elementos discretos, son las redes tipo STUB (serie y paralelo), las cuales emplean elementos de línea de transmisión para acoplar las impedancias.

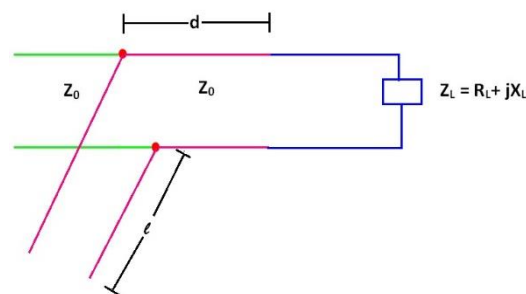


Figura 5 STUB en paralelo

En la figura 5 se observa la red de acoplamiento tipo STUB en paralelo. Para el cálculo de las dimensiones de los elementos de línea de transmisión (STUB paralelo) se requiere de las impedancias a acoplar, la frecuencia de operación, el sustrato y grosor del dieléctrico.

En principio se calcula la variable  $t$  para el cálculo de  $d/l$ , de aquí se presentan dos casos:

$$t = \frac{X_L \pm \sqrt{R_L [(Z_0 - R_L)^2 + X_L^2]} / Z_0}{R_L - Z_0} \quad R_L \neq 0$$

$$t = -\frac{X_L}{2Z_0} \quad R_L = 0$$

Posteriormente calculamos  $d/l$  y la variable  $B$ , donde  $d/l$  es igual a:

$$\frac{\tan^{-1} t}{2\pi} \quad \text{para } t \geq 0$$

$$\frac{\pi + \tan^{-1} t}{2\pi} \quad \text{para } t < 0$$

$$B = \frac{R_L^2 t - (Z_0 - X_L t)(X_L + Z_0 t)}{Z_0 [R_L^2 + (X_L + Z_0 t)^2]} \quad (6)$$

Ahora, existen dos opciones con las cuales se puede implementar el STUB en paralelo: en circuito abierto o en corto circuito.

Para el caso en que  $R_L$  es diferente a  $Z_0$ , se obtienen dos valores de  $t$  y por ende de  $d/l$ , de la misma forma que habrá dos valores de  $B$ .

Para STUB en circuito abierto, deberá encontrarse los dos valores de  $l_{o1}/l$ ,  $l_{o2}/l$  y para corto circuito  $l_{s1}/l$ ,  $l_{s2}/l$ . los valores de  $l$  deberán encontrarse de la misma forma que el transformador  $1/4$  y así finalmente encontrar el ancho de la microcinta, la distancia  $d$  y  $l$  del STUB paralelo.

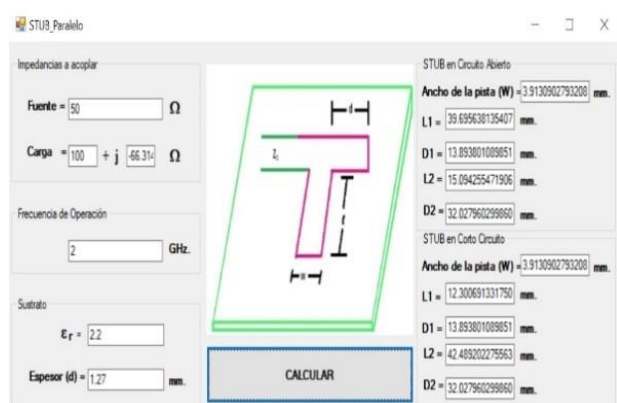


Figura 6 Módulo del STUB Paralelo

En la figura 6 se muestra el módulo para el cálculo del STUB paralelo y como se observa se obtiene tanto para la modalidad en corto circuito y en circuito abierto.

## Resultados

A continuación, se muestran algunos ejemplos de comparación de los resultados empleando la aplicación de software y de su implementación práctica.



Figura 7 Longitud del Transformador 1/4

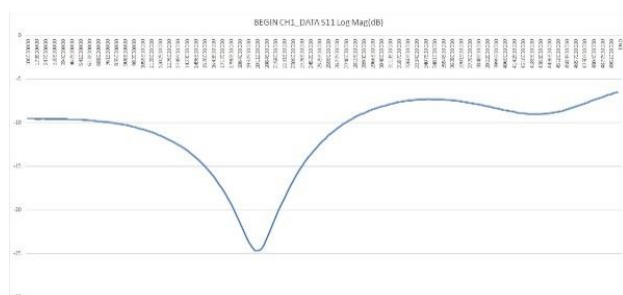


Figura 8 Respuesta en frecuencia del Transformador 1/4

Por ejemplo, para el caso del transformador de  $1/4$ , se realizó el cálculo de la figura 2 (impedancia de fuente de 50 W, impedancia de carga de 100 W, a una frecuencia de 2 GHz). Como resultado se obtuvo que la microcinta tendrá una longitud de 27.81 mm y un grosor de 2.24 mm, como se observa en la figura 7 y en la figura 8 se muestra su respuesta en la frecuencia obtenidos con el Analizador de Redes de Microondas Agilent N5244A.

Su comportamiento se obtiene mediante el parámetro  $S_{11}$ , observándose un máximo acoplamiento de -24.67 dB a los 2.011 GHz, por lo que la aplicación de software presenta un resultado aceptable; dado que se emplean ecuaciones aproximadas y considerando los posibles errores en la implementación (construcción) del circuito impreso.

De igual manera se muestra el cálculo para un STUB en corto y circuito abierto (no se utiliza el ejemplo mostrado en la figura 6 ya que se complica implementar físicamente una reactancia de -66.31 W), pero a diferencia del ejemplo de la figura 6, se emplea un capacitor de 10 pF; de lo anterior se obtienen las siguientes dimensiones de los circuitos STUB (en circuito abierto y en corto):

Para circuito abierto:

$$d_1 = 15.78 \text{ mm y } l_{o1} = 43.95 \text{ mm}$$

$$d_2 = 37.18 \text{ mm y } l_{o2} = 10.83 \text{ mm}$$

Para corto circuito:

$$d_1 = 15.78 \text{ mm y } l_{s1} = 16.55 \text{ mm}$$

$$d_2 = 37.18 \text{ mm y } l_{s2} = 38.23 \text{ mm}$$

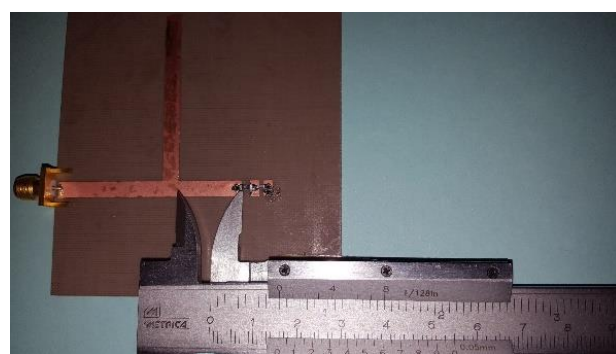


Figura 9 Distancia  $d_1$  (circuito abierto)



Figura 10 Distancia  $d_1$  (corto circuito)

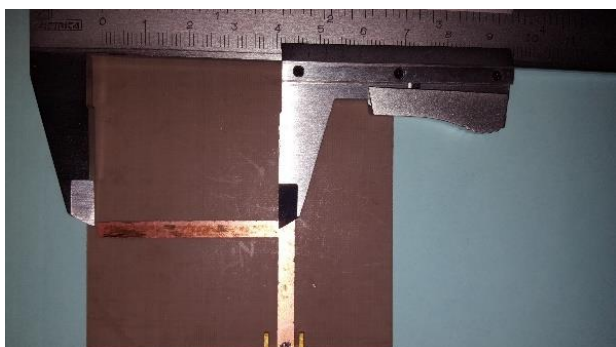


Figura 11 Longitud  $l_{01}$  (circuito abierto)

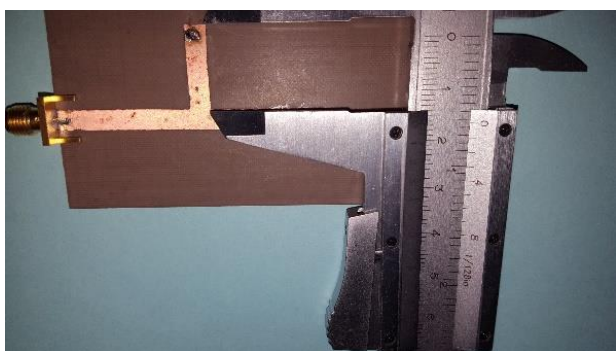


Figura 12 Longitud  $l_{s1}$  (corto circuito)

Se eligió la distancia  $d_1$  para ambos circuitos STUB (circuito abierto y en corto) como se observa en la figura 9 y 10; y en las figuras 11 y 12 las medidas de las longitudes  $l_{01}=43.95$  mm y  $l_{s1}=16.55$  mm respectivamente.

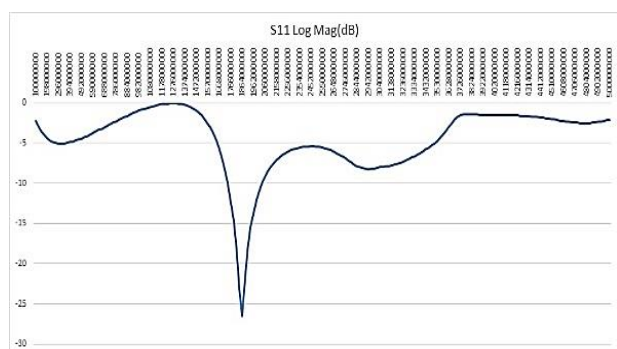


Figura 13 Parámetro  $S_{11}$  del STUB abierto



Figura 14 Parámetro  $S_{11}$  del STUB en corto

De los circuitos STUB realizados se obtuvieron sus respuestas en frecuencia; figura 13 para el STUB a circuito abierto y la figura 14 para el STUB en corto circuito (empleando el Analizador de Redes de Microondas Agilent N5244A).

Para el circuito STUB abierto se presentó la resonancia en 1.864 GHz con un parámetro  $S_{11}$  de -26.52 dB y en el circuito STUB en corto a la frecuencia 1.84 GHz con un parámetro  $S_{11}$  de -20.21 dB.

A pesar de que los cálculos del transformador de  $1/4$  y de los circuitos STUB no presentaron el máximo acoplamiento a los 2 GHz (en forma exacta), recordemos que estos circuitos de acoplamiento son de banda angosta y para el transformador de  $1/4$  a los 2 GHz se obtuvo un  $S_{11}$  de -24.65 dB a diferencia del máximo que se presentó en los 2.011 GHz con un  $S_{11}$  de -24.67 dB (error del 0.55 %); por lo que se puede afirmar que dicho circuito se encuentra acoplado a los 2 GHz.

Para el caso del STUB en circuito abierto a los 2 GHz se obtuvo un  $S_{11}$  de -11.45 dB a diferencia del máximo obtenido (-26.52 dB) a la frecuencia 1.864 GHz (error de 6.8 %); aunque al igual que con el transformador de  $1/4$ , el parámetro  $S_{11}$  de -11.45 dB indica que se encuentra acoplado por superar los -10 dB.

Finalmente, para el STUB en corto circuito a los 2 GHz se obtuvo un  $S_{11}$  de -15.3 dB a diferencia del máximo obtenido (-20.21 dB) a la frecuencia 1.84 GHz (error de 8.025%) y así también dicho circuito se encuentra acoplado.

**Conclusiones**

El presente trabajo resulta de la necesidad de contar con herramientas gratuitas para el diseño de circuitos de alta frecuencia para su aplicación en comunicaciones. Por el momento sólo se presentan los diseños mencionados en el trabajo, aunque se están desarrollando transformadores de banda ancha y se persigue también en un mediano plazo contar con las simulaciones de la respuesta en frecuencia.

De igual forma se desarrollaron los circuitos del transformador de  $1/4$  y el STUB en paralelo a frecuencias de 2 GHz.

**Agradecimientos**

Universidad Autónoma Metropolitana. Azc.

**Referencias**

- Bahl, I. J. y Trivedi, D. K. (1977). A Designer's Guide to Microstrip Line. *Microwaves*, 1 (5), 174-182.
- Balanis, C. A. (2005). *Antenna Theory* (Tercera edición). EUA: John Wiley and Sons.
- Barret, R. M. (1984). Microwave Printed Circuits – An Historical Perspective. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 32 (9), 961-969.
- Garg, R., Bhartia, P., Bahl, I. y Ittipiboon, A. (2001). *Microstrip Antenna Design Handbook*. EUA: Artech House.
- Grieg, D. D. y Englemann, H. F. (1952). Microstrip – A New Transmission Technique for the Kilomegacycle Range. *Proceedings of the IRE*, 40 (12), 1644-1650.
- González, G. (1996). *Microwave Transistor Amplifiers: Analysis and Design*, Pearson College Div.
- Ludwig, R. y Bretchko, P. (2000). *RF Circuit Design Theory and Applications*. EUA: Prentice -Hall.
- Pozar, D. M. (2005). *Microwave Engineering* (Tercera edición). EUA: John Wiley and Sons.
- Richard, P. I. (1948). Resistor-Transmission Line Circuits. *Proceedings of the IEEE*, 36 (2), 217-220.
- Sagawa, M., Makimoto, M. y Yamashita, S. (1985). A Design Method of Bandpass Filters Using Dielectric-Filled Coaxial Resonators. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 33 (2), 152-157.