

DISEÑO DE FILTRO PASA BANDA PARA APLICACIÓN EN COSECHAMIENTO DE ENERGÍA EN FRECUENCIAS DE 5G

DESIGN OF BAND-PASS FILTER FOR RF ENERGY HARVESTING APPLICATIONS IN 5G FREQUENCIES

Enrique Fernández Salazar

Universidad Autónoma de Tamaulipas, México
enrique.fersal@gmail.com

Alberto Reyna Maldonado

Universidad Autónoma de Tamaulipas, México
alberto.reyna@uat.edu.mx

Recepción: 29/octubre/2020

Aceptación: 27/noviembre/2020

Resumen

Esta investigación presenta el diseño de un filtro pasa banda en tecnología microcinta para su uso en una rectena para cosechamiento de energía en frecuencias de sistemas quinta generación. El problema tecnológico que soluciona este circuito es la eliminación de armónicos indeseables en la etapa final de sistemas de cosechamiento de energía. Para el diseño del circuito se utilizó la técnica de líneas acopladas para filtrar señales con una frecuencia central de 3.33 GHz y un ancho de banda de 100 MHz. El circuito de radiofrecuencia fue fabricado en un substrato Rogers 3006 con dimensiones de 53.95 x 21.8 mm. El prototipo final del filtro pasa banda funciona de 3.28 GHz a 3.38 GHz lo que es válido para frecuencias bajas de sistemas de quinta generación.

Palabras Clave: Filtro pasa banda, cosechamiento de energía, rectena, 5G.

Abstract

This research presents a design of a microstrip band-pass filter to be use in a rectenna for energy harvesting in 5G frequency bands. The problem consists in eliminating the undesirable harmonics in the last stage of energy harvesting systems. To this end, it was used the coupled line technique for filtering RF signals

at 3.33 GHz as central frequency with a bandwidth of 100 MHz. The RF circuit was fabricated on a board Rogers 3006 with dimensions of 53.95 x 21.8 mm. The final prototype works from 3.28 GHz to 3.38 GHz which is suitable for low frequency bands of 5G systems.

Keywords: band-pass filter, energy harvesting, rectenna, 5G.

1. Introducción

En la actualidad con la llegada del internet de las cosas, el ser humano está ya utilizando muchos dispositivos electrónicos de baja potencia en la industria e incluso en actividades cotidianas, estos pueden ser sensores, relojes, tarjetas controladoras, entre otros. En este caso, es prioridad contar con sistemas de alimentación de energía para mantener su funcionamiento de manera remota, fácil y eficiente. Es así como la comunidad científica se ha interesado en los últimos años en el concepto de cosechamiento de energía (energy harvesting) que es capturar y gestionar pequeñas cantidades de energía de diferentes fuentes como presión, luz solar, radiofrecuencia (RF), entre otras [Aaronson, 1943]. El tema de este trabajo de investigación tiene aplicación en el campo de cosechamiento de energía de RF, donde el dispositivo que convierte las ondas electromagnéticas de RF presentes en el ambiente a energía de corriente directa (CD) se le denomina rectena [Chandrinós, 1998]. Está compuesta de una antena, un circuito acoplador de impedancias, un circuito rectificador y un filtro pasa banda, como se ilustra en la figura 1.

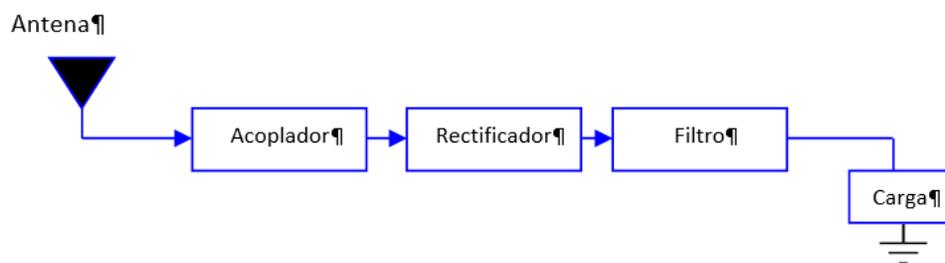


Figura 1 Esquema de rectena para cosechamiento de energía.

La antena captura las ondas electromagnéticas convirtiéndolas a unas ondas guiadas que llegan a un acoplador que permite ajustar las impedancias de la antena y el

circuito rectificador con la finalidad de no perder la energía en reflexiones. Posteriormente, la señal de RF es rectificada usando generalmente puentes de diodos Schottky con 1 o más etapas. Hasta este punto, la señal ya es convertida en CD, no obstante, el uso de diodos genera armónicos indeseables que complican la gestión propia de la energía, esto manifiesta un problema de desacoplo y pérdida de energía, es decir, aunque la energía se tiene ya en CD se puede disipar antes de llegar a la carga provocando que el sistema de la rectena no sea eficiente. Para atacar este problema, en la literatura se pueden encontrar diversos trabajos científicos de los cuales se mencionarán los más sobresalientes. En la investigación [Kang, 2017] se propuso un diseño de un filtro de 3 a 8 GHz para reducción de armónicos en una rectena de 2.45 GHz. También, se presentó un diseño de una rectena en la frecuencia de 2.45 GHz con una antena de polarización dual con el objetivo de reducir los armónicos en la misma estructura de la antena [Chou, 2014] [Song, 2015]. Por otra parte, también se ha investigado el uso de brazos radiales de tercer orden para filtrar y reducir armónicos en una rectena con polarización circular en [Yo, 2008]. Y también se ha diseñado una rectena con filtro coplanar de tercer orden en 5.8 GHz en [Ma, 2014]. Como puede notarse, la mayoría de los trabajos existentes han diseñado filtros en frecuencias de 2.4 y 5.8 GHz, que normalmente se utilizan para la tecnología WIFI. No obstante, con la apertura de nuevas frecuencias para el uso de sistemas de quinta generación (5G) y la llegada del internet de las cosas, se requiere tecnología en las frecuencias de 3.2 a 4.2 GHz, 24 a 28 GHz y en de 40 a 60 GHz. En este caso, para el caso de sistemas cosechamiento de energía, este trabajo de investigación propone un filtro pasa banda en tecnología de microcinta para su uso en una rectena que opere frecuencias bajas de 5G. En las próximas secciones de este artículo se describirán la metodología de diseño y una discusión de los resultados obtenidos.

2. Métodos

Para la elaboración del filtro se propone el uso de la técnica de líneas acopladas por ser eficiente para comportamientos pasa banda [Hong, 2004]. Normalmente, esta técnica se utiliza en la elaboración de filtros que eliminan armónicos no

deseados, consisten en dos líneas de microcinta de ancho W donde están en la configuración de borde o acoplamiento paralelo con una separación S . Esta estructura de línea acoplada admite dos modos cuasi-TEM, es decir, el modo par y el modo impar, para una excitación de modo uniforme, ambas líneas de microcinta tienen los mismos potenciales de voltaje o llevan las mismas cargas de señal positiva [Hong, 2004]. La figura 2 muestra la sección transversal de dos líneas de microcinta de ancho w acopladas con una distancia S . La altura de la tarjeta está definida con la variable h y la permitividad del sustrato se utiliza la variable ϵ_r .



Figura 2 Sección transversal de líneas de microcinta acopladas.

A continuación, se definen las formulaciones matemáticas para la obtención del filtro usando este método que está determinado por una serie de secciones de líneas. Básicamente, el procedimiento de este método inicia determinando valores de un filtro pasa bajo con las expresiones matemáticas de las ecuaciones 1, 2 y 3.

$$Z_0 J_{01} = \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2g_1}} \quad (1)$$

$$Z_0 J_{n,n+1} = \frac{\pi \Delta}{2\sqrt{g_n g_{n+1}}} \quad (2)$$

$$Z_0 J_{N,N+1} = \frac{\pi \Delta}{\sqrt{2g_N g_{N+1}}} \quad (3)$$

Las variables g_n representan los coeficientes inductivos o capacitivos obtenidos con respuesta Chebyshev de orden N y una constante de rizo en las pérdidas de inserción. El término J_n representa la admitancia característica de una sección J invertida o π formada por inductores o capacitores. El proceso para la obtención de estas variables se detalla en [Pozar, 1998]. Donde es necesario la obtención inicial

de un filtro pasa baja, denominado prototipo que considera su frecuencia de corte muy cercano a cero.

Una vez que el filtro pasa bajo de prueba o prototipo es calculado, se requiere su transformación a filtro pasa banda. Para lo que consecuentemente es necesario definir las frecuencias de operación ahora del filtro pasa banda. En este caso, el ancho de banda fraccional del filtro se calcula con la ecuación 4.

$$\Delta = \frac{W_2 - W_1}{W_0} \quad (4)$$

Y la frecuencia central del filtro se calcula con la ecuación 5.

$$W_0 = \sqrt{W_2 W_1} \quad (5)$$

Cada línea es básicamente una conexión J invertida o π . En la figura 3 se muestra el circuito equivalente de las líneas acopladas.

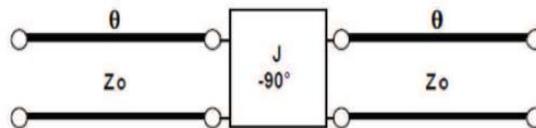


Figura 3 Circuito equivalente de la línea acoplada.

Donde $\theta = \pi/2$ lo que permite un desfase de media onda en las líneas extremas. Una vez defino el circuito equivalente de cada línea, es necesario la obtención de las impedancias de las líneas de transmisión en circuito abierto y en circuito cerrado Z_{0e} y Z_{0o} se utilizan las ecuaciones 6 y 7.

$$Z_{0e} = Z_0[1 + JZ_0 + (JZ_0)^2] \quad (6)$$

$$Z_{0o} = Z_0[1 - JZ_0 + (JZ_0)^2] \quad (7)$$

Donde la variable Z_0 es la impedancia de la línea de entrada que es conectada a la estructura del filtro. Las impedancias encontradas con las ecuaciones 6 y 7 son necesarias para definir las dimensiones de la estructura de las líneas acopladas en tecnología microcinta. Detalles del cálculo de estas impedancias pueden ser encontradas en [Hong, 2004] [Pozar, 1998]. En este caso, la figura 4 muestra una representación gráfica de la estructura líneas en paralelo que forma el circuito de

RF, estas líneas acopladas están ubicadas en forma paralelas en la tarjeta electrónica. Observe que las líneas no están conectadas entre sí, en su defecto existen separaciones entre ellas, las cuales son útiles para realizar los acoplamientos entre ellas y provocar la funcionalidad de filtraje.

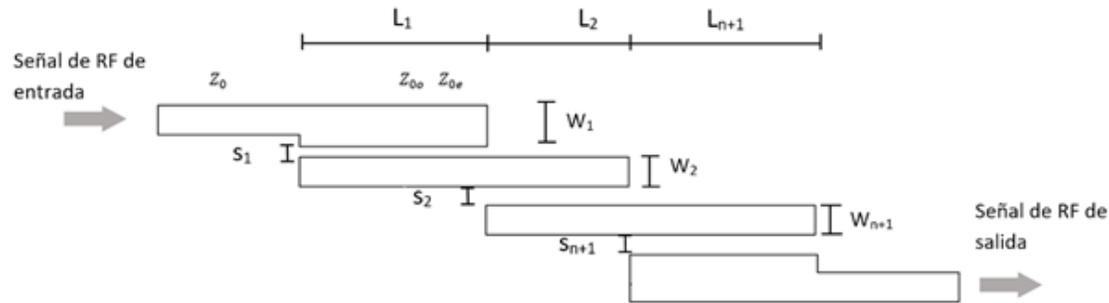


Figura 4 Estructura del filtro en tecnología de microcinta.

Las separaciones entre las líneas están definidas por la variable s y el grosor de estas por la variable W . Ambas pueden ser obtenidas utilizando la metodología presente en [Millgan, 1977] [Wong, 1979]. Las longitudes de las líneas acopladas están determinadas por las variables L y se calculan con la ecuación 8 utilizando el índice $j = 1, 2, 3, etc.$

$$l_j = \frac{\lambda_0}{4(\sqrt{(\epsilon_{re})x(\epsilon_{r0})})^{1/2}} - \Delta l_j \quad (8)$$

Donde ϵ_{re} y ϵ_{r0} son las constantes dieléctricas efectivas del material para los modos par e impar. El término λ_0 es la longitud de onda de la señal y Δl es el incremento de longitudes de las líneas acopladas. Se infiere entonces que para la obtención de la estructura del filtro se requiere especificar las características del sustrato a utilizar tal como el valor de permitividad ϵ , grosor de la tarjeta h y pérdidas tangenciales definidas por δ . Se presentan los resultados de la implementación de este método para un filtro pasa banda en frecuencias de 5G.

3. Resultados

Primeramente, se calcularon las impedancias de las ecuaciones 6 y 7 por el método de líneas acopladas en el lenguaje de programación MATLAB [MathWorks,

2020]. En este caso, se configuró el método para un valor de orden $N = 4$ con distribución Chebyshev y un rizo de 0.5 dB de pérdidas de inserción en el rango de frecuencias filtradas. Inicialmente, la frecuencia central se especificó en $f_c = 3.6$ GHz con un ancho de banda del 10%. El material utilizado para la implementación de este filtro es Rogers 3006 con una constante dieléctrica o permitividad de $\epsilon = 6.15$, un espesor de $h = 1.28$ mm, pérdidas tangenciales de $\delta = 0.002$ y un espesor de cobre de $35 \mu\text{m}$. Los valores que se obtuvieron después de implementar el método se muestran en la tabla 1.

Los valores de las impedancias obtenidas en MATLAB son utilizados para simular el diagrama esquemático en el software de simulación ADS (Avance Design System) [Pathwave, 2020] como se muestra en la figura 5 donde se utiliza la herramienta LineCal para la adquisición de los valores ancho y largo de las pistas paralelas.

Tabla 1 Modo de filtro pasa banda obtenido en MATLAB.

N	g_n	Admitancias J_n	Impedancia del modo par Z_{0e} (Ω)	Impedancia del modo impar Z_{0o} (Ω)
1	1.6703	0.3067	70.0353	39.3689
2	1.1926	0.1113	56.1841	45.0546
3	2.3661	0.0935	55.1127	45.7617
4	0.8419	0.1113	56.1840	45.0546
5	1.9841	0.3067	70.0345	39.3691

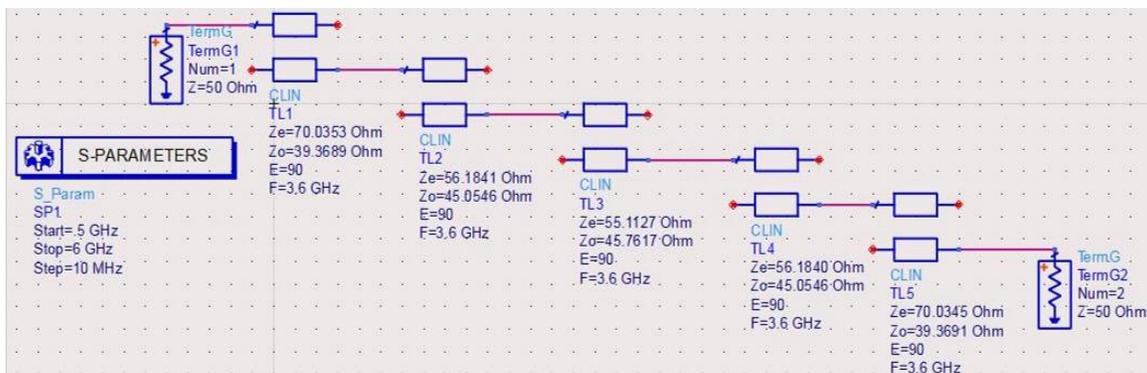


Figura 5 Diagrama de Modo par e impar filtro pasa banda en software ADS.

Posteriormente, la simulación logra encontrar los parámetros de dispersión S_{11} y S_{12} , en este caso, la figura 6 ilustra el comportamiento de ambos parámetros. Se puede

observar que el filtro esta funcionando debido a que el parámetro de S_{11} es el coeficiente de reflexión con un valor menor de -10 dB dentro del rango de frecuencias configurado, esto representa que la señal de entrada del filtro no es reflejada al menos en el 90% de su valor, logrando entrar a la estructura de las lineas acopladas que componen el filtro pasa banda. Contrariamente, el parametro S_{12} se encuentra en 0 dB en el rango de frecuencias lo que indica la ganancia en reversa del filtro particularmente para el puerto de entrada. El ancho de banda de 10% que se configuro como entrada del metodo fue obtenido satisfactoriamente.

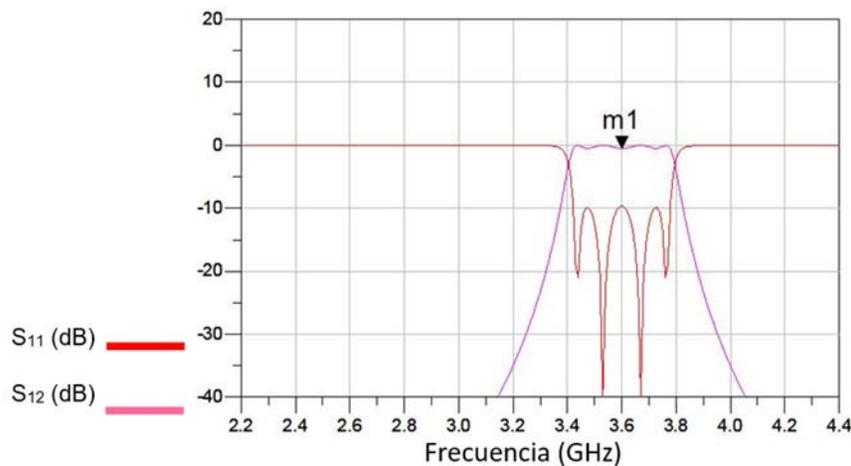


Figura 6 Parámetros de dispersión filtro pasa banda en modelo de impedancias en ADS.

La tabla 2 muestra las dimensiones obtenidas de las lineas copladas para formar la estructura del filtro pasa banda. Estas dimensiones fueron obtenidas mediante la metodología descrita en la sección anterior. En consecuencia, la figura 7 ilustra la simulación en ADS de las lineas acopladas mostradas en la tabla 2.

Tabla 2 Dimensiones de la estructura del filtro.

N	Z_{0e} (Ω)	Z_{0o} (Ω)	W (mm)	S (mm)	L (mm)
1	70.0353	39.3689	1.451	0.483	10.151
2	56.1841	45.0546	1.771	1.637	9.902
3	55.1127	45.7617	1.787	1.918	9.886
4	56.1840	45.0546	1.771	1.637	9.902
5	70.0345	39.3691	1.451	0.483	10.151

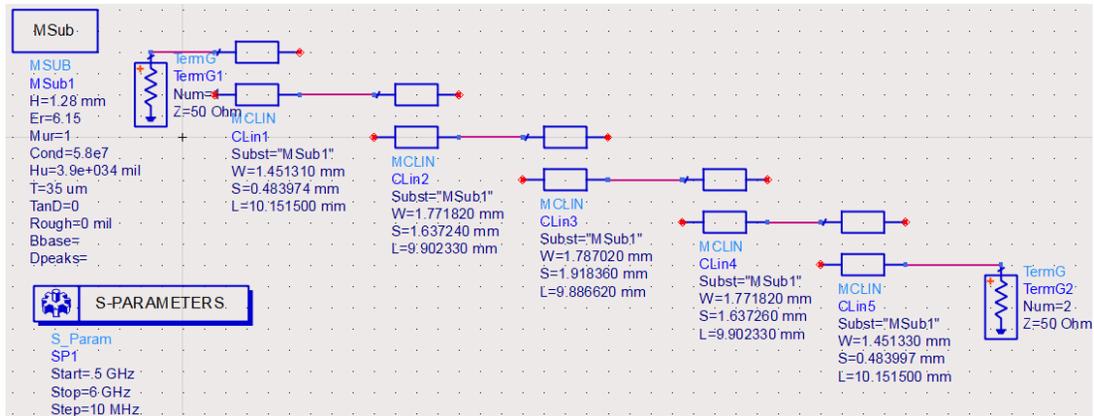


Figura 7 Simulación de líneas acopladas con software ADS.

La figura 8 muestra los parámetros de dispersión para el modelo del filtro con líneas acopladas de la figura 7. Como se puede apreciar el filtro funciona correctamente después de la transformación de valores de impedancias a dimensiones de físicas de líneas de microcinta acopladas, además de considerar las características del material. El coeficiente de reflexión S_{11} se obtuvo por debajo de -10 dB en el rango de frecuencias propuesto. Respecto al parámetro S_{12} se obtuvo un valor prácticamente de 0 dB lo que corresponde a una buena adaptación de la estructura del filtro.

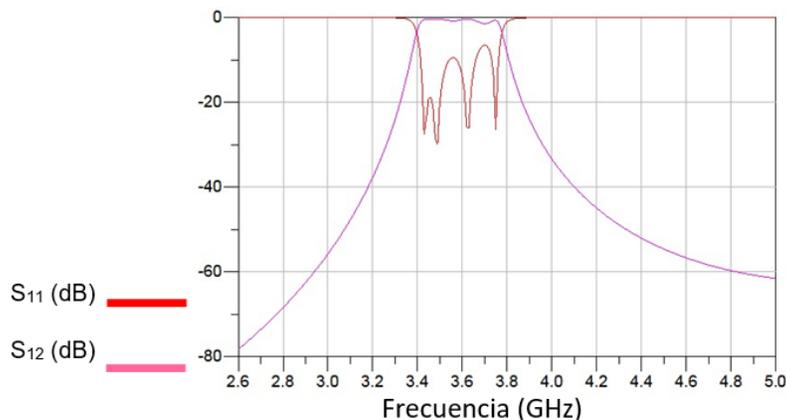
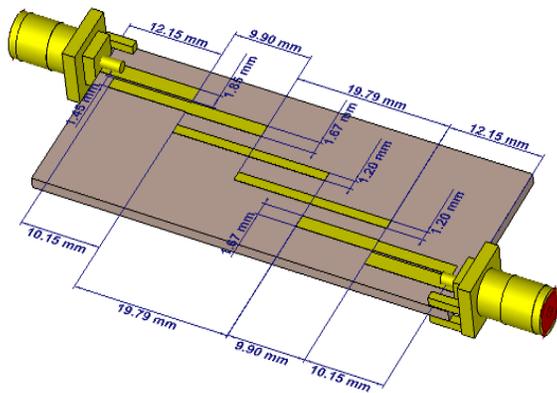


Figura 8 Parámetros de dispersión del filtro pasa banda en modelo de líneas acopladas simulado en ADS.

Hasta este punto se ha descrito los resultados obtenidos después de la aplicación del método. Sin embargo, aunque la estructura funciona correctamente, en la

práctica es necesario agregar al modelo el efecto de conectores de RF, como lo son los conectores SMA. Por tal motivo, el diseño fue simulado también en el software CST Microwave Studio de manera tridimensional, donde es posible agregar la estructura de conectores SMA en la entrada y la salida del filtro. Este software utiliza el método de diferencias finitas para calcular los campos electromagnéticos de cualquier estructura tridimensional.

La figura 9 muestra el modelo implementado del filtro en conjunto con los conectores SMA dentro de la misma estructura. Los conectores SMA son importantes ya que se requieren para poder conectar el filtro al resto de la red. Cabe mencionar que las dimensiones fueron ajustadas ligeramente dentro del software CST Microwave Studio para compensar las pérdidas que generan los conectores. Los valores de las separaciones entre las líneas resultaron $s_1 = 0.284 \text{ mm}$, $s_2 = 1.987 \text{ mm}$, $s_3 = 2.518 \text{ mm}$ y $s_4 = 1.903 \text{ mm}$.



a) CST Microwave Studio



b) Prototipo físico.

Figura 9 Modelo de filtro pasa banda con conectores SMA.

La figura 10 ilustra el comportamiento de los parámetros de dispersión simulados y medidos de la estructura incluyendo los conectores SMA. Se puede observar que la frecuencia de funcionamiento disminuyó ligeramente. En esta nueva aproximación, la frecuencia central se situó en 3.33 GHz con un ancho de banda de 100 MHz. Las dimensiones finales de la tarjeta electrónica son de 53.95 x 21.8 mm. El prototipo final del filtro opera de 3.28 a 3.38 GHz lo que es totalmente válido para frecuencias bajas de sistemas de quinta generación.

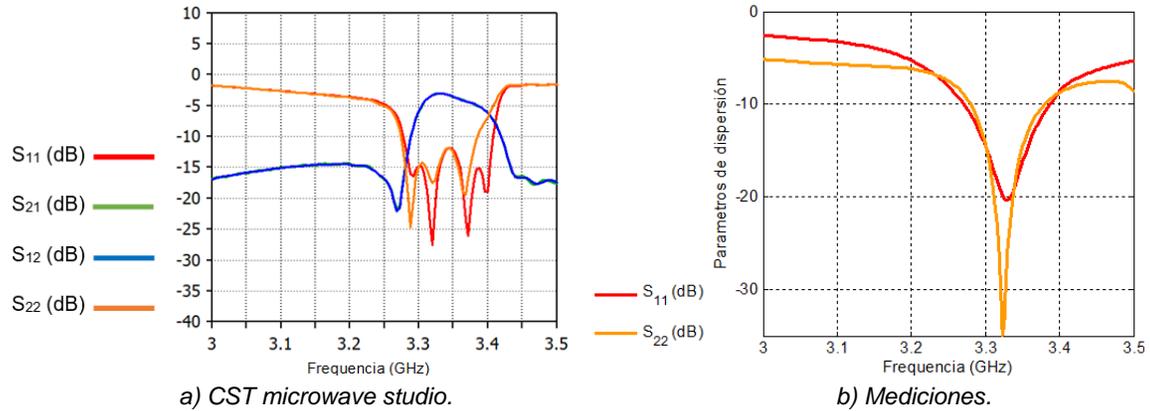


Figura 10 Parametros de dispersión del filtro con conectores SMA.

4. Discusión

El diseño presentado se basó en el método de líneas acopladas, sin embargo, la respuesta final que se obtuvo no fue precisamente la inicial, esto fue debido a que el método de líneas acopladas no considera el efecto que pueden tener conectores SMA. La diferencia de frecuencia fue de 260 MHz respecto a la frecuencia central. Pero cabe mencionar, que los conectores fueron incluidos en la simulación con la intención de ver solamente su efecto y para que en la próxima fabricación del prototipo se facilite de la medición, ya que los conectores SMA serán de utilidad al momento de conectarlos con cables hacia el analizador de redes y con obtener los parámetros de dispersión medidos. Cabe entonces señalar que los conectores SMA no estarán incluidos cuando el filtro sea ya parte de la rectena, circuito de filtrado se conectará directamente a la etapa de rectificación de diodos Schotkky en la misma tarjeta electrónica.

Por otra parte, es importante mencionar que este trabajo se utilizará para el diseño de una agrupación de rectenas circular que actualmente se encuentra en desarrollo.

5. Conclusiones

Este trabajo de investigación ha propuesto un filtro pasa banda con aplicación en sistemas de cosechamiento de energía. El diseño obtenido cuenta con las características de operación en bandas de 5G, compacto y liviano. Dichos atributos son primordiales hoy en día para el desarrollo de las rectenas, ya que se requiere

que este tipo de sistemas sean de bajo perfil, sobre todo a la hora de su instalación final para la recolección de energía electromagnética. Se presentaron los resultados del diseño de prototipo del filtro pasa bandas de líneas acopladas para su futura implementación dentro el sistema de cosechamiento de energía de RF.

6. Bibliografía y Referencias

- [1] Aaronson, S. A Theory of Human Motivation. *Psychological Review*, No. 50, 370-396, 1943.
- [2] Chandrinos, K. V., & Trahanias, P. E. *Web-based Information Systems. ERCIM Workshop Proceedings*. Toronto, Canada. October, 1998.
- [3] Chou, J., Lin, D., Weng, K., and Li H., All Polarization Receiving Rectenna With Harmonic Rejection Property for Wireless Power Transmission, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 10, pp. 5242-5249, doi: 10.1109/TAP.2014.2340895, 2014.
- [4] Hong, J. S. G., & Lancaster, M. J. (2004). *Microstrip filters for RF/microwave applications*, vol. 167. John Wiley & Sons.
- [5] Kang, Z., Lin, X., Tang, C., Mei, P., Liu, W., & Fan, Y. (2017). 2.45-GHz wideband harmonic rejection rectenna for wireless power transfer. *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, 9(5), pp. 977-983. doi:10.1017/S1759078716001082.
- [6] Ma, Z. and Vandenbosch, G., A., E., Wideband Harmonic Rejection Filtenna for Wireless Power Transfer, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 1, pp. 371-377, doi: 10.1109/TAP.2013.2287009, 2014.
- [7] Mathworks, software: <https://www.mathworks.com/downloads/>.
- [8] Millgan, T. A., Dimensions of microstrip coupled lines and interdigital structures, *IEEE Trans., MTT*, 405–410, May 1977.
- [9] Pathwave, software: <https://www.keysight.com/mx/en/products/software/pathwave-design-software/pathwave-advanced-design-system.html>.
- [10] Pozar, D. M. (1998). *Microwave engineering*, johnwiley & sons. Inc., New York, 367-368.

- [11] Simulia, software: https://www.3ds.com/products-services/simulia/?woc=%7B%22brand%22%3A%5B%22brand%2Fsimulia%22%5D%7D&utm_source=cst.com&utm_medium=301&utm_campaign=products.
- [12] Song, C., Huang, Y., Zhou, J., Zhang, J., Yuan, S., and Carter, P., A High-Efficiency Broadband Rectenna for Ambient Wireless Energy Harvesting, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 8, pp. 3486-3495, doi: 10.1109/TAP.2015.2431719, 2015.
- [13] Wong, J., S., Microstrip tapped-line filter design, *IEEE Trans.*, MTT-27, 1, 44–50, 1979.
- [14] Yo, T., Lee C., Hsu, C., and Luo, C., Compact Circularly Polarized Rectenna With Unbalanced Circular Slots, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 3, pp. 882-886, doi: 10.1109/TAP.2008.916956, 2008.