TELEMÁTICA
REVISTA DIGITAL de las Tecnologías de la Información y las Telecomunicaciones
Revista Telemática. Vol.20 No.2, Abril-Junio, 2021, p.62- 76 ISSN 1729-3804

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE FILTRO DE BANDA DOBLE CON METAMATERIALES

Ing. Alex Alberto González Antuch[1], Dr.C. Miguel Eduardo Borrego Corona[2]

[1]LACETEL, Instituto de Investigación y Desarrollo de Telecomunicaciones, Ave. Independencia No.34515, Km 14½,
Reparto 1ro de Mayo, Boyeros, La Habana, Cuba.
[2]Universidad Tecnológica de La Habana ´´José Antonio Hecheverría´´,CUJAE, Ave 114 #11901 e/ Ciclovía y Rotonda, Marianao, La Habana,Cuba.

[1]e-mail: alex@lacetel.cu
[2]e-mail: borrego@tele.cujae.edu.cu

RESUMEN

En la actualidad es imposible imaginar nuestra vida sin el acceso a Internet. Una de las formas que permite el acceso a dicha tecnología es la Wifi, la cual es ampliamente utilizada a nivel mundial. Debido a esto, surgen nuevos estándares, donde se aprecian mejoras con respecto a los precedentes, como por ejemplo el aumento de la velocidad, mayor ancho de banda de los canales y mayor cantidad de dispositivos que pueden enviar o recibir datos al mismo tiempo. Hasta el momento, el último estándar de Wifi lanzado al mercado es el Wifi 6, el cual tiene como característica distintiva que opera en dos bandas al unísono: 2.4GHz y 5.8GHz. Por tanto, en este artículo se diseña y simula un filtro de banda doble que opera en estas frecuencias simultáneamente. El diseño propuesto se basa fundamentalmente en el empleo de metamateriales lo que permite gracias a las características propias de estas estructuras obtener un filtro de tamaño reducido.

PALABRAS CLAVES: Wifi, filtro, banda doble, metamateriales.

DESIGN AND SIMULATION OF DOUBLE BAND FILTER WITH METAMATERIALS

ABSTRACT

At the present time it is impossible to imagine our life without the access to Internet. One way that allows us the access to this technology is the Wifi, which is broadly used at world level. Because of this, new standards arise, where improvements are appreciated with respect to the previous, for example the increase of the speed, bigger width of band of the channels and bigger quantity of devices that can send or receive data at the same time. Until now, the last standard of Wifi rushed to the market is the Wifi 6, which has as distinctive characteristic that operates in two bands in unison: 2.4GHz and 5.8GHz. therefore, in this article it is designed and simulated a filter of double band that operates simultaneously in these frequencies. The proposed design is based fundamentally on the metamaterials employment that allows thanks to the characteristics of these structures to obtain a filter of reduced size.

INDEX TERMS: Wifi, filter, double band, metamaterials.

1. INTRODUCCIÓN

La Wifi es hoy en día una de las tecnologías más utilizadas por la población a nivel mundial como medio de acceso a Internet de forma inalámbrica, en gran medida, gracias a su bajo costo. La relación velocidad/alcance de la señal juega un papel muy importante. Con la implementación del estándar Wifi 6 es posible elegir que banda de operación será utilizada para efectuar la conexión a Internet [1]. La banda de 2.4GHz donde se logra un mayor alcance de la señal, pero mayor interferencia y menor velocidad o conectarse a la banda de 5.8GHz donde a diferencia de la banda anterior es posible obtener una mayor velocidad y menor interferencia, pero con el inconveniente de la disminución del alcance de la señal.

Tradicionalmente los terminales multibanda han utilizado circuitos separados para cada banda, esto implica un mayor consumo, terminales con dimensiones más grandes y, por lo tanto, un costo mayor [2]. Durante los últimos años han aparecido multitud de diseños y circuitos con funcionamiento multibanda, y especialmente de banda doble.

Manuscrito recibido: 2021-01-31, aceptado: 2021-01-31
Sitio web:http://revistatelematica.cujae.edu.cu/index.php/tele

TELEMÁTICA
REVISTA DIGITAL de las Tecnologías de la Información y las Telecomunicaciones
Revista Telemática. Vol.20 No.2, Abril-Junio, 2021, p.62- 76 ISSN 1729-3804

En [3] se diseñan filtros multibanda donde las distintas resonancias magnéticas son determinadas por el número de anillos hexagonales adicionadas a la célula unitaria lo que establece una proporcionalidad entre el tamaño del filtro y el número de resonancias obtenidas, dando como resultado filtros multibanda de gran tamaño. En [4] se diseñó un filtro de banda doble mediante el empleo de Resonadores de Modo Doble (DMR) con diodos varactores como elementos perturbadores y en [5] la respuesta doble banda se obtuvo mediante dos estructuras hairpin con Rama Correctora Interdigital (IDS) en el medio, en ambos diseños se obtuvieron buenos resultados en cuanto a la respuesta del filtro, pero ambos filtros presentan grandes dimensiones.

En [6] se realizó un filtro de banda doble mediante el empleo de estructuras multicapas, pero se obtuvieron altas perdidas por inserción debido a las propiedades de dichas estructuras multicapas. En [7] se obtuvo un filtro de banda doble compacto mediante el empleo de dos resonadores de paso de impedancia (SIR) con pequeñas ranuras en la sección de alta impedancia. En [8], [9], [10] se diseñan filtros de banda doble con tecnología metamaterial lográndose muy buenos resultados en cuanto a pérdidas por inserción y retorno, así como en las dimensiones del diseño.

En [11] se diseña un filtro de banda doble mediante el empleo de un Stepped Impedance- Hexagonal- Split Ring Resonator (SI-H-SRR) obteniéndose buenos resultados en cuanto a la respuesta del filtro y el tamaño, pero se usa una vía a tierra en el borde del circuito como método para dividir la frecuencia fundamental del filtro y lograr la doble resonancia. En [12] se analiza la influencia de la vía a tierra en circuitos integrados donde queda demostrado que cuando las vías a tierra son realizadas en los bordes de los circuitos puede existir atenuación de la señal, la vía a tierra se comporta como un circuito cerrado a bajas frecuencias, pero este efecto disminuye gradualmente con el incremento de las frecuencias, así como también se observa la presencia de ripple en frecuencias superiores a los 5GHz.

Basado en estos resultados, en este artículo se diseña un SI-H-SRR con tecnología metamaterial puesto que permite obtener filtros de tamaño reducido. No se hará uso de vías a tierras como método para dividir la frecuencia fundamental del filtro para evitar cualquier atenuación posible de la señal, esto será logrado con la adición de la sección SIR al diseño. Además, en este trabajo se propone un ajuste de las líneas acopladas del centro con el objetivo de optimizar las frecuencias de operación del filtro.

Metamateriales

Los metamateriales son estructuras artificiales con propiedades electromagnéticas inusuales, no observables en medios convencionales. Estas propiedades tienen su origen en la estructura del diseño y no en su composición [13]. El tamaño de la longitud de onda es siempre inferior al de los elementos que conforman la estructura, lo que permitirá que las propiedades electromagnéticas del medio compuesto difieran a las de cada elemento por separado.

La segunda característica clave en la definición de los metamateriales está relacionada con la permitividad eléctrica ε y la permeabilidad magnética μ [13]. La permitividad es un parámetro que describe cómo un campo eléctrico afecta y es afectado por un medio, mientras que la permeabilidad se relaciona con la capacidad de un medio para atraer y hacer pasar a través de él campos magnéticos.

En particular se pueden distinguir 4 casos posibles, tal y como aparece descrito en la Fig. 1, en la que se ha dividido el plano formado por μ y ε en 4 cuadrantes. El primero de ellos corresponde al caso en el que μ y ε son ambos positivos. Esta situación corresponde a la de un medio transparente convencional (dieléctrico). Existen 2 cuadrantes en los que la propagación no está permitida, es decir, aquellos en los que una de las dos magnitudes μ o ε es negativa y la otra positiva. En este caso la constante de propagación ($\beta=\omega\sqrt{\mu\varepsilon}$) es compleja y la estructura solo admite modos de propagación evanescentes. Por último, existe un cuarto cuadrante en el que la propagación es posible, correspondiente al caso en que μ y ε son ambas negativas. Esta combinación que no aparece de forma espontánea en la naturaleza presenta interesantes propiedades [14] que fueron predichas por Veselago a finales de los 60s. [15]

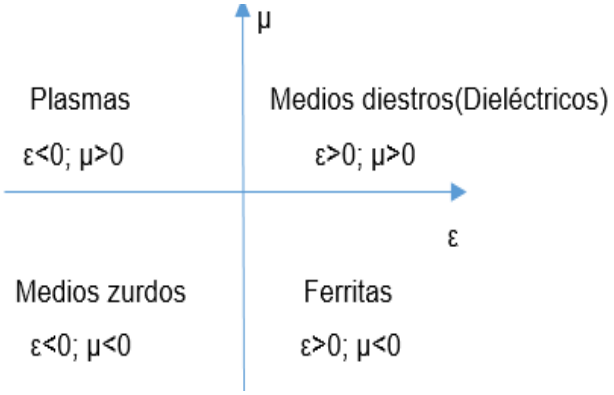


Figura 1: Clasificación de los medios en función del signo de la permitividad y permeabilidad magnética.

Resonadores con metamateriales

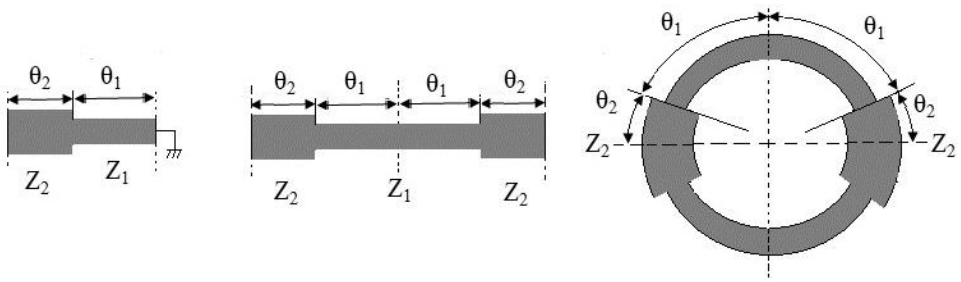
La estructura básica elemental presente en los circuitos de microondas es el resonador. Un tipo de resonador bastante estudiado y utilizado en la última década es el conformado por Anillos Resonadores (SRR). Una característica importante del SRR es su respuesta multibanda [16]. Cada resonador de un solo anillo abierto se puede analizar como una línea de transmisión que forma un lazo abierto. Esto es esencialmente un resonador de media longitud de onda [17].

Existen diversas formas de diseñar resonadores pero debido a que los SRR permiten la obtención de estructuras de pequeña dimensión y diseñar filtros con propiedades interesantes en este artículo se propone un Anillo Resonador Hexagonal con Paso de Impedancia (SI-H-SRR) con el objetivo de reducir el tamaño en comparación con los filtros multibanda empleados en [3].

Este artículo está organizado de la siguiente manera: en la sección 2 se analizan las principales características de los anillos resonadores con paso de impedancia, se hace una caracterización de las matrices que hacen posible definir el diseño como una red de microondas y se analizan distintos substratos para escoger el que permita la obtención del diseño más compacto, mientras que en la sección 3 se presenta el diseño del filtro de banda doble, así como un estudio detallado de cómo influyen en la respuesta final del filtro cada uno de los elementos constitutivos del mismo.

2. ANÁLISIS DEL SI-H-SRR

El Resonador con Paso de Impedancia (SIR) es un resonador con modo Transverso Electromagnético (TEM) o quasi-TEM compuesto por más de dos líneas de transmisión con diferentes características de impedancia. La Fig. 2 muestra ejemplos típicos de la variación estructural en el caso de una configuración de stripline donde las Fig. (a), (b) y (c) son respectivamente ejemplos de λg/4, λg/2 y λg resonadores [18]. Donde λg hace referencia a la longitud de onda guiada. Estas configuraciones también pueden ser realizadas en otras tecnologías de implementación como son las microcintas y las líneas coplanares. Las impedancias características y las correspondientes longitudes eléctricas de las líneas de transmisión son definidas como Z_1 y Z_2, θ_1 y θ_2.



(a) (b) (c)

Figura 2: Estructuras básicas de un SIR. (a) *λg*/4, (b) *λg*/2, (c)*λg*.

TELEMÁTICA
REVISTA DIGITAL de las Tecnologías de la Información y las Telecomunicaciones
Revista Telemática. Vol.20 No.2, Abril-Junio, 2021, p.62- 76 ISSN 1729-3804

Análisis de redes

El análisis de redes proporciona la posibilidad de tratar una línea de transmisión como un parámetro distribuido caracterizado por su longitud, constante de propagación e impedancia característica y así analizar el comportamiento del sistema incluyendo efectos como múltiples reflexiones, pérdidas y transformaciones de impedancia.

La máxima transferencia de energía entre el puerto de entrada y salida se logra cuando existe un acoplamiento de impedancias eficiente. El parámetro que permite analizar cuán eficiente es dicho acoplamiento es la Razón de Onda Estacionaria (ROE). Para medir la ROE es necesario conocer los parámetros de la matriz de impedancia, estos relacionan los voltajes y corrientes totales en los puertos, así como los parámetros de la matriz scattering de la red, los cuales relacionan el voltaje incidente en los puertos con el voltaje que es reflejado por los mismos.

Matriz de impedancia

Si se considera una red de microondas arbitraria con N puertos como se muestra en la Fig. 3, los cuales pueden ser cualquier tipo de líneas de transmisión y uno de los puertos físicos de la red es una guía de onda que soporta más de un modo de propagación, pueden ser adicionados puertos eléctricos y ser considerados como uno de estos modos.

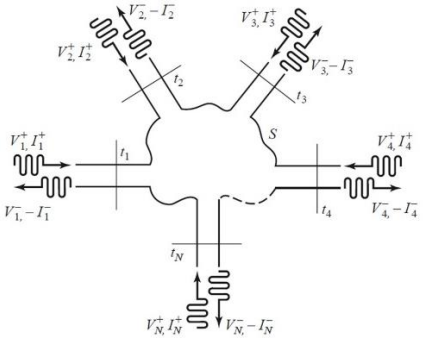


Figura 3: Red de microondas arbitraria de N puertos.

En un punto específico del enésimo puerto, tn es definido por voltajes y corrientes incidentes (V_n^+, I_n^+) así como reflejadas (V_n^-, I_n^-). Los planos terminales son importantes proveyendo referencias de fase para los fasores de voltaje y corriente. En el enésimo plano terminal, el voltaje y la corriente total son dados por las ecuaciones 1 y 2:

$$V_n = V_n^+ + V_n^- \quad (1)$$

$$I_n = I_n^+ + I_n^- \quad (2)$$

La matriz de impedancia [Z] de una red de microondas relaciona estos voltajes y corrientes. La misma está dada por la ecuación 3.

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & \cdots & Z_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{n1} & \cdots & Z_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathrm{I}_1 \\ \mathrm{I}_n \end{bmatrix} \quad (3)$$

Matriz Scattering. Parámetros S

Una vez que los parámetros de la matriz scattering son conocidos, la conversión a otras matrices de parámetros puede ser realizada en caso de ser necesario. Tomando en consideración la red de N puertos anterior, donde Vn^+ es la amplitud de la onda de voltaje incidente en el puerto *n* y Vn^- es la amplitud de la onda de voltaje reflejada por el mismo puerto. La matriz scattering o matriz [*S*] es definida por la ecuación 4 como sigue. [19]

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_n^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & \cdots & S_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_n^+ \end{bmatrix} \quad (4)$$

Elección del substrato

A la hora de construir un dispositivo, el substrato utilizado tiene gran importancia, no solo proporcionándole al diseño cierta robustez mecánica, sino que también la correcta elección de la constante dieléctrica influirá en las dimensiones del diseño, bajas constantes dieléctricas conllevan a diseños menos compactos mientras que el espesor está directamente relacionado con las pérdidas por inserción. Todos los tipos de substratos pueden ser agrupados en cinco categorías fundamentales: cerámicos, semiconductores, ferro-magnéticos, sintéticos y compuestos.

Como ejemplo de substrato cerámico usado en los circuitos de microcinta es la alúmina (Al_2 O3) de una ε_r de alrededor de 10. Tiene características eléctricas deseadas como: bajas pérdidas (tan σ < 10-3), permitividades elevadas, menos dispersión con la frecuencia, sin embargo, es rígida y quebradiza y por consiguiente difícil de procesar mecánicamente. Exhibe buenas características eléctricas, pero es muy costoso y altamente anisótropo [20]. Puede ser usado en aplicaciones de bajas pérdidas, en las frecuencias de ondas milimétricas.

Los substratos semiconductores son de tipo de Arsenio de Galium (GaAs) o Silicium (Si). Permiten comúnmente la fabricación de circuitos pasivos [20]. Sin embargo, el tamaño de substratos semiconductores disponibles es demasiado pequeño para ser usado en frecuencias de microondas.

El uso de substratos de ferrita se ha popularizado. Estos son anisótropos por naturaleza. La ferrita tiene un valor de permitividad relativa en el rango de 9 a 16 y generalmente tiene bajas pérdidas dieléctricas [20].

Los substratos sintéticos, entre los que se encuentran el teflón y el polietileno presentan baja permitividad [20] siendo adecuados para diseños en líneas de microcinta, sin embargo, presentan desventajas en cuanto a sus propiedades mecánicas, porque son poco robustos e inestables con la temperatura [20].

Los substratos compuestos surgen al combinar fibra de vidrio, cuarzo o cerámica en la proporción adecuada a materiales orgánicos o sintéticos. Actualmente una variedad muy amplia de productos está disponible en un rango de permitividad de 2.1 a 10 y tangente de pérdidas de 0.0005 a 0.002 a la frecuencia de 10 GHz, por ejemplo, productos como el duroid son comúnmente utilizados para realizar circuitos impresos. [21]

Para la realización de este artículo se escogió como material dieléctrico RT/ duroid 6006 que presenta una constante dieléctrica de 6.15 y tangente de pérdida de 0.002 [21]. Esta ε_r es ideal para lograr un tamaño lo más compacto posible mientras que el valor bajo de la tan σ propicia una disminución de las líneas de campo eléctrico que penetran en el dieléctrico, lo que implica que las pérdidas por transmisión sean menores. Además, este substrato se encuentra disponible en el software utilizado para la validación del diseño.

3. DISEÑO DEL FILTRO DE BANDA DOBLE. VALIDACIÓN

A continuación, se analizarán por separado los elementos fundamentales que componen la propuesta de diseño final, y a través de la simulación en el software especializado AWR, líder en innovación en el campo de la automatización del diseño electrónico de alta frecuencia [22]. Se analizarán cómo repercuten en la respuesta final del filtro las variaciones de algunos de sus parámetros más importantes como son: la separación entre las líneas acopladas del centro y el largo de las líneas acopladas de entrada y salida [11]. En este trabajo se realiza un ajuste del ancho de las líneas acopladas del centro con el fin de desplazar las frecuencias de operación del filtro como se menciona con anterioridad en la introducción.

TELEMÁTICA
REVISTA DIGITAL de las Tecnologías de la Información y las Telecomunicaciones
Revista Telemática. Vol.20 No.2, Abril-Junio, 2021, p.62- 76 ISSN 1729-3804

Análisis de los elementos constitutivos del diseño

El diseño propuesto está formado por un circuito simétrico que consta de una red de líneas acopladas en forma de V a la entrada y salida, así como un resonador, el cual actúa como circuito de carga de las líneas con paso de impedancia. A continuación, se procederá a hacer un análisis por separado de los elementos que componen el diseño.

En la Fig. 4 se observa la línea acoplada en forma de V de la red de entrada, la cual tiene como dimensiones 6.09 mm de largo, 0.5mm de ancho y 0.12 mm de separación con respecto al borde exterior del H-SRR simple, la misma es idéntica a la red de salida. Estas dimensiones fueron escogidas a partir de los satisfactorios resultados de [23] donde se obtuvo un filtro pasabanda que opera en la frecuencia de 2.45GHz con un substrato de ε_r= 4.4. Al emplearse en este artículo un substrato de ε_r= 6.15 se logró obtener la frecuencia principal en la banda de 5.8GHz.

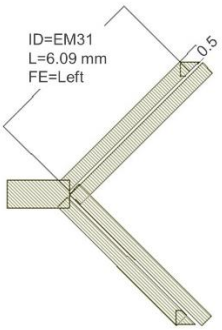


Figura 4: Topología de la red de entrada.

A continuación, en las Fig. 5 y Fig.6 se muestra la herramienta TXLINE del AWR donde fueron introducidos los datos: ε_r = 6.15, H = 0.762 mm, t = 0.035 mm (parámetros del substrato), frecuencia =5.8GHz, largo = 6.09mm y ancho = 0.5mm, obteniéndose el comportamiento de las impedancias del modo par e impar.

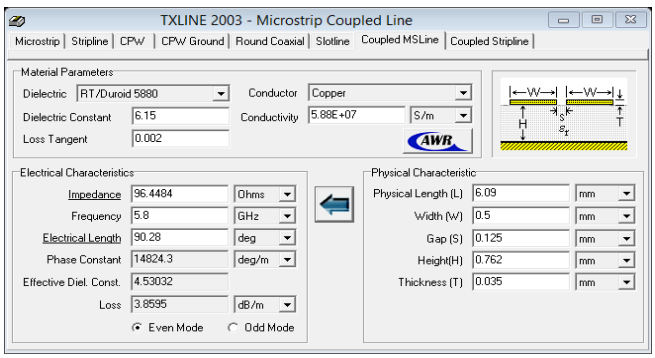


Figura 5: Herramienta TXLINE donde se obtiene la impedancia característica en el modo par de las líneas acopladas de la red de entrada.

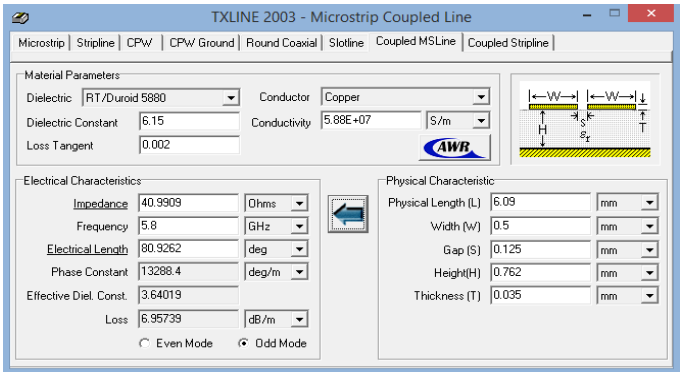


Figura 6: Herramienta TXLINE donde se obtiene la impedancia característica en el modo impar de las líneas acopladas de la red de entrada.

Luego de analizar ambas figuras, se observa cómo ocurre una primera transformación de impedancias que garantiza un acoplamiento con el resonador ya que la impedancia del puerto de entrada es de 50ohm y mediante el acoplamiento en forma de V esta impedancia es modificada a 40.99 ohm (en el modo par) y a 96.44 ohm (en el modo impar).

En la Fig. 7 se muestra la topología del primer resonador, el cual es simétrico al segundo, y ambos tienen características similares.

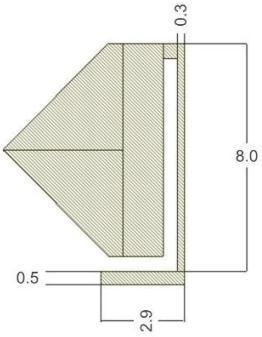


Figura 7: Topología del primer resonador con secciones de transformación de impedancia.

Analizando mediante la herramienta TXLINE las secciones con paso de impedancia, representadas en las Fig. 8 y Fig. 9, a la frecuencia de 2.45GHz (que es el centro de la banda inferior del diseño) se evidencia que el resonador está acoplado por una sección de transformador de impedancia que transforma la impedancia de 71.84 ohm (para L=2.9mm y W=0.5mm) a 86 ohm (para L=8mm y W=0.3mm).

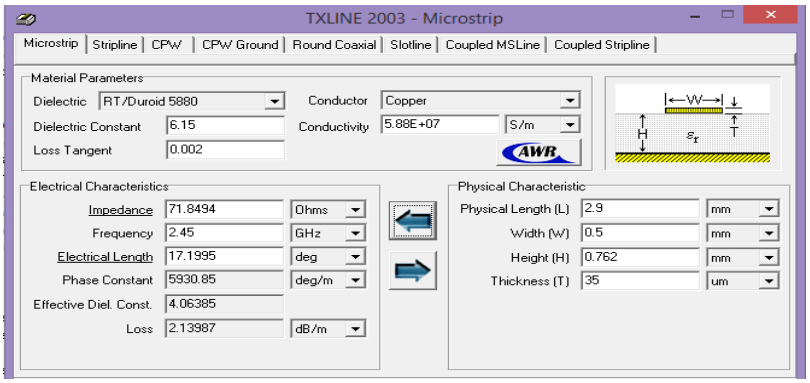


Figura 8: Herramienta TXLINE con impedancia característica de la primera línea.

TELEMÁTICA
REVISTA DIGITAL de las Tecnologías de la Información y las Telecomunicaciones
Revista Telemática. Vol.20 No.2, Abril-Junio, 2021, p.62- 76 ISSN 1729-3804

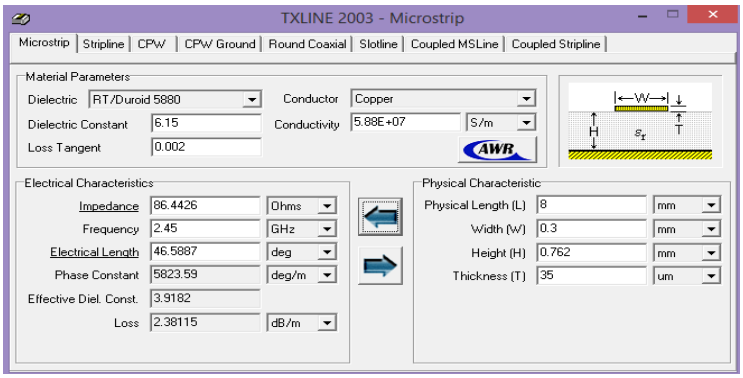


Figura 9: Herramienta TXLINE con impedancia característica de la segunda línea.

Hay que tener en cuenta que estos resonadores poseen un acoplamiento directo por una línea de longitud de 6.61 mm y ancho 0.5 mm, que cambia su longitud eléctrica de 39.2029° a 46,5887°, lo que permite realizar el acoplamiento de impedancia en ambas bandas de frecuencia. Esto se debe a que para diferentes frecuencias se mantiene la impedancia característica, variando la longitud eléctrica, o sea para *L* y W (fijos), si se varía la frecuencia (*f*), entonces la Z_0 se mantiene constante en un rango de frecuencia, pero varió la longitud eléctrica.

Análisis del diseño

Una vez realizado el análisis de los elementos que componen el diseño por separado se procederá a realizar un análisis del SI-H-SRR, así como la influencia de la variación de los parámetros del diseño en la respuesta del filtro.

Análisis del H-SRR simple

A continuación, en la Fig. 10, se muestran los coeficientes de transmisión (S43) y de reflexión (S33) del H-SRR simple mostrado en la Fig. 11 (a). En esta gráfica se observa la obtención de una única banda de paso desde 5.812 GHz hasta 6.039 GHz con un valor máximo de pérdidas por retorno de -15,4 dB, representadas en el eje Y. Con este diseño no es posible obtener una doble resonancia, para ello se necesitaría un anillo hexagonal extra exterior a este, puesto que a mayor tamaño disminuye la frecuencia de operación, por lo que aumentaría considerablemente las dimensiones del diseño. Por este motivo al H-SRR simple se le incorpora una sección de SIR, lo cual permitirá obtener una doble resonancia sin necesidad de aumentar las dimensiones del diseño como se propone en [3]. Por ello, este trabajo logra reducir el tamaño del diseño en [3] y obtiene la doble resonancia incorporando el SIR (mostrado en la Fig. 11 (b)) al H-SRR simple explicado anteriormente.

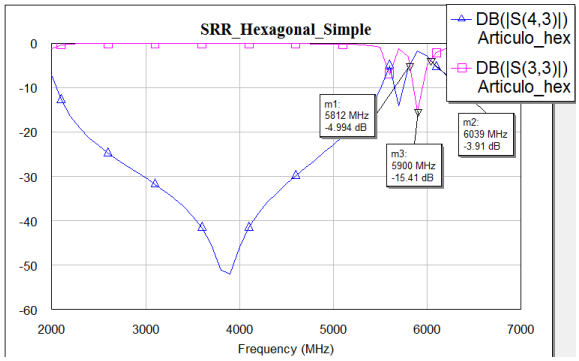
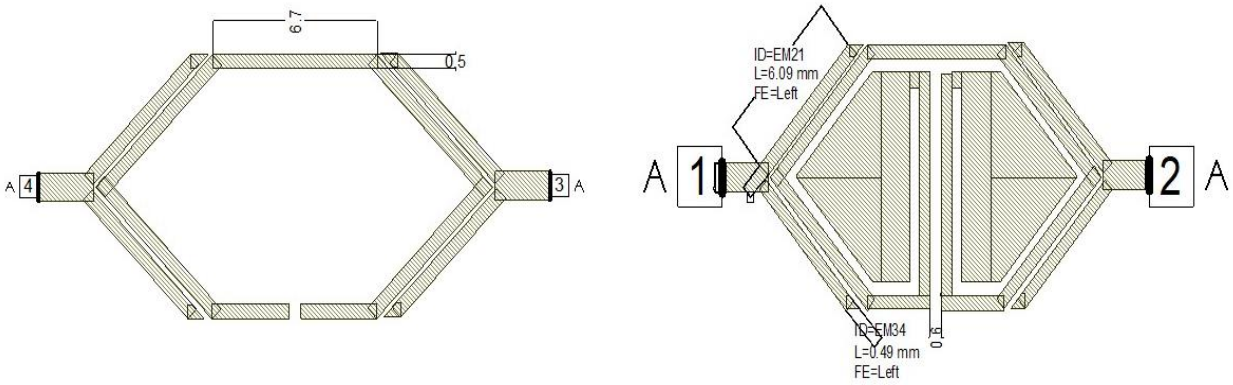


Figura 10: Coeficientes de reflexión y transmisión del H-SRR simple.



(a) (b)

Figura 11: (a) Topología del H-SRR simple, (b) Topología del SI-H-SRR.

A continuación, en la Fig. 12 se muestran los coeficientes de transmisión (S12) y reflexión (S11) del SI-H-SRR y se puede observar cómo aparecen dos bandas de paso en los rangos de frecuencias de 2.908 GHz hasta 3.077 GHz y desde 5.120 GHz hasta 5.341 GHz lográndose así la doble resonancia. Posteriormente se mostrará cómo con la modificación de los parámetros de diseño es posible variar el ancho de banda, así como desplazar los rangos de frecuencias de operación.

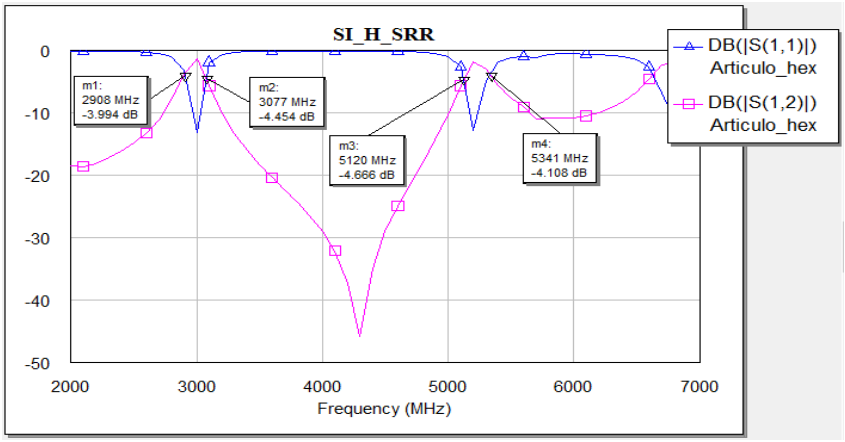


Figura 12: Coeficientes de reflexión y transmisión del SI-H-SRR.

Variación de Parámetros.

Una vez lograda la doble resonancia se hace necesario ajustar las características del filtro en cuanto a frecuencias de operación, ancho de banda, variación de los coeficientes de transmisión y reflexión, y la posición del cero de transmisión. Los parámetros que mayor influencia tienen en la respuesta del filtro son la separación entre las líneas acopladas del centro (G), el largo de las líneas acopladas de entrada y salida en forma de V (L1) y el ancho de las líneas acopladas del centro.

Separación entre las líneas acopladas del centro (G).

Luego de analizar las Fig. 13 y Fig. 14 se puede observar que con la variación de esta apertura se mantienen las dos bandas de paso (2.90 GHz - 3.08 GHz y 5.06 GHz - 5.31 GHz) con pérdidas de transmisión máximas en los bordes de ambas bandas de trabajo en el orden de los -4dB, las pérdidas por retorno también se mantienen prácticamente sin variación con valores máximos en el orden de -13 dB y -10 dB respectivamente en ambas bandas de paso.

TELEMÁTICA
REVISTA DIGITAL de las Tecnologías de la Información y las Telecomunicaciones
Revista Telemática. Vol.20 No.2, Abril-Junio, 2021, p.62- 76 ISSN 1729-3804

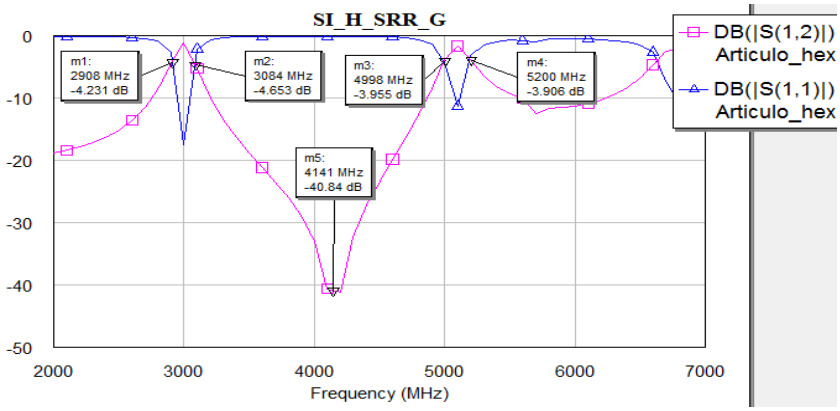


Figura 13: Coeficientes de reflexión y transmisión del SI-H-SRR con G=3.03mm.

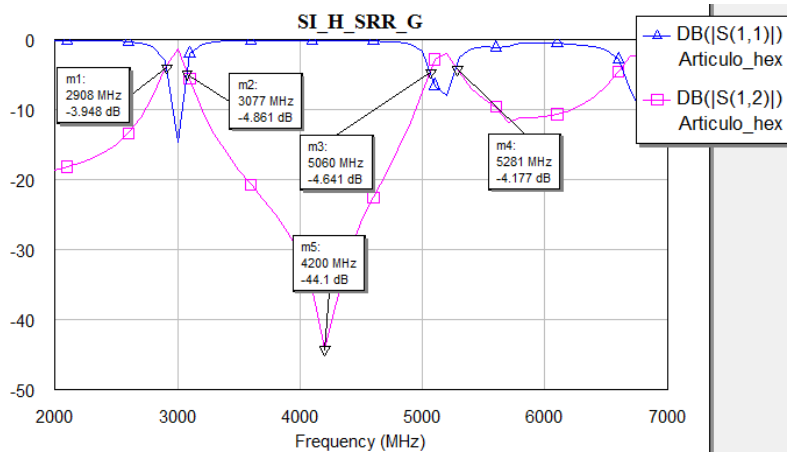
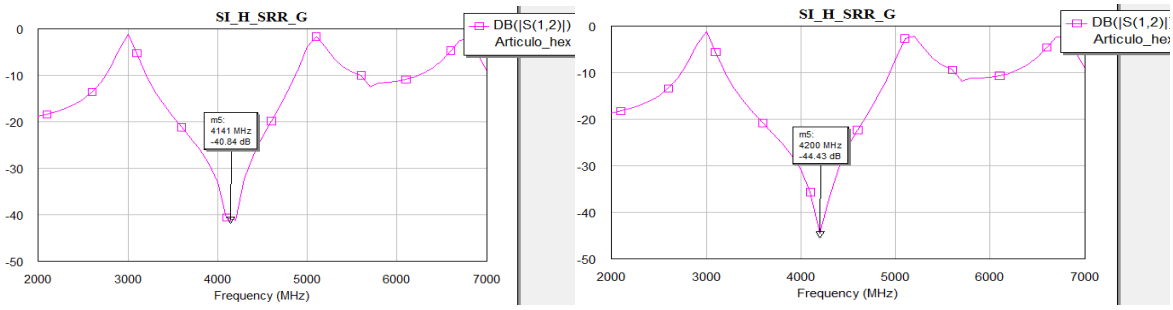


Figura 14: Coeficientes de reflexión y transmisión del SI-H-SRR con G=4.03mm.

En la Fig. 15 (a) se aprecia cómo fuera de las bandas de trabajo se obtiene una atenuación máxima de -40.84 dB a la frecuencia de 4.14 GHz. En la Fig. 15 (b) se aprecia cómo fuera de las bandas de trabajo se obtiene una atenuación máxima de -44.43 dB a la frecuencia de 4.2 GHz.



(a) (b)

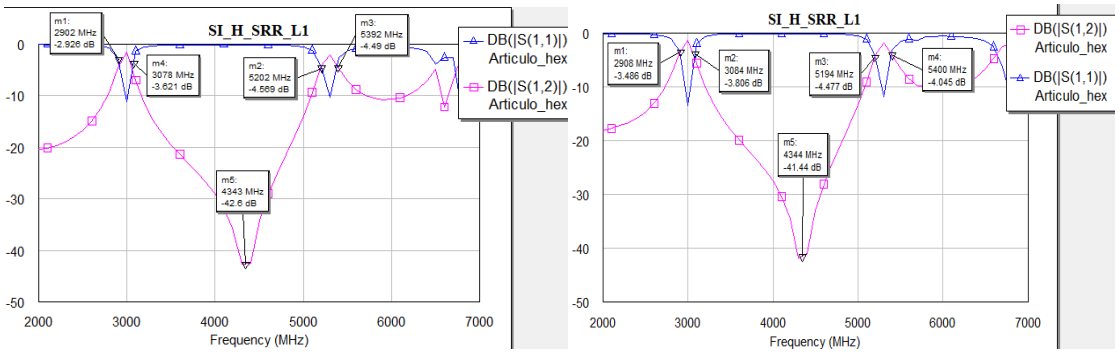
Figura 15: (a) Coeficiente de transmisión del SI-H-SRR con G = 3.03 mm, (b) Coeficiente de transmisión del SI-H-SRR con G = 4.03 mm.

El análisis de estas dos últimas figuras evidencia que la variación de G tiene un efecto notorio en la localización del cero de transmisión [11] dando como resultado que mientras mayor es G más hacia la derecha se corre dicho cero de transmisión.

Largo de las líneas acopladas de entrada y salida en forma de V (L1)

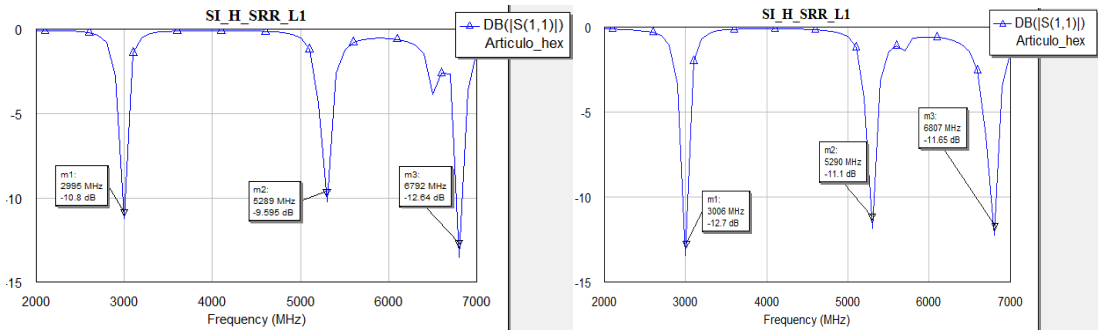
Luego de analizar las Fig. 16 (a) y 16 (b) se puede observar cómo con la variación del largo de estas líneas se mantienen las dos bandas de paso (2.90 GHz - 3.08 GHz y 5.20 GHz - 5.40 GHz) con pérdidas de transmisión máximas en los bordes de ambas bandas de trabajo en el orden de -4 dB.

En la Fig. 17(a) se observa cómo a las frecuencias de 3 GHz y 5.29 GHz se obtienen pérdidas máximas por retorno de -10.8 dB y -9.59 dB. En la Fig. 17 (b) se observa cómo a las frecuencias de 3 GHz y 5.29 GHz se obtienen pérdidas máximas por retorno de -12.7 dB y -11.1 dB.



(a) (b)

Figura 16: (a) Coeficientes de reflexión y transmisión del SI-H-SRR con L1=5.09mm, (b) Coeficientes de reflexión y transmisión del SI-H-SRR con L1=6.09mm.



(a) (b)

Figura 17: (a) Coeficiente de reflexión del SI-H-SRR con L=5.09mm, (b) Coeficiente de reflexión del SI-H-SRR con L=6.09mm.

El análisis de estas dos últimas figuras evidencia que la variación de L1 tiene un efecto notorio en el coeficiente de reflexión [11]. Obteniéndose como resultado que las pérdidas por retorno máximas en ambas bandas de trabajo aumentan mientras mayor es la longitud de dicha línea.

Ancho de las líneas acopladas del centro

A continuación, en la Fig. 18 se observa el diseño final, donde se aprecia que las líneas acopladas del centro no presentan el mismo ancho (W=0.2mm y W=0.1mm). Esto se debe a que con la variación de este parámetro se logra un corrimiento en las frecuencias de trabajo del filtro de banda doble, pero dicho corrimiento no sigue un patrón determinado. Ambos valores de ancho de las líneas acopladas fueron ajustados con precisión de 0.01mm con respecto a [11] donde ambas líneas acopladas presentan como ancho W=0.5mm. De esta forma se obtuvieron dos bandas de paso con frecuencia central en 2.45GHz y 5.8GHz.

TELEMÁTICA
REVISTA DIGITAL de las Tecnologías de la Información y las Telecomunicaciones
Revista Telemática. Vol.20 No.2, Abril-Junio, 2021, p.62- 76 ISSN 1729-3804

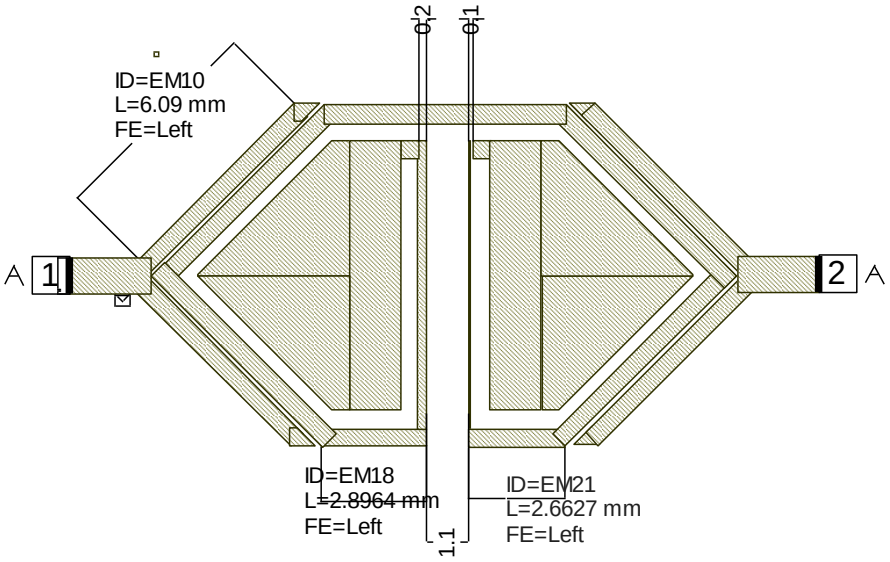


Figura 18: Diseño final del SI-H-SRR.

En la Fig. 19 se aprecia cómo al cambiar el ancho de las líneas acopladas del centro ha ocurrido un corrimiento en las frecuencias de trabajo de ambas bandas de paso hacia las frecuencias deseadas en este artículo, pero las demás características de la respuesta del filtro no han sufrido grandes cambios.

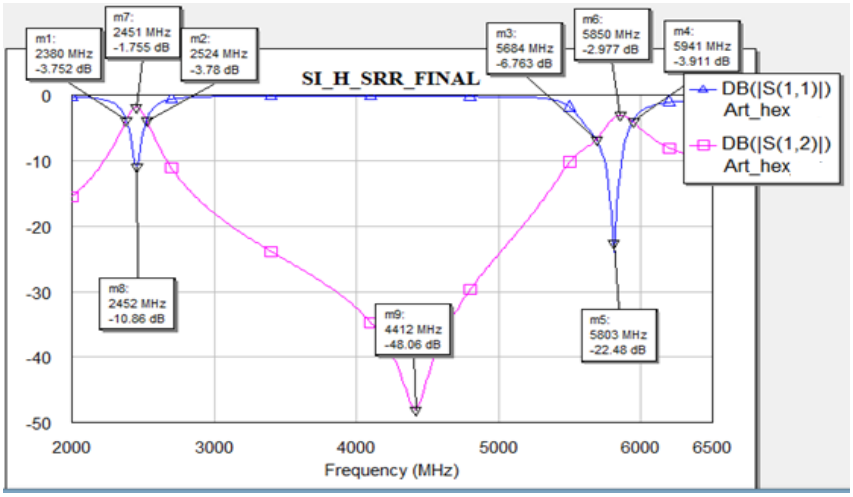
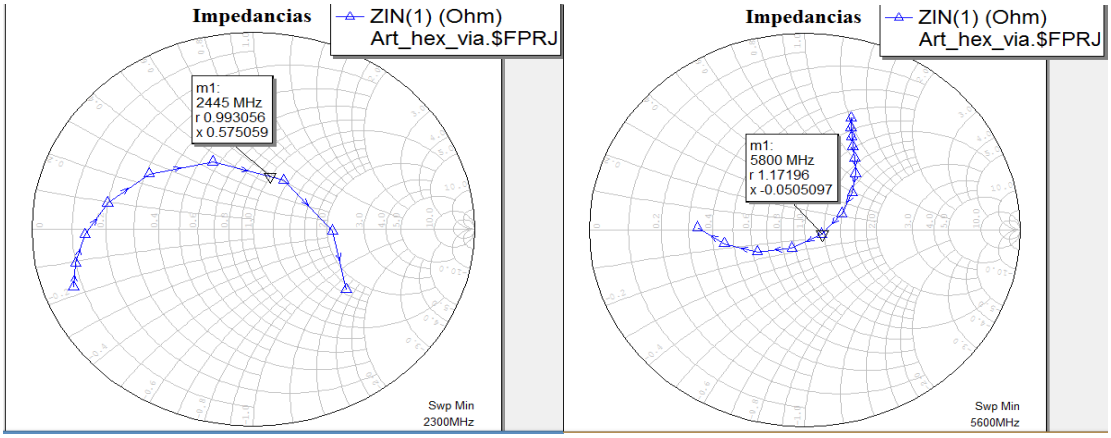


Figura 19: Coeficientes de transmisión y reflexión del SI-H-SRR.

A continuación, en las Fig. 20 (a) y Fig. 20 (b) se observan las impedancias normalizadas del puerto de entrada en la carta de Smith para las frecuencias de 2.4 GHz y 5.8 GHz. Cuando se traza una circunferencia concéntrica de radio igual a la distancia del centro hasta el punto donde están ubicadas las impedancias y luego se ubica el punto de intersección de la misma con los círculos de r_n se aprecia cómo para ambas frecuencias la *ROE* es menor a 1.5. Este valor de *ROE* es similar en el puerto de salida pues el diseño es simétrico.



(a) (b)

Figura 20: (a) Zin del SI-H-SRR_FINAL en la primera banda de trabajo, (b) Zin del SI-H-SRR_FINAL en la segunda banda de trabajo.

Obtención del comportamiento de los parámetros efectivos $\varepsilon_{efectivo}$ y $\mu_{efectivo}$

A continuación, en la Fig. 21 se observa cómo en la banda de 5.8GHz el diseño posee un comportamiento doblemente negativo (DNG) ya que los valores de permitividad eléctrica y permeabilidad magnética son negativos, sin embargo, en la banda de 2.4GHz la permeabilidad magnética es positiva siendo así un medio simplemente negativo (SNG). Los SNG son utilizados como pasabandas mientras que los medios DNG suelen rechazar las bandas de paso, pero esto no es absoluto ya que en un medio DNG si las pendientes son negativas o existe un cambio brusco en las cercanías se pueden comportar como pasabandas.

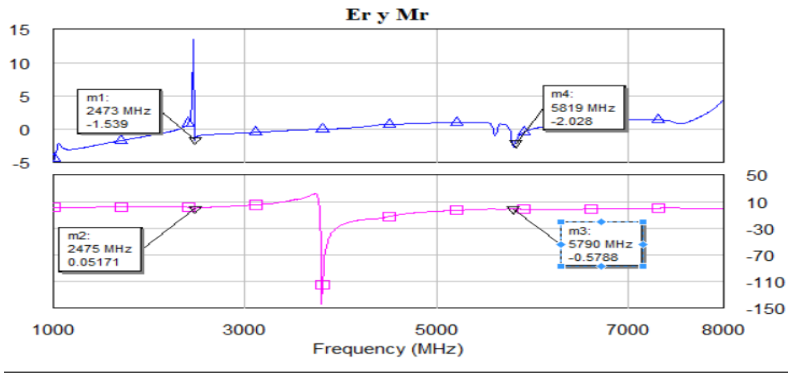


Figura 21: Permitividad eléctrica y permeabilidad magnética del SI-H-SRR_FINAL.

4. CONCLUSIONES

En este artículo se han estudiado las características de las estructuras metamateriales de conjunto con los sistemas con paso de impedancia posibilitando así el diseño de un filtro doble banda SI-H-SRR, el cual luego de su simulación evidenció que es capaz de operar simultáneamente en las bandas de 2.4GHz y 5.8GHz, posibilitando así el acceso a la tecnología Wifi 6. El diseño obtenido posee un área de aproximadamente 180mm^2 lo que lo hace óptimo para su inserción en circuitos eléctricos.

El filtro diseñado posee pocas pérdidas por inserción, en el orden de los -4dB en los bordes de las bandas de paso y coeficientes de reflexión máximos en el orden de los -11dB para la banda de 2.4GHz y de -22dB para la banda de 5.8GHz respectivamente.

Además, posee en ambas bandas de trabajo valores de ROE <= 1.5, resultado que puede ser considerado como satisfactorio.

Revista Telemática. Vol.20 No.2, Abril-Junio, 2021, p.62- 76 ISSN 1729-3804

5. REFERENCIAS

[1] (2020, 24/1). *¿Qué es el wifi 6? Ventajas y novedades del nuevo estándar* Available: https://www.adslzone.net/reportajes/tecnologia/que-es-tecnologia-wifi-6/

[2] E. Martínez Lacambra, "Filtros sincronizables de banda dual," 2009.

[3] H. Benosman and N. B. Hacene, "Multi-band meta-material structures based on hexagonal shaped magnetic resonators," in *2012 24th International Conference on Microelectronics (ICM)*, 2012, pp. 1-4: IEEE.

[4] A. K. Gorur, C. Karpuz, and A. Gorur, "Design of dual-mode dual-band bandpass filter with independently tunable bandwidths and reconfigurable filtering characteristics," in *2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, 2017, pp. 922-925: IEEE.

[5] A. K. Pandey and R. Chauhan, "Miniaturized dual-band BPF for WiMax/WLAN applications," in *2016 IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES)*, 2016, pp. 1-4: IEEE.

[6] E. E. Djoumessi and K. Wu, "Multilayer dual-mode dual-bandpass filter," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 19, no. 1, pp. 21-23, 2008.

[7] A. K. Tiwary, R. Ranjan, and N. Gupta, "Dual bandpass filter using SIR for WLAN," in *2015 International Conference on Microwave and Photonics (ICMAP)*, 2015, pp. 1-2: IEEE.

[8] N. Pandit, R. K. Jaiswal, and N. P. Pathak, "Plasmonic Metamaterial Based Dual-Band Filter," in *2019 USNC-URSI Radio Science Meeting (Joint with AP-S Symposium)*, 2019, pp. 1-2: IEEE.

[9] P. R. C. Araníbar, "Diseño de resonadores de múltiples conductores de anillo abierto con respuesta multi-banda asimétrica en frecuencia en aplicaciones de filtros y antenas," *Universidad Carlos III*, 2019.

[10] M. F. Hasan, A. S. A. Jalal, and E. S. Ahmed, "Compact dual-band microstrip band pass filter design based on stub loaded resonator for wireless applications," in *2017 Progress In Electromagnetics Research Symposium-Spring (PIERS)*, 2017, pp. 1810-1814: IEEE.

[11] Z. Troudi, J. Macháč, and L. Osman, "Compact dual-band bandpass filter using a modified hexagonal split ring resonator," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 62, no. 5, pp. 1893-1899, 2020.

[12] G. M. K. Junejo, "Experimental Analysis of Via-hole-ground Effects in Microwave Integrated Circuits at X-band."

[13] V. Sanz Blanco, "Diseño de componentes de microondas basados en metamateriales," 2014.

[14] J. Bonache Albacete, *Filtros de microondas basados en metamateriales y en resonadores concentrados*. Universitat Autònoma de Barcelona, 2008.

[15] I. Gil, J. Bonache, J. Garcia-Garcia, F. Falcone, and F. Martin, "Metamaterials in microstrip technology for filter applications," in *2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2005, vol. 1, pp. 668-671: IEEE.

[16] J. D. B. Doello, "Diseño, análisis y aplicaciones de metamateriales electromagnéticos," Universidad de Sevilla, 2006.

[17] J.-S. G. Hong and M. J. Lancaster, *Microstrip filters for RF/microwave applications*. John Wiley & Sons, 2004.

[18] M. Makimoto and S. Yamashita, *Microwave resonators and filters for wireless communication: theory, design and application*. Springer Science & Business Media, 2013.

[19] D. M. Pozar, *Microwave engineering*. John wiley & sons, 2011.

[20] J. Concepción and J. Camacho, "Diseño de Antena Rómbica de Microcinta para la banda de 2.4 GHz," Universidad Tecnológica de La Habana, 2016.

[21] (2020). Available: https://rogerscorp.com/advanced-connectivity-solutions/rt-duroid-laminates/rt-duroid-6006-and-6010-2lm-laminates

[22] L. González, "Diseño de una red de acoplamiento de impedancias utilizando estructuras metamateriales.," Universidad Tecnológica de La Habana, 2019.

[23] N. C. Babu and S. K. Menon, "Analysis of hexagonal split ring resonator," in *2016 Progress in Electromagnetic Research Symposium (PIERS)*, 2016, pp. 3478-3481: IEEE.

SOBRE LOS AUTORES

Ing. Alex González Antuch: ORCID: 0000-0002-4159-1826. Ingeniero egresado de La Universidad Tecnológica de La Habana (CUJAE), actualmente reserva científica en el Instituto de Investigaciones y Desarrollo de las Telecomunicaciones (LACETEL).

Dr.C. Miguel Eduardo Borrego Corona: ORCID: 0000-0002-8381-8320. Doctor en Ciencias Técnicas, máster en la especialidad de microondas, investigador auxiliar, profesor auxiliar, orden Carlos J. Finlay, diplomado en electrónica en la Universidad de Hefei, China, 18 publicaciones nacionales e internacionales, cuatro premios de mejor trabajo científico otorgado por la academia de Ciencias. Una tutoría de Doctorado y 10 tutorías de maestria de telecomunicaciones. Participación por más de 10 años en tribunales permanentes de grado científico. Actualmente trabaja la línea de aplicación de nuevas tecnologías de WiFi en sistemas de video vigilancia

CONFLICTO DE INTERESES

No existe conflicto de intereses de los autores ni de las instituciones a las cuales pertenecen los mismos en relación al contenido del artículo aquí reflejado.

CONTRIBUCIONES DE LOS AUTORES

- Ing. Alex González Antuch: Preparación, creación, desarrollo del artículo, validación y simulación del diseño. (70%).
- Dr.C. Miguel Eduardo Borrego Corona: Revisión crítica de cada una de las versiones del borrador del artículo y aprobación de la versión final a publicar, contribución a la idea y organización del artículo, sugerencias acertadas para la conformación de la versión final. (30%).

Esta revista provee acceso libre inmediato a su contenido bajo el principio de hacer disponible gratuitamente investigación al público. Los contenidos de la revista se distribuyen bajo una licencia Creative Commons Attribution-NonCommercial 4.0 Unported License. Se permite la copia y distribución de sus manuscritos por cualquier medio, siempre que mantenga el reconocimiento de sus autores y no se haga uso comercial de las obras.