

Medio EBG basado en estructuras simples en forma de L

Ángel J. García-Collado⁽¹⁾, José Margineda⁽²⁾, Gregorio J. Molina-Cuberos⁽²⁾

ajgarcia@ucam.edu, jmargi@um.es, gregomc@um.es

⁽¹⁾ Geomática, Teledetección y SIG Aplicados. Universidad Católica San Antonio. Avda. Los Jerónimos s/n, Guadalupe, Murcia

⁽²⁾ Dpto. de Electromagnetismo y Electrónica. Universidad de Murcia. Campus de Espinardo, Espinardo, Murcia

Abstract- In the present work a study of the prohibited frequency bands produce in a *microstrip* line when introducing inclusions of metallic elements with "L" shaped has been carried out. The inclusion of these structures on both sides of the transmission line causes the appearance of a broad bandgap within the region of frequencies of interest. It has been found that the existence of more than one row on either side of the line does not significantly modify the response.

In order to extend the bandgap and make it more uniform, several modifications to the parameters and structure distribution has been proposed. It has been found that both the arrangement of a thicker dielectric sheet and the structure tapering can improve the response. Furthermore, they produce a decreasing of the fields and, therefore, unwanted radiation in nearby elements can be reduced.

I. INTRODUCCIÓN

Los medios EBG (*Electromagnetic Band Gap*) son estructuras artificiales, por lo general periódicas, que sirven para limitar la propagación de ondas electromagnéticas en una banda de frecuencias específica, para cualquier ángulo de incidencia y para cualquier estado de la polarización [1]. Las estructuras EBG son realizadas mediante combinación de materiales dieléctricos y conductores, y proceden del estudio en la región óptica (medios PBG, *Photonic Bandgap*). En la banda frecuencial de las microondas, el comportamiento de las estructuras EBG se justifica a través de la teoría clásica de estructuras periódicas, de forma que las inclusiones o celdas unitarias empleadas son similares a las usadas en óptica, con un factor de escala en las dimensiones físicas de las mismas.

Los medios EBG presentan la posibilidad de impedir ondas superficiales, consiguiendo la mejora de características de propagación y de radiación en líneas de transmisión y antenas [2]-[3].

Son muchas las estructuras presentadas en los últimos años que tratan de mejorar alguno de los factores relacionados con la propagación, el filtrado o la eliminación de ondas de superficie. Una de las estructuras más sencilla y más utilizada en el diseño de este tipo de medios es la de tipo champiñón o *mushroom* (*mushroom-like EBG*), de tipo tridimensional, desarrollada por Sievenpiper et al. [4].

Esta estructura es muy compacta y puede ser integrada fácilmente en las placas de circuito impreso. Resulta muy interesante por su bajo coste, la facilidad de fabricación mediante tecnologías de circuitos impresos y la flexibilidad para escalarla. Sin embargo, exhibe características de banda

estrecha, lo que restringe su uso en aplicaciones que requieren banda ancha [5]-[6].

Desarrollos posteriores han buscado mejorar su comportamiento, introduciendo nuevas geometrías, normalmente más complejas, que presentan diversos parámetros que ayudan a ajustar la respuesta del medio EBG a las diferentes necesidades de diseño que se precisan [1], [3]. En este trabajo presentamos una prolongación del estudio de una estructura [7], denominada 4BR (*4 Bend Resonator*) y su comportamiento frente a la variación de algunos de sus parámetros descriptivos. Analizamos el efecto producido en una línea de transmisión *microstrip* estándar al añadir estructuras de este tipo a ambos lados de la misma y planteamos diferentes alternativas de diseño para su aplicación en filtros en banda X. Llevaremos a cabo este estudio haciendo uso de la herramienta de simulación numérica *CST Microwave Studio*[®], que utiliza un algoritmo de integración con el que se analizarán los parámetros S de las estructuras diseñadas.

II. DESCRIPCIÓN DE LA ESTRUCTURA 4BR Y DISEÑO DE LOS MEDIOS EBG

La estructura 4BR consiste en una combinación de cuatro inserciones metálicas unitarias en forma de "L" enfrentadas dos a dos tal y como se muestra en la Fig. 1. Esta estructura es una evolución respecto a las estructuras tridimensionales tratadas previamente [7]. La eliminación de la vía entre las caras del dieléctrico facilita tanto la fabricación como la escalabilidad de las estructuras.

Las dimensiones de cada "L" son $l_1 = 5.6$ mm y $l_2 = 4.5$ mm, con una separación entre extremos s de 0.5 mm. Cada elemento de una pareja se encuentra en una cara de la lámina dieléctrica de $h = 2.4$ mm de grosor. Se sitúan de manera que quedan superpuestos los extremos enfrentados diagonalmente de ambas caras. La anchura de segmento es $w = 0.6$ mm.

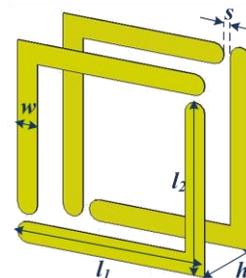


Fig. 1. Estructura 4BR (*4 Bend Resonator*) y dimensiones constructivas.

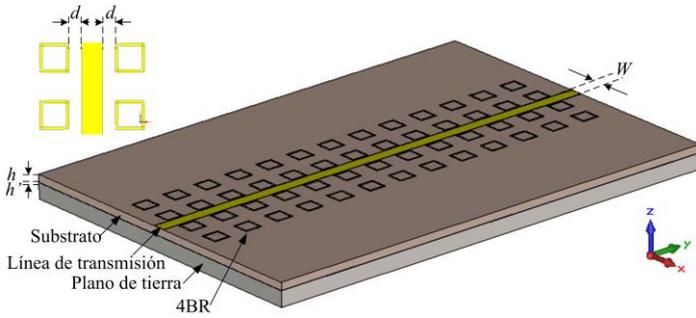


Fig. 2. Línea *microstrip* de 50Ω , con dos filas de inserciones 4BR a cada lado y las principales magnitudes constructivas. Arriba a la izquierda, detalle de la estructura.

Las inserciones 4BR se van a distribuir longitudinalmente a ambos lados de una línea de transmisión *microstrip* con una distancia entre elementos de 5.0 mm . Se dispondrán de una o más filas a ambos lados de la línea, con una distancia entre filas de 5.0 mm [7]. La distancia de la primera fila a la línea de transmisión (d) será un parámetro a estudiar.

La línea de transmisión es una línea *microstrip* estándar sobre sustrato FR-4 ($\epsilon_r = 4.3$, a 10 GHz), de dimensiones $105 \text{ mm} \times 150 \text{ mm}$, con 2.4 mm de grosor (h) y anchura de pista $W = 4.0 \text{ mm}$ para tener una impedancia característica Z_0 de 50Ω [8]. El grosor de la línea de cobre es de $35 \mu\text{m}$. A fin de evitar el contacto metálico entre las estructuras 4BR situadas en la parte inferior del dieléctrico con el plano de tierra, se ha interpuesto una lámina de aire de espesor h' , Figura 2.

III. SIMULACIÓN NUMÉRICA Y RESULTADOS

Compararemos la respuesta obtenida para una línea *microstrip* sin presencia de ningún tipo de inclusión metálica en sus lados con la respuesta que se obtiene al añadir las inserciones metálicas 4BR y variar diferentes parámetros de interés. Las estructuras resultantes han sido analizadas mediante simulación numérica en el dominio del tiempo usando *Transient Solver* de *CST Microwave Studio*®.

Se ha comprobado que existen algunos parámetros de diseño, especialmente los relacionados con la geometría y la distribución espacial de la estructura 4BR (l_1 , l_2 , s , h , periodicidad) que afectan directamente a la región de frecuencias donde se producen los efectos de resonancia y las zonas de *bandgap*. Los valores de estos parámetros han sido seleccionados para lograr efectos de interés en la banda entre 4 y 16 GHz . Otros parámetros de diseño (d , h' , número de inclusiones) afectan a la forma de la respuesta, pero no a las frecuencias donde ésta tiene lugar. Estos parámetros serán los que se evalúen fundamentalmente en este trabajo.

En la Fig. 3 se representan los parámetros S_{21} de la línea de transmisión con una fila de inclusiones 4BR a cada lado de la misma, Fig. 3(a), y con dos filas de inclusiones 4BR a cada lado, Fig. 3(b), para diferentes valores de la distancia d . Se observa la aparición de una región de frecuencias prohibidas y que para ambos casos se obtiene una respuesta similar, con presencia de máximos y mínimos relativos ubicados en las mismas frecuencias. A la vista de estos resultados resulta evidente que la introducción de más de una fila a cada lado de la línea de transmisión no tiene ningún efecto por lo que resulta innecesaria. Si se analizan las diferentes respuestas del parámetro de transmisión para diferentes valores de d , con el valor de h' fijado en 0.1 mm y

la distribución descrita anteriormente, se puede concluir que valores pequeños de d producen mayor atenuación de las frecuencias que se sitúan dentro del *bandgap*. En el caso de $d = 0.15 \text{ mm}$ se logra una región de *bandgap* (definida a -15 dB respecto del valor del parámetro S_{21} en la línea de transmisión sin inclusiones) de $\sim 6.7 \text{ GHz}$ ($6.8 \text{ GHz} - 13.5 \text{ GHz}$). Sin embargo, en torno a 10.3 GHz existe un máximo relativo del parámetro de transmisión que podría dividir la región de *bandgap* en dos partes, tal y como tiene lugar para valores de d mayores.

Para poder usar la estructura como un filtro, es necesario disminuir el valor del máximo relativo situado en la zona central de la banda prohibida, lo que se logra aumentando el valor de h' , Fig. 4. Se comprueba que para valores pequeños de d dicho máximo relativo decrece. Para $d = 0.15 \text{ mm}$ se pasa de -18 dB a -30 dB . En este caso, se logra un *bandgap* de $\sim 6.8 \text{ GHz}$ ($6.7 \text{ GHz} - 13.5 \text{ GHz}$), lo que supone prácticamente el mismo ancho de *bandgap*, pero en este caso se ha eliminado en gran medida el máximo relativo situado en $\sim 10.3 \text{ GHz}$, que se sitúa por debajo de los -30 dB . Por otra parte, cabe resaltar el hecho de que el parámetro S_{21} tras el *bandgap* no se aproxima al comportamiento de la línea de transmisión tal y como ocurre para el caso de $h' = 0.1 \text{ mm}$, manteniendo un valor de -10 dB de forma continuada respecto de aquella. Esto puede ser de interés como primer paso para la consecución de un filtro paso bajo.

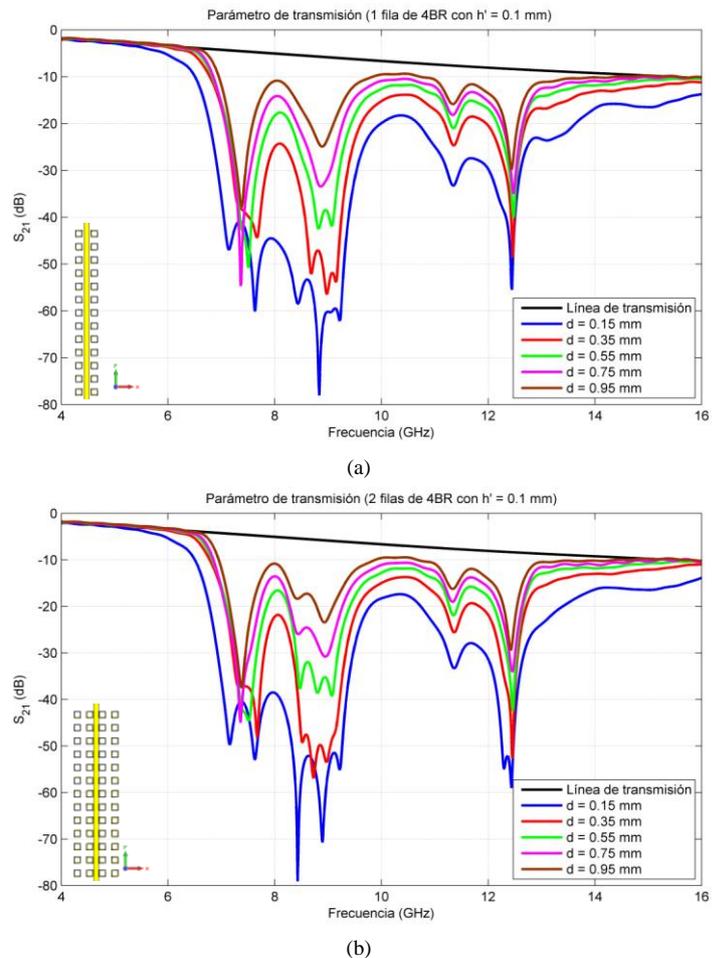


Fig. 3. Parámetros de transmisión para diferentes configuraciones. (a) Línea de transmisión con una fila de 4BR a cada lado, $h' = 0.1 \text{ mm}$ y diferentes valores de d ($0.15, 0.35, 0.55, 0.75, 0.95$). (b) Línea de transmisión con dos filas de 4BR a cada lado, $h' = 0.1 \text{ mm}$ y mismos valores de d que en (a).

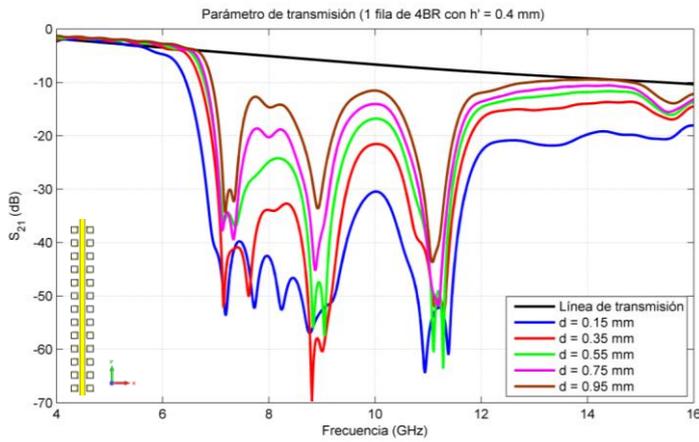


Fig. 4. Parámetros de transmisión para diferentes configuraciones. Línea de transmisión con una fila de 4BR a cada lado, $h' = 0.4$ mm y diferentes valores de d (0.15, 0.35, 0.55, 0.75, 0.95 mm).

Otra forma alternativa y/o complementaria para mejorar el comportamiento descrito anteriormente consiste en realizar un escalamiento de las dimensiones de las estructuras 4BR siguiendo un determinado patrón (función de apodización o *tapered*) [9-12]. En nuestro caso, se ha optado por una función triangular en la que el elemento central es un 30% mayor que el original y los elementos de los extremos un 30% menores. Este escalamiento se ha realizado de forma que sólo afecta a las dimensiones l_1 y l_2 de las estructuras “L”.

La Figura 5 muestra el parámetro S_{21} resultante de aplicar esta modificación en las estructuras 4BR, con las dimensiones $d = 0.15$ mm y $h' = 0.4$ mm. Se comprueba que, además de minimizar los máximos relativos existentes en los casos anteriores en la región de *bandgap* (~ 10.3 GHz), éste se prolonga dentro de toda la banda estudiada, constituyendo un filtro paso bajo. La caída de la frecuencia de corte es menos abrupta que en los casos previos.

En conjunto, este comportamiento como filtro de la estructura propuesta puede ser justificado por la participación de dos factores confluyentes: la distribución periódica de las inserciones metálicas, cuyo efecto filtrante queda explicado a través de la teoría clásica de estructuras periódicas [8], y la propia resonancia de cada celda unidad (4BR) que interactúa con el resto de celdas y con la línea de transmisión, [13].

Cuando ambos factores se producen a las mismas frecuencias sus efectos de filtrado son más importantes. Se ha evaluado el comportamiento del campo eléctrico para las diferentes situaciones presentadas en este trabajo. En la Fig. 6 se muestra el módulo del campo eléctrico en la superficie del dieléctrico. Se puede observar la forma en la que las inserciones afectan a la distribución del campo. La línea de transmisión sin inclusiones, en toda la banda de frecuencias analizada, se comporta transmitiendo la señal que se introduce por su puerto de entrada, Fig. 6(a). Cuando se analiza esta línea con presencia de una o dos filas de inserciones 4BR, en una frecuencia dentro de la región de *bandgap* (8.8 GHz) con $d = 0.15$ mm y $h' = 0.1$ mm, Fig. 6(b) y Fig. 6(c), se comprueba que la línea deja de transmitir, con magnitudes de campos eléctricos en torno a la línea diferentes en función de la distribución de inserciones que se trate.

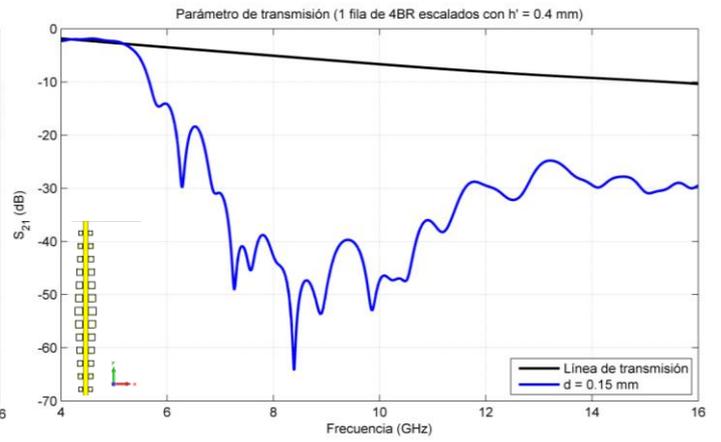


Fig. 5. Parámetros de transmisión de la línea de transmisión sin inclusiones metálicas y con una fila de inclusiones 4BR escaladas a cada lado, $h' = 0.4$ mm y $d = 0.15$ mm.

De nuevo, se pone de manifiesto que la inclusión de más de una fila de inclusiones no aporta cambios de comportamiento significativos. El comportamiento de la estructura, a la misma frecuencia, en el caso de $d = 0.15$ mm y $h' = 0.4$ mm, Fig. 6(d), no difiere con respecto a la situación con un valor de h' menor. Por último, la Fig. 6(e) recoge la magnitud de campo eléctrico a 8.8 GHz, con $d = 0.15$ mm y $h' = 0.4$ mm, al escalar las dimensiones de los elementos 4BR. Se puede observar que, además de la no transmisión, se reduce drásticamente el campo eléctrico para puntos cercanos a las inserciones, lo que disminuiría el acoplamiento con líneas colocadas en su proximidad.

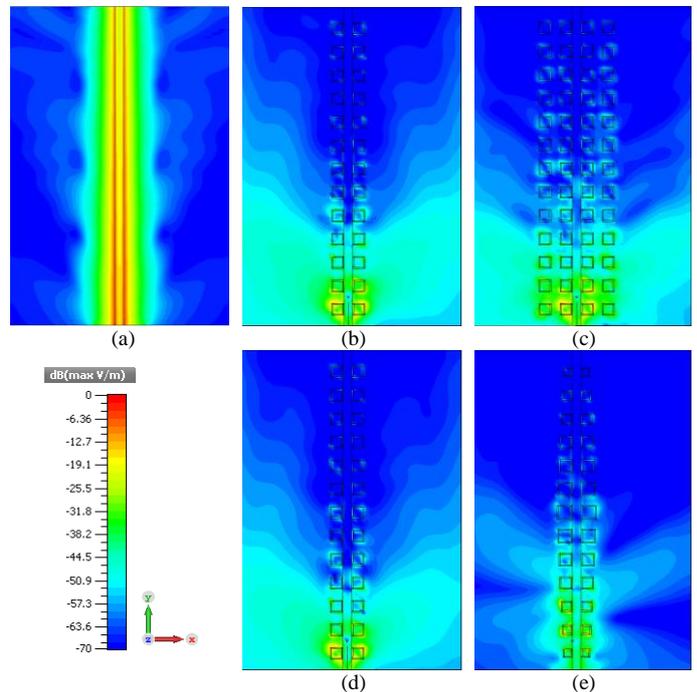


Fig. 6. Magnitud de campo eléctrico en el plano XY. (a) Línea de transmisión a 8.8 GHz. (b) Línea con una fila de elementos 4BR a 8.8 GHz, $d = 0.15$ mm y $h' = 0.1$ mm. (c) Línea con dos filas de elementos 4BR a 8.8 GHz, $d = 0.15$ mm y $h' = 0.1$ mm. (d) Línea con una fila de elementos 4BR a 8.8 GHz, $d = 0.15$ mm y $h' = 0.4$ mm. (e) Línea con una fila de elementos 4BR a 8.8 GHz, $d = 0.15$ mm y $h' = 0.4$ mm y escalados. Todas las representaciones tienen la misma escala.

IV. CONCLUSIONES

En el presente trabajo se ha llevado a cabo un estudio de las bandas de frecuencia prohibidas que se generan en una línea de transmisión de tipo *microstrip* cuando se introducen inclusiones de elementos metálicos en forma de “L” que se agrupan en una estructura que hemos denominado 4BR (*4 Bend Resonator*).

La inclusión de estas estructuras a ambos lados de la línea de transmisión provoca la aparición de una región de *bandgap* amplia dentro de la región de frecuencias de interés. Se ha comprobado que la existencia de más de una fila a cada lado de la línea no modifica significativamente la respuesta en frecuencia.

Con la finalidad de ampliar la región de *bandgap* y hacerla más uniforme, se han propuesto diversas modificaciones de los parámetros constructivos de las estructuras descritas y de su distribución. Se ha observado que la disposición de una lámina de dieléctrico de mayor espesor mejora la respuesta, y que ésta puede ser optimizada si se escalan mediante un proceso de enventanado (función de apodización) las dimensiones de las estructuras 4BR.

El análisis de la amplitud de campo eléctrico dentro y fuera de la región de *bandgap* nos indica que mediante este conjunto de técnicas se puede disminuir la presencia de campos en las proximidades de la línea de transmisión y por lo tanto evitar radiación no deseada en elementos cercanos a esa línea.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido subvencionado por el Ministerio de Economía y Competitividad a través del proyecto de investigación TEC2014-55463-C3-1-P.

REFERENCIAS

- [1] Rahmat-Samii, Y., & Mosallaei, H. (2001). Electromagnetic band-gap structures: classification, characterization, and applications.
- [2] Yang, F., & Rahmat-Samii, Y. (2009). *Electromagnetic band gap structures in antenna engineering*. Cambridge: Cambridge University Press.
- [3] Capolino, F. (2009). Theory and phenomena of metamaterials. CRC press.
- [4] Sievenpiper, D., Zhang, L., Broas, R. F., Alexopolous, N. G., & Yablonovitch, E. (1999). High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 47(11), 2059-2074.
- [5] Elek, F., & Eleftheriades, G. V. (2004). Dispersion analysis of the shielded Sievenpiper structure using multiconductor transmission-line theory. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 14(9), 434-436.
- [6] Yang, L., Fan, M., Chen, F., She, J., & Feng, Z. (2005). A novel compact electromagnetic-bandgap (EBG) structure and its applications for microwave circuits. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 53(1), 183-190.
- [7] García-Collado, A. J., Margineda, J., Martín, E. & Molina-Cuberos, G. J., “Estudio de medios EBG basados en estructuras metálicas en forma de paralelepípedo,” in XXXI Simposium Nacional URSI, Sept. 2016.
- [8] Pozar, D. M. (2009). *Microwave engineering*. John Wiley & Sons.
- [9] de Dios Ruiz, J., Martínez, F. L., & Hinojosa, J. (2011). Novel compact wide-band EBG structure based on tapered 1-D Koch fractal patterns. *IEEE Antennas and wireless propagation letters*, 10, 1104-1107.
- [10] Huang, S. Y., & Lee, Y. H. (2005). Tapered dual-plane compact electromagnetic bandgap microstrip filter structures. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 53(9), 2656-2664.
- [11] Falcone, F., Lopetegi, T., & Sorolla, M. (1999). 1-D and 2-D photonic bandgap microstrip structures. *Microwave and Optical Technology Letters*, 22(6), 411-412.
- [12] Lopetegi, T., Laso, M. A., Erro, M. J., Benito, D., Garde, M. J., Falcone, F., & Sorolla, M. (2000). Novel photonic bandgap microstrip structures using network topology. *Microwave and Optical Technology Letters*, 25(1), 33-36.
- [13] Ibáñez Loinaz, A. I., & del Rio Bocio, C. (2004). EBG at microwave frequency range: Bragg and/or resonant effect?. *Microwave and optical technology letters*, 42(5), 383.