

DESFAADORES PARA MICROSTRIP EMPLEANDO METAMATERIALES

Alejandro Cantora Álvarez, Ramón Gonzalo García

Dpto. de Ingeniería Eléctrica y Electrónica
Universidad Pública de Navarra
e-mail: cantora.39128@e.unavarra.es
ramon@unavarra.es

Abstract- In this paper an application of LH materials at microwave frequencies (10GHz) is presented. A compact quarter-wave impedance transformer is proposed using alternating sections of left handed media (LHM) and conventional transmission lines (TL). Based on this configuration, the design of a microstrip T-junction power divider is simulated. This new power divider offers some significant advantages: it is more compact in size and its matching is better than the conventional one.

I. INTRODUCCIÓN

Los metamateriales son estructuras artificiales que pueden ser diseñadas para exhibir propiedades electromagnéticas que no se encuentran comúnmente en la naturaleza. Recientemente, los metamateriales con permitividad y permeabilidad simultáneamente negativas, usualmente denominados left-handed materials (LHM), han suscitado una gran atención en la comunidad científica. Las propiedades únicas de los LHMs han permitido desarrollar nuevas aplicaciones, conceptos y dispositivos. Este documento presenta el uso de esta nueva tecnología para el desarrollo de nuevos componentes para aplicaciones de microondas. Se propone un nuevo divisor de unión en T empleando esta tecnología, con la cual se han obtenido buenos resultados comparados con los obtenidos con las tecnologías tradicionales.

El documento comienza con una breve historia de los metamateriales y luego expondremos algunos conceptos teóricos y resultados. Tras caracterizar la celda unitaria, propondremos diferentes aplicaciones.

II. HISTORIA

El concepto de LHM fue propuesto inicialmente por el físico ruso Veselago en 1968 [1]. En su paper, Veselago especulaba con la posible existencia de LHMs y anticipó sus propiedades electromagnéticas únicas.

Pese a que Veselago predijo la existencia de LHMs, la verificación empírica no ocurrió hasta tres décadas más tarde por un grupo de la Universidad de California San Diego (UCSD) mediante split-ring resonators (SRRs) y finos hilos de cobre, que proporcionaban respectivamente permeabilidad y permitividad negativas [2]. Continuando con estos experimentos, varios investigadores han continuado

estudiando las características y aplicaciones de los LHM basados en SRRs. No obstante, como las estructuras resonantes tienen altas pérdidas y pequeño ancho de banda, presentan dificultades a la hora de implementar aplicaciones de microondas. Por ello, los investigadores pronto se dieron cuenta de que una aproximación de las líneas de transmisión hacia los LHMs era posible [3], [4].

La línea de transmisión dual se realiza cargando periódicamente una línea de transmisión convencional con capacitores en serie e inductores en paralelo, donde las cargas dominan las características de propagación. Las ventajas inherentes de esta aproximación son su simplicidad y la facilidad con la que se puede integrar en aplicaciones microstrip. Además, estas estructuras no se basan en resonadores, con lo cual no presenta las desventajas de éstos.

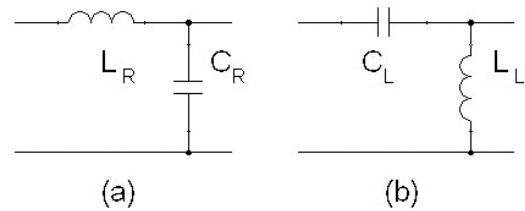


Fig. 1. Modelos de líneas de transmisión: (a) RH (b) LH

III. TEORÍA

La celda propuesta para la estructura desfasadora se muestra en la Fig. 2. La estructura consiste en una línea de transmisión convencional, con parámetros distribuidos L and C , cargada con elementos discretos, L_o and C_o .

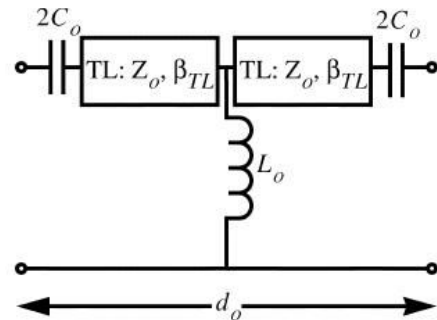


Fig. 2. Celda desfasadora

Los dos medios deben estar adaptados, es decir:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (1)$$

Bajo esta suposición, se puede demostrar que el desfase introducido viene dado por la Eq. (2) [5]. Esta expresión puede ser interpretada como la suma de los desfases de la línea de transmisión convencional y de la red L-C.

$$|\phi_0| = \beta_{eff} \cdot d = \phi_{TL} + \frac{-1}{\omega\sqrt{L_0C_0}} \quad (2)$$

Así, las ecuaciones (1) y (2) pueden emplearse para determinar valores unívocos para L_0 y C_0 para cualquier desfase ϕ_0 , dada una sección de línea de transmisión con desfase intrínseco ϕ_{TL} e impedancia característica Z_0 .

A bajas frecuencias, en torno a 1GHz, podemos fabricar estos circuitos soldando los elementos discretos, inductores y capacitores, en un chip o integrándolos en la línea de transmisión. Pero a frecuencias más altas esta solución no es satisfactoria. Aquí proponemos sustituir estos elementos discretos por estructuras cuyo comportamiento sea similar al de éstos.

En microstrip hemos elegido un gap para el capacitor en serie y una vía para el inductor en paralelo [6]. En la Fig. 3 se muestra la apariencia de la celda unidad en tecnología microstrip. Como se puede apreciar en la figura, esta celda es muy fácil de fabricar y su posibilidad de integración en circuitos microstrip es realmente buena.

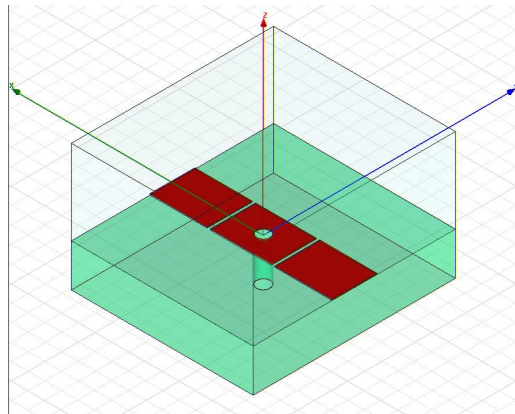


Fig. 3. Celda unidad propuesta

IV. APLICACIÓN: UNIÓN EN T

Esta estructura puede ser empleada para reducir la longitud de largos tramos de LT en dispositivos como desfases para alimentar antenas, acopladores híbridos, acopladores rat-race, etc.

Aquí vamos a analizar una: un adaptador de impedancias $\lambda/4$ para un divisor de potencias en T.

El divisor de potencia por unión en T es una red de tres puertos muy sencilla que se puede emplear para dividir o para combinar potencia, y que se puede implementar en cualquier tipo de línea de transmisión. Nosotros vamos a fabricarlo en tecnología microstrip.

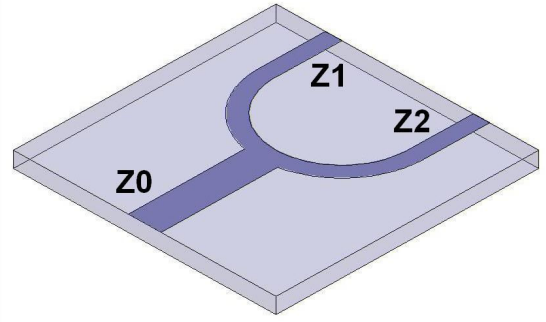


Fig. 4. Unión en T en microstrip

Para que el divisor esté adaptado a la impedancia de entrada Z_0 , debemos asegurar:

$$\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{Z_0} \quad (3)$$

Las impedancias de salida Z_1 and Z_2 pueden seleccionarse para proporcionar varios ratios de división de potencia:

$$P_1 = \frac{Z_0}{Z_1} P_{in} \quad (4)$$

$$P_2 = \frac{Z_0}{Z_2} P_{in}$$

A. División igual

Así, para una línea de entrada de 50Ω , una división de 3dB (división simétrica) el divisor puede hacerse mediante dos líneas de salida de 100Ω . Para volver a tener líneas 50Ω , necesitamos adaptadores de impedancia $\lambda/4$.

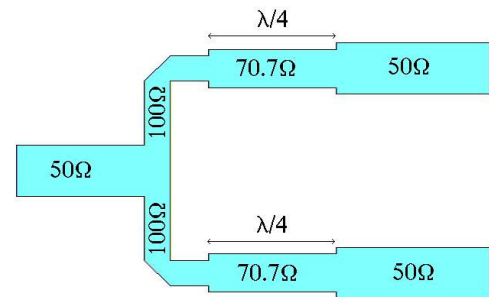


Fig. 5. Divisor de potencia a 3dB

Hay otra opción: pasar primero de 50Ω a 25Ω mediante un adaptador $\lambda/4$ de 35Ω y entonces las dos líneas de salida ya pueden ser de 50Ω . Así sólo necesitaremos un adaptador de impedancias. También podemos suprimir el tramo de 25Ω , ya que no es necesario.

Así, pues, ésta será la configuración que tomaremos como base (ver Fig. 6). Vamos a analizarla en Ansoft HFSS con un sustrato de $\epsilon_r = 10.2$ de altura $h = 1.27\text{mm}$. Hemos introducido un chaflán para mejorar la adaptación, ya que de lo contrario ésta no es muy buena (en torno a -12 dB).

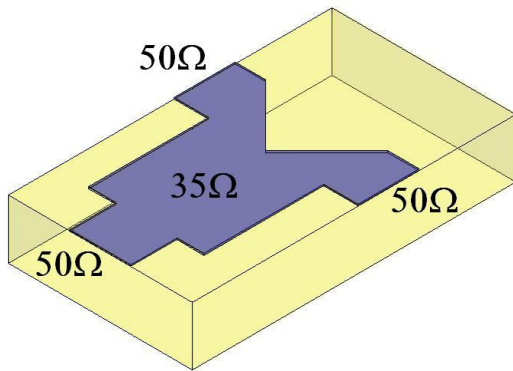


Fig. 6. Divisor con un chaflán

Analizando el circuito con HFSS, la longitud óptima del adaptador es 3.1mm, frente a los 2.6mm teóricos. La adaptación es bastante buena (ver Fig. 7), por lo que ésta será la estructura que tomaremos como “convencional” para las comparaciones con la estructura propuesta.

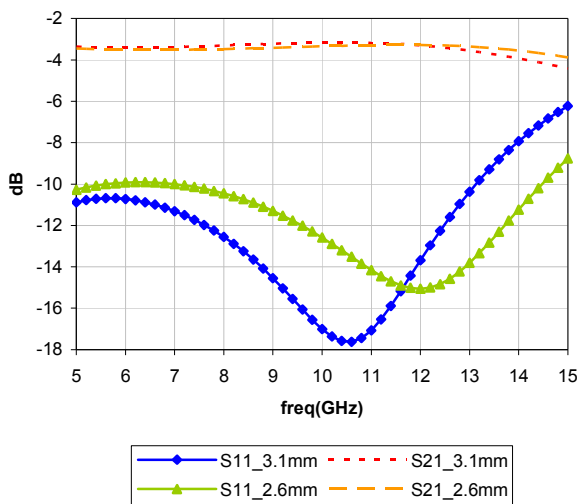


Fig. 7. Respuesta del divisor con chaflán

Ahora, trataremos de reducir el tamaño del transformador de impedancias empleando la celda unidad que hemos propuesto antes. El aspecto del nuevo divisor de potencia se muestra en la Fig. 8.

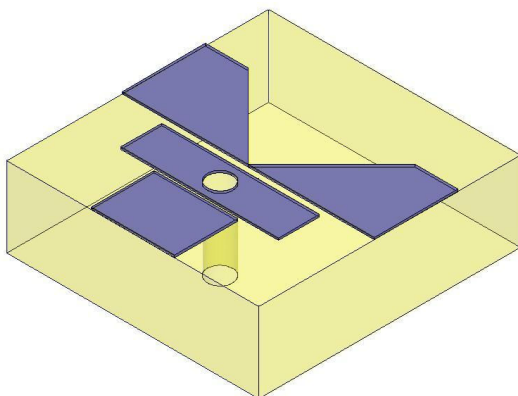


Fig. 8. Divisor en T con un adaptador de impedancias basado en metamateriales

Los parámetros que podemos variar son el radio de la vía, el gap entre las líneas y la longitud de la línea de transmisión entre los gaps. Primero, debemos hacer una consideración: la capacidad de los gaps depende de la anchura de las líneas que lo conforman y de su separación. Aquí, el primer gap es más estrecho que el segundo, aproximadamente el doble, por lo que para tener la misma capacidad la separación del segundo gap será el doble que la del primer gap.

Antes de analizar la estructura, fijaremos el valor del radio de la vía a un valor de, por ejemplo, $r = 0.2\text{mm}$ y variaremos el primer gap entre $20\mu\text{m}$ y $100\mu\text{m}$ y la longitud de la LT entre 0.45mm y 0.8mm . Realizaremos un proceso de optimización.

La combinación que muestra una mejor adaptación a 10GHz es la de longitud de la LT de $550\mu\text{m}$ y un gap de $75\mu\text{m}$ (el otro gap es de $150\mu\text{m}$). Así, la longitud total del adaptador de impedancias es $550 + 75 + 150 = 775\mu\text{m}$, en vez de los 3.1mm del transformador “convencional”. Es decir, hemos reducido el dispositivo al 25% de su tamaño original.

La respuesta de este circuito se muestra en la Fig. 9, comparado con la del divisor “convencional” (con una longitud de 3.1mm).

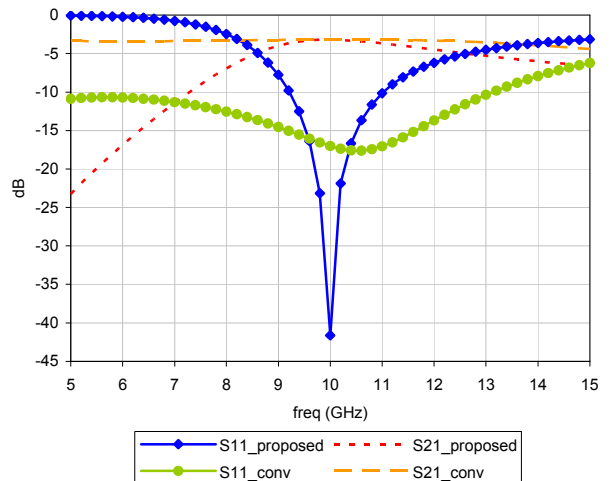


Fig. 9. Respuestas de los divisores “convencional” y propuesto

Para ambos divisores, los niveles de salida son similares (en torno a -3.1dB). La principal diferencia es la adaptación. Como se puede apreciar en el gráfico, la adaptación del divisor aquí propuesto es mucho mejor que en el caso convencional. Si bien es cierto que el ancho de banda a -10dB de la estructura propuesta es menor que el del dispositivo convencional, no obstante, si consideramos -20dB el divisor propuesto tiene un ancho de banda mucho mayor.

B. División desigual

Una vez que hemos analizado el divisor “simétrico”, una posible modificación es conseguir una división desigual entre las salidas desplazando el chaflán (ver Fig. 10)

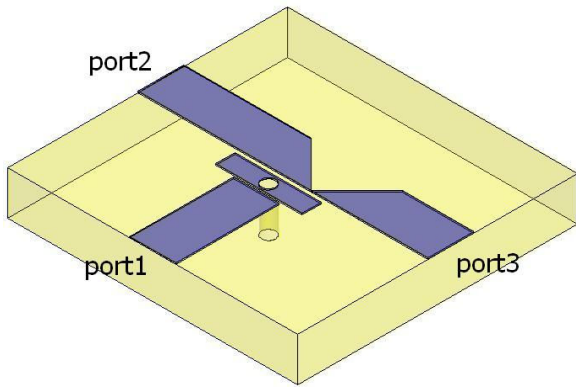


Fig. 10. Divisor desigual propuesto

Los parámetros que hemos fijado antes (el radio de la vía, los gaps y la longitud de la LT entre los gaps) no variarán. Sólo variaremos la posición de la esquina del chaflán (llamaremos a dicho parámetro δ).

Analizaremos el circuito con el simulador Ansoft HFSS. Emplearemos de nuevo un sustrato de permitividad $\epsilon_r = 10.2$ y de altura $h = 1.27\text{mm}$. Recordemos los valores del resto de parámetros: radio de la vía = 0.2mm , gap = $75\ \mu\text{m}$, y longitud de la LT = $550\ \mu\text{m}$. Variaremos la posición del chaflán (δ) entre 0mm y 2mm , es decir, entre 0 y 0.8 veces la anchura de la línea de $35\ \Omega$. Si $\delta > 0.5 \cdot w_{35}$, la esquina del chaflán caerá fuera de la línea de $35\ \Omega$.

Los resultados de la simulación se muestran en la Fig. 11. Como se puede apreciar en el gráfico, las potencias e salida están limitadas a $-2\ \text{dB}$ y $-6\ \text{dB}$, por lo que la máxima diferencia que podemos obtener con este método es de unos 4dB ($P_2 = 2.5 \cdot P_3$). Estos valores permanecen casi constantes para en torno a $\delta / w_{35} = 0.5$, es decir, si la esquina del chaflán está justo en el borde de la línea de $35\ \Omega$. Este comportamiento se debe a que la potencia fluye hacia ambos lados de la línea de salida. El chaflán no puede aislar completamente ambas salidas, pero proporciona la diferencia entre las salidas (máximo 4dB). Podríamos conseguir una potencia de salida más baja en en puerto nº 3 (el inferior), pero la potencia de salida en el puerto nº2 (el superior) no podría ser mucho mayor.

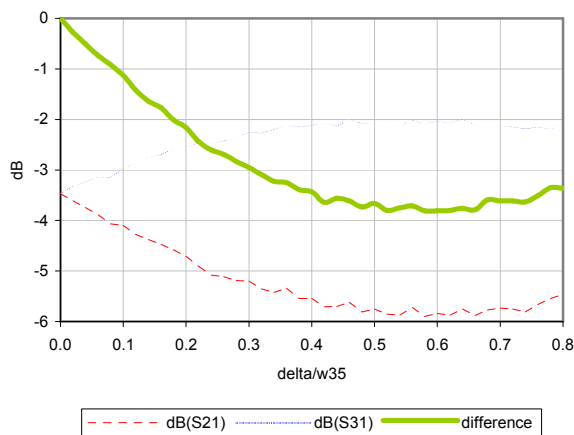


Fig. 11. Potencias de salida y su diferencia

V. CONCLUSIONES

Se ha desarrollado un nuevo tipo de desfasadores, combinando líneas de transmisión con índice de refracción negativo (NRI) y líneas de transmisión con índice de refracción positivo (PRI).

Estos desfasadores ofrecen algunas ventajas significativas sobre las convencionales líneas de retardo y líneas basadas en redes L-C. Son más pequeñas en cuanto al tamaño, pueden ser diseñados para presentar tanto un desfase negativo como positivo, dependiendo de los elementos de carga y de la longitud física. Debido a su reducido tamaño y a su diseño plano, se puede integrar fácilmente con otros componentes y dispositivos microstrip.

Aquí, hemos desarrollado un divisor de potencia por unión en T, empleando la nueva estructura para reducir la longitud del adaptador de impedancias a un 25% de su tamaño original. Podemos además conseguir desde división igual (-3dB para cada salida) hasta una división desigual de 4dB entre salidas (-2dB a una rama y -6dB a la otra).

AGRADECIMIENTOS

Los autores quieren agradecer ...??

REFERENCIAS

- [1] Veselago, Victor, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ ", Soviet Physicist Uspekhi, vol.10, nº 4, pp. 509-514, 1968
- [2] Shelby, R.A., Smith, D.R., and Shultz, S., "Experimental verification of a negative index of refraction", Science, vol. 292, nº 5514, pp. 77-79, 2001
- [3] Caloz, C., Okabe, H., Iwai, T., and Itoh, T., "Transmission line approach of left-handed (LH) materials", in Proc. USNC/URSI National Radio Science Meeting, San Antonio, TX, vol. 1, p. 39, June 2002
- [4] Eleftheriades, G.V., Iyer, A.K., and Kremer, P.C., "Planar negative refractive index media using periodically L-C loaded transmission lines", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.50, pp. 2702-2712, Dec. 2002
- [5] "Experimental verification of backward-wave radiation from a negative refractive index metamaterial", J. Appl. Phys., vol. 92, nº 10, pp. 5930-5935, Nov. 2002
- [6] Bahl, Inder, "Lumped elements for RF and microwave circuits", Artech House, 2003.