

Circuito equivalente del strip-slot complementario como red asimétrica con pérdidas

Jaime Esteban⁽¹⁾, Elena Abdo-Sánchez⁽²⁾, Teresa M. Martín-Guerrero⁽²⁾, Carlos Camacho-Peñalosa⁽²⁾
 jesteban@etc.upm.es, {elenaabdo, teresa, ccp}@ic.uma.es

⁽¹⁾Dpto. de Señales, Sistemas y Radiocomunicaciones, Universidad Politécnica de Madrid
 E.T.S.I. de Telecomunicación, Avda. Complutense 30, 28040-Madrid

⁽²⁾Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones, Universidad de Málaga, Andalucía Tech
 E.T.S.I. Telecomunicación, Bulevar Louis Pasteur 35, Campus Universitario de Teatinos, 29010-Málaga

Resumen—The aligned complementary strip-slot can be successfully modeled by means of a lattice equivalent circuit, with realizable immittances. In the case of the misaligned version, useful in series fed arrays, the asymmetry of the structure prevents the use of the lattice network. There are few approaches in the technical literature for that problem, i.e., an equivalent circuit for an asymmetric lossy network. One of the few proposals was made by Felsen and Oliner in 1954. The aim of this communication is to use that equivalent circuit for the characterization of some misaligned strip-slot structures, and to provide some basic conclusions.

I. INTRODUCCIÓN

El strip-slot complementario [1] es una estructura planar, útil como elemento radiante y con la especial característica de un gran ancho de banda de adaptación. En [2] se propuso una versión del strip-slot complementario en la que se pierde el alineamiento entre strip y slot (véase la Fig. 1), a cambio de aliviar algunos problemas en el diseño de arrays alimentados en serie con este elemento.

El strip-slot alineado ($d = 0$) es una estructura simétrica, y admite como circuito equivalente una red en celosía, tal y como se muestra en [1]. La propia red en celosía es capaz de describir correctamente las pérdidas, ya sean por disipación o por radiación, mediante la parte real de las inmitancias de sus ramas, con un comportamiento en frecuencia que responde a la física del problema. De hecho, se puede demostrar que el circuito en celosía conduce a inmitancias realizables en todas las ramas, con partes reales positivas a todas las frecuencias.

Esa misma estructura, una vez desalineados strip y slot ($d \neq 0$), se convierte en una estructura asimétrica con pérdidas. La asimetría impide la utilización de la red en celosía como circuito equivalente, mientras que la existencia de unas pérdidas apreciables (por radiación) dificulta encontrar un circuito equivalente con unas propiedades similares a las de la celosía. Basta ensayar los clásicos circuitos en Π o en T en estructuras con pérdidas para comprobar que se puede llegar a obtener inmitancias con partes reales negativas en algunos rangos de frecuencia [3].

Lamentablemente, son escasos los artículos de la bibliografía técnica que tratan de la obtención de circuitos equivalentes para estructuras asimétricas y con pérdidas, con el rigor suficiente para asegurar, si no la realizabilidad, al menos partes reales positivas para las inmitancias que se obtienen en

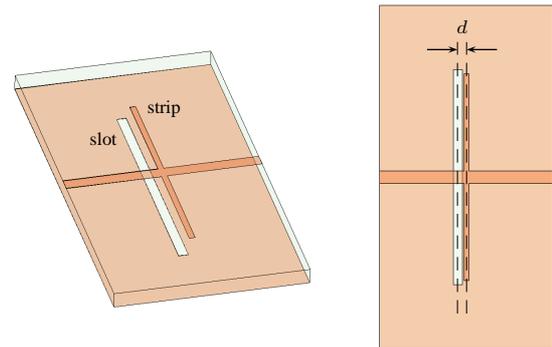


Fig. 1. Strip-slot desalineado.

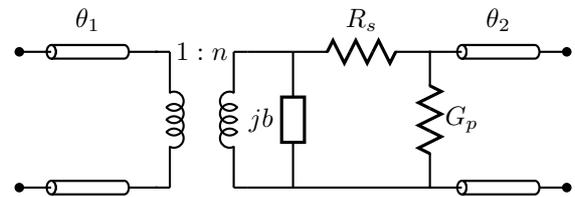


Fig. 2. Circuito equivalente propuesto en [4].

el circuito. Uno de estos artículos es el de Felsen y Oliner [4], y el objeto de esta comunicación es mostrar la aplicación de ese circuito al strip-slot desalineado, y reflejar las conclusiones a las que se ha podido llegar.

II. EL CIRCUITO EQUIVALENTE

Siguiendo el artículo de Felsen y Oliner [4] se ha ensayado el circuito equivalente de la Fig. 2 para los strip-slot desalineados.

El cambio de plano de referencia a la salida, θ_2 , es el necesario para extraer las pérdidas con resistencia y conductancia positivas, R_s y G_p . El cambio de plano de referencia a la entrada, θ_1 , simplifica la parte sin pérdidas del cuadripolo y hace que solo sea necesaria una admitancia, jB , además del transformador de relación $1 : n$.

Para obtener los elementos del circuito el primer paso es

obtener θ_2 como

$$\theta_2 = \frac{k\pi - \angle(s_{22} - \Delta_s s_{11}^*)}{2} \quad (1)$$

donde $\Delta_s = s_{11}s_{22} - s_{21}s_{12}$ y donde el entero k se puede escoger par o impar, con resultados diferentes (en cuanto a R_s y G_p).

A partir de los nuevos parámetros S' , que se obtienen de trasladar el plano de referencia de salida una longitud eléctrica θ_2 , se pueden definir:

$$r'_0 = \left| \frac{s'_{22} - \Delta'_s s'_{11}^*}{1 - |s'_{11}|^2} \right| ; \quad R' = \left| \frac{s'_{12} s'_{21}}{1 - |s'_{11}|^2} \right| \quad (2)$$

y, a partir de ellos, cuando k es par, los valores de

$$R_s = \frac{1 + r'_0 - R'}{1 - r'_0 + R'} ; \quad G_p = \frac{(1 - r'_0)^2 - R'^2}{4R'} \quad (3)$$

Cuando k es impar los valores son

$$R_s = \frac{1 - r'_0 - R'}{1 + r'_0 + R'} ; \quad G_p = \frac{(1 + r'_0)^2 - R'^2}{4R'} \quad (4)$$

Extraídas resistencia y conductancia, el cuadripolo restante (de parámetros S'') es asimétrico y sin pérdidas, y podría modelarse, p.ej., por una red en Π o en T . Si se opta por seguir la propuesta de [4] cabe trasladar el plano de referencia a la entrada una longitud eléctrica de valor

$$\theta_1 = -\frac{\angle\left(\frac{s'_{21} s'_{12}}{1 + s'_{22}} - s''_{11}\right)}{2} \quad (5)$$

para poder modelar el resto con solo un transformador y una susceptancia.

En concreto, si $A''' = D'''$, B''' y C''' son los parámetros $ABCD$ resultado de ese desplazamiento del plano de referencia de entrada, la relación de transformación y la susceptancia toman los valores

$$n = A''' ; \quad jb = C'''/n \quad (6)$$

donde n y b son reales, puesto que el valor obtenido para A''' es real y el obtenido para C''' imaginario puro.

III. RESULTADOS

A fin de comprobar qué resultados se obtienen con este modelo se han simulado una serie de estructuras strip-slot, sobre el substrato y con las dimensiones del caso presentado en [2], y con diferentes valores del desalineamiento d . Se ha utilizado para ello el método de los elementos finitos (HFSS), y los parámetros S resultantes se han referido, en ambas puertas, al plano central del strip-slot (el plano central de las líneas de trazos en la Fig. 1). A continuación se muestran los resultados para tres grados de desalineamiento: $d = 0$, es decir, strip y slot alineados; $d = 0,54$ mm, es decir, strip y slot adyacentes, sin área de superposición; y $d = 1,08$ mm. A la vista de los resultados se ha preferido substituir el circuito de la Fig. 2 por el circuito, totalmente equivalente, de la Fig. 3.

La Fig. 4 muestra el desplazamiento del plano de referencia en la puerta 2, necesario para extraer resistencia y conductancia de pérdidas positivas. No se muestra en esa figura

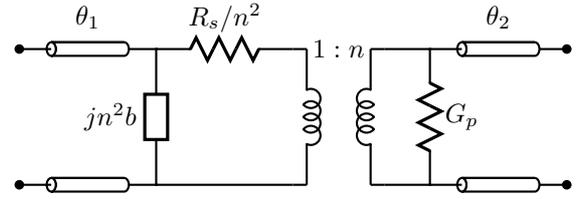


Fig. 3. Circuito equivalente para el strip-slot.

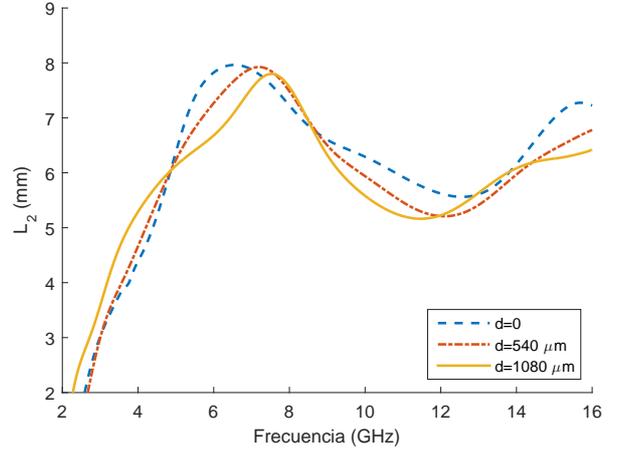


Fig. 4. Cambio de plano de referencia a la salida como longitud física de línea microstrip.

la longitud eléctrica θ_2 , sino ese mismo valor en forma de longitud física de la línea microstrip que alimenta el strip slot, es decir

$$L_2 = \frac{\theta_2}{\beta_{mic}} \quad (7)$$

donde β_{mic} es la constante de fase en la línea microstrip, y donde θ_2 se ha obtenido tomando $k = 0$ en la ecuación (1).

Del mismo modo la Fig. 5 muestra el cambio de planos de referencia necesario a la entrada para simplificar la parte sin pérdidas del circuito, es decir, $L_1 = \theta_1/\beta_{mic}$.

Ambas longitudes (L_1 y L_2) son prácticamente independientes del desalineamiento, bastante similares entre sí, y del orden de magnitud de las dimensiones del strip-slot, aunque su variación con la frecuencia es significativa.

La resistencia y la conductancia que modelan las pérdidas se muestran en las Fig. 6 y 7, normalizadas respectivamente a la impedancia y a la admitancia de la línea microstrip que alimenta el strip-slot ($Z_0 = 1/Y_0 = 50 \Omega$). La resistencia serie es mucho más significativa que la conductancia paralelo, algo que también ocurre en el caso del strip-slot alineado ($d = 0$) cuando se modela con una red en celosía. En ese caso la resistencia de las ramas serie es más significativa que la conductancia de las ramas cruzadas, puesto que es esta rama la que se identifica con el slot, a saber, el elemento que contribuye fundamentalmente a la radiación de la estructura.

La resistencia R_s/n^2 va creciendo desde bajas frecuencias, a medida que el strip-slot va radiando con más eficiencia, hasta

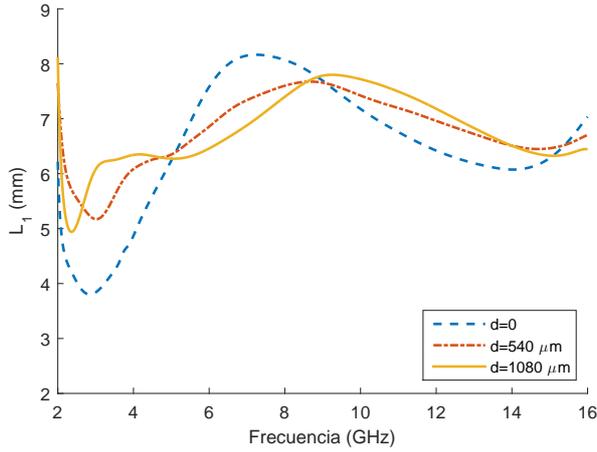


Fig. 5. Cambio de plano de referencia a la entrada como longitud física de línea microstrip.

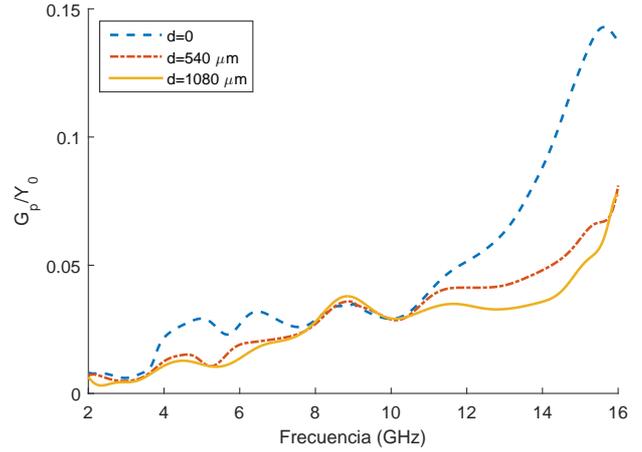


Fig. 7. Conductancia paralelo de pérdidas G_p (normalizada).

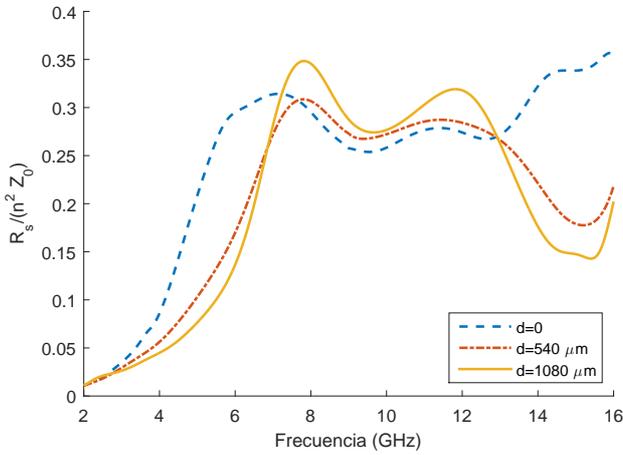


Fig. 6. Resistencia serie de pérdidas R_s/n^2 (normalizada).

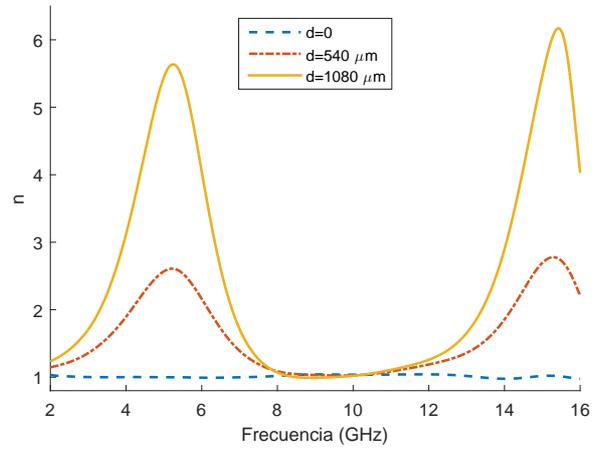


Fig. 8. Relación n del transformador.

los 5,5 o 6 GHz, frecuencia a partir de la que es esencialmente constante, de valor $R_s/n^2 = 0,3Z_0$. Vuelve a variar a partir de 15 GHz, que es, aproximadamente, la frecuencia a la que el strip-slot mide $3\lambda/2$. Tanto la conductancia G_p como la resistencia R_s/n^2 tienen poca dependencia con el valor del desalineamiento.

Por último, las Fig. 8 y 9 muestran los resultados para la relación de transformación n del transformador y para la susceptancia n^2b .

La relación del transformador (Fig. 8) es prácticamente la unidad para el strip-slot alineado, y crece de forma significativa para los desalineados, sobre todo en torno a las frecuencias 5,5 y 15 GHz, tomando mayores valores cuanto mayor es el desalineamiento.

El comportamiento de la susceptancia (Fig. 9) es similar para todos los desalineamientos. Lamentablemente, en ningún caso tiene el aspecto de ser una susceptancia realizable, mostrando derivadas negativas en grandes rangos de frecuencia.

IV. CONCLUSIONES

Se ha aplicado el circuito que proponen Felsen y Oliner a estructuras strip-slot con un cierto desalineamiento (asimetría).

Los desplazamientos de los planos de referencia, y la resistencia y la conductancia que modelan las pérdidas, tienen cierto sentido físico. Es relevante la resistencia serie y despreciable la conductancia paralelo, y la resistencia varía como cabría esperar de que sería la 'resistencia de radiación' del strip-slot como elemento radiante.

El transformador del subcuadrípulo sin pérdidas tiene una relación que varía fuertemente con el desalineamiento, salvo en un rango de frecuencia alejado de las resonancias del strip-slot. En esas resonancias (la frecuencia a la que mide una semilongitud de onda y la frecuencia a la que mide tres semilongitudes de onda) la variación con la frecuencia es brusca y la relación n alcanza valores elevados.

La susceptancia no varía significativamente de un desalineamiento a otro, salvo en los rangos de frecuencia que se mencionaban antes, en los que la relación del transformador

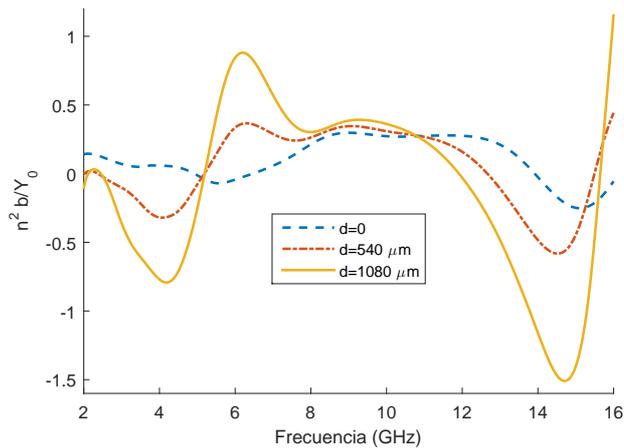


Fig. 9. Susceptancia $n^2 b$ (normalizada).

se aleja de la unidad.

La asimetría que produce el desalineamiento solo tiene impacto en el entorno de las resonancias, y queda reflejada exclusivamente, pero de forma significativa, en la relación de transformación y en la susceptancia paralelo.

Parece, por todo ello, un circuito equivalente razonable, que permite cierta comprensión de a qué frecuencias radia el strip-slot. La mayor crítica se podría hacer a la susceptancia, con una variación con la frecuencia muy lejos del aspecto de la de una susceptancia realizable.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el Ministerio de Economía y Competitividad, bajo los proyectos ADD-MATE TEC2016-76070-C3-3-R y TEC2016-76070-C3-2-R (AEI/FEDER, UE), así como por el programa de investigación e innovación Horizonte 2020, bajo el acuerdo de beca Marie Skłodowska-Curie n° 706334.

REFERENCIAS

- [1] E. Abdo-Sánchez, J. E. Page, T. M. Martín-Guerrero, J. Esteban, and C. Camacho-Peñalosa, "Planar broadband slot radiating element based on microstrip-slot coupling for series-fed arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 12, pp. 6037–6042, Dec. 2012.
- [2] E. Abdo-Sánchez, T. Martín-Guerrero, J. Esteban, and C. Camacho-Peñalosa, "Short dual-band planar leaky-wave antenna with broadside effect mitigation," *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 10, no. 5, pp. 574–578, 2016.
- [3] E. Abdo-Sánchez, J. Esteban, T. M. Martín-Guerrero, J. E. Page, and C. Camacho-Peñalosa, "The use of lattice networks for modelling symmetric transmission line components and discontinuities," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 55, no. 3, pp. 636–639, Mar. 2013.
- [4] L. B. Felsen and A. A. Oliner, "Determination of equivalent circuit parameters for dissipative microwave structures," *Proceedings of the IRE*, vol. 42, no. 2, pp. 477–483, Feb 1954.