

Diseño mediante circuito equivalente de superficies reflectoras giradoras de polarización

Juan E. Page

jep@etc.upm.es

Grupo de Electromagnetismo Aplicado

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

Abstract- Periodic surfaces backed by a short circuit can act as polarization girators. This communication describes a design method for these devices, based on the use of equivalent circuits and microwave circuit theory. The use of the circuit equivalence practically eliminates the need of the time consuming optimization process using electromagnetic simulators.

I. INTRODUCCIÓN

En una reciente publicación [1] S. Bhattacharyya y colaboradores presentan una estructura periódica bidimensional argumentando sus propiedades como absorbente. La presente comunicación explica, utilizando para ello la teoría de circuitos, el comportamiento de este tipo de estructuras y establece las reglas de diseño para su utilización como giradores de polarización, por reflexión, de banda ancha.

II. FUNDAMENTO TEÓRICO

Consideremos una estructura bidimensional periódica de periodo cuadrado como la del lado izquierdo de la Fig. 1, usada en [1], en la que puede apreciarse la existencia de doble simetría respecto de las diagonales del periodo y donde se han representado dos excitaciones lineales básicas, la vertical y la horizontal. Girando 45° la figura obtenemos la situación de la derecha, en la que el periodo es $\sqrt{2}$ veces el original y existen dos modos de excitación alternativos, que pueden denominarse par e impar a la vista de las condiciones de contorno que imponen al problema. Constituyen estos modos una pareja ortogonal que puede usarse como base para el análisis de cualquier otra excitación y, en particular, para el de las dos lineales originales mediante simple suma y diferencia.

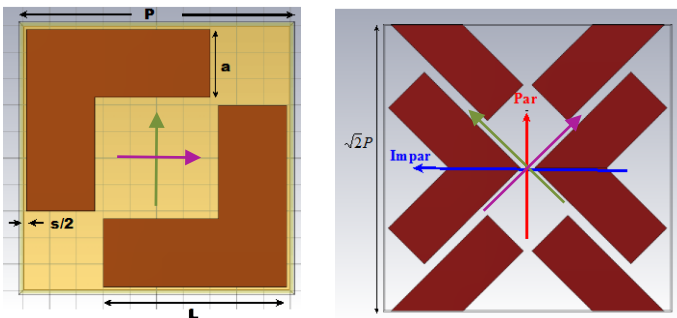


Fig. 1. Estructura periódica bi-dimensional

III. CIRCUITO EQUIVALENTE

Si se tiene en cuenta la simetría del problema es fácil deducir que, tanto para el modo par como para el impar, la estructura es equivalente a una guía biplaca, sin efecto de bordes, con una discontinuidad conductora ocupando un plano transversal, que puede representarse mediante una admitancia paralelo, distinta para cada uno de ellos, imaginaria pura en ausencia de pérdidas. Esta equivalencia será válida en la banda de frecuencias en la que se propague un solo modo, es decir, teniendo en cuenta la doble simetría, hasta

$$f \text{ (GHz)} = \frac{300}{\sqrt{2} \text{Periodo (mm)}}$$

Si consideramos ambos modos simultáneamente, a los efectos de construir un circuito equivalente, tendremos un octopolo con doble simetría (Fig. 2) cuya matriz de dispersión contiene cuatro parámetros independientes y proporciona, para cualquier excitación, tanto la reflexión y la transmisión como la conversión en otra forma de polarización.

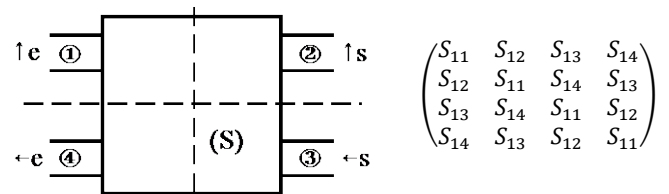


Fig. 2. Octopolo equivalente para la estructura

Para caracterizar el octopolo usaremos la descomposición en excitaciones par e impar habitual. A cada excitación corresponde un cuádrupolo simétrico, con parámetros

$$(S_p) = \begin{pmatrix} S_{11p} & S_{12p} \\ S_{12p} & S_{11p} \end{pmatrix} \quad (S_i) = \begin{pmatrix} S_{11i} & S_{12i} \\ S_{12i} & S_{11i} \end{pmatrix}$$

de los que puede obtenerse la matriz del octopolo mediante las relaciones

$$S_{11} = \frac{S_{11p} + S_{11i}}{2} \quad S_{12} = \frac{S_{12p} + S_{12i}}{2}$$

$$S_{13} = \frac{S_{12p} - S_{12i}}{2} \quad S_{14} = \frac{S_{11p} - S_{11i}}{2}$$

Puesto que cada uno de los cuadripolos es una admitancia en paralelo, Y_p e Y_i , el circuito equivalente del octopolo es del tipo representado en la Fig. 3 [2].

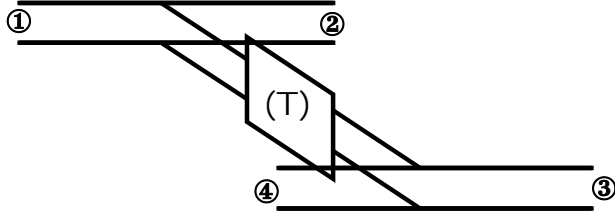


Fig. 3. Modelado mediante un cuadripolo de conexión

siendo la matriz de transmisión del cuadripolo de conexión

$$(T) = \begin{pmatrix} \frac{Y_i + Y_p}{Y_i - Y_p} & \frac{2}{Y_i - Y_p} \\ \frac{2Y_i Y_p}{Y_i - Y_p} & \frac{Y_i + Y_p}{Y_i - Y_p} \end{pmatrix}$$

IV. DISEÑO DEL GIRADOR

Supongamos que se sitúa un plano conductor a una cierta distancia de la superficie periódica. A efectos del circuito equivalente ésta situación corresponde a cargar las puertas con reactancias puras iguales Y_L , lo que reduce el octopolo a un cuadripolo (Fig. 4), para el que podemos calcular la reflexión y la transmisión o, lo que es equivalente, la reflexión y la polarización cruzada del girador.

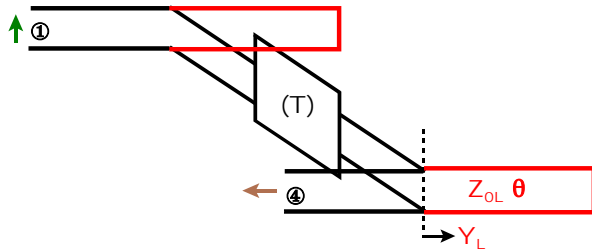


Fig. 4. Circuito equivalente del girador

Para una admitancia de carga en la puerta 4 de valor Y_0 , en nuestro caso la del espacio libre, la admitancia de entrada vale

$$Y_{en} = \frac{Y_p + Y_i}{2} + Y_c - \frac{\left(\frac{Y_p - Y_i}{2}\right)^2}{Y_0 + \frac{Y_p + Y_i}{2} + Y_c}$$

y podemos eliminar la reflexión si elegimos Y_L de forma que se satisfaga la relación $Y_{en} = Y_0$, es decir

$$Y_L = -\frac{Y_p + Y_i}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{Y_p + Y_i}{2}\right)^2 + Y_0^2}$$

Puesto que Y_L es la reactancia de entrada de una línea terminada en cortocircuito, que representa a la placa conductora situada tras la estructura periódica, la relación anterior proporciona la distancia a que ha de colocarse ésta.

Dado que el cuadripolo analizado carece de pérdidas, si se cumple la condición de adaptación toda la potencia inyectada en la puerta 1 emerge por la puerta 4, es decir **el modo incidente vertical produce reflexión nula en su propia polarización y se refleja totalmente como modo horizontal**. Nótese que la existencia de solución exige el cumplimiento de

$$\left(\frac{Y_p + Y_i}{2}\right)^2 + Y_0^2 \geq 0$$

y que, si se cumple este requisito, existen dos soluciones del diseño que se diferencian en la distancia a que se sitúa el cortocircuito y que, obviamente, tienen diferentes respuestas en frecuencia.

En la Fig. 5 se representa un caso típico de gráficas para las susceptancias de adaptación, junto con la susceptancia de entrada de líneas en cortocircuito de varias longitudes. Puede apreciarse que, tal como se había previsto, el diseño solo es realizable a partir de una frecuencia mínima y que existen dos longitudes de línea, una corta y otra larga, que cumplen la adaptación a una frecuencia determinada.

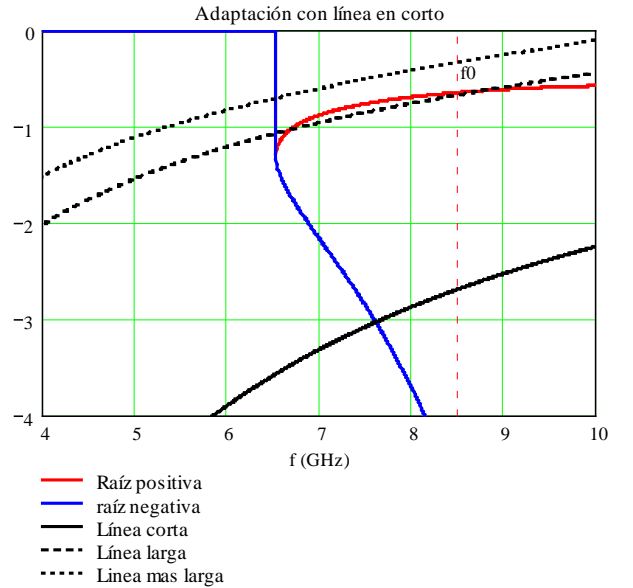


Fig. 5. Diagrama de soluciones para el girador

Puede observarse la existencia, para el caso de la solución de línea larga, de una segunda frecuencia de adaptación. Es posible entonces conseguir que la reflexión, para la solución de línea larga, sea pequeña entre las dos frecuencias de reflexión nula, lo que se traduce en un diseño de banda ancha.

La obtención de la distancia a que ha de situarse el cortocircuito exige en cualquier caso el conocimiento de los valores de Y_p e Y_i , problema clásico de discontinuidad transversal en un medio de transmisión, que puede resolverse mediante cualquiera de las técnicas usadas habitualmente.

V. COMPORTAMIENTO DE UN CASO CONCRETO

Para evaluar los resultados de este proceso se puede utilizar un ejemplo concreto. Elijamos unas dimensiones razonables de los parches y hagamos un diseño de la admitancia de carga. Tomemos por ejemplo un periodo $P=10\text{mm}$ y una geometría con $L=6,7\text{mm}$, $a=1,5\text{mm}$ y $s=0,15\text{mm}$, estando los parches soportados por un sustrato de Diclad de permitividad relativa 2,17 y espesor $127\mu\text{m}$. Utilizando CST pueden calcularse las susceptancias equivalentes a los modos par e impar, que resultan ser las representadas en la Fig. 6 (normalizadas a la del espacio libre). El circuito equivalente se completa con un tramo de línea asociado al sustrato de Diclad [3], con lo que se tiene para Y_L la situación de la Fig. 7, de donde es posible obtener la distancia al cortocircuito necesaria para nuestro diseño.

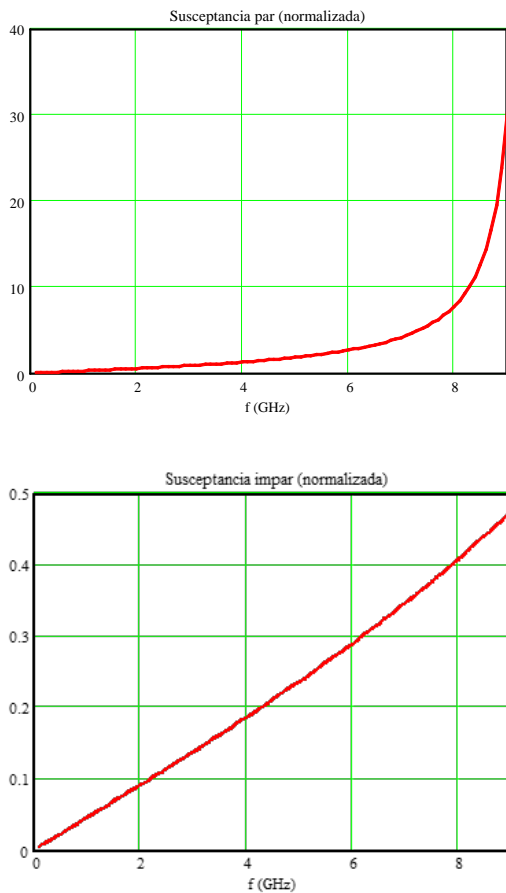


Fig. 6. Susceptancias equivalentes par e impar

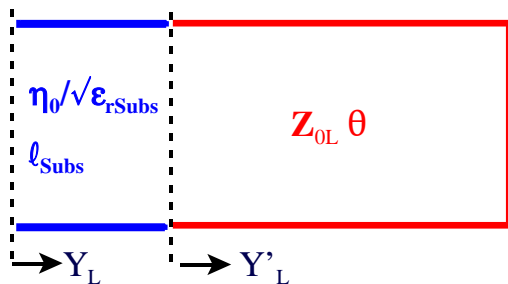


Fig. 7. Introducción del efecto del sustrato

Para estas dimensiones la frecuencia mínima para la que el diseño es realizable resulta ser de 5,6GHz. Para una frecuencia superior, por ejemplo 7GHz, las dos soluciones posibles corresponden a una distancia del cortocircuito de 1,60mm (línea corta) y a otra de 6,64mm (línea larga). Además para la solución de línea larga existe una segunda frecuencia de adaptación a 5,91GHz.

Utilizando el circuito equivalente es posible además hacer, de manera muy simple, una estimación del comportamiento en frecuencia de la estructura. En efecto, a la vista de las gráficas de admitancias equivalentes par e impar se deduce que pueden simularse mediante resonadores serie con elementos $L_p=6,93\text{pH}$ y $C_p=41,97\text{pF}$ para el caso par y con $L_i=6,25\text{pH}$ y $C_i=7,22\text{pF}$ para el impar, con excelente precisión en ambos casos. A partir de estos valores se obtiene la respuesta en reflexión o conversión modo/modo por simple cálculo circuital.

Por otra parte, utilizando CST se puede simular la respuesta de cada diseño. En la Fig. 8 se presenta el aspecto de la estructura para el caso de la solución de línea larga y en las Figs. 9 y 10 los resultados de la simulación comparados con los obtenidos mediante el circuito equivalente.

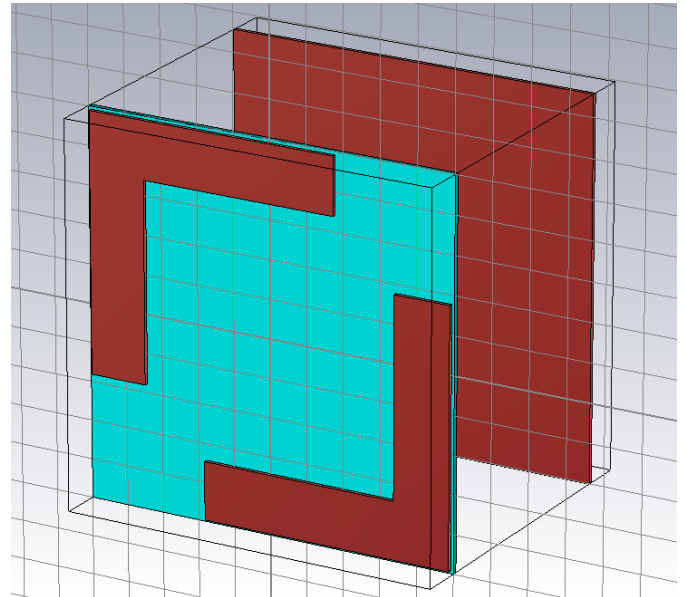


Fig. 8. Girador simulado (solución de línea larga)

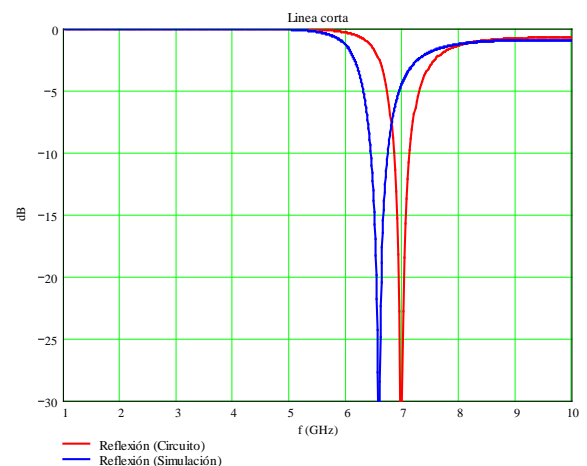


Fig. 9. Respuesta para la solución de línea corta

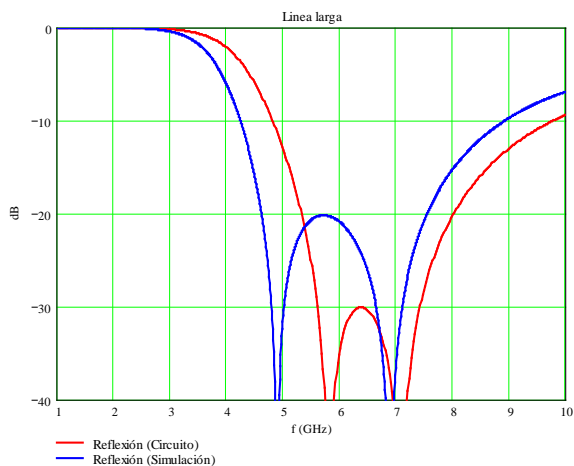


Fig. 10. Respuesta para la solución de línea larga

Para el caso de línea corta la conversión de modos óptima se produce para una frecuencia de 6,57GHz, con un error respecto de la de diseño del 6%. Puede comprobarse que para la solución de distancia pequeña el primer modo superior (evanescente) generado en los parches alcanza al cortocircuito con amplitud no despreciable, fenómeno no considerado en el circuito equivalente.

La solución de línea larga tiene el óptimo de conversión en 6,88GHz, con error asociado del 1,7%. La segunda frecuencia de adaptación es claramente diferente de la obtenida mediante el circuito equivalente, lo que se explica sin más que observar la posición de las gráficas en la Fig. 5, en la que la solución para línea larga es obviamente muy sensible a los errores introducidos por las diversas aproximaciones realizadas a lo largo del proceso de diseño.

Para una reflexión de -20dB la solución de línea larga proporciona una banda de 4,65 a 7,55GHz, es decir de 2,9GHz centrados en 6,1GHz (47,5%) lo que confirma la posibilidad de obtener giradores de polarización de gran ancho de banda.

Aunque es evidente la necesidad de una optimización final, que puede acelerarse utilizando el propio circuito equivalente mediante una pre-distorsión adecuada, el esfuerzo computacional resulta reducido de manera drástica.

VI. OTRAS GEOMETRÍAS

Los parches en L introducidos en [1] no son la única geometría capaz de producir el efecto de giro de la polarización. Cualquier estructura periódica con doble simetría respecto de la diagonal del periodo puede hacerlo, si bien ha de procurarse que las capacidades equivalentes para el modo par y el impar sean suficientemente distintas como para asegurar la realizabilidad del sistema a la frecuencia deseada. Como ejemplo típico se muestra en la Fig. 11 un sistema de triángulos rectángulos isósceles que puede sustituir al considerado hasta el momento.

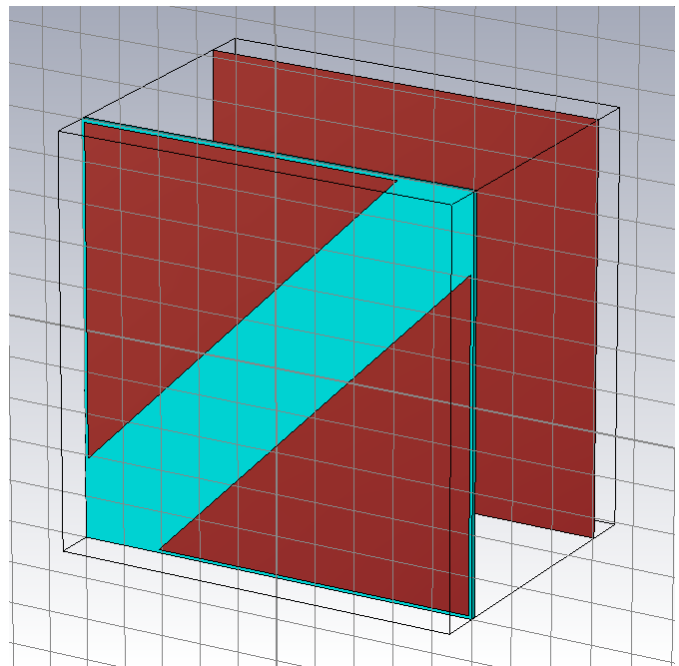


Fig. 11. Girador con parches triangulares

VII. CONCLUSIONES

El análisis circuital realizado permite establecer el principio de funcionamiento de los giradores de polarización, determinar, de manera sencilla, las dimensiones que han de darse a la estructura para que funcione en una cierta banda y predecir su comportamiento en frecuencia. Aunque no se evita la necesidad de una optimización final basada en simulación electromagnética, se reduce esta etapa a la corrección de la frecuencia de sintonía en un margen del orden en general no superior al 5%, lo que requiere un número muy pequeño de iteraciones.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido realizado en el marco del proyecto “Nuevos conceptos en reflectarrays y transmitarrays para antenas innovadoras y su validación experimental” financiado por el Programa Estatal de Fomento de la Investigación Científica y Técnica de Excelencia (TEC2013-43345-P).

REFERENCIAS

- [1] S. Bhattacharyya et al. “A Broadband Wide Angle Metamaterial Absorber for Defense Applications” IEEE International Microwave and RF Conference. Bangalore (India), Diciembre 2014
- [2] C.G. Montgomery *Principles of Microwave Circuits* McGraw-Hill 1948 p. 314.
- [3] J.E. Page “Uso de circuitos equivalentes y teoría de filtros para el diseño de superficies selectivas en frecuencia” XXIX Symp. Nacional de la URSI. Valencia, Septiembre 2014