

# CIRCUITO EQUIVALENTE DEL IRIS CIRCULAR CENTRADO EN GUÍA CIRCULAR. APLICACIÓN AL DISEÑO DE DISPOSITIVOS DE MICROONDAS

Juan Enrique Page de la Vega

Pedro Crespo Valero

Departamento de Electromagnetismo y Teoría de Circuitos  
Universidad Politécnica de Madrid  
[jep@etc.upm.es](mailto:jep@etc.upm.es)

Departamento de Electromagnetismo y Teoría de Circuitos  
Universidad Politécnica de Madrid  
[p\\_crespo@hotmail.com](mailto:p_crespo@hotmail.com)

## ABSTRACT

The electromagnetic behaviour of a concentric circular iris in circular waveguide is simulated with two different models of circuits. This equivalence is carried out in a wide variety of geometries (radius and thickness) and in the monomode frequency band of the waveguide excited with the dominant mode ( $TE_{11}$ - $TM_{11}$  band). These models simplify the design process of microwave devices providing physical significance of its behaviour and a valuable seed, which will reduce the optimisation time. As an example, a five order Tshebyshev direct-coupled filter in circular waveguide is presented. It must be emphasised the accuracy reached in this pre-design process with a very low computational effort.

## 1. INTRODUCCIÓN

El diseño y optimización del comportamiento de un dispositivo implementado mediante iris circulares concéntricos en guía circular puede realizarse mediante el uso combinado de la técnica de ajuste de modos (MM) y la matriz de distribución generalizada (GSM), pero en muchas ocasiones el proceso no converge, o los tiempos de computación se hacen prohibitivos, si no se dispone de un dimensionado inicial suficientemente próximo al necesario para cumplir especificaciones. Por ello resulta del máximo interés disponer de algún tipo de circuito equivalente que, aún con la limitación intrínseca de que la distancia entre iris sea grande, permita un prediseño y una previsión de respuesta rápidos y fiables. En efecto, el disponer de un circuito equivalente parametrizado respecto de las dimensiones geométricas, permite emplear la teoría clásica de síntesis de circuitos de microondas y seleccionar las dimensiones adecuadas a la respuesta en frecuencia deseada, así como calcular dicha respuesta en frecuencia con la sola limitación de despreciar la interacción entre iris a través de modos evanescentes. En tales condiciones es posible garantizar la convergencia de la posterior optimización mediante MM-GSM utilizando un número muy bajo de iteraciones, es decir, un tiempo de computación moderado incluso cuando la plataforma es un PC.

### 1.1. Equivalente circuital del iris en guía circular

El modelo clásico del iris en guía circular (figura 1) puede encontrarse en Marcuvitz [1] pero su validez está limitada al iris de espesor cero y pequeña apertura en la banda de  $1 < (f_n = f/f_c) < 1.282$  (banda  $TE_{11}$ - $TM_{10}$ ), innecesariamente reducida, ya que si la excitación es el modo dominante, este tipo de iris no generan el modo  $TM_{10}$ , siendo el primer modo superior el  $TM_{11}$ . El objetivo de este trabajo ha sido la obtención de un circuito equivalente con un mínimo de limitaciones geométricas y de banda extendida. Para ello se ha utilizado la técnica MM-GSM en el análisis de una familia de iris con radio, normalizado al de la guía, variando entre 0.1 y 0.9 y espesor, así mismo normalizado, variando entre 0 y 0.2, en una banda de frecuencias abarcando desde la de corte absoluta de la guía ( $f_c$ ) a la de corte del modo  $TM_{11}$  ( $1 < f_n < 2.08$ ). De los resultados obtenidos se han extraído los parámetros S correspondientes al modo dominante para su posterior procesado.

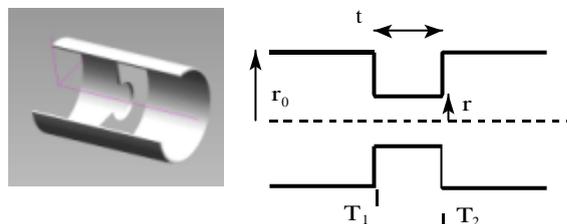


Figura 1. Iris en guía circular.

### 1.2. Topologías seleccionadas

Puesto que el iris es una estructura simétrica, puede representarse, si se desprecian las pérdidas, mediante un circuito equivalente, también simétrico, que contiene dos parámetros reales, función de dos parámetros geométricos (radio y espesor normalizados al radio de la guía) y de la frecuencia. A efectos de su uso en diseño, es conveniente que en el circuito aparezcan líneas de transmisión en entrada y salida, que se tratan posteriormente como simples correcciones de las longitudes de guía que deben interconectar los iris, a las que acompaña una reactancia, en nuestro caso conectada en paralelo. Tal como se muestra en la figura 2, en nuestro estudio se han utilizado dos opciones para el modelado de dicha reactancia: el uso de parámetros concentrados respecto

de  $\Psi(f_n) = \sqrt{f_n^2 - 1}$ , que ha exigido la incorporación de tres elementos, y el de una línea en paralelo terminada en cortocircuito, en la que la longitud y la impedancia han de elegirse convenientemente. Obtenidos en cada caso los valores de los elementos, se ha procedido a generar estrategias de interpolación para cada uno de ellos. Para la longitud de las secciones de línea se han utilizado expresiones polinómicas con tres grados de libertad tanto en frecuencia como en las dos variables geométricas, obteniéndose así,

$$L_E(f_n, r_n, t_n) \cdot \frac{1}{t_n} = \left( 1 \quad r_n \quad r_n^2 \right) \cdot \left\{ (C_1) \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ t_n \\ t_n^2 \end{pmatrix} \right\} + \left\{ (C_2) \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ t_n \\ t_n^2 \end{pmatrix} \right\} + \left\{ (C_3) \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ t_n \\ t_n^2 \end{pmatrix} \right\} \cdot \begin{pmatrix} f_n \\ f_n^2 \end{pmatrix} \quad (1)$$

donde  $(C_i)$  son matrices  $3 \times 3$  de coeficientes constantes y  $t = t_n \cdot r_0$ ,  $r = r_n \cdot r_0$  con  $r_n$ ,  $t_n$  el radio y espesor normalizados al radio de la guía.

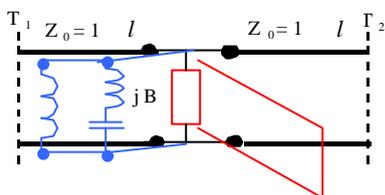


Figura 2. Topología circuito equivalente.

Para la reactancia paralelo el modelo de elementos concentrados responde a la ecuación

$$B(f_n, r_n, t_n) = - \left[ \frac{k_1(r_n, t_n) \cdot \Psi(f_n)}{\Psi^2(f_n) - k_2^2(r_n, t_n)} + \frac{k_3(r_n, t_n)}{\Psi(f_n)} \right] \quad (2)$$

mientras que el modelo de línea en paralelo corresponde a

$$B(f_n, r_n, t_n) = -Y_0(r_n, t_n) \cdot \cotg \left( \Theta(r_n, t_n) \cdot \sqrt{1 - f_n^{-2}} \right) \quad (3)$$

habiéndose utilizado en ambos casos una interpolación mediante splines de dos variables para la determinación de las magnitudes función de las dimensiones.

A la vista de los valores de los elementos del circuito equivalente es posible concluir como características esenciales del comportamiento del iris el que es predominantemente inductivo, si bien para ciertos radios llega a convertirse en capacitivo, previo paso por un nulo de reflexión, en el extremo superior de la banda y que las correcciones de longitud asociadas a las líneas de entrada y salida son muy poco dependientes de la frecuencia.

## 2. EJEMPLO DE UTILIZACIÓN.

Con el fin de validar la utilidad del circuito obtenido se ha sintetizado, siguiendo el procedimiento clásico descrito en [2], un filtro paso-banda de orden 5 con respuesta equirizada, centrado en 12 GHz, con reflexión mejor de 20 dB y en un ancho de banda de 500 MHz (~4%). Se ha

utilizado guía circular de 10 mm de radio y los irises se realizan sobre placa de Cu de 0.5 mm de espesor. Resolviendo el proceso de síntesis con el circuito equivalente se obtienen, sin coste computacional alguno, unos radios de iris de 5.634, 4.244, 3.921 mm (simétricamente con los 3 irises restantes) y unas longitudes de cavidad de 15.149, 16.888, 17.112 mm (simétricamente con las 2 cavidades restantes).

En la figura 3 se muestra la respuesta obtenida mediante el uso de MM-GSM, sin ningún tipo de optimización, y la previsión realizada mediante el uso del circuito equivalente. Los resultados de la síntesis con el modelo circuital mantienen una apreciable concordancia con la simulación en onda completa y aportan un punto de partida fiable para la optimización final del dispositivo. Ha de destacarse que los resultados son esencialmente idénticos para las dos topologías de circuito equivalente presentadas.

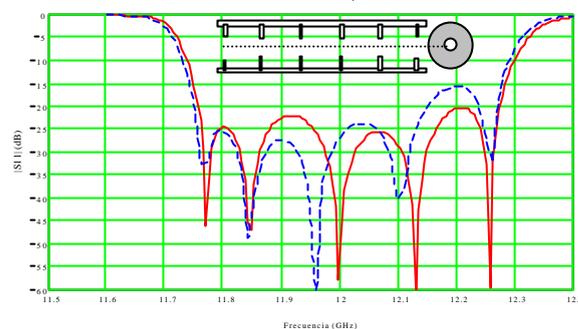


Figura 3. Proceso de pre-diseño. Respuesta en la banda de paso obtenida con circuito equivalente (—) y MM-GSM (- - -).

## 3. CONCLUSIONES

El uso del equivalente circuital del iris proporciona una interesante intuición física de su comportamiento y permite el diseño rápido de dispositivos y una estimación suficientemente precisa de su respuesta en frecuencia. En la mayor parte de los casos la respuesta verdadera, calculada mediante una técnica de onda completa, resulta prácticamente coincidente con la previsión realizada. En caso necesario, el circuito equivalente permite una pre-optimización rápida del dispositivo asegurando un resultado muy cercano al óptimo. Como líneas futuras, en dispositivos con importante interacción de los modos superiores, se podrían utilizar estas técnicas sobre circuitos con mayor número de puertas eléctricas tal y como se describe en [3].

## 4. REFERENCIAS

- [1] N. Marcuvitz, Ed, "Waveguide Handbook", New York McGraw-Hill. 1951.
- [2] S.B. Cohn, "Direct Coupled Resonator Filters", Proc. IRE, vol. 45, pp. 187-196, February, 1957.
- [3] R. Levy, "Derivation of equivalent circuits of microwave structures using numerical techniques", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 47, pp. 1688-1695, September, 1999.