

## BARRIDO DEL HAZ EN ANTENAS DE RANURAS SOBRE GUÍA RADIAL

*L. Enrique García, Ramón Martínez, Manuel Sierra Castañer, Belén Galocha, Leandro de Haro*  
*Grupo de Radiación, Dpto. de Señales, Sistemas y Radiocomunicaciones.*  
*ETSI Telecomunicación, Ciudad Universitaria s/n, 28040 MADRID. Tlfno: +34 91 336 73 60, Fax: +34 91 543 20 02*  
*e-mail: tvdig@gr.ssr.upm.es*

### I. INTRODUCCIÓN.

En los últimos años han existido grandes avances en investigación y desarrollo de antenas de ranuras sobre guía radial [1,2]. Fundamentalmente, se han estudiado las posibilidades de diseños alimentados con el modo fundamental de la guía radial, el modo TEM. Clásicamente, para conseguir las especificaciones típicas de ancho de banda, polarización o directividad, se juega con varios parámetros de estas antenas, como son la posición de las ranuras sobre la guía y dimensiones de dichas ranuras.

Lo que se trata de conseguir ahora es un barrido no mecánico del haz en dichas antenas de ranuras sobre guía radial.

### II. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

La motivación de este estudio surge a partir de la necesidad de conseguir una antena de ranuras sobre guía radial con polarización circular, con la característica de barrer el haz electrónicamente.

La guía radial está formada por dos placas metálicas paralelas, separadas una distancia  $h$  y rellenas de un dieléctrico de constante  $\epsilon_r$ . Si se resuelve la ecuación de Helmholtz en coordenadas cilíndricas [3]:

$$\frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} \left[ \rho \frac{\partial \Psi}{\partial \rho} \right] + \frac{1}{\rho} \frac{\partial^2 \Psi}{\partial \phi^2} + \frac{\partial^2 \Psi}{\partial z^2} + k^2 \Psi = 0 \quad [1]$$

Si se sigue el método de separación de variables, se puede encontrar una solución de la forma:

$$\Psi = R(\rho)\Phi(\phi)Z(z) \quad [2]$$

Para el caso particular de la guía radial, se puede demostrar que la ecuación anterior, toma la siguiente forma:

$$\Psi = B_n(k_\rho \rho) h(k_z z) e^{\pm jn\phi} \quad [3]$$

en donde  $h(k_z z)$  es una función armónica en la variable  $z$  y  $B_n(k_\rho \rho)$  es la solución de la ecuación de Bessel de orden  $n$ . Además,  $k_\rho^2 = k^2 - k_z^2$ , con  $k_z^2$  la solución de:

$$\frac{1}{Z} \frac{d^2 Z}{dz^2} = -k_z^2 \quad [4]$$

Finalmente, resulta que los modos TE y TM, se pueden expresar de la siguiente forma, una vez impuestas las condiciones de contorno adecuadas:

$$E_\rho \Big|_{z=0} = E_\phi \Big|_{z=a} = 0 \Rightarrow \Psi_{m,n}^{TM} = \cos\left[\frac{m\pi}{a}z\right] \cos(n\phi) \begin{cases} H_n^{(1)}(k_\rho \rho) \\ H_n^{(2)}(k_\rho \rho) \end{cases} \quad [5]$$

$$m = 0, 1, \dots \quad n = 0, 1, \dots \quad k_\rho = \sqrt{k^2 - \left(\frac{m\pi}{h}\right)^2}$$

$$\Psi_{m,n}^{TE} = \sin\left[\frac{m\pi}{a}z\right] \cos(n\phi) \begin{cases} H_n^{(1)}(k_\rho \rho) \\ H_n^{(2)}(k_\rho \rho) \end{cases} \quad [6]$$

$$m = 1, 2, \dots \quad n = 0, 1, \dots \quad k_\rho = \sqrt{k^2 - \left(\frac{m\pi}{h}\right)^2}$$

con  $H_n^{(1)}(k_\rho \rho)$  y  $H_n^{(2)}(k_\rho \rho)$  las funciones de Hankel de primera y segunda clase, respectivamente.

Si la altura de la guía es menor de media longitud de onda ( $\lambda/2$ ), todos los modos con  $m > 0$  van a ser evanescentes, y por tanto solamente se van a propagar los modos  $TM_{0n}$ , resultando dominante el  $TM_{00}$ , que no es más que un modo TEM [1,3].

Típicamente, estas antenas se alimentan mediante sonda coaxial, de tal forma, que si la sonda es única, se formarían los siguientes campos en la guía, para el caso  $a < \lambda/2$ :

$$\begin{aligned} \bar{E}(\rho) &= E_1 H_0^{(2)}(k\rho) \hat{z} \\ \bar{H}(\rho) &= -\frac{j}{\eta} E_1 e^{-j\left(k\rho - \frac{\pi}{4}\right)} \hat{\phi} \end{aligned} \quad [7]$$

y si el campo se calcula en puntos alejados de las fuentes,  $k_\rho \rho \gg 1$ , resulta:

[8a)]

$$\bar{E}(\rho) = \sqrt{\frac{2}{\pi k \rho}} E_1 e^{-j\left(k\rho - \frac{\pi}{4}\right)} \hat{z}$$

$$\bar{H}(\rho) = -\frac{1}{\eta} \sqrt{\frac{2}{\pi k \rho}} E_1 e^{-j\left(k\rho - \frac{\pi}{4}\right)} \hat{\phi} \quad [8b)]$$

en donde  $E_1$  es una constante que depende de la potencia de entrada.

Respecto de la polarización de la antena, se consigue mediante la posición relativa entre ranuras. Para cualquier posición entre dos ranuras, se puede conseguir una polarización circular, que va a ser óptima en el sentido de maximizar la relación de componentes copolar a contrapolar por el caso de  $\theta=90^\circ$ ,  $s=0$  (Fig 1):

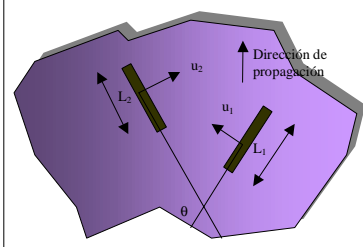


Fig. 1: Posición relativa entre ranuras.

Para conseguir polarización circular, se debe cumplir que [2]:

$$\frac{|E_1 L_1|}{|E_2 L_2|} = 1, \quad \cos \Phi = -\cos \theta \quad [9]$$

### III. DISEÑO DE LA ANTENA

Se va a tratar de conseguir un barrido del haz de una forma electrónica, esto es, variando las fases y las amplitudes de las sondas del circuito alimentador.

Para ello se va a partir de un prototipo de antenas de ranuras sobre guía radial ya implementado. Se trata de una antena monopulso de polarización circular [1].

Lo que se pretende es conseguir calcular las variaciones de fase y amplitud necesarias en el circuito alimentador para conseguir un barrido del haz. Por tanto, lo que se tiene que calcular, es la distribución de corriente  $J_s(r_s)$ . Si se toma el esquema de la guía radial, de la figura 2, se puede poner la condición de contorno para el campo magnético de la siguiente forma:

$$\bar{H}_t^I(\bar{r}) = \bar{H}_t^{II}(\bar{r}) \quad [10]$$

lo cual, en función de las funciones de Green en la guía radial y en el semiespacio libre, y particularizada en la frontera entre I y II, queda:

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^n \iint \bar{G}_{GR}^{HJ} \bar{J}_{s_n}(\bar{r}_s) dS_{ap} + \iint \bar{G}_{GR}^{HM} \bar{M}_{ap}(\bar{r}_s) dS_{ap} = \\ = \iint \bar{G}_{GL}^{HM} \bar{M}_{s_n}(\bar{r}_a) dS_{ap} \end{aligned} \quad [11]$$

En donde se ha puesto un sumatorio de 1 hasta n, para indicar el número de sondas necesarias para conseguir cumplir la ecuación.

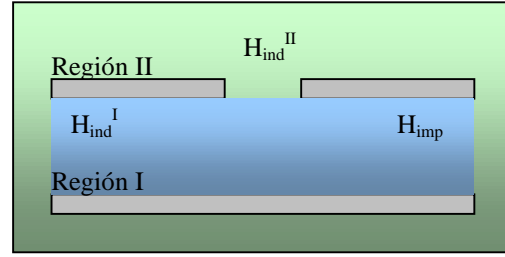


Fig. 2: Esquema de la guía radial.

Por tanto, lo primero que hay que calcular, es la distribución de corriente magnética en la apertura para conseguir apuntar el haz en una determinada dirección  $(\theta_i, \phi_i)$ , que será:

$$\begin{aligned} \bar{M}_s = 2E_0 [\cos \theta_i \cos \phi_i \hat{y} - \cos \theta_i \sin \phi_i \hat{x}] \cdot \\ \cdot e^{-j\beta [\sin \theta_i \cos \phi_i \rho' \cos \phi' - \sin \theta_i \sin \phi_i \rho' \sin \phi']} \end{aligned} \quad [12]$$

La representación de la fase en la apertura, tiene la forma de la figura 3 para  $\theta_i=20^\circ$ ,  $\phi_i=0^\circ$ :

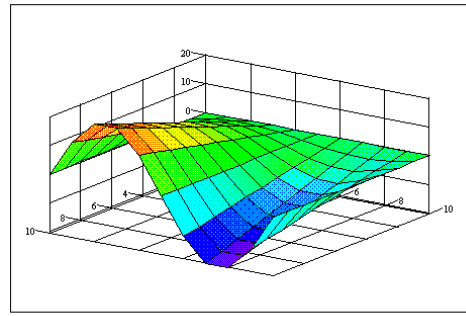


Fig. 3: Fase en la apertura.

Otra posible solución al problema, consiste en suponer una altura de la guía radial superior a media longitud de onda, permitiendo así la existencia de propagación de modos superiores. De esta forma, probablemente se reduzca el número de sondas necesarias para la alimentación, pero también se va a complicar el cálculo de los campos y de las funciones de Green en el interior de la guía.

### IV. BIBLIOGRAFÍA

- [1] "Contribución a las técnicas de diseño y análisis de antenas de ranuras sobre placas paralelas", Manuel Sierra Castañer, Tesis Doctoral, ETSI Telecomunicación, UPM, 2000.
- [2] "Antenas de ranuras en guía radial: análisis, diseño y aplicaciones", María Vera Isasa, Tesis Doctoral, ETSI Telecomunicación, Universidad de Vigo, 1996.
- [3] "Time-harmonic Electromagnetic fields", Roger F. Harrington, McGraw-Hill, 1961.