

ANTENAS DE RANURA EN EL PLANO DE MASA DE UNA LINEA STRIPLINE

M. FERRANDO y A. CARDAMA

Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación. Barcelona

RESUMEN.- Se analiza teóricamente el comportamiento de una antena de ranuras excitadas por una línea stripline. Se calcula la impedancia y frecuencia de resonancia de la ranura para cualquier posición relativa de ésta respecto de la línea. Se encuentra una expresión que tiene en cuenta los efectos mutuos. Finalmente se dan los resultados obtenidos con diversos prototipos.

ABSTRACT.- A theoretical analysis of slot antennas excited by stripline is presented, with calculation of impedance and resonance frequency for different positions of the slot. Mutual effects are taken into account and results for different configurations are obtained.

INTRODUCCION

Se han estudiado anteriormente varios tipos de antenas de ranura en líneas microstrip y stripline /1/,/2/; dichas realizaciones tienen la desventaja de requerir una línea de alimentación para cada ranura. Dichas antenas han sido estudiadas desde el punto de vista teórico en algunos aspectos parciales /3/,/4/,/5/,/6/. En el presente trabajo se completa la anterior teoría y se aplica al cálculo de una agrupación de ranuras.

IMPEDANCIA DE LA RANURA

Tal y como se demuestra en /8/ la conductancia de una ranura, excitada por una línea de transmisión viene dada por la siguiente expresión

$$(G+j B)/Y_0 = \gamma / (\iint_{\sigma} \mathbf{n} \times \mathbf{E} \zeta^1 dS)^2 \quad (1)$$

donde la integral está extendida a la ranura y

\mathbf{E} = campo eléctrico en la ranura

$\hat{\mathbf{n}}$ = vector normal a la ranura

$$\zeta^1 = h(\rho) \cos kz - j h_z(\rho) \sin kz$$

k = cte. de fase en la dirección de propagación para el modo dominante en la línea de transmisión.

$h(\rho)$ = vector unitario magnético transversal en la línea.

$h_z(\rho)$ = vector unitario magnético en el sentido de propagación en la línea.

El numerador de (1) representa la energía radiada y la energía reactiva de la ranura (incluyendo modos superiores excitados en la línea de transmisión). Se puede calcular de diversas formas.

$$P = \iiint_V \nabla \cdot \mathbf{E}(\psi + j \Sigma) \nabla \cdot \mathbf{E} \, dS \, dS' \quad (2)$$

ψ = función diádica de Green en la región exterior de la línea.
 Σ = función diádica de Green en el interior de la línea.

En nuestro caso la ranura se encuentra sobre un plano de masa de una línea stripline. Suponiendo que dicho plano de masa es infinito, se puede evaluar (2), despreciando la energía almacenada en el interior de la línea [7]. Se supone que la distribución de los campos en la ranura es de la forma:

$$\vec{E} = E_0 \sin K(L/2 - |x|) \hat{z} \quad (3)$$

Las expresiones obtenidas, una vez simplificadas, son equivalentes a las dadas por Rhodes [9], que calculó la potencia radiada por una ranura en un plano de masa infinito, utilizando el espectro angular de ondas planas.

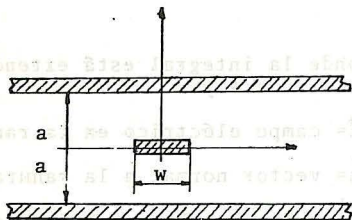


Fig. 1 línea stripline

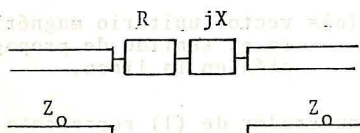


Fig. 3 circuito equivalente de la ranura en la línea

La potencia radiada vale

$$P_r + j P_i = (E_0 d)^2 / n \pi \left((\text{Cin } KL + (\text{Cin } KL - 1/2 \text{ Cin } 2KL) \cdot \cos KL) - (\text{Si } KL - 1/2 \text{ Si } 2KL) \cdot \sin KL \right) + j \left(\text{Si } KL + (\text{Si } KL - 1/2 \text{ Si } 2KL) \cos KL + (\text{Cin } KL - 1/2 \text{ Cin } 2KL - \ln(e^{3/2L/2d}) \sin KL) \right) \quad (4)$$

Siendo

$$K = 2\pi / \lambda (\epsilon / (1 + \epsilon))^{1/2} \quad (5)$$

La expresión general para los campos en el interior de una línea stripline (modo TEM) fue calculada en [6]. Particularizando en $y=a$

$$h = \hat{x} f / (1 + m^2 \sinh^2 \pi x / 2a)^{1/2} \quad (6)$$

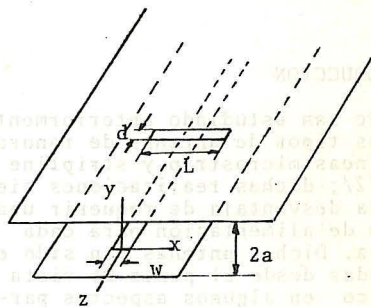


Fig. 2 ranura en el plano de masa de la línea stripline

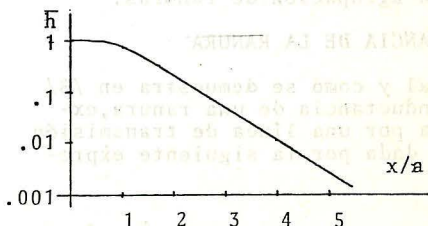


Fig. 4 campo magnético en el plano de masa en función de la separación del centro de la línea.

en (6) f es una cte. de normalización, que se calcula de modo que la energía de la onda TEM sea 1 m es una cte. de forma

$$m = \operatorname{sech}(\pi w / 4a) \quad (7)$$

Suponiendo la ranura situada a una distancia D del centro y girada un ángulo α .

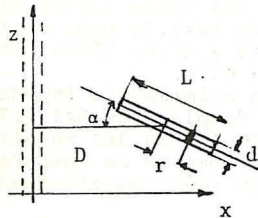


Fig. 5 ranura desplazada y girada.

La integral del denominador de (1) resulta

$$a = g V_0 \int_{-L/2}^{L/2} \frac{\cos(kr \sin \alpha) \operatorname{sen} K(L/2 - r) \cos \alpha}{\sqrt{(1 + m^2 \operatorname{senh}^2((D+r \cos \alpha) / 2a))}} dr \quad (8)$$

Se ha realizado un programa de ordenador que calcula las expresiones de la impedancia de la ranura, vista desde la línea, tomando como parámetro la frecuencia, la separación o el ángulo, fig. 6,7,8

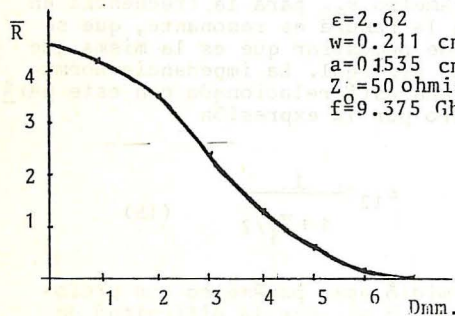


Fig. 6 variación de \bar{R} en función de la separación de la ranura con respecto al centro de la línea.

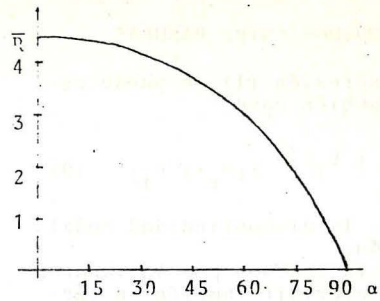


Fig. 7 Variación de \bar{R} en función del ángulo que forma la ranura con la línea, para $D=0$ y ranura resonante.

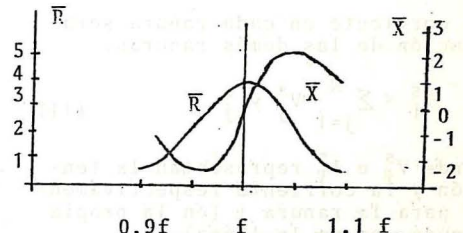


Fig. 8 Variación de \bar{R} y \bar{X} con la frecuencia, alrededor de la resonancia.

Se ha realizado también un programa que permite obtener a partir de (4) la frecuencia de resonancia de la ranura en función de sus dimensiones físicas L y d . Para ello se calculan las raíces de la parte imaginaria de (4) por el método de Newton. Los resultados obtenidos se dan en la fig. 9

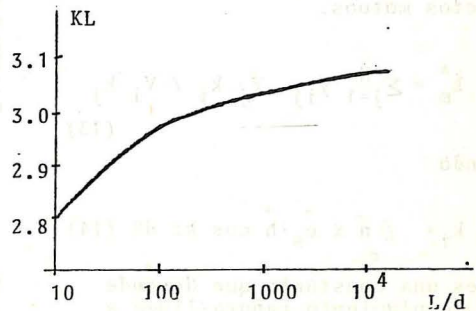


Fig.9 Longitud eléctrica de resonancia de las ranuras en función de L/d

EFECTOS MUTUOS ENTRE RANURAS

La expresión (1) se puede escribir también como

$$Z_i = \gamma_0 (V_i)^2 / (P_r + j P_i) \quad (9)$$

Siendo V_i la discontinuidad modal de tensión.

La potencia radiada por la ranura se puede escribir también en términos de corrientes y tensiones en ella

$$P_r + j P_i = V^S \cdot I^S \quad (10)$$

La corriente en cada ranura será función de las demás ranuras.

$$I_i^S = \sum_{j=1}^N V_j^S y_{ij}^S \quad (11)$$

donde V_i^S e I_i^S representan la tensión y la corriente respectivamente para la ranura i (en la propia ranura, no en la línea), e y_{ij} representa la admitancia mutua entre las ranuras i y j . Con todas las expresiones anteriores se puede encontrar que la impedancia vista desde la línea, de una ranura, teniendo en cuenta los efectos mutuos es de la forma

$$\bar{Z}_i = \bar{Z}_i(u) / k_m^* \quad (12)$$

Donde $\bar{Z}_i(u)$ representa la impedancia de la ranura aislada y k_m es un factor que engloba los efectos mutuos.

$$k_m^* = \sum_{j=1}^N y_{ij} V_j k_i / V_i k_j \quad (13)$$

siendo

$$k_i = \iint_{\sigma} \hat{n} \times \vec{e}_s \cdot \vec{h} \cos kz \, dS \quad (14)$$

k_i es una constante que depende del acoplamiento ranura-línea a través de los valores D y d .

Los valores de V_j y V_i son los de las tensiones j para la ranura en el interior de la línea stripline.

PROTOTIPOS REALIZADOS

Se construyó y midió una antena de ranura a la frecuencia de $f=8.6$ Ghz. La ranura tenía unas dimensiones $l=13.3$ mm y $d=0.1$ mm. El dieléctrico empleado fue rexolita con una constante dieléctrica de valor 2.62 y un espesor $a=1.535$ mm. La ranura se situó en uno de los planos de masa de una línea stripline con $Z_0=50$ ohmios ($w=2.11$ mm), centrada con respecto a dicha línea ($D=0$) y ortogonal a ella. Se midieron asimismo la impedancia de ranuras desplazadas $D=1, \dots, 7$ mm. En la fig.10 se dan los resultados de las mediciones y se comparan con los cálculos teóricos efectuados.

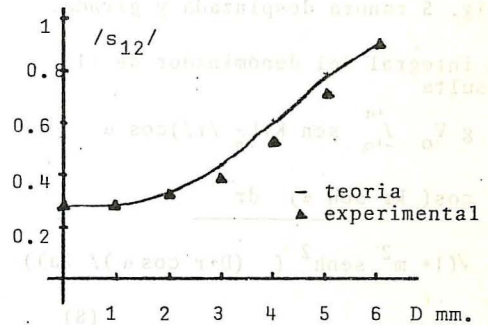


Fig. 10 Coeficiente de transmisión para una ranura en una línea stripline en función de la separación D

En la fig. 10 se dan las medidas del parámetro s_{12} para la frecuencia en que la ranura es resonante, que se puede demostrar que es la misma que hace s_{12} real. La impedancia normalizada está relacionada con este parámetro por la expresión

$$s_{12} = \frac{1}{1 + \bar{Z}_i/2} \quad (15)$$

Se midió este parámetro con preferencia a s_{11} por la dificultad de crear un corte de referencia en el mismo plano que la ranura.

DISEÑO DE UNA AGRUPACION DE RANURAS

Se realizó una agrupación de cuatro ranuras excitadas mediante una línea stripline. La separación entre ranuras es de una longitud de onda en la línea, de manera que las ranuras están en fase (agrupación broadside). El circuito equivalente se da en la fig. 12. Se calcularon los acoplamientos ranura-línea (k_i) y las dimensiones de las ranuras (L_i y d_i) de manera que se compensaran los efectos mutuos. Para ello se realizó un programa de ordenador, que a partir de una distribución prefijada de tensiones en las ranuras, calculaba iterativamente los valores de los acoplamientos y dimensiones. En el diseño final las dimensiones de cada ranura son diferentes, pero se consigue que la impedancia medida desde la línea, para cada ranura sea real.

En la fig. 11 se muestra la disposición de las ranuras. En las figuras 13 y 14 se dan los diagramas de radiación plano E y plano H de la agrupación de cuatro ranuras.

Los anchos de haz medidos son respectivamente 19° y 60° y la relación lóbulo principal a secundario es de 21 dB.

CONCLUSIONES

Las antenas de ranura se pueden emplear como parte de circuitos integrados de microondas (MIC) en sistemas de alimentación de paraboloides o en otras aplicaciones, como radares dopler para medida de velocidades o en sistemas de alarma. Presentan ventajas frente a las bocinas: bajo coste, reducido volumen, alimentación simple, etc.

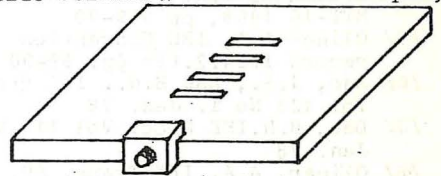


fig. 11 Agrupación de cuatro ranuras alimentadas por una línea stripline.

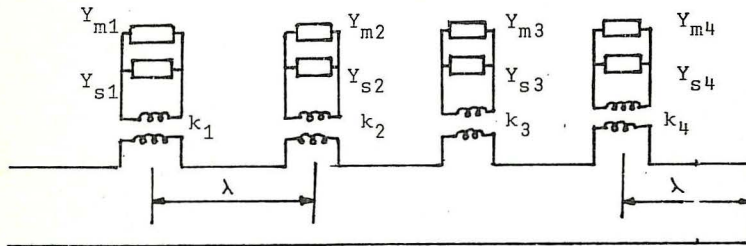


fig. 12 circuito equivalente de la agrupación

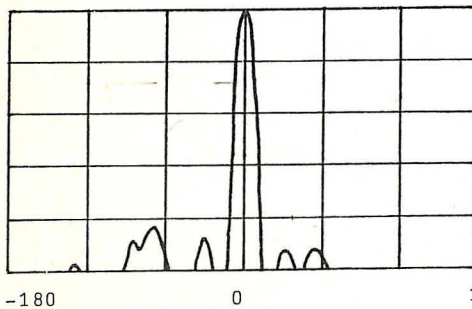


Fig. 13 Diagrama de radiación plano E

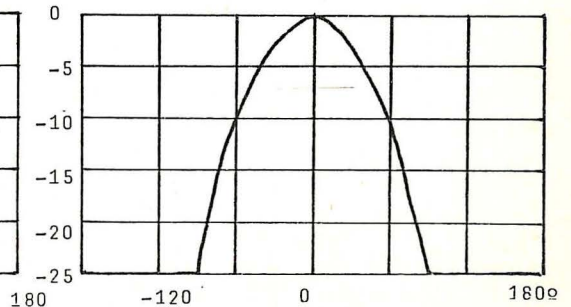


Fig. 14 Diagrama de radiación plano H

AGRADECIMIENTOS

Los autores agradecen a J.S. Miranda y M. Calvo de la E.T.S.I. Telecomunicación de Madrid sus aportaciones e interés demostrado por el trabajo.

BIBLIOGRAFIA

- /1/ Y. Yoshimura, IEEE Trans. MTT 20 pp 760-762. Nov 1972
- /2/ M. Collier. Microwave Journal, pp. 67-71. Sept. 1977
- /3/ Oliner, A.A, IRE Trans. 1955 MTT-3 pp.134-143
- /4/ Breithaup R.W. IEEE Trans. MTT-16 1968, pp 969-70
- /5/ Oliner A.A, IRE Convention record 1954.2.(8) pp. 89-90
- /6/ Rao, J.S., Das B.N.. IEE Proc. Vol 125 No 1. Jan. 78
- /7/ Das, B.N. IEE Proc. Vol 117.No 1 Jan. 78
- /8/ Oliner, A.A, IRE Trans. AP. Jan. 1957
- /9/ Rhodes, Donald R., Claredon Press. Oxford 1974.

