

# Antenas y Circuitos de Alta Frecuencia (ACAF)

## Primera parte, Tema IV

**Profesores:** **Jorge A. Ruiz Cruz** ([jorge.ruizcruz@uam.es](mailto:jorge.ruizcruz@uam.es))  
**José L. Masa Campos** ([joseluis.masa@uam.es](mailto:joseluis.masa@uam.es))

Colaboradores de este tema: *José R. Montejo* (\*) y *Jesús M. Rebollar* (\*)

(\*) Dpto. de Electromagnetismo y Teoría de Circuitos  
Universidad Politécnica de Madrid



Master en Ingeniería Informática  
y de Telecomunicación  
Escuela Politécnica Superior  
Universidad Autónoma de Madrid



## Primera parte de ACAF: Circuitos de Alta Frecuencia.



I. PROCESADO DE SEÑAL EN RF.

II. TEORÍA CIRCUITAL DE LOS DISPOSITIVOS DE RF.

III. DISEÑO DE CIRCUITOS PASIVOS DE RF.



**IV. DISPOSITIVOS EN GUÍA DE ONDA.**

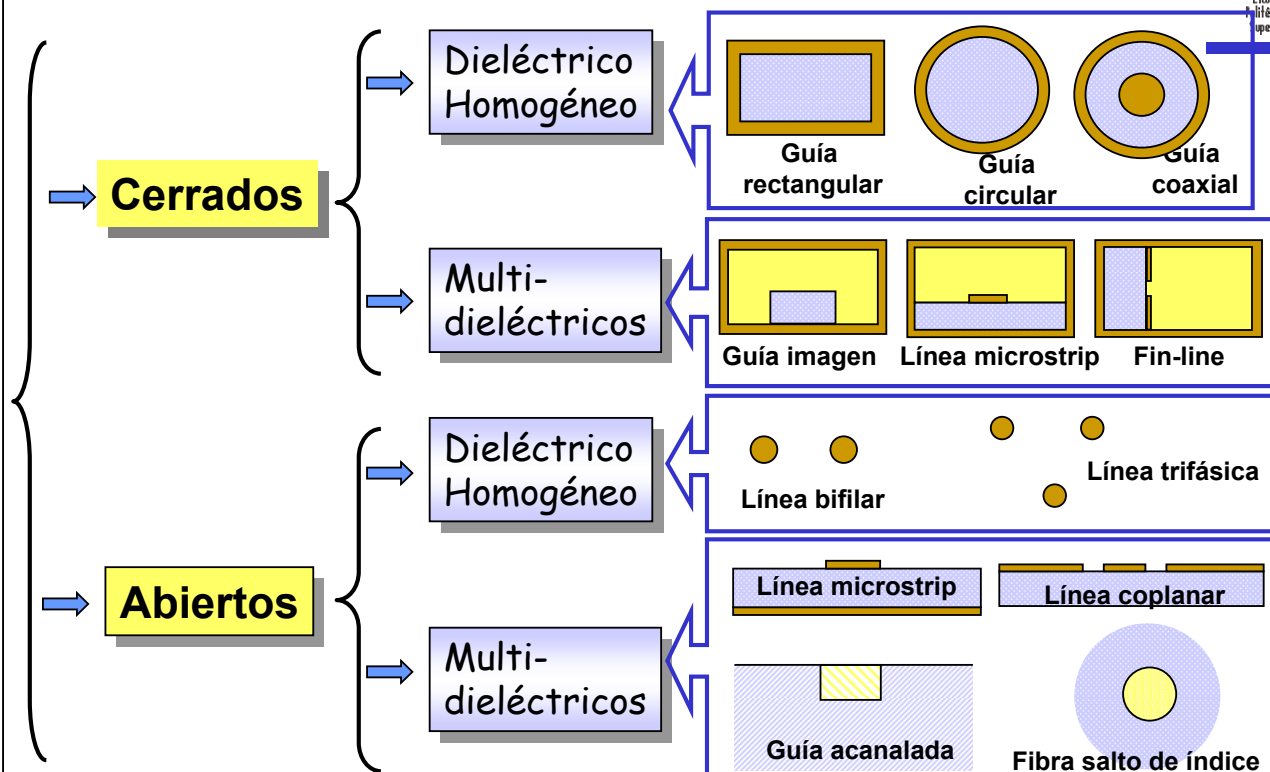
Antenas y Circuitos de Alta Frecuencia, [www.eps.uam.es/~acaf](http://www.eps.uam.es/~acaf)  
Master en Ingeniería Informática y de Telecomunicación  
Escuela Politécnica Superior, Universidad Autónoma de Madrid  
Jorge A. Ruiz Cruz ([jorge.ruizcruz@uam.es](mailto:jorge.ruizcruz@uam.es), [www.eps.uam.es/~jruiz](http://www.eps.uam.es/~jruiz))



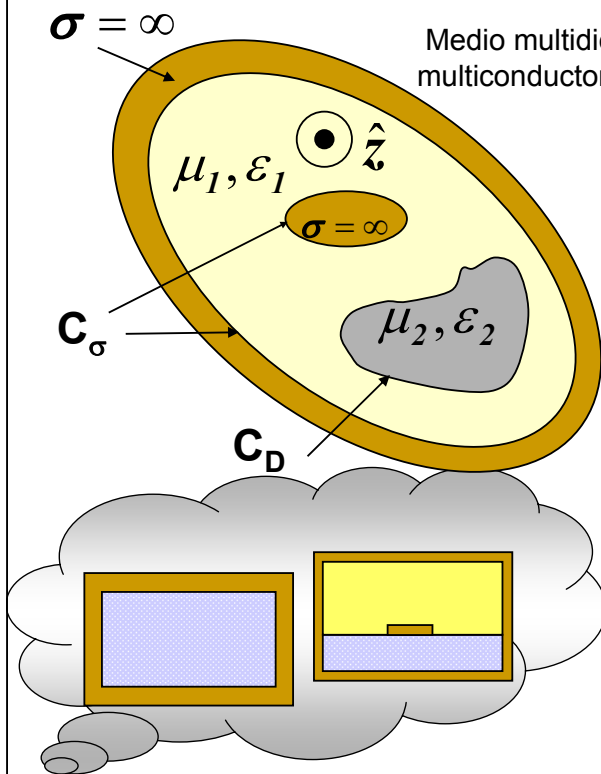
# 1. Clasificación de los medios de transmisión

| Frecuencias | $\lambda$ | Denominac.            | Medio de Transmisión |                           | Tipo Onda Guiada |
|-------------|-----------|-----------------------|----------------------|---------------------------|------------------|
|             |           |                       | Distancia            | Circuitería               |                  |
| 1 KHz       | 100 Km    | Audio                 | Línea Bifilar        | Circuitos Impresos P.C.B. | TEM              |
| 10 KHz      | 10 Km     | Muy Baja Frecuencia   |                      |                           |                  |
| 100 KHz     | 1 Km      | Baja Frecuencia       |                      |                           |                  |
| 1 MHz       | 100 m     | Frecuencias Medias    |                      |                           |                  |
| 10 MHz      | 10 m      | Alta Frecuencia       | Cable Coaxial        | Línea strip               | casi-TEM         |
| 100 MHz     | 1 m       | Muy alta Frecuencia   |                      |                           |                  |
| 1 GHz       | 10 cm     | Ultra alta Frecuencia |                      |                           |                  |
| 10 GHz      | 1 cm      | Microondas            | Guías de onda        | Línea $\mu$ strip         | TE (TM)          |
| 100 GHz     | 1 mm      | Milimétricas          |                      |                           |                  |
| 100 THz     | 1 $\mu$ m | Infrarrojos           | Fibra Óptica         | guías dieléctricas planas | Híbridos LP      |
| 1 PHz       |           | Visible               |                      |                           |                  |
|             |           | Ultravioleta          |                      |                           |                  |

## 1. Clasificación de los medios de transmisión (II)



## 1. Clasificación: medios de transmisión cerrados no homogéneos



Medio multidieléctrico (=dieléctrico no homogéneo) y multiconductor cerrado por condiciones de conductor perfecto

➤ Ecuaciones de Maxwell para cada una de las regiones dieléctricas ( $i$ ) que componen el medio de transmisión:

$$\begin{cases} \nabla \cdot \vec{D}_i(\vec{r}, \omega) = 0 \\ \nabla \cdot \vec{B}_i(\vec{r}, \omega) = 0 \\ \nabla \times \vec{E}_i(\vec{r}, \omega) = -j\omega\mu_i\vec{H}_i(\vec{r}, \omega) \\ \nabla \times \vec{H}_i(\vec{r}, \omega) = j\omega\epsilon_i\vec{E}_i(\vec{r}, \omega) \end{cases}$$

$\forall i = 1, N$

Siendo  $N$  el número de regiones con dieléctrico distinto

## 1. Clasificación: medios de transmisión cerrados no homogéneos

➤ Para cada región  $i$  del medio de transmisión, se puede demostrar que los campos transversales se pueden obtener a partir de los longitudinales en dicha región.

$$\vec{E}_{ti} = \frac{\gamma}{\gamma_{ci}^2} \nabla_t E_{zi} - \frac{j\omega\mu_i}{\gamma_{ci}^2} \hat{z} \times \nabla_t H_{zi}$$

$$\vec{H}_{ti} = \frac{j\omega\epsilon_i}{\gamma_{ci}^2} \hat{z} \times \nabla_t E_{zi} + \frac{\gamma}{\gamma_{ci}^2} \nabla_t H_{zi}$$

- Estos son los únicos campos linealmente independientes.
- La constante de propagación y las amplitudes de estos campos se obtienen **imponiendo las condiciones de contorno en el interfaz entre regiones**
- La forma general de la onda guiada es un modo híbrido

Ondas guiadas

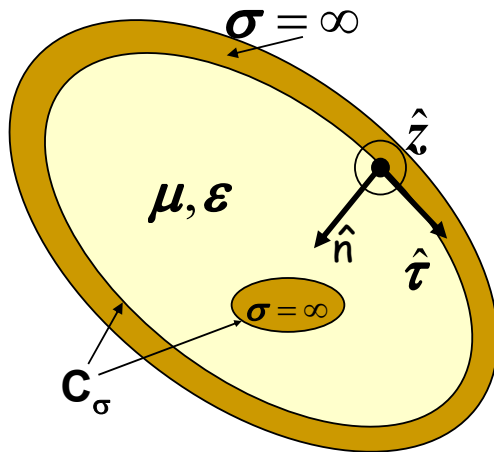


Modos

(solución de campo EM que puede existir en la estructura)

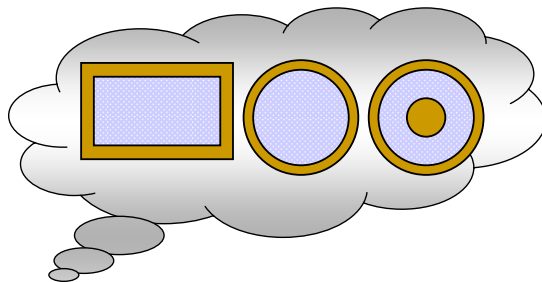
Híbridos  
TEM

## 1. Clasificación: medios de transmisión cerrados homogéneos



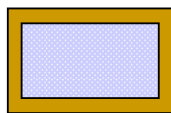
➤ Medio de transmisión cerrado por conductor perfecto, relleno por un único dieléctrico homogéneo (puede que con pérdidas)

- En esta geometría no hay cambios de dieléctrico y por tanto las condiciones de contorno se reducen a las condiciones sobre los contornos de conductor perfecto  $C_\sigma$

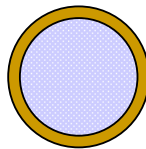


- Además de los TEM, ahora pueden encontrarse soluciones por separado al problema conjunto de la forma TE ó TM, **casos particulares de los modos híbridos**

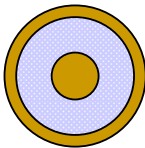
## 1. Clasificación: medios de transmisión cerrados homogéneos



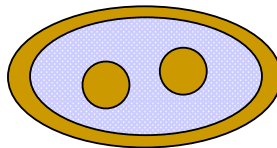
Guía  
rectangular



Guía  
circular



Guía  
coaxial



Guía  
bifilar  
general

- Tantos modos TEM distintos como número de conductores menos uno
- Infinitos modos TE
- Infinitos modos TM

Ondas guiadas



Modos

(solución de campo EM que puede existir en la estructura)

TEM  
TE  
TM

- Ejemplo 1: en el coaxial de la figura, a parte de infinitos TE y TM habrá un TEM
- Ejemplo 2: en la guía rectangular y circular hay infinitos TE y TM pero no hay TEM
- Ejemplo 3: en la guía bifilar general hay infinitos TE y TM y dos TEM distintos

| Modo:                             | TEM   | TM   | TE   |
|-----------------------------------|---|--|--|
| $E_z$                             | 0   | $E_z = F^{(e)} e^{-\gamma z}$<br>$\Delta_t F^{(e)} - \gamma_c^2 F^{(e)} = 0$ | 0  |
| $H_z$                             | 0   | 0  | $H_z = F^{(h)} e^{-\gamma z}$<br>$\Delta_t F^{(h)} - \gamma_c^2 F^{(h)} = 0$ |
| $\vec{E}_t$                       | $\nabla_t \phi e^{-\gamma_0 z}$<br>$\Delta_t \phi = 0, \phi _{C_i} = cte_i$ | $\frac{\gamma}{\gamma_c^2} \nabla_t E_z$                                     | $Z_{TE} \vec{H}_t \times \hat{z}$  |
| $\vec{H}_t$                       | $\frac{1}{\eta} \hat{z} \times \vec{E}_t$                                   | $\frac{1}{Z_{TM}} \hat{z} \times \vec{E}_t$                                  | $\frac{\gamma}{\gamma_c^2} \nabla_t H_z$                                     |
| Constante de propagación $\gamma$ | $\gamma_0 = \sqrt{-\omega^2 \mu \epsilon}$                                  | $\gamma^2 = \gamma_0^2 - \gamma_c^2$   | $\gamma^2 = \gamma_0^2 - \gamma_c^2$   |
| Impedancia de onda $Z$            | $Z_{TEM} = \eta = \sqrt{\mu/\epsilon}$                                      | $Z_{TM} = \frac{\gamma}{j\omega\epsilon}$                                    | $Z_{TE} = \frac{j\omega\mu}{\gamma}$   |

## 2. Propagación en una guía de onda

➤ A partir de ahora se estudiarán más en detalle la propagación por medios de transmisión cerrados por conductor perfecto y con dieléctrico homogéneo:

- Se estudiarán los diagramas de dispersión: constante de propagación, frecuencia de corte, impedancia del modo, ancho de banda monomodo.

- Constante de propagación del modo:  $\gamma$        $\gamma^2 = \gamma_0^2 - \gamma_c^2$

- Constante de propagación de una onda plana en el medio dieléctrico de la guía:  $\gamma_0$        $\gamma_0^2 = -\omega^2 \mu \epsilon$

- Constante de separación:  $\gamma_c$        $k_c^2 \equiv -\gamma_c^2$       Dependiendo del libro a veces se utiliza la notación:  $k_0^2 \equiv -\gamma_0^2$   
 $k_c^2 \equiv -\gamma_c^2$

- Número de onda de corte:  $k_c$

- Se puede demostrar que:  $k_c^2 = -\gamma_c^2 \Rightarrow \text{real}$        $k_c^2 = -\gamma_c^2 > 0$

- Impedancia de onda del modo:  $Z$

## 2. Diagrama de dispersión

Si  $\mu, \varepsilon$  reales

$$\gamma^2 = \gamma_0^2 - \gamma_c^2 \quad \begin{cases} \gamma_0^2 = -\omega^2 \mu \varepsilon \\ \gamma_c^2 = -\omega_c^2 \mu \varepsilon \Rightarrow \omega_c = \frac{\sqrt{-\gamma_c^2}}{\sqrt{\mu \varepsilon}} \Rightarrow f_c = \frac{\sqrt{-\gamma_c^2}}{2\pi \sqrt{\mu \varepsilon}} \end{cases}$$

(En muchos textos se utiliza la notación:  $k_c^2 = -\gamma_c^2$ )

frecuencia de corte

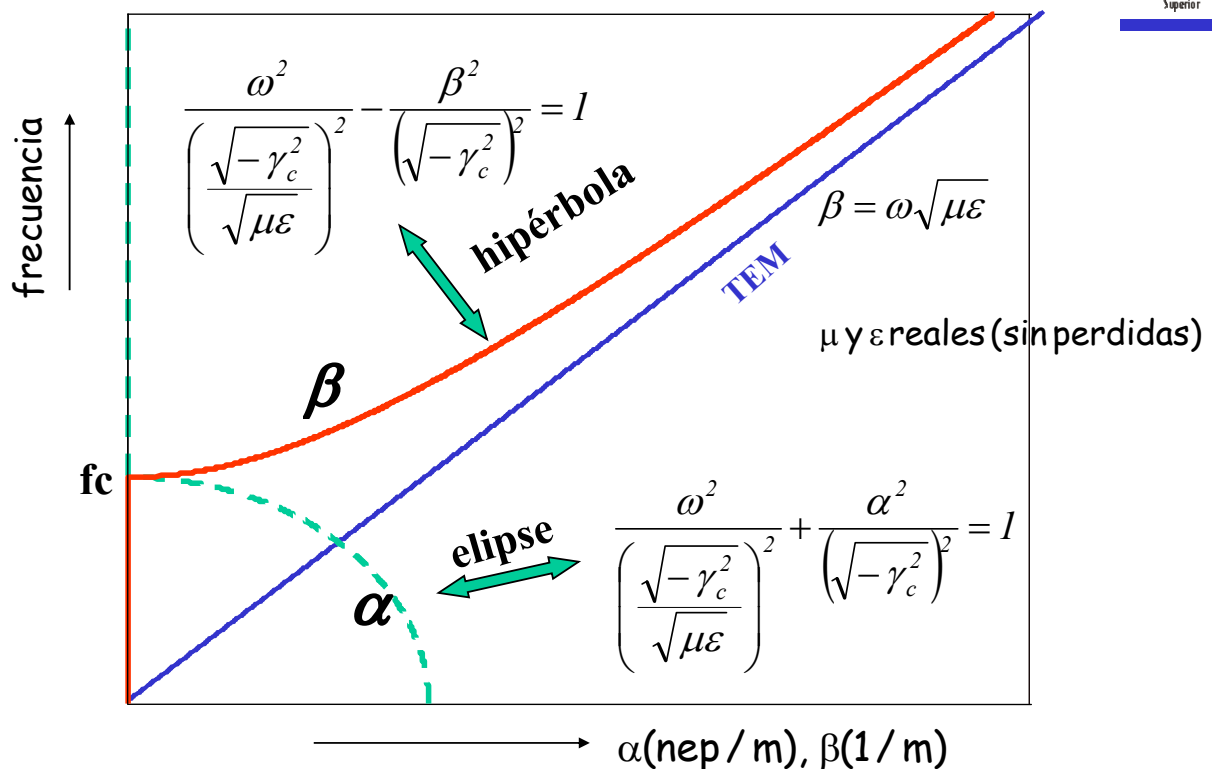
$\gamma = \alpha + j\beta$

si  $f < f_c \Rightarrow \gamma = \alpha \Rightarrow \frac{\omega^2}{\left(\frac{\sqrt{-\gamma_c^2}}{\sqrt{\mu \varepsilon}}\right)^2} + \frac{\alpha^2}{\left(\sqrt{-\gamma_c^2}\right)^2} = 1$

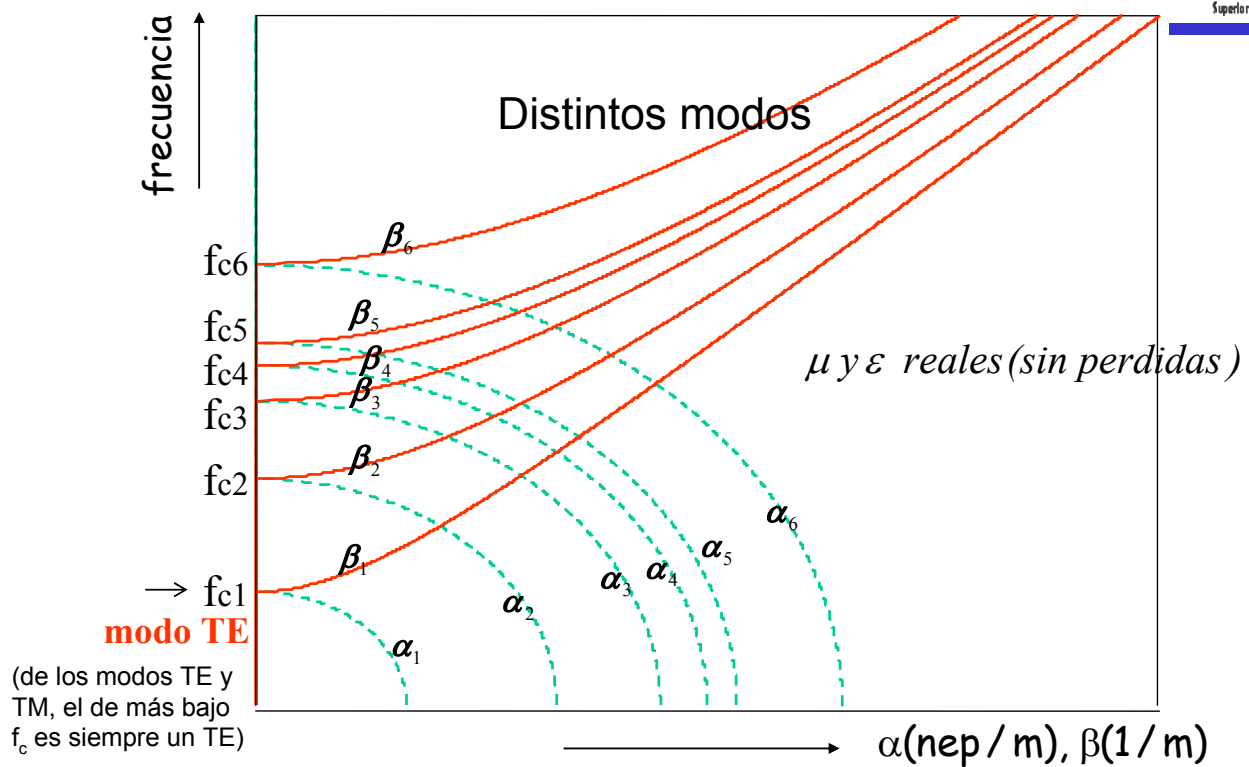
si  $f = f_c \Rightarrow \gamma = 0$

si  $f > f_c \Rightarrow \gamma = j\beta \Rightarrow \frac{\omega^2}{\left(\frac{\sqrt{-\gamma_c^2}}{\sqrt{\mu \varepsilon}}\right)^2} - \frac{\beta^2}{\left(\sqrt{-\gamma_c^2}\right)^2} = 1$

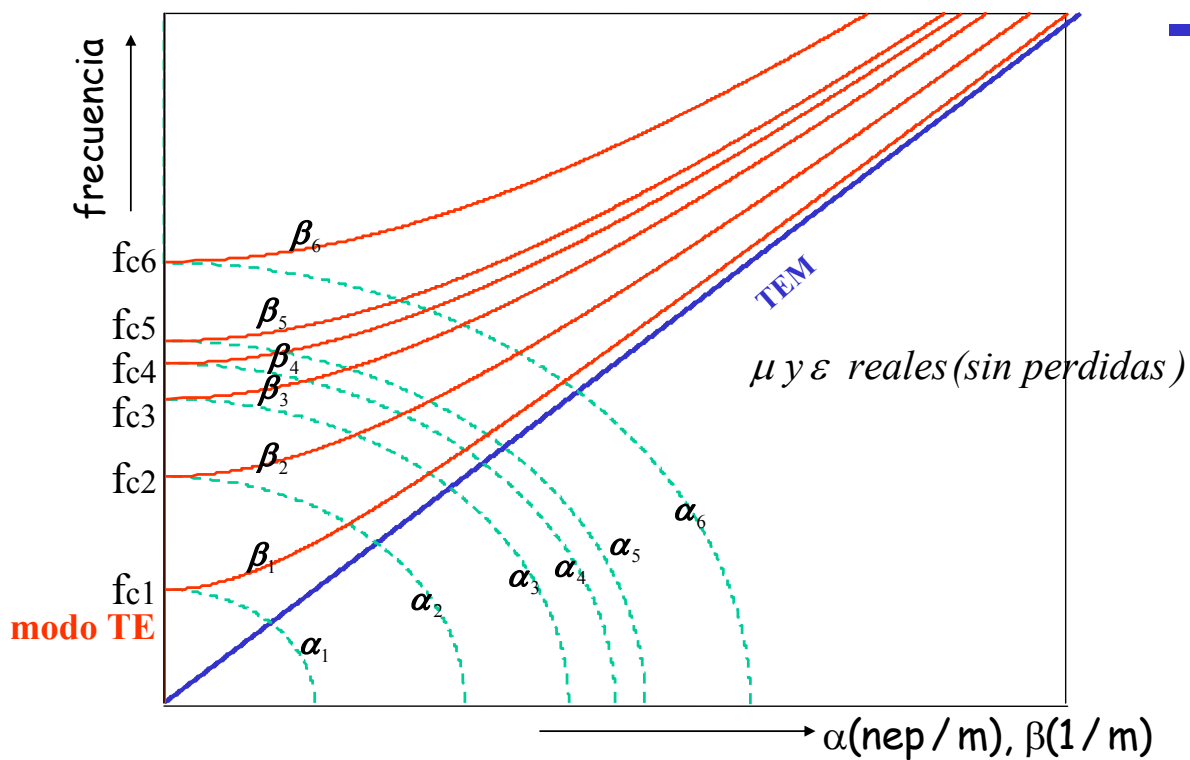
## 2. Diagrama de dispersión: diagrama de Brillouin



## 2. Diagrama de dispersión para distintos modos TE y TM

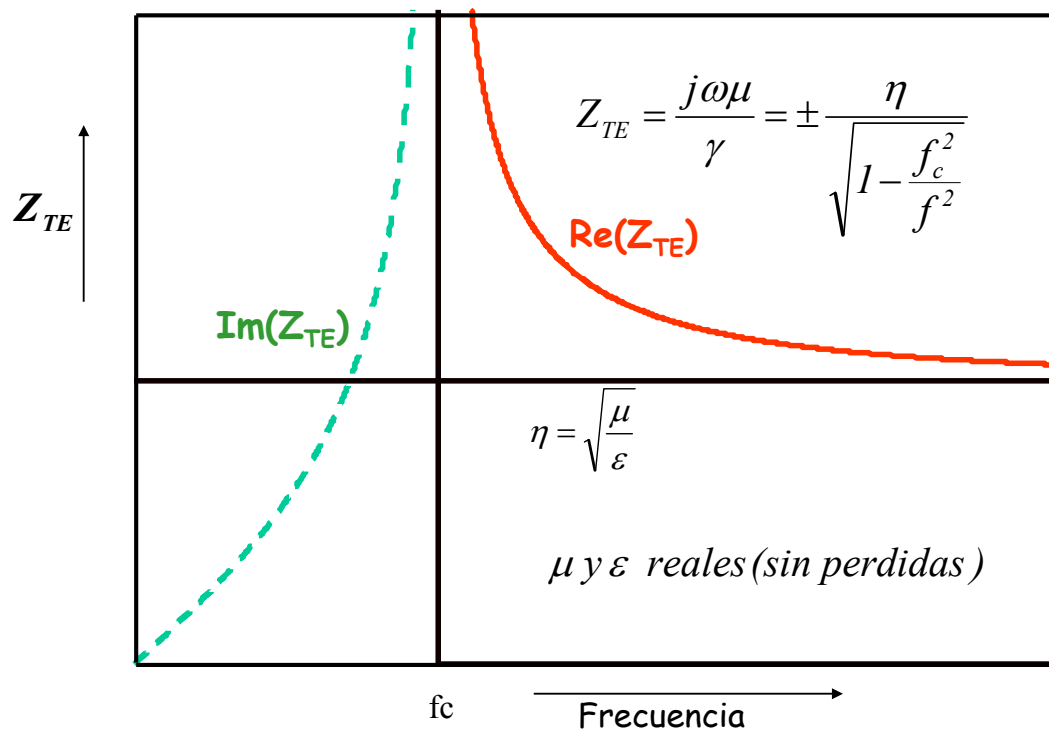


## 2. Diagrama de dispersión para distintos modos TE, TM y TEM

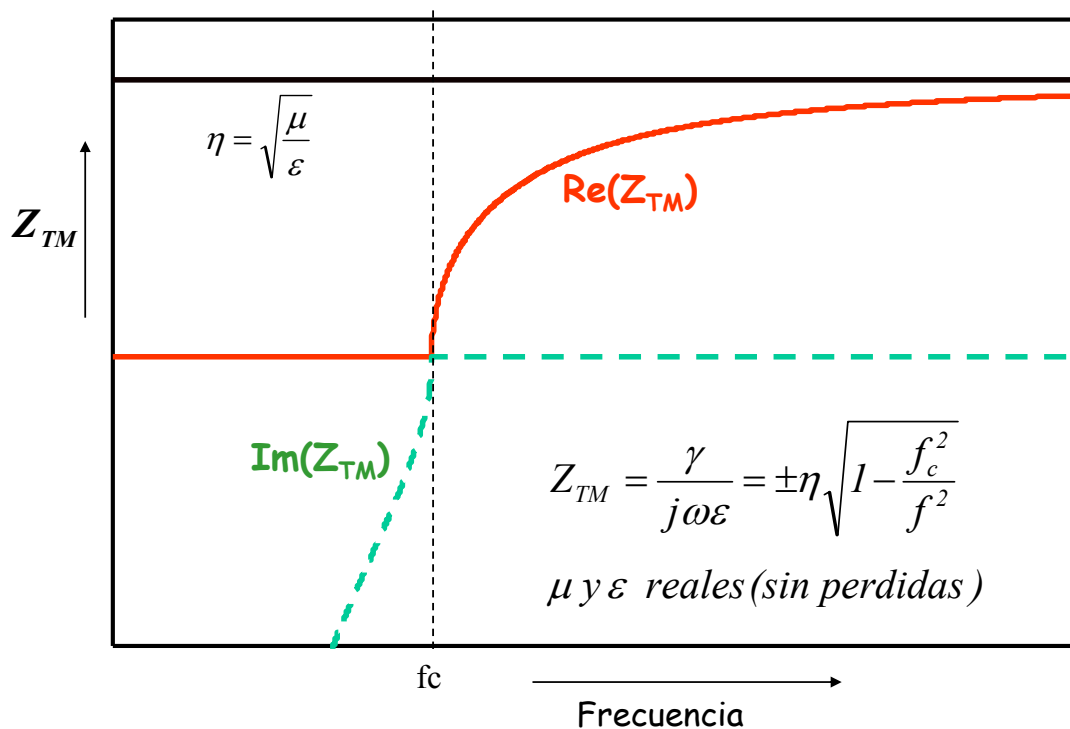




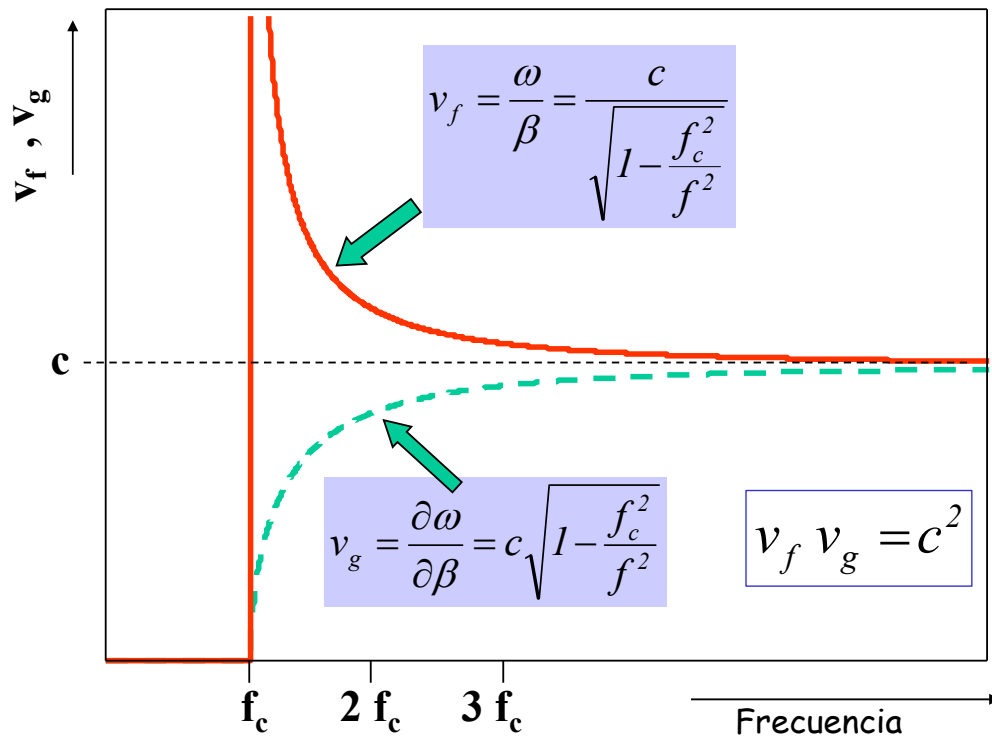
## 2. Impedancia de modo TE



## 2. Impedancia de modo TM

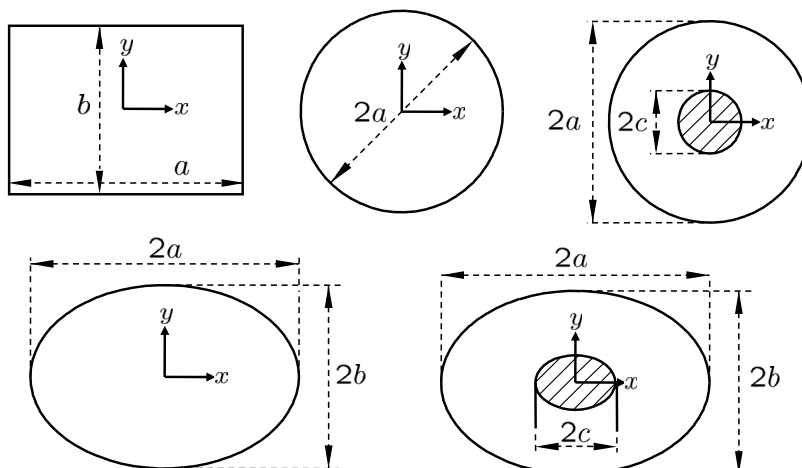


## 2. Velocidades de fase y de grupo



## 3. Guías de onda canónicas

- Para tener caracterizados los modos de una guía, basta con encontrar la función  $\Phi, F^{(h)}, F^{(e)}$  definidas anteriormente y aplicar las expresiones vistas.
- Esas funciones sólo tiene solución analítica en casos muy determinados, siendo los más comunes los que se exponen a continuación.



**Guías canónicas**

(ejes x,y con origen en el centro de la guía)

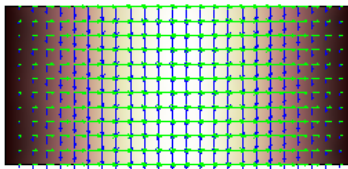
➤ Modos  $TE$  ( $H$ ) y  $TM$  ( $E$ ) de la guía rectangular:

variación según  $a$  y según  $b$ , respec.

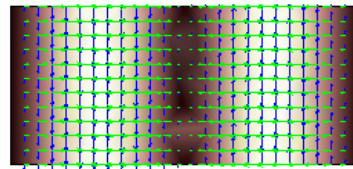
$$(TE_{mn}) \quad F_{mn}^{(h)} = (N_{mn}^{(h)})^{\frac{1}{2}} \cos\left(\frac{m\pi}{a}\left(x + \frac{a}{2}\right)\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}\left(y + \frac{b}{2}\right)\right), \quad m, n = 0, 1, \dots (m, n) \neq (0, 0)$$

$$(TM_{mn}) \quad F_{mn}^{(e)} = (N_{mn}^{(e)})^{\frac{1}{2}} \sin\left(\frac{m\pi}{a}\left(x + \frac{a}{2}\right)\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}\left(y + \frac{b}{2}\right)\right), \quad m, n = 1, 2, \dots$$

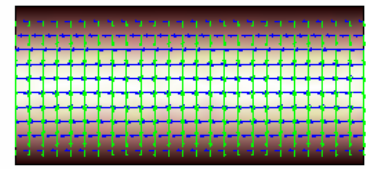
$$k_{c,mn}^{(h)} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}, \quad N_{mn}^{(h)} = \left| \left(\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2\right) \frac{ab}{4} \epsilon_{m0} \epsilon_{n0} \right|^{-1}, \quad \epsilon_{mn} = \begin{cases} 2 & m = n \\ 1 & m \neq n \end{cases}$$



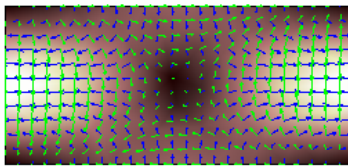
TE<sub>10</sub>



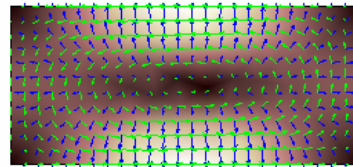
TE<sub>20</sub>



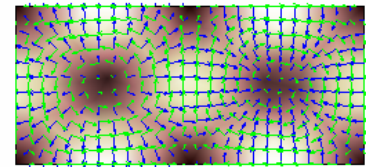
TE<sub>01</sub>



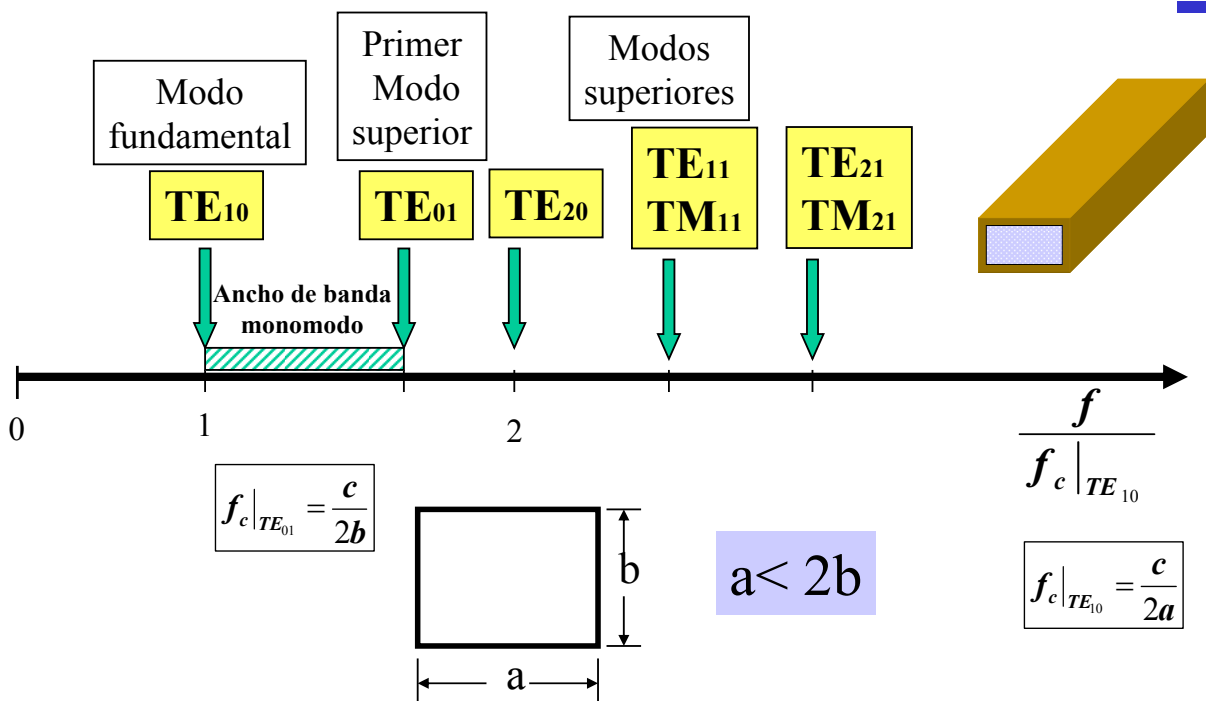
TE<sub>11</sub>



TM<sub>11</sub>



TM<sub>21</sub>



#### ➤ Modos TE ( $H$ ) y TM ( $E$ ) de la guía circular:

$$(TE_{cpr}) F_{pr}^{(hc)} = (N_{pr}^{(h)})^{\frac{1}{2}} J_p(\xi_{pr}' \rho) \cos p\varphi, \quad p = 0, 1, \dots \quad r = 1, 2, \dots$$

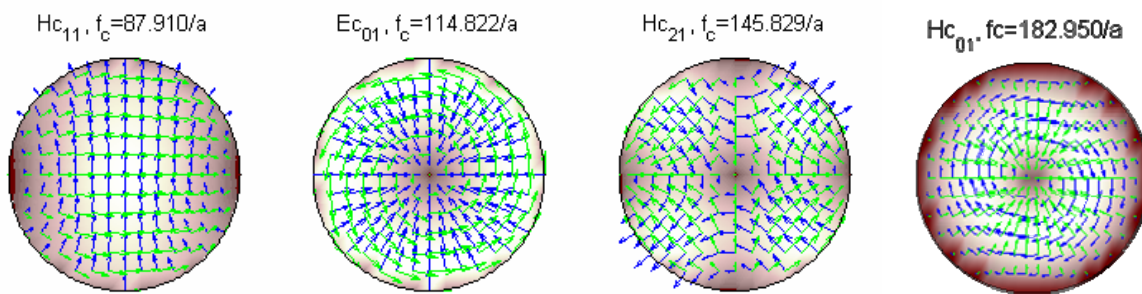
$p$ : variación angular,  
 $r$ : variación radial

$$(TM_{cpr}) F_{pr}^{(ec)} = (N_{pr}^{(e)})^{\frac{1}{2}} J_p(\xi_{pr} \rho) \cos p\varphi, \quad p = 0, 1, \dots \quad r = 1, 2, \dots$$

$$k_{c,pr}^{(h)} = \frac{\xi_{pr}'}{a}, \quad J_p'(\xi_{pr}') = 0, \quad N_{pr}^{(h)} = |\epsilon_{p0} \frac{\pi}{2} (\xi_{pr}'^2 - p^2) J_p^2(\xi_{pr}')|^{-1}$$

$$k_{c,pr}^{(e)} = \frac{\xi_{pr}}{a}, \quad J_p(\xi_{pr}) = 0, \quad N_{pr}^{(e)} = |\epsilon_{p0} \frac{\pi}{2} \xi_{pr}^2 J_p^2(\xi_{pr})|^{-1}.$$

Raíces de las  
funciones de Bessel  
y sus derivadas



ACAF (2007-08)

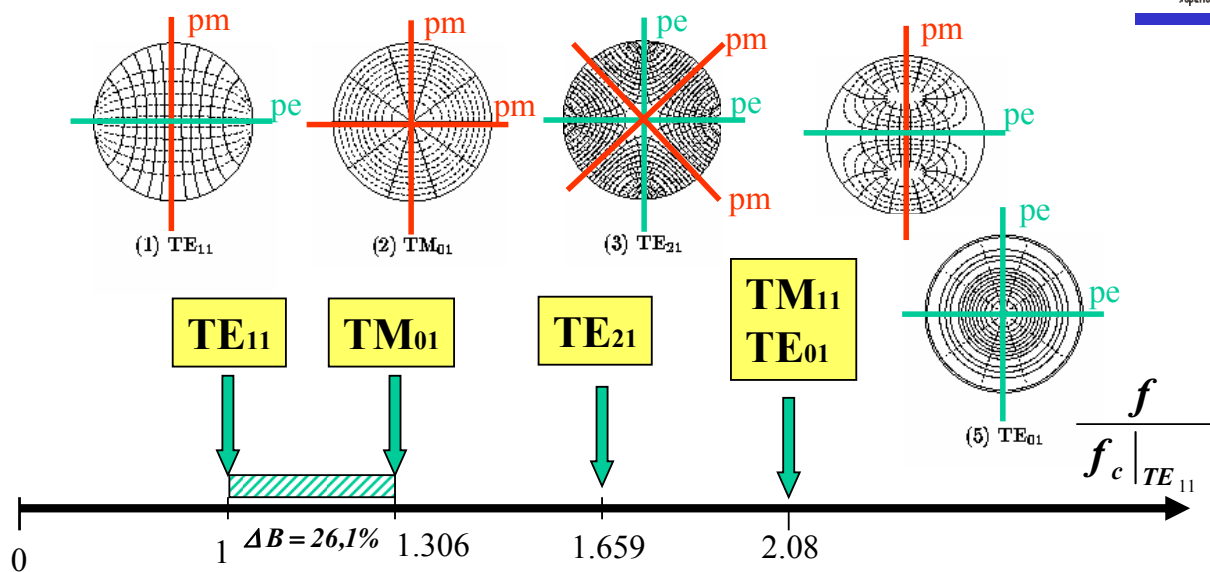
IV. Dispositivos en guía de onda

23

ver. 0

J.A.R.C., J.R.M.G., J.R.

### 3. Guía de onda circular



- Los modos  $TE_{11}$ ,  $TE_{21}$  y  $TM_{11}$  pintados en las figuras son los  $TE_{c11}$ ,  $TE_{c21}$  y  $TE_{s11}$ , los cuales tienen los modos degenerados  $TE_{s11}$ ,  $TE_{s21}$  y  $TE_{c11}$

- Los modos  $TM_{0r}$ ,  $TE_{0r}$  son los únicos sin modos degenerados.

$$f_c|_{TE_{11}} = \frac{1.841 c}{2\pi a}$$

ACAF (2007-08)

IV. Dispositivos en guía de onda

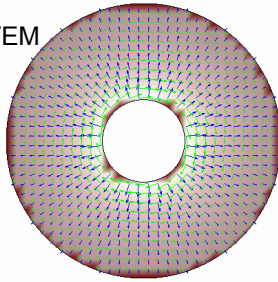
24

ver. 0

J.A.R.C., J.R.M.G., J.R.

➤ Modos TEM ( $O$ ), TE ( $H$ ) y TM ( $E$ ) de la guía coaxial circular:

TEM

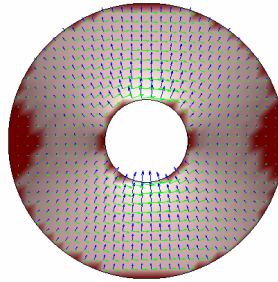


$$(TEM) \phi = (N^{(o)})^{\frac{1}{2}} \ln \frac{\rho}{a}, \quad N^{(o)} = |2\pi \ln \frac{a}{c}|^{-1}, \quad Z_c = \frac{\eta}{2\pi} \ln \frac{a}{c}.$$

$$\begin{aligned} (TE_{cpr}) F_{pr}^{(hc)} &= (N_{pr}^{(h)})^{\frac{1}{2}} R_p^{(h)} \left( \frac{\xi_{pr}}{a} \rho \right) \cos p\varphi, \quad p = 0, 1, \dots \quad r = 1, 2, \dots \\ (TE_{spr}) F_{pr}^{(hs)} &= (N_{pr}^{(h)})^{\frac{1}{2}} R_p^{(h)} \left( \frac{\xi_{pr}}{a} \rho \right) \sin p\varphi, \quad p = 1, 2, \dots \quad r = 1, 2, \dots \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} (TM_{cpr}) F_{pr}^{(ec)} &= (N_{pr}^{(e)})^{\frac{1}{2}} R_p^{(e)} \left( \frac{\xi_{pr}}{a} \rho \right) \cos p\varphi, \quad p = 0, 1, \dots \quad r = 1, 2, \dots \\ (TM_{spr}) F_{pr}^{(es)} &= (N_{pr}^{(e)})^{\frac{1}{2}} R_p^{(e)} \left( \frac{\xi_{pr}}{a} \rho \right) \sin p\varphi, \quad p = 1, 2, \dots \quad r = 1, 2, \dots \end{aligned}$$

**p: variación angular, r: variación radial**



TE<sub>11</sub> (TE<sub>c11</sub>/TE<sub>s11</sub>)(1er modo de orden superior, degenerado)

$$\begin{aligned} R_p^{(h)}(u) &= Y'_p(\xi'_{pr}) J_p(u) - J'_p(\xi'_{pr}) Y_p(u), \quad R'_p{}^{(h)}(\xi'_{pr} \frac{c}{a}) = 0, \quad k_{c,pr}^{(h)} = \frac{\xi'_{pr}}{a} \\ R_p^{(e)}(u) &= Y_p(\xi_{pr}) J_p(u) - J_p(\xi_{pr}) Y_p(u), \quad R'_p{}^{(e)}(\xi_{pr} \frac{c}{a}) = 0, \quad k_{c,pr}^{(e)} = \frac{\xi_{pr}}{a}, \end{aligned}$$

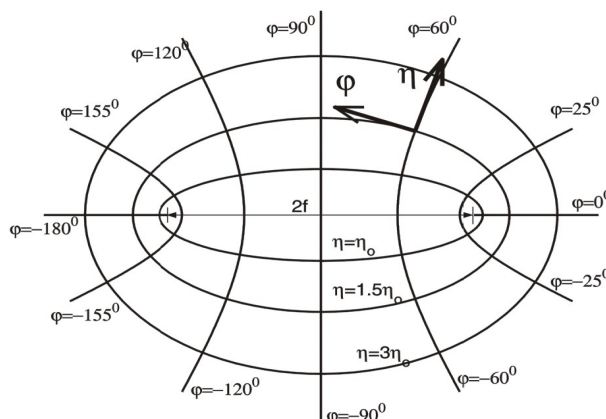
$$\begin{aligned} N_{pr}^{(h)} &= |\epsilon_{p0} \frac{\pi}{2} ((\xi'_{pr})^2 - p^2) R_{pr}^{(h)2}(\xi'_{pr}) - ((\xi'_{pr} \frac{c}{a})^2 - p^2) R_{pr}^{(h)2}(\xi'_{pr} \frac{c}{a})|^{-1} \\ N_{pr}^{(e)} &= |\epsilon_{p0} \frac{\pi}{2} (\xi_{pr}^2 R_{pr}^{(e)2}(\xi_{pr}) - (\xi_{pr} \frac{c}{a})^2 R_{pr}^{(e)2}(\xi_{pr} \frac{c}{a}))|^{-1}. \end{aligned}$$

### 3. Guía de onda elíptica

➤ Modos TE ( $H$ ) y TM ( $E$ ) de la guía elíptica:

$$\begin{aligned} (TE_{cpr}) F_{pr}^{(hc)} &= (N_{pr}^{(hc)})^{\frac{1}{2}} Mc_p^{(1)}(\varrho, q'_{cpr}) ce_p(\vartheta, q'_{cpr}) \quad p = 0, 1, \dots \quad r = 1, 2, \dots \\ (TE_{spr}) F_{pr}^{(hs)} &= (N_{pr}^{(hs)})^{\frac{1}{2}} Ms_p^{(1)}(\varrho, q'_{spr}) se_p(\vartheta, q'_{spr}) \quad p = 1, 2, \dots \quad r = 1, 2, \dots \\ (TM_{cpr}) F_{pr}^{(ec)} &= (N_{pr}^{(ec)})^{\frac{1}{2}} Mc_p^{(1)}(\varrho, q_{cpr}) ce_p(\vartheta, q_{cpr}) \quad p = 0, 1, \dots \quad r = 1, 2, \dots \\ (TM_{spr}) F_{pr}^{(es)} &= (N_{pr}^{(es)})^{\frac{1}{2}} Ms_p^{(1)}(\varrho, q_{spr}) se_p(\vartheta, q_{spr}) \quad p = 1, 2, \dots \quad r = 1, 2, \dots \end{aligned}$$

**Funciones de Mathieu radiales y angulares**



$$x = d_f \cosh \varrho \cos \vartheta$$

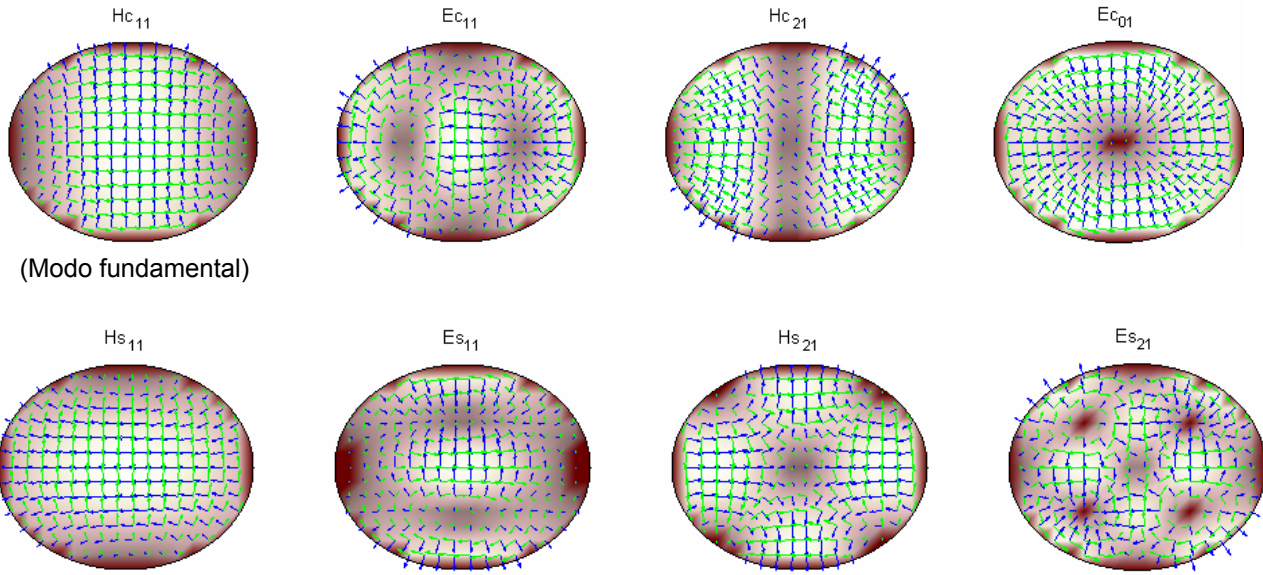
$$y = d_f \sinh \varrho \sin \vartheta$$

$$\varrho \geq 0, \quad -\pi \leq \vartheta < \pi,$$

**Elipse de ejes 2a, 2b:**

$$\varrho = \varrho_a = \operatorname{acosh} a/d_f$$

$$d_f^2 = a^2 - b^2$$



(Modo fundamental)

### 3. Guía de onda coaxial confocal elíptico

➤ Modos TEM (*O*), TE (*H*) y TM (*E*) de la guía coaxial elíptica:

$$(TEM) \phi = (N^{(o)})^{\frac{1}{2}} (\varrho - \varrho_a), \quad N^{(o)} = |2\pi(\varrho_a - \varrho_c)|^{-1}, \quad Z_c = \frac{\eta(\varrho_a - \varrho_c)}{2\pi} = \frac{\eta}{2\pi} \ln \frac{a + \sqrt{a^2 - d_f^2}}{c + \sqrt{c^2 - d_f^2}}, \quad \varrho_c = \text{acosh } c/d_f$$

$$(TE_{cpr}) \quad F_{pr}^{(hc)} = (N_{pr}^{(hc)})^{\frac{1}{2}} R_p^{(hc)}(\varrho, q'_{cpr}) \text{ce}_p(\vartheta, q'_{cpr}) \quad p = 0, 1, \dots \quad r = 1, 2, \dots$$

$$(TE_{spr}) \quad F_{pr}^{(hs)} = (N_{pr}^{(hs)})^{\frac{1}{2}} R_p^{(hs)}(\varrho, q'_{spr}) \text{se}_p(\vartheta, q'_{spr}) \quad p = 1, 2, \dots \quad r = 1, 2, \dots$$

$$(TM_{cpr}) \quad F_{pr}^{(ec)} = (N_{pr}^{(ec)})^{\frac{1}{2}} R_p^{(ec)}(\varrho, q_{cpr}) \text{ce}_p(\vartheta, q_{cpr}) \quad p = 0, 1, \dots \quad r = 1, 2, \dots$$

$$(TM_{spr}) \quad F_{pr}^{(es)} = (N_{pr}^{(es)})^{\frac{1}{2}} R_p^{(es)}(\varrho, q_{spr}) \text{se}_p(\vartheta, q_{spr}) \quad p = 1, 2, \dots \quad r = 1, 2, \dots$$

| $R(\varrho)$             | Confocal elliptical coaxial wg.   | Ellipt. wg.                     | $a(\vartheta)$              |
|--------------------------|---|---------------------------------|-----------------------------|
| $R_p^{(hc)}(\varrho, q)$ | $\text{Mc}_p^{(2)}(\varrho_c, q) \text{Mc}_p^{(1)}(\varrho, q) - \text{Mc}_p^{(1)}(\varrho_c, q) \text{Mc}_p^{(2)}(\varrho, q)$ | $\text{Mc}_p^{(1)}(\varrho, q)$ | $\text{ce}_p(\vartheta, q)$ |
| $R_p^{(hs)}(\varrho, q)$ | $\text{Ms}_p^{(2)}(\varrho_c, q) \text{Ms}_p^{(1)}(\varrho, q) - \text{Ms}_p^{(1)}(\varrho_c, q) \text{Ms}_p^{(2)}(\varrho, q)$ | $\text{Ms}_p^{(1)}(\varrho, q)$ | $\text{se}_p(\vartheta, q)$ |
| $R_p^{(ec)}(\varrho, q)$ | $\text{Mc}_p^{(2)}(\varrho_c, q) \text{Mc}_p^{(1)}(\varrho, q) - \text{Mc}_p^{(1)}(\varrho_c, q) \text{Mc}_p^{(2)}(\varrho, q)$ | $\text{Mc}_p^{(1)}(\varrho, q)$ | $\text{se}_p(\vartheta, q)$ |
| $R_p^{(es)}(\varrho, q)$ | $\text{Ms}_p^{(2)}(\varrho_c, q) \text{Ms}_p^{(1)}(\varrho, q) - \text{Ms}_p^{(1)}(\varrho_c, q) \text{Ms}_p^{(2)}(\varrho, q)$ | $\text{Ms}_p^{(1)}(\varrho, q)$ | $\text{se}_p(\vartheta, q)$ |

$$N_{pr}^{(h)} = |\epsilon_{p0} \frac{\pi}{2} ((\xi_{pr}^2 - p^2) R_{pr}^{(h)2}(\xi_{pr}') - ((\xi_{pr} \frac{c}{a})^2 - p^2) R_{pr}^{(h)2}(\xi_{pr} \frac{c}{a}))|^{-1}$$

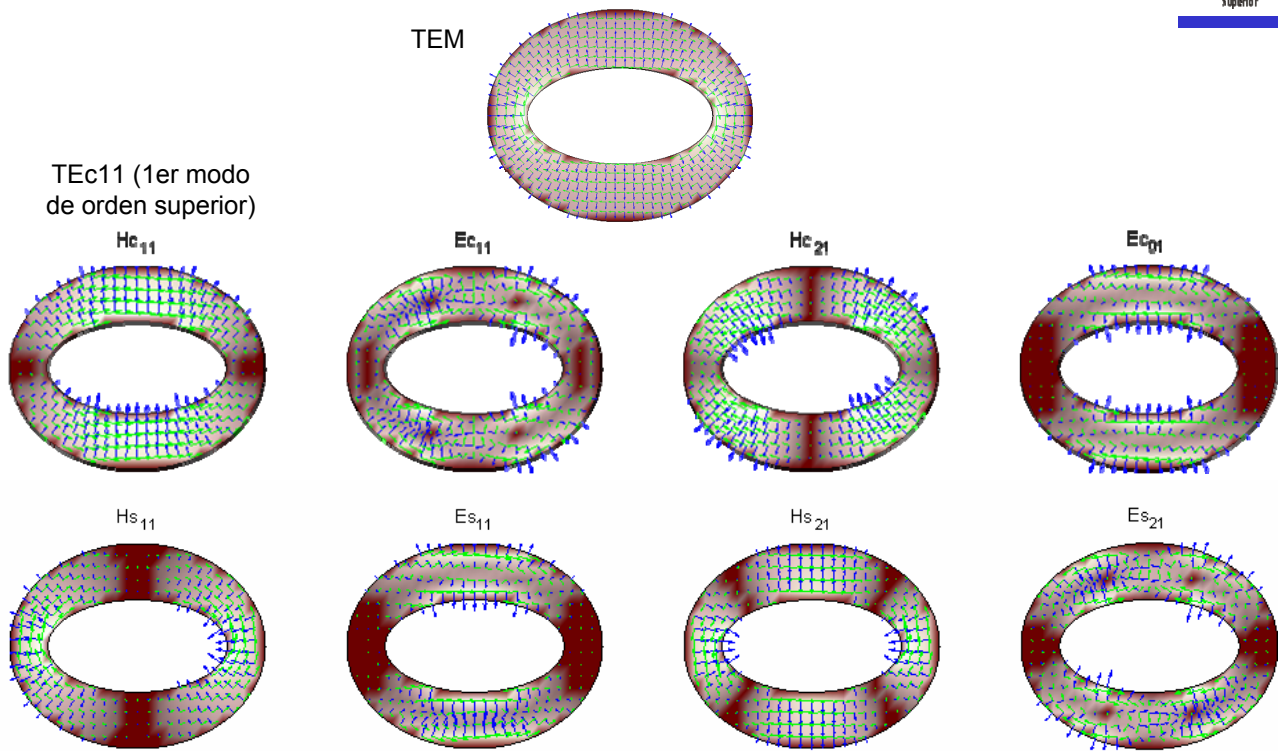
$$N_{pr}^{(e)} = |\epsilon_{p0} \frac{\pi}{2} (\xi_{pr}^2 R_{pr}^{(e)2}(\xi_{pr}') - (\xi_{pr} \frac{c}{a})^2 R_{pr}^{(e)2}(\xi_{pr} \frac{c}{a}))|^{-1}.$$

$$R_p^{(hc)}(\varrho_a, q'_{cpr}) = 0, \quad R_p^{(ec)}(\varrho_a, q_{cpr}) = 0$$

$$R_p^{(hs)}(\varrho_a, q'_{spr}) = 0, \quad R_p^{(es)}(\varrho_a, q_{spr}) = 0, \quad k_c = \frac{2}{d_f} \sqrt{q_0} = \frac{2}{a} \sqrt{q_0} \cosh \varrho_a.$$



### 3. Guía de onda coaxial confocal elíptico



ACAF (2007-08)

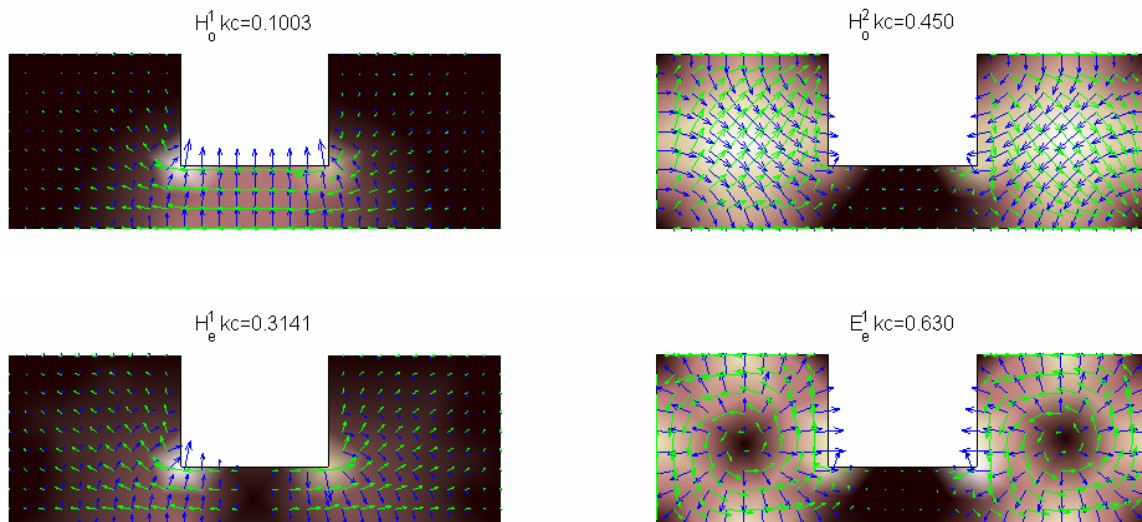
IV. Dispositivos en guía de onda

29

ver. 0

### 3. Guías de sección arbitraria

➤ Guía ridge: para las mismas dimensiones exteriores, tiene un modo fundamental de menor  $f_c$  que la guía rectangular y mayor ancho de banda monomodo.



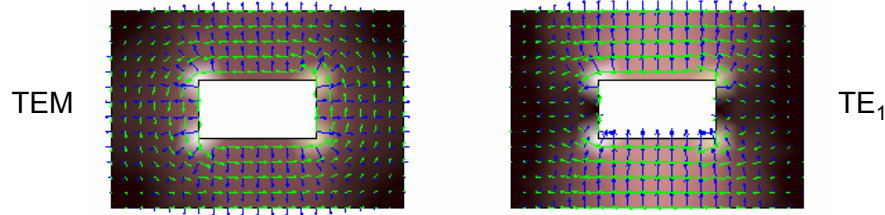
ACAF (2007-08)

IV. Dispositivos en guía de onda

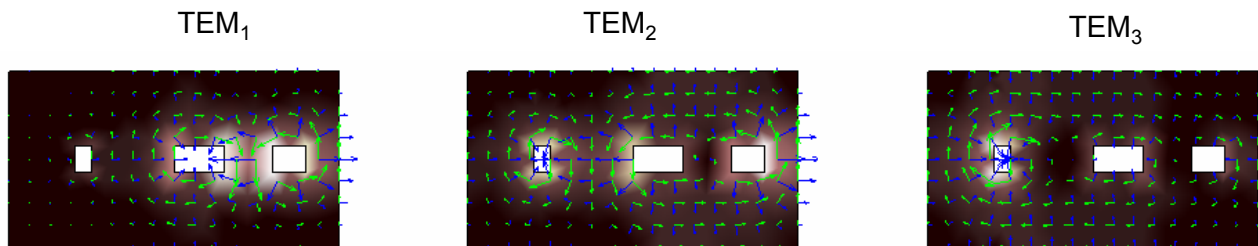
30

ver. 0

- Modo TEM y primer TE de una guía coaxial rectangular:

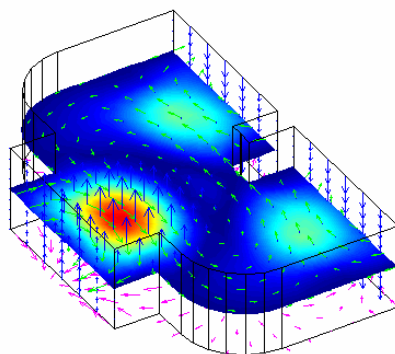


- Modos TEM (ortogonalizados) de una guía con tres conductores interiores (también tendría infinitos TE y TM):

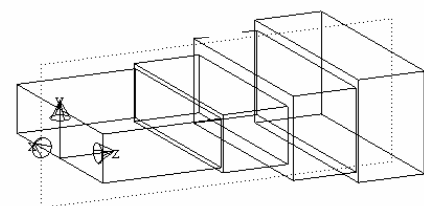
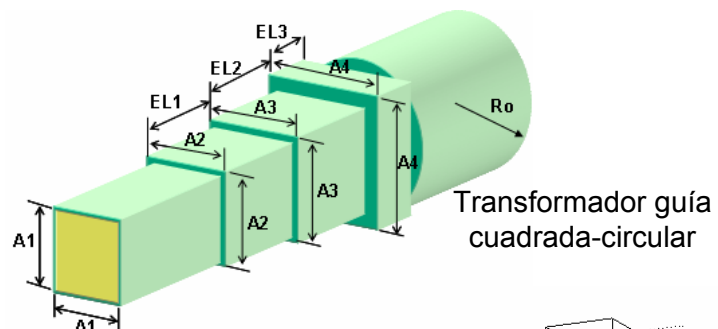


## 4. Transformadores y acopladores

- Ahora se van a ver una serie de dispositivos realizados en guía de onda, cuyo diseño inicial se basa en la parte circuital vista en los temas II y III.



Bifurcación en guía rectangular

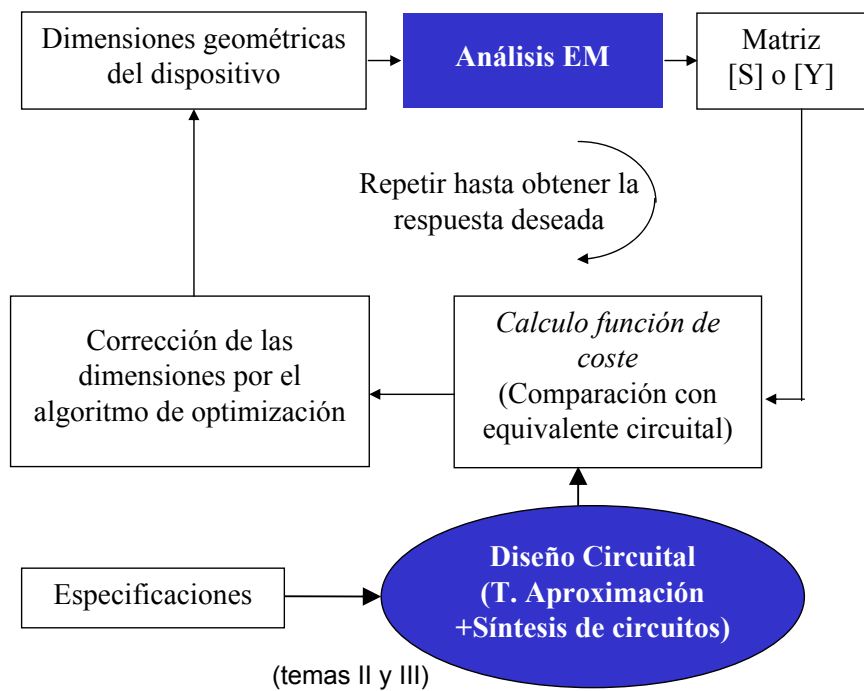


Transformador en guía rectangular en altura y en anchura

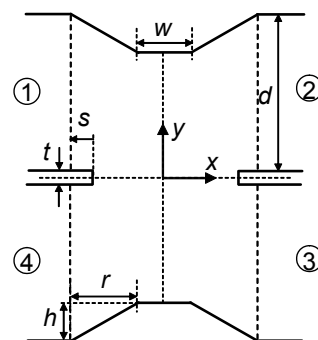
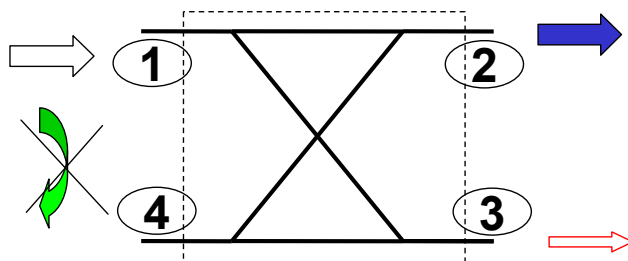


#### 4. Ciclo de diseño de un dispositivo en guía de onda con optimización

| Ejemplo de especificaciones de diseño para un filtro |              |
|--|--------------|
| Frecuencia Central ( $f_0$ )                         | 11.8 GHz     |
| Ancho de banda (B)                                   | 100 MHz      |
| Pérdidas de Retorno Mínimas                          | $\geq 20$ dB |
| Rechazo fuera de banda                               | $\geq 15$ dB |



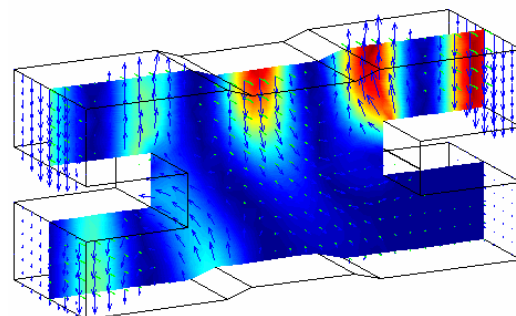
#### 4. Acopladores



##### ➤ Acopladores tipo Riblet (short-slot coupler)

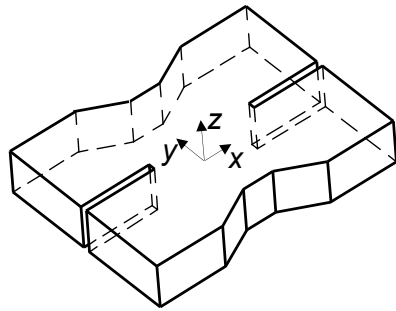
- Layout del acoplador, con  
dimensiones  $d$ ,  $w$ ,  $r$ ,  $s$ ,  $t$  and  $h$

- Distribución de campo para el  
caso plano  $E$ :

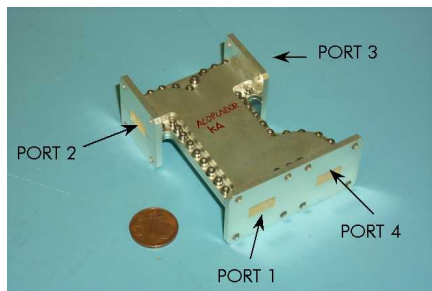


#### 4. Acopladores de tipo Riblet

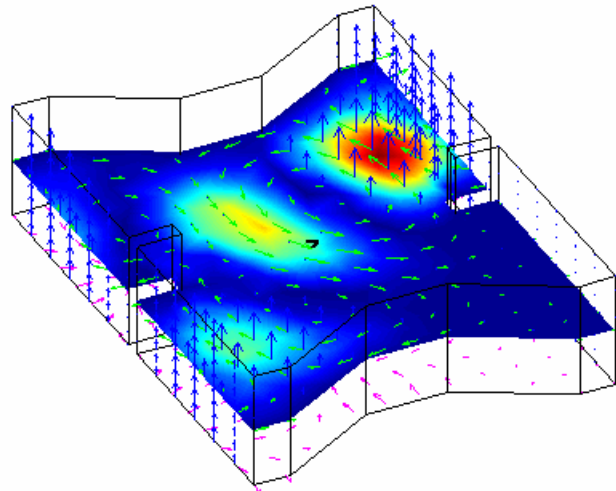
##### ➤ Acoplador Riblet en plano H:



(UPM-ALCATEL-ESPACIO)



- Alto aislamiento
- Buena adaptación
- Gran compacidad



ACAF (2007-08)

IV. Dispositivos en guía de onda

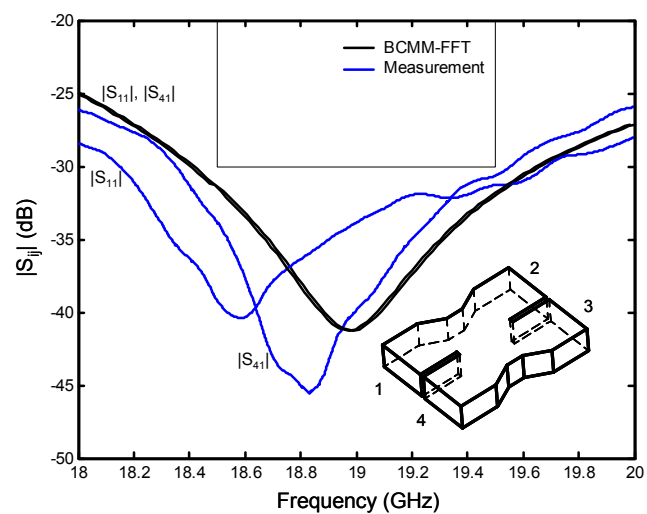
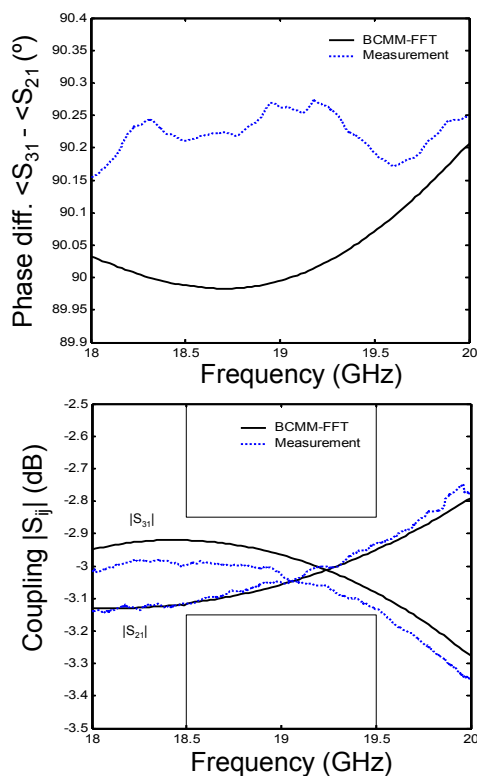
35

ver. 0

J.A.R.C., J.R.M.G., J.R.

#### 4. Acopladores de tipo Riblet

##### ➤ Simulación (BCMM) y medidas del acoplador:



ACAF (2007-08)

IV. Dispositivos en guía de onda

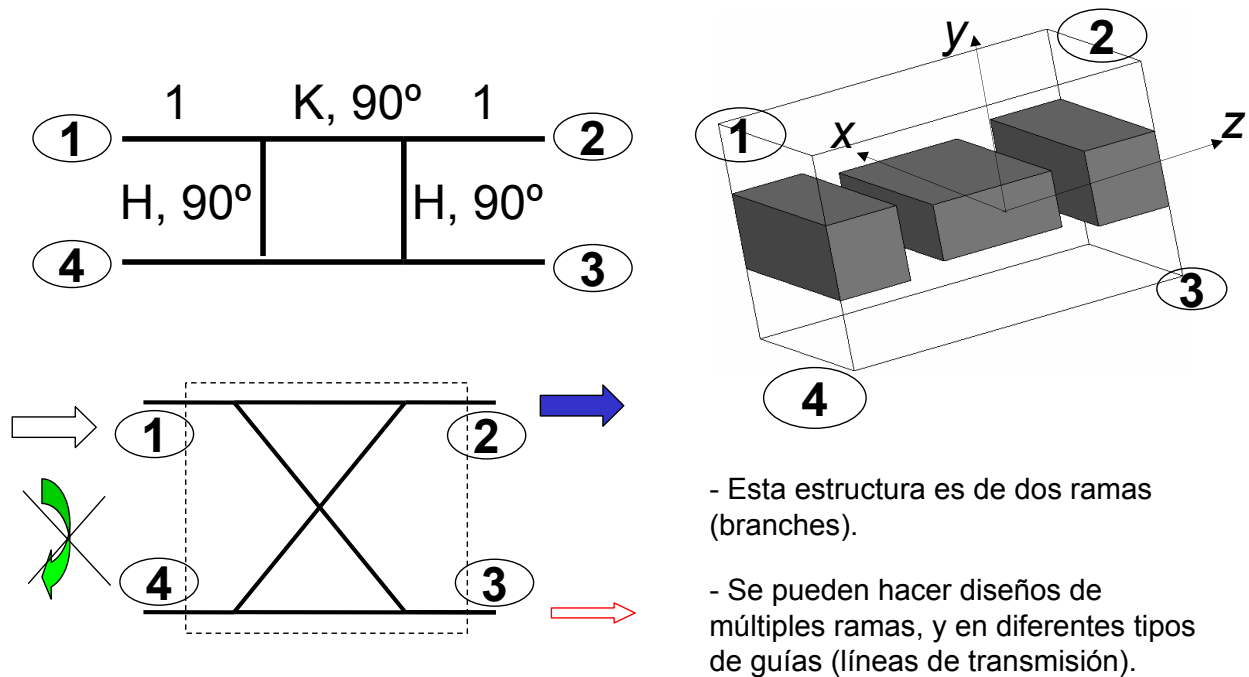
36

ver. 0

J.A.R.C., J.R.M.G., J.R.

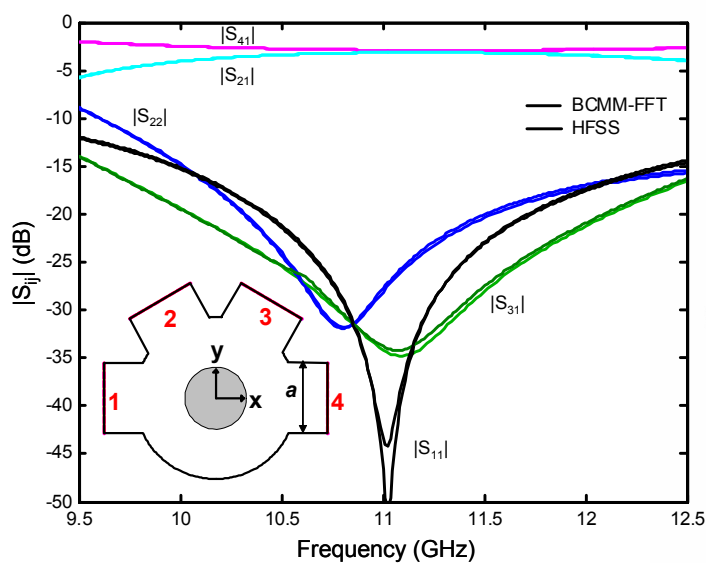
#### 4. Acopladores de tipo branch-line

➤ Acoplador tipo branch-line en guía rectangular:

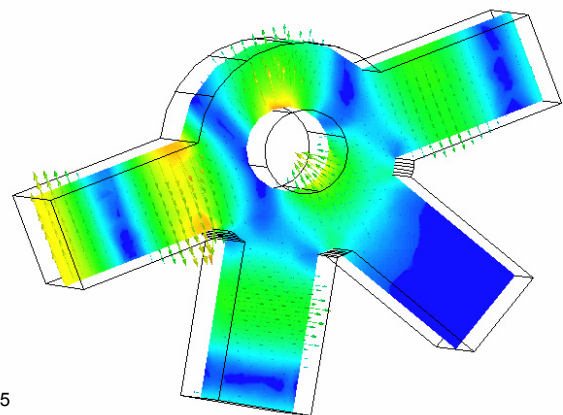


#### 4. Acoplador rat-race en guía rectangular

➤ Simulación (MM y HFSS) de un acoplador rat-race en plano E:



Dimensiones (mm):  $a=15.8$ ,  
 $b=a/2$ ,  $r_{int}=4.5$ ,  $r_{ext}=11.75$



## 5. Filtros y multiplexores

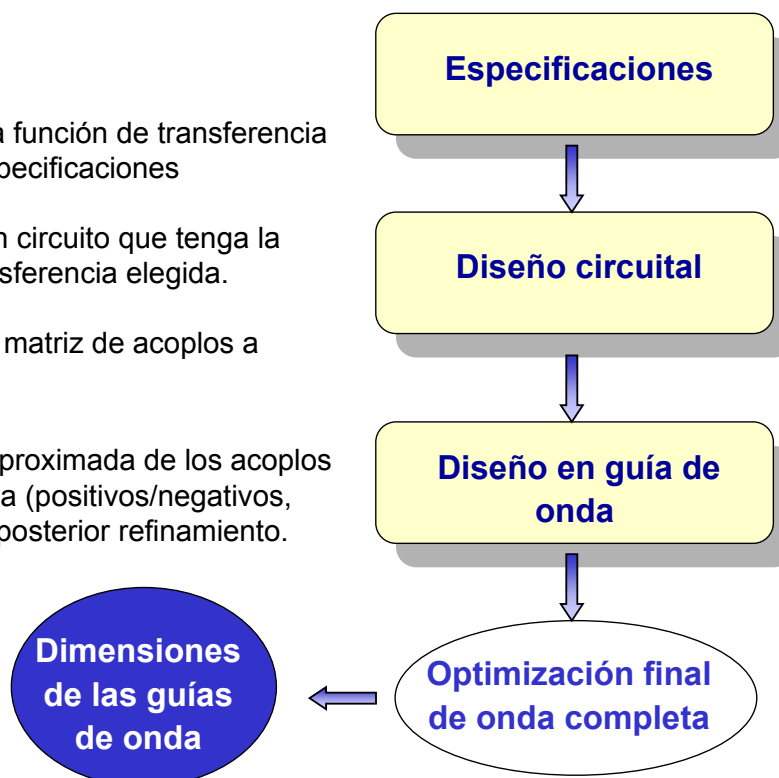
➤ Comparación cualitativa de algunos tipos de filtros usados en frecuencias de microondas-milimétricas:

| Resonator realization         | Size         | Unloaded Q  | Spurious free response | Power handling | Single/Dual mode resonators | Bandwidth    |
|-------------------------------|--------------|-------------|------------------------|----------------|-----------------------------|--------------|
| Dielectric loaded             | small/medium | very high   | very poor              | poor           | both                        | very small   |
| Comblin/ Interdigital         | small        | medium      | good                   | medium         | single                      | small/medium |
| Printed Microstrip            | very small   | very low    | good                   | very poor      | both                        | medium/high  |
| Ridge waveguide               | small        | medium/high | very good              | good           | single                      | medium/high  |
| Rectangular waveguide         | medium/high  | medium      | medium                 | very good      | both                        | small        |
| Circular/Elliptical waveguide | medium/high  | high        | medium                 | very good      | both                        | very small   |

➤ Además de las características anteriores, a la hora de elegir una estructura hay que tener también muy en cuenta el tipo de respuesta que se persigue (Chebychev, elíptica,...)

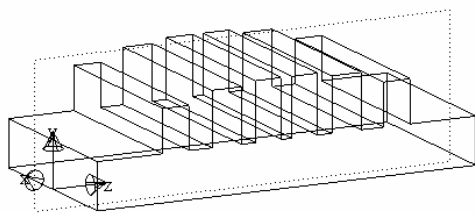
## 5. Filtros: etapas de diseño

- Elección de la función de transferencia que cumpla especificaciones
- Síntesis de un circuito que tenga la función de transferencia elegida.
- Conduce a la matriz de acoplos a sintetizar
- Realización aproximada de los acoplos en guía de onda (positivos/negativos, externos,...) y posterior refinamiento.

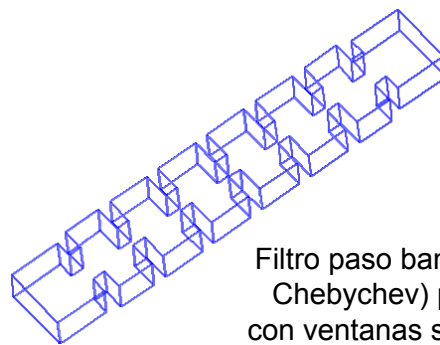


## 5. Filtros en guía rectangular

- Estructuras clásicas de filtros en guía rectangular:

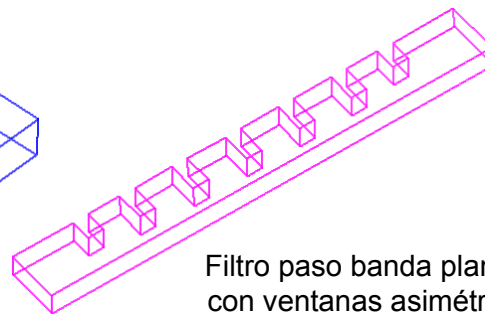
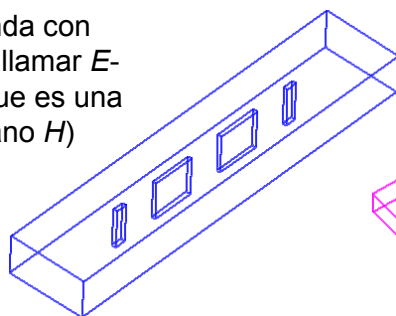


Filtro paso bajo corrugado



Filtro paso banda (p ej. Chebychev) plano H con ventanas simétricas (irises inductivos)

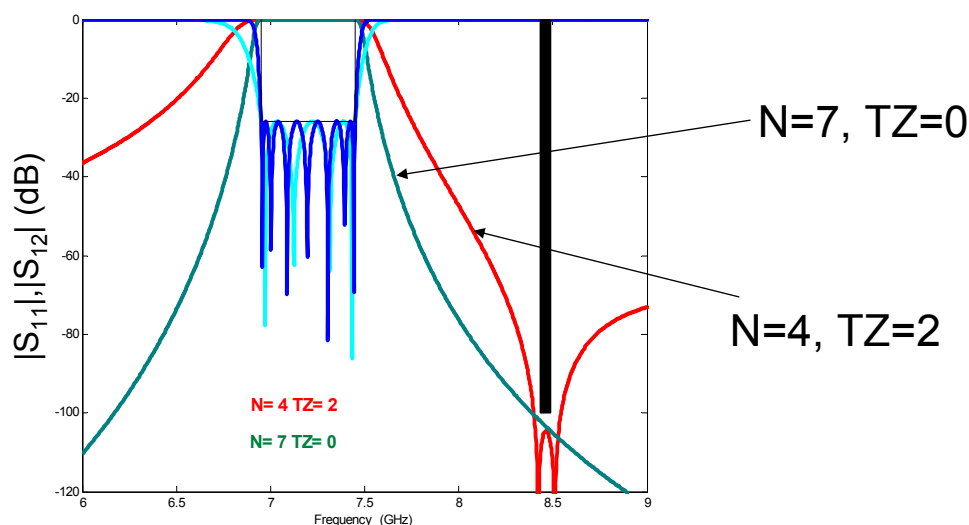
Filtro paso banda con lámina (se suele llamar *E-plane filter*, aunque es una estructura plano *H*)



Filtro paso banda plano H con ventanas asimétricas (irises inductivos)

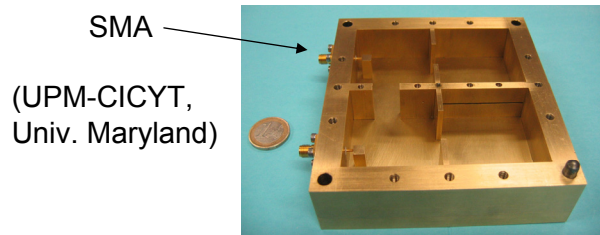
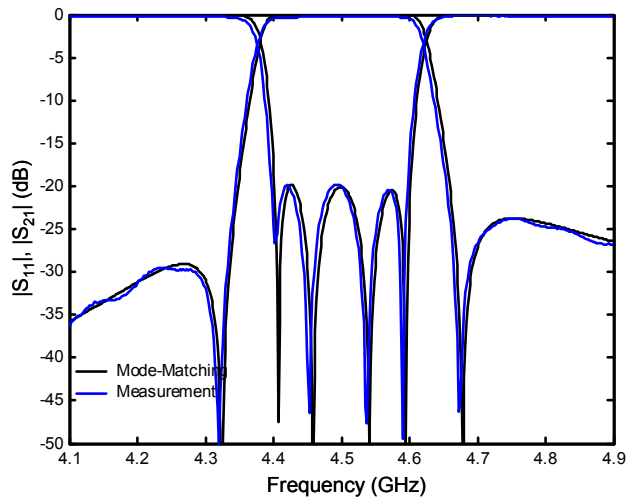
## 5. Filtros: ceros de transmisión

- Comparación entre respuestas de filtros con y sin ceros de transmisión a frecuencias finitas:

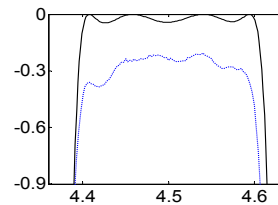


- Cuanto menor sea el orden: {
- Menos pérdidas de inserción
  - Ahorro de masa y volumen

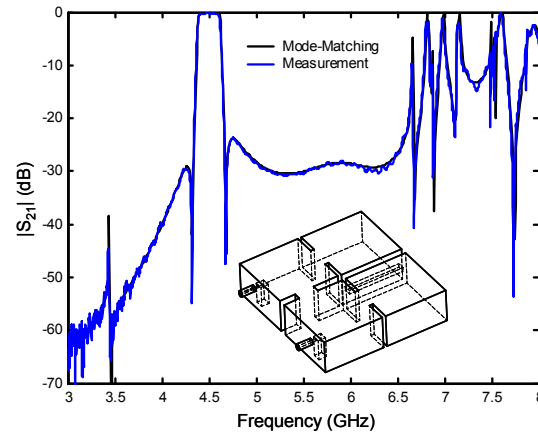
## 5. Filtros en cavidades rectangulares (I)



➤ Simulación (MM) y medidas:



Detalle de las  
perdidas de  
inserción en la  
banda de paso



ACAF (2007-08)

IV. Dispositivos en guía de onda

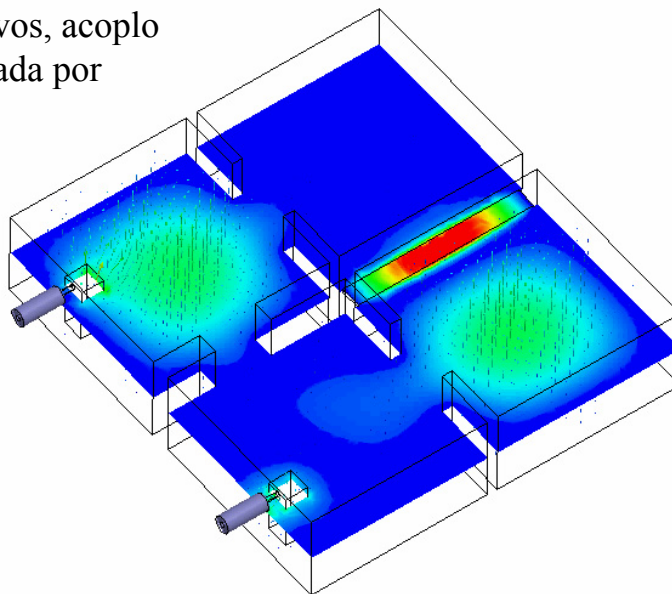
43

ver. 0

J.A.R.C, J.R.M.G, J.R.

## 5. Filtros en cavidades rectangulares (II)

➤ Distribución de campo del filtro  
elíptico con iris inductivos, acoplo  
cruzado capacitivo y entrada por  
sonda coaxial:



ACAF (2007-08)

IV. Dispositivos en guía de onda

44

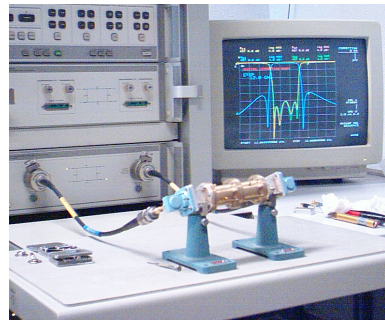
ver. 0

J.A.R.C, J.R.M.G, J.R.

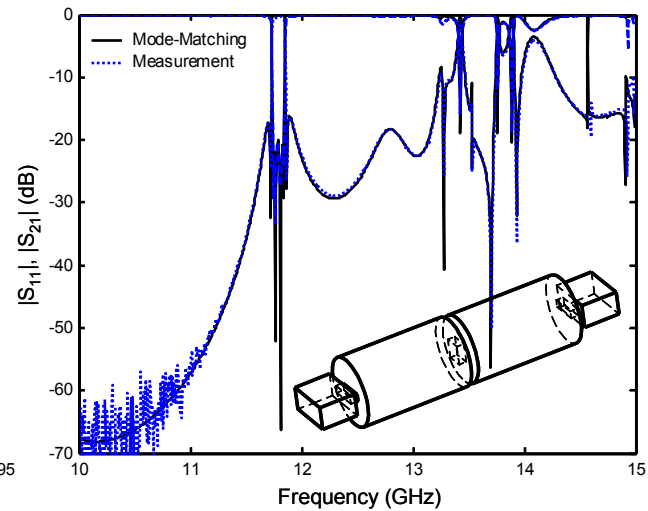
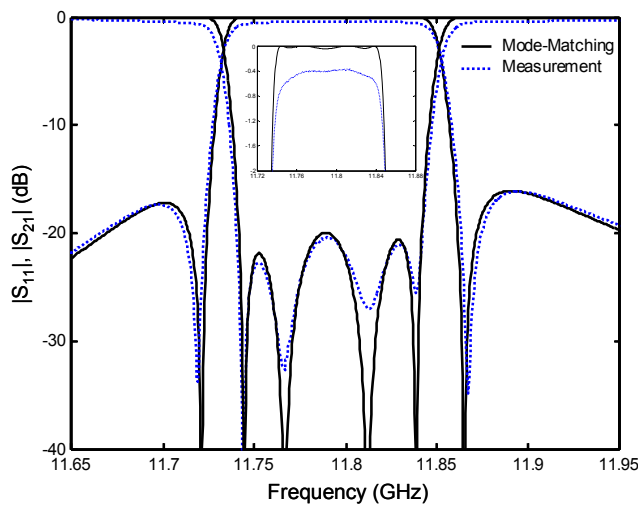
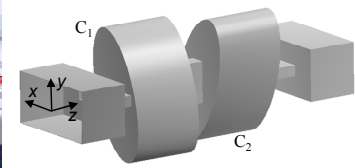


## 5. Filtros en cavidades elípticas (I)

- Simulación (MM) y medidas del filtro *dual-mode* de cuarto orden en cavidades elípticas:



(UPM)



ACAF (2007-08)

IV. Dispositivos en guía de onda

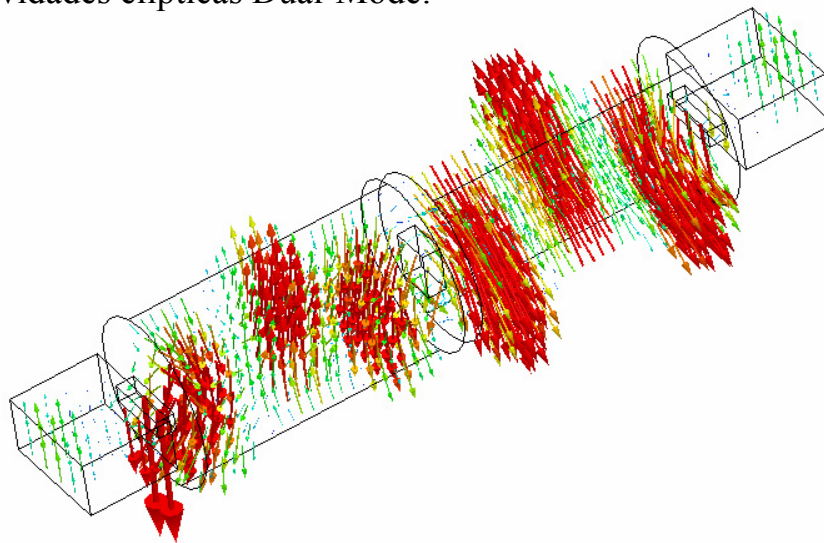
45

ver. 0

J.A.R.C., J.R.M.G., J.R.

## 5. Filtros en cavidades elípticas (II)

- Distribución de campo del filtro elíptico con cavidades elípticas Dual-Mode:



ACAF (2007-08)

IV. Dispositivos en guía de onda

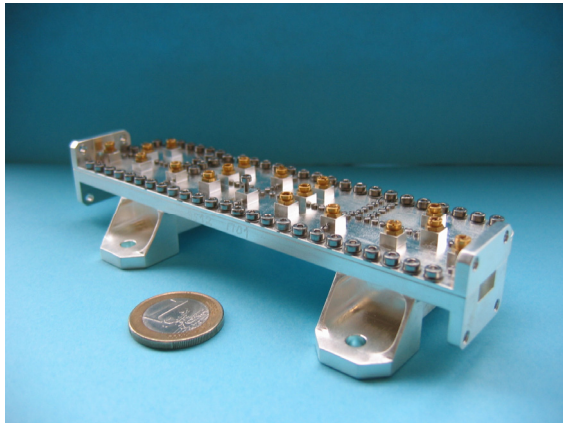
46

ver. 0

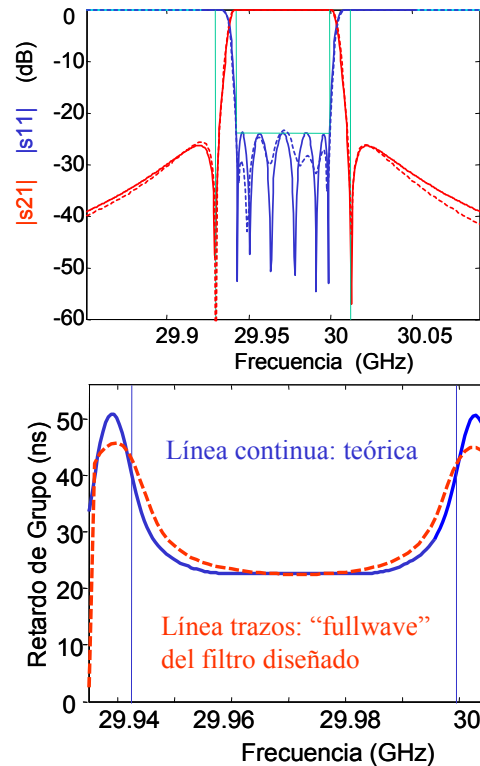
J.A.R.C., J.R.M.G., J.R.

## 5. Filtros de polos extraídos (I)

(UPM-ALCATEL-ESPACIO)



**Filtro Banda Ka: elíptico y autoecualizado 6-2-2**  
(orden 6, 2 ceros de transmisión y 2 ceros de ecualización)



ACAF (2007-08)

IV. Dispositivos en guía de onda

47

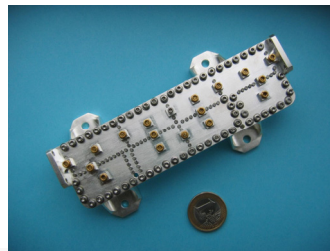
ver. 0

J.A.R.C, J.R.M.G, J.R.

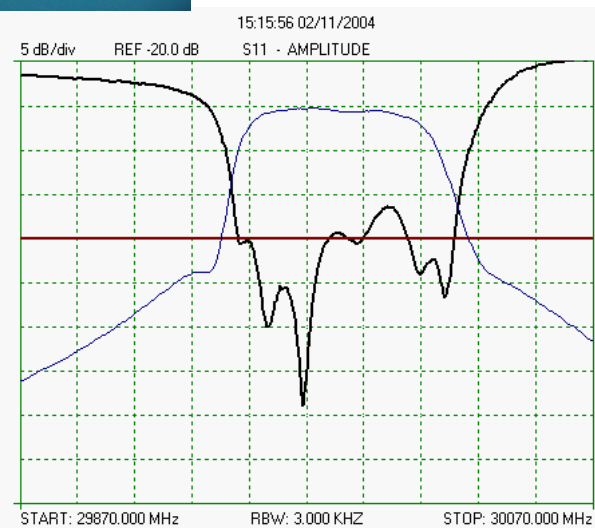
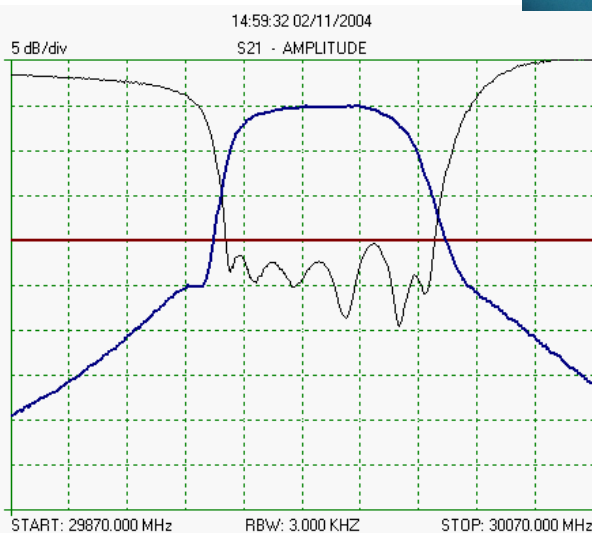
## 5. Filtros de polos extraídos (II)

(UPM-ALCATEL-ESPACIO)

**No ecualizado**



**Ecualizado**



ACAF (2007-08)

IV. Dispositivos en guía de onda

48

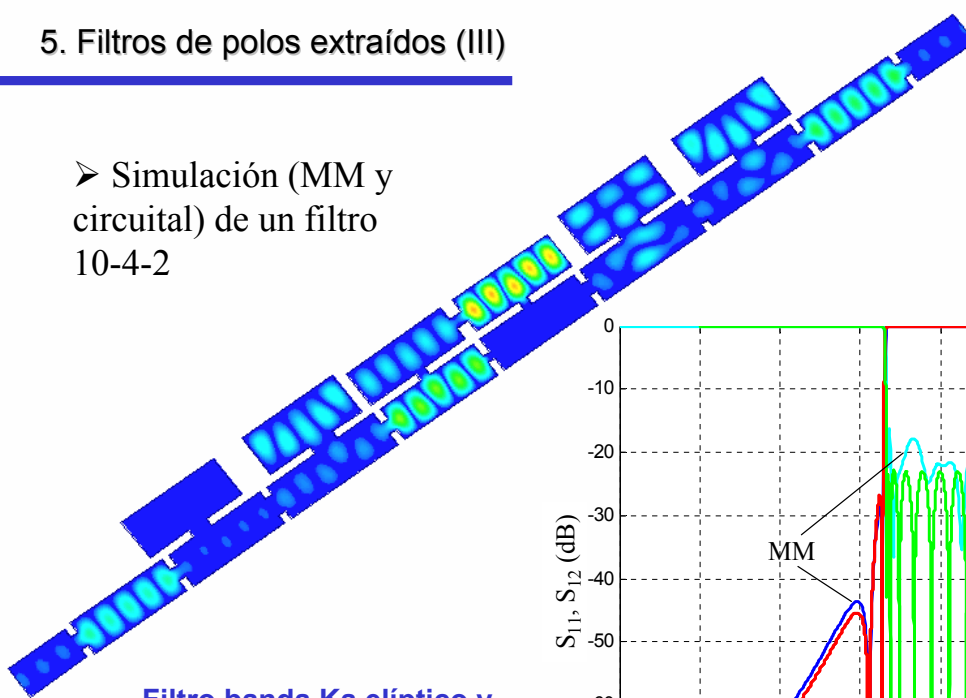
ver. 0

J.A.R.C, J.R.M.G, J.R.

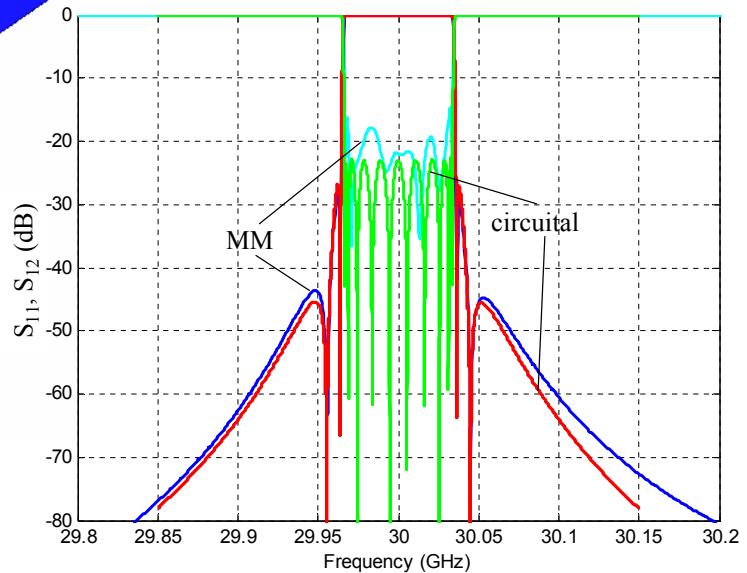


## 5. Filtros de polos extraídos (III)

- Simulación (MM y circuital) de un filtro 10-4-2

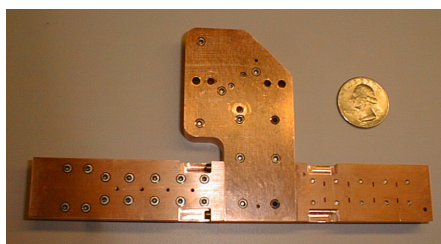


Filtro banda Ka elíptico y autoecualizado 10-4-2 (orden 10, 4 ceros de transmisión, dos ceros de ecualización)

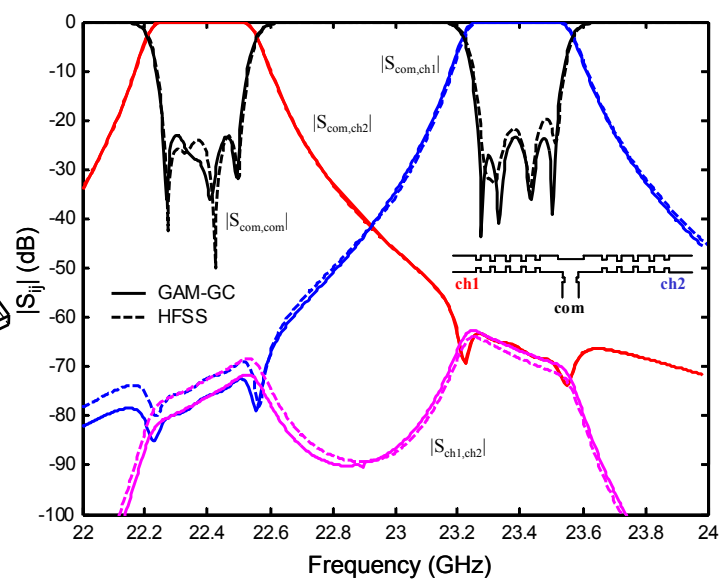
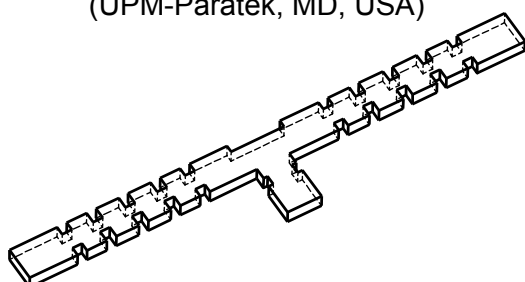


## 5. Diplexores

- Simulación (MM) y medidas de un diplexor plano  $H$  con uniones en  $T$  en banda Ka:

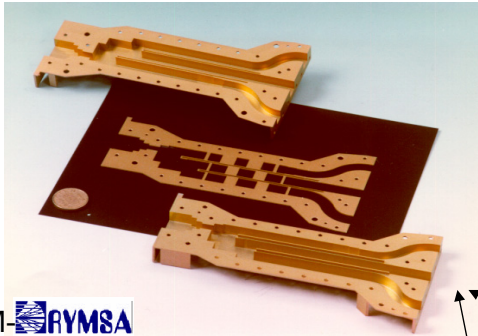


(UPM-Paratek, MD, USA)

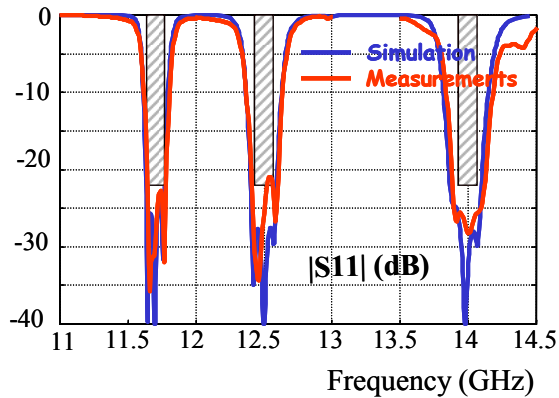


## 5. Triplexores

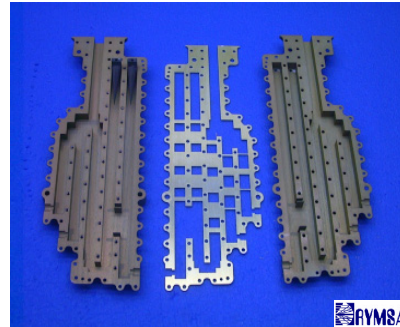
Triplexor banda Ku  
satélite HOTBIRD



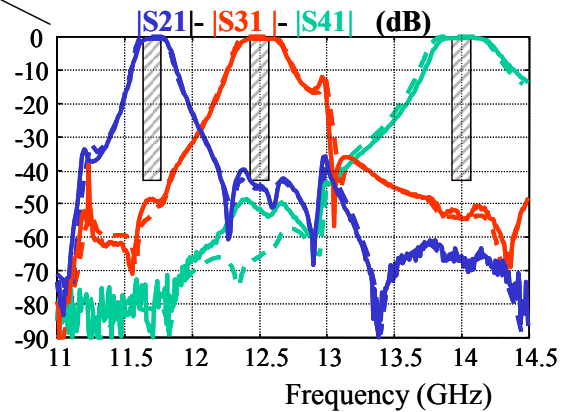
UPM-**RYMSA**



Triplexor banda Ku  
satélite SESAT



**RYMSA**-UPM



ACAF (2007-08)

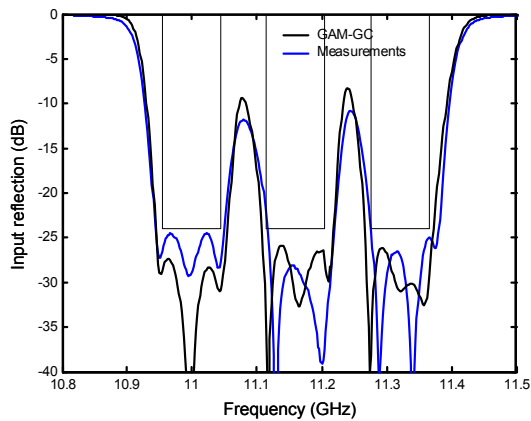
IV. Dispositivos en guía de onda

51

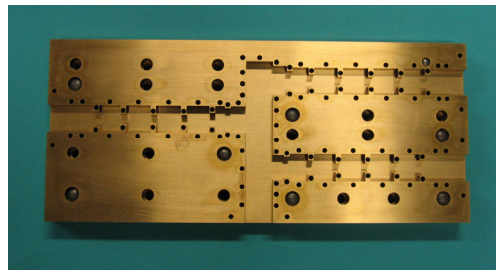
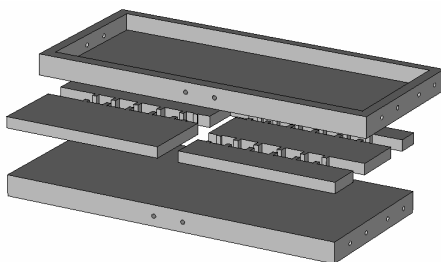
ver. 0

J.A.R.C, J.R.M.G, J.R.

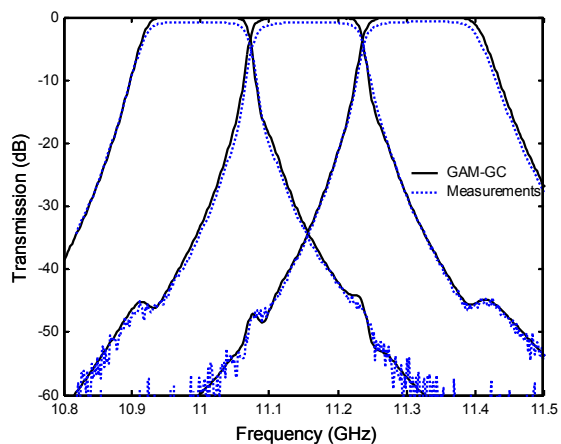
## 5. Multiplexores manifold: 3 canales



- Mecanizado en tres capas:



(UPM-  
CICYT)



ACAF (2007-08)

IV. Dispositivos en guía de onda

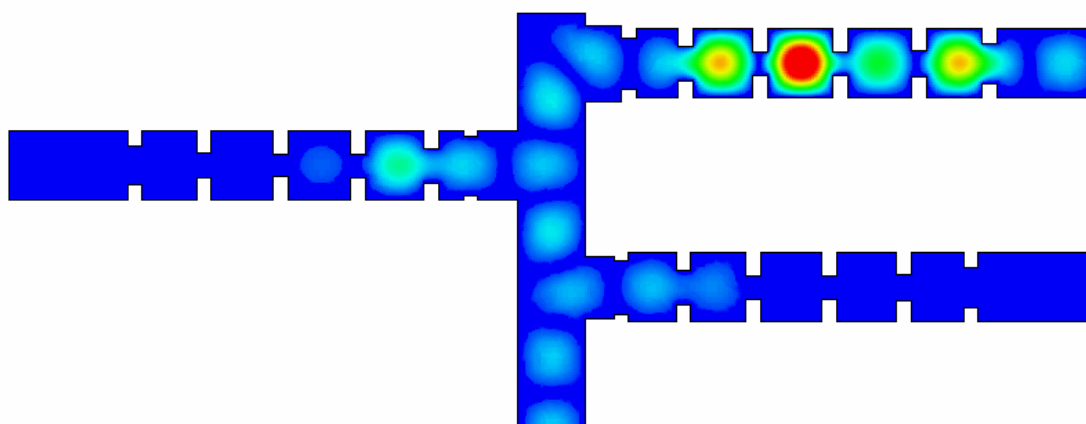
52

ver. 0

J.A.R.C, J.R.M.G, J.R.

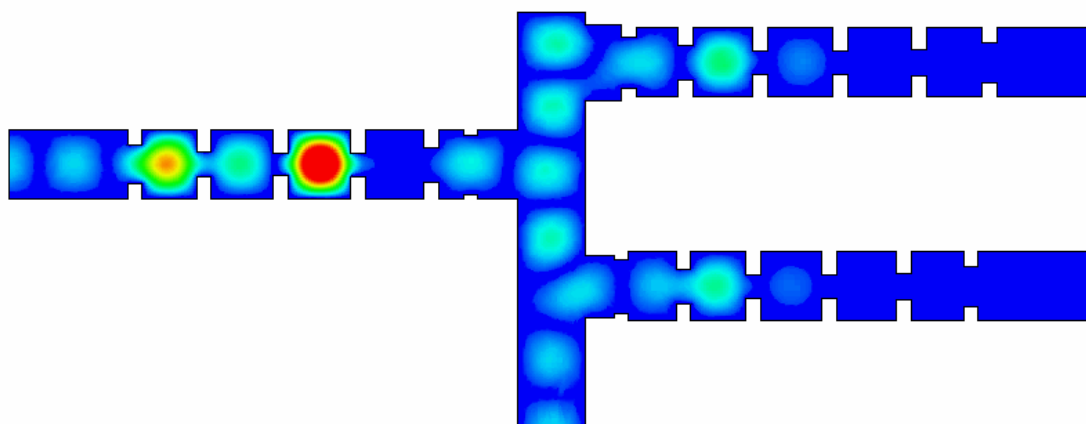
## 5. Multiplexores manifold: 3 canales (I)

$f_0 = 11$  GHz



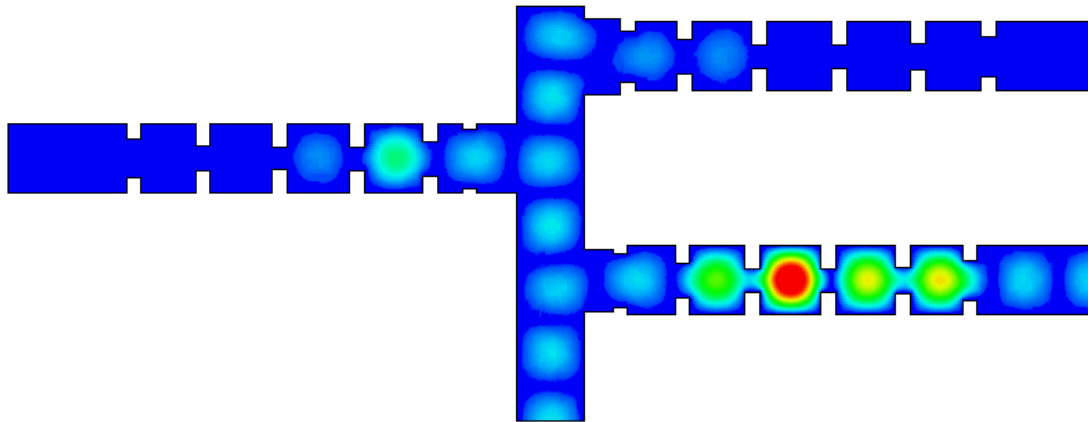
## 5. Multiplexores manifold: 3 canales (II)

$f_0 = 11.16$  GHz



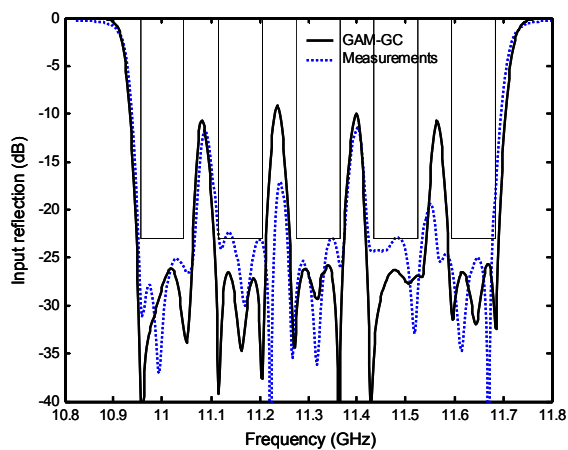
## 5. Multiplexores manifold: 3 canales (III)

$f_0 = 11.32$  GHz



## 5. Multiplexores manifold: 5 canales

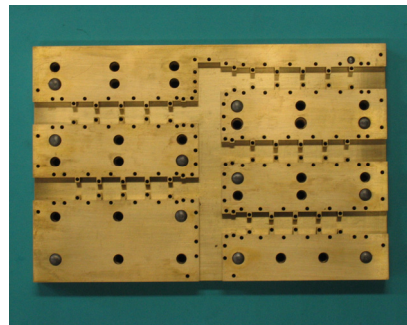
### ➤ Simulación y medidas:



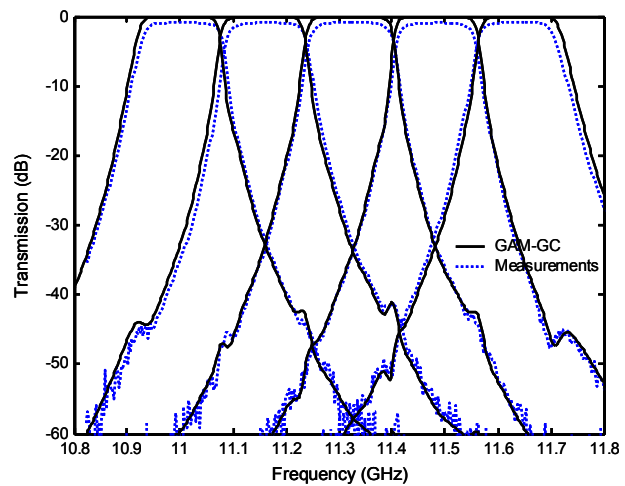
- 5 canales de 90 MHz a 11, 11.16, 11.32, 11.48 and 11.64 GHz

- Máscara reflexión: 23 dB

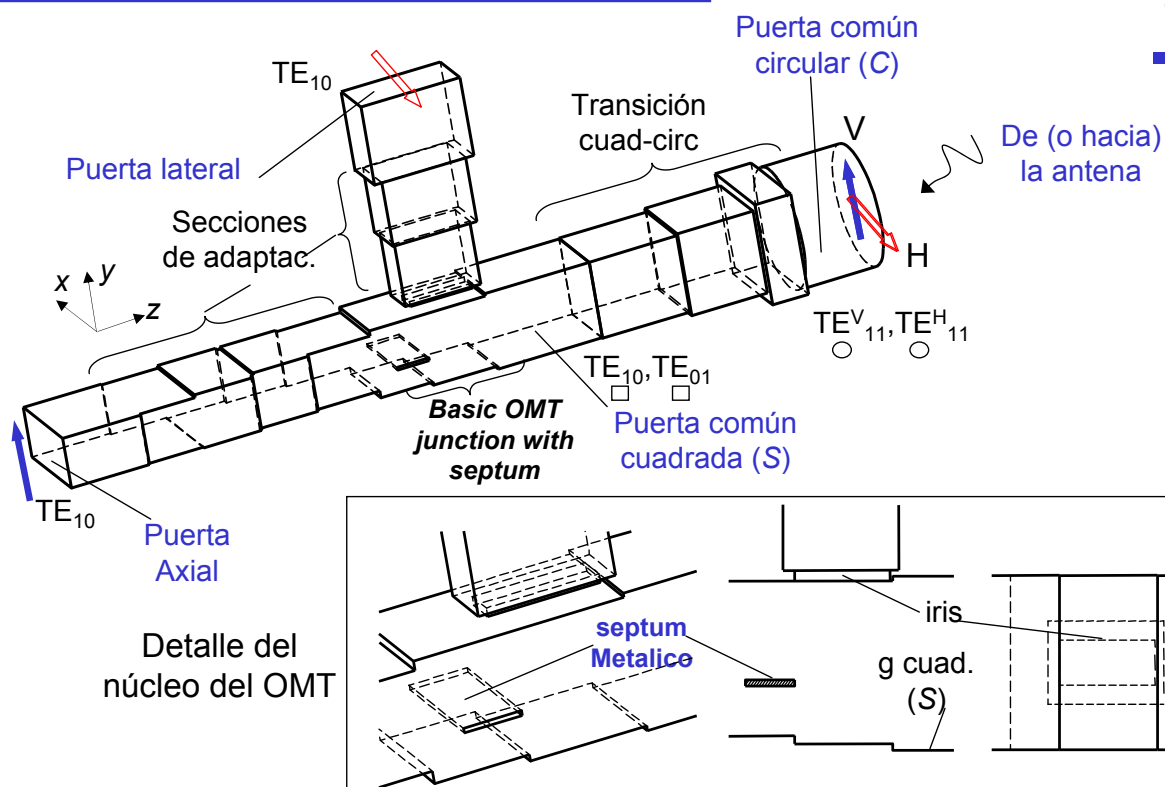
- Pérdidas de Inserción medidas 0.8 dB



(UPM-  
CICYT)



## 6. Ortomodos y polarizadores



ACAF (2007-08)

IV. Dispositivos en guía de onda

57

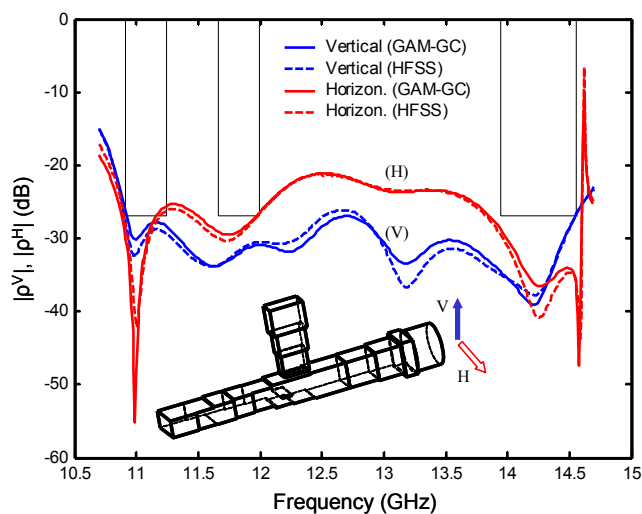
ver. 0

J.A.R.C., J.R.M.G., J.R.

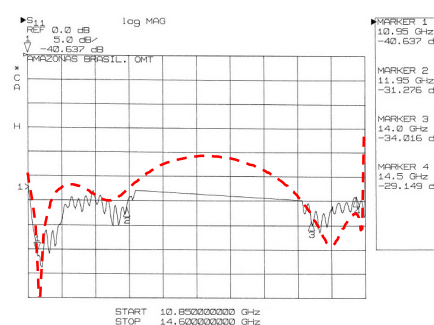
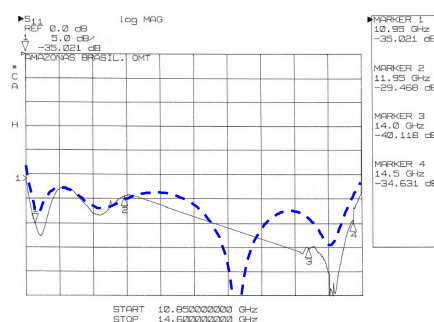
## 6. Ortomodos de tipo asimétrico

➤ Ortomodo con transición a guía circular de la bocina: simulación (MM y HFSS) y medidas.

**Sat. Amazonas (EADS-CASA)**



28.6% de banda (máximo teórico del 34%)



ACAF (2007-08)

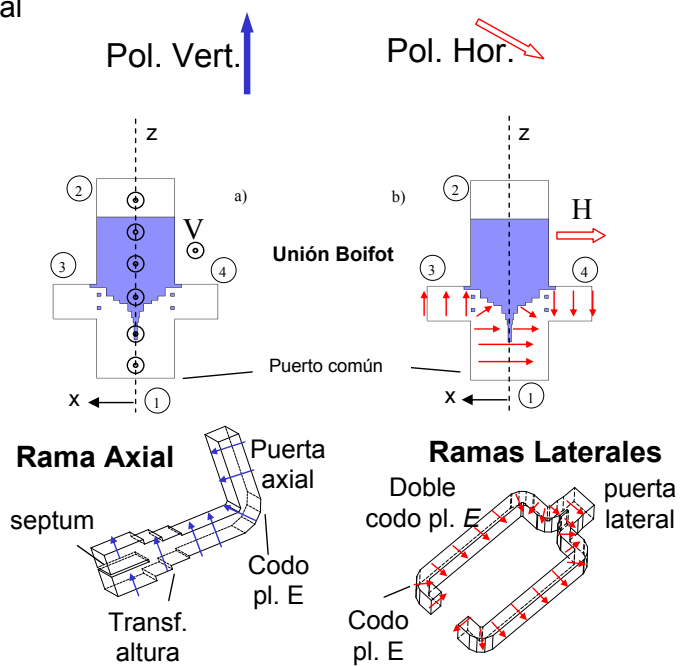
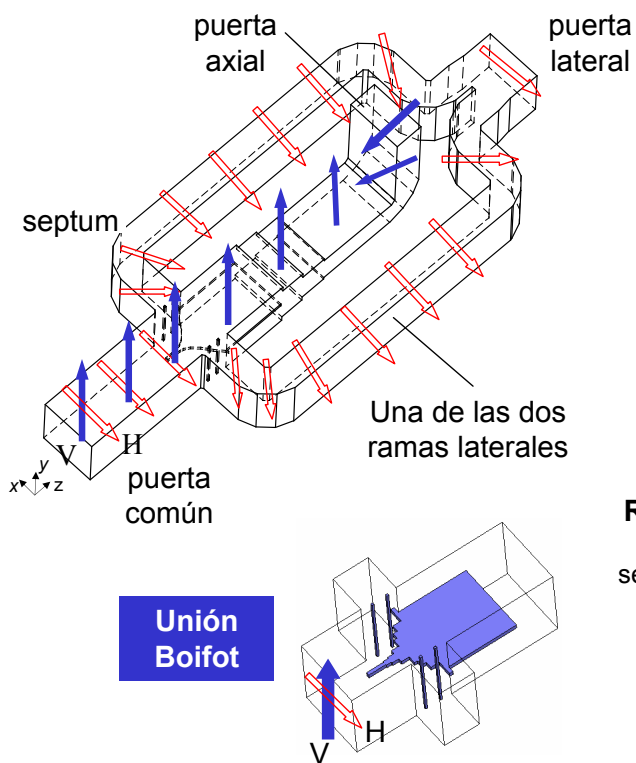
IV. Dispositivos en guía de onda

58

ver. 0

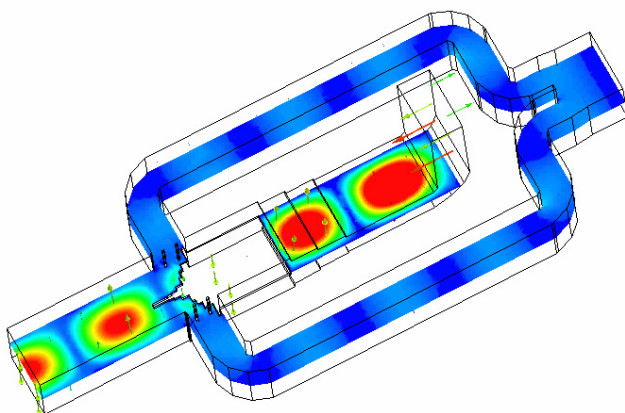
J.A.R.C., J.R.M.G., J.R.

## 6. Ortomodos de tipo Boifot

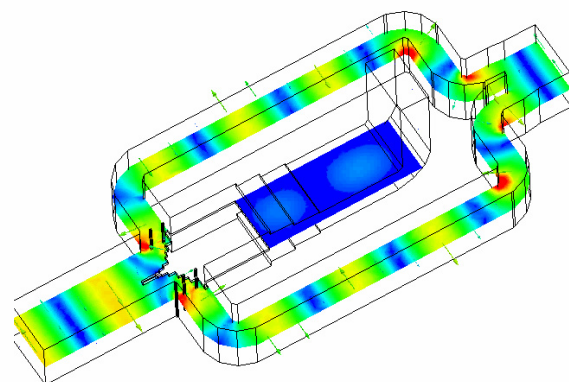


## 6. Ortomodos de tipo Boifot

➤ Funcionamiento para la polarización vertical y horizontal:



Polarización Vertical

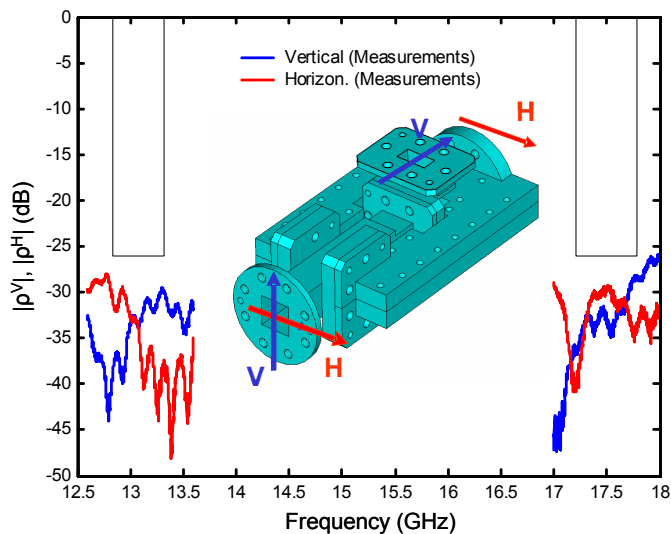


Polarización Horizontal

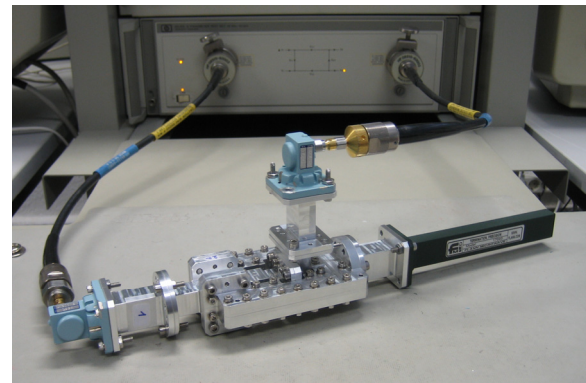


## 6. Ortomodos de tipo Boifot

### ➤ Medidas del OMT completo:



Diseño en subbandas centradas aprox. en 13 y 17.5 GHz con 26 dB de adaptación para ambas polarizaciones V y H.

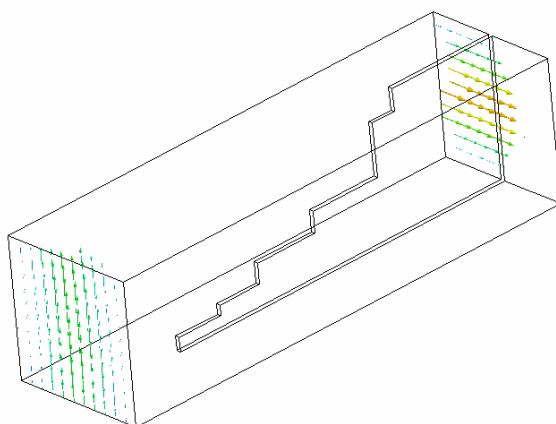


(UPM-EADS-CASA)

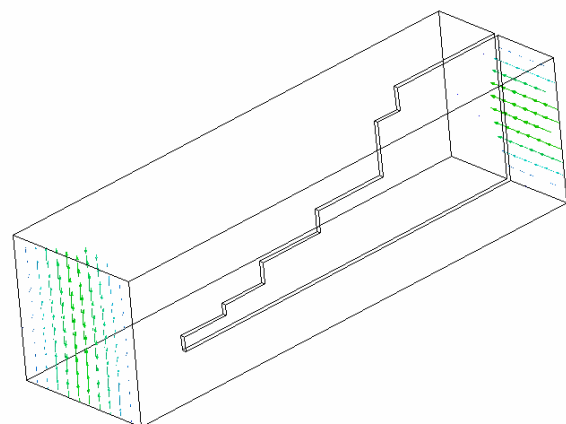
Banco de medida para caracterizar la polarización vertical con carga en el puerto horizontal

## 6. Ortomodos polarizadores (septum OMT)

### ➤ Hacen la doble función de polarizar y separar:



Polarización circular a izquierdas



Polarización circular a derechas

# APÉNDICE I: PROPAGACIÓN EN UNA GUÍA DE ONDA CON PÉRDIDAS

## Ap. I: Constante de propagación de un modo TE/TM para medios con pérdidas

$$\mu \equiv \text{real} \quad \gamma^2 = (\alpha + j\beta)^2 = -\omega^2 \mu (\epsilon' - j\epsilon'') - \gamma_c^2$$

$$\epsilon = \epsilon' - j\epsilon''$$

$$\alpha = \sqrt{\frac{1}{2} [ +(-\gamma_c^2 - \omega^2 \mu \epsilon') + \sqrt{(-\gamma_c^2 - \omega^2 \mu \epsilon')^2 + (\omega^2 \mu \epsilon'')^2} ]}$$

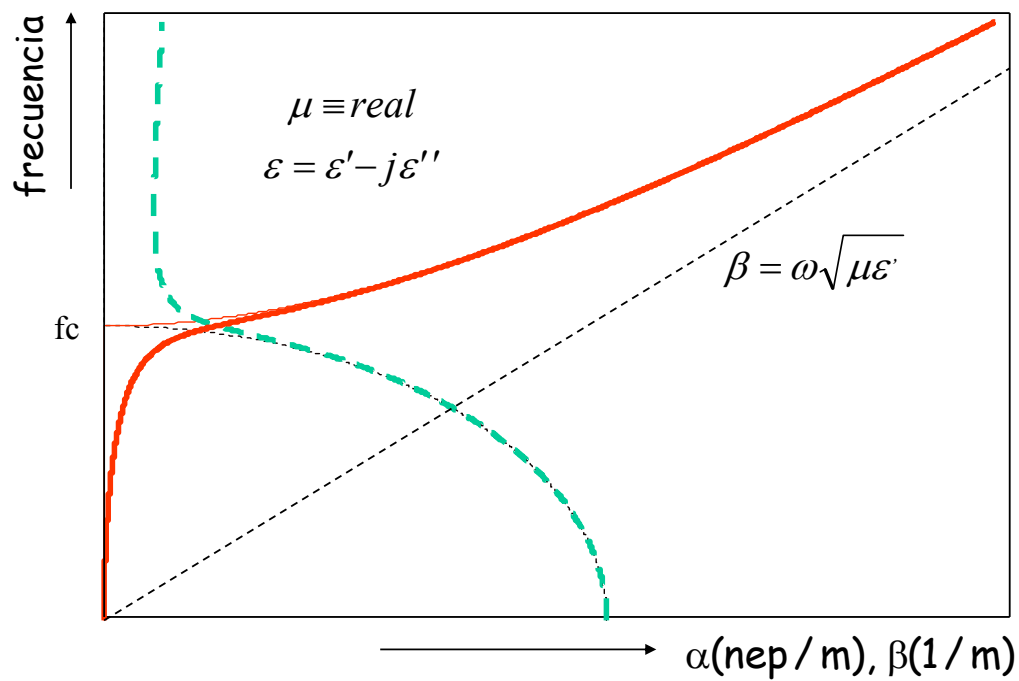
$$\beta = \sqrt{\frac{1}{2} [ -(-\gamma_c^2 - \omega^2 \mu \epsilon') + \sqrt{(-\gamma_c^2 - \omega^2 \mu \epsilon')^2 + (\omega^2 \mu \epsilon'')^2} ]}$$

**Frecuencia de corte:**

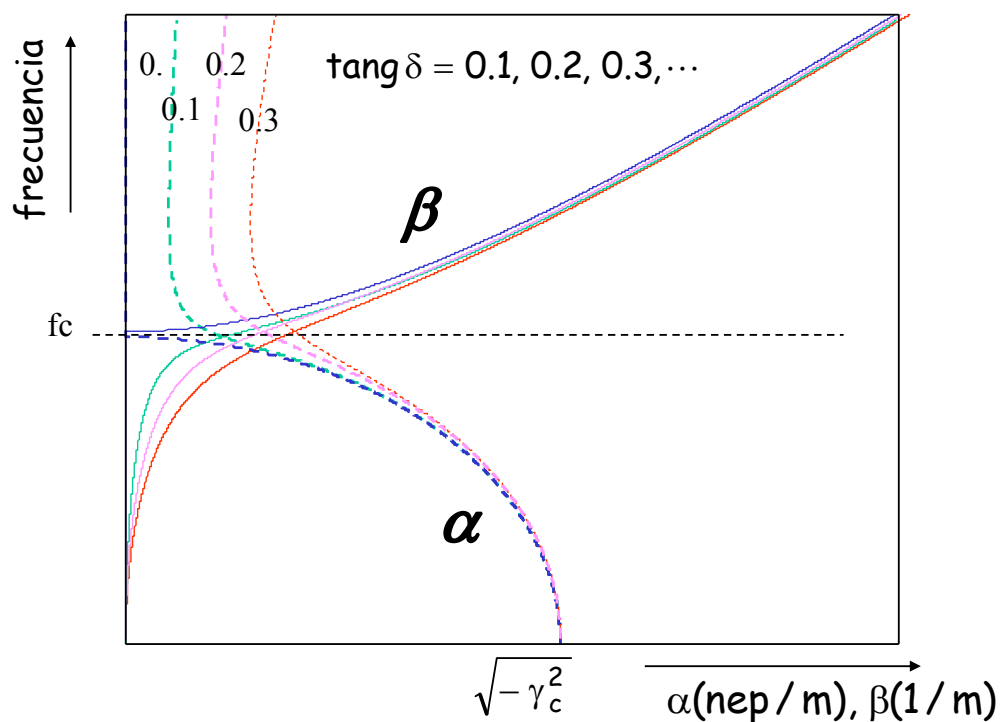
**Valor de frecuencia para el que  $\alpha = \beta$**

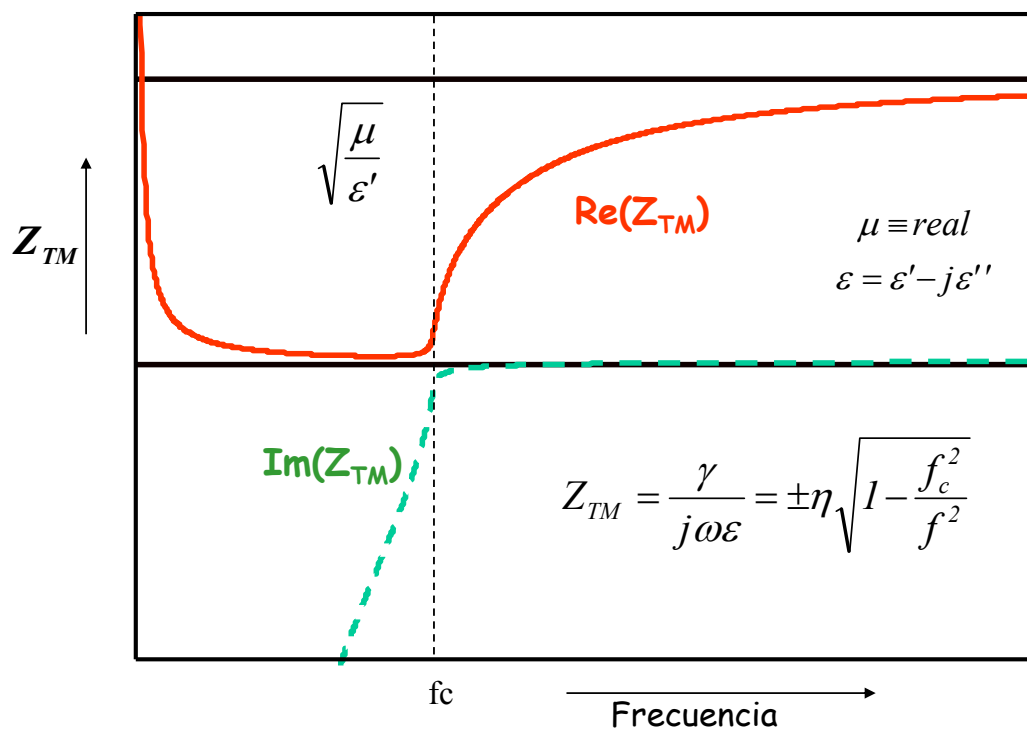
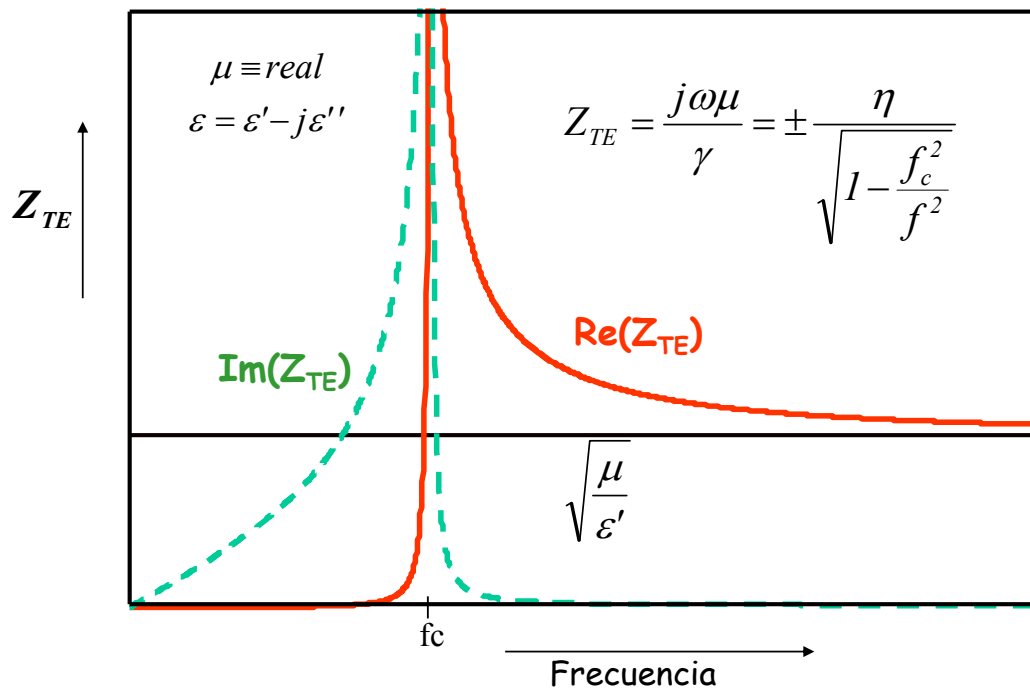
$$f_c = \frac{\sqrt{-\gamma_c^2}}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon'}}$$



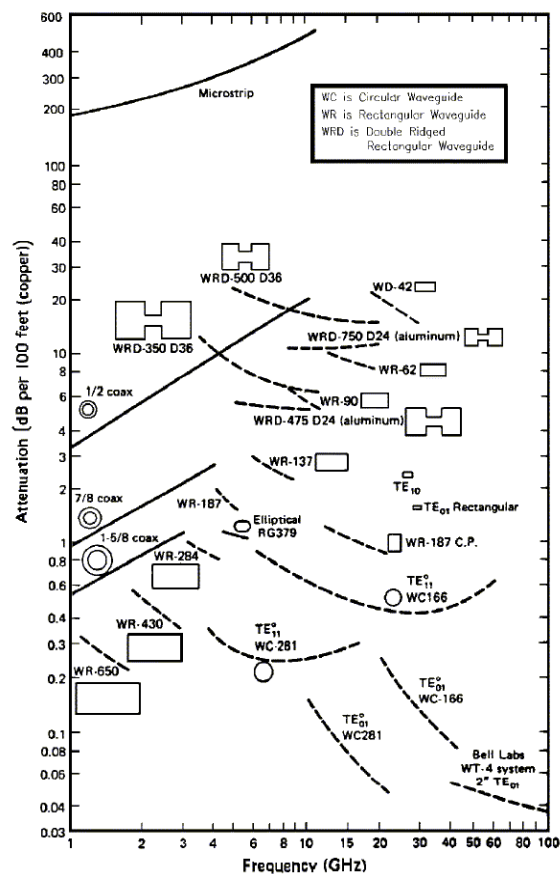


### Influencia de las pérdidas en el dieléctrico





➤ Atenuación para guías de onda vacías de distinta forma y tamaño debida a conductores no ideales:



## APÉNDICE II: DESCRIPCIÓN DEL CAMPO EN UNA GUÍA DE ONDA Y TENSIONES Y CORRIENTES EQUIVALENTES

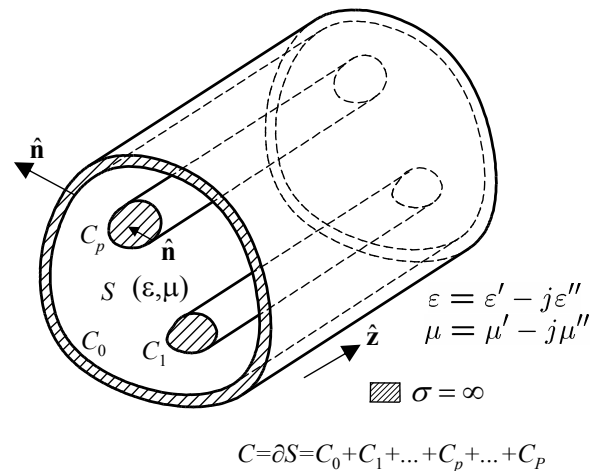
➤ **Idea fundamental:** el campo EM dentro de una guía de onda siempre se puede descomponer en la suma del campo de sus modos:

- cada modo (TE, TM o TEM), indexado por el número  $n$ , puede viajar en sentido  $+z$  o  $-z$

$$(\vec{E}_n^+, \vec{H}_n^+), (\vec{E}_n^-, \vec{H}_n^-)$$

- cada tiene su amplitud (número complejo) correspondiente:

$$\varsigma_n^+, \varsigma_n^-$$



$$\vec{E} = \sum_n \varsigma_n^+ \vec{E}_n^+ + \sum_n \varsigma_n^- \vec{E}_n^- \quad \vec{H} = \sum_n \varsigma_n^+ \vec{H}_n^+ + \sum_n \varsigma_n^- \vec{H}_n^-$$

**Campo EM total para cada punto de la guía**

Guía *cilíndrica* multi-conductora de *sección arbitraria* cerrada por conductor perfecto, con medio isótropo y homogéneo

➤ El campo EM de cada modo se puede descomponer en su *parte longitudinal* (una componente, según el eje de la guía) y su *parte transversal* (dos componentes). La *variación según z* es  $\exp(\pm\gamma z)$ :

$$\begin{array}{ll} \vec{E}_n^+ = (\vec{e}_{tn}^+ + e_{zn}^+ \hat{z}) e^{-\gamma_n z} & \vec{E}_n^- = (\vec{e}_{tn}^- + e_{zn}^- \hat{z}) e^{+\gamma_n z} \\ \vec{H}_n^+ = (\vec{h}_{tn}^+ + h_{zn}^+ \hat{z}) e^{-\gamma_n z} & \vec{H}_n^- = (\vec{h}_{tn}^- + h_{zn}^- \hat{z}) e^{+\gamma_n z} \end{array}$$

Modo según +z

Modo según -z

➤ Con esta descomposición, los campos  $\left\{ \begin{array}{l} \vec{e}_{tn}^+, e_{zn}^+, \vec{e}_{tn}^-, e_{zn}^- \\ \vec{h}_{tn}^+, h_{zn}^+, \vec{h}_{tn}^-, h_{zn}^- \end{array} \right.$

se expresan con funciones matemáticas que dependen del medio de la guía ( $\epsilon, \mu$ ), de la frecuencia ( $f$ ) y exclusivamente de las coordenadas transversales (no dependen de la coordenada  $z$ ).

(ver resumen de expresiones en tr. 11 y sus valores para las guías canónicas en el punto 3)

➤ Las componentes del modo  $n$  según  $+z$  están relacionadas con las componentes del modo viajando según  $-z$ :

$$\vec{e}_{tn}^- = \vec{e}_{tn}^+, e_{zn}^- = -e_{zn}^+ \\ \vec{h}_{tn}^- = -\vec{h}_{tn}^+, h_{zn}^- = h_{zn}^+$$

**Notación:** se toma como referencia el modo viajando según  $+z$

$$\left\{ \begin{array}{l} \vec{e}_n \equiv \vec{e}_{tn}^+, e_{zn} \equiv e_{zn}^+ \\ \vec{h}_n \equiv \vec{h}_{tn}^+, h_{zn} \equiv h_{zn}^+ \end{array} \right. \Rightarrow \begin{array}{l} \vec{E}_n^+ = (\vec{e}_n + e_{zn}\hat{z})e^{-\gamma_n z} \quad \vec{E}_n^- = (\vec{e}_n - e_{zn}\hat{z})e^{+\gamma_n z} \\ \vec{H}_n^+ = (\vec{h}_n + h_{zn}\hat{z})e^{-\gamma_n z} \quad \vec{H}_n^- = (-\vec{h}_n + h_{zn}\hat{z})e^{+\gamma_n z} \end{array}$$

➤ Además, los campos transversales de los modos eléctrico y magnético están relacionados por la impedancia de onda:

$$\left\{ \begin{array}{l} \vec{e}_n = Z_{\omega n} \vec{h}_n \times \hat{z} \\ \vec{h}_n = Y_{\omega n} \hat{z} \times \vec{e}_n \end{array} \right. \quad Z_{\omega n} = Y_{\omega n}^{-1},$$

**Impedancia (admitancia)  
de onda del modo**

➤ Por tanto, el campo EM total de la guía se puede reescribir de la siguiente manera :

$$\vec{E} = \sum_n \left\{ \underbrace{\zeta_n^+ (\vec{e}_n + e_{zn}\hat{z})e^{-\gamma_n z}}_{\text{Modo según } +z} + \underbrace{\zeta_n^- (\vec{e}_n - e_{zn}\hat{z})e^{+\gamma_n z}}_{\text{Modo según } -z} \right\} \\ \vec{H} = \sum_n \left\{ \underbrace{\zeta_n^+ (\vec{h}_n + h_{zn}\hat{z})e^{-\gamma_n z}}_{\text{Modo según } +z} + \underbrace{\zeta_n^- (-\vec{h}_n + h_{zn}\hat{z})e^{+\gamma_n z}}_{\text{Modo según } -z} \right\}$$

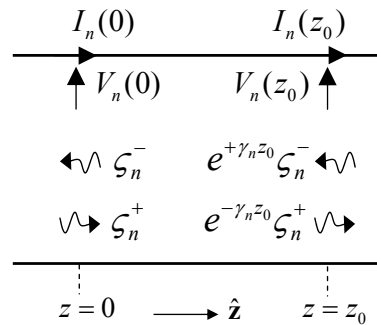
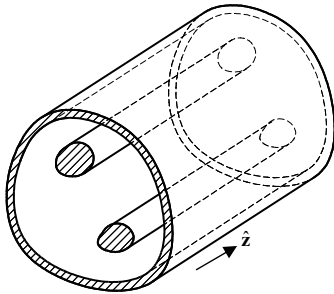
\* La serie, para representar fielmente el campo EM total en cualquier punto de la guía, debe incluir todos los modos (no sólo los que se propagan) hasta un  $n$  "suficientemente grande".

➤ El campo, escrito de esta manera, se suele descomponer en:

$$\vec{E}_t = \sum_n (\zeta_n^+ e^{-\gamma_n z} + \zeta_n^- e^{+\gamma_n z}) \vec{e}_n \quad E_z = \sum_n (\zeta_n^+ e^{-\gamma_n z} - \zeta_n^- e^{+\gamma_n z}) e_{zn} \\ \vec{H}_t = \sum_n (\zeta_n^+ e^{-\gamma_n z} - \zeta_n^- e^{+\gamma_n z}) \vec{h}_n \quad H_z = \sum_n (\zeta_n^+ e^{-\gamma_n z} + \zeta_n^- e^{+\gamma_n z}) h_{zn}$$

**Parte transversal total del modo** **Parte longitudinal total del modo**

➤ De acuerdo a la forma del campo EM, cada modo tiene asociada una línea de transmisión:



- Las tensiones y corrientes equivalentes se definen a partir de las amplitudes de los modos, utilizando constantes complejas de normalización arbitrarias (se escogen dependiendo del problema, por ejemplo  $C_n=K_n=1$  ó  $C_n=1, K_n=Z_{wn}^{1/2}$ ):

$$\begin{aligned} C_n^{-1} V_n(z) &= \varsigma_n^+ e^{-\gamma_n z} + \varsigma_n^- e^{+\gamma_n z} \\ K_n I_n(z) &= \varsigma_n^+ e^{-\gamma_n z} - \varsigma_n^- e^{+\gamma_n z} \end{aligned} \quad \Rightarrow \quad \begin{aligned} \vec{E}_t &= \sum_n C_n^{-1} V_n(z) \vec{e}_n, & E_z &= \sum_n K_n I_n(z) e_{zn} \\ \vec{H}_t &= \sum_n K_n I_n(z) \vec{h}_n, & H_z &= \sum_n C_n^{-1} V_n(z) h_{zn}, \end{aligned}$$