

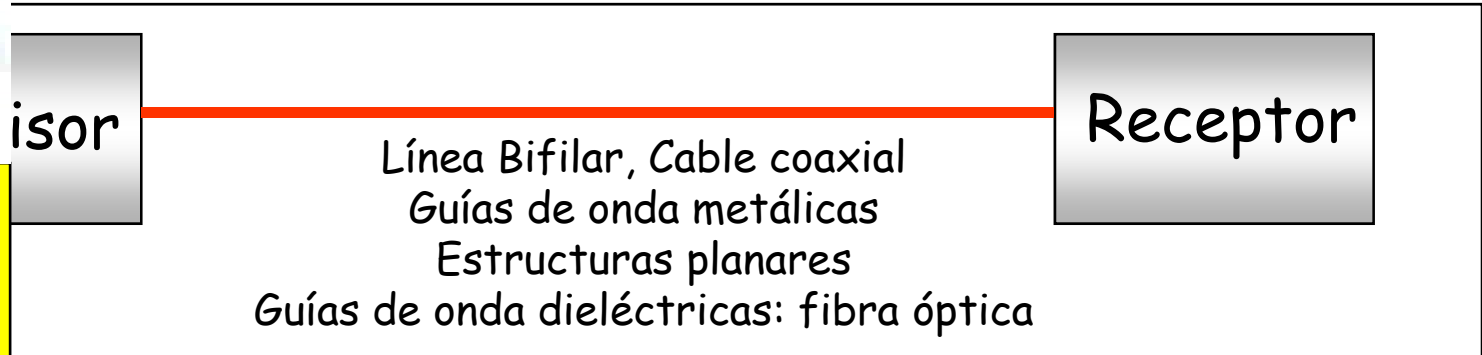
## Capítulo 2:

# Guías de onda y líneas de transmisión

En el presente capítulo se va a analizar una solución general de las ecuaciones de Maxwell, en un medio sin fuentes, en el que se permitirá la existencia de variación de las magnitudes con las tres coordenadas espaciales.

A pesar de la complejidad del problema completo nos centraremos en problemas que pueden ser descritos en sistemas curvilíneos ortogonales con simetría de traslación.

# misión de energía electromagnética por soporte físico **Medios de Transmisión**



Ondas guiadas



Modos

- TEM
- TE
- TM
- Híbridos

**Teoría electromagnética de las ondas guiadas**  
**Field Theory of Guided Waves**

Transparencia tomada de referencia 6



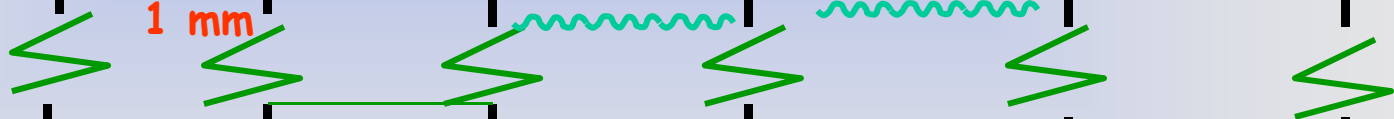
CLASES PARTICULARES, TUTORÍAS TÉCNICAS ONLINE  
LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70  
ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS  
CALL OR WHATSAPP: 689 45 44 70



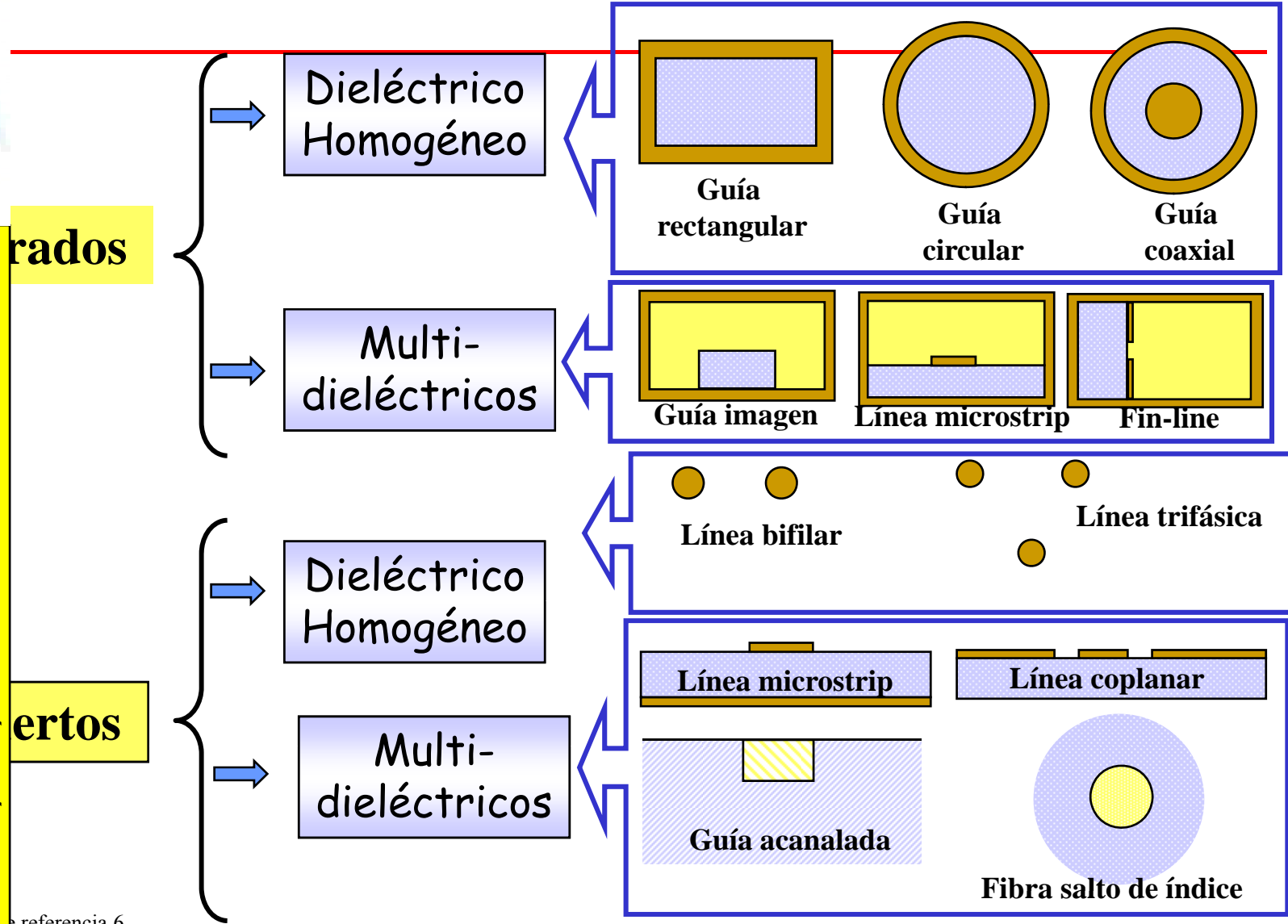
ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS  
 CALL OR WHATSAPP: 689 45 44 70

CLASES PARTICULARES, TUTORÍAS TÉCNICAS ONLINE  
 LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70

Frecuencias	$\lambda$	Denominación	Medio de Transmisión		Tipo Onda Guiada	
			Distancia	Circuitería		
1 KHz	100 Km	Audio	Línea Bifilar	Circuitos Impresos P.C.B.	TEM	
10 KHz		Muy Baja Frecuencia				
100 KHz		Baja Frecuencia				
1 MHz	1 Km	Frecuencias Medias	~	~	casi-TEM	
10 MHz	100 m	Alta Frecuencia	Cable Coaxial			
100 MHz	10 m	Muy alta Frecuencia				
1 GHz	1 m	Ultra alta Frecuencia	~	Línea strip	TE	
10 GHz	10 cm	Microondas	Guías de onda	Línea $\mu$ strip		
100 GHz	1 cm	Milimétricas				
1 THz	1 mm	Infrarrojos	Fibra Óptica	guías dieléctricas planas	Híbridos	
1 PHz	1 $\mu$ m					Visible
Frecuencia 6						Ultravioleta



# CLASIFICACIÓN DE LOS MEDIOS DE TRANSMISIÓN



referencia 6

CLASES PARTICULARES, TUTORÍAS TÉCNICAS ONLINE  
 LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70  
 ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS  
 CALL OR WHATSAPP:689 45 44 70



# INTRODUCCIÓN (I)

medio sin fuentes donde pueden variar las magnitudes electromagnéticas con las coordenadas espaciales. Limitaciones:

1. Geometría del problema EM completo

2. Reducción del problema mediante

3. Sistema de coordenadas cilíndrico ortogonal ( $u_1, u_2, u_3$ )

4. Simetría de traslación:  $u_3 = \text{cte}$ ,

5. Planos paralelos entre sí.

6. Los factores de escala quedan:

$$1; \quad \frac{\partial h_1}{\partial u_3} = \frac{\partial h_2}{\partial u_3} = 0; \quad \hat{u}_3 = \hat{z}$$

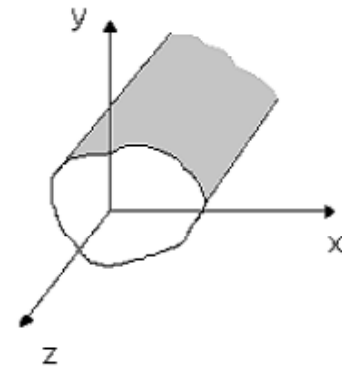
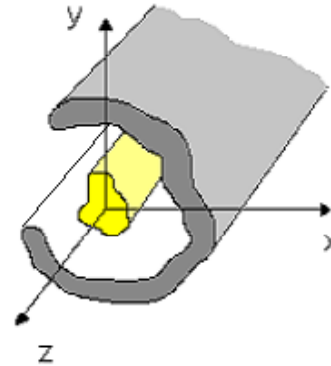
7. Ecuaciones de Maxwell en el dominio de la frecuencia en un medio homogéneo

8. Definidos por  $\epsilon$  y  $\mu$  en donde no existen fuentes:

$$\left. \begin{aligned} \nabla \times \vec{E} &= -j\omega\mu \cdot \vec{H} \\ \nabla \times \vec{H} &= j\omega\epsilon \cdot \vec{E} \\ \nabla \cdot \vec{E} &= 0 \\ \nabla \cdot \vec{H} &= 0 \end{aligned} \right\}$$

Tomando rotacionales en las dos primeras y considerando las otras dos

$$\left\{ \begin{aligned} \Delta \vec{E} - \gamma_o^2 \vec{E} &= 0 \\ \Delta \vec{H} - \gamma_o^2 \vec{H} &= 0 \\ \gamma_o^2 &= -\omega^2 \cdot \mu \cdot \epsilon \end{aligned} \right. \quad (1)$$



Cartagena99  
CLASES PARTICULARES, TUTORÍAS TÉCNICAS ONLINE  
LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70  
ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS  
CALL OR WHATSAPP: 689 45 44 70

# INTRODUCCIÓN (II)

n de las ecuaciones (1) (tomamos la del campo eléctrico)  
 ración del campo en componentes longitudinal y transversal:

$$\Delta \vec{E}_T + \Delta \vec{E}_z - \gamma_o^2 \vec{E}_T - \gamma_o^2 \vec{E}_z = 0$$

ma con simetría de traslación

$$\begin{cases} \Delta \vec{E}_T - \gamma_o^2 \vec{E}_T = 0 \\ \Delta \vec{E}_z - \gamma_o^2 \vec{E}_z = 0 \end{cases} \Rightarrow \Delta \vec{E}_z = (\Delta E_z) \cdot \hat{z} = \left( \Delta_T E_z + \frac{\partial^2 E_z}{\partial z^2} \right) \cdot \hat{z}$$

o la técnica de separación de variables:

$$(u_1, u_2) \cdot Z(z)$$



$$\frac{\Delta_T F_E}{F_E} + \frac{1}{Z} \frac{\partial^2 Z}{\partial z^2} - \gamma_o^2 = 0 \quad (2)$$

iones diferenciales han de ser igual a una constante

$$\frac{\Delta_T F_E}{F_E} = \gamma_c^2 \quad (3); \quad \frac{1}{Z} \frac{\partial^2 Z}{\partial z^2} = \gamma^2 \quad (4); \Rightarrow \gamma_c^2 = \gamma_o^2 - \gamma^2 \Rightarrow \gamma_c^2 + \gamma^2 = \gamma_o^2$$

$$k_c^2 = k^2 - \beta^2$$

(Poza)

ante en la dirección transversal

ante en la dirección longitudinal

Cartagena99  
 CLASES PARTICULARES, TUTORÍAS TÉCNICAS ONLINE  
 LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70  
 ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS  
 CALL OR WHATSAPP: 689 45 44 70



# INTRODUCCIÓN (III)

La solución de la ecuación (3) tiene sólo componentes transversales y (4) longitudinales

La solución de esta solución puede ser

$$Z(z) = A \cdot \exp(-\gamma \cdot z) + B \cdot \exp(\gamma \cdot z)$$

$$Z(z) = C \cdot \cosh(\gamma \cdot z) + D \cdot \sinh(\gamma \cdot z)$$

La solución A: formada por ondas progresivas y regresivas: componente longitudinal

La solución B: constituye una onda estacionaria.: componente transversal en la dirección longitudinal será:

$$\begin{cases} \vec{E}_z = \hat{z} \cdot F_E(u_1, u_2) \cdot \exp(-\gamma \cdot z) \\ \vec{H}_z = \hat{z} \cdot F_H(u_1, u_2) \cdot \exp(-\gamma \cdot z) \end{cases}$$

Se ha considerado sólo la onda progresiva



CLASES PARTICULARES, TUTORÍAS TÉCNICAS ONLINE  
LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70  
ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS  
CALL OR WHATSAPP: 689 45 44 70



# ASIFICACIÓN DE LAS SOLUCIONES (I)

EM: transversales electromagnéticos, no hay campo eléctrico ni magnético

$$\vec{E}_z = 0; \vec{H}_z = 0 \longrightarrow \nabla \times \vec{E}_t = -j\omega \cdot \mu \cdot \vec{H}_t$$

Las ecuaciones de Maxwell quedan  $\nabla \times \vec{H}_t = j\omega \cdot \varepsilon \cdot \vec{E}_t$

Tomando el rotacional en sentido longitudinal y utilizando la otra ecuación

$$\Delta_z \vec{E}_T - \gamma_o^2 \cdot \vec{E}_T = 0$$

$$\vec{E}_{TEM} = \vec{F}_{E_T}(u_1, u_2) \cdot \exp(-\gamma_o \cdot z)$$

Al introducir esta expresión en el correspondiente rotacional se puede extraer el campo magnético transversal como:

$$\vec{H}_T = \frac{\hat{z} \times \vec{E}_T}{Z_{TEM}}; Z_{TEM} = \eta = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \quad (3)$$

Los vectores  $\vec{E}, \vec{H}$  están contenidos en planos perpendiculares a z.

El vector  $\vec{H}$  se obtiene a partir de la expresión (3)

La impedancia del modo TEM que coincide con la intrínseca del medio y sólo depende de las características del medio con la impedancia característica que depende del material que rellena la línea y de la forma de la

CLASES PARTICULARES, TUTORÍAS TÉCNICAS ONLINE  
 LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70  
 ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS  
 CALL OR WHATSAPP: 689 45 44 70





# CLASIFICACIÓN DE LAS SOLUCIONES (II)

M: transversales magnéticos, no existe componente longitudinal del campo por lo que también se les llama modos E:  $\vec{H}_z = 0$

La componente longitudinal es de la forma: 
$$\begin{cases} \vec{E}_z = \hat{z} \cdot F_E(u_1, u_2) \cdot \exp(-\gamma \cdot z) \\ \text{con } F_E(u_1, u_2) : \Delta_T F_E - \gamma_c^2 F_E = 0 \end{cases}$$

Usando las expresiones de los rotacionales, multiplicando por  $j\omega\epsilon$  la primera y tomando

$$\Delta_z \vec{H}_T - \gamma_o^2 \vec{H}_T = j\omega\epsilon \nabla_T \times \vec{E}_z$$

ecuación diferencial completa cuya solución homogénea es el modo TEM.

Relación para modos TM:

$$\left. \begin{aligned} \vec{H}_T &= \frac{j\omega\epsilon}{\gamma^2 - \gamma_o^2} \nabla_T \times \vec{E}_z = -\frac{j\omega\epsilon}{\gamma_c^2} \nabla_T E_z \times \hat{z} \\ \vec{E}_T &= \frac{\gamma}{\gamma_c^2} \nabla_T E_z \end{aligned} \right\} \Rightarrow \vec{H}_T = \frac{j\omega\epsilon}{\gamma} \hat{z} \times \vec{E}_T$$

El campo está contenido en planos perpendiculares a z

$$Z_{TM} = \frac{\hat{z} \times E_T}{\vec{H}_T} = \frac{\gamma}{j\omega\epsilon}$$

CLASES PARTICULARES, TUTORÍAS TÉCNICAS ONLINE  
 LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70  
 ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS  
 CALL OR WHATSAPP: 689 45 44 70



# SIFICACIÓN DE LAS SOLUCIONES (III)

TE: transversales eléctricos, no existe componente longitudinal del vector eléctrico por lo que también se les llama modos H:  $\vec{E}_z = 0$

La componente longitudinal es de la forma: 
$$\begin{cases} \vec{H}_z = \hat{z} \cdot F_H(u_1, u_2) \cdot \exp(-\gamma \cdot z) \\ \text{con } F_H(u_1, u_2) : \Delta_T F_H - \gamma_c^2 F_H = 0 \end{cases}$$

En las expresiones de los rotacionales, multiplicando por  $j\omega\epsilon$  la primera y la segunda 
$$\Delta_z \vec{E}_T - \gamma_o^2 \vec{E}_T = -j\omega\mu \nabla_T \times \vec{H}_z$$

La ecuación diferencial completa cuya solución homogénea es el modo TEM

La ecuación para modos TM: 
$$\left. \begin{aligned} \vec{E}_T &= \frac{j\omega\mu}{\gamma_c^2} \nabla_T \times \vec{H}_z \\ \vec{H}_T &= \frac{\gamma}{\gamma_c^2} \nabla_T H_z \end{aligned} \right\} \Rightarrow \vec{H}_T = \frac{\gamma}{j\omega\mu} \hat{z} \times \vec{E}_T$$

El campo está contenido en planos perpendiculares a z y se puede definir una impedancia del modo como

$$Z_{TE} = \frac{\hat{z} \times E_T}{\vec{H}_T} = \frac{j\omega\mu}{\gamma}$$

CLASES PARTICULARES, TUTORÍAS TÉCNICAS ONLINE  
 LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70  
 ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS  
 CALL OR WHATSAPP: 689 45 44 70



# SIFICACIÓN DE LAS SOLUCIONES (IV)

no se satisface ninguna de las condiciones anteriores la solución se forma por combinación de los casos anteriores. La técnica de separación de variables deja de ser válida cuando la sección no es un cilindro recto.

Las condiciones de contorno laterales definen la variación de los modos.

Las condiciones en planos  $z=cte$  determinan cuántos y cuáles son los modos.

La constante de propagación viene determinada  $\gamma = \gamma_o = j\omega\sqrt{\mu\epsilon}$

Depende de las características del medio: modos TEM

Depende de las características del medio y las condiciones de contorno  $\gamma = \sqrt{\gamma_o^2 - \gamma_c^2}$

La constante de propagación es una función compleja de  $\omega$ :  $\gamma(\omega) = \alpha(\omega) + j\beta(\omega)$

El coeficiente de atenuación describe cómo varían las amplitudes de los campos

El coeficiente de fase la forma cómo varía la fase del campo  $\lambda(\omega) = \frac{2\pi}{\beta(\omega)} = \frac{v_f(\omega)}{\omega/2\pi}$

Longitud de onda: distancia entre dos puntos de igual fase:

Velocidad de fase: velocidad con que se desplazan los planos de fase constante

En las siguientes situaciones:

Modo no se propaga.  $\alpha(\omega) \geq \beta(\omega)$       Modo se propaga  $\alpha(\omega) \leq \beta(\omega)$

CLASES PARTICULARES, TUTORÍAS TÉCNICAS ONLINE  
 LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70  
 ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS  
 CALL OR WHATSAPP: 689 45 44 70

# CONDICIONES DE CONTORNO LATERALES (I)

¿cuántos y cuáles modos son necesarios considerar para obtener la solución

comunes

limitada por un conductor perfecto sin discontinuidades.

características de buen conductor

que la superficie límite se encuentra en el infinito

discontinuidades en el medio (línea microstrip)

condiciones de conductor perfecto:

condición de contorno es un conductor perfecto:

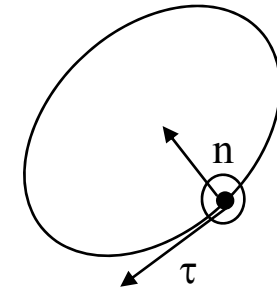
$$\hat{n} \times \vec{E} \Big|_C = 0 \Rightarrow \hat{n} \times (\vec{E}_T + \vec{E}_z) \Big|_C = 0 \Rightarrow \begin{cases} \hat{n} \times \vec{E}_T \Big|_C = 0 \\ E_z = 0 \end{cases} \quad (4)$$

TE: la segunda condición la cumplen automáticamente

de la primera se deriva:

$$\hat{n} \times \vec{E}_T \Big|_C = \hat{n} \times (\vec{H}_T \times \hat{z}) \Big|_C = \vec{H}_T (\hat{n} \cdot \hat{z}) - \hat{z} (\hat{n} \cdot \vec{H}_T) \Big|_C = 0 \Rightarrow (\hat{n} \cdot \vec{H}_T) \Big|_C = 0$$

$$(\hat{n} \cdot \vec{H}_T) = \frac{\gamma}{\gamma_c^2} \cdot \left( \frac{\partial H_z}{\partial n} \hat{n} + \frac{\partial H_z}{\partial \tau} \hat{\tau} \right) \cdot \hat{n} \Rightarrow \frac{\partial H_z}{\partial n} = \frac{\partial F_H}{\partial n} = 0$$



CLASES PARTICULARES, TUTORÍAS TÉCNICAS ONLINE  
 LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70  
 ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS  
 CALL OR WHATSAPP: 689 45 44 70

# CONDICIONES DE CONTORNO LATERALES (II)

es de conductor perfecto:

os TM:

La condición  $E_z=0$  supone C es una línea de  $E_z$  cte, su gradiente es normal

Tomando la segunda condición de (4):  $\vec{E}_T$  tiene dirección normal

os TEM:

Las condiciones  $\hat{n} \times \vec{E}_T \Big|_C = 0; \nabla_T \times \vec{F}_{E_T} = 0$  coinciden con el planteamiento de un problema estático.

Los campos transversales coinciden con los campos estáticos entre conductores

$$\left. \begin{array}{l} \vec{F}_{E_T} = -\nabla_T \Phi(x, y) \\ \nabla \cdot \vec{D} = \nabla \cdot \epsilon \vec{E} \end{array} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \Delta_T \Phi(x, y) = 0 \\ \Phi(x, y) \Big|_C = cte \end{array} \right.$$

El campo TEM coincide con la solución de un problema electrostático  $\Delta_T \Phi(x, y) = 0$

En una región limitada por un recinto simplemente conexo no puede haber modos TEM

En una región múltiplemente conexa:  $V_{12} = \Phi_1 - \Phi_2 = \int_1^2 \vec{E} \cdot d\vec{l}$

El número de modos TEM independientes es el número de partes de la frontera menos 1.

La corriente que fluye viene dada por la ley de Ampere  $I = \oint_C \vec{H} \cdot d\vec{l}$

En cada punto de la línea se puede definir unívocamente un voltaje y una corriente

CLASES PARTICULARES, TUTORÍAS TÉCNICAS ONLINE  
 LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70  
 ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS  
 CALL OR WHATSAPP: 689 45 44 70



# RACTERÍSTICAS DE LOS MODOS PARA CONDICIONES DE CONDUCTOR PERFECTO (I)

Green:

Campo vectorial definido a partir de un potencial como:  $\vec{A} = F^*(x, y) \cdot \nabla F(x, y)$   
 de la divergencia  $\nabla \vec{A} = \nabla F^*(x, y) \cdot \nabla F(x, y) + F^*(x, y) \cdot \Delta F(x, y)$

Teorema de Green para dos dimensiones

$$\oint_C \vec{u} \Rightarrow \int_{S_t} \nabla F^*(x, y) \cdot \nabla F(x, y) + F^*(x, y) \cdot \Delta F(x, y) = \oint_C F^*(x, y) \cdot \nabla F(x, y) \cdot d\vec{l}$$

$$\int_{S_t} \nabla_T F^* \cdot \nabla_T F + F^* \cdot \Delta_T F = \oint_C F^* \cdot \frac{\partial F}{\partial n} \cdot d\vec{l}$$

Condición de contorno de conductor perfecto

$$\left. \begin{array}{l} E_n = 0 \\ \left. \frac{\partial F}{\partial n} \right|_C = 0 \end{array} \right\} \Delta_T F = \gamma_c^2 \cdot F \Rightarrow \int_{S_t} \nabla_T F^* \cdot \nabla_T F = -\gamma_c^2 \cdot \int_{S_t} F^* \cdot F \cdot ds$$

Constantes reales son positivas luego tiene que cumplirse  $\gamma_c^2 < 0$

Constante de propagación es real si  $\omega < \omega_c$  luego no se propaga y el modo está al corte

Constante de propagación es imaginaria si  $\omega > \omega_c$ , el modo se propaga

Constante de propagación es de tipo paso alto con

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

CLASES PARTICULARES, TUTORÍAS TÉCNICAS ONLINE  
 LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70  
 ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS  
 CALL OR WHATSAPP: 689 45 44 70



# RACTERÍSTICAS DE LOS MODOS PARA ACIONES DE CONDUCTOR PERFECTO (II)

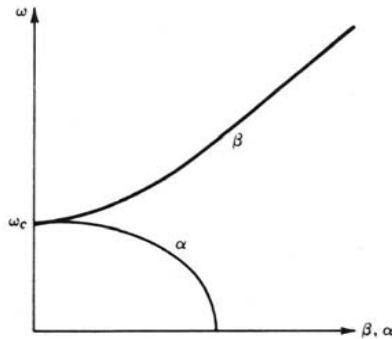
del valor de la frecuencia de corte se puede poner:

$$\gamma = \pm \gamma_o \cdot \sqrt{1 - \frac{f_c^2}{f^2}}; Z_{TE} = \pm \frac{\eta}{\sqrt{1 - \frac{f_c^2}{f^2}}}; Z_{TM} = \pm \eta \cdot \sqrt{1 - \frac{f_c^2}{f^2}}$$

o + corresponde a  $f > f_c$ .

o - corresponde a  $f < f_c$  Así  $Z_{TE}$ , por debajo del corte, será inductivo y  $Z_{TM}$  capacitivo.

ción de la constante de propagación: diagrama de dispersión

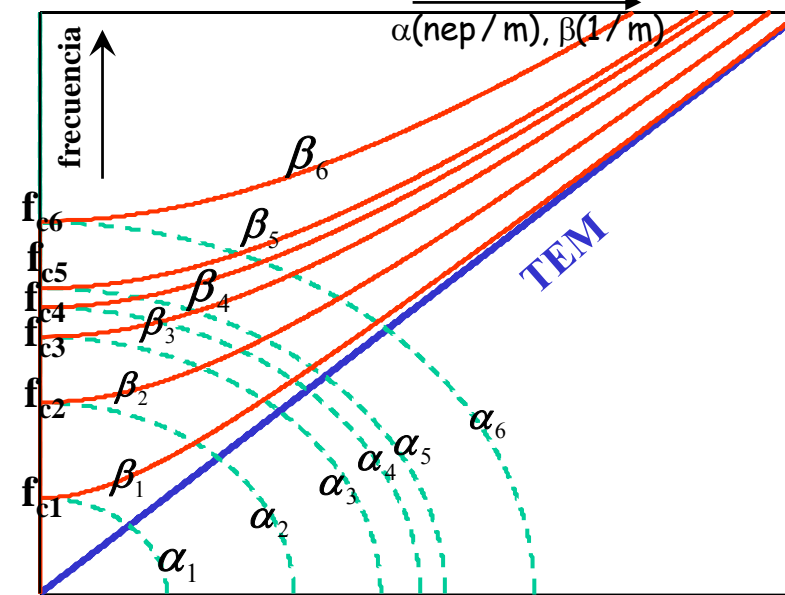
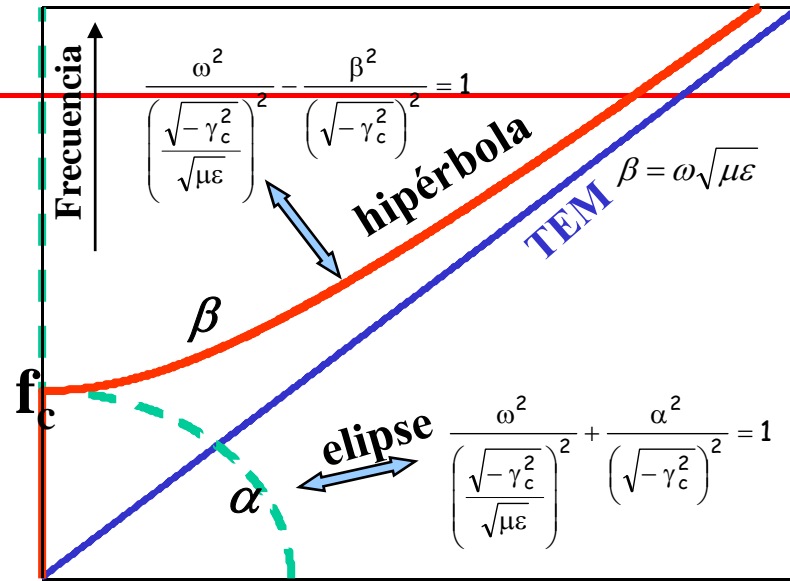


úmero infinito de soluciones (autofunciones) cada una correspondiéndose con  $\gamma_c^2$  (autovalores). El menor de dicho autovalor corresponde a un modo TE

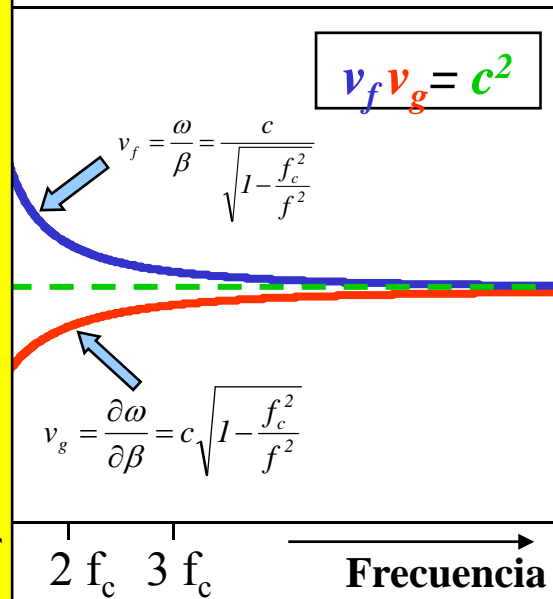
CLASES PARTICULARES, TUTORÍAS TÉCNICAS ONLINE  
 LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70  
 ---  
 ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS  
 CALL OR WHATSAPP: 689 45 44 70

# CARACTERÍSTICAS DE LOS MÓDOS DE PROPAGACIÓN PARA CONDICIONES DE UN DIÉLECTICO PERFECTO (III)

Diagrama de Dispersión - Diagrama de Brillouin



de fase y grupo para modos TE y TM



de referencia 6



CLASES PARTICULARES, TUTORÍAS TÉCNICAS ONLINE  
LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70  
ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS  
CALL OR WHATSAPP: 689 45 44 70



# RACTERÍSTICAS DE LOS MODOS PARA CIONES DE CONDUCTOR PERFECTO (IV)

s:

za una recta  $\omega = cte$  se verán inmediatamente los modos que se propagan.

1 se puede obtener la velocidad de fase, que depende de la frecuencia

ión) y es siempre mayor que la velocidad de la luz en el medio.

cuencia es menor que la frecuencia correspondiente al menor  $\gamma_c^2$  no existe modo que se propague constituyendo dicha  $f_c$  la frecuencia de corte absoluto.

de menor  $f_c$  se denomina modo dominante y el resto modos superiores.

istemas capaces de soportar modos TEM no existe frecuencia de corte absoluta

érdidas (se supone que no hay pérdidas magnéticas):

ante de propagación será:  $\gamma(\omega) = \alpha(\omega) + j\beta(\omega)$

itividad se modifica como:  $\epsilon = \epsilon' - j\epsilon''$

ueda:

$$(\alpha + j\beta)^2 = \gamma_o^2 - \gamma_c^2 = -\omega^2 \cdot \mu(\epsilon' - j\epsilon'') - \gamma_c^2 \Rightarrow \begin{cases} 2\alpha\beta = \omega^2 \cdot \mu\epsilon'' \\ \alpha^2 - \beta^2 = -\omega^2 \cdot \mu\epsilon' - \gamma_c^2 \end{cases}$$

cia de corte: valor de f que hace  $\alpha = \beta$

$$\frac{\gamma_c^2}{\mu\epsilon'} \quad \gamma = \gamma_o \cdot \sqrt{1 - \frac{f_c^2}{f^2} \cdot \frac{\epsilon'}{\epsilon}}; Z_{TE} = \frac{\eta}{\sqrt{1 - \frac{f_c^2}{f^2} \cdot \frac{\epsilon'}{\epsilon}}}; Z_{TM} = \eta \cdot \sqrt{1 - \frac{f_c^2}{f^2} \cdot \frac{\epsilon'}{\epsilon}}$$

# RACTERÍSTICAS DE LOS MODOS PARA ACIONES DE CONDUCTOR PERFECTO (V)

antes de atenuación y fase quedan entonces:

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

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

$\epsilon'' \ll \epsilon'$

que las pérdidas dieléctricas sean pequeñas:

constante de fase coincide con la obtenida despreciando las pérdidas

constante de atenuación vale:

$$\alpha_d = \frac{\omega^2 \cdot \mu\epsilon'}{2\beta} \cdot \frac{\epsilon''}{\epsilon'} = \frac{\omega^2 \cdot \mu\epsilon'}{2\beta} \cdot \text{tg } \delta$$

os TEM, considerando  $\epsilon'' \ll \epsilon'$  resulta:

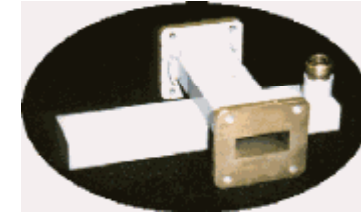
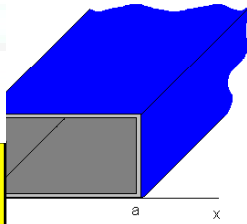
$$\alpha_d = \frac{\omega \cdot \sqrt{\mu\epsilon'}}{2} \cdot \frac{\epsilon''}{\epsilon'} = \frac{\omega \cdot \sqrt{\mu\epsilon'}}{2} \cdot \text{tg } \delta = \frac{k}{2} \cdot \text{tg } \delta$$



CLASES PARTICULARES, TUTORÍAS TÉCNICAS ONLINE  
LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70  
ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS  
CALL OR WHATSAPP: 689 45 44 70

---

# ESTUDIO DE LA GUÍA RECTANGULAR (I)



Condiciones de contorno para conductor perfecto

$$H_z = 0 \Rightarrow \begin{cases} \frac{\partial H_z}{\partial x} = 0 \text{ en } x = 0, a \\ \frac{\partial H_z}{\partial y} = 0 \text{ en } y = 0, b \end{cases}$$

$$F(x, y) = X(x)Y(y) \Rightarrow \begin{cases} Y \cdot \frac{\partial^2 X}{\partial x^2} + X \cdot \frac{\partial^2 Y}{\partial y^2} - \gamma_c^2 XY = 0 \\ -k_x^2 - k_y^2 = \gamma_c^2 \end{cases}$$

Aplicando la separación de variables y las condiciones de contorno para despejar los constantes, resulta:

$$\gamma_c = \sqrt{-\omega^2 \mu \epsilon + \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}$$

$$\begin{cases} X(x, y) = (A \operatorname{sen} k_x x + B \cos k_x x) \\ Y(x, y) = (C \operatorname{sen} k_y y + D \cos k_y y) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} A = C = 0 \\ k_x = \frac{m\pi}{a}; k_y = \frac{n\pi}{b} \end{cases}$$

$$TE : \vec{H}_{z,mn} = \hat{z} \cdot P \cos \frac{m\pi}{a} x \cdot \cos \frac{n\pi}{b} y \cdot \exp(-\gamma_{mn} z)$$

$$TM : \vec{E}_{z,mn} = \hat{z} \cdot Q \operatorname{sen} \frac{m\pi}{a} x \cdot \operatorname{sen} \frac{n\pi}{b} y \cdot \exp(-\gamma_{mn} z)$$

Referencia: Pozar



CLASES PARTICULARES, TUTORÍAS TÉCNICAS ONLINE  
LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70  
ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS  
CALL OR WHATSAPP: 689 45 44 70

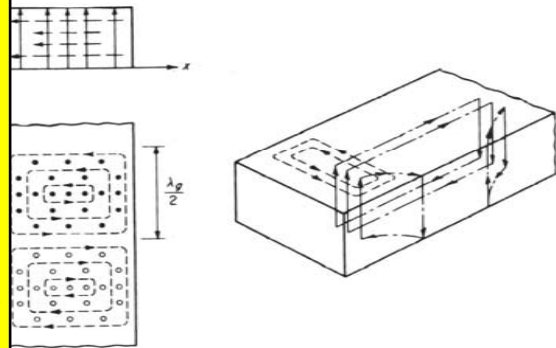
# MODOS DE LA GUÍA RECTANGULAR (II)

modo dominante  $TE_{10}$

$$f_{c10} = \frac{1}{2a\sqrt{\mu\epsilon}}$$

$a=22.86$  mm,  $b=10.16$ mm

Distribución de campo



$$E_{y,10} = -\frac{j\omega\mu a}{\pi} P \cos \frac{\pi}{a} x \cdot \exp(-\gamma_{10}z)$$

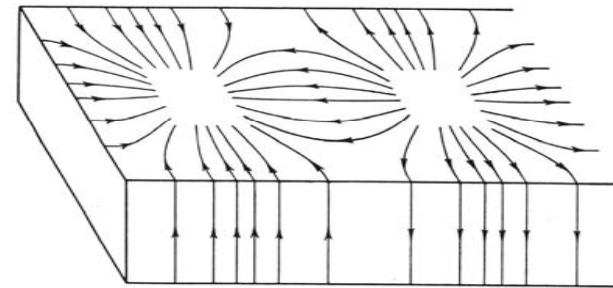
$$E_{x,10} = E_{z,10} = 0$$

$$H_{x,10} = \frac{\gamma a}{\pi} P \cdot \text{sen} \frac{\pi}{a} x \cdot \exp(-\gamma_{10}z)$$

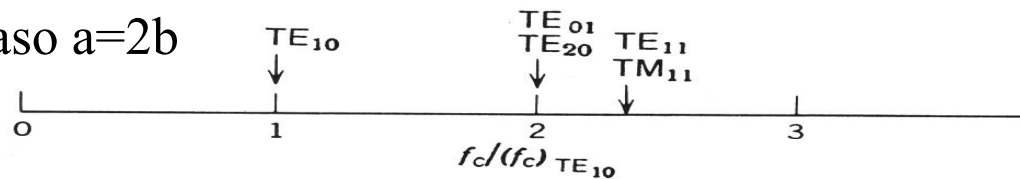
$$H_{y,10} = 0$$

$$H_{z,10} = P \cos \frac{\pi}{a} x \cdot \exp(-\gamma_{10}z)$$

Distribución de corriente

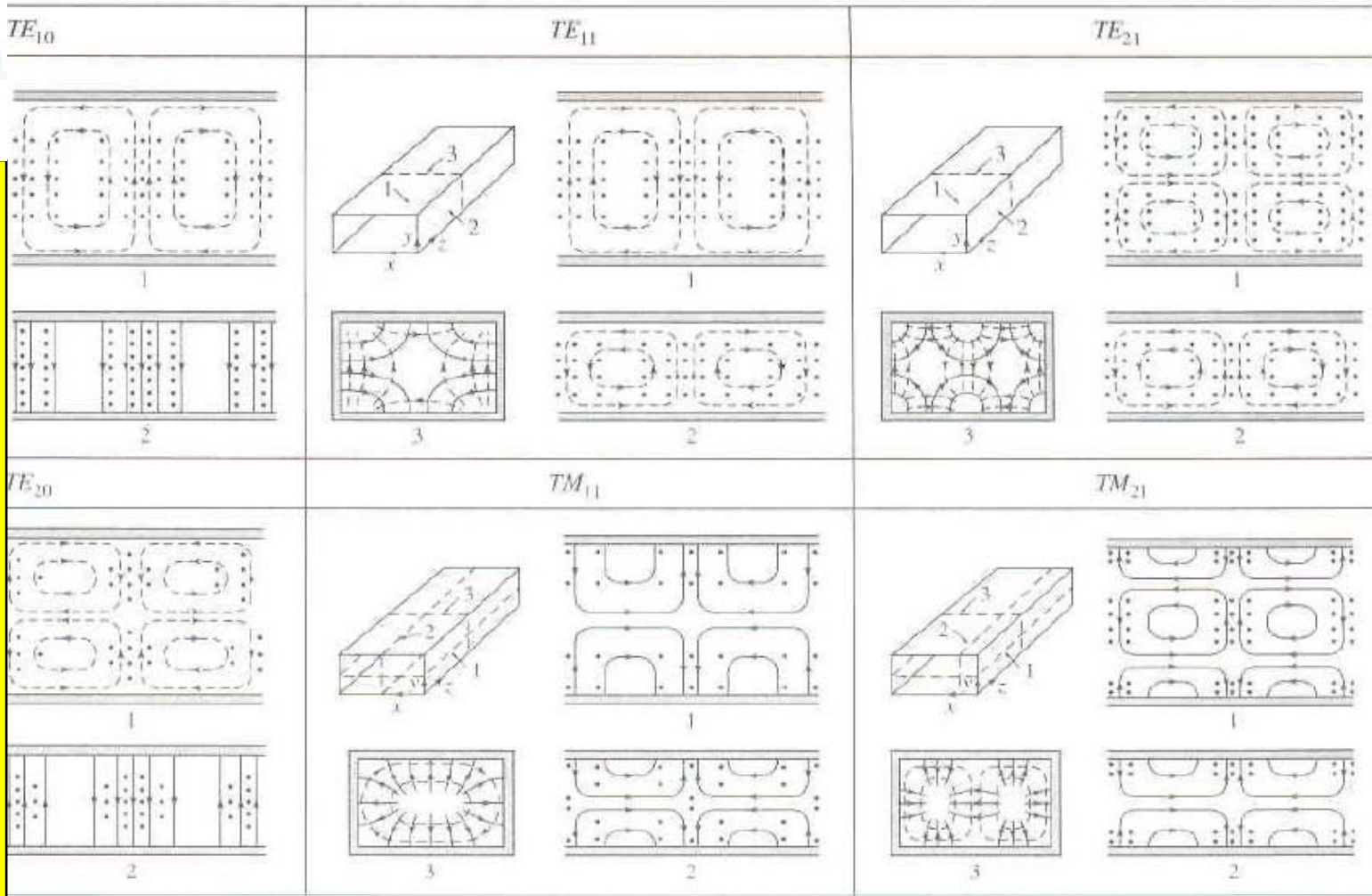


modos para el caso  $a=2b$



CLASES PARTICULARES, TUTORÍAS TÉCNICAS ONLINE  
 LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70  
 ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS  
 CALL OR WHATSAPP: 689 45 44 70

# UDIO DE LA GUÍA RECTANGULAR (III)



Referencia 4

## Distribución de campos en la guía rectangular

Grupo de Radiofrecuencia, UC3M, Septiembre 2009.  
Tema 2: Líneas de transmisión y guías

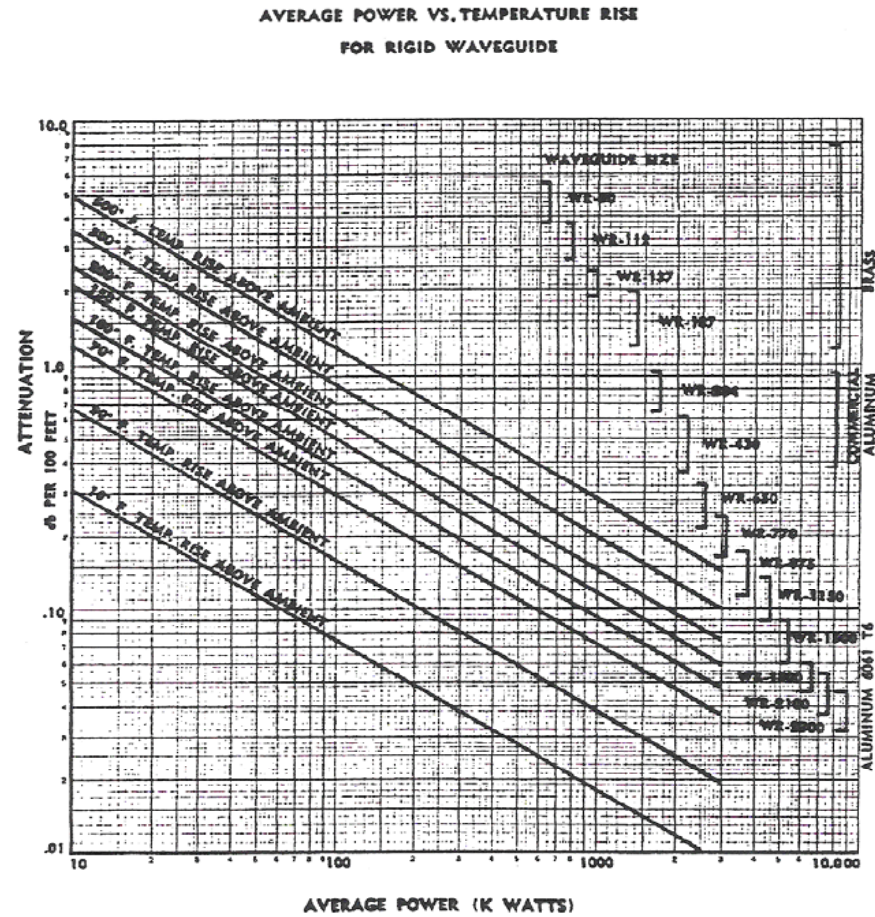
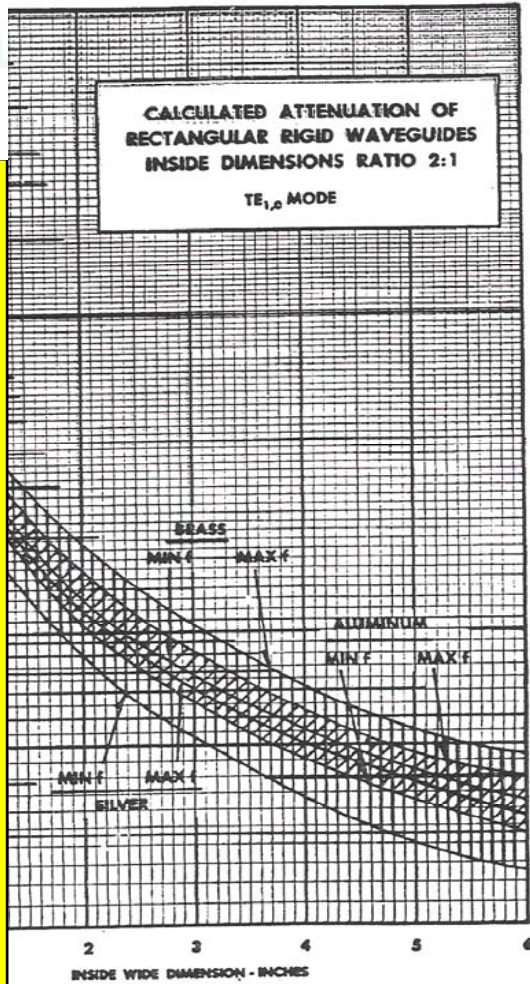
Microondas-2- 21



CLASES PARTICULARES, TUTORÍAS TÉCNICAS ONLINE  
 LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70  
 ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS  
 CALL OR WHATSAPP:689 45 44 70

---

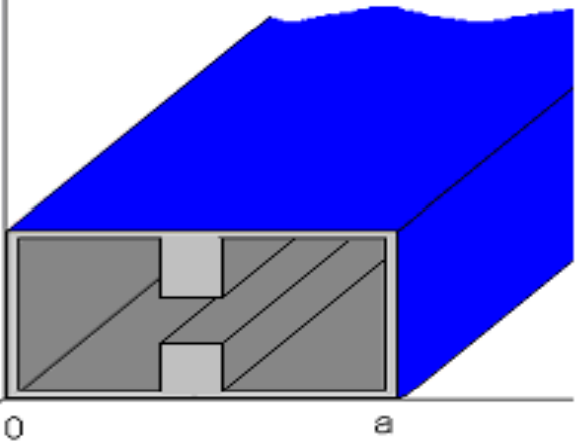
# ATENUACIÓN DE LA GUÍA RECTANGULAR (IV)



CLASES PARTICULARES, TUTORÍAS TÉCNICAS ONLINE  
 LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70  
 ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS  
 CALL OR WHATSAPP: 689 45 44 70



## LA ESTRANGULADA (REENTRANTE O RIDGED)



- Ancho de banda de la guía rectangular está limitado a una octava.
- Los “raíles” disminuyen la frecuencia de corte del fundamental.
- La capacidad de transmitir potencia decrece
- Posibilidad de adaptar impedancias

CLASES PARTICULARES, TUTORÍAS TÉCNICAS ONLINE  
 LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70  
 ---  
 ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS  
 CALL OR WHATSAPP:689 45 44 70

# GUÍAS CIRCULARES (I)

Utilización de coordenadas cilíndricas.

Condiciones de contorno para conductor perfecto

$$\left. \begin{aligned} TE: \frac{\partial H_z}{\partial \rho} \Big|_{\rho=a} &= 0 \\ TM: E_z \Big|_{\rho=a} &= 0 \end{aligned} \right\} \Rightarrow F(\rho, \phi) = R(\rho) \cdot P(\phi)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} \left( \rho \cdot \frac{\partial F}{\partial \rho} \right) + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 F}{\partial \phi^2} - \gamma_c^2 F &= 0 \\ \frac{\rho^2}{R} \frac{\partial^2 R}{\partial \rho^2} + \frac{\rho}{R} \cdot \frac{\partial R}{\partial \rho} - \gamma_c^2 \rho^2 &= -\frac{1}{P} \frac{\partial^2 P}{\partial \phi^2} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \begin{cases} -\frac{1}{P} \frac{\partial^2 P}{\partial \phi^2} = k_\phi^2 \\ \frac{\rho^2}{R} \frac{\partial^2 R}{\partial \rho^2} + \frac{\rho}{R} \cdot \frac{\partial R}{\partial \rho} - (\gamma_c^2 \rho^2 + k_\phi^2) \cdot R = 0 \end{cases}$$

Soluciones de ambas ecuaciones son del tipo:

$$P(\phi) = A \sin(k_\phi \phi) + B \cos(k_\phi \phi)$$

$$R(\rho) = C J_n(\gamma_c \rho) + D Y_n(\gamma_c \rho)$$

Modos TE

$$(A \sin(n\phi) + B \cos(n\phi)) J_n(\gamma_c \rho)$$

Modos TM

$$F_E(\rho, \phi) = (A \sin(n\phi) + B \cos(n\phi)) J_n(k_c \rho)$$



CLASES PARTICULARES, TUTORÍAS TÉCNICAS ONLINE  
LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70  
ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS  
CALL OR WHATSAPP: 689 45 44 70



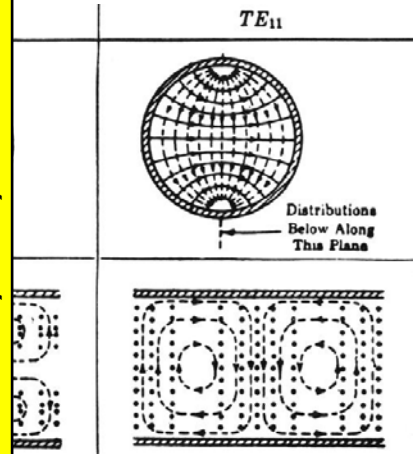
# GUÍAS CIRCULARES (II)

Modos TE

Modos TM

$$\left. \begin{aligned} \Rightarrow J'_n(\gamma_c \rho) = 0 \\ \Rightarrow \gamma = \sqrt{\gamma_0^2 - \left(\frac{p'_{nm}}{a}\right)^2} \end{aligned} \right\} \Rightarrow f_{c, nm} = \frac{p'_{nm}}{2\pi a \sqrt{\mu\epsilon}}$$

	$p'_{n2}$	$p'_{n3}$
2	7.016	10.174
1	5.331	8.536
4	6.706	9.970

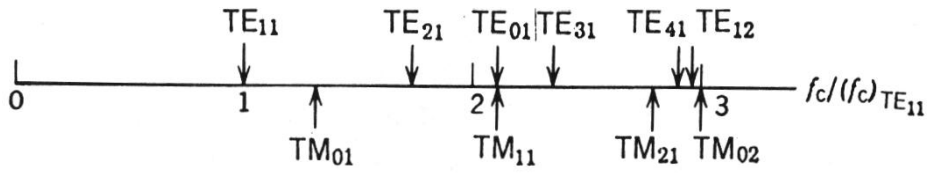


$$E_z(a, \phi) = 0 \Rightarrow J_n(k_c a) = 0$$

$$\gamma_{nm} = \sqrt{\gamma_0^2 - k_c^2} = \sqrt{\gamma_0^2 - \left(\frac{p_{nm}}{a}\right)^2} \quad f_{cmn} = \frac{p_{nm}}{2\pi a \sqrt{\mu\epsilon}}$$

n	$p_{n1}$	$p_{n2}$	$p_{n3}$
0	2.405	5.520	8.654
1	3.832	7.016	10.174
2	5.135	8.417	11.620

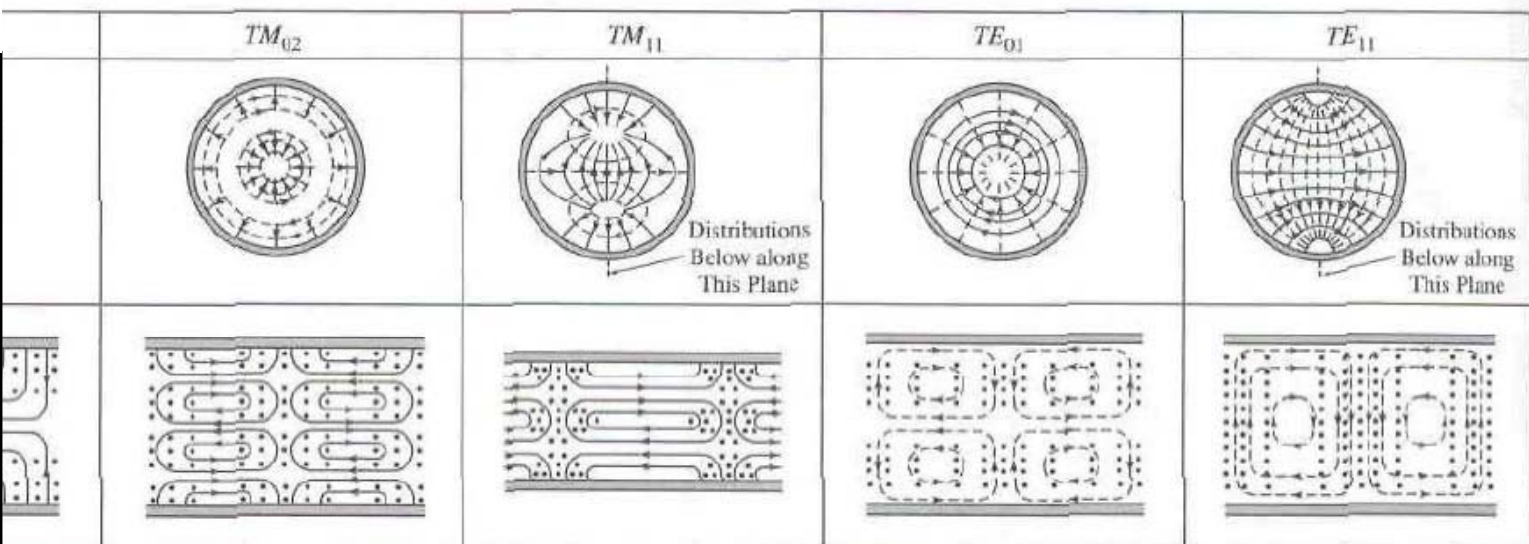
Distribución de modos



ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS  
 CALL OR WHATSAPP: 689 45 44 70

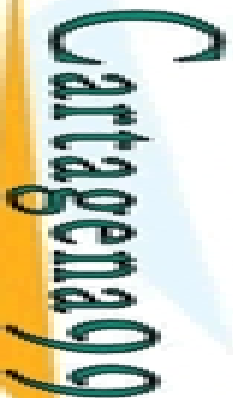


# GUÍAS CIRCULARES (III)



Distribución de campos en la guía circular

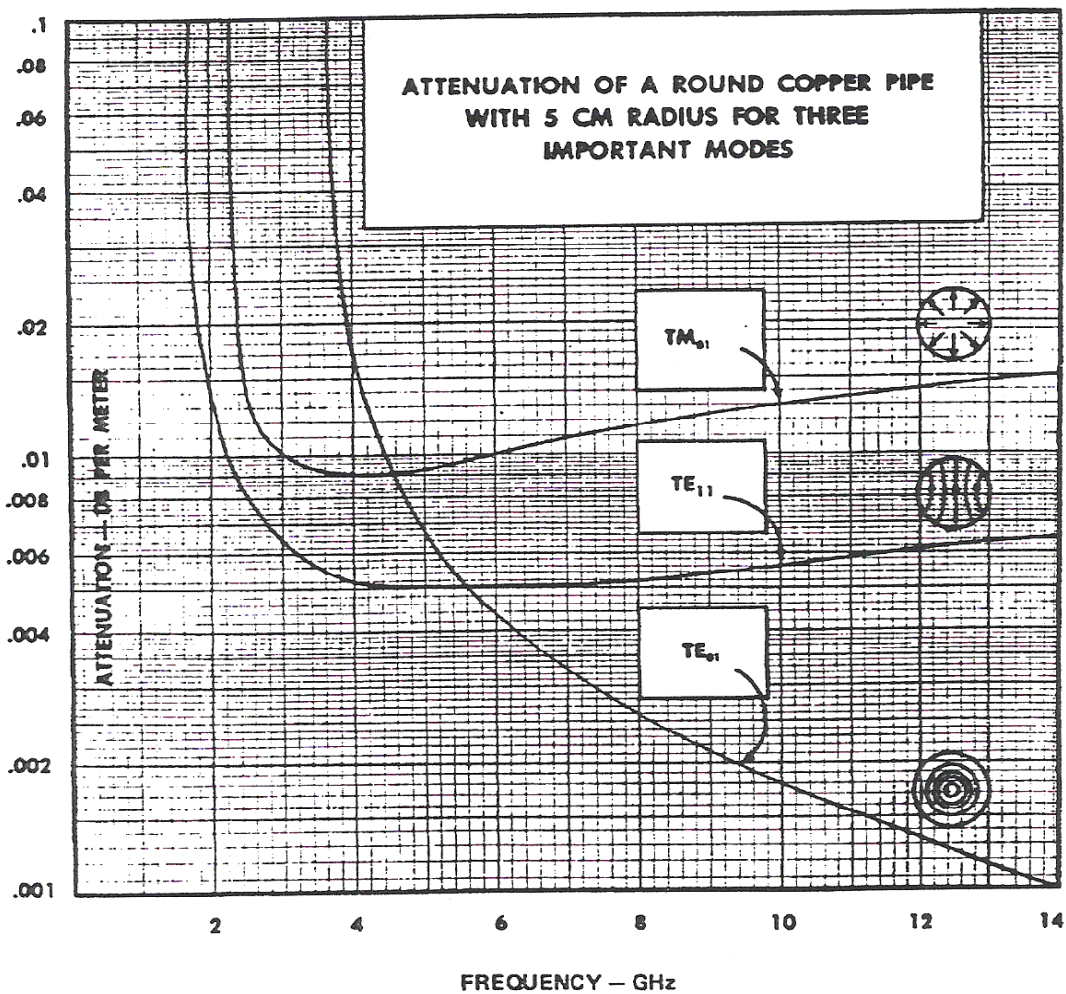
ncia 4



CLASES PARTICULARES, TUTORÍAS TÉCNICAS ONLINE  
 LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70  
 ---  
 ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS  
 CALL OR WHATSAPP: 689 45 44 70



# GUÍAS CIRCULARES (IV)

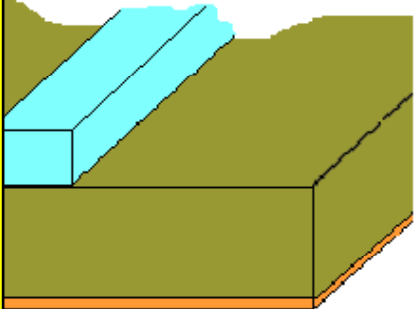


Cartagena99

CLASES PARTICULARES, TUTORÍAS TÉCNICAS ONLINE  
LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70  
-- --  
ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS  
CALL OR WHATSAPP: 689 45 44 70

# GUÍA DIELECTRICA

Cartagena99



- Guía de permitividad  $\epsilon_{r2}$  sobre dieléctrico de permitividad  $\epsilon_{r1}$ . Todo sobre plancha Metálica.
- Los campos quedan confinados en el dieléctrico de mayor permitividad.
- Soporta modos TE y TM en la medida que toda la energía se concentre en el dieléctrico.
- Ventaja: poco peso, reducidas dimensiones
- Problema: grandes pérdidas en empalmes y en dobleces.

CLASES PARTICULARES, TUTORÍAS TÉCNICAS ONLINE  
LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70  
--  
ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS  
CALL OR WHATSAPP:689 45 44 70

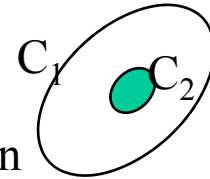


# CONCEPTO DE LÍNEA DE TRANSMISIÓN

Características importantes como sistemas de transmisión:

Capacidad de propagarse a cualquier frecuencia

Independencia de la velocidad de fase lo que supone ausencia de dispersión



El potencial  $V_{12}$  depende de los puntos elegidos

$$V_{12} = \Phi_1 - \Phi_2 = \int_1^2 \vec{E} \cdot d\vec{l} = V(z) = V_o \exp(-\gamma \cdot z)$$

La magnitud  $V(z)$  define de forma unívoca el potencial entre los dos conductores

Los conductores están recorridos por corrientes iguales en sentido contrario

La corriente  $I$  se define como:

$$I = \oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = I_o \cdot \exp(-\gamma \cdot z)$$

Se puede definir una impedancia característica

que depende del medio

depende de la geometría de la línea

resultado independiente de  $z$

El concepto de línea de transmisión se asocia a cualquier sistema transmitiendo un modo

que se puede introducir los sistemas funcionando como circuitos con las constantes  $R$ ,  $G$ ,  $L$  y  $C$

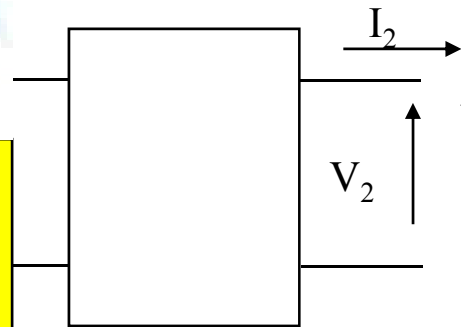
siempre que las dimensiones transversales sean pequeñas.

$$Z_o = \frac{V}{I} = \frac{\int_1^2 \vec{E} \cdot d\vec{l}}{\oint_C \vec{H} \cdot d\vec{l}} = \eta \cdot cte$$

CLASES PARTICULARES, TUTORÍAS TÉCNICAS ONLINE  
 LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70  
 ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS  
 CALL OR WHATSAPP: 689 45 44 70

# CONCEPTO DE LÍNEA DE TRANSMISIÓN (II)

Modelamos un cuadripolo simétrico (a=d)



Si es recíproco

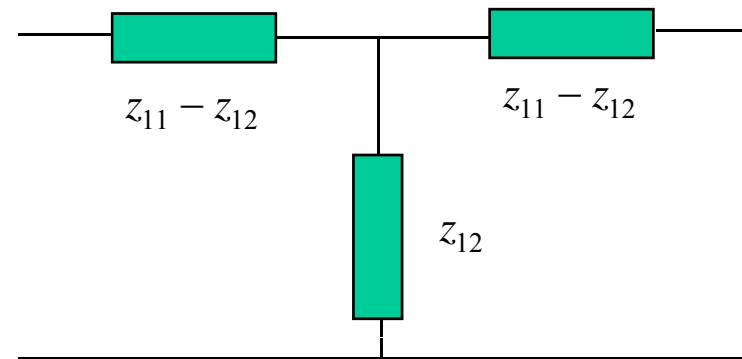
$$\left. \begin{aligned} V_1 &= aV_2 + bI_2 \\ I_1 &= cV_2 + dI_2 \end{aligned} \right\} \Rightarrow a^2 - bc = 1 \quad \left\{ \begin{aligned} V_2 &= V_1 \cdot \exp(-\gamma_o l) \\ I_2 &= I_1 \cdot \exp(-\gamma_o l) \end{aligned} \right.$$

Relacionando las ecuaciones de propagación en las del cuadripolo

$$\begin{aligned} a &= \sqrt{a^2 + \sqrt{bc}} \\ b &= Z_o \sinh(\gamma_o l) \\ c &= \frac{\sinh(\gamma_o l)}{Z_o} \\ d &= \sqrt{a^2 - \sqrt{bc}} \\ a &= \cosh(\gamma_o l) \end{aligned} \Rightarrow \left\{ \begin{aligned} b &= Z_o \sinh(\gamma_o l) \\ c &= \frac{\sinh(\gamma_o l)}{Z_o} \\ a &= \cosh(\gamma_o l) \end{aligned} \right.$$

La red en T:

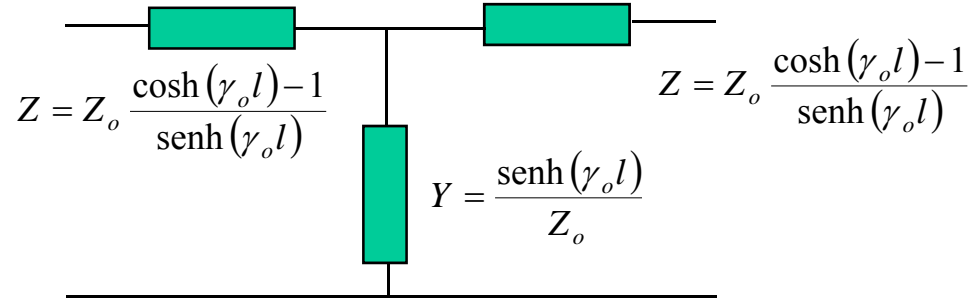
$$\begin{aligned} z_{11} &= \frac{a}{c} \\ z_{12} \Big|_{a^2 - bc = 1} &= z_{21} = \frac{1}{c} \\ z_{22} &= \frac{a}{c} \end{aligned}$$



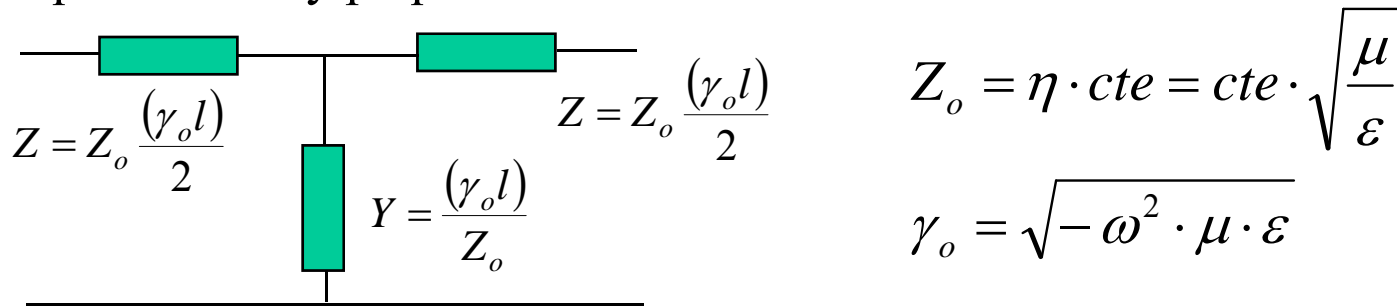
ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS  
 CLASES PARTICULARES, TUTORÍAS TÉCNICAS ONLINE  
 LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70  
 CALL OR WHATSAPP: 689 45 44 70

# CEPTO DE LÍNEA DE TRANSMISIÓN (III)

iendo los valores:



so en que  $l$  sea muy pequeña:



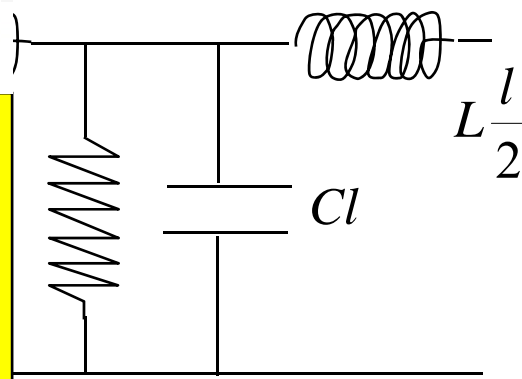
$$Z_o = \eta \cdot cte = cte \cdot \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$$

$$\gamma_o = \sqrt{-\omega^2 \cdot \mu \cdot \epsilon}$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{r inductivo} \leftarrow Z = j\omega\mu \cdot k \cdot \frac{l}{2} \\ \text{conductancia} \leftarrow Y = \left( \frac{\omega\epsilon''}{k} + j\omega \cdot \frac{\epsilon'}{k} \right) \cdot l \end{array} \right\} \epsilon = \epsilon' - j\epsilon'' = \epsilon' \cdot (1 - j \operatorname{tg} \delta)$$

# CEPTO DE LÍNEA DE TRANSMISIÓN (IV)

equivalente (en ausencia de pérdidas en conductores) queda:



$$L = \mu \cdot \frac{Z_o}{\eta}$$

$$G = \frac{\omega \varepsilon'' \eta}{Z_o} = \omega \cdot C \cdot \tan \delta$$

$$C = \varepsilon' \cdot \frac{\eta}{Z_o}$$

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

$$\gamma_o = G \cdot \frac{Z_o}{2} + j\omega \cdot \sqrt{LC}$$

Expresiones sin pérdidas en los conductores y con bajas pérdidas en el dieléctrico

iones adicionales:

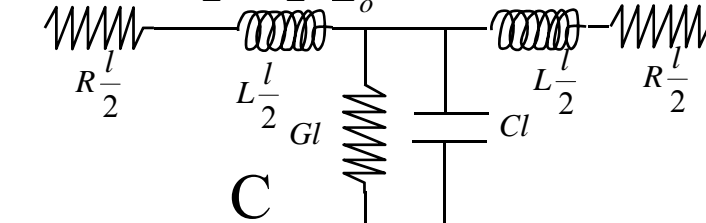
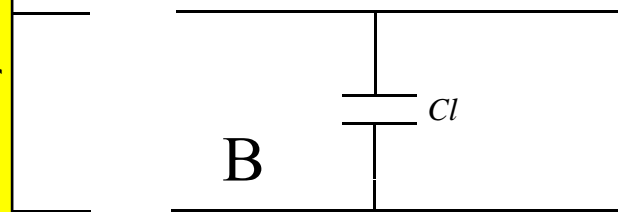
as de muy alta impedancia: carácter inductivo

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

as de muy baja impedancia: carácter capacitivo

idas en los conductores

$$\gamma = G \cdot \frac{Z_o}{2} + \frac{R}{2 \cdot Z_o} + j\omega \cdot \sqrt{LC} = \alpha_d + \alpha_c + j\beta$$

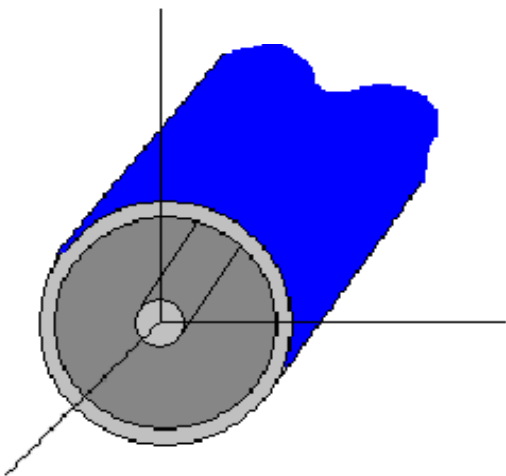


CLASES PARTICULARES, TUTORÍAS TÉCNICAS ONLINE  
 LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70  
 ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS  
 CALL OR WHATSAPP: 689 45 44 70





# LÍNEA COAXIAL (I)



formas de resolución: a partir del problema electrostático o a partir de la ecuación de Helmholtz.

Forma electrostática:

$$C = \frac{2\pi\epsilon'}{\ln \frac{b}{a}} = \frac{\epsilon'}{K} \Rightarrow K = \frac{\ln \frac{b}{a}}{2\pi} \Rightarrow Z_0 = \eta \cdot K = \frac{\eta}{2\pi} \ln \frac{b}{a} \Rightarrow \begin{cases} G = \frac{\omega\epsilon''}{K} = \frac{\omega 2\pi\epsilon''}{\ln \frac{b}{a}} \\ L = \mu K = \frac{\mu}{2\pi} \ln \frac{b}{a} \end{cases}$$

Una línea coaxial es capaz de soportar modos superiores TE o TM

CLASES PARTICULARES, TUTORÍAS TÉCNICAS ONLINE  
 LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70  
 ---  
 ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS  
 CALL OR WHATSAPP:689 45 44 70

Cartagena99



# LÍNEA COAXIAL (II)

Para conocer los valores de la función potencial  $\Phi(\rho, \phi)$

es necesario considerar:

$$\frac{\partial^2 \Phi(\rho, \phi)}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 \Phi(\rho, \phi)}{\partial \phi^2} = 0$$

$$\Phi(\rho, \phi) = R(\rho)P(\phi)$$

se obtienen:

$$A \sin(k_\phi \phi) + B \cos(k_\phi \phi)$$



$$\frac{\rho}{R} \frac{\partial}{\partial \rho} \left( \rho \frac{dR}{d\rho} \right) = \frac{-1}{P} \frac{d^2 P}{d\phi^2}$$

$$\frac{d^2 P}{d\phi^2} + k_\phi^2 P = 0 \quad \frac{\rho}{R} \frac{\partial}{\partial \rho} \left( \rho \frac{dR}{d\rho} \right) - k_\phi^2 = 0$$

$$\frac{\partial}{\partial \rho} \left( \rho \frac{dR}{d\rho} \right) = 0 \Rightarrow \Phi(\rho, \phi) = \frac{V_0 \ln b / \rho}{\ln b / a}$$

$$\bar{e}(\rho, \phi) = -\nabla_t \Phi(\rho, \phi) = \frac{V_0}{\rho \ln b / a} \hat{\rho}$$

$$\bar{h}(\rho, \phi) = \frac{1}{Z_{TEM}} \hat{z} \times \bar{e}(\rho, \phi) = \frac{I_0}{2\pi\rho} \hat{\phi}$$

$$Z_0 = \frac{V_0}{I_0} = \frac{\eta \ln b / a}{2\pi}$$

CLASES PARTICULARES, TUTORÍAS TÉCNICAS ONLINE  
 LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70  
 ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS  
 CALL OR WHATSAPP: 689 45 44 70



# TECNOLOGÍAS PLANAS

áticas:

económico. Chapa barata y proceso de fabricación sencillo mediante abado.

ido peso que los hace ligeros.

nsiones reducidas

ten la integración de circuitos MIC (Microwave integrated circuits) y C (Monolithic Microwave Integrated Circuits)

formados por materiales metálicos y dieléctricos.

tecnológicas:

stripline (triplaca)

microstrip

coplanar

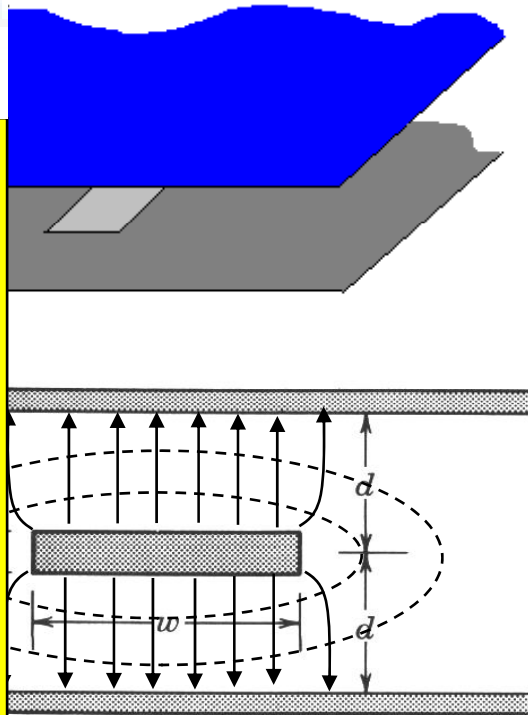
de ranura



CLASES PARTICULARES, TUTORÍAS TÉCNICAS ONLINE  
LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70  
--  
ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS  
CALL OR WHATSAPP: 689 45 44 70



# STRIPLINE (TRIPLACA): INTRODUCCIÓN



- Se puede considerar derivada de la coaxial.
- Proceso de construcción: superposición de placas
- Recinto doblemente conexo: modos TEM
- También soporta modos TE y TM que conviene eliminar
  - Tornillos entre los planos de masa
  - Separación entre planos menor de  $\lambda/4$
- Análisis:
  - Expresiones semiempíricas
  - Ábacos y curvas
  - Aproximación electrostática.
- Formulación:

$$\beta = \frac{2\pi \cdot f}{v_p} = \frac{2\pi \cdot f}{\frac{c}{\epsilon_r}} \Rightarrow \lambda = \frac{v_p}{f} \quad \beta = \frac{\omega}{v_p} = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r} = \gamma_0 \sqrt{\epsilon_r} \quad Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{\sqrt{LC}}{C} = \frac{1}{v_p C}$$



# LÍNEA STRIPLINE: FORMULACIÓN

característica  $Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{b}{W_e + 0.441b} \quad \frac{W_e}{b} = \frac{W}{b} - \begin{cases} 0 & \text{for } \frac{W}{b} > 0.35 \\ (0.35 - W/b)^2 & \text{for } \frac{W}{b} < 0.35 \end{cases}$

la línea  $\frac{W}{b} = \begin{cases} x & \text{for } \sqrt{\epsilon_r} Z_0 < 120 \\ 0.85 - \sqrt{0.6 - x} & \text{for } \sqrt{\epsilon_r} Z_0 > 120 \end{cases} \quad x = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_r} Z_0} - 0.441$

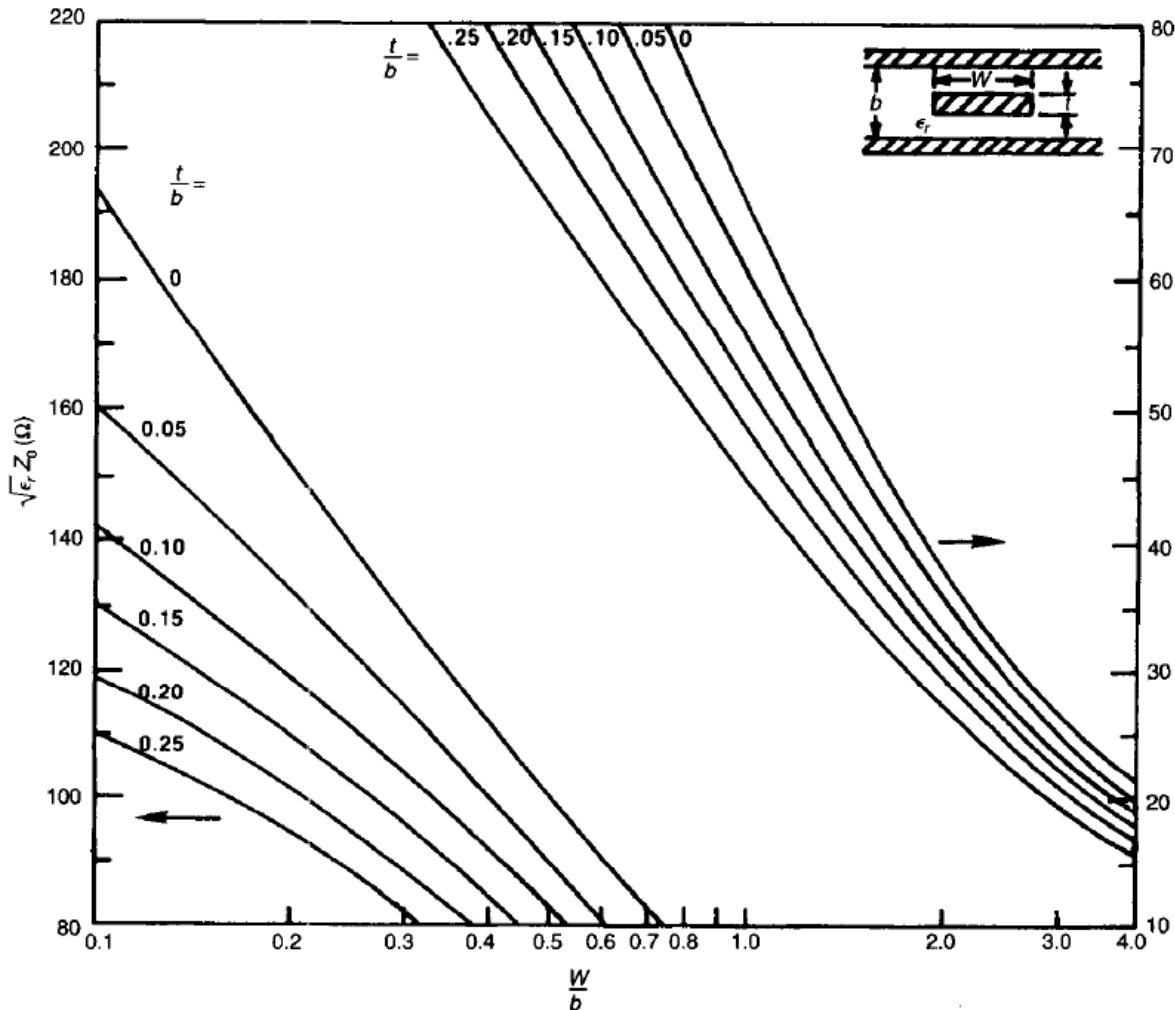
en los conductores  $\alpha_c = \begin{cases} \frac{2.7 \cdot 10^{-3} \cdot R_s \epsilon_r Z_0}{30\pi(b-t)} A & \text{para } \sqrt{\epsilon_r} Z_0 < 120 \\ \frac{0.16 R_s}{Z_0 b} B & \text{para } \sqrt{\epsilon_r} Z_0 > 120 \end{cases} \quad Np/m$

$$A = 1 + \frac{2W}{(b-t)} + \frac{1}{\pi} \cdot \frac{(b+t)}{(b-t)} \ln \frac{(2b-t)}{t}$$

$$B = 1 + \frac{b}{(0.5W + 0.7t)} \cdot \left( 0.5 + \frac{0.414t}{W} + \frac{1}{2\pi} \ln \frac{4\pi W}{t} \right)$$

CLASES PARTICULARES, TUTORÍAS TÉCNICAS ONLINE  
 LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70  
 ---  
 ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS  
 CALL OR WHATSAPP: 689 45 44 70

# LÍNEA STRIPLINE: ÁBACOS



Tomado de referencia 5

Impedancia característica de la línea triplaca en función de sus parámetros: anchura ( $W$ ), grosor ( $b$ ) y espesor de metal ( $t$ )

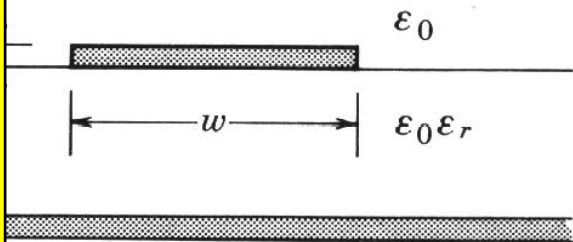
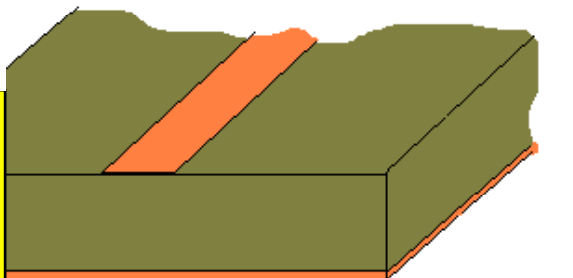


Cartagena99

CLASES PARTICULARES, TUTORÍAS TÉCNICAS ONLINE  
LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70  
ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS  
CALL OR WHATSAPP: 689 45 44 70

# LÍNEA MICROSTRIP: INTRODUCCIÓN

Cartagena99



$$\frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}}$$
$$v = \frac{c}{\sqrt{\mu_0\epsilon_0\epsilon_e}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}}$$

- Proceso de construcción: placa fotográfica
- Recinto NO doblemente conexo\*: no soporta modos TEM sino cuasi TEM que son una superposición híbrida de modos TE y TM que conviene eliminar.
- Aplicaciones:
  - Estructuras de transmisión: pocos campos desbordados, altas permitividades, bajos espesores.
  - Estructuras radiantes: gran campo desbordado bajas permitividades, espesores grandes.
- Análisis:
  - Expresiones semiempíricas
  - Ábacos y curvas
  - \* Recinto simplemente conexo es aquel en el que se puede ir desde cualquier punto del recinto a otro por cualquier línea sin salirse del recinto

CLASES PARTICULARES, TUTORÍAS TÉCNICAS ONLINE  
LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70  
ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS  
CALL OR WHATSAPP: 689 45 44 70



# LÍNEA MICROSTRIP (II)

Concepto de permitividad efectiva

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}}$$

$$1 < \epsilon_e < \epsilon_r$$

Impedancia característica

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln\left(\frac{8d}{W} + \frac{W}{4d}\right) & \text{for } W/d \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} [W/d + 1.393 + 0.667 \ln(W/d + 1.444)]} & \text{for } W/d \geq 1 \end{cases}$$

homogéneo de permitividad efectiva  $\epsilon_e$

ra de línea

$$\text{for } W/d < 2 \quad A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right)$$

$$\text{for } W/d > 2 \quad B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}$$

$$\text{atenuación} \quad \alpha_d = \frac{k \tan \delta}{2} \frac{\epsilon_r(\epsilon_e - 1)}{\epsilon_e(\epsilon_r - 1)} = \frac{k_0 \tan \delta}{2} \frac{\epsilon_r(\epsilon_e - 1)}{\sqrt{\epsilon_e}(\epsilon_r - 1)} \text{ Np/m} \quad \alpha_c = \frac{R_s}{Z_0 W} \text{ Np/m} \quad R_s = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma}}$$

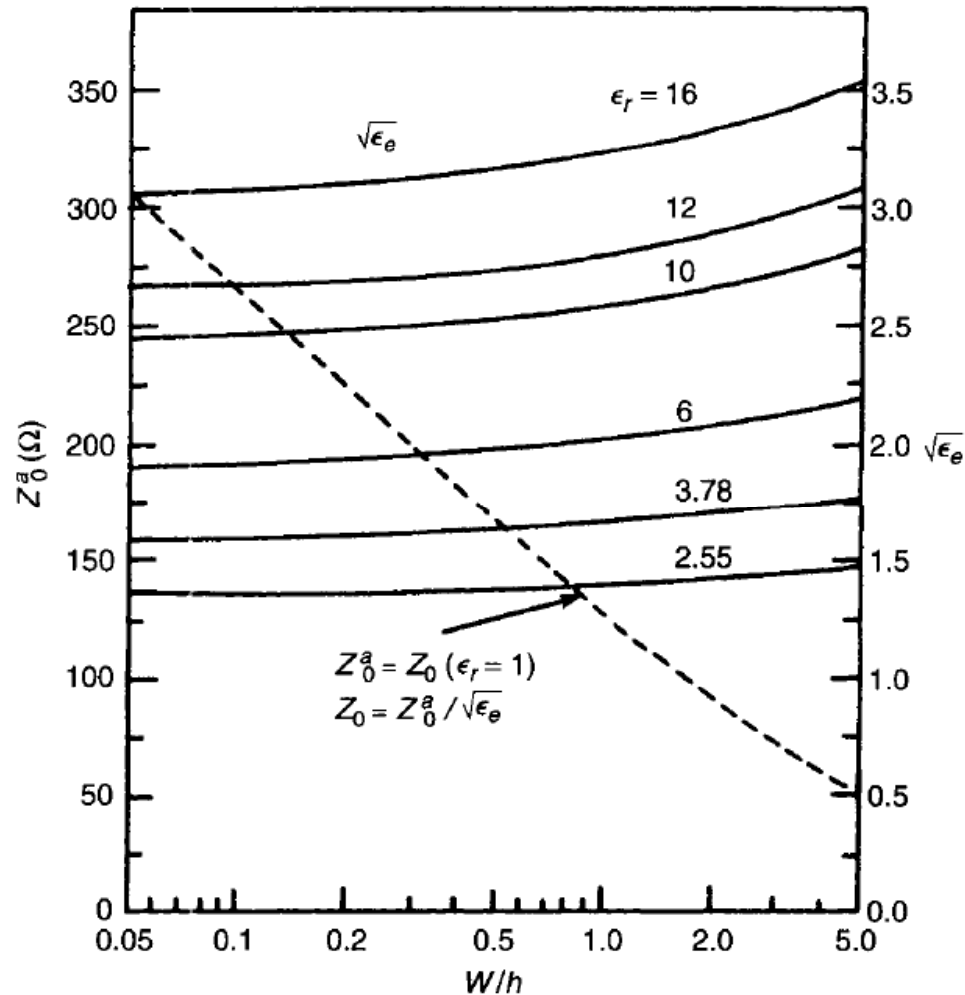


CLASES PARTICULARES, TUTORÍAS TÉCNICAS ONLINE  
LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70  
ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS  
CALL OR WHATSAPP: 689 45 44 70

www.cartagena99.com no se hace responsable de la información contenida en el presente documento en virtud al Artículo 17.1 de la Ley de Servicios de la Sociedad de la Información y de Comercio Electrónico, de 11 de julio de 2002. Si la información contenida en el documento es ilícita o lesiona bienes o derechos de un tercero háganoslo saber y será retirada.



# LÍNEA MICROSTRIP (III)



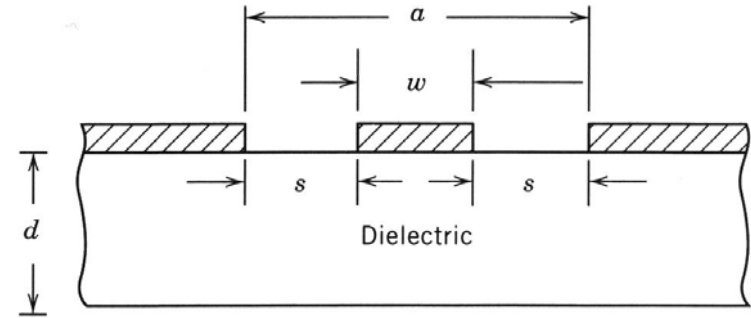
Tomado de referencia 5

La característica y permitividad efectiva de la línea microstrip en función de sus parámetros: anchura (W), altura de substrato (h)





# LÍNEA COPLANAR



una línea slotline pero con un conductor central  
de la señal es aplicado entre el conductor central y los planos de masa.

modos cuasi-TEM pares o impares

dieléctrica efectiva:

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2}$$

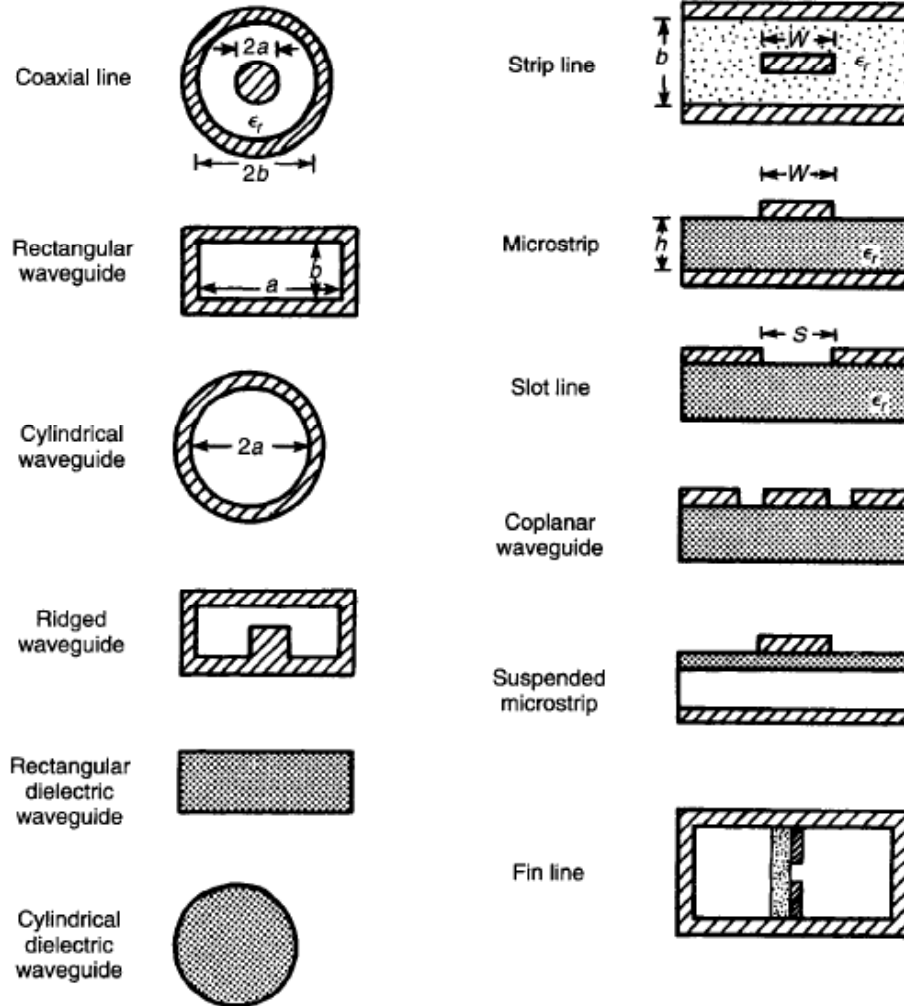
dispersión que la microstrip en bajas frecuencias

ión:

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{\eta}{\pi\sqrt{\epsilon_e}} \ln\left(2\sqrt{\frac{a}{W}}\right) & \text{for } 0 < W/a \leq 0.173 \\ \frac{\pi\eta}{4\sqrt{\epsilon_e}} \left[ \ln\left(2\frac{1+\sqrt{W/a}}{1-\sqrt{W/a}}\sqrt{\frac{a}{W}}\right) \right]^{-1} & \text{for } 0.173 < W/a < 1 \end{cases}$$



# LA COMPARATIVA (I): tipos de estructuras de transmisión



Tomado de referencia 4

CLASES PARTICULARES, TUTORÍAS TÉCNICAS ONLINE  
 LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70  
 ---  
 ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS  
 CALL OR WHATSAPP: 689 45 44 70

# TABLA COMPARATIVA (II)

Características	Coaxial	Guía onda	Stripline	Microstrip
Modo de propagación	TEM TM,TE	TE <sub>10</sub> TM,TE	TEM TM,TE	Cuasi-TEM Híbrido TM,TE
Perdidas	No	Media	No	Baja
Banda	Alto	Bajo	Alto	Alto
Atenuación	Medias	Bajas	Altas	Altas
Facilidad de fabricación	Media	Alta	Baja	Baja
Tamaño	Grande	Grande	Medio	Pequeño
Facilidad de integración	Media	Media	Fácil	Fácil
Trabajo con Elementos	Difícil	Difícil	Regular	Fácil



CLASES PARTICULARES, TUTORÍAS TÉCNICAS ONLINE  
 LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70  
 ---  
 ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS  
 CALL OR WHATSAPP:689 45 44 70



# MATERIALES EN MICROONDAS



$\epsilon_r$	$\tan \delta$	Description	Appearance
4.3±.05	0.008	Epoxy/ Glass	woven
4.3	0.020	Epoxy/ Glass	woven
4.3	0.020	Epoxy/ Glass	woven
4.3	0.020	Epoxy/ Glass	woven
3.5	0.005		
4.2	0.015		
4.8	0.045		
4.7	0.025		
4.5	0.020		
4.2	0.005		
5.10	0.022 (1 MHz) 0.020 (1 GHz)		
3.6	0.0035 (1 MHz) 0.0035 (1 GHz)		
3.5	0.0021 (1 MHz)		
4.6	0.20		
4.6	0.010		
3.63	0.002		
10.2	0.0027 (10 GHz)		
2.17±0.04	0.0009 (1 MHz)	PTFE/Glass	woven, bendable
2.33±0.02	0.0014		
2.45, 2.50,	0.0008 (1 MHz)		
2.55±0.4	0.0018 (10 GHz)		

Rogers Corp.			
Duroid 5500	2.5±0.04		Ceramic/ PTFE
Duroid 5870	2.33±0.02	0.0005 (1 MHz) 0.0012 (10 GHz)	PTFE/Random Glass
Duroid 5880	2.20±0.02	0.0004 (1 MHz) 0.0009 (10 GHz)	PTFE/Random Glass
Duroid 6002	2.94±0.04		
Duroid 6006	6.00±0.2	0.0025 (10 GHz)	
Duroid 6010.2	10.2±0.25		Ceramic/PTFE
Duroid 6010.5	10.5±0.25	0.0028, max (10 GHz)	
RO2800	2.88±0.06		
Polyimide Fleximid	3.4	0.003	
TMM-3	3.24	0.0018 (10 GHz)	
TMM-4	4.5	0.0018 (10 GHz)	
TMM-6	6.5	0.0018 (10 GHz)	
TMM-10	9.8	0.0017 (10 GHz)	
TMM-13	12.85	0.0019 (10 GHz)	
Keene Corp.			
522-50	2.5±0.05	0.0010 (1 MHz)	
522-45	2.45±0.05	0.0010 (1 MHz)	
522-48	2.48±0.05	0.0010 (1 MHz)	
522-55	2.55±0.05	0.0010 (1 MHz)	
527-45	2.45±0.04	0.0019 (10 GHz)	
527-50	2.50±0.05	0.0019 (10 GHz)	
527-55	2.55±0.04	0.0019 (10 GHz)	
527-68	2.68±0.04	0.0019 (10 GHz)	
870-33	2.33±0.04	0.0012 (10 GHz)	
880-20	2.20±0.04	0.00085 (10 GHz)	
810-20	10.2±0.25	0.002 (10 GHz)	
810-50	10.5±0.25	0.002 (10 GHz)	
Epsilon 6	6.00	0.0018 (10 GHz)	
Epsilon 10	10.2±.25	0.002 (10 GHz)	
Crane Polyflon			
CuFlon	2.1	0.0001 0.00045 (1 GHz) 0.00045 (18 GHz)	
Others			
Polysulfone	3.5-3.9 (1 MHz) 3.0 (10 GHz)	0.0056-0.009 (1MHz) 0.005 (10 GHz)	

ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS  
 CALL OR WHATSAPP: 689 45 44 70

CLASES PARTICULARES, TUTORÍAS TÉCNICAS ONLINE  
 LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70



# BIBLIOGRAFÍA



- C.: "Transmisión Line Design Handbook", Artech House, 1991.
- Pozar: "Microwave Engeneering" Second Edition 1998, John Wiley&Sons.
- Collin: "Foundations for microwave engineering" New York McGraw-Hill, (título 3)
- Innery y Van Duzer: "Fields and waves in communication electronics" John Wiley & Sons.
- Arta: "Microwave Solid State Circuit Design", Wiley Interscience, 1988.
- Artech: "Stripline Circuit Design"; Microwave Associates Burlington; Artech House.
- M. A. González, M. Lambea y J. Rebollar; "Enfoque para el estudio de ondas en guías de onda", URSI Symposium Nacional, Oviedo 2006

CLASES PARTICULARES, TUTORÍAS TÉCNICAS ONLINE  
LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70  
ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS  
CALL OR WHATSAPP:689 45 44 70

