

Capítulo 2:

Guías de onda y líneas de transmisión

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

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

CLASES LLAMA O ENVIA WHATSAPP: 689 45 44 70 **PARTICULARES** TUTORÍAS **TÉCNICAS**

ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE

STUDENTS

OR WHATSAPP:689 45





ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE

STUDENTS

OR WHATSAPP:689

misión de energía electromagnética por soporte físico Medios de Transmisión

isor

CLASES

PARTICULARES

TUTORIAS

LAMA O ENVIA WHATSAPP: 689 45

Línea Bifilar, Cable coaxial Guías de onda metálicas Estructuras planares Guías de onda dieléctricas: fibra óptica Receptor

guiadas - Modos

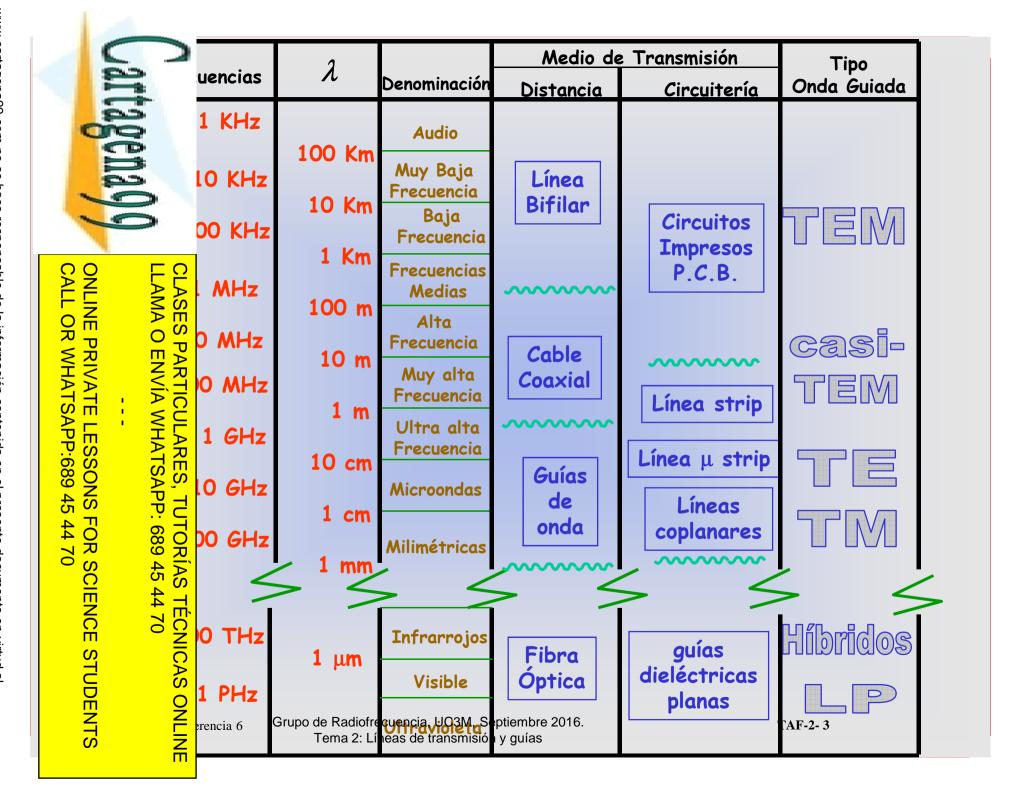
Híbridos

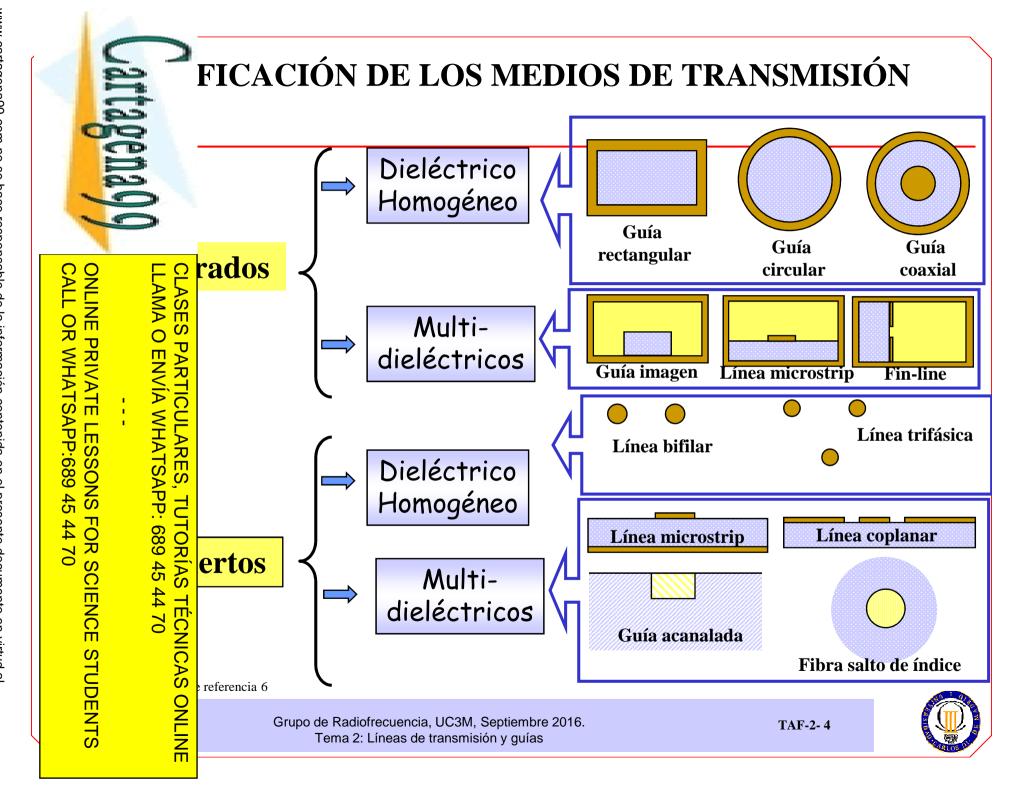
Teoría electromagnética de las ondas guiadas

Field Theory of Guided Waves

Transparencia tomada de referencia 6





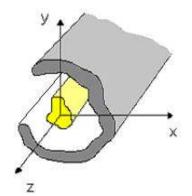


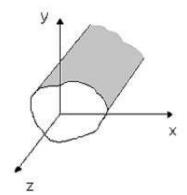
INTRODUCCIÓN (I)

nedio sin fuentes donde pueden variar las magnitudes electromagnéticas con adas espaciales. Limitaciones:

jidad del problema EM completo

ción del problema mediante vilíneo ortogonal (
$$u_1$$
, u_2 , u_3) de traslación: u_3 =cte, lelos entre sí. ores de escala quedan: $\frac{\partial h_1}{\partial u_3} = \frac{\partial h_2}{\partial u_3} = 0$; $\hat{u}_3 = \hat{z}$





the Maxwell en elements of \vec{E} por \vec{E} y $\vec{\mu}$ en do \vec{E} le Maxwell en el dominio de la frecuencia en un medio homogéneo p por ε y μ en donde no existen fuentes:

$$7 \times \vec{E} = -j\omega\mu \cdot \vec{H}$$

$$7 \times \vec{H} = j\omega\varepsilon \cdot \vec{E}$$

$$7 \cdot \vec{E} = 0$$

$$7 \cdot \vec{H} = 0$$
Grupo de Rac
Tema

Tomando rotacionales en las dos primeras y considerando las otras dos

$$\begin{cases} \Delta \vec{E} - \gamma_o^2 \vec{E} = 0 \\ \Delta \vec{H} - \gamma_o^2 \vec{H} = 0 \end{cases}$$
 (1)
$$\gamma_o^2 = -\omega^2 \cdot \mu \cdot \varepsilon$$



INTRODUCCIÓN (II)

n de las ecuaciones (1) (tomamos la del campo eléctrico) ación 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

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

la técnica de separación de variables:

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

 $\left| \frac{\Delta_T F_E}{F_E} + \frac{1}{Z} \frac{\partial^2 Z}{\partial z^2} - \gamma_o^2 \right| = 0$

TAF-2-6

iones diferenciales han de ser igual a una constante

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

ante en la dirección transversal

ante en la dirección longitudinal



INTRODUCCIÓN (III)

in de la ecuación (3) tiene sólo componentes transversales y (4) lales

de esta solución puede ser

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

$$Z(z) = C \cdot \cosh(\gamma \cdot z) + D \cdot \operatorname{senh}(\gamma \cdot z)$$

ón A: formada por ondas progresivas y regresivas: componente udinal

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

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

na considerado sólo la onda progresiva

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

STUDENTS

ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS

LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70

ASIFICACIÓN DE LAS SOLUCIONES (I)

EM: transversales electromagnéticos, no hay campo eléctrico ni magnético

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

uaciones de Maxwell quedan

$$\nabla \times \vec{H}_t = j\omega \cdot \varepsilon \cdot \vec{E}_t$$

uaciones de Maxwell quedan $\nabla \times \vec{H}_t = j\omega \cdot \varepsilon \cdot \vec{E}_t$ ando el rotacional en sentido longitudinal y utilizando la otra ecuación

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

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

uciendo esta expresión en el correspondiente rotacional se puede extraer el

del campo magnético transversal como:
$$\vec{H}_T = \frac{\hat{z} \times \vec{E}_T}{Z_{TEM}}; Z_{TEM} = \eta = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}$$
 (3)

ectores \vec{E} , \vec{H} están contenidos en planos perpendiculares a z. tor \vec{H} se obtiene a partir de la expresión (3) infundir la impedancia del modo TEM que coincide con la in y sólo depende de las características del medio con la imperensitica que depende del material que rellena la línea y de la a nfundir la impedancia del modo TEM que coincide con la intrínseca del y sólo depende de las características del medio con la impedancia erística que depende del material que rellena la línea y de la forma de la



ASIFICACIÓN DE LAS SOLUCIONES (II)

M: transversales magnéticos, no existe componente longitudinal del campo por lo que también se les llama modos E:

$$\begin{cases} \vec{E}_z = \hat{z} \cdot F_E(u_1, u_2) \cdot \exp(-\gamma \cdot z) \\ con \ F_E(u_1, u_2) - solución - de : \ \Delta_T F_E - \gamma_c^2 F_E = 0 \end{cases}$$

as expresiones de los rotacionales, multiplicando por jwe la primera y tomando

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

ente longitudinal es:
$$\begin{cases} \vec{E}_z = \hat{z} \cdot F_E\left(u_1, u_2\right) \cdot \exp\left(-\gamma \cdot z\right) \\ con \ F_E\left(u_1, u_2\right) \cdot \exp\left(-\gamma \cdot z\right) \\ con \ F_E\left(u_1, u_2\right) \cdot \operatorname{solución}_{-}de: \quad \Delta_T F_E - \gamma_c^2 F_E = 0 \end{cases}$$
 as expresiones de los rotacionales, multiplicando por jwe la primera y tomand
$$\Delta_z \vec{H}_T - \gamma_o^2 \vec{H}_T = j\omega \varepsilon \nabla_T \times \vec{E}_z \\ \text{on diferencial completa cuya solución homogénea es el modo TEM.}$$
 ación para modos TM:
$$\vec{H}_T = \frac{j\omega \varepsilon}{\gamma^2 - \gamma_o^2} \nabla_T \times \vec{E}_z = -\frac{j\omega \varepsilon}{\gamma_c^2} \nabla_T E_z \times \hat{z} \\ \vec{E}_T = \frac{\gamma}{\gamma_c^2} \nabla_T E_z \end{cases}$$

$$\vec{E}_T = \frac{\gamma}{\gamma_c^2} \nabla_T E_z$$
 tá contenido en planos perpendiculares a z
$$Z_{TM} = \frac{\hat{z} \times E_T}{\vec{H}_T} = \frac{\gamma}{j\omega \varepsilon}$$

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

ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS



ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS

SIFICACIÓN DE LAS SOLUCIONES (III)

TE: transversales eléctricos, no existe componente longitudinal del ctrico por lo que también se les llama modos H:

$$\begin{cases} \vec{H}_z = \hat{z} \cdot F_H(u_1, u_2) \cdot \exp(-\gamma \cdot z) \\ con \ F_H(u_1, u_2) _ soluci\'on _ de : \Delta_T F_H - \gamma_c^2 F_H = 0 \end{cases}$$

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

nente longitudinal es :
$$\begin{cases} \vec{H}_z = \hat{z} \cdot F_H \left(u_1, u_2 \right) \cdot \exp \left(-\gamma \cdot z \right) \\ con \ F_H \left(u_1, u_2 \right) _ solución _ de : \ \Delta_T F_H - \gamma_c^2 F_H = 0 \end{cases}$$
 un proceso análogo al de los modos TM resulta:
$$\Delta_z \vec{E}_T - \gamma_o^2 \vec{E}_T = -j\omega\mu \nabla_T \times \vec{H}_z$$
 ión diferencial completa cuya solución homogénea es el modo TEM ución para modos TM:
$$\vec{E}_T = \frac{j\omega\mu}{\gamma_c^2} \nabla_T \times \vec{H}_z$$

$$\vec{H}_T = \frac{\gamma}{\gamma_c^2} \nabla_T H_z$$
 stá contenido en planos perpendiculares a z
$$\vec{z} \times E_T = j\omega\mu$$

ución para modos TM: $\vec{E}_T = \frac{j\omega\mu}{\gamma_c^2} \nabla_T \times \vec{H}$ $\vec{H}_T = \frac{\gamma}{\gamma_c^2} \nabla_T H_z$ stá contenido en planos perpendiculares a z ede definir una impedancia del modo como

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

TAF-2-10

ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE

STUDENTS



SIFICACIÓN DE LAS SOLUCIONES (IV)

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

diciones de contorno laterales definen la variación de los modos.

diciones en planos z=cte determinan cuántos y cuáles son los modos.

tante de propagación viene determinada $\gamma = \gamma_o = j\omega\sqrt{\mu\varepsilon}$

las características del medio: modos TEM

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

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

stante de atenuación describe cómo varían las amplitudes de los campos

stante de fase la forma cómo varía la fase del campo gitud de onda: distancia entre dos puntos de igual fase:

$$\lambda(\omega) = \frac{2\pi}{\beta(\omega)} = \frac{v_f(\omega)}{\omega/2\pi}$$

TAF-2-11

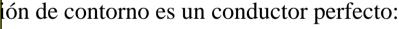
ocidad de fase: velocidad con que se desplazan los planos de fase constante situaciones:

Modo no se propaga. $\alpha(\omega) \ge \beta(\omega)$ Modo se propaga $\alpha(\omega) \le \beta(\omega)$

Tema 2: Líneas de transmisión y quías



STUDENTS



comunes limitada por un conductor perfecto sin discontinuidades. erísticas de buen conductor e la superficie límite se encuentra en el infinito tinuidades en el medio (línea microstrip) s de conductor perfecto: ión de contorno es un conductor perfecto: ión de contorno es un conductor perfecto:
$$\hat{n} \times \vec{E} \Big|_C = 0 \Rightarrow \hat{n} \times (\vec{E}_T + \vec{E}_z) \Big|_C = 0 \Rightarrow \begin{cases} \hat{n} \times \vec{E}_T \Big|_C = 0 \\ E_z = 0 \end{cases}$$
TE: la segunda condición la cumplen automáticamente la primera se deriva:
$$\hat{n} \times \vec{E}_T \Big|_C = \hat{n} \times (\vec{H}_T \times \hat{z}) \Big|_C = \vec{H}_T (\hat{n} \cdot \hat{z}) - \hat{z} (\hat{n} \cdot \vec{H}_T) \Big|_C = 0$$

$$(\hat{n} \cdot \vec{H}_T) = \frac{\gamma}{\gamma_c^2} \cdot \left(\frac{\partial H_z}{\partial n} \hat{n} + \frac{\partial H_z}{\partial \tau} \hat{\tau} \right) \cdot \hat{n} \Rightarrow \frac{\partial H_z}{\partial n} = \frac{\partial F_H}{\partial n} = 0$$
Grupo de Radiofrecuencia, UC3M, Septiembre 2016.
TAF

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

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



TAF-2-12

ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS

es de conductor perfecto:

s 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 s TEM:

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

os campos transversales coinciden con los campos estáticos entre conductores $\vec{F}_{E_T} = -\nabla_T \Phi(x,y)$ $\nabla \cdot \vec{D} = \nabla \cdot \varepsilon \vec{E}$ El campo TEM coincide con la solución de un problema electrostático $\Delta_T \Phi(x,y) = 0$

$$\begin{vmatrix}
\vec{F}_{E_T} = -\nabla_T \Phi(x, y) \\
\nabla \cdot \vec{D} = \nabla \cdot \varepsilon \vec{E}
\end{vmatrix} \Rightarrow \begin{cases}
\Delta_T \Phi(x, y) = 0 \\
\Phi(x, y)_C = cte
\end{cases}$$

En una región limitada por un recinto simplemente conexo no puede haber modos TEM En una región multiplemente 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 En cada punto de la línea se puede definir unívocamente

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

CALL OR WHATSAPP:689 45 44 70

ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS

RACTERÍSTICAS DE LOS MODOS PARA **DICIONES 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 $\nabla \vec{A} = \nabla F^*(x, y) \cdot \nabla F(x, y) + F^*(x, y) \cdot \Delta F(x, y)$

de la divergencia
$$\nabla A = \nabla F^*(x,y) \cdot \nabla F(x,y) + F^*(x,y) \cdot \Delta F(x,y)$$
a de Green para dos dimensiones
$$|\vec{l}| \Rightarrow \int_{S_t} \nabla F^*(x,y) \cdot \nabla F(x,y) + F^*(x,y) \cdot \Delta F(x,y) = \oint_C F^*(x,y) \cdot \nabla F(x,y) \cdot d\vec{l}$$

$$\int_{S_t} \nabla_T F^* \cdot \nabla_T F + F^* \cdot \Delta_T F = \oint_C F^* \cdot \frac{\partial F}{\partial n} \cdot d\vec{l}$$
de contorno de conductor perfecto
$$|\vec{l}| = 0$$

$$\begin{cases} F_E = 0 \\ F_H \\ \partial n \end{vmatrix}_C = 0$$

$$\Delta_T F = \gamma_c^2 \cdot F \Rightarrow \int_{S_t} \nabla_T F^* \cdot \nabla_T F = -\gamma_c^2 \cdot \int_{S_t} F^* \cdot F \cdot dx$$

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





ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE

STUDENTS

CLASES PARTICULARES,

TUTORIAS TECNICAS ONLINE

LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70

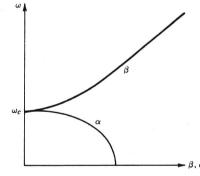
RACTERÍSTICAS DE LOS MODOS PARA ICIONES DE CONDUCTOR PERFECTO (II)

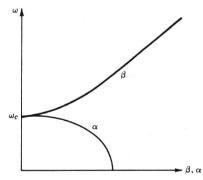
del valor de la frecuencia de corte se puede poner:

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

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









RACTERÍSTICAS DE LOS MODOS PARA [CIONES DE CONDUCTOR PERFECTO (III)

tación de la constante de propagación: diagrama de dispersión

CLASES PARTICULARES, TUTORÍAS <u> LAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70</u>

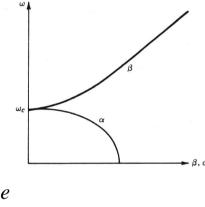
ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE

STUDENTS

 $10 _ propagación \Rightarrow \alpha = \gamma$

$$\begin{array}{l}
\cdot \, \mathcal{E} - \gamma_c^2 \implies \\
\varepsilon = -\gamma_c^2 \\
\cdot \, \mathcal{E} - 1
\end{array}$$

$$\frac{\omega^2}{\sqrt{2}} = 1 \Rightarrow elipse$$



$$\gamma^{2} = \gamma_{o}^{2} - \gamma_{c}^{2};$$

$$Si \ \omega > \omega_{c} \Rightarrow si \ propagación \Rightarrow j\beta = \gamma$$

$$-\beta^{2} = \gamma_{o}^{2} - \gamma_{c}^{2}$$

$$-\beta^{2} = -\omega^{2} \cdot \mu \cdot \varepsilon - \gamma_{c}^{2} \Rightarrow$$

$$-\beta^{2} + \omega^{2} \cdot \mu \cdot \varepsilon = -\gamma_{c}^{2}$$

$$\frac{-\beta^{2}}{-\gamma_{c}^{2}} + \frac{\omega^{2} \cdot \mu \cdot \varepsilon}{-\gamma_{c}^{2}} = 1$$

$$\frac{\omega^{2}}{\left(\sqrt{-\gamma_{c}^{2}}\right)^{2}} - \frac{\beta^{2}}{\left(\sqrt{-\gamma_{c}^{2}}\right)^{2}} = 1 \Rightarrow hip\acute{e}rbola$$

número infinito de soluciones (autofunciones) cada una correspondiéndose con le γ_c^2 (autovalores). El menor de dicho autovalor corresponde a un modo TE





CEPTOS DE VELOCIDAD DE FASE Y DE GRUPO: DISPERSIÓN

se ha considerado dos velocidades relacionadas con la propagación de ondas em:

ad de la luz:

ad de fase: $v_p = \frac{\omega}{\rho}$

a entre ambas es que la velocidad de la luz coincide con la velocidad a la que una e propagaría en dicho medio mientras que la velocidad de fase es la velocidad a nte de onda viaja. Para el caso de un modo TEM ambas coinciden.

dispersión:

PARTICULARES, la velocidad de fase y la atenuación no cambian con f la línea es no dispersiva. la velocidad de fase es diferente a distintas frecuencias se dice que el medio es VO.

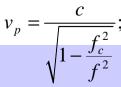
le banda de la señal es pequeño o la dispersión es baja, se puede acudir al velocidad de grupo que se puede definir como la velocidad a la una onda propaga en un límite de variación frecuencial. Viene dada por: $v_g = \frac{d\omega}{d\beta} =$

da para las guías de onda antes descritas tenemos: $\sqrt{1-\frac{v_g = c \cdot \sqrt{1-c}}{c}}$

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{1 - \frac{f_c^2}{f^2}}}$$

TAF-2-17

Grupo de Radiofrecuencia, UC3M, Septiembre 2016. Tema 2: Líneas de transmisión y guías



ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS

LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70

ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE

STUDENTS



CLASES

PARTICULARES,

TUTORIAS

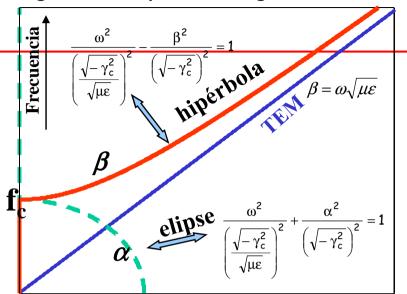
TECNICAS

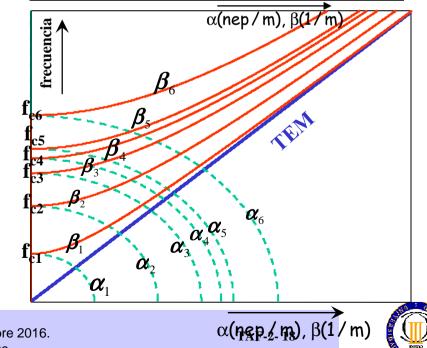
ONLINE

LAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70

CTERÍSTICAS DE LOS PARA CONDICIONES DE JCTOR PERFECTO (III)

Diagrama de Dispersión - Diagrama de Brillouin





de fase y grupo para modos TE y TM

 $2 f_c 3 f_c$ Frecuencia

le referencia 6

ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS

RACTERÍSTICAS DE LOS MODOS PARA **[CIONES DE CONDUCTOR PERFECTO (IV)**

za una recta ω=cte se verán inmediatamente los modos que se propagan.

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

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

is se puede obtener la velocidad de fase, que depende de la frecuencia fon) 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. The de menor f_c se denomina modo dominante y el resto modos superiores. Is istemas capaces de soportar modos TEM no existe frecuencia de corte absoluta érdidas (se supone que no hay pérdidas magnéticas $Im(\mu)=0$): tante de propagación será: $\gamma(\omega)=\alpha(\omega)+j\beta(\omega)$ itividad se modifica como: $\varepsilon=\varepsilon'-j\varepsilon''$ ueda: $z'+j\beta'=z'$

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

ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS



LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70

RACTERÍSTICAS DE LOS MODOS PARA ICIONES DE CONDUCTOR PERFECTO (V)

antes de atenuación y fase quedan entonces:

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

que las pérdidas dieléctricas sean pequeñas:

nstante de fase coincide con la obtenida despreciando las pérdidas **TUTORÍAS**

nstante de atenuación vale:

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

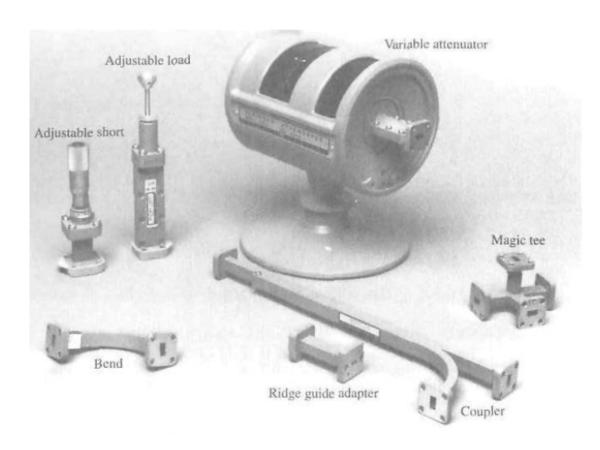
os TEM, considerando $\varepsilon'' << \varepsilon'$ resulta:

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





GUÍAS RECTANGULARES (I)



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

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

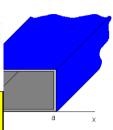


CALL OR WHATSAPP:689 45 44 70

ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS



'UDIO DE LA GUÍA RECTANGULAR (II)







Condiciones de contorno para conductor perfecto

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

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

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

$$= 0 \text{ en } x = 0, a; y = 0, b$$

$$\frac{-\gamma_c^2}{k^2 - k_c^2} = \sqrt{-\omega^2 \mu \varepsilon + \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \Rightarrow f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu \cdot \varepsilon}} \cdot \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu \cdot \varepsilon}} \cdot \sqrt{\frac{m\pi}{a}} + \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu \cdot \varepsilon}} \cdot \sqrt{\frac{m\pi}{a}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu \cdot \varepsilon}} \cdot \sqrt{\frac{m\pi}{a}} + \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu \cdot \varepsilon}} \cdot \sqrt{\frac{m\pi}{a}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu \cdot \varepsilon}} \cdot \sqrt{\frac{m\pi}{a}} + \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu \cdot \varepsilon}} \cdot \sqrt{\frac{m\pi}{a}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu}} \cdot \sqrt{\frac{m\pi}{a}} =$$

CALL OR WHATSAPP:689 45 44 70

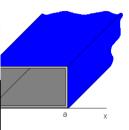
ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS

CLASES PARTICULARES, TUTORÍAS TÉCNICAS ONLINE

LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70



UDIO DE LA GUÍA RECTANGULAR (III)







o separación de variables y las condiciones de contorno para despejar intes, resulta:

$$X(x,y) = (Asink_x x + B\cos k_x x)$$

$$Y(x,y) = (Csink_y y + D\cos k_y y)$$

$$\Rightarrow \begin{cases} A = C = 0 \\ k_x = \frac{m\pi}{a}; k_y = \frac{n\pi}{b} \end{cases}$$

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

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



ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE

STUDENTS

CLASES

PARTICULARES,

TUTORIAS

TÉCNICAS

LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70

UDIO DE LA GUÍA RECTANGULAR (IV): resumen

of Donalts for Doctonoulou Waysonide

TABI	LE 3.2 Summary of Results for Rectang	gular Waveguide
Quantity	TEmn Mode	TMmn Mode
k	$\omega\sqrt{\mu\epsilon}$	$\omega\sqrt{\mu\epsilon}$
k_c	$\sqrt{(m\pi/a)^2 + (n\pi/b)^2}$	$\sqrt{(m\pi/a)^2 + (n\pi/b)^2}$
ß	$\sqrt{k^2-k_c^2}$	$\sqrt{k^2-k_c^2}$
λ_c	$\frac{2\pi}{t}$	$\frac{2\pi}{2\pi}$ No válidos subíndices
	$\frac{\kappa_c}{2\pi}$	$\frac{k_c}{2\pi}$ 00, 01 y 10 para los modos
λ_g	$\overline{\beta}$	TM. Primer modo TM11
v_p	$\frac{2\pi}{k_c}$ $\frac{2\pi}{\beta}$ $\frac{\omega}{\beta}$	No válidos subíndices $00, 01 \text{ y } 10 \text{ para los modos}$ $\frac{2\pi}{\beta}$ $\frac{2\pi}{\beta}$ TM. Primer modo TM11
α_d	$\frac{k^2 \tan \delta}{2\beta}$	$\frac{k^2 \tan \delta}{2\beta}$
E_z	0	$B_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}$
H_z	$A_{mn}\cos\frac{m\pi x}{a}\cos\frac{n\pi y}{b}e^{-j\beta z}$	0
E_x	$\frac{j\omega\mu n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}$	$\frac{-j\beta m\pi}{k_c^2 a} B_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}$
E_y	$\frac{-j\omega\mu m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}$	$\frac{-j\beta n\pi}{k_c^2 b} B_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}$
H_x	$\frac{j\beta m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}$	$\frac{j\omega\epsilon n\pi}{k_c^2 b} B_{mn} \sin\frac{m\pi x}{a} \cos\frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}$
H_y	$\frac{j\beta n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}$	$\frac{-j\omega\epsilon m\pi}{k_c^2 a} B_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}$
Z	$Z_{\mathrm{TE}} = rac{k\eta}{eta}$	$Z_{ extsf{TM}} = rac{eta \eta}{k}$

Tema 2: Líneas de transmisión y guías



TAF-2-24

ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE

STUDENTS

artagena 99

LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70

'UDIO DE LA GUÍA RECTANGULAR (V)

do dominante TE₁₀

$$\overline{\mu\varepsilon} \Rightarrow \lambda_g = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \frac{f_c^2}{f^2}}} > \lambda_0$$

 $\frac{\sqrt{1 - \frac{3c}{f^2}}}{a = 22.86 \text{ mm, b} = 10.16 \text{mm}}$

Distribución de campo

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

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

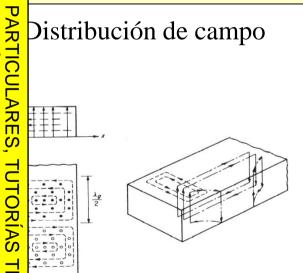
$$H_{x,10} = \frac{\gamma a}{\pi} P \cdot sen\frac{\pi}{a} x \cdot \exp(-\gamma_{10}z)$$

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

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

Distribución de corriente

La densidad de corriente superficial en las paredes $\vec{J}_{S} = \hat{n} \times \vec{H}$ metálicas puede ponerse como:



TE₀₁ TE₂₀ TE₁₁ TM₁₁ TE₁₀ $f_c/(f_c)_{TE_{10}}$

modos para el caso a=2b



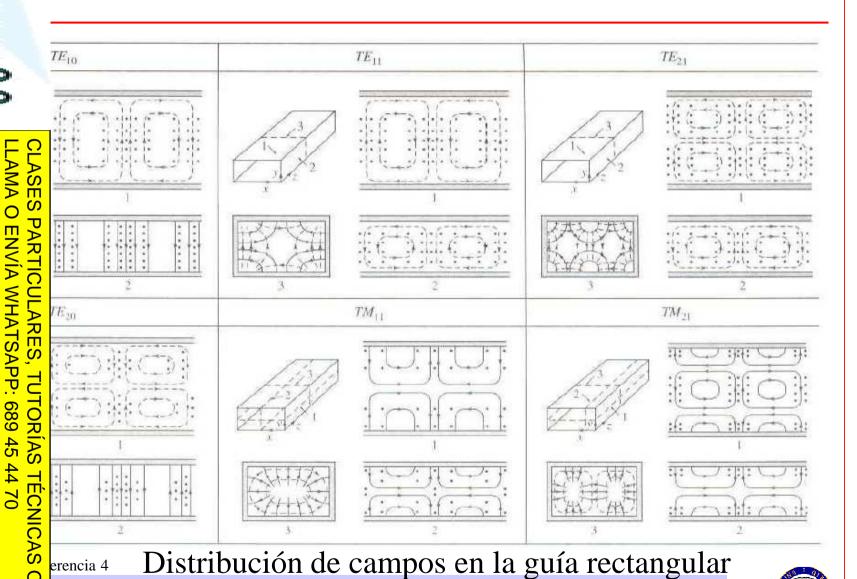
artagenas)

ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE

STUDENTS

OR WHATSAPP:689

UDIO DE LA GUÍA RECTANGULAR (VI)



TAF-2-26

Grupo de Radiofrecuencia, UC3M, Septiembre 2016.

Tema 2: Líneas de transmisión y guías

Jartagena 90

CLASES

PARTICULARES,

TUTORIAS

TECNICAS

LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70

ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE

STUDENTS

OR WHATSAPP:689 45

JDIO DE LA GUÍA RECTANGULAR (VII): guías rectangulares standard

Band*	Recommended Frequency Range (GHz)	TE ₁₀ Cutoff Frequency (GHz)	EIA Designation WR-XX	Inside Dimensions Inches (cm)	Outside Dimensions Inches (cm)
L	1.12-1,70	0.908	WR-650	6.500×3.250	6.660×3.410
				(16.51×8.255)	(16.916×8.661
R	1.70-2.60	1.372	WR-430	4.300×2.150	4.460×2.310
				(10.922×5.461)	(11.328×5.867
S	2.60-3.95	2.078	WR-284	2.840×1.340	3.000×1.500
				(7.214×3.404)	(7.620×3.810)
H (G)	3.95-5.85	3.152	WR-187	1.872×0.872	2.000×1.000
				(4.755×2.215)	(5.080×2.540)
C (J)	5.85-8.20	4.301	WR-137	1.372×0.622	1.500×0.750
				(3.485×1.580)	(3.810×1.905)
W (H)	7.05-10.0	5.259	WR-112	1.122×0.497	1.250×0.625
				(2.850×1.262)	(3.175×1.587)
X	8.20-12.4	6.557	WR-90	0.900×0.400	1.000×0.500
				(2.286×1.016)	(2.540×1.270)
Ku (P)	12.4-18.0	9.486	WR-62	0.622×0.311	0.702×0.391
				(1.580×0.790)	(1.783×0.993)
K	18.0-26.5	14.047	WR-42	0.420×0.170	0.500×0.250
				(1.07×0.43)	(1.27×0.635)
Ka (R)	26.5-40.0	21.081	WR-28	0.280×0.140	0.360×0.220
				(0.711×0.356)	(0.914×0.559)
Q	33.0-50.5	26.342	WR-22	0.224×0.112	0.304×0.192
**				(0.57×0.28)	(0.772×0.488)
U	40.0-60.0	31.357	WR-19	0.188×0.094	0.268×0.174
				(0.48×0.24)	(0.681×0.442)
V	50.0-75.0	39.863	WR-15	0.148×0.074	0.228×0.154
				(0.38×0.19)	(0.579×0.391)
E	60.0-90.0	48.350	WR-12	0.122×0.061	0.202×0.141
-	**************************************		11.46	(0.31×0.015)	(0.513×0.356)
W	75.0-110.0	59.010	WR-10	0.100×0.050	0.180×0.130
		23.010		(0.254×0.127)	(0.458×0.330)
F	90.0-140.0	73.840	WR-8	0.080×0.040	0.160×0.120
2.(1)	2019 3 1919	15.5.5		(0.203×0.102)	(0.406×0.305)
D	110.0-170.0	90.854	WR-6	0.065×0.0325	0.145×0.1125
	11000 1100	70,054	UKU	(0.170×0.083)	(0.368×0.2858)
G	140.0-220.0	115.750	WR-5	0.051×0.0255	0.131×0.1055
9	140.0-220.0	1.13.730	W IC-D	(0.130×0.0648)	(0.333×.2680)

erencia 4

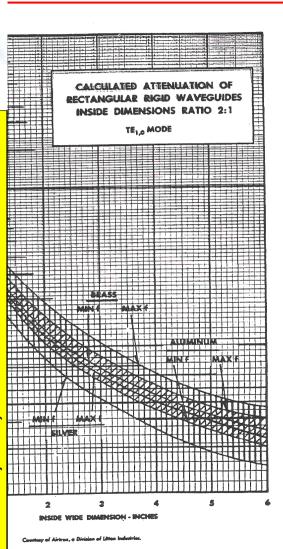


^{*} Letters in parentheses denote alternative designations.

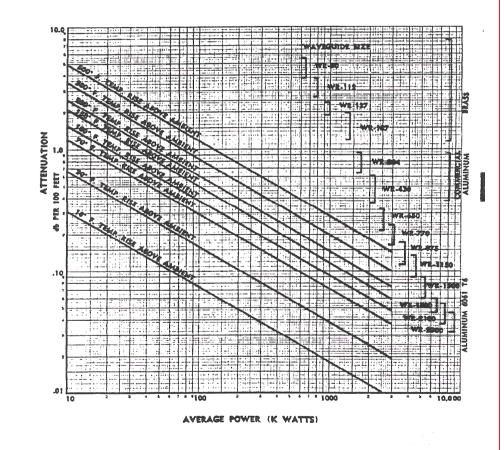
ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE

APP:689

JDIO DE LA GUÍA RECTANGULAR (VII)



AVERAGE POWER VS. TEMPERATURE RISE
FOR RIGID WAVEGUIDE



TAF-2-28



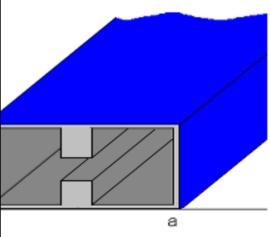
ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE

STUDENTS



LESTRANGULADA (REENTRANTE O RIDGED)

CLASES LAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70 PARTICULARES, **TUTORIAS TECNICAS**



- 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

TUTORIAS TECNICAS

LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70

GUÍAS CIRCULARES (I)

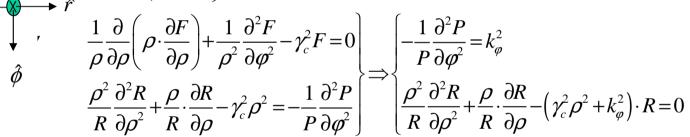
Utilización de coordenadas cilíndricas.

Condiciones de contorno para conductor perfecto

$$TE: \frac{\partial H_z}{\partial \rho}\Big|_{\rho=a} = 0$$

$$TM: E_z\Big|_{\rho=a} = 0$$

$$\Rightarrow F(\rho, \varphi) = R(\rho) \cdot P(\varphi)$$



luciones de ambas ecuaciones son del tipo:

$$P(\phi) = Asen(k_{\phi}\phi) + B\cos(k_{\phi}\phi)$$

Modos TE

$$R(\rho) = CJ_n(\gamma_c \rho) + DY_n(\gamma_c \rho)$$

Modos TM

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

$$F_E(\rho, \varphi) = (Asen(n\varphi) + B\cos(n\varphi))J_n(\gamma_c \rho)$$

TAF-2-30

Grupo de Radiofrecuencia, UC3M, Septiembre 2016. Tema 2: Líneas de transmisión y guías



ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS



ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE

STUDENTS

OR WHATSAPP:689

LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70

TUTORIAS

GUÍAS CIRCULARES (II)

dos TE

Modos TM

$$\rightarrow I'(\gamma, \rho) = 0$$

$$\gamma = \sqrt{\gamma_0^2 - \left(\frac{p_{nm}}{q}\right)^2} \Rightarrow f_{c,nm} = \frac{p_{nm}}{2\pi a \sqrt{\mu \varepsilon}}$$

$J_n(\gamma_c \rho) = 0$	
$\Rightarrow \gamma = \sqrt{\gamma_0^2 - \left(\frac{p_{nm}}{a}\right)^2}$	$\Rightarrow f_{c,nm} = \frac{p_{nm}}{2\pi a \sqrt{\mu \varepsilon}}$

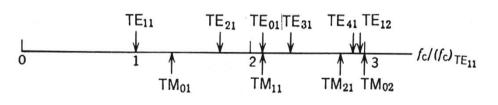
CLAS	$\Rightarrow \gamma = \sqrt{\gamma_0^2 - \left(\frac{\gamma_{nm}}{a}\right)}$			
ES		p'_{n2}	p'_{n3}	
PARTICULAR	2	7.016	10.174	
noj	1	5.331	8.536	
LAR	4	6.706	9.970	
ES		TE_{11}		
,				

Distributions Below Along

$E_z(a,\phi) = 0 \Rightarrow J_n(k_c a) = 0$	$_{\mathcal{L}}$ $_{-}$ P_{nm}	_
$\gamma_{nm} = \sqrt{\gamma_0^2 - k_c^2} = \sqrt{\gamma_0^2 - \left(\frac{p_{nm}}{a}\right)^2}$	$J_{cmn} - \frac{1}{2\pi a \sqrt{\mu}}$	lΕ

n	$p_{\rm n1}$	$p_{\mathrm{n}2}$	$p_{\mathrm{n}3}$
0	2.405	5.520	8.654
1	3.832	7.016	10.174
2	5.135	8.417	11.620

Distribución de modos







CLASES

PARTICULARES,

TUTORIAS

TÉCNICAS

LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70

ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE

STUDENTS

OR WHATSAPP:689

GUÍAS CIRCULARES (III)

TM₀₂

TM₁₁

TE₀₁

TE₁₁

Distributions
Below along
This Plane

This Plane

Distribución de campos en la guía circular

cia 4



TAF-2-32

ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE

STUDENTS

S CIRCULARES (IV): resumen de campos en la guía circular

Quantity	TE _{nm} Mode	TM _{nm} Mode
k	$\omega\sqrt{\mu\epsilon}$	$\omega\sqrt{\mu\epsilon}$
k_c	$\frac{p'_{nm}}{\alpha} = \sqrt{k^2 - k_c^2}$	$\frac{p_{nm}}{a}$
β	$\sqrt{k^2-k_c^2}$	$\sqrt{k^2 - k_c^2}$
$\lambda_{\rm o}$	$\frac{2\pi}{k_{\sigma}}$	$\frac{2\pi}{k_{-}}$
λ_g	$ \frac{2\pi}{k_c} $ $ \frac{2\pi}{\beta} $ $ \frac{\omega}{\beta} $	$ \frac{2\pi}{k_c} $ $ \frac{2\pi}{\beta} $ $ \frac{\omega}{\beta} $
v_p	$\frac{\omega}{\beta}$	
α_d	$\frac{k^2 \tan \delta}{2\beta}$	$\frac{k^2 \tan \delta}{2\beta}$
E_z	0	$(A\sin n\phi + B\cos n\phi)J_n(k_c\rho)e^{-j\beta z}$
H_z	$(A\sin n\phi + B\cos n\phi)J_n(k_{\bar{n}}\rho)e^{-j\beta z}$	0
E_{ρ}	$\frac{-j\omega\mu n}{k_c^2\rho}(A\cos n\phi - B\sin n\phi)J_n(k_c\rho)e^{-j\beta z}$	$\frac{-j\beta}{k_c}(A\sin n\phi + B\cos n\phi)J'_n(k_c\rho)e^{-j\beta z}$
$E_{\tilde{\phi}}$	$\frac{j\omega\mu}{k_c}(A\sin n\phi + B\cos n\phi)J_n'(k_c\rho)e^{-j\beta z}$	$\frac{-j\beta n}{k_c^2 \rho} (A\cos n\phi - B\sin n\phi) J_n(k_c \rho) e^{-j\beta k_c^2}$
H_{ρ}	$\frac{-j\beta}{k_c}(A\sin n\phi + B\cos n\phi)J'_n(k_c\rho)e^{-j\beta z}$	$\frac{j\omega\epsilon n}{k_c^2\rho}(A\cos n\phi - B\sin n\phi)J_n(k_c\rho)e^{-j\beta z}$
H_{ϕ}	$\frac{-j\beta n}{k_c^2\rho}(A\cos n\phi - B\sin n\phi)J_n(k_c\rho)e^{-j\beta z}$	$\frac{-j\omega\epsilon}{k_c}(A\sin n\phi + B\cos n\phi)J'_n(k_c\rho)e^{-j\beta z}$
Z	$Z_{\mathrm{TE}} = \frac{k\eta}{\beta}$	$Z_{ ext{TM}} = rac{eta \eta}{T}$

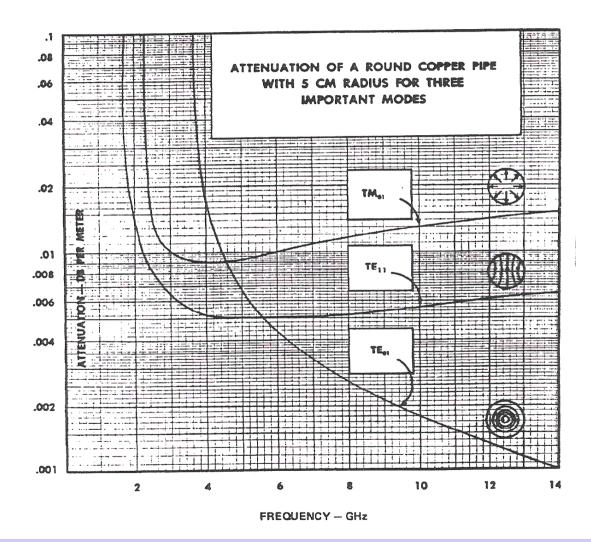
Jartagena 90 CLASES LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70 PARTICULARES, **TUTORIAS TÉCNICAS ONLINE**

icia 4



artagena 99

GUÍAS CIRCULARES (V)



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

CLASES

ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE

STUDENTS

OR WHATSAPP:689





ONSIDERACIONES FINALES: potencia transmitida y ortogonalidad de modos

os TEM, la ZTEM no es imaginaria pura luego los modos TEM siempre 1 potencia.

s TE y TM tienen impedancia real si f>fc, luego un modo al corte no potencia mientras que un modo que se propaga sí transmite potencia medio posee pérdidas hay un factor de atenuación: exp(-2αz) stante que aparecía en Hz es la potencia transmitida por el modo na potencia (P) transmitida fija, la amplitud de campo decrece al aumentar frec. y f fijas la amplitud del campo crece al aumentar la altura de la guía que la amplitud del campo no debe superar la tensión de ruptura del medio, un límite superior de potencia transmitida.

s de distinta frecuencia de corte (no degenerados) son ortogonales entre encia total es la suma de la transmitida por cada uno de ellos



ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE

STUDENTS

OR WHATSAPP:689



ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE

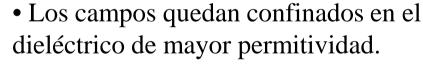
STUDENTS



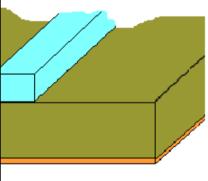
GUÍA DIELÉCTRICA

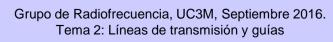
CLASES LAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70 PARTICULARES, **TUTORIAS TÉCNICAS ONLINE**

• Guía de permitividad ϵ_{r2} sobre dieléctrico de permitividad ϵ_{r1} . Todo sobre plancha Metálica.



- 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.









MODOS TEM

os TEM:

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

uctores
$$\vec{F}_{E_T} = -\nabla_T \Phi(x, y)$$
 \Rightarrow $\begin{cases} \Delta_T \Phi(x, y) = 0 \\ \Phi(x, y) = cte \end{cases}$

problema estático.

ampos transversales coinciden con los campos estáticos entre uctores $\vec{F}_{E_T} = -\nabla_T \Phi(x, y)$ \Rightarrow $\Delta_T \Phi(x, y) = 0$ $\Phi(x, y)_C = cte$ mpo TEM coincide con la solución de electrostática $\Delta_T \Phi(x, y) = 0$ ha región limitada por un recinto simplemente conexo no puede haber os TEM

na región multiplemente conexa: $V_{12} = \Phi_1 - \Phi_2 = \int_1^2 \vec{E} \cdot d\vec{l}$ mero de modos TEM independientes es el número de partes de la era menos 1.

rriente que fluye viene dada por la ley de Ampere $I = \oint \vec{H} \cdot d\vec{l}$ da punto de la línea se puede definir unívocamente un voltaje y una ente ente



ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE

STUDENTS

<u> LAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70</u>

NCEPTO DE LÍNEA DE TRANSMISIÓN

terísticas importantes como sistemas de transmisión:

cidad de propagarse a cualquier frecuencia

tancia de velocidad de fase lo que supone ausencia de dispersión

agnitud V(z) define de forma unívoca el potencial entre los dos conductores de

tancia de velocidad de fase lo que supone ausencia de dispersión lo la expresión
$$V_{12} = \Phi_1 - \Phi_2 = \int_1^2 \vec{E} \cdot d\vec{l} = V(z) = V_o \exp(-\gamma \cdot z)$$
 depende de los puntos elegidos agnitud V(z) define de forma unívoca el potencial entre los dos conductor uier sección recta del sistema onductores están recorridos por corrientes iguales en sentido contrario
$$I = \prod_C \vec{H} \cdot d\vec{l} = 0 = \prod_C \vec{J}_{S1} \cdot d\vec{l} + \prod_C \vec{J}_{S2} \cdot d\vec{l}$$

$$I(z) = I_o \cdot \exp(-\gamma \cdot z)$$
 Grupo de Radiofrecuencia, UC3M, Septiembre 2016.

TAF-2-38

$$I(z) = I_o \cdot \exp(-\gamma \cdot z)$$



ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE

STUDENTS

CEPTO DE LÍNEA DE TRANSMISIÓN (II)

definir una impedancia característica pende del medio

ende de la geometría de la línea

Itado independiente de z

to de línea de transmisión se asocia a cualquier sistema transmitiendo un modo

ntroducir los sistemas funcionando como circuitos con las constantes R, G, L y C s dimensiones transversales sean pequeñas.

$$Z_{o} = \frac{V}{I} = \frac{\int_{1}^{2} \vec{E} \cdot d\vec{l}}{\oint_{C} \vec{H} \cdot d\vec{l}} = \eta \cdot cte$$

<u> LAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70</u> PARTICULARES, **TUTORIAS TÉCNICAS ONLINE**



ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS

CLASES PARTICULARES, TUTORÍAS TÉCNICAS ONLINE

LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70

Cartagena99

CEPTO DE LÍNEA DE TRANSMISIÓN (III)

nos un cuadripolo simétrico (a=d)

Si es recíproco $\begin{vmatrix}
I_2 \\
V_1 = aV_2 + bI_2 \\
V_1 = cV_2 + aI_2
\end{vmatrix} \Rightarrow a^2 - bc = 1 \begin{cases}
V_2 = V_1 \cdot \exp(-\gamma_o l) \\
I_2 = I_1 \cdot \exp(-\gamma_o l)
\end{cases}$

do las ecuaciones de propagación en las del cuadripolo

$$\begin{cases} b = Z_o \operatorname{senh}(\gamma_o l) \\ c = \frac{\sqrt{a^2} + \sqrt{bc}}{2} \Rightarrow \begin{cases} b = Z_o \operatorname{senh}(\gamma_o l) \\ c = \frac{\operatorname{senh}(\gamma_o l)}{2} \\ a = \cosh(\gamma_o l) \end{cases}$$
a red en T: $z_{11} = \frac{a}{c}$ $z_{11} - z_{12}$ $z_{11} - z_{12}$ z_{12}



ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS



CLASES

LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70

CEPTO DE LÍNEA DE TRANSMISIÓN (IV)

iendo los valores:

 $Z = Z_o \frac{\cosh(\gamma_o l) - 1}{\operatorname{senh}(\gamma_o l)}$ $Z = Z_o \frac{\cosh(\gamma_o l) - 1}{\operatorname{senh}(\gamma_o l)}$ $Y = \frac{\operatorname{senh}(\gamma_o l)}{Z_o}$

o en que l sea muy pequeña:

$$Z = Z_o \frac{(\gamma_o l)}{2}$$

$$Z = Z_o \frac{(\gamma_o l)}{2}$$

$$Y = \frac{(\gamma_o l)}{Z_o}$$

$$Z = Z_o \frac{(\gamma_o l)}{2}$$

$$Z = Z_o \frac{(\gamma_o l)}{2}$$

$$Y = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}$$

So en que l sea muy pequeña:
$$Z = Z_o \frac{(\gamma_o l)}{2} \qquad Z = Z_o \frac{(\gamma_o l)}{2} \qquad Z_o = \eta \cdot cte = cte \cdot \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}$$

$$Y = \frac{(\gamma_o l)}{Z_o} \qquad Y_o = \sqrt{-\omega^2 \cdot \mu \cdot \varepsilon}$$
 rinductivo
$$Z = j\omega\mu \cdot k \cdot \frac{l}{2}$$
 conductancia
$$Y = \left(\frac{\omega\varepsilon''}{k} + j\omega \cdot \frac{\varepsilon'}{k}\right) \cdot l$$

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'' = \varepsilon' \cdot (1 - j \operatorname{tg} \delta)$$
 Grupo de Radiofrecuencia, UC3M, Septiembre 2016. Tema 2: Líneas de transmisión y guías



ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE

STUDENTS

CLASES PARTICULARES,

<u>LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70</u>

ICEPTO DE LÍNEA DE TRANSMISIÓN (V)

equivalente (en ausencia de pérdidas en conductores) queda:

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{2} & L = \mu \cdot \frac{Z_o}{\eta} \\ G = \frac{\omega \varepsilon'' \eta}{Z_o} = \omega \cdot C \cdot \tan \delta \end{bmatrix} \qquad \begin{aligned} Z_o &= \sqrt{\frac{L}{C}} \\ \gamma_o &= G \cdot \frac{Z_o}{2} + j\omega \cdot \sqrt{LC} \\ \text{Expresiones sin pérdidas} \\ \text{en los conductores} \\ \text{y con bajas pérdidas} \end{aligned}$$

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

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

y con bajas pérdidas en el dieléctrico

iones adicionales:

as de muy alta impedancia: carácter inductivo as de muy baja impedancia: carácter capacitivo

idas en los conductores

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

TAF-2-42

ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE

STUDENTS

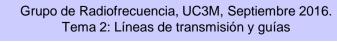


UACIONES DE PROPAGACIÓN EN UNA LÍNEA

una línea de transmisión:

CLASES PARTICULARES, TUTORÍAS TÉCION DE CONTRA DE CONTRA

ede obtener un modelo circuital equivalente de la misma





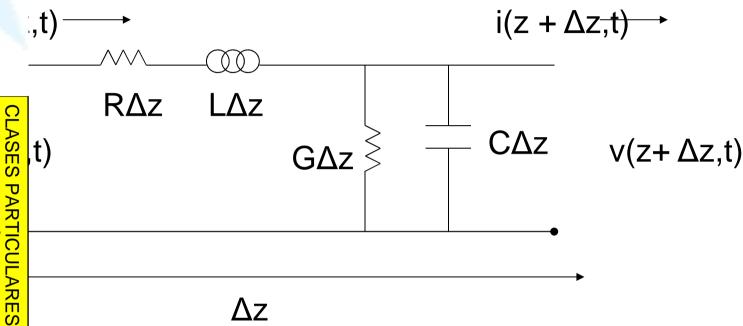
ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE

STUDENTS

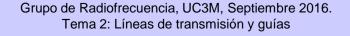
LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70



UACIONES DE PROPAGACIÓN EN UNA LÍNEA



resistencia en serie por unidad de longitud, Ω/m inductancia en serie por unidad de longitud, H/m conductancia en paralelo por unidad de longitud, S/m capacidad por unidad de longitud, F/m





ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS



LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70

TUTORÍAS TÉCNICAS ONLINE

Ecuación del telegrafista

or las leyes de Kirchhoff:

$$-R\Delta z \cdot i(z,t) - L \cdot \Delta z \cdot \frac{\partial i(z,t)}{\partial t} - v(z + \Delta z,t) = 0$$

$$-R\Delta z \cdot i(z,t) - L \cdot \Delta z \cdot \frac{\partial i(z,t)}{\partial t} - v(z + \Delta z,t) = 0$$

$$\delta \Delta z \cdot V(z + \Delta z,t) - C\Delta z \frac{\partial v(z + \Delta z,t)}{\partial t} - i(z + \Delta z,t) = 0$$

$$\Delta z \rightarrow 0$$



$$\frac{1}{z} = -R \cdot i(z,t) - L \cdot \frac{\partial i(z,t)}{\partial t}$$

$$= -G \cdot v(z,t) - C \cdot \frac{\partial v(z,t)}{\partial t}$$

Aplicación de la T. Fourier



ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE

STUDENTS

LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70

PARTICULARES

TUTORÍAS



UACIONES DE PROPAGACIÓN EN UNA LÍNEA

$$\frac{1}{z} = -(R + jwL) \cdot I(z)$$

$$= -(G + jwC) \cdot V(z)$$

Similitud con las ecuaciones de



$$-\gamma^2 V(z) = 0$$

$$\frac{1}{z} - \gamma^2 I(z) = 0$$

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + jwL) \cdot (G + jwC)}$$

CONSTANTE DE PROPAGACIÓN



ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS



UACIONES DE PROPAGACIÓN EN UNA LÍNEA

$$V(z) = V_o^+ \cdot e^{-\gamma z} + V_o^- \cdot e^{\gamma z}$$

$$I(z) = I_o^+ \cdot e^{-\gamma z} + I_o^- \cdot e^{\gamma z}$$



$$= \frac{1}{Z_o} \left[V_o^+ \cdot e^{-\gamma z} - V_o^- \cdot e^{\gamma z} \right] = \frac{\gamma}{R + jwL} \left[V_o^+ \cdot e^{-\gamma z} - V_o^- \cdot e^{\gamma z} \right]$$

$$\frac{V_o^+}{I_o^+} = Z_o = -\frac{V_o^-}{I_o^-}$$

$$\frac{V_o^{+}}{I_o^{+}} = Z_o = -\frac{V_o^{-}}{I_o^{-}}$$

$$\frac{R + jwL}{\gamma} = \sqrt{\frac{R + jwL}{G + jwC}} \qquad I(z) = \frac{V_o^{+} \cdot e^{-\gamma z} - V_o^{-} \cdot e^{\gamma z}}{Z_o}$$

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



ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS

artagenau.

JACIONES DE PROPAGACIÓN EN UNA LÍNEA ninio temporal)

LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70

 $|V_o^+| \cdot \cos(wt - \beta z + \phi^+) \cdot e^{-\alpha z} + \frac{|V_o^-|}{|V_o^-|} \cdot \cos(wt + \beta z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \beta z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \beta z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \beta z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \beta z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \beta z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \beta z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \beta z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \beta z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \beta z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \beta z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \beta z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \beta z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \beta z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \beta z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \beta z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \beta z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \beta z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \beta z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \beta z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \beta z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \beta z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \beta z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \beta z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \beta z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \beta z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \beta z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \beta z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \beta z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \beta z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \beta z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \beta z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \beta z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \beta z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \beta z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \beta z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \beta z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \beta z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \beta z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \beta z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \beta z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \beta z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \beta z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \beta z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \beta z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \beta z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \beta z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \phi z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \phi z + \phi^-) \cdot e^{\alpha z}$ $|V_o^-| \cdot \cos(wt + \phi z + \phi^-) \cdot e$

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta}$$

$$v_p = \frac{w}{\beta} = \lambda \cdot f$$





Línea sin pérdidas

 $i \alpha + j\beta = jw\sqrt{LC}$

 $\beta = w\sqrt{LC}$ $Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}}$ $\alpha = 0$

$$=V_o^+\cdot e^{-\beta z}+V_o^-\cdot e^{\beta z}$$

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{w\sqrt{LC}}$$

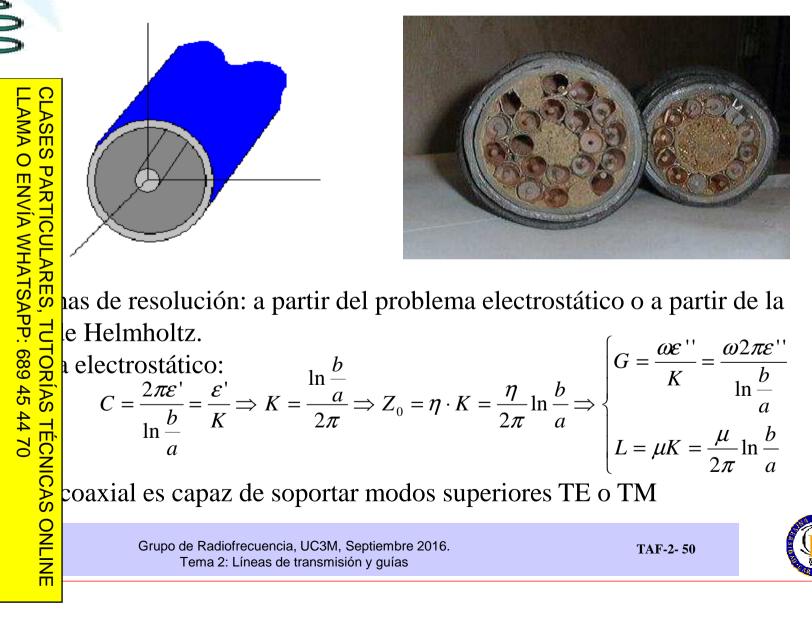
$$v_p = \frac{w}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

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



ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS

LÍNEA COAXIAL (I)



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



ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS



LÍNEA COAXIAL (II)

rio conocer los valores de la función potencial $\Phi(\rho,\phi)$ es a considerar:

CLASES PARTICULARES, TUTORÍAS TÉCNICAS ONLINE

Sen $(k_{\phi}\phi) + B\cos(k_{\phi}\phi)$ Grupo de Radiofrecuence Tema 2: Líneas of T

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

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

 $\frac{\partial}{\partial \rho} \left(\rho \frac{dR}{d\rho} \right) = 0 \Rightarrow \Phi(\rho, \phi) = \frac{V_0 \ln b/\rho}{\ln b/a}$ $\bar{e}(\rho, \phi) = -\nabla_t \Phi(\rho, \phi) = \frac{V_0}{\rho \ln b/a} \hat{\rho}$ $\bar{h}(\rho, \phi) = \frac{1}{Z_{TEM}} \hat{z} \times \bar{e}(\rho, \phi) = \frac{I_0}{2\pi \rho} \hat{\phi}$

$$sen(k_{\phi}\phi) + B\cos(k_{\phi}\phi)$$

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

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

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



ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE

STUDENTS

ECTORES COAXIALES EN MICROONDAS

Conector SMA 3,5 Conector SSMA 2,4 **Conector APC7**

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

Jartagena 99



ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE

STUDENTS

OR WHATSAPP:689

LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70

TECNOLOGÍAS PLANAS

ticas:

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

ido peso que los hace ligeros.

hsiones reducidas

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

formados por materiales metálicos y dieléctricos.

stripline (triplaca)

microstrip

PARTICULARES, tecnológicas: **TUTORÍAS**

coplanar

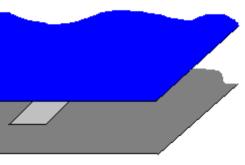
de ranura



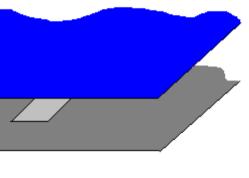
ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE

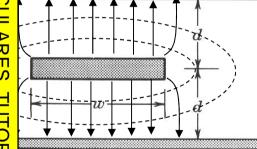
STUDENTS

STRIPLINE (TRIPLACA): INTRODUCCIÓN



CLASES LLAMA O ENVIA WHATSAPP: 689 45 44 70 **PARTICUL** ARES, TUTORIAS





$$\frac{1}{\varepsilon} = \frac{2\pi \cdot f}{2\pi/\lambda} \Rightarrow \lambda = \frac{v_p}{f}$$

- 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:

$$\beta = \frac{\varpi}{v_p} = \varpi \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_r} = \gamma_0 \sqrt{\varepsilon_r} \qquad Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{\sqrt{LC}}{C} = \frac{1}{v_p C}$$



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



LÍNEA STRIPLINE: FORMULACIÓN

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

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

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

h en los conductores
$$\alpha_{c} = \begin{cases}
\frac{2.7 \cdot 10^{-3} \cdot R_{s} \varepsilon_{r} Z_{o}}{30\pi(b-t)} A & \text{para } \sqrt{\varepsilon_{r}} Z_{o} < 120 \\
\frac{0.16R_{s}}{Z_{o}b} B & \text{para } \sqrt{\varepsilon_{r}} Z_{o} > 120
\end{cases}$$

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

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

TAF-2-55



Cartagena99

CLASES PARTICULARES,

TUTORÍAS

TÉCNICAS

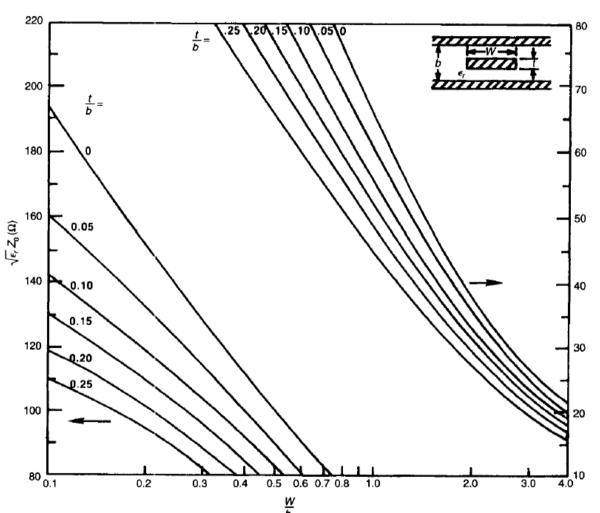
<u> LAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70</u>

ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE

STUDENTS

OR WHATSAPP:689

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)

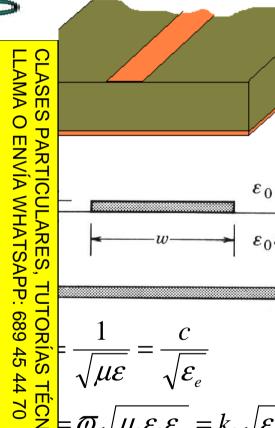


ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE

STUDENTS

OR WHATSAPP:689

ÍNEA MICROSTRIP: INTRODUCCIÓN



- Proceso de construcción: placa fotograbada
- 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

ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS



LÍNEA MICROSTRIP (II)

Concepto de permitividad efectiva

$$1 < \varepsilon_e < \varepsilon_r$$

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}}$$

$$Z_{0} = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{e}}} \ln\left(\frac{8d}{W} + \frac{W}{4d}\right) & for \quad W/d \le 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{e}} \left[W/d + 1.393 + 0.667 \ln\left(W/d + 1.444\right)\right]} & for \quad W/d \ge 1 \end{cases}$$

$$\mathcal{E}_{e} = \frac{\mathcal{E}_{r} + 1}{2} + \frac{\mathcal{E}_{r} - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}}$$
 omogéneo de permitividad efectiva
$$\mathcal{E}_{e} = \frac{\mathcal{E}_{r} + 1}{2} + \frac{\mathcal{E}_{r} - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}}$$
 omogéneo de permitividad efectiva
$$\mathcal{E}_{e} = \frac{\mathcal{E}_{r} + 1}{2} + \frac{\mathcal{E}_{r} - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}}$$
 omogéneo de permitividad efectiva
$$\mathcal{E}_{e} = \frac{\mathcal{E}_{r} + 1}{2} + \frac{\mathcal{E}_{r} - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}}$$
 for $W/d \le 1$ and
$$\frac{120\pi}{\sqrt{\mathcal{E}_{e}} \left[W/d + 1.393 + 0.667 \ln(W/d + 1.444)\right]}$$
 for $W/d \ge 1$ for $W/d < 2$
$$A = \frac{Z_{0}}{60} \sqrt{\frac{\mathcal{E}_{r} + 1}{2}} + \frac{\mathcal{E}_{r} - 1}{\mathcal{E}_{r} + 1} \left[0.23 + \frac{0.11}{\mathcal{E}_{r}}\right]$$
 for $W/d \ge 2$
$$B = \frac{377\pi}{2Z_{0}\sqrt{\mathcal{E}_{r}}}$$
 for $W/d \ge 2$ for W

$$\alpha_{d} = \frac{k \tan \delta}{2} \frac{\varepsilon_{r}(\varepsilon_{e} - 1)}{\varepsilon_{e}(\varepsilon_{r} - 1)} = \frac{k_{0} \tan \delta}{2} \frac{\varepsilon_{r}(\varepsilon_{e} - 1)}{\sqrt{\varepsilon_{e}(\varepsilon_{r} - 1)}} Np/m \qquad \alpha_{c} = \frac{R_{s}}{Z_{0}W} Np/m \qquad R_{s} = \sqrt{\frac{\varpi \mu_{0}}{2\sigma}}$$



Cartagena99

CLASES

PARTICULARES,

TUTORIAS

TECNICAS

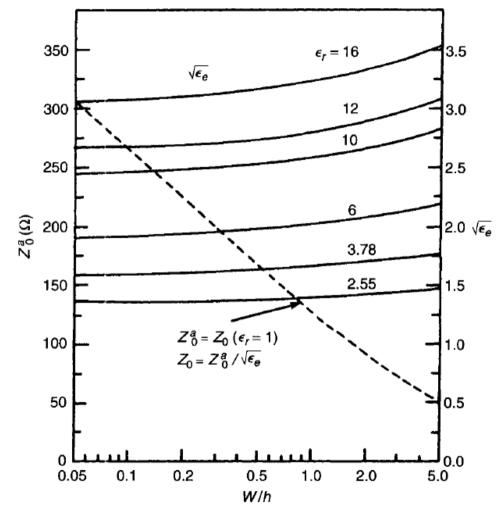
LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70

ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE

STUDENTS

OR WHATSAPP:689 45

LÍNEA MICROSTRIP (III)



Tomado de referencia 5

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

Grupo de Radiofrecuencia, UC3M, Septiembre 2016. Tema 2: Líneas de transmisión y guías

TAF-2-59



LÍNEA DE RANURA

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

ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE

STUDENTS

OR WHATSAPP:689 45

CLASES PARTIC

ea dual de la microstrip pero con campos magnéticos modos cuasi TEM

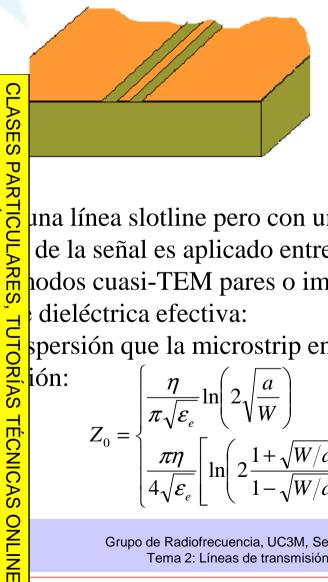
ncia es menor que la microstrip

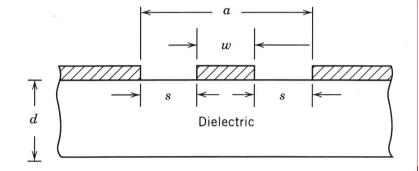
ndo la separación entre placas se consigue variar la impedancia. Se fácilmente impedancias altas aumentando la separación entre placas.



ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE STUDENTS

LÍNEA COPLANAR





ına línea slotline pero con un conductor central de la señal es aplicado entre el conductor central y los planos de masa. nodos cuasi-TEM pares o impares

dieléctrica efectiva:

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2}$$

spersión que la microstrip en bajas frecuencias

ión:

LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70

$$Z_{0} = \begin{cases} \frac{\eta}{\pi\sqrt{\varepsilon_{e}}} \ln\left(2\sqrt{\frac{a}{W}}\right) & for \quad 0 < W/a \le 0.173 \\ \frac{\pi\eta}{4\sqrt{\varepsilon_{e}}} \left[\ln\left(2\frac{1+\sqrt{W/a}}{1-\sqrt{W/a}}\sqrt{\frac{a}{W}}\right)\right]^{-1} & for \quad 0.173 < W/a < 1 \end{cases}$$

for
$$0 < W/a \le 0.173$$

for
$$0.173 < W/a < 1$$



ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE

STUDENTS

OR WHATSAPP:689

Cartagenage

CLASES

PARTICULARES,

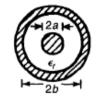
TUTORÍAS

TECNICAS

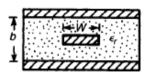
LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70

LA COMPARATIVA (I): tipos de estructuras de transmisión

Coaxial line

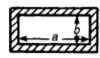


Strip line

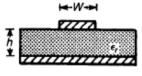


Rectangular waveguide

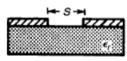
> Cylindrical waveguide



Microstrip



Slot line



Slot line



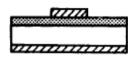
Coplanar waveguide



Ridged waveguide



Suspended microstrip



Rectangular dielectric waveguide



Fin line



Tomado de referencia 4

Cylindrical dielectric

waveguide





ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE

STUDENTS

CLAUEU TAXIICOLAXEU, IOIOXIAU

LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70



TABLA COMPARATIVA (II)

	erísticas	Coaxial	Guía onda	Stripline	Microstrip
_	abitual cundario	TEM TM,TE	TE ₁₀ TM,TE	TEM TM,TE	Cuasi-TEM Híbrido TM,TE
ת ס	n	No	Media	No	Baja
R T	Banda	Alto	Bajo	Alto	Alto
<u> </u>		Medias	Bajas	Altas	Altas
П	d de cia	Media	Alta	Baja	Baja
=		Grande	Grande	Medio	Pequeño
TITORÍAS	de cación	Media	Media	Fácil	Fácil
7	n con Elementos	Difícil	Difícil	Regular	Fácil



ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE

STUDENTS

Lartagenaly

CLASES

PARTICULARES,

TUTORIAS

TÉCNICAS

LLAMA O ENVÍA WHATSAPP: 689 45 44 70

MATERIALES EN MICROONDAS

ε_{r}		tan δ	Description	Appearance
	4.3±.05	0.008	Epoxy/ Glass	woven
			A	
	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	0.020		
	5.10 3.6	0.022 (1 MHz) 0.020 (1 GHz) 0.0035 (1 MHz) 0.0035 (1 GHz)		
	3.5	0.0021 (1 MHz)	***************************************	
	4.6 4.6	0.20 0.010		
;y	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/	smooth,
			PTFE	uniform
Duroid 5870	2.33±0.02	0.0005 (1 MHz)	PTFE/Random	
		0.0012 (10 GHz)	Glass	
Duroid 5880	2.20±0.02	0.0004 (1 MHz)	PTFE/Random	
		0.0009 (10 GHz)	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)	NI .	
527-50	2.50±0.05	0.0019 (10 GHz)		
527-55	2.55±0.04	0.0019 (10 GHz)	i.	
527-68	2.68±0.04	0.0019 (10 GHz)	LI .	
870-33	2.33±0.04	0.0012 (10 GHz)	19	
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)		
Epsilam 6	6.00	0.0018 (10 GHz)		
Epsilam 10	10.2±.25	0.002 (10 GHz)		
Crane Polyflon		***************************************		
CuFion	2.1	0.0001		
		0.00045 (1 GHz)		
		0.00045		
		(18 GHz)		
Others				
Polysulfone	3.5-3.9 (1 MHz)	0.0056-0.009		
-	3.0 (10 GHz)	(1MHz)		
		0.005 (10 GHz)		





BIBLIOGRAFÍA

C.: "Transmisión Line Design Handbook", Artech House, 1991.

ozar: "Microwave Engeneering" Second Edition 1998, John Wiley&Sons.

Collin: "Foundations for microwave engineering" New York McGraw-Hill, tulo 3)

Innery y Van Duzer: "Fields and waves in communication electronics" John

rtia: "Microwave Solid State Circuit Design", Wiley Interscience, 1988.

we: "Stripline Circuit Design"; Microwave Associates Burlington; Artech

M. A. González, M. Lambea y J. Rebollar; "Enfoque para el estudio de ondas la ETSIT-UPM", URSI Symposium Nacional, Oviedo 2006

CLASES LLAMA PARTICULARES, **ENVIA WHATSAPP: TORÍAS** 689 45 44 70

ONLINE PRIVATE LESSONS FOR SCIENCE

STUDENTS

OR WHATSAPP:689