

# Líneas de transmisión

## FACULTAD DE INGENIERIA

Escuela de Electrónica y Telecomunicaciones  
Quinto Semestre

Unidad IV: Líneas de dos conductores parte III  
PhD. Daniel Antonio Santillán Haro



**Unach**  
UNIVERSIDAD NACIONAL DE CHIMBORAZO  
*Libres por la Ciencia y el Saber*

- 1 Línea microstrip
- 2 Slotline
- 3 Trabajos propuestos

1 Línea microstrip

2 Slotline

3 Trabajos propuestos

## Líneas con dos conductores y dieléctrico no homogéneo

- Todos los dieléctricos que integran cada una de éstas líneas tienen una permeabilidad magnética  $\mu = \mu_0$ . El parámetro L (inductancia por unidad de longitud) será el mismo en ausencia de material dieléctrico.
- En este tipo de líneas el comportamiento en frecuencia se ve afectado por la dispersión, o diferencia de velocidad de transmisión de las señales con diferente frecuencia por el interior de la línea.

Fuente: POZAR, David M. Microwave engineering. John wiley and sons, 2009.

Para salvar este inconveniente, se define una permitividad efectiva ( $\epsilon_{ef} = \epsilon_{ref} \epsilon_0$ ). Dicha permitividad será la que debiera tener un dieléctrico homogéneo que, ocupando todo el espacio del dieléctrico inhomogéneo original, proporciona un valor del parámetro primario  $C$  igual al de la línea real. Según esta definición, si llamamos  $C_0$  a la capacidad por unidad de longitud de la línea en presencia de un dieléctrico homogéneo de permitividad  $\epsilon = \epsilon_0$ , se puede afirmar que:

$$C = \epsilon_{ref} C_0$$

y por tanto, aplicando ahora la propiedad  $LC = \mu\epsilon$ , se tiene que:

$$LC = L_0 \epsilon_{ref} C_0 = \mu_0 \epsilon_{ref} \epsilon_0 = \mu_0 \epsilon_{ef}$$

Consecuentemente, se podrá decir también que el coeficiente de fase  $\beta$  de estas líneas de transmisión será igual a:

$$\beta = \omega \sqrt{LC} = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_{ref} \epsilon_0} = \frac{\omega}{c_0} \sqrt{\epsilon_{ref}} = 2\pi \frac{f}{c_0} \sqrt{\epsilon_{ref}} = \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon_{ref}}$$

y por tanto la velocidad de fase  $v_\phi$  presentará el siguiente aspecto:

$$v_\phi = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_{ref} \epsilon_0}} = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_{ref}}}$$

expresándose la longitud de onda en este tipo de líneas de transmisión como sigue:

expresándose la longitud de onda en este tipo de líneas de transmisión como sigue:

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{ref}}}}$$

donde  $\lambda_0$  representa la longitud de onda en el vacío.

Por su parte, la impedancia característica de estas líneas de transmisión, asumiendo de nuevo pérdidas bajas, se regirá por la siguiente expresión:

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{\sqrt{LC}}{C} = \frac{1}{v_p C} = v_p L$$

En el caso bastante frecuente de que la línea de transmisión esté constituida por dos dieléctricos diferentes (de permitividades  $\epsilon_1$  y  $\epsilon_2$ ), se suele introducir el concepto de factor de ponderación (o llenado) de cada dieléctrico (que designaremos por  $q_1$  y  $q_2$ , respectivamente), lo que permite expresar la permitividad efectiva definida anteriormente como sigue:

$$\epsilon_{\text{ef}} = q_1 \epsilon_1 + q_2 \epsilon_2$$

Fuente: VELA, Rodolfo Neri. Líneas de transmisión. McGraw-Hill, 1999.

donde los factores  $q_1$  y  $q_2$  cumplen la siguiente relación:

$$q_1 + q_2 = 1$$

De esta forma, la permitividad efectiva  $\epsilon_{ef}$  puede también escribirse como sigue:

$$\epsilon_{ef} = q_1 \epsilon_1 + (1 - q_1) \epsilon_2 = q_1 (\epsilon_1 - \epsilon_2) + \epsilon_2$$

$$\epsilon_{ef} = (1 - q_2) \epsilon_1 + q_2 \epsilon_2 = \epsilon_1 + q_2 (\epsilon_2 - \epsilon_1)$$

Obviamente, las definiciones de los factores de ponderación se pueden extender fácilmente al caso en el que la línea de transmisión tuviera más de dos dieléctricos.

Fuente: POZAR, David M. Microwave engineering. John wiley and sons, 2009.

En primer lugar, se considerará una línea de placas paralelas constituida por dos dieléctricos de permitividades  $\epsilon_1$  y  $\epsilon_2$ , cuya distribución geométrica se recoge en la Figura

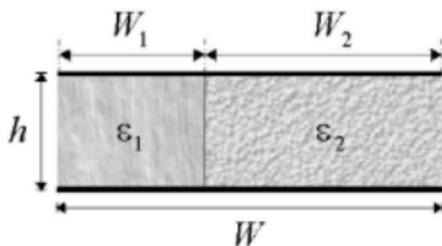


Figura Línea de placas paralelas con dos dieléctricos distribuidos en  $W_1$  y  $W_2$

De la configuración geométrica mostrada en la Figura 6.6, se deduce que el condensador equivalente de la estructura ( $C$ ) será el paralelo de los condensadores  $C_1$  y  $C_2$  definidos respectivamente por los dieléctricos de permitividades  $\epsilon_1$  y  $\epsilon_2$ , pues ambos dieléctricos tienen la misma caída de tensión. Así pues:

$$C = C_1 + C_2 = \epsilon_1 \frac{W_1}{h} + \epsilon_2 \frac{W_2}{h}$$

Según la definición previa de la permitividad efectiva  $\epsilon_{ef}$ , se tiene que la capacidad equivalente  $C$  también puede expresarse como sigue:

$$C = \epsilon_{ef} \frac{W_1 + W_2}{h} = \epsilon_{ef} \frac{W}{h}$$

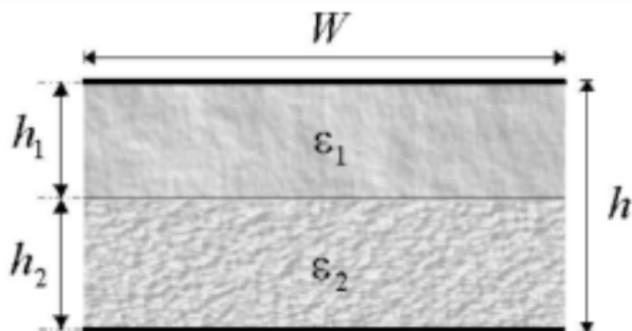
Igualando las expresiones ... se deduce fácilmente que:

$$\epsilon_{ef} = \epsilon_1 \frac{W_1}{W} + \epsilon_2 \frac{W_2}{W}$$

De esta última expresión se concluye a su vez que los factores de ponderación definidos ... presentan en este caso los siguientes valores:

$$q_1 = \frac{W_1}{W} \quad \text{y} \quad q_2 = \frac{W_2}{W}$$

Fuente: POZAR, David M. Microwave engineering. John wiley and sons, 2009.



*Figura* Línea de placas paralelas con dos dieléctricos distribuidos en  $h_1$  y  $h_2$

En este caso, tal y como puede observarse en la Figura los dos condensadores  $C_1$  y  $C_2$  definidos por los materiales dieléctricos de permitividades  $\epsilon_1$  y  $\epsilon_2$  están conectados en serie, pues los recorre la misma corriente. Así pues, la capacidad  $C$  del condensador equivalente se expresará como:

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} = \frac{h_1}{\epsilon_1 W} + \frac{h_2}{\epsilon_2 W}$$

Utilizando ahora la definición anterior de la permitividad efectiva  $\epsilon_{ef}$ , se puede expresar la capacidad equivalente  $C$  del siguiente modo:

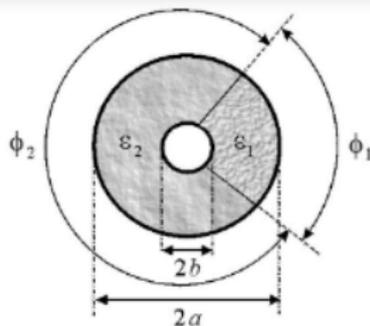
de donde se puede despejar fácilmente el siguiente valor para  $\epsilon_{ef}$ :

$$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_1 \epsilon_2 h}{h_1 \epsilon_2 + h_2 \epsilon_1}$$

Tras realizar ciertas operaciones algebraicas en esta última expresión, se concluye que los factores de ponderación presentes en (6.59) se expresan en este caso de la siguiente manera:

$$q_1 = \frac{h_1 \epsilon_2}{h_1 \epsilon_2 + h_2 \epsilon_1} \quad \text{y} \quad q_2 = \frac{h_2 \epsilon_1}{h_1 \epsilon_2 + h_2 \epsilon_1}$$

Fuente: Boria, V., Martín, C. B., Peñarrocha, V. M. R., Oltra, A. S. B., and Pacheco, P. S. (2002). Líneas de transmisión. Universidad Politecnica de Valencia.



*Figura* Cable coaxial con dos dieléctricos definidos en los sectores angulares  $\phi_1$  y  $\phi_2$

De nuevo, los dos condensadores  $C_1$  y  $C_2$  definidos respectivamente por los dieléctricos de permitividades  $\epsilon_1$  y  $\epsilon_2$  se encuentran en paralelo, pues ambos dieléctricos están conectados a la misma diferencia de potencial (ver Figura ). Así pues, la capacidad equivalente de la estructura ( $C$ ) tendrá en este caso el siguiente aspecto:

$$C = C_1 + C_2 = \frac{2\pi\epsilon_1}{\ln\left(\frac{a}{b}\right)} \frac{\phi_1}{2\pi} + \frac{2\pi\epsilon_2}{\ln\left(\frac{a}{b}\right)} \frac{\phi_2}{2\pi}$$

mientras que según la definición previa de la permitividad efectiva  $\epsilon_{ef}$ , dicha capacidad equivalente  $C$  también puede escribirse como:

$$C = \frac{2\pi\epsilon_{ef}}{\ln\left(\frac{a}{b}\right)}$$

$$\varepsilon_{ef} = \frac{\varepsilon_1 \phi_1 + \varepsilon_2 \phi_2}{2\pi}$$

y recordando se deduce que los factores de ponderación tienen en este caso el siguiente aspecto:

$$q_1 = \frac{\phi_1}{2\pi} \quad y \quad q_2 = \frac{\phi_2}{2\pi}$$

Fuente: Boria, V., Martín, C. B., Peñarrocha, V. M. R., Oltra, A. S. B., and Pacheco, P. S. (2002). Líneas de transmisión. Universidad Politecnica de Valencia.

En este caso, tal y como puede observarse en la Figura los condensadores  $C_1$  y  $C_2$  definidos respectivamente por los dieléctricos de permitividades  $\epsilon_1$  y  $\epsilon_2$  están conectados en serie, pues son recorridos por la misma corriente. Por tanto, la capacidad equivalente de la estructura ( $C$ ) se define en este caso como sigue:

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} = \frac{\ln\left(\frac{a}{c}\right)}{2\pi\epsilon_1} + \frac{\ln\left(\frac{c}{b}\right)}{2\pi\epsilon_2}$$

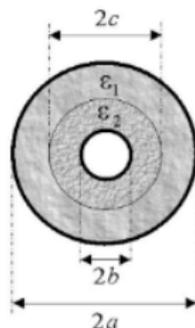


Figura Cable coaxial con dos dieléctricos concéntricos de permitividades  $\epsilon_1$  y  $\epsilon_2$

De acuerdo con la definición de la permitividad efectiva  $\epsilon_{ef}$ , se tiene también que la capacidad equivalente  $C$  de la estructura tomará el siguiente valor:

$$\frac{1}{C} = \frac{\ln\left(\frac{a}{b}\right)}{2\pi\epsilon_{ef}}$$

Igualando las dos expresiones anteriores se obtiene en este caso que:

$$\frac{\ln\left(\frac{a}{b}\right)}{\epsilon_{ef}} = \frac{\ln\left(\frac{a}{c}\right)}{\epsilon_1} + \frac{\ln\left(\frac{c}{b}\right)}{\epsilon_2}$$

de donde se despeja el siguiente valor para  $\epsilon_{ef}$ :

$$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_1 \epsilon_2 \ln\left(\frac{a}{b}\right)}{\epsilon_2 \ln\left(\frac{a}{c}\right) + \epsilon_1 \ln\left(\frac{c}{b}\right)}$$

Partiendo de esta última expresión, y tras llevar a cabo simples operaciones matemáticas, se obtiene que los factores de ponderación definidos en (6.59) presentan en este caso las siguientes expresiones:

$$q_1 = \frac{\epsilon_2 \ln\left(\frac{a}{c}\right)}{\epsilon_2 \ln\left(\frac{a}{c}\right) + \epsilon_1 \ln\left(\frac{c}{b}\right)} \quad \text{y} \quad q_2 = \frac{\epsilon_1 \ln\left(\frac{c}{b}\right)}{\epsilon_2 \ln\left(\frac{a}{c}\right) + \epsilon_1 \ln\left(\frac{c}{b}\right)}$$

Fuente: Boria, V., Martín, C. B., Peñarrocha, V. M. R., Oltra, A. S. B., and Pacheco, P. S. (2002).  
Líneas de transmisión. Universidad Politecnica de Valencia.

Finalmente, se analizará lo que ocurre en estas líneas de transmisión con dieléctrico no homogéneo cuando los materiales dieléctricos que las integran tienen pérdidas.

Se considerará por ejemplo que la línea de transmisión consta sólo de dos dieléctricos, ambos con pérdidas definidas por sus respectivas tangentes (o factores) de pérdidas  $\text{tg}\delta_1$  y  $\text{tg}\delta_2$ . En este caso, la permitividad efectiva  $\epsilon_{ef}$  se expresará como sigue:

$$\begin{aligned}\epsilon_{ef} &= \epsilon'_{ef} - j\epsilon''_{ef} = q_1 \epsilon'_1 (1 - j\text{tg}\delta_1) + q_2 \epsilon'_2 (1 - j\text{tg}\delta_2) = \\ & (q_1 \epsilon'_1 + q_2 \epsilon'_2) - j(q_1 \epsilon'_1 \text{tg}\delta_1 + q_2 \epsilon'_2 \text{tg}\delta_2)\end{aligned}$$

De esta última expresión, se concluye que la permitividad efectiva tendrá en este caso una parte imaginaria ( $\epsilon''_{ef}$ ), pudiéndose definir por tanto una tangente de pérdidas efectiva ( $\text{tg}\delta_{ef}$ ) que tendrá el siguiente aspecto:

$$\text{tg}\delta_{ef} = \frac{\epsilon''_{ef}}{\epsilon'_{ef}} = \frac{q_1 \epsilon'_1 \text{tg}\delta_1 + q_2 \epsilon'_2 \text{tg}\delta_2}{q_1 \epsilon'_1 + q_2 \epsilon'_2}$$

Recordando que  $\epsilon'_1 = \epsilon_{11} \epsilon_0$  y  $\epsilon'_2 = \epsilon_{12} \epsilon_0$ , así como la relación entre los factores de ponderación  $q_1$  y  $q_2$  definida según (6.60), se tiene que la tangente de pérdidas efectiva recién definida se puede expresar también como sigue:

$$\text{tg}\delta_{ef} = \frac{q_1 (\epsilon_{11} \text{tg}\delta_1 - \epsilon_{12} \text{tg}\delta_2) + \epsilon_{12} \text{tg}\delta_2}{q_1 (\epsilon_{11} - \epsilon_{12}) + \epsilon_{12}}$$

donde en este caso el denominador representa la permitividad relativa efectiva del dieléctrico no homogéneo:

$$\epsilon_{\text{ref}} = q_1 (\epsilon_{r1} - \epsilon_{r2}) + \epsilon_{r2}$$

Una vez se ha definido el concepto de tangente de pérdidas efectiva ( $\text{tg}\delta_{\text{ef}}$ ), se puede deducir fácilmente una expresión para las pérdidas debidas al dieléctrico no homogéneo de este tipo de líneas. Para ello, se partirá de la definición del exponente lineal de propagación  $\gamma$ :

$$\begin{aligned} \gamma &= j\omega\sqrt{LC} = j\omega\sqrt{\mu_0 \epsilon_{\text{ef}}} = j\omega\sqrt{\mu_0 \epsilon'_{\text{ef}} (1 - j\text{tg}\delta_{\text{ef}})} = \\ &= j\omega\sqrt{\mu_0 \epsilon'_{\text{ef}}} (1 - j\text{tg}\delta_{\text{ef}})^{1/2} \end{aligned}$$

Si se tiene en cuenta que las pérdidas introducidas por el dieléctrico no homogéneo serán bajas ( $\text{tg}\delta_{\text{ef}} \ll 1$ ), el término entre paréntesis en (6.85) puede aproximarse por un desarrollo en serie de Taylor de primer orden centrado en el origen:

$$(1 - j\text{tg}\delta_{\text{ef}})^{1/2} \approx 1 - j\frac{1}{2}\text{tg}\delta_{\text{ef}}$$

Fuente: Boria, V., Martín, C. B., Peñarrocha, V. M. R., Oltra, A. S. B., and Pacheco, P. S. (2002). Líneas de transmisión. Universidad Politécnica de Valencia.

Esta aproximación puede sustituirse en la definición anterior del exponente lineal de propagación, y así expresar  $\gamma$  como un número complejo.

Recordando además que  $\gamma = \alpha + j\beta$ , se tendrá la siguiente igualdad:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \frac{1}{2}\omega\sqrt{\mu_0\epsilon'_{ef}}\operatorname{tg}\delta_{ef} + j\omega\sqrt{\mu_0\epsilon'_{ef}}$$

de donde se concluyen fácilmente las siguientes expresiones para el coeficiente de atenuación que modela las pérdidas debidas al dieléctrico ( $\alpha_d$ ), y para el coeficiente de fase ( $\beta$ ):

$$\alpha_d = \frac{1}{2}\beta\operatorname{tg}\delta_{ef}$$

$$\beta = \omega\sqrt{\mu_0\epsilon'_{ef}}$$

donde  $\epsilon'_{ef}$  representa la parte real de la permitividad efectiva de la línea de transmisión cuyo dieléctrico no homogéneo presenta pérdidas.

Fuente: Boria, V., Martín, C. B., Peñarrocha, V. M. R., Oltra, A. S. B., and Pacheco, P. S. (2002). Líneas de transmisión. Universidad Politecnica de Valencia.



En el caso de la línea microstrip, a diferencia de lo que ocurre con la línea stripline, las líneas de campo eléctrico no están todas contenidas en el sustrato dieléctrico (una pequeña porción de estas líneas se sitúa en la región de aire por encima del sustrato). Por esta razón, el modo fundamental en una línea microstrip no es una solución TEM pura, lo cual complica bastante el análisis riguroso de este tipo de líneas. No obstante, si  $h \ll \lambda$  (condición que suele cumplirse en la práctica), el modo fundamental de una línea microstrip es una solución cuasi-TEM (denominada así por tratarse de una solución muy parecida al modo TEM ampliamente conocido).

Aun así, el análisis de la mencionada solución cuasi-TEM, si pretende ser riguroso, también puede resultar complejo. Ahora bien, haciendo uso de ciertas simplificaciones, se deducen las siguientes expresiones aproximadas para caracterizar el comportamiento de una línea microstrip:

$$\epsilon_{\text{ref}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-1/2}$$

$$Z_c = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{\text{ref}}}} \ln \left( \frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right) & \frac{W}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{\text{ref}}}} \left[ \frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left( \frac{W}{h} + 1,444 \right) \right]^{-1} & \frac{W}{h} \geq 1 \end{cases}$$

Fuente: Boria, V., Martín, C. B., Peñarrocha, V. M. R., Oltra, A. S. B., and Pacheco, P. S. (2002). Líneas de transmisión. Universidad Politécnica de Valencia.

Pensando en términos de diseño, si se conoce el valor de la impedancia característica  $Z_c$  que se desea obtener, así como los valores de  $\epsilon_r$  y  $h$ , se puede deducir el valor del cociente  $W/h$  utilizando la siguiente expresión:

$$\frac{W}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \frac{W}{h} \leq 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \frac{W}{h} \geq 2 \end{cases}$$

donde los términos  $A$  y  $B$  se definen del siguiente modo:

$$A = \frac{Z_c}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right) \quad B = \frac{377 \pi}{2 Z_c \sqrt{\epsilon_r}}$$

Para deducir el cociente  $W/h$  mediante (6.92), se asumirá en primer lugar una de las dos condiciones (o bien  $W/h \leq 2$  o  $W/h \geq 2$ ), y se utilizará la expresión correspondiente para obtener un primer valor del cociente buscado. Seguidamente, se comprobará si la condición inicialmente asumida para  $W/h$  se cumple o no. Caso de no cumplirse, se utilizará la otra expresión para obtener el valor del término  $W/h$ .

Fuente: Boria, V., Martín, C. B., Peñarrocha, V. M. R., Oltra, A. S. B., and Pacheco, P. S. (2002). Líneas de transmisión. Universidad Politecnica de Valencia.

En cuanto a las pérdidas causadas por los conductores ( $\alpha_c$ ), se pueden calcular de forma aproximada mediante la siguiente expresión:

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_c W}$$

donde  $R_s$  representa la resistencia superficial del material conductor, cuya definición se recoge en (6.22).

Con respecto a las pérdidas debidas al material dieléctrico ( $\alpha_d$ ), se pueden calcular a partir de la expresión deducida en (6.88) para una línea de transmisión formada por un dieléctrico no homogéneo, es decir:

$$\alpha_d = \frac{1}{2} \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \sqrt{\epsilon_{ref}} \operatorname{tg} \delta_{ef}$$

En cuanto a los parámetros  $\epsilon_{ref}$  y  $\operatorname{tg} \delta_{ef}$ , se pueden obtener fácilmente a partir de las expresiones deducidas previamente para el caso de un dieléctrico inhomogéneo formado

Fuente: Boria, V., Martín, C. B., Peñarrocha, V. M. R., Oltra, A. S. B., and Pacheco, P. S. (2002). Líneas de transmisión. Universidad Politecnica de Valencia.

$$\epsilon_{ref} = q(\epsilon_r - 1) + 1$$

$$\text{tg}\delta_{ef} = \frac{q\epsilon_r \text{tg}\delta}{\epsilon_{ref}} = \frac{\epsilon_r (\epsilon_{ref} - 1)}{\epsilon_{ref} (\epsilon_r - 1)} \text{tg}\delta$$

Sustituyendo estas dos expresiones en (6.95) se obtiene finalmente que  $\alpha_d$  es igual a:

$$\alpha_d = \frac{1}{2} \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \frac{\epsilon_r (\epsilon_{ref} - 1)}{\sqrt{\epsilon_{ref} (\epsilon_r - 1)}} \text{tg}\delta$$

Como se ha comentado anteriormente, la línea microstrip permite fácilmente conectar en serie elementos pasivos y activos (por ejemplo condensadores, diodos, transistores). Sin embargo, algunos de estos elementos (diodos, transistores) necesitan contactos a masa, que en el caso de la línea microstrip deben realizarse atravesando el sustrato dieléctrico, el cual debe por tanto perforarse. Esta acción, en el caso de que los sustratos sean duros (cerámica, cuarzo) puede suponer una cierta complejidad. Así mismo, la conexión en paralelo de los citados elementos también implica perforar el dieléctrico.

Fuente: Boria, V., Martín, C. B., Peñarrocha, V. M. R., Oltra, A. S. B., and Pacheco, P. S. (2002). Líneas de transmisión. Universidad Politécnica de Valencia.

- Se ha diseñado un punto de acceso para aplicaciones WIFI ( $f=2.45\text{GHz}$ ) por lo que se ha implementado la red de la Figura.

El esquema de interconexión se va a implementar en tecnología microstrip. Para ello se dispone de un sustrato dieléctrico de permitividad relativa  $\epsilon_r = 4,81$ , tangente de pérdidas  $\tan \delta = 5 \cdot 10^{-4}$  y altura del sustrato  $h = 1,6 \text{ mm}$ . Respecto a la metalización de los conductores se utiliza cobre ( $\sigma_{\text{Cu}} = 5,81 \cdot 10^7 \text{ S/m}$ ) con un espesor de  $t = 35 \mu\text{m}$

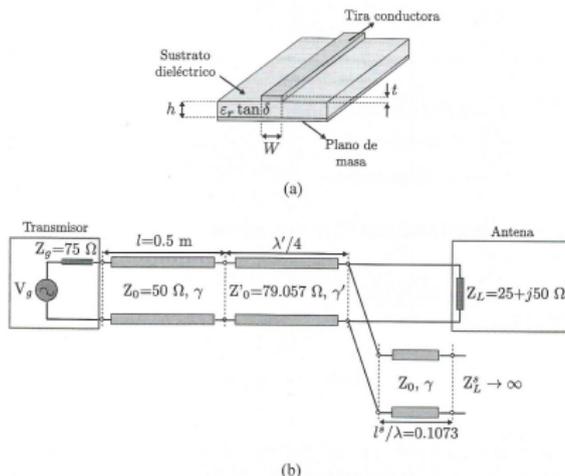


Figura 4.3. (a) Línea microstrip; (b) Esquema simplificado del montaje

Se pide:

- Encontrar el valor de las anchuras  $W$  que deben tener las tiras de cobre en cada una de las líneas de transmisión.
- Calcular el coeficiente de atenuación de la línea de impedancia característica  $Z_0 = 50\omega$

1 Línea microstrip

2 Slotline

3 Trabajos propuestos

Esta línea de transmisión se implementa practicando una muesca o ranura (slot) en el plano de masa de uno de los lados del sustrato dieléctrico. En la Figura se puede observar la configuración geométrica típica de estas líneas de transmisión.

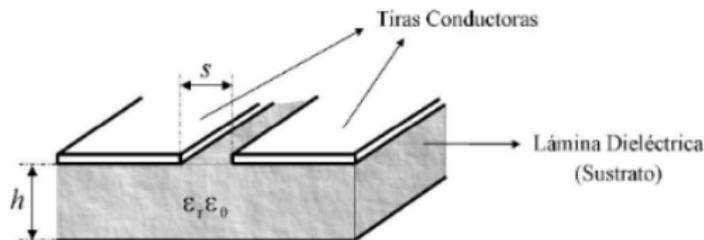


Figura Geometría de una línea slotline

Tras las líneas microstrip y stripline, la línea slotline es una de las líneas planares que se utilizan con más frecuencia en aplicaciones reales. Al igual que ocurre en la línea microstrip, los dos conductores de la línea slotline determinan una solución del tipo cuasi-TEM. Los parámetros característicos de esta línea de transmisión (por ejemplo  $Z_c$  y  $\epsilon_{ref}$ ) dependen de la anchura ( $s$ ) de la ranura.

Fuente: Boria, V., Martín, C. B., Peñarrocha, V. M. R., Oltra, A. S. B., and Pacheco, P. S. (2002). Líneas de transmisión. Universidad Politecnica de Valencia.

La presencia de la tira conductora central posibilita que estas líneas puedan soportar soluciones cuasi-TEM par o impar, dependiendo de si los campos eléctricos en las dos ranuras (o slots) están orientados en direcciones opuestas o en la misma dirección. Este tipo de línea es particularmente útil en la fabricación de circuitería activa, debido a la proximidad del plano de masa (dos tiras laterales) a la tira conductora central.

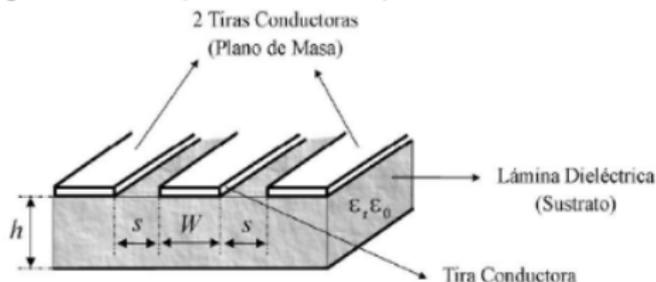


Figura 6.12. Geometría de una línea coplanar

Los parámetros de diseño de esta línea son la anchura de la tira conductora central ( $W$ ), y el equiespaciado que existe entre dicha tira y las dos tiras laterales que definen el plano de masa ( $s$ ).

En las líneas slotline y coplanar, al igual que sucede con la línea microstrip, existen soluciones aproximadas para determinar los valores de los parámetros  $\epsilon_{\text{ref}}$ ,  $Z_c$ ,  $\alpha_c$  y  $\alpha_d$ , así como ecuaciones aproximadas de diseño.

Fuente: Boria, V., Martín, C. B., Peñarrocha, V. M. R., Oltra, A. S. B., and Pacheco, P. S. (2002).

Líneas de transmisión. Universidad Politécnica de Valencia.

En un circuito integrado monolítico de microondas (MMIC) construido en un sustrato Rogers RO3003, con dieléctrico de 0,13 mm de grosor y conductor cobre de  $35\mu\text{m}$  de grosor, se genera una señal a 2,4 GHz que se desea transmitir mediante una antena integrada en el propio sustrato. El esquema equivalente es el mostrado en la Figura 4.9, donde el bloque fuente, que representa la parte del circuito que genera la señal, está formado por una fuente de tensión de 1 V de amplitud de pico y una impedancia de salida de  $Z_g = 50\ \Omega$ . La antena por su parte presenta una impedancia de entrada  $Z_L = 40 + j30\ \Omega$ , y la línea de transmisión que los une es una línea de 7 cm de longitud e impedancia característica  $Z_0 = 50\ \Omega$  construida en tecnología *microstrip* con el mismo sustrato.

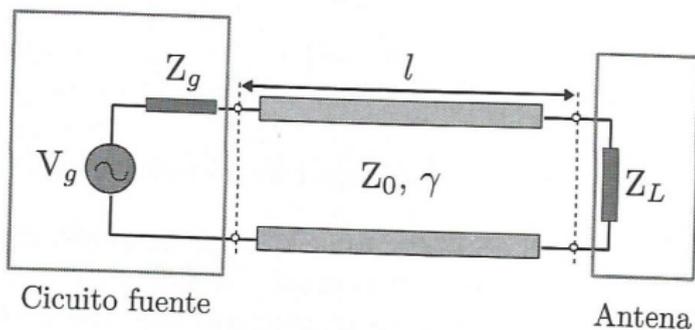
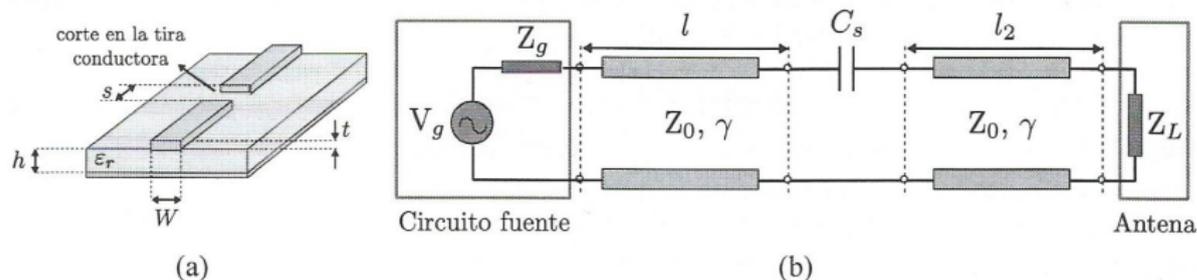


Figura 4.9. Esquema equivalente de un MMIC.

Para el montaje mostrado en la Figura 4.9, se pide:

- Determinar la anchura  $W$  y la velocidad de propagación de la línea *microstrip* que conecta el circuito fuente con la antena.
- Determinar el coeficiente de atenuación por unidad de longitud (en dB/m) de la línea *microstrip*.
- Calcular la potencia que recibe la antena bajo la configuración mostrada en la Figura 4.9.

Para adaptar la antena, se introduce un condensador en serie de valor  $C_s = 1,87 \text{ pF}$  y un tramo de línea de transmisión de longitud  $l_2 = 1,02704\lambda$ , dando lugar al circuito equivalente de la Figura 4.10 (b). La forma más simple de introducir una reactancia serie en una línea *microstrip* es cortando y eliminando un pequeño trozo de la tira conductora superior, lo que se modela como un condensador serie, y da lugar al circuito de la Figura 4.10 (a).



**Figura 4.10.** Línea *microstrip* con un corte en su tira conductora en (a) y circuito equivalente al introducir dicha línea entre la antena y el circuito fuente en (b)

d). Teniendo en cuenta que el tramo de línea añadido presenta el mismo coeficiente

- d) Teniendo en cuenta que el tramo de línea añadido presenta el mismo coeficiente de atenuación que el calculado en el apartado b), calcular la potencia que recibe la antena bajo la nueva configuración.
- e) ¿Cuál es la atenuación introducida (en dB) por la red de adaptación?

1 Línea microstrip

2 Slotline

3 Trabajos propuestos

## Problema 1

- Se pretende fabricar un divisor de potencia con tecnología microstrip para alimentar dos antenas tipo parche que operan a  $f=1800\text{MHz}$ , de impedancias de entrada  $Z_{L1} = 73\omega$  y  $Z_{L2} = 42,5\omega$ . Para ello se dispone de un sustrato dieléctrico ROGERS R04003C de permitividad relativa  $\epsilon_r = 4,15$ , tangente de pérdidas 0.0021 y altura del sustrato 1.524mm. Respecto a la metalización de los conductores se utiliza cobre con un espesor de  $17\mu\text{m}$ .

## Problema 1

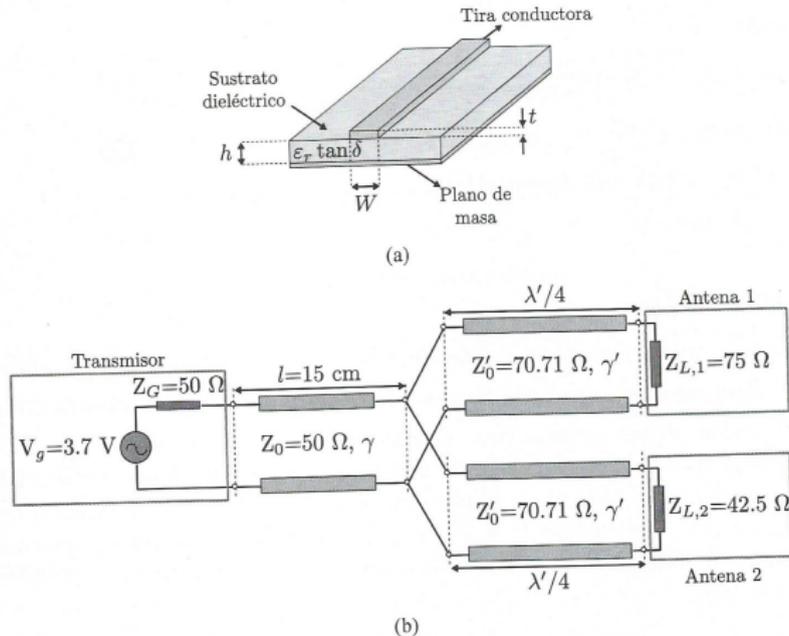


Figura 4.4. (a) Línea microstrip; (b) Esquema simplificado del montaje

## Problema 1

Se pide:

- Encontrar el valor de las anchuras ( $W$ ) que deben tener las tiras de cobre en cada una de las líneas de transmisión.
- Calcular el coeficiente de atenuación de la línea de impedancia característica  $Z_0 = 70,71 \Omega$  expresada en Np/m.
- Si el generador entrega una  $V_g = 3,7 \text{ V}$  calcular la potencia total entregada a cada una de las antenas, independientemente del valor obtenido en el apartado b considerar los valores mostrados en la siguiente Tabla 4.3.

Tabla 4.3. Valores a considerar para el apartado c)

|                       | $\alpha(\text{dB} / \text{m})$ | $\epsilon_{ref}$ |
|-----------------------|--------------------------------|------------------|
| $Z_0 = 50 \Omega$     | 1,04                           | 3,17             |
| $Z_0' = 70,71 \Omega$ | 1,06                           | 3,025            |

1

# Líneas de transmisión

## FACULTAD DE INGENIERIA

Escuela de Electrónica y Telecomunicaciones  
Quinto Semestre

Unidad IV: Líneas de dos conductores parte III  
PhD. Daniel Antonio Santillán Haro



**Unach**  
UNIVERSIDAD NACIONAL DE CHIMBORAZO  
*Libres por la Ciencia y el Saber*