

# Laboratorio de Antenas

Lucas Reyes      Sebastian Fraga      Martín Monteiro

August 31, 2024

## 1 Marco teórico

### 1.1 Fundamentos de líneas de transmisión

Comenzamos recordando la solución a las ecuaciones del telegrafista, que gobiernan la propagación de ondas en líneas de transmisión. Los fasores de voltaje y corriente en cualquier punto de una línea de transmisión pueden expresarse como

$$V(z) = V^+ e^{-\gamma z} + V^- e^{\gamma z} \quad (1)$$

$$I(z) = \frac{V^+}{Z_0} e^{-\gamma z} - \frac{V^-}{Z_0} e^{\gamma z} \quad (2)$$

El término  $e^{-\gamma z}$  representa una onda que viaja en la dirección positiva de  $z$ , y el término  $e^{\gamma z}$  representa una onda que viaja en la dirección negativa de  $z$ .  $Z_0$  es la impedancia característica de la línea y  $\gamma$  es la constante de propagación compleja. Estas cantidades están dadas por

$$Z_0(\omega) = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (3)$$

$$\gamma(\omega) = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (4)$$

donde

- $R$  es la resistencia en serie por unidad de longitud de la línea en  $\Omega/\text{m}$ .
- $L$  es la inductancia en serie por unidad de longitud de la línea en  $\text{H}/\text{m}$ .
- $C$  es la capacitancia en derivación por unidad de longitud de la línea en  $\text{F}/\text{m}$ .
- $G$  es la conductancia en derivación por unidad de longitud de la línea en  $\text{S}/\text{m}$ .
- $\alpha$  es la constante de atenuación, en  $\text{Np}/\text{m}$ .
- $\beta$  es la constante de fase, en  $\text{rad}/\text{m}$ .

En numerosos escenarios prácticos, y como haremos aquí, la pérdida de la línea es suficientemente pequeña como para ser despreciable, permitiendo la simplificación de las expresiones anteriores. En el caso de una línea de transmisión sin pérdidas  $R = 0$  y  $G = 0$ . Estableciendo estas condiciones en 3 y 4 se obtiene

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (5)$$

$$\gamma = j\omega\sqrt{LC} \quad (6)$$

Finalmente, la longitud de onda  $\lambda$  y la velocidad de fase  $v_p$  son

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} \quad (7)$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (8)$$

Consideramos una línea de transmisión sin pérdidas conectada a una carga de impedancia  $Z_L$ . Esto puede representar una carga real, como una antena, o podría denotar la impedancia observada en ese punto resultante de una interfaz con otra línea de transmisión.

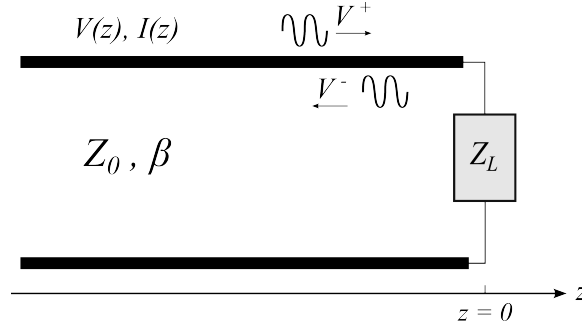


Figura 1: Línea de transmisión sin pérdidas terminada en una carga.

Supongamos que una onda incidente de la forma  $V^+ e^{-\gamma z}$  es generada desde una fuente en  $z < 0$ . En general, la terminación de la carga dará lugar a una onda reflejada de la forma  $V^+ e^{-\gamma z}$ .

En  $z = 0$  tenemos

$$Z_L = Z(0) = \frac{V(0)}{I(0)} = Z_0 \frac{V^+ + V^-}{V^+ - V^-} \quad (9)$$

Resolviendo para  $V^-$  se obtiene

$$V^- = V^+ \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (10)$$

Se define **coeficiente de reflexión de voltaje**  $\Gamma$  en la carga como

$$\Gamma = \frac{V^-}{V^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (11)$$

Si el coeficiente de reflexión es cero, no hay onda reflejada, es decir,  $V^- = 0$ . Esto ocurre cuando la impedancia de la carga  $Z_L$  es igual a la impedancia característica  $Z_0$  de la línea de transmisión. Se dice que tal carga está *adaptada* a la línea de transmisión.

En general, podemos definir el coeficiente de reflexión en cualquier punto de la línea como

$$\Gamma(z) = \frac{V^- e^{j\beta z}}{V^+ e^{-j\beta z}} = \frac{V^-}{V^+} e^{2j\beta z} = \Gamma(0) e^{2j\beta z} \quad (12)$$

donde  $\Gamma(0)$  es el coeficiente de reflexión en  $z = 0$ .

Nos interesa el flujo de potencia a lo largo de la línea y la potencia entregada a la carga. La potencia incidente  $P_{in}$  y la potencia reflejada  $P_{ref}$  se pueden calcular como

$$P_{in} = \frac{|V^+|^2}{2Z_0} \quad (13)$$

$$P_{ref} = \frac{|V^-|^2}{2Z_0} = \frac{|V^+|^2}{2Z_0} |\Gamma|^2 \quad (14)$$

Así, el flujo de potencia promedio en el tiempo a lo largo de la línea es

$$P = \frac{1}{2} \Re(VI^*) = P_{in} - P_{ref} = \frac{|V^+|^2}{2Z_0} (1 - |\Gamma|^2) \quad (15)$$

Es importante destacar que como la línea se considera sin pérdidas, el coeficiente de reflexión es constante en amplitud en toda la línea de transmisión y el flujo de potencia promedio es el mismo en toda la línea.

Si la carga no está adaptada a la línea, es decir,  $|\Gamma| \neq 0$ , entonces una fracción de la potencia incidente es reflejada por la carga. Definimos **las pérdidas por retorno**, en dB, como

$$RL = -10 \log \frac{P_{ref}}{P_{in}} = -20 \log |\Gamma| \quad (16)$$

Si la carga está adaptada a la línea, es decir,  $|\Gamma| = 0$ , la potencia entregada a la carga es máxima y la potencia reflejada es cero, lo que corresponde a una pérdidas por retorno de  $-\infty$  dB. Por el contrario, si  $|\Gamma| = 1$  toda la potencia incidente es reflejada (no se entrega potencia a la carga), o equivalentemente  $RL = 0$  dB.

## 1.2 Redes de microondas

Consideremos una red de microondas arbitraria de dos puertos, como se ilustra en la Figura 2. Cada puerto puede representar la conexión a cualquier tipo de línea de transmisión. Dibujamos un plano  $t_n$  en cada puerto como referencia de fase. El voltaje  $V_n$  y la corriente  $I_n$  en el puerto  $n$  se definen como

$$V_n = V_n^+ + V_n^- \quad (17)$$

$$I_n = I_n^+ + I_n^- \quad (18)$$

Aquí,  $V_n^+$  y  $V_n^-$  son las amplitudes complejas de las ondas de voltaje incidente y reflejada, respectivamente.

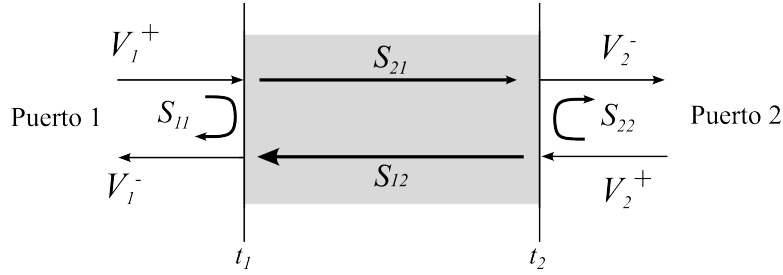


Figura 2: Red de dos puertos.

Una forma muy conveniente de describir el comportamiento de una red de microondas es a través de su matriz de scattering, la cual satisface

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{bmatrix} \quad (19)$$

Los elementos de la matriz se llaman parámetros de scattering o parámetros  $S$ , y quedan dados por

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0 \text{ para } k \neq j} \quad (20)$$

Una red recíproca cumple  $S_{21} = S_{12}$ , o más generalmente  $S_{ij} = S_{ji}$ .

Si la red es pasiva y no presenta pérdidas, entonces se cumple la ley de conservación de potencias, lo cual implica

$$|S_{11}|^2 + |S_{12}|^2 = 1 \quad (21)$$

$$|S_{21}|^2 + |S_{22}|^2 = 1 \quad (22)$$

Para determinar los parámetros de scattering de una red, se utiliza un analizador de redes vectoriales o en inglés **Vector Network Analyzer (VNA)**.

Ahora la pregunta es, ¿cómo están vinculados los parámetros  $S$  a las antenas? A partir de la Figura 3, podemos ver claramente que un sistema de antena transmisora-receptora en el espacio puede considerarse una red de 2 puertos.

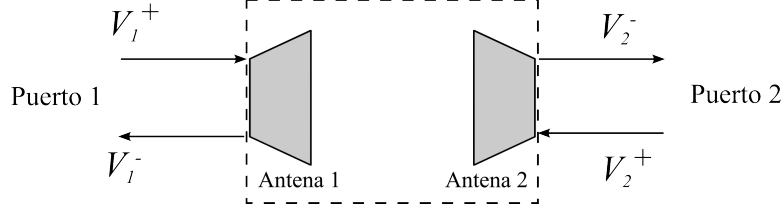


Figura 3: La red de 2 puertos equivalente a un sistema compuesto por una antena transmisora y una antena receptora.

La transmisión y reflexión pueden caracterizarse utilizando parámetros  $S$ .

$$S_{11} = \frac{V_1^-}{V_1^+} = \Gamma_1 \quad (23)$$

$$S_{22} = \frac{V_2^-}{V_2^+} = \Gamma_2 \quad (24)$$

$S_{11}$  y  $S_{22}$  son los coeficientes de reflexión de la Antena 1 y la Antena 2, respectivamente. Indican qué tan bien está adaptada la antena a la línea de transmisión correspondiente. Según la ecuación 11, estos coeficientes dependen de la impedancia característica de la línea y de la impedancia de la antena, la cual depende fuertemente de la frecuencia.

$S_{21}$  y  $S_{12}$  son los coeficientes de transmisión de una antena a otra. Están determinados por las características de ambas antenas (como los patrones de radiación y el acoplamiento) y la separación entre ellas. Cabe señalar que la red de la Figura 3 no es una red de 2 puertos confinada, sino una red abierta con pérdidas, ya que la potencia radiada por una antena no es toda recibida por otra antena.

Sin embargo, la red si es recíproca. Esto se debe al Teorema de la reciprocidad del electromagnetismo, el cual permite afirmar que las características de una antena son las mismas en transmisión que en recepción.

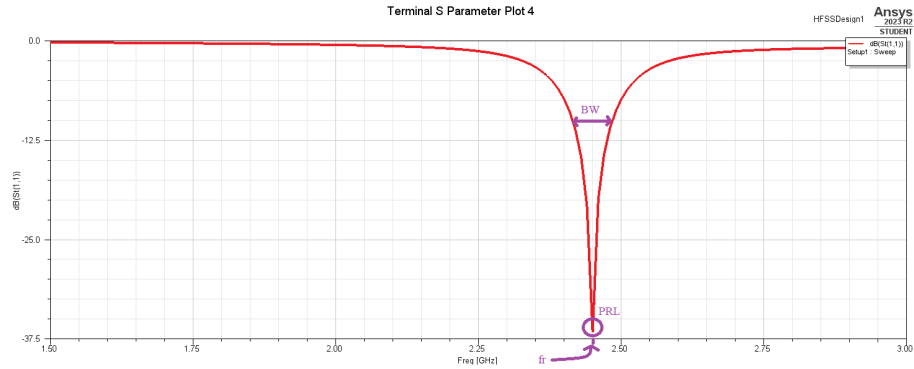


Figura 4: Parametros del S11.

### 1.3 Antenas de microstrip

En aplicaciones de aeronaves de alto rendimiento, naves espaciales, satélites y misiles, donde el tamaño, peso, costo, rendimiento, facilidad de instalación y perfil aerodinámico son restricciones, pueden ser necesarias antenas de bajo perfil. Actualmente, hay muchas otras aplicaciones gubernamentales y comerciales, como la radio móvil y las comunicaciones inalámbricas, que tienen especificaciones similares. Para cumplir con estos requisitos, se pueden usar antenas de microstrip. Estas antenas son de bajo perfil, se adaptan a superficies planas y no planas, son simples y económicas de fabricar utilizando la tecnología moderna de circuitos impresos y, cuando se selecciona la forma y el modo de parche particular, son muy versátiles en términos de frecuencia de resonancia, polarización, patrón e impedancia.

Las principales desventajas operativas de las antenas de microstrip son su baja eficiencia, baja potencia, y ancho de banda de frecuencia muy estrecho. En algunas aplicaciones, como en sistemas de seguridad gubernamentales, los anchos de banda estrechos son deseables. Además, a medida que aumenta la altura del sustrato, se introducen ondas superficiales que generalmente no son deseables porque extraen energía del total disponible para la radiación directa (ondas espaciales). Las ondas superficiales viajan dentro del sustrato y se dispersan en curvaturas y discontinuidades superficiales, y degradan el patrón de la antena y las características de polarización.

Para diseñar estas antenas existen varios métodos. Sin embargo, el más utilizado, por su simplicidad, consiste en considerar a la antena como una línea de transmisión de proporciones reducidas. A este método se le denomina **Transmission Line Method (TLM)**. Todas las ecuaciones correspondientes para líneas de microstrip, son útiles tanto para la antena de parche, como para las líneas que conectan el puerto con la antena (a esta sección se le denomina *feed*). El feed tiene variadas formas, sin embargo la más utilizada es usar una mi-

crostrip levemente insertada en el parche, formando así una ranura (o *notch*). Las dimensiones de este notch son de suma importancia para la adaptación de impedancias, y así, tener un  $S_{11}$  y ancho de banda aceptables.

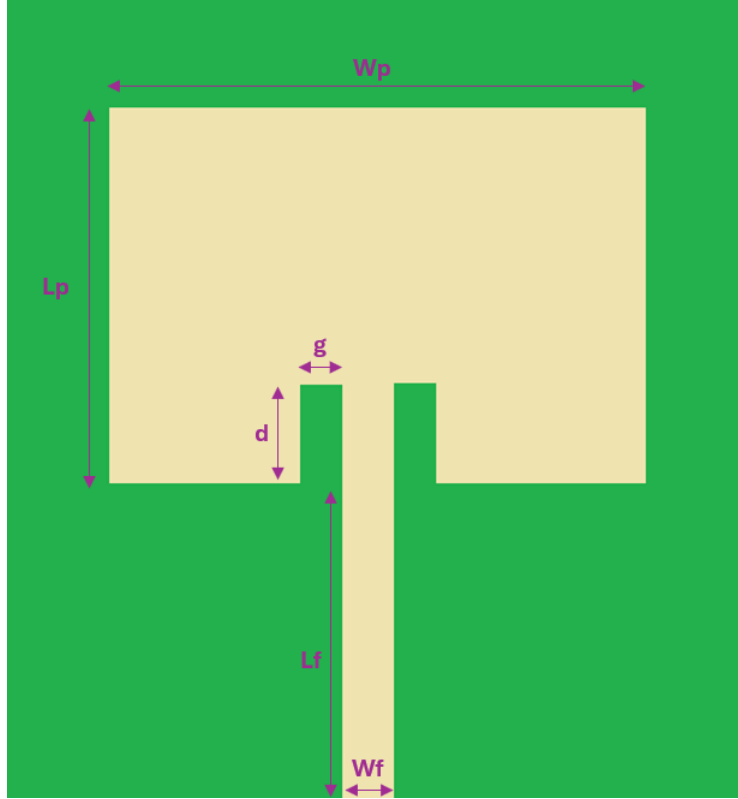


Figura 5: Inset-fed microstrip patch antenna parameters

Las ecuaciones para el diseño de la misma corresponden a:

$$W = \frac{1}{2f_r\sqrt{\mu_0\epsilon_0}}\sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (25)$$

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{\frac{1}{2}} \quad (26)$$

$$L = \frac{c}{2f_r\sqrt{\epsilon_{reff}}} - (2)0.412h \frac{(\epsilon_{reff} + 0.300)(W/h + 0.264)}{(\epsilon_{reff} - 0.258)(W/h + 0.813)} \quad (27)$$

Para el largo del notch, varias ecuaciones pueden utilizarse. Una de las más útiles esta dada por la formula experimental:

$$d = 10^{-4} \left\{ 0.001699\epsilon_r^7 + 0.13761\epsilon_r^6 - 6.1783\epsilon_r^5 + 93.187\epsilon_r^4 - 682.69\epsilon_r^3 + 2.561.9\epsilon_r^2 - 4043\epsilon_r + 6697 \right\} \frac{L_p}{2} \quad (28)$$

El ancho del feed  $W_f$  esta dado por la ecuación:

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{reff}} \left( 1.393 + \frac{W_f}{h} + \frac{2}{3} \ln \left( \frac{W_f}{h} + 1.444 \right) \right)} \quad (29)$$

donde  $Z_0$  es la impedancia característica de la linea microstrip. El resto de parámetros de la antena, son fácilmente extraíbles a partir de la implementación de varios sweeps.

## 2 Diseño de la antena en HFSS

- Abrir el archivo HFSS provisto por los docentes, donde la antena ya está modelada.
- Graficar el  $S_{11}$  : Obtener la frecuencia de resonancia, peak return loss y ancho de banda a -10 dB.
- Graficar el patrón de radiación en 3D. Superponerlo sobre la geometría de la antena.  
Que observaciones puede realizar sobre el patrón de radiación?
- Graficar el vector densidad de corriente superficial (en el patch) y su magnitud.  
Realizar una animación para observar el comportamiento en el tiempo.
- Graficar el vector campo eléctrico en el sustrato. ¿Como se ajusta lo observado al modelo TLM?  
Realizar una animación para observar el comportamiento en el tiempo.
- Graficar el  $S_{11}$  cuando el parámetro  $g = 0.6 \text{ mm}$ .

## 3 Experimental

- De la gráfica del  $S_{11}$  obtenida en el VNA obtener:
  - Frecuencia resonancia, peak return loss y ancho de banda a -10 dB.
- Realizar medidas de la antena:
  - Obtener el  $\epsilon_r$  de manera experimental
  - Comparar con el modelo del dipolo (largo de la antena).



- Re-simular la antena con las medidas realizadas ( $\epsilon_r$ ) en HFSS. Comparar con la experimental.
- Concluir por que el PRL y BW son tan pequeños.