

Laboratorio de Antenas

Lucas Reyes Sebastian Fraga Enrique Maciel

August 31, 2024

1 Marco teórico

1.1 Fundamentos de líneas de transmisión

Recordamos 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 γ 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 Ω/m .
- L es la inductancia en serie por unidad de longitud de la línea en H/m .
- C es la capacitancia en derivación por unidad de longitud de la línea en F/m .
- G es la conductancia en derivación por unidad de longitud de la línea en S/m .
- α es la constante de atenuación, en Np/m .
- β es la constante de fase, en rad/m .

En numerosos escenarios prácticos (y como supondremos 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 λ 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.

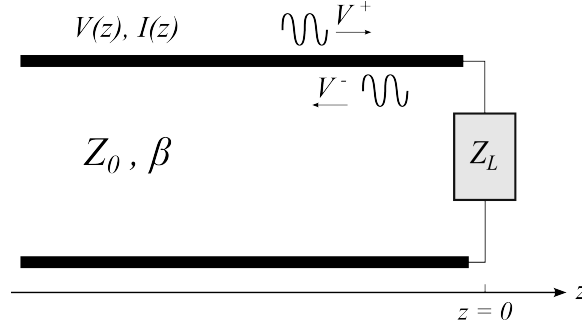


Figura 1: Línea de transmisión sin pérdidas terminada en una carga.

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** Γ 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.

Por ultimo, el ratio de onda estacionaria o ROE se define como

$$ROE = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (17)$$

El ROE es un numero adimensionado y siempre mayor o igual a uno. Al igual que el coeficiente de reflexión o las perdidas por retorno, es otro cuantificador de la reflexión que existe en una línea de transmisión. En particular, un ROE de 1 significa que no existe onda reflejada, mientras que un ROE infinito indica que se refleja un 100% de la potencia incidente.

La siguiente tabla indica los correspondientes valores de coeficiente de reflexión, ROE y porcentaje de potencia reflejada.

$ \Gamma $ (dB)	$ \Gamma $	ROE	% of potencia
0	1	∞	100
-3	0.7079	5.848	50.1187
-6	0.5012	3.0095	25.1189
-10	0.3162	1.9250	10
-20	0.1	1.22	1
-30	0.03162	1.0653	0.1
-40	0.0100	1.0202	0.01

Tabla 1: S11, Coeficiente de reflexión, ROE, y % de potencia reflejada.

Estos parámetros pueden ser observados mediante la carta de Smith, Una herramienta gráfica para la determinación del coeficiente de reflexión e impedancia a lo largo de una línea de transmisión:

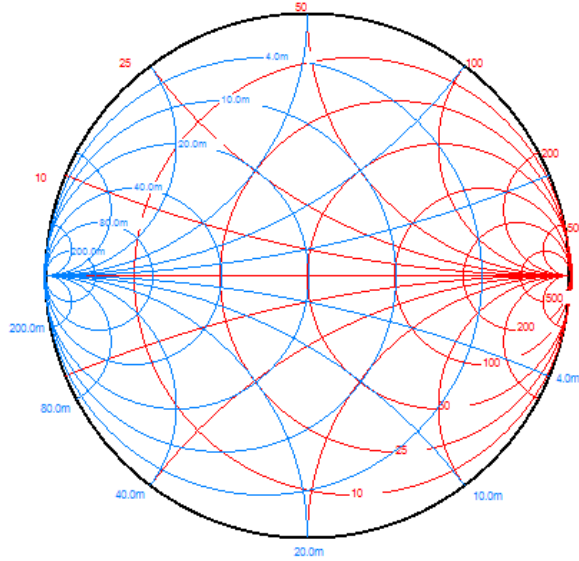


Figura 2: Carta de Smith para impedancias o admitancias.

Utilizando la gráfica de impedancias, se puede ver el coeficiente de reflexión como la intersección de las circunferencias de la parte real de la impedancia, con la de la parte imaginaria. La distancia desde el centro de la carta (representando el punto donde la impedancia esta adaptada), es el modulo del coeficiente de reflexión. Mientras que el desfase esta representado por el ángulo entre la horizontal y el punto mencionado anteriormente.

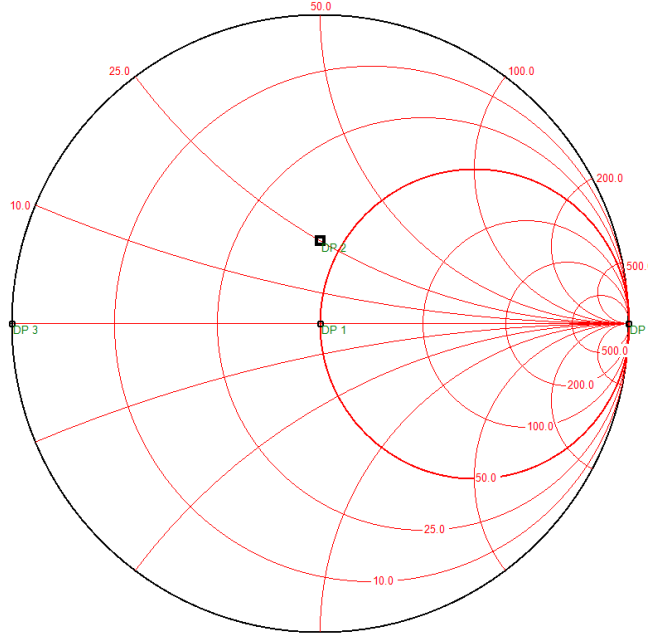


Figura 3: Carta de Smith para impedancias para una impedancia característica de 50Ω , donde: DP1 representa una impedancia real de 50Ω , DP2 representa una impedancia compleja de $50\angle-30^\circ\Omega$, DP3 representa un CC y DP4 un CA.

Cuando una red de microondas no esta adaptada, se les agrega cargas resistivas, capacitivas e inductivas con el fin de adaptar las impedancias. Esto es solo posible cuando la longitud de onda es mucho mayor a la longitud de los componentes utilizados. Pero, son técnicas muy útiles para no generar una onda reflejada. Visualmente, consistiría en mover el punto DP2 al DP1, como puede verse en la Figura 4.

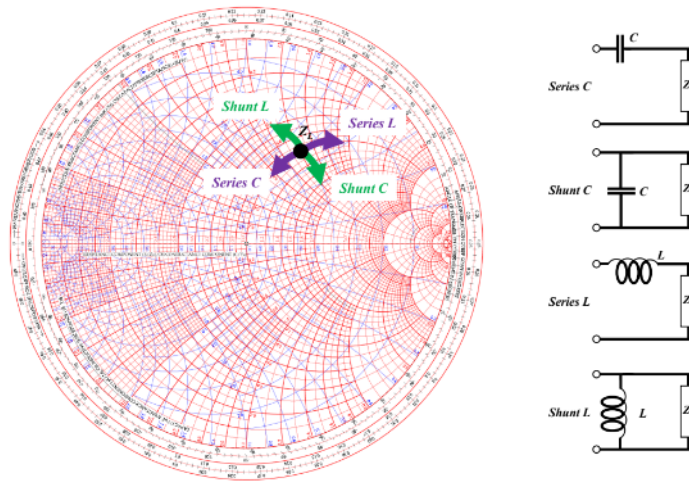


Figura 4: Adaptación de impedancias en una carta de Smith.

1.2 Redes de microondas

Consideremos una red de microondas arbitraria de dos puertos, como se ilustra en la Figura 5. 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

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

$$I_n = I_n^+ + I_n^- \quad (19)$$

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

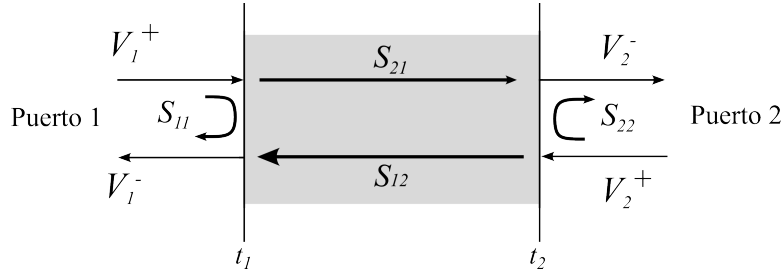


Figura 5: Red de dos puertos.

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

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{bmatrix} \quad (20)$$

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

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0 \text{ para } k \neq j} \quad (21)$$

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

$$|S_{11}|^2 + |S_{12}|^2 = 1 \quad (22)$$

$$|S_{21}|^2 + |S_{22}|^2 = 1 \quad (23)$$

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 6, podemos ver claramente que un sistema de antena transmisora-receptora en el espacio puede considerarse una red de 2 puertos.

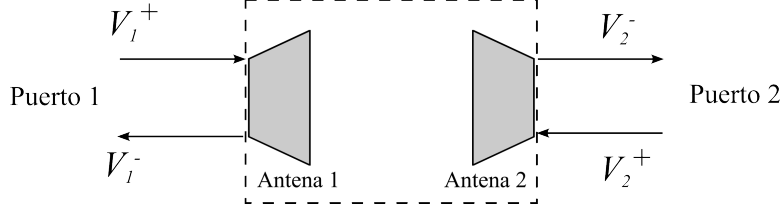


Figura 6: La red de 2 puertos equivalente a un sistema compuesto por una antena transmisora y una antena receptora.

La transmisión y reflexión pueden caracterizarse utilizando parámetros S .

$$S_{11} = \frac{V_1^-}{V_1^+} = \Gamma_1 \quad (24)$$

$$S_{22} = \frac{V_2^-}{V_2^+} = \Gamma_2 \quad (25)$$

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 6 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. La relación entre la potencia transmitida y recibida en un sistema de antenas como el de la Figura 6 se detalla en la sección 1.3.

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.

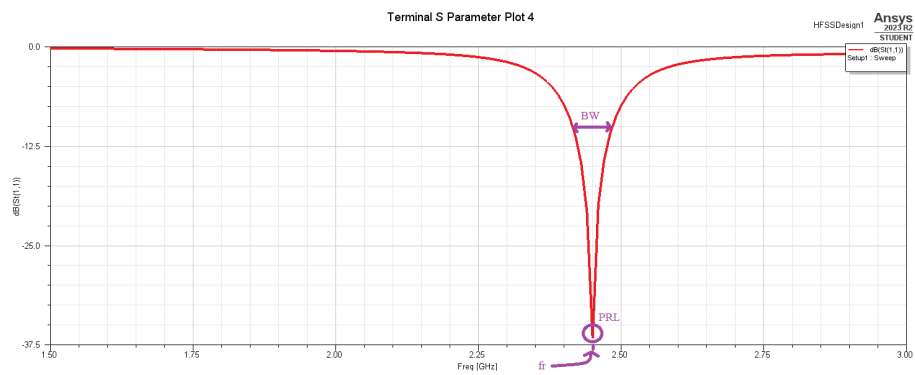


Figura 7: Parametros del S11.

1.3 Regiones de campo

Consideremos una antena que opera a una longitud de onda λ , cuya dimensión máxima es D . Sea r la distancia desde la antena hasta un punto de observación. El campo electromagnético creado por la antena se puede dividir en tres regiones:

- *Campo cercano reactivo*: $r < 0.62\sqrt{L^3/\lambda}$. En esta región, los campos reactivos predominan.
- *Campo lejano o región de Fraunhofer*: En esta región, la distribución angular del campo es independiente de r . La potencia fluye desde la fuente radialmente como ondas electromagnéticas transversales (TEM). Los campos decaen como r^{-1} y la densidad de potencia como r^{-2} . Para estar en esta región, deben cumplirse todas las siguientes condiciones:

$$r > 2D^2/\lambda \quad (26)$$

$$r \gg D \quad (27)$$

$$D \gg \lambda \quad (28)$$

Para antenas eléctricamente pequeñas, para las cuales D es comparable a λ , la condición de campo lejano se reduce a $r > 10\lambda$.

- *región de Fresnel*: Esta región se extiende entre el campo cercano reactivo y la región de Fraunhofer. Los campos radiativos predominan en esta región y la distribución angular del campo varía con r . Dependiendo de los valores de L y λ , esta región puede no existir.

Consideremos una antena transmisora y una antena receptora, separadas por una distancia R , de tal manera que cada antena se encuentre en la región de campo lejano de su contraparte. La ecuación de transmisión de Friis es una expresión que relaciona la potencia recibida con la potencia transmitida, considerando que el enlace ocurre en el espacio libre. De forma general, se da por

$$\frac{P_r}{P_t} = (1 - |\Gamma_t|^2)(1 - |\Gamma_r|^2)G_t(\theta_t, \phi_t)G_r(\theta_r, \phi_r)\frac{\lambda^2}{4\pi R^2}|\hat{\mathbf{p}}_t \cdot \hat{\mathbf{p}}_r|^2 \quad (29)$$

donde:

- P_r es la potencia recibida en la antena receptora.
- P_t es la potencia de entrada en los terminales de la antena transmisora.
- $G_t(\theta_t, \phi_t)$ es la ganancia de la antena transmisora en la dirección de transmisión.
- $G_r(\theta_r, \phi_r)$ es la ganancia de la antena receptora en la dirección de la radiación incidente.
- λ es la longitud de onda de la señal propagante.

- $\hat{\mathbf{p}}_r$ es el vector de polarización de la antena receptora.
- $\hat{\mathbf{p}}_t$ es el vector de polarización de la antena transmisora.

Si ambas antenas están adaptadas a sus respectivas líneas y la polarización está adaptada entre ellas, entonces la ecuación de Friis se convierte en

$$\boxed{\frac{P_r}{P_t} = G_t(\theta_t, \phi_t) G_r(\theta_r, \phi_r) \frac{\lambda^2}{4\pi R^2}} \quad (30)$$

1.4 Parámetros de antenas

1.4.1 Patrón de radiación

Un diagrama de radiación es una representación matemática o gráfica que describe cómo se distribuye el campo electromagnético de una antena en el espacio, generalmente expresado como una función de los ángulos θ y ϕ . Se mide en la región de campo lejano, donde la forma del patrón es consistente sin importar la distancia desde la antena. El patrón se puede caracterizar mediante varios parámetros, como la densidad de potencia radiada, intensidad, fuerza del campo, directividad, fase y polarización. Los tipos comunes de diagramas de radiación incluyen isotrópicos, omnidireccionales y direccionales. Los patrones isotrópicos, que irradian por igual en todas las direcciones, son teóricos e inalcanzables en la práctica. Las antenas omnidireccionales irradian por igual en todas las direcciones perpendiculares a un eje específico, mientras que las antenas direccionales concentran su radiación en una dirección particular.

Los patrones de radiación pueden representarse como patrones de potencia o patrones de campo, ambos mostrando la variación angular a una distancia dada de la antena. Estos patrones pueden representarse en 2D o 3D, con patrones 2D frecuentemente mostrados en formas polares o rectangulares. Para facilitar la visualización, los patrones pueden normalizarse en relación con su valor máximo y representarse en una escala lineal o logarítmica (dB). El patrón de radiación 3D normalizado se describe matemáticamente mediante la fórmula $F(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{P_{\max}}$, donde $P(\theta, \phi)$ representa la potencia radiada por unidad de ángulo sólido.

1.4.2 Directividad y Ganancia

La directividad $D(\theta, \phi)$ es una medida de cómo una antena enfoca su radiación en una dirección específica, comparado con una fuente isotrópica que radia igual en todas las direcciones. Es un valor adimensional y siempre es mayor o igual a 1. Si no se especifica una dirección, se asume la de máxima radiación.

La ganancia $G(\theta, \phi)$ es similar a la directividad, pero también incluye la eficiencia de la antena, considerando las pérdidas de potencia en los materiales del conductor y dieléctrico. Se calcula como la razón entre la intensidad de radiación en una dirección específica y la de una fuente isotrópica que radia la potencia total entregada a la antena. La relación entre ganancia y directividad es $G(\theta, \phi) = \eta D(\theta, \phi)$, donde η es la eficiencia de radiación. En una antena sin pérdidas, $G(\theta, \phi)$ es igual a $D(\theta, \phi)$.

1.4.3 Eficiencia de radiación

La eficiencia de radiación (η) de una antena es una medida de cuán efectivamente la antena convierte la potencia de entrada en potencia radiada. Este parámetro considera las pérdidas que ocurren dentro de la antena, específicamente en el conductor y en el dieléctrico, pero no incluye las pérdidas debidas al desacoplamiento entre la antena y el sistema al que está conectada.

Matemáticamente, la eficiencia de radiación se expresa como la razón entre la potencia radiada (P_{rad}) y la potencia total de entrada (P_{in}):

$$\eta = \frac{P_{\text{rad}}}{P_{\text{in}}}$$

1.4.4 Ancho de banda

El ancho de banda de una antena se define como el rango de frecuencias en el cual su desempeño cumple con un estándar específico respecto a ciertas características. Dado que los parámetros de una antena varían de manera diferente con la frecuencia, no existe una única forma de caracterizar el ancho de banda.

Existen dos tipos principales de ancho de banda: el ancho de banda de patrón y el ancho de banda de impedancia. El primero se relaciona con el nivel de ganancia, los lóbulos secundarios, el ancho de haz, la polarización y la dirección del haz. El segundo está asociado con la impedancia de entrada y la resistencia de radiación. Una definición común del ancho de banda de impedancia es el rango de frecuencias para las cuales el VSWR es menor que 2, o equivalentemente, $S_{11} < -10$ dB, lo que significa que menos del 10 % de la potencia es reflejada.

1.4.5 Polarización

La polarización de una antena en una dirección dada corresponde a la polarización de la onda plana que irradia en esa dirección. Esto se define independientemente del modo de operación de la antena.

La polarización se refiere a la trayectoria que sigue la punta del vector de campo eléctrico en el tiempo, y puede ser elíptica, circular o lineal, dependiendo de la magnitud y fase de los componentes del campo eléctrico. La polarización también afecta la recepción de señales: si la polarización de la antena no coincide con la de la onda incidente, se produce una pérdida de polarización, lo que reduce la cantidad de potencia que la antena puede extraer de la señal recibida.

1.5 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 microstrip 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.

Las ecuaciones para el diseño de la misma corresponden a:

$$W = \frac{1}{2f_r\sqrt{\mu_0\epsilon_0}}\sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (31)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{\frac{1}{2}} \quad (32)$$

$$L = \frac{c}{2f_r\sqrt{\epsilon_{eff}}} - (2)0.412h \frac{(\epsilon_{eff} + 0.300)(W/h + 0.264)}{(\epsilon_{eff} - 0.258)(W/h + 0.813)} \quad (33)$$

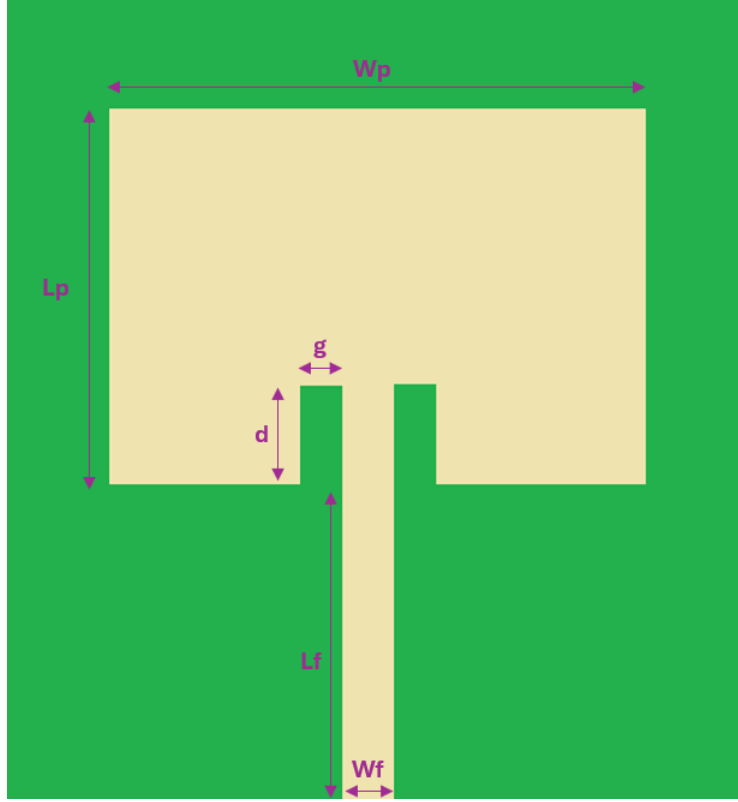


Figura 8: Inset-fed microstrip patch antenna parameters

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

$$d = 10^{-4} \left\{ 0.001699\epsilon_r^7 + 0.13761\epsilon_r^6 - 6.1783\epsilon_r^5 + 93.187\epsilon_r^4 - 682.69\epsilon_r^3 + 2.561.9\epsilon_r^2 - 4043\epsilon_r + 6697 \right\} \frac{L_p}{2} \quad (34)$$

El ancho del feed W_f esta dado por la ecuación:

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{reff}} \left(1.393 + \frac{W_f}{h} + \frac{2}{3} \ln \left(\frac{W_f}{h} + 1.444 \right) \right)} \quad (35)$$

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

1. Realizar las cuentas necesarias para una antena inset fed que resuene en 2.45 GHz con un sustrato FR4 de constante dieléctrica 4.8 y altura 1.6 mm .
2. Crear un nuevo proyecto en HFSS.
3. Construir la geometría de la antena de microstrip rectangular de tipo inset-fed.
4. Definir las condiciones de borde : las superficies conductoras deben ser asignadas como superficies de tipo perfect-E.
5. En la sección transversal de la línea de microstrip, al borde de la antena, definir la excitación del puerto.
6. Definir el sweep de frecuencias en el rango deseado y con la precisión deseada.
7. Definir el setup utilizando el modo "discrete" y con la opción "Save fields".
8. Definir la zona de radiación de campo lejano. Esto permite simular el comportamiento de la antena en un medio infinito, si bien el volumen de simulación es finito. Las condiciones de borde simulan un medio infinito.

3 Resultados de la antena en HFSS

1. Graficar el S_{11} : Obtener la frecuencia de resonancia, peak return loss y ancho de banda a -10 dB.
2. Graficar el patrón de radiación en 3D. Superponerlo sobre la geometría de la antena.
¿Que observaciones puede realizar sobre el patrón de radiación? ¿Que puede decir del Front-to-Back ratio?
3. Graficar el patrón de radiación en 2D y compararlo con el 3D.
4. Graficar el vector densidad de corriente superficial (en el patch) y su magnitud.
Realizar una animación para observar el comportamiento en el tiempo.
5. 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.
6. Graficar la ganancia y directividad.
¿Cuanto vale la eficiencia de la antena?
7. Verificar la polarización de la antena.
8. Verificar la ecuación de Friis.

4 Experimental

1. Calibrar el VNA (siguiendo los pasos de la guía).
2. Habilitar la opción para graficar la carta de Smith en el VNA.
3. Graficar la carta de Smith colocando un elemento capacitivo en la carga
¿Hacia donde se mueve el punto en la gráfica?
4. Graficar la carta de Smith colocando un elemento inductivo en la carga
¿Hacia donde se mueve el punto en la gráfica?
5. Graficar la carta de Smith colocando un elemento capacitivo en serie con uno inductivo en la carga
¿Hacia donde se mueve el punto en la gráfica? ¿Que pasaría si fuera un elemento inductivo en serie con uno capacitivo?
6. Poner un elemento resistivo en paralelo y ver que sucede.
7. Graficar el S11 de la antena.
¿Como se comporta la carta de Smith?
8. Medir ancho de banda, PRL y frecuencia de resonancia.
¿Cuanto es el ROE experimental?
9. Graficar la fase del S11.
Analizar los puntos a -10 dB y a la frecuencia de resonancia en el modulo del S11, la fase del S11 y la carta de Smith.
10. Conectar otra antena al puerto 2.
11. Graficar el S21
Analizar estos puntos en el S21.
12. Verificar que el valor de potencia descienda aproximadamente de manera cuadrática con la distancia.
¿Como verificaría la polarización y la eficiencia?