

Capítulo 1: Conceptos de Radiofrecuencia

1.1 Introducción a la propagación de RF

La comunicación por medio de radio frecuencias tiene lugar cuando una señal, en el rango de 30kHz a 300GHz, se propaga de transmisor a receptor. Entre estos últimos no siempre existe lo que se conoce como línea de vista o *LOS (line-of-sight)* y la señal sufre diversos efectos antes de llegar a su destino.

1.1.1 Comunicación multiruta y sus efectos

Se dice que hay línea de vista cuando no existen obstáculos entre transmisor y receptor en una ruta directa [1, 2, 4]. Al no existir *LOS*, la transmisión es de tipo multiruta. En una transmisión de este tipo la señal sufre efectos como difracción, refracción, reflexión y dispersión, los cuales provocan que la comunicación entre transmisor y receptor se complete por diferentes trayectorias [1, 2, 4].

La difracción ocurre cuando la señal cambia de dirección debido al borde de un obstáculo. A pesar de provocar pérdidas este fenómeno ayuda a la transmisión de la señal cuando no se tiene línea de vista. Por otro lado, la refracción también tiene como consecuencia el cambio de dirección; sin embargo, esta se da cuando la señal pasa de un medio a otro. La refracción se produce siempre y cuando los dos medios tengan un índice de refracción distinto. Siempre que existe refracción se produce otro fenómeno conocido como reflexión. Sin embargo, no siempre existe refracción cuando se da la reflexión. La reflexión de una señal se da cuando la señal choca con un objeto de dimensiones mucho mayores a las de la longitud de onda, lo que provoca que un porcentaje sea transmitido y otro sea reflejado. En el caso de conductores excelentes, la reflexión es total. Es decir, no se refracta la señal y por tanto las pérdidas son menores. La dispersión ocurre cuando la señal choca con objetos de dimensiones pequeñas pero numerosos entre si, como pueden ser arbustos y señalamientos. Al chocar la señal, ésta se refleja en varias direcciones y puede ser que se provoque un cambio en frecuencia y en la polarización de la onda electromagnética. La dispersión solamente se da cuando la señal choca con una superficie rugosa. En el caso de hacerlo con una superficie lisa, el fenómeno que tiene lugar es la

reflexión. Para saber si una superficie es lisa o rugosa se recurre al criterio de Rayleigh [1, 2, 4, 6].

La separación Δh entre dos superficies que reflejan la misma señal indica si la superficie es rugosa o no. Si esta separación es mayor a la existente entre la mayor y menor protuberancia de la superficie en análisis se dice que ésta es lisa, en caso contrario se dice que es rugosa. Para obtener el valor de Δh se utiliza la siguiente ecuación conocida como el límite de Rayleigh [4, 6]:

$$\Delta h = \frac{\lambda}{8 \sin \alpha} \quad \text{Ecuación 1.1}$$

donde α es el ángulo con el que choca la señal con el obstáculo, conocido como ángulo de incidencia.

Las diferentes señales provenientes de las distintas rutas no llegan al mismo tiempo y con la misma intensidad. Éstas sufren retrasos y atenuaciones que dependen en general de la longitud de la ruta tomada y del modo de propagación [1, 2, 4, 6].

Además de los efectos antes mencionados, existe otro particular de las modulaciones digitales. Este es la interferencia de símbolos o *ISI* por sus siglas en inglés *intersymbol interference*. Esto ocurre cuando un símbolo anterior al que se está recibiendo interfiere debido a una o más reflexiones. El retraso se debe a que la distancia recorrida por la onda reflejada es mayor que la recorrida por la onda transmitida [5, 6].

Es importante estudiar los efectos que sufre la señal que llega al receptor, ya que estos son los mismos que sufre la señal que recibe el *jammer* [6]. La relación señal-a-ruido *SNR* (*Signal-to-Noise Ratio*) es la encargada de determinar la calidad con la que llega una señal al receptor [1, 2, 4]. Es esta relación la más importante para determinar los efectos de un *jammer* sobre un sistema de comunicación. El ruido afecta al sistema de comunicación desde el momento que comienza el procesamiento de la señal en el transmisor hasta que

ésta se procesa en el receptor. Los efectos del ruido son de tipo aditivo y logran que decrezca la relación señal-a-ruido. Esto último representa una ventaja para el funcionamiento de un *jammer*, ya que dependiendo de que tan ruidosa sea la comunicación original será el desempeño exigido al *jammer* [6]. Por ejemplo, en caso de que el objetivo del *jammer* sea la generación de ruido aleatorio, la potencia de transmisión de este ruido será menor si la relación señal-a-ruido original no es muy buena.

1.1.2 Parámetros importantes

En el caso de la telefonía móvil es importante la medición de varios parámetros como la relación señal-a-ruido y la relación señal-a-interferencia. Además de las diferentes relaciones entre señales, existen otros puntos que se toman en cuenta para medir el desempeño de un sistema de comunicación inalámbrica. Entre los más importantes están: el *path loss*, el *rms multipath delay spread*, y el *doppler spread* [4, 6].

1.1.2.1 Path Loss

El promedio de la potencia P_R con que se recibe una señal, como función de la amplitud de la ruta tomada, está dado por [4, 6]:

$$P_R = \sum_{k=1}^L |\beta_k|^2 \quad \text{Ecuación 1.2}$$

donde β_k es la magnitud de la trayectoria o ruta y L es el número de trayectorias.

Este promedio es proporcional al inverso de la distancia entre el receptor y el transmisor r_0 elevado a una cierto factor de potencia ($P_R \propto r_0^{-\eta}$). Este factor η es llamado el exponente de *path loss*, el cual al ser multiplicado por diez da como resultado la pérdida de potencia en decibeles por década debido al aumento de la distancia. Valores típicos de η están entre 2 y 4, dependiendo del ambiente. En la propagación por el espacio libre el valor de η es 2. Esto significa que la potencia recibida decae con el inverso del cuadrado de la distancia entre el receptor y el emisor o en otras palabras, 20dB por década de distancia. Una manera sencilla de calcular el *path loss* está definida por la siguiente ecuación:

$$L_p(dB) = P_{TX}(dB) - P_{RX}(dB) \quad \text{Ecuación 1.2}$$

donde P_{TX} es la potencia transmitida, P_{RX} es la potencia recibida y L_p son las pérdidas ocasionadas por la trayectoria

Los factores que alteran el valor de las pérdidas por trayectoria en ambientes urbanos incluyen edificios, árboles, lagos, densidad de las construcciones, altura de estas últimas, etc.

1.1.2.2 Multipath Delay Spread

El *delay spread* es una medida estadística de los retrasos de tiempo de varias rutas o trayectorias. La potencia normalizada y promediada como función del retraso se conoce como espectro retrasado de potencia [2, 4, 6]. El *delay spread* se puede calcular usando el modelo de Turin para propagación en ambientes urbanos y está dado por [6]:

$$\tau_{rms} = \left[\frac{\sum_{k=1}^L (\tau_k - \bar{\tau})^2 \beta_k^2}{\sum_{k=1}^L \beta_k^2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad \text{Ecuación 1.3}$$

donde β_k y τ_k representan a la magnitud y el retraso excesivo de las rutas L respectivamente. $\bar{\tau}$ es el promedio del retraso excesivo y se calcula como [6]:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{k=1}^L \tau_k \beta_k^2}{\sum_{k=1}^L \beta_k^2} \quad \text{Ecuación 1.4}$$

En ambientes de interiores, el valor *rms* del *delay spread* medido a distancias de 100m está por debajo de los 100ns, mientras que en áreas exteriores es menos de 10μs a distancias de algunos kilómetros [1, 4, 6]. Como se mencionó anteriormente, el efecto

multiruta afecta al promedio de la potencia de la señal recibida, ésta fluctúa a medida que el receptor se acerca y/o aleja del transmisor. Esta fluctuación es causada por un efecto conocido como *shadowing* y se conoce como *shadow fading* [4, 6]. El efecto de *shadowing* ocurre cuando un móvil se coloca detrás de un obstáculo y experimenta una reducción en la potencia de la señal recibida. La diferencia de fase entre las distintas rutas causa que la amplitud de la señal cambie rápida y constantemente. A esta fluctuación se le conoce como *multipath fading* [6].

1.1.2.3 Doppler Spread

Cuando una señal es enviada entre un transmisor y un receptor y éste último se está moviendo a una determinada velocidad, existe un cambio en la frecuencia de la señal. Este fenómeno se conoce como *Doppler Shift* [4, 6]. La frecuencia cambia a razón de [6]:

$$f_D = \frac{v}{\lambda} \cos(\alpha) \quad \text{Ecuación 1.5}$$

donde α es el ángulo de la señal llegando al receptor en relación a la dirección del receptor, v es la velocidad y λ es la longitud de onda.

El máximo cambio ocurre cuando el receptor está acercando o alejando directamente h del transmisor, es decir, donde α es igual a ± 1 . Ese máximo cambio de frecuencia, f_m , está dado por:

$$f_m = \frac{v}{c} f_c \quad \text{Ecuación 1.6}$$

En la telefonía móvil es común que las señales lleguen al mismo tiempo pero con diferentes ángulos, lo que provoca que la relación entre amplitud y ángulos de fase cambie constantemente. La región en el espectro entre $-f_c - f_m$ y $-f_c + f_m$ es llamada *Doppler Spread*. La densidad $S(f)$ de esta parte del espectro se puede calcular como:

$$S(f) = \frac{1}{4\pi f_m} \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{(f - f_c)^2}{f_m^2}}} \quad \text{Ecuación 1.7}$$

Un efecto relacionado también con el movimiento del receptor es la pérdida de correlación entre fase y amplitud de las distintas rutas. El cambio en la correlación depende de la distancia recorrida. A distancias cortas las señales recibidas están altamente correlacionadas, pero esta correlación decae rápidamente a medida que el receptor se aleja del transmisor [6].

1.2 Modelos de propagación

Para poder predecir todos los efectos durante la transmisión de una señal se han propuesto diversos modelos o expresiones matemáticas. Estos modelos han sido desarrollados para cualquier tipo de ambiente. Desde aquellos donde hay línea de vista (*LOS Line-of-Sight*) hasta aquellos donde las comunicaciones son posibles sin línea de vista (*OLOS Out-of-Line-of-Sight*). Cuando existe *LOS* las variaciones son modeladas con una distribución de Rician o con una distribución logarítmica normal, mientras que en el caso de *OLOS* las variaciones se modelan con una distribución de Rayleigh. Una tercera distribución es más exacta que las dos anteriores. De hecho incluye ambas. Esta distribución es la Nakagami [1, 2, 4, 6].

Son varios los modelos usados para la telefonía móvil actualmente. Algunos de ellos son el modelo R^n , el modelo de propagación Egli, el modelo de propagación Nicholson y el modelo de propagación Longley-Rice. Sin embargo, los dos modelos clásicos y en los que se basan gran cantidad de modelos actuales son los modelos Okumura-Hata y Walfish-Ikegami [2, 4].

1.2.1 Modelo Okumura-Hata

Basado en el modelo Okumura, es el modelo más ampliamente usado en la planeación de redes de telefonía celular. Este modelo tiene como objetivo predecir los efectos de difracción, reflexión y dispersión ocasionados por las estructuras de la ciudad. Considerando que una ciudad puede ser densamente poblado o no, se consideran cuatro casos: áreas densamente urbanas, áreas urbanas, áreas suburbanas y área rurales [1, 15].

Cuando se habla de ciudades se presentan los dos primeros casos y se emplea la ecuación 1.8 para calcular la atenuación de la onda electromagnética cuando viaja de transmisor a receptor o *path loss* [15].

$$L_p(dB) = C_1 + C_2 \log(f) - 13.82 \log(h) - a(h_m) + [44.9 - 6.55 \log(h)] \log(d) + C_0 \quad \text{Ecuación 1.8}$$

Donde:

f = frecuencia en MHz

d = distancia entre la estación base y el móvil en km

h = altura efectiva de la antena de la estación base

h_m = altura de la antena del móvil

Urbano denso

$$a(h_m) = [1.1 \log(f) - 0.7] h_m - [1.56 \log(f) - 0.8]$$

$$C_0 = 0$$

Urbano

$$a(h_m) = 3.2 [\log(11.75 h_m)]^2 - 4.97$$

$$C_0 = 3$$

150MHz < f < 1000MHz 1500MHz < f < 2000MHz

$$C_1 = 69.55$$

$$C_1 = 46.33$$

$$C_2 = 26.16$$

$$C_2 = 33.9$$

1.2.2 Modelo ITU para interiores

No solamente se toman en cuenta los exteriores al momento de diseñar una red celular. Por ejemplo, al instalar micro o picocélulas al interior de un centro comercial donde el tráfico es elevado es importante modelar el comportamiento de la señal y las pérdidas que puede sufrir. Por esa razón es que existen modelos de propagación para interiores.

Uno de los más usados es el modelo ITU [1, 2].

Este modelo estima el *path loss* dentro de un cuarto o un área cerrada dentro de un edificio delimitado por paredes de cualquier material. Normalmente se aplica a frecuencias alrededor de 2.4GHz y menores; sin embargo, se ha probado con éxito en frecuencias cercanas a los 5.2GHz. La ecuación 1.9 muestra la forma de calcular el *path loss* empleando este modelo [1, 2].

$$L = 20 \log f + N \log d + P_f(n) - 28 \quad \text{Ecuación 1.9}$$

Donde:

L = path loss

f = es la frecuencia en MHz

d = la distancia entre transmisor y receptor en metros

N = el coeficiente de pérdidas por distancia

n = número de pisos entre transmisor y receptor

$P_f(n)$ = el factor de pérdidas por penetración entre pisos

El coeficiente de pérdidas por distancia se ha obtenido empíricamente y la tabla 1.1 muestra algunos valores.

Tabla 1.1 Coeficiente de pérdidas por distancia

Frecuencia	Área residencial	Área de oficina	Área comercial
900 MHz	N/A	33	20
1.2 GHz	N/A	32	22
1.3 GHz	N/A	32	22
1.8 GHz	28	30	22
4 GHz	N/A	28	22
5.2 GHz	N/A	31	N/A

El factor de pérdidas por penetración entre pisos es una constante empírica dependiente del número de pisos que las ondas necesitan penetrar para llegar a su destino. La tabla 1.2 muestra algunos valores de esta constante.

Tabla 1.2 Constantes por penetración entre pisos

Frecuencia	No. de pesos	Área residencial	Área de oficina	Área comercial
900 MHz	1	N/A	9	N/A
900 MHz	2	N/A	19	N/A
900MHz	3	N/A	24	N/A
1.8 GHz	N	4n	15+4(n-1)	6 + 3(n-1)
2.0 GHz	N	4n	15+4(n-1)	6 + 3(n-1)
5.2 GHz	1	N/A	16	N/A

Es importante destacar que la principal desventaja de este modelo es que no están contemplados todos los casos para obtener los valores de las constantes.

1.3 Introducción a la ingeniería de microondas

Los circuitos de microondas pueden ser divididos en dos grandes grupos; los circuitos activos y los circuitos pasivos. Los circuitos pasivos no agregan potencia a la señal que reciben y los circuitos activos pueden agregar potencia a la señal que reciben. Los circuitos pasivos incluyen desde elementos discretos como resistencias, inductancias y capacitancias hasta circuitos más complejos, tales como: filtros, divisores, acopladores y líneas de transmisión. Dentro de los circuitos que pueden ser tanto activos como pasivos, están las antenas, multiplexores y mezcladores. Los circuitos activos cubren dispositivos tales como: amplificadores, osciladores y moduladores [17].

1.3.1 Líneas de transmisión

Una línea de transmisión se define como un sistema metálico conductor que es usado para transferir energía eléctrica de un punto a otro. Siendo un poco más específicos, podemos decir que una línea de transmisión consiste de dos o más conductores separados por un dieléctrico. La propagación de energía a través de una línea de transmisión se da en forma de ondas electromagnéticas transversales, esto quiere decir que la dirección del desplazamiento es perpendicular a la dirección de propagación. Estas ondas se transmiten

principalmente en el dieléctrico que separa los dos conductores. Es por eso que una onda viaja a través del medio. Algunos tipos de líneas de transmisión son el cable coaxial, las guías de onda, el cable bipolar paralelo, el par trenzado, etc [14, 16, 17].

Cuando la línea de transmisión se usa para transmitir señales de baja frecuencia, su comportamiento es simple y predecible; sin embargo, cuando se usa para transmitir señales de alta frecuencia efectos como la dispersión y la disipación convierten al cable coaxial, al cable bipolar paralelo y al par trenzado en opciones imprácticas. Es por eso que se han construido alternativas para frecuencias por arriba de 500MHz, las líneas de transmisión planas [14, 17].

1.3.1.1 Líneas de transmisión planas

El trabajar con líneas de transmisión en circuito impreso no es algo nuevo. Este tipo de tecnología lleva tiempo siendo usada. Esto se debe a las grandes ventajas que ofrece, entre las que destacan el costo, lo ligero y compacto de los circuitos, el ancho de banda amplio que se puede manejar y las sencillas técnicas de fabricación [14, 17].

Las líneas de transmisión planas se componen de un dieléctrico con metalización en uno o ambos lados. Esta metalización es la que se varía al momento de construir circuitos pasivos, líneas de transmisión y circuitos de acoplamiento. Así mismo, es posible intercalar dispositivos activos. Es por eso que los circuitos complejos son baratos y compactos. Dentro de este tipo de líneas de transmisión la más común es la *microstrip* o microcinta; sin embargo, no es la única. También se encuentran las guías de onda coplanar, la línea de ranura (*slotline*) y la cinta coplanar. La Figura 1.1 muestra una breve descripción de esta familia de líneas de transmisión [14, 17].

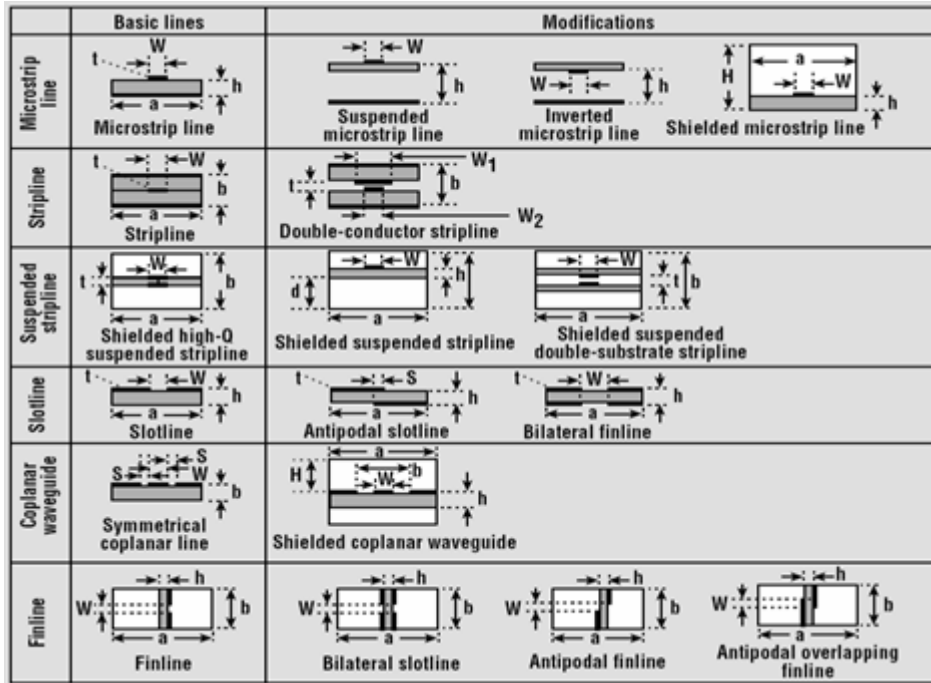


Figura 1.1. Líneas de transmisión planas [17].

Al trabajar con una línea de transmisión de este tipo lo primero que se debe hacer es seleccionar un dieléctrico. Esta selección es importante debido a la constante de permitividad particular de cada material. Las características de la línea estarán controladas por el ancho del conductor y los espacios en el plano dieléctrico [16].

Al diseñar una línea plana se debe determinar la impedancia característica y la permitividad efectiva. Ambas dependen de la frecuencia que se esté manejando [16]. Para hacer esto existen aproximaciones y programas que facilitan la tarea [23].

A pesar de ser similares, no todas las líneas planas son iguales. Existen parámetros que nos permiten comparar unas con otras. Algunos de ellos son el factor Q del circuito, la radiación y la dispersión. La tabla 1.3 muestra una comparación entre las líneas de esta familia.

Tabla 1.3 Comparación entre líneas de transmisión planas [17]

Línea de transmisión	Factor Q	Radiación	Dispersión	Rango de Impedancias	Montaje de chip
Microstrip	250 100 a 150	Baja Alta	Baja	20 a 120	Difícil en paralelo, fácil en serie
Stripline	400	Baja	Ninguna	25 a 250	Pobre
Stripline suspendida	500	Baja	Ninguna	40 a 150	Regular
Slotline	100	Media	Alta	60 a 200	Fácil para paralelo, difícil para serie
Guía de onda coplanar	150	Media	Baja	20 a 250	Fácil para serie y paralelo
Finline	500	Ninguna	Baja	100 a 400	Media

1.3.1.1.1 Línea coplanar

Se trata de una línea de ancho W que se encuentra separada del plano de tierra por una distancia G . Este tipo de línea tiene la ventaja de conectar componentes pasivos y activos en paralelo con la línea, sin necesidad de taladrar el sustrato. Este tipo de línea puede contener un tercer plano de tierra en la parte inferior del sustrato o puede no hacerlo; sin embargo, es necesario mencionar que en caso de contener el plano de tierra adicional las dimensiones cambiarán si se desea conservar la misma impedancia característica. La Figura 1.2 muestra las dimensiones que se consideran al momento de diseñar una línea coplanar con plano de tierra [17].

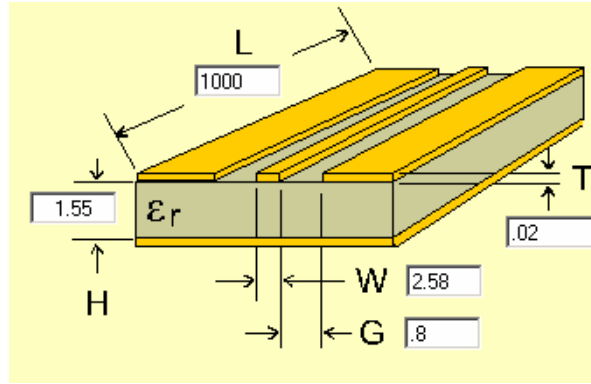


Figura 1.2. Línea coplanar [23]. L = Largo del sustrato, H = Altura del sustrato, T = Espesor del metal, W = Ancho de la línea de transmisión, G = Apertura entre plano de tierra y línea de transmisión

1.3.2 Redes de dos puertos

Cualquier sistema, dispositivo o circuito para el que se puedan definir “n” pares de terminales entre las cuales existe un voltaje se conoce como red de “n” puertos. Es así que un puerto se define como un par de terminales por las que entra o sale una señal [16, 22].

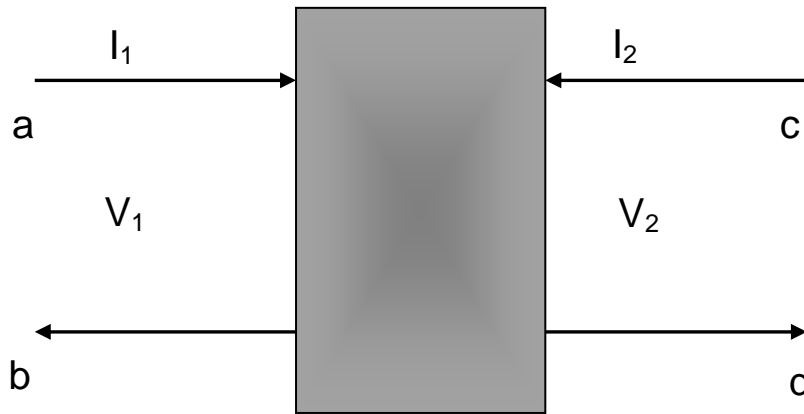


Figura 1.3 Red de dos puertos, donde I_1 es la corriente de entrada, I_2 es la corriente de salida, V_1 es el voltaje de entrada, V_2 es el voltaje de salida, a y b son las terminales en el puerto de entrada, c y d son las terminales en el puerto de salida.

Definir un circuito como una red de dos puertos facilita notablemente su análisis, ya que al conocer un solamente un grupo de parámetros como podrían ser voltajes o corrientes se pueden calcular los restantes. En la Figura 1.3 se muestra el esquema de este tipo de red. Existen distintos tipos de parámetros, destacan los de pequeña señal y los de dispersión o parámetros S. [22]

Entre los parámetros de pequeña señal se encuentran los de impedancia o Z, los de admitancia o Y, los híbridos o H, los de transmisión o T y los de transmisión inversa o ABCD. En la tabla 1.4 se describen brevemente estos parámetros.

Tabla 1.4 Parámetros de pequeña señal

Parámetros	Componentes	
Z	$Z_{11} = \left. \frac{V_1}{i_1} \right _{i_2=0}$	$Z_{12} = - \left. \frac{V_1}{i_2} \right _{i_1=0}$
	$Z_{21} = \left. \frac{V_2}{i_1} \right _{i_2=0}$	$Z_{22} = - \left. \frac{V_2}{i_2} \right _{i_1=0}$
Y	$Y_{11} = \left. \frac{i_1}{V_1} \right _{V_2=0}$	$Y_{12} = \left. \frac{i_1}{V_2} \right _{V_1=0}$
	$Y_{21} = - \left. \frac{i_2}{V_1} \right _{V_2=0}$	$Y_{22} = - \left. \frac{i_2}{V_2} \right _{V_1=0}$
H	$H_{11} = \left. \frac{V_1}{i_1} \right _{V_2=0}$	$H_{12} = \left. \frac{V_1}{V_2} \right _{i_1=0}$
	$H_{21} = - \left. \frac{i_2}{i_1} \right _{V_2=0}$	$H_{22} = - \left. \frac{i_2}{V_2} \right _{i_1=0}$
T	$T_{11} = \left. \frac{V_2}{V_1} \right _{i_1=0}$	$T_{12} = \left. \frac{V_2}{i_1} \right _{V_1=0}$
	$T_{21} = \left. \frac{i_2}{V_1} \right _{i_1=0}$	$T_{22} = \left. \frac{i_2}{i_1} \right _{V_1=0}$
ABCD	$A = \left. \frac{V_1}{V_2} \right _{i_2=0}$	$B = \left. \frac{V_1}{i_2} \right _{V_2=0}$
	$C = \left. \frac{i_1}{V_2} \right _{i_2=0}$	$D = \left. \frac{i_1}{i_2} \right _{V_2=0}$

Estos parámetros necesitan de un cortocircuito o un circuito abierto para poder calcularse. Sin embargo, al trabajar con altas frecuencias no es posible lograr esto. Lo

anterior se debe a que al aumentar la frecuencia de la señal, la condición necesaria para definir cada uno de los parámetros no se puede cumplir por limitaciones de manufactura [16]

Para el análisis de alta frecuencia se emplea lo que se conoce como parámetros de dispersión o parámetros S. Estos parámetros se basan en la reflexión y transmisión medidas en las terminales [16, 22].

Tabla 1.5 Parámetros de dispersión

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0}$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0}$$

En la Tabla 1.5 se muestra la manera de calcular estos parámetros. Para entender mejor estos cálculos podemos recurrir a la Figura 1.4, en ella se aprecia el significado de a y b. Se puede ver que las ondas hacia la red están representadas por a y las que salen por b. En otras palabras, a se refiere a la transmisión y b a la reflexión [16].

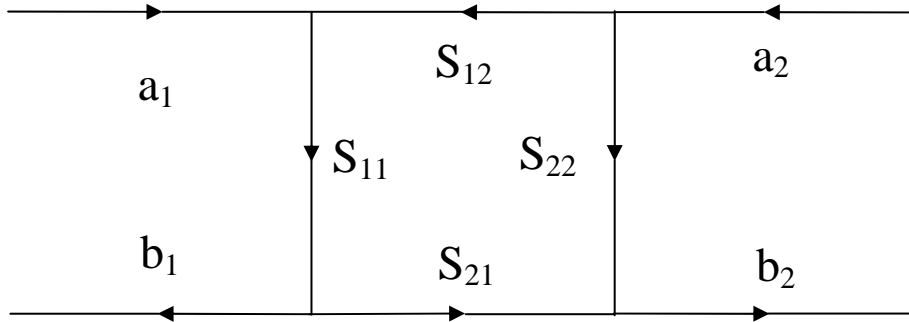


Figura 1.4 Parámetros S, donde a = ondas electromagnéticas que entran a la red, b = ondas electromagnéticas que salen de la red, S_{11} coeficiente de reflexión del voltaje del puerto de entrada, S_{12} = ganancia de voltaje invertida, S_{21} = ganancia del voltaje, S_{22} = coeficiente de reflexión del puerto de salida

Tanto la reflexión como la transmisión dependen de la impedancia característica de la línea y de la impedancia del puerto. El coeficiente de reflexión de la señal, Γ , se puede calcular usando la ecuación 1.10 [16].

$$\Gamma = \frac{Z_i - Z_0}{Z_i + Z_0}$$

Ecuación 1.10 Coeficiente de reflexión

donde Z_i representa la impedancia de la línea y Z_0 la del puerto. Se puede ver que el caso ideal, en el que ocurre una transmisión 100% exitosa sin pérdidas de energía es cuando estas dos impedancias son del mismo valor, es decir, cuando las cargas están acopladas.

1.4 Antenas

Una antena es un sistema conductor metálico capaz de radiar y capturar ondas electromagnéticas. Las antenas son usadas como interfaz entre un dispositivo guía y el espacio libre tanto para transmisión como para recepción. Cuando se está transmitiendo, se genera un campo electromagnético al momento de aplicarse un voltaje. En el caso de la recepción el proceso es el inverso; es decir, al momento de captar un campo electromagnético la antena genera como respuesta un voltaje [14, 16, 17, 22].

El tamaño de las antenas es muy importante. Éste está relacionado con la longitud de onda de la señal y es por lo general un submúltiplo exacto de ésta. Es por eso que a mayores frecuencias, el tamaño de la antena es menor, es decir, son inversamente proporcionales. Esto se puede ver en la ecuación 1.11. [14, 16, 22]

$$\lambda = \frac{v}{f} \text{ Ecuación 1.11}$$

donde λ es la longitud de onda, v es la velocidad de propagación y f es la frecuencia de operación. Una antena se puede representar por medio de su equivalente de Thevenin. Como se puede observar en la Figura 1.5 la fuente es un generador ideal, la línea de transmisión es una línea con impedancia Z_g , y la antena está formada por una carga Z_A ($Z_A = (R_L + R_r) + jX_A$). La resistencia R_L representa las pérdidas en el dieléctrico y la resistencia R_r es la resistencia de radiación. X_A es la parte imaginaria de la impedancia asociada a la radiación de la antena. [22]

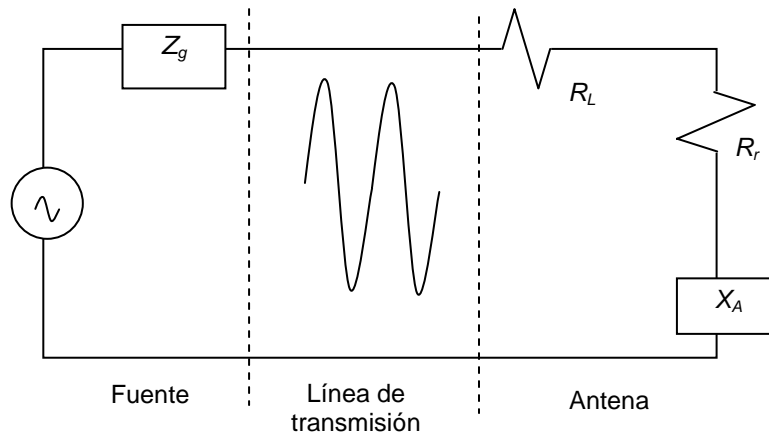


Figura 1.5 Modelo de una antena

1.4.1. Parámetros de antenas

Patrón de radiación, es una representación gráfica de las propiedades de radiación de una antena en función de las coordenadas espaciales [16, 22].

Potencia radiada, P_{rad} se determina con la integral del vector de Poynting en una superficie cerrada que envuelve totalmente a la antena. La ecuación 1.12 muestra el cálculo de la potencia radiada. [16]

$$P_{rad} = \oint S \cdot da \quad \text{Ecuación 1.12}$$

Eficiencia, es una forma de cuantificar las pérdidas de una antena. Se distinguen tres tipos: de reflexión, de conducción y del dieléctrico [14, 16, 22].

Ancho de banda, rango de frecuencias en el que opera correctamente la antena. El límite se determina por la caída a 3dB, es decir, cuando la energía radiada cae aproximadamente a la mitad de su valor máximo [14].

Directividad, se define como la relación entre la potencia radiada en la dirección de máxima radiación y la radiación total de la antena promediada a lo largo del área de la esfera [14, 22].

Ganancia, es la combinación de la eficiencia y la directividad. Una antena es un elemento pasivo por lo que no amplifica señales. La ganancia se expresa en dB [14].

Impedancia de entrada, Z_{in} , este parámetro se obtiene al relacionar inversamente el voltaje de entrada a la antena, E_i , y la corriente, I_i , que se produce en ésta como se observa en la ecuación 1.13 [22].

$$Z_{in} = \frac{E_i}{I_i} \text{ Ecuación 1.13}$$

El valor de la impedancia es complejo. Es por esto que depende de la frecuencia. Además, depende de la longitud y la resistencia de radiación de la antena.

Resistencia de radiación, es un componente ficticio encargado de representar la potencia radiada [16].

Anchura de haz, es un parámetro de radiación ligado a la ganancia. Es el intervalo angular dentro del cual la potencia relativa radiada por la antena es superior a la mitad de la ganancia [14].

Polarización, se refiere a la dirección de la perturbación. Puede ser elíptica (derecha, izquierda), circular (derecha, izquierda) o lineal (vertical, horizontal) [16].

1.4.2 Tipos de antena

Por su fabricación, las antenas se agrupan en 7 grupos principales [22]:

1. Lineales
2. De lazo
3. Helicoidales
4. De apertura
5. De parche o microstrip
6. De reflexión

7. Arreglos

En los últimos años el avance tecnológico ha volteado la mirada al desarrollo de las antenas de parche o de *microstrip* debido a las ventajas que éstas poseen.

1.4.2.1 Antenas de parche

Una antena de parche está formada por un material conductor que se adhiere sobre un dieléctrico. Las dimensiones y forma del metal determinarán las características de la antena. Pueden ser cuadradas, rectangular, dipolares, etc. Las ventajas y desventajas de este tipo de antenas se pueden ver en la Tabla 1.6 [16].

Tabla 1.6 Ventajas y desventajas de una antena de parche

Ventajas	Desventajas
Integrables al entorno	Factor de calidad alto
Gran número de aplicaciones	Ancho de banda reducido
Robustas	Baja eficiencia
Acoplación sencilla de impedancias	Reducida capacidad de barrido
Tamaño reducido	Pérdidas por ondas superficiales en el dieléctrico

1.4.2.1.1 Antena de parche rectangular

Este tipo de antena consiste en una delgada capa de material conductor adherida a un substrato dieléctrico colocado sobre un plano de tierra. Generalmente su busca un substrato con una permitividad entre 2.2 y 12; entre más bajo sea este valor mayor será eficiencia, el ancho de banda y el tamaño. Las antenas de parche permiten 3 métodos principales de alimentación:

1. Directa, cuando entra en contacto directo con el radiador.
2. Por apertura, una línea de transmisión se encuentra en la parte inferior de dos placas del substrato. En medio de ellas se encuentra el plano de tierra con una ranura que se localiza a una posición, que desemboca a la capa donde se encuentra el radiador. A través de esa ranura, la línea de alimentación se acopla electromagnéticamente al parche radiador.

3. Por proximidad, la línea de alimentación es la que se encuentra en la parte central de dos placas del dieléctrico. La capa inferior es el plano de tierra y la superior es el radiador. Se da también por acoplamiento electromagnético.

1.4.2.1.2 Antena *OMA*

La Figura 1.6 muestra una antena *OMA* (*Omnidirectional Planar Microstrip Antenna*) de 7 segmentos por sus dos caras. Las antenas *OMA* de n segmentos consisten en una serie de parches conectados entre si con el fin de aumentar las características de la antena. Son usadas en aplicaciones de IEEE802.11, donde la frecuencia está alrededor de 2.45GHz. Estas antenas tienen una impedancia muy aproximada de 50Ω y ganancias superiores a los 5dBi. Su construcción y reducido tamaño representan ventajas al momento de elegir una antena. Cada línea de la antena tiene una longitud L de la mitad de la longitud de onda. Los planos de tierra tienen un ancho, W_2 , n veces mayor que el de la línea, W_1 . El valor de esta n depende de las características propias del sustrato. El objetivo es que en cada segmento la línea de transmisión tenga una impedancia de 50Ω [22].

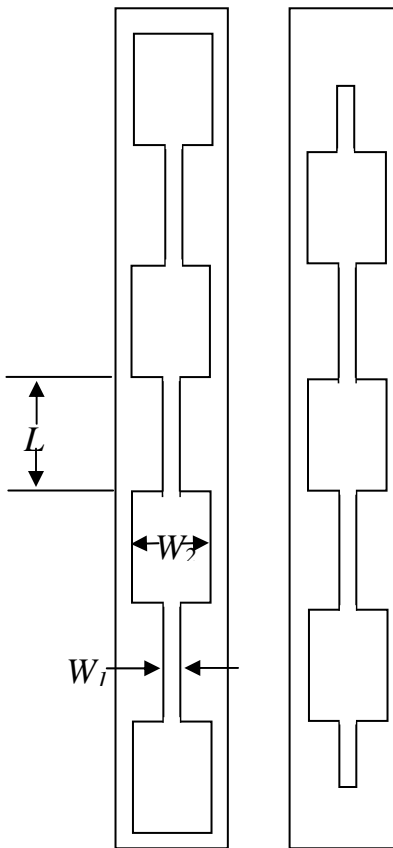


Figura 1.6 Antena *OMA* de 7 segmentos