



TABLA DE CONTENIDO

INTRODUCCIÓN	3
1. CONCEPTOS	4
1.1 EL DECIBEL	4
1.2 COMUNICACIONES DIGITALES	10
1.3 CAPACIDAD DE LOS SISTEMA DE COMUNICACIÓN DIGITAL	16
1.4 ANÁLISIS DE ERRORES EN SISTEMAS DE COMUNICACIÓN DIGITAL	22
1.5 ESPECTRO RADIOELÉCTRICO	26
1.6 EQUIPOS DE ANÁLISIS ESPECTRAL	28
1.7 REFERENCIAS	33
2. ANTENAS Y MICROONDAS	34
2.1 HISTORIA	34
2.2 ¿QUÉ ES UNA ANTENA ?	38
2.3 ¿CÓMO FUNCIONA UNA ANTENA ?	38
2.4 PARÁMETROS DE LAS ANTENAS	41
2.5 TIPOS DE ANTENAS	56
2.6 ESTRUCTURAS DE SOPORTE	74
2.7 MICROONDAS	75
2.8 CABLES	79
2.9 CONECTORES	80
2.10 REFERENCIAS	82
3. PROPAGACIÓN DE SEÑALES DE RADIO	83
3.1 FENÓMENOS ASOCIADOS	83
3.2 FENÓMENOS ÓPTICOS DE PROPAGACIÓN	88
3.3 ZONAS	89
3.4 MODELO BÁSICO DE PROPAGACIÓN	91
3.5 REFERENCIAS	99
4. SISTEMAS SATELITALES	100
4.1 RESEÑA HISTÓRICA	100
4.2 SATÉLITES ORBITALES	102
4.3 SATÉLITES GEOESTACIONARIOS	103
4.4 PATRONES ORBITALES	103
4.5 ÁNGULOS DE VISTA	106
4.6 ESTRUCTURA DEL SATÉLITE, ESPACIAMIENTO Y ASIGNACIÓN DE FRECUENCIAS	109
4.7 PATRONES DE RADIACIÓN: HUELLAS	110
4.8 MODELOS DEL ENLACE	112
4.9 PARÁMETROS DEL SISTEMA SATELITAL	115
4.10 ECUACIÓN DE ENLACE	118
4.11 REFERENCIAS	120
5. DISEÑO DE RADIO ENLACES	121
5.1 INFORMACIÓN GEOGRÁFICA	121
5.2 DISTANCIA ENTRE DOS PUNTOS DE LA TIERRA	123
5.3 CARTOGRAFÍA COLOMBIANA	126

5.4	HERRAMIENTAS DE PLANIFICACIÓN INALÁMBRICA	130
5.5	CÁLCULOS DEL RADIO ENLACE	131
5.6	FACTORES QUE AFECTAN EL DESEMPEÑO DEL ENLACE	135
5.7	POLÍTICAS Y REGULACIÓN	5.7
5.8	TECNOLOGIAS INALAMBRICAS	140
5.9	PROTECCIÓN CONTRA DESCARGAS (LIGHTNING ARRESTOR)	141
5.10	PROTECCIÓN CONTRA RAYOS	141
5.11	RADIOS COMERCIALES	145
5.12	REFERENCIAS	146
6.	ANEXOS	147



Si Guillermo Marconi viviera, probablemente estaría muy feliz al ver que en el escenario actual de las telecomunicaciones, las tecnologías inalámbricas, tienen un lugar importante y que sus perspectivas en el corto, mediano y largo plazo son enormes. Hoy se puede afirmar con toda seguridad, que los pasos más importantes para llegar a un mundo completamente inalámbrico ya se han dado.

El crecimiento acelerado de las tecnologías de radiocomunicación en los últimos diez años ha permitido que en la actualidad se cuente con una gran cantidad de servicios inalámbricos, algunos de uso común como es la telefonía móvil y los teléfonos inalámbricos, otros en desarrollo como las redes de sensores (ZigBee) 802.15.3, los sistemas inalámbricos de banda ancha (WI-MAX) 802.16/16e, las tecnologías (Ultra Wide Band) 802.15 y MIMO 802.11n, entre otras.

Esta tendencia global exige a las organizaciones migrar sus sistemas y aprovechar sus ventajas para mejorar la calidad y productividad en sus servicios y productos.

En Colombia, se vienen adoptando programas para la masificación de los servicios de comunicación a través del Ministerio de Comunicaciones con los programas Compartel, Agenda de Conectividad y Computadores para Educar. Se han adjudicado las licencias de operación de los servicios de banda ancha inalámbrica y en ciudades como Bucaramanga, Calí y Bogotá ya se están comercializando los primeros servicios de acceso banda ancha inalámbrico mediante la tecnología Wi-Max.

Toda esta dinámica y crecimiento, tanto de la oferta, como en la demanda, deja ver que existe una gran necesidad de personal calificado para el diagnóstico, diseño y puesta en servicio de sistemas de radiocomunicación.

Este módulo aborda algunos temas que permiten al estudiante tener una visión amplia de los fenómenos, procesos, equipos, herramientas y metodologías involucradas en el diseño de un radio enlace desde un enfoque práctico. El curso está estructurado en cinco capítulos: CONCEPTOS, ANTENAS Y MICROONDAS, PROPAGACIÓN DE SEÑALES DE RADIO, SISTEMAS SATELITALES y un último capítulo de DISEÑO DE RADIO ENLACES. Se incluye además un anexo con información técnica como hojas de datos, extractos de catálogos y notas de aplicación que sirven de soporte a los capítulos.

Si bien, los temas abordados son bastante amplios y requieren una mayor profundización para lograr un grado de experticia, el propósito del curso es servir de introducción y generar inquietudes alrededor de cada uno de los temas estudiados.

1. CONCEPTOS

1.1 EL DECIBEL

El decibel es una unidad de medida que surgió de las investigaciones realizadas por el científico inglés Alexander Graham Bell (1847-1922) quien se interesó durante toda su vida por el funcionamiento del oído y el estudio de las ondas sonoras y a quien se le atribuye la invención del teléfono y diversos aparatos para sordos.

Actualmente las autoridades ambientales controlan la contaminación auditiva realizando mediciones de las intensidades presentes en diversos lugares como son algunos ambientes industriales, donde resulta importante el uso de implementos de protección auditiva. En la *tabla 1.1* se presentan los niveles en dB de algunas fuentes sonoras.

Tabla 1.1 Intensidad de algunas fuentes sonoras

Fuente de sonido	β [dB]
Proximidad de una aeronave de propulsión a chorro	150
Martillo neumático, ametralladora	130
Sirena, concierto de música moderna	120
Ferrocarril subterráneo, segadora de potencia	100
Tránsito pesado	80
Aspiradora	70
Conversación normal	50
Zumbido de un mosquito	40
Susurro	30
Crujido de hojas	10
Umbral de audibilidad	0

Fuente: Física, Raymond A Serway

Estas medidas se realizan considerando el umbral de audibilidad como intensidad sonora de referencia el cual corresponde a 10^{-12} [W/m²]. El umbral de dolor corresponde a 120 dB o 1 [W/m²].

$$\beta = 10 \text{Log}_{10} \left(\frac{I}{I_0} \right)$$

El decibel es una unidad de gran aplicación en sistemas de comunicación, muy importante para interpretar información técnica, realizar diseños y leer instrumentos. Por ejemplo, una estación base que emite 80 W de potencia y un teléfono móvil recibe solamente 0.000 000 002 W, lo cual corresponde al 0.000 000 002 5% de la potencia transmitida por la estación.

Los cálculos en estas unidades serían muy confusos, si se emplean los dB se puede decir que los 80 W corresponden a +49 dB y que la potencia recibida por el móvil es de -57 dBm, con una diferencia de +49 dBm -(-57 dBm)= 106 dBm.

Para estos casos, el decibel se utiliza considerando que las intensidades corresponden a potencias medidas en Watts. En este caso la expresión es:

$$dB = 10 \log_{10} \left[\frac{P_{out}}{P_{in}} \right]$$

Donde la potencia se puede expresar en términos de voltajes o corrientes, utilizando la relación $P = V^2/Z$ se obtiene la siguiente expresión:

$$dB = 10 \text{Log}_{10} \left(\frac{\frac{V_2^2}{Z_2}}{\frac{V_1^2}{Z_1}} \right)$$

Cuando las impedancias son iguales, $Z_1 = Z_2$.

$$dB = 10 \text{Log}_{10} \left(\frac{V_2^2}{V_1^2} \right)$$

Utilizando las propiedades de los logaritmos, la expresión queda:

$$dB = 20 \text{Log}_{10} \left(\frac{V_2}{V_1} \right)$$

Si las impedancias difieren: $Z_1 \neq Z_2$

$$dB = 10 \log_{10} \frac{Z_1}{Z_2} + 20 \log_{10} \frac{V_2}{V_1}$$

Suponiendo $Z_1 = 10 \text{ k}\Omega$ y $Z_2 = 50 \Omega$ se llega a :

$$dB = 10 \log_{10} \frac{10 \text{K}\Omega}{50 \Omega} + 20 \log_{10} \frac{V_2}{V_1}$$

$$dB = 23 + 20 \log_{10} \frac{V_2}{V_1}$$

Es importante considerar las impedancias tanto de salida como de entrada, porque el no hacerlo ocasiona diferencias considerables en la medida en decibeles.

Conversión de % de voltaje a decibeles y viceversa

Un valor en porcentaje convertido a decibeles:

$$a = 20 \cdot \text{Log}_{10} \frac{x}{100} \cdot dB$$

Ejemplo:

Asuma que el voltaje de salida de un circuito de dos puertos es igual al 3% del voltaje de entrada. ¿Cuál es la atenuación en dB ?

$$A = 20 \cdot \text{Log}_{10} \frac{3}{100} \text{dB} = -30.46 \text{dB}$$

Para convertir un valor en decibeles A porcentaje:

$$x = 100\% \cdot 10^{\frac{A}{20}}$$

Ejemplo:

Calcule el voltaje de salida de un atenuador de 3dB como un porcentaje del voltaje de entrada.

$$x = 100\% \cdot 10^{\frac{-3}{20}} = 70.8\%$$

El voltaje de salida del atenuador de 3dB, es igual al 71% del voltaje de entrada.

Conversión de % de potencia a decibeles y viceversa

$$a = 10 \cdot \text{Log}_{10} \frac{x}{100} \text{dB}$$

Ejemplo:

Si la potencia de salida de un circuito de dos puertos es igual al 3% de la potencia de entrada. Cuál es la atenuación en dB ?.

$$3\% \cdot P = 0.003 \cdot P$$

$$a = 10 \cdot \text{log}_{10} \frac{3}{100} \text{dB} = -15.23 \text{dB}$$

Para convertir un valor en decibeles a porcentaje

$$x = 100\% \cdot 10^{\frac{A}{10}}$$

Ejemplo:

Calcule la potencia de salida de un atenuador de 3dB como porcentaje de la potencia de entrada.

$$x = 100\% \cdot 10^{\frac{-3}{10}} = 50.1\%$$

La salida de un atenuador de 3 dB es la mitad de la potencia de entrada.

Sumando valores de potencia en decibeles

30 dBm + 30dBm = 60dB ? Claro que no !

Si se convierten estos niveles de potencia a vatios es claro que $1W + 1W = 2W$, lo cual corresponde a 33dBm no a 60 dBm (1000 W).

Los niveles de potencia son valores logarítmicos y debe hacerse una conversión de unidades de manera que la adición se realice en valores lineales.

Ejemplo:

Se desean sumar tres valores de potencia, $P_1 = 0dBm$, $P_2 = +3dBm$ y $P_3 = -6dBm$, cual es la potencia total ?.

$$P_1 = 10^{\frac{0}{10}} = 1mW$$

$$P_2 = 10^{\frac{3}{10}} = 2mW$$

$$P_3 = 10^{\frac{-6}{10}} = 0.25mW$$

$$P = P_1 + P_2 + P_3 = 3.25mW$$

Convirtiendo este valor a dB se tiene:

$$P = 10 \cdot \text{Log}_{10} \left[\frac{3.25mW}{1mW} \right] dBm = 5.12dBm$$

La potencia total es 5.12 dBm

Existe una diferencia de 30 dB en las medidas realizadas en dB y el dBm, lo cual resulta claro si se realiza el calculo.

$$dB = 10 \text{Log}_{10}(P)$$

$$dBm = 10 \text{Log}_{10} \left(\frac{P}{1mW} \right) = 10 \text{Log}_{10} \left(\frac{P}{1 \times 10^{-3}} \right)$$

$$dBm = 10 \left[\text{Log}_{10}(P) - \text{Log}_{10}(1 \times 10^{-3}) \right]$$

$$dBm = 10 \text{Log}_{10}(P) - 10 \text{Log}_{10}(1 \times 10^{-3})$$

$$dBm = dB - 10 \cdot (-3) \cdot \text{Log}_{10}(1)$$

$$dbm = dB + 30$$

Lo cual se puede observar claramente en las figura 1.1

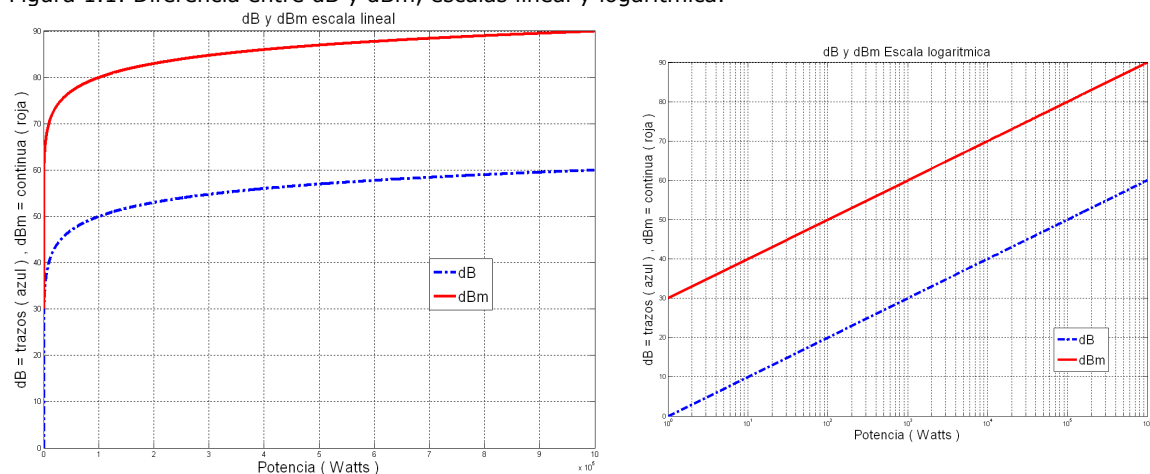
Es muy frecuente que las medidas en decibeles se expresen referidas a alguna constante. En la *tabla 1.2* se encuentran las unidades más utilizadas en Comunicaciones.

Tabla 1.2. Unidades en dB

Unidad	Descripción
dBm	Decibel calculado usando como referencia 1mW, es una medida típica para especificaciones de entradas y salidas de audio. Esta medida es también utilizada en Transmisiones ópticas de baja potencia.
dBm(600)	Es la referencia estándar para niveles de audio definida por la medida de 1mW medido respecto a una carga de 600-Ω. Utilizada con frecuencia en emisiones y aplicaciones de audio profesionales, es además un estándar común en telefonía. También se conoce como dBu . En este caso se utiliza una referencia a 0.775 V.
dBm(50)	Definida por la medida de 1mW medido respecto a una carga de 50-Ω. Esta medida es usualmente utilizada en sistemas transmisores receptores de radiofrecuencia.
dBm(75)	Definida por la medida de 1mW medido respecto a una carga de 75-Ω.
dBmW	Forma genérica para la referencia a 1mW, también escrita como dBm. Este termino hace referencia a una carga de referencia, dependiendo de la aplicación.
dBW	Una forma común para referirse a la amplificación de potencia, relativa a una referencia de 1W (Generalmente a 50 Ω). Aplicaciones típicas se encuentran en amplificadores de potencia en radiofrecuencia. Y en amplificadores de audio de alta potencia.
dBμV	Una forma común para especificar niveles de entrada para receptores de radiofrecuencia. Se conoce como decibel-microvoltio, donde $1\mu V = 1 \times 10^{-6} V$.
dBV	Valor de decibel obtenido con respecto a 1V.
dBV_{RMS}	Una medida de decibel relativa a $1 V_{RMS}$, donde $0dB = 1V_{RMS}$. Este valor es algunas veces utilizado para definir medidas en análisis de transformada de Fourier.
dB/bit	Es un termino común utilizado para especificar el rango dinámico o resolución en modulaciones por codificación de pulsos (PCM). Esta referencia se define por $20/\text{Log}(2)/\text{bit} = 6.02 \text{ dB/bit}$.
dBi	Decibel isotrópico, o ganancia relativa respecto a un radiador isotropico. Es usado para definir la ganancia de una antena.
dBd	Potencia radiada por un dipolo de media longitud de onda. La ganancia de una antena corresponde a : $0dBd = 2.15 \text{ dBi}$
dB/Hz	Relativo a la potencia de ruido en un ancho de banda de 1Hz. Utilizado con frecuencia en comunicaciones digitales y en la definición de intensidad relativa de ruido (RIN) en Láser. Para un sistema láser, esta es una medida eléctrica, no óptica. Una medida típica para un láser semiconductor es -150dB/Hz.
dBmV	Estándar de Televisión por cable, utiliza una referencia de 1mV a través de una carga de 75 Ω.

Fuentes: Adaptado de "Modern Electronic Communication", Gary M. Miller. Séptima edición – Analog Communications –Instrumentation, student manual, LabVolt.

Figura 1.1. Diferencia entre dB y dBm, escalas lineal y logarítmica.



Fuente: Autor

El uso de escalas en logarítmicas o semi-logarítmicas permite que se puedan observar más claramente las diferencias para valores pequeños de la escala, donde en las escalas lineales es imposible observar los detalles, como se puede apreciar en la *figura 1.1*. Esto resulta importante en las lecturas de instrumentos de medida como el analizador de espectros.

Si se realiza una medida en dBm para una carga de 50 Ω entonces se tiene que:

$$dBm = 10\text{Log}_{10}\left[\frac{V^2}{Z} \frac{1}{1mW}\right] = 20\text{Log}_{10}V + 10\text{Log}_{10}\frac{1}{50 \cdot 10^{-3}} = 20\text{Log}_{10}V + 13$$

Tabla 1.3. Ejemplos de conversiones de algunos valores de dBm a otras referencias

dBm	Voltaje equivalente 600 Ω	Voltaje equivalente 75 Ω	Voltaje equivalente 50 Ω	Watts	dBW
30	24.508	8.665	7.071	1	0
20	7.750	2.740	2.236	1x10 ⁻¹	-10
15	4.358	1.541	1.257	3.16x10 ⁻²	-15
10	2.451	0.866	0.7071	1x10 ⁻²	-20
6	1.546	0.547	0.4461	3.98x10 ⁻³	-24
2	0.976	0.345	0.2815	1.58x10 ⁻³	-28
0	0.775	0.274	0.223	1x10 ⁻³	-30
-2	0.616	0.218	0.1776	6.31x10 ⁻⁴	-32
-6	0.388	0.137	0.1121	2.51x10 ⁻⁴	-36
-10	0.245	86.65 mV	70.7 mV	1x10 ⁻⁴	-40
-15	0.138	48.72 mV	39.8 mV	3.16x10 ⁻⁵	-45
-20	77.5 mV	27.40 mV	22.4 mV	1x10 ⁻⁵	-50

Fuente: Modern Electronic Communication, Gary M. Miller. Séptima edición

Ejemplo:

Demostrar que el voltaje medido en una carga de 600 Ω para un nivel de 0 dBm es de 0.775 V.

$$dB = 10\text{Log}_{10}\left(\frac{P_2}{P_1}\right) \text{ donde } P_2 = \frac{V_2^2}{600} \text{ y } P_1 = 0.001[W]$$

$$0dBm = 10\text{Log}_{10}\left(\frac{\frac{V_2^2}{600}}{0.001}\right)$$

$$\log_{10}^{-1}(0dBm) = \frac{V_2^2}{0.001}$$

$$0.6 = V_2^2$$

$V_2 = 0.77459$ Como se puede observar en la tabla.

Para realizar la conversión a dBm(600) se tiene entonces:

$$dBm(600) = 20 \text{Log}_{10} \left(\frac{V_2}{0.775} \right)$$

Lo cual indica que la medida se hace usando 1mW de referencia respecto a una carga de 600 Ω .

Para los casos de dBm(75) y dBm(50) se tiene entonces que:

$$V = \sqrt{PR} = \sqrt{(0.001)(75)} = 0.274 \text{ y } \sqrt{(0.001)(50)} = 0.2236$$

$$dBm(75) = 20 \text{Log}_{10} \left(\frac{V_2}{0.274} \right) \quad dBm(50) = 20 \text{Log}_{10} \left(\frac{V_2}{0.2236} \right)$$

Medidas de intensidad de campos:

El analizador de espectro es usualmente calibrado en dBm por lo que es requerida una conversión a voltaje para interpretar la medida de campo eléctrico. Para leer en dB μ V (dB referida a 1 μ V) simplemente se suma 107 dB a la lectura en dBm.

Ejemplo: dB μ V = dBm + 107 dB (sistema de 50 Ω)

$$E = 20 \cdot \log \left[\frac{E/(V/m)}{1/(V/m)} \right] dB(V/m)$$

$$E = 20 \cdot \log \left[\frac{E/(\mu V/m)}{1/(\mu V/m)} \right] dB(\mu V/m)$$

De donde se obtiene:

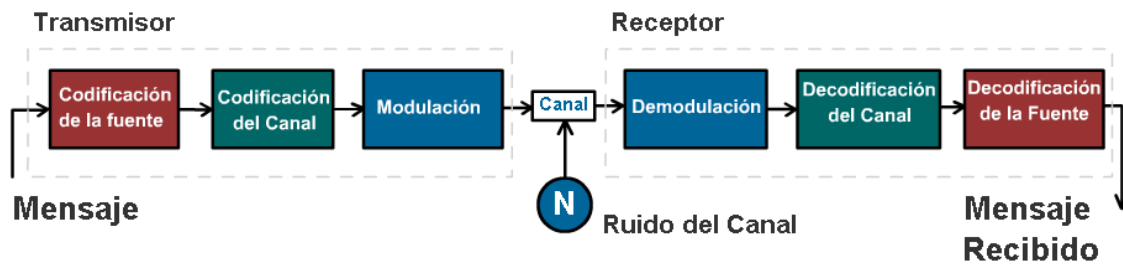
$$E / dB(\mu V/m) = E / dB(V/m) + 120dB$$

Existen varias herramientas para cálculos en dB disponibles en Internet, ver [11],[12],[14], que pueden resultar útiles en algún momento.

1.2 COMUNICACIONES DIGITALES

Los sistemas de comunicación digital se pueden representar mediante un diagrama de bloques como se muestra en la *figura 1.2* Cada una cumple con una tarea muy importante en el proceso de lograr una comunicación exitosa. El mejoramiento de estas etapas, es un reto continuo para los diseñadores, así como la forma de aprovechar los diversos tipos de canales y lograr que las transmisiones ocupen menos ancho de banda. Una de las formas encontradas y en las que se invierten grandes esfuerzos es en el desarrollo de técnicas de codificación y compresión de datos.

Figura 1.2. Diagrama de bloques de un sistema de comunicación digital



Fuente: Autor

A continuación se presenta una breve descripción de cada una de las etapas:

Codificación de la fuente: En esta etapa el mensaje se convierte a una señal digital y se codifica mediante códigos de línea como NRZ, AMI, Manchester.

Codificación del canal : A la cadena de bits se le agrega información extra que permite detectar o corregir errores en la comunicación.

Modulación: Los bits codificados se convierten a señales analógicas donde se altera la amplitud, la fase o la frecuencia de una señal portadora. Esta señal modulada se inyecta al canal de comunicación.

Canal: medio por el cual se transporta la información, puede ser guiado como el caso de los cables o la fibra óptica o no guiado como el aire, el agua y el vacío. Cuando la señal viaja por estos medios puede verse afectada por diversas fuentes de ruido.

Ruido: puede surgir de muchas fuentes, como el espacio, el encendido de equipos eléctricos, fenómenos naturales como rayos o tormentas o los efectos de la temperatura en el funcionamiento de los dispositivos semiconductores.

Demodulación: En esta etapa se reciben las señales provenientes del canal de comunicación, se recibe tanto el mensaje como el ruido. El demodulador convierte las señales analógicas recibidas en señales digitales.

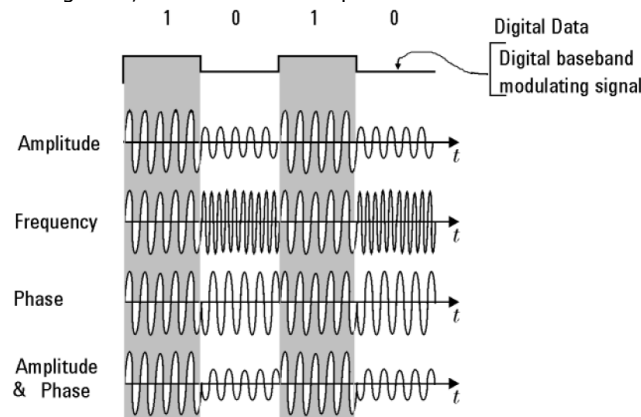
Decodificación del Canal: Aquí los bits recibidos se analizan y se comprueba que no existan errores en la comunicación. Se retiran los bits de codificación y se dejan solo los datos. Estos procesos pueden ser implementados tanto por software como por hardware.

Decodificación de la fuente: Los datos recuperados en la etapa anterior se transforman en el formato adecuado para su interpretación.

1.2.1 Modulaciones digitales

Modulación digital es un concepto utilizado en sistemas de comunicaciones terrestres y satelitales, en los cuales los estados digitales, unos o ceros, son representados por variaciones de la amplitud, la frecuencia y/o la fase de una señal portadora. En una modulación digital la señal base es digital. La señal mensaje puede ser analógica, como la voz, pero se convierte a una cadena de unos y ceros antes de pasar por el modulador.

Figura 1.3. Modulaciones digitales, señales en el tiempo.



Fuente: Vector Signal Análisis, Application note 150-15, Agilent Technologies.

En la *figura 1.3* se observa la forma como se alteran los parámetros de la señal portadora, obteniéndose la modulación digital en amplitud (ASK), la modulación digital en frecuencia (FSK), en fase (PSK) y en amplitud y fase (QAM). De cada una de ellas pueden existir diversas variantes, en la *tabla 1.4* se encuentran las modulaciones más utilizadas en los sistemas de comunicación de la actualidad.

Tabla 1.4. Tipos de Modulaciones digitales

Formato	Modulación
PSK	BPSK
	QPSK
	8PSK
	DQPSK
	Pi/4 DQPSK
	D8PSK
	Offset QPSK
FSK	FSK 2,4,8
MSK	MSK
QAM	16,32,64,128,256
DVB QAM	16,32,64,128,256
EDGE	EDGE

Las aplicaciones de las comunicaciones digitales son muy diversas, en la *tabla 1.5* se hace una clasificación de los tipos de modulación digital y sus aplicaciones.

Tabla 1.5. Aplicaciones de las modulaciones digitales

Modulación	Aplicación
MSK,GMSK	GSM, CDPD
BPSK	Cable módems, Telemetría espacial
QPSK, Pi/4 DQPSK	Satelites,CDMA, NADC,TETRA,PHS,PDC, LDMS, DVDB-S, cable modems, TFTS,APCO25
OQPSK	CDMA, Satelites
8PSK	Satelite, aviación, pilotos de telemetría para monitorear sistemas de video de banda ancha.
FSK, GFSK	DECT, AMPS, CT2,ERMES, sistemas móviles terrenos, seguridad publica.
2FSK	Bluetooth
QAM	ADSL
16 QAM	Radio digital de microondas, modems, DVB-C, DVB-T
32 QAM	Microondas terrestres, DVB-T
64 QAM	DVB-C, modems, MMDS
256 QAM	Modems, DVB-C (Europa), video digital (USA)

Fuente: Vector Signal Análisis, Application note 150-15, Agilent Technologies.

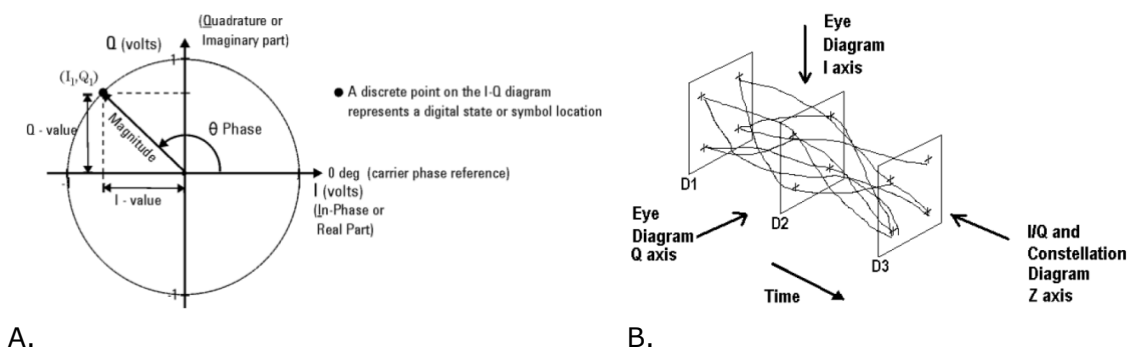
1.2.2 Análisis de las modulaciones digitales

Constelación y diagrama I/Q

El diagrama vectorial, conocido en las modulaciones digitales como diagrama I/Q, permite observar el comportamiento de la señal bandabase. Un vector dibujado desde el origen a un punto sobre el diagrama vectorial corresponde a la potencia instantánea, como se puede observar en la *figura 1.4*.

La fase y la magnitud de una portadora modulada pueden representarse en coordenadas polares o rectangulares como un punto en el plano I/Q (*figura 1.4*). Donde I representa la componente en fase y Q la componente en cuadratura.

Figura 1.4. Diagrama I/Q y relación con diagramas de ojo.

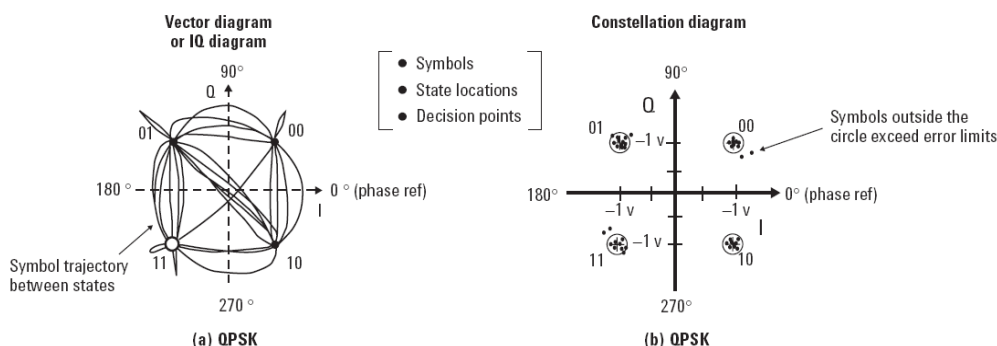


Fuente: Vector Signal Análisis, Application note 150-15, Agilent Technologies.

La *figura 1.4.B* muestra tres puntos de decisión en el dominio del tiempo D1,D2,D3. Cada punto de decisión aparece como un plano I/Q para el formato digital QPSK. En este formato las trayectorias entre los puntos de decisión no están restringidas, las trayectorias entre D1,D2 y D3 varían a medida que cambian los voltajes I/Q.

Un observador puede ver un diagrama de ojo para los ejes I/Q o las trayectorias acumuladas y con esta información establecer la calidad de la modulación digital, como se aprecia en la *figura 1.5*.

Figura 1.5. Constelación y diagrama vectorial o I/Q para modulación QPSK

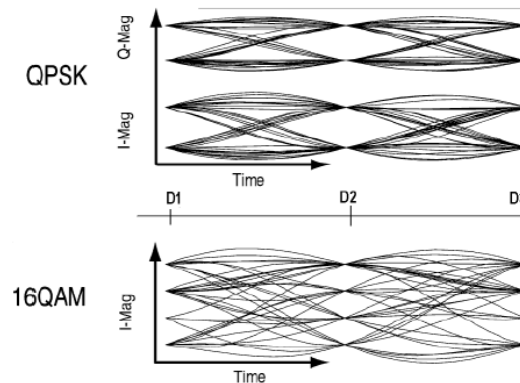


Fuente: Vector Signal Análisis, Application note 150-15, Agilent Technologies.

Diagrama de ojo

El diagrama de ojo para la señal QPSK muestra el comportamiento de las componentes I/Q de la modulación digital y en cada punto de decisión D1, D2 y D3 se observan los vértices o puntos donde se concentran las trayectorias (figura 1.6).

Figura 1.6. Diagrama de ojo para las modulaciones QPSK y 16 QAM



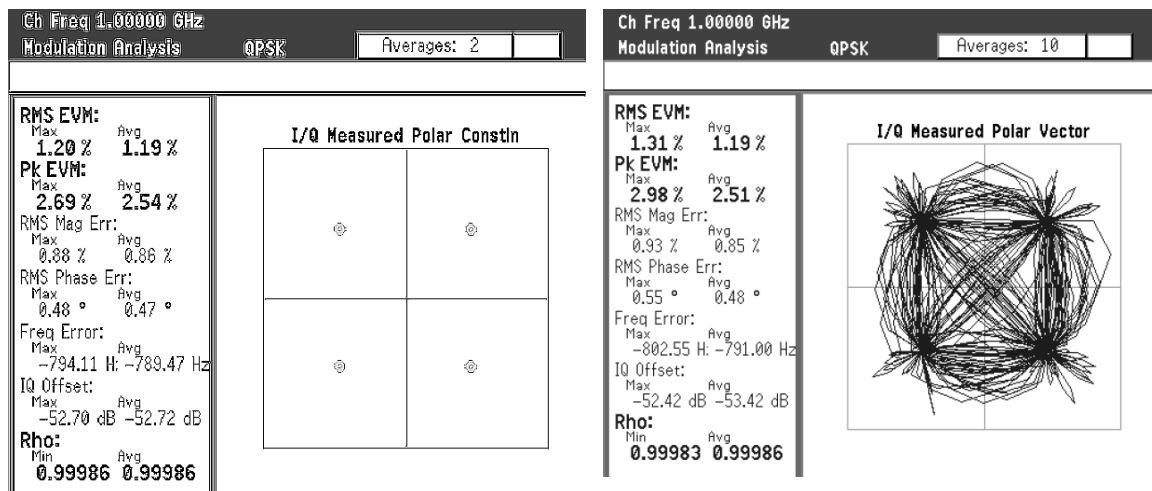
Fuente: Vector Signal Análisis, Application note 150-15, Agilent Technologies.

Para el caso de la modulación QPSK se obtienen dos vértices para Q y dos vértices para I, los ojos se forman en la mitad (D2), uno para cada componente, como se observa en la figura anterior.

En el caso de la señal 16 QAM, se observan cuatro estados en los puntos de decisión un total de tres ojos. Una señal de buena calidad debe tener los ojos bien abiertos y los puntos de cruce bien compactos, esto se aprecia también en la figura 1.6.

En las figura 1.7 se pueden observar las señales reales capturadas con un analizador de espectros serie E444XA, donde se puede observar el diagrama de constelación y el diagrama vectorial para una señal QPSK.

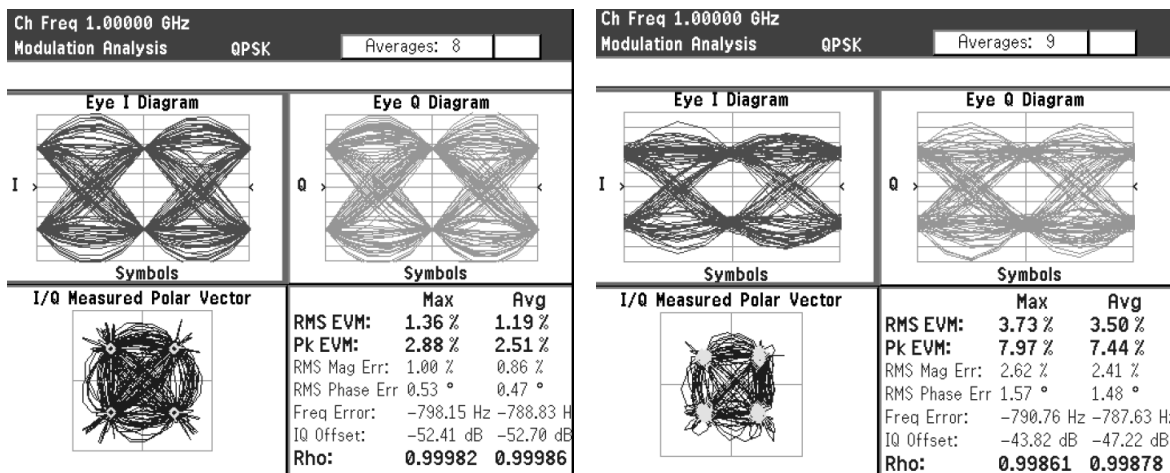
Figura 1.7. Análisis de modulación digital QPSK mediante analizador de espectros serie E444XA.



Fuente: Flexible Digital Modulation Analysis Guide, Agilent Technologies, April 2006.

En la *figura 1.8* se presenta el análisis de modulación mediante un diagrama de ojo. En la imagen de la izquierda aparece el diagrama de ojo para una señal QPSK de buena calidad y en el imagen de la derecha, se presenta una señal con problemas en la modulación.

Figura 1.8. Comparación de diagramas de ojo y constelación para modulación digital QPSK.

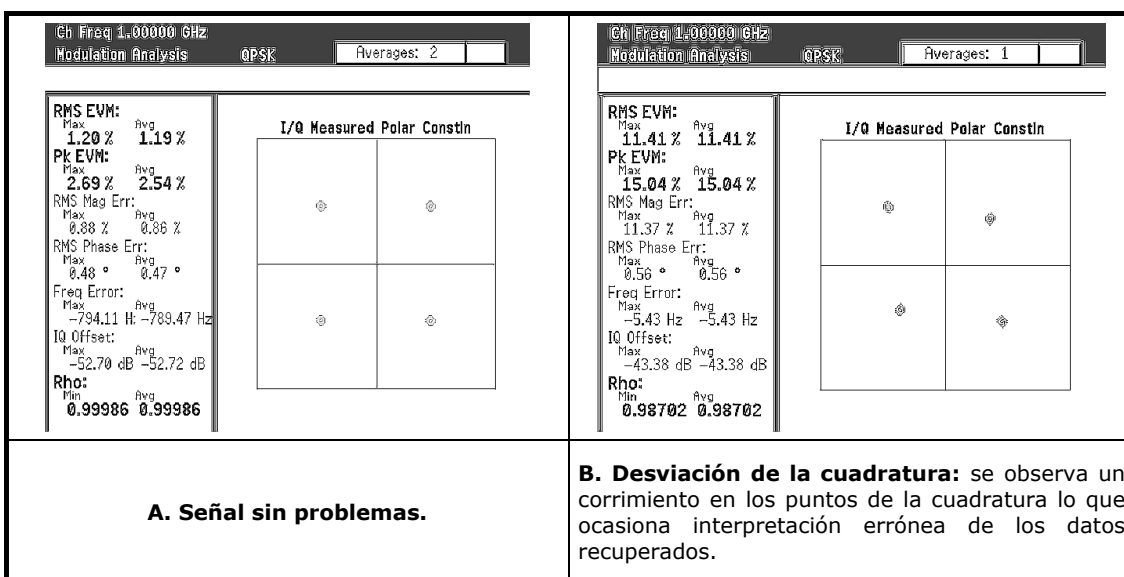


Fuente: Flexible Digital Modulation Analysis Guide, Agilent Technologies, April 2006.

Los puntos donde se cruzan las trayectorias están mas dispersos y el ojo es más pequeño y redondeado. En las constelaciones se observan que existe una dispersión de los puntos alrededor de los puntos ideales.

En las siguientes figuras (1.9.A-F) se pueden observar algunos problemas de una modulación digital QPSK mediante el análisis del diagrama de constelación.

Figura 1.9. Análisis de problemas con de Modulación digital QPSK con analizador de espectros



<p>C. Variación de fase: Se observa la variación de las señales alrededor de los puntos de referencia ideales. Las lecturas de los errores RMS de fase máximo y promedio se incrementan.</p>	<p>D. Interferencia AM: La proximidad de algunos componentes puede ocasionar variaciones en las magnitudes de la señal modulada lo que ocasiona variaciones en la magnitud y en la fase de la señal modulada. Se observa un incremento en las lecturas RMS Mag Err.</p>
<p>E. Interferencia por espurios: el diámetro del anillo incrementa a medida que aumenta la magnitud de los espurios. Se observa un incremento en los errores de fase.</p>	<p>F. Compresión de señal: la diferencia considerable entre los valores RMS EVM y Pk EVM, evidencia una variación en la magnitud de la señal. Esta compresión puede ocasionar pérdida en la eficiencia de la transmisión e interferencia con otros canales.</p>

Fuente: Adaptado de "Flexible Digital Modulation Analysis Guide", Agilent Technologies, April 2006.

1.3 CAPACIDAD DE LOS SISTEMA DE COMUNICACIÓN DIGITAL

El ancho de banda y la capacidad de un canal de comunicación además de medirse en Hz y en bits por segundo, también se miden en dólares (\$), como lo demuestra la gran cantidad de negocios que se derivan de administrar y arrendar canales o fracciones de canales de redes de fibra óptica, canales satelitales o la venta de acceso a Internet conmutado o DSL, entre otros.

1.3.1 Capacidad de un canal de comunicación

Así como Albert Einstein es recordado por su celebre $E=mc^2$, Claude Shannon (figura 1.10) es recordado por ser el padre de la teoría de la información y por su celebre expresión de la capacidad de canal. Cada vez se reconoce mas el inmenso valor de sus aportes al desarrollo de las comunicaciones y a la aparición de conceptos como bit, capacidad de canal y compresión de datos.

Figura 1.10. Claude Elwood Shannon



Claude Shannon (1916-2001) padre de la teoría de la información, publicó en 1948 "Mathematical Theory of Communication" e inmortalizó la siguiente expresión:

$$C = B \cdot \text{Log}_2 \left[1 + \frac{S}{N} \right]$$

Fuente: www.bell-labs.com

La expresión indica que la capacidad (C) de un canal medida en [bits/seg] depende del ancho de banda del canal (B) expresado en [Hz] y del nivel de señal a ruido expresado en Watts no en dB.

Esta expresión muestra que es posible lograr un sistema libre de errores aunque exista ruido en el canal de comunicación, siempre que la tasa de transferencia de bits R [bits/seg] sea menor que la capacidad del canal.

Ejemplo:

Se quiere evaluar la capacidad de un MODEM para el envío de datos a través de una línea telefónica convencional. Se sabe que la relación señal a ruido de esta línea es de 25 dB. Calcular la máxima velocidad de transmisión de datos que puede transmitirse libre de errores por esta línea telefónica.

Slu:

El intervalo de frecuencias de audio para una línea telefónica está entre 300 y 3200 Hz por lo tanto el ancho de banda (B) es de 2900 Hz.

Como :

$$C = B \cdot \text{Log}_2 \left[1 + \frac{S}{N} \right]$$

La relación señal a ruido debe estar expresada en Watts entonces:

$$S/N = 10^{(25/10)} = 316.2 \text{ Watts}$$

Reemplazando en la expresión:

$$C = 2900 \cdot \text{Log}_2 [1+316.2] = 2900 \cdot (\text{Log}_{10} [1+316.2] / \text{Log}_{10} [2])$$

$$C = 24097 \text{ [bits/seg]}$$

Se puede decir que la tasa máxima es aproximadamente 24 Kbps.

De acuerdo a la aplicación, las tasas de transmisión de datos varían. En la siguiente tabla se presentan algunas aplicaciones comunes y su correspondiente tasa de bits.

Tabla 1.6. Tasas de bits para diversas aplicaciones

Señal o aplicación	Tasa de bits [kb/s]
Transacciones de datos	4.8 a 64
Fax	9.6 a 64
Telefonía (canal)	16 a 64
Acceso a Internet	14,4 a 2,048
Teleconferencias (video)	128 a 2,048 (videos comprimido tipico)
Música digital estéreo	256
Transferencia de archivos de datos	64 a 100,000
Banda Base Multicanal TDM	1,544 o más
TV de alta definición (HDTV)	14,000
TV calidad de estudio	8,064
TV deportes	4,608
TV programación regular	3,456
TV pago por evento	1,152

Fuente: Comunicaciones por satélite, Rodolfo Neri vera.

En la siguiente tabla se incluyen algunos de los tipos de líneas y sus designaciones:

Tabla 1.7. Capacidades de diversos tipos de líneas

Tecnología	Capacidad
Frame Relay	64 K –1.544 Mbps
ATM (Asynchronous Transfer Mode)	25 Mbps to 100 Mbps
SMDS (Switched Multimegabit Data Service)	35 Mbps
DS0	64 kilobits per second
ISDN	Dos líneas DS0 más señalización (16 Kbps o 128 kbps)
T1	1.544 Mbps (24 líneas de voz de 64 Kbps)
E1	2,048 Mbps
T3	43.232 Mbps (28 T1s)
OC3	155 Mbps (84 T1s)
OC12	622 Mbps (4 OC3s)
OC48	2.5 Mbps (4 OC12s)
OC192	9.6 Mbps (4 OC48s)

1.3.2 Eficiencia del ancho de banda de las modulaciones digitales

La eficiencia del ancho de banda permite comparar las diversas técnicas de modulación digital, indica cuantos bits pueden propagarse a través de un medio por cada Hertz de ancho de banda.

$$\text{Eficiencia BW} = \text{tasa de Transmisión (bps)} / \text{mínimo ancho de banda (Hz)}$$

En la *tabla 1.8* se presentan las eficiencias espectrales para diversos tipos de modulación digital, se observa que existe una relación directa entre la cantidad de bits empleados en la codificación y la eficiencia de ancho de banda.

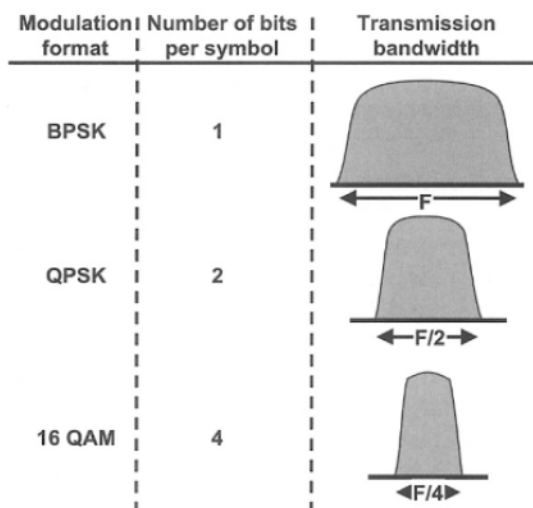
Tabla 1.8. Eficiencia del ancho de banda para modulaciones digitales

Modulación	Codificación	Ancho de banda	Baudio	Eficiencia del ancho de banda (bps/Hz)
FSK	Bit sencillo	$\geq fb$	fb	≤ 1
BPSK	Bit sencillo	fb	fb	1
QPSK	Dibit	$fb/2$	$fb/2$	2
8-PSK	Tribit	$fb/3$	$fb/3$	3
8-QAM	Tribit	$fb/3$	$fb/3$	3
16-PSK	Quadbit	$fb/4$	$fb/4$	4
16-QAM	Quadbit	$fb/4$	$fb/4$	4

Fuente: Sistemas de telecomunicaciones, Wayne Tomasi

A medida que las técnicas de modulación digital han evolucionado, se ha ganado en eficiencia en el uso del ancho de banda. Si a un sistema de comunicación con un ancho de banda específico, el cual transmite una cantidad de bits por segundo se le modifica la técnica de modulación, se puede encontrar que el ancho de banda necesario para transmitir los bits se reduce en un factor dado por la eficiencia de ancho de banda de la modulación digital, liberándose ancho de banda.

Figura 1.11. Ancho de banda para diversos tipos de modulación digital

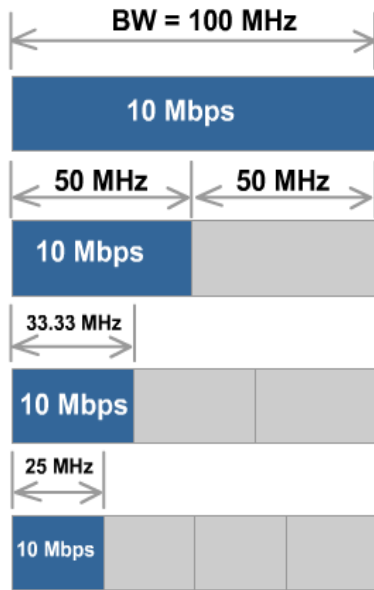


Fuente: Vector Signal Análisis, Application note 150-15, Agilent Technologies.

En la *figura 1.11* se puede observar que a medida que se aumenta el número de bits por símbolo utilizados para la codificación en las modulaciones digitales el ancho de banda disminuye.

La modulación 16 QAM permite usar mejor el ancho de banda en comparación con QPSK y 8PSK, pero es menos eficiente en términos del uso de potencia; se usa para transmitir portadoras con tasas muy grandes, del orden de 34 o 45 Mbps, entre estaciones terrenas. Asimismo es más sensible que QPSK u 8PSK a la atenuación por lluvia y a las no linealidades de los equipos electrónicos en las estaciones terrenas, por lo que necesitan control de la intermodulación. La modulación digital de mayor uso en los enlaces satelitales es PSK, QPSK es utilizada en el servicio fijo para telefonía SCPC, transmisión de datos y difusión de TV comprimida con los estándares MPG-2, BPSK es usada para los enlaces de telemetría y comando ya que es menos susceptible al ruido que QPSK.

Figura 1.12. Variación del ancho de banda a medida que se cambia el tipo de modulación digital.



Ejemplo:

Suponiendo un sistema de comunicación digital con una tasa de transferencia de datos de 10 Mbps y un ancho de banda de 100 MHz, como se observa en la figura 1.12.

Si se utiliza una modulación con una eficiencia del ancho de banda de 2 el ancho de banda necesario para la comunicación se reduce a la mitad.

Con una modulación tritbit la eficiencia es de 3 y se necesitan solo 33.33 MHz para transmitir los 10Mbps.

Para una modulación quadbit se requiere solo la cuarta parte del ancho de banda.

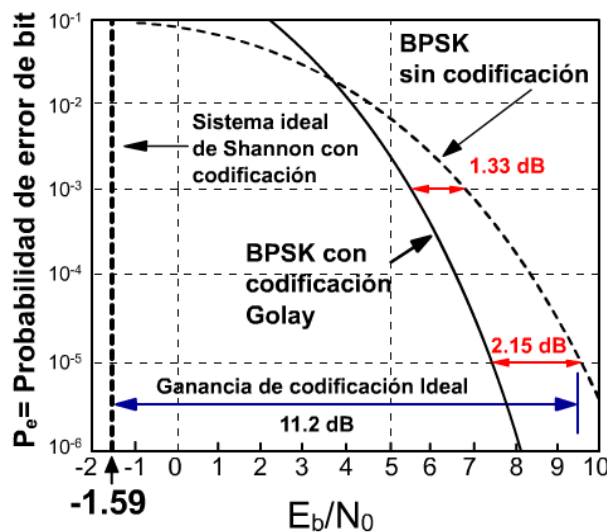
Fuente: Autor

1.3.3 Ganancia de codificación

Para aumentar el rendimiento de un sistema de comunicación digital se utilizan las técnicas de codificación. En la entrada de un receptor de tiene una señal modulada acompañada de ruido. En la figura se puede apreciar el desempeño de un sistema de modulación por desplazamiento de fase (BPSK) con y sin codificación. P_e es la probabilidad de error y E_b/N_0 corresponde a la relación de energía por bit / densidad del ruido en la entrada del receptor.

La ganancia de Codificación es la reducción de E_b/N_0 (en decibeles) obtenida cuando se utiliza codificación en comparación con E_b/N_0 cuando no se utiliza codificación, todo esto considerando un nivel de P_e . En la *figura 1.13* se puede ver que para un nivel de P_e de 10^{-3} la diferencia entre las dos curvas es de 1.33 dB, esta es la ganancia de codificación para este nivel de error.

Figura 1.13. Ganancia de codificación para una modulación BPSK



Fuente: Adaptado de "Sistemas de comunicaciones digitales y analógicos", Leon Couch, quinta edición

Para una tasa de 10^{-5} la ganancia de codificación es de 2.15 dB, lo cual muestra que la ganancia de codificación aumenta al disminuir la probabilidad de error en la comunicación. En sistemas de comunicación como los satelitales, se trabaja fuertemente en lograr mejorar estas ganancias y en aumentar la relación señal a ruido para mejorar la eficiencia de la comunicación.

Existe un punto donde el sistema sin codificación se comporta mejor que el sistema codificado, este punto se conoce como umbral de codificación, en la grafica anterior se puede apreciar que aparece en 3.5 dB del eje del E_b/N_0 .

La Ganancia de codificación ideal se establece respecto al valor dado por el sistema ideal de Shannon sin codificación que para el caso de probabilidad de error de 10^{-5} es de 11.2 dB.

1.3.4 Limite de Shannon:

Cualquier sistema practico funcionara peor que el sistema ideal descrito por Shannon.

Existe un valor mínimo teórico para la relación $E_b/N_0 = -1.59$ dB, establecido por Shannon que se puede apreciar en la figura 1.13. Este nivel indica que si se utiliza una codificación-decodificación optima en el transmisor y en el receptor, a la salida de este se obtendrían datos libres de errores siempre que la relación E_b/N_0 sea menor a -1.59 dB. Si la velocidad de la fuente de datos es menor que la capacidad del canal, la codificación optima permitirá que la información se decodifique en el receptor con una $P_e \rightarrow 0$ es decir (10^∞) aun cuando exista ruido en el canal.

En la tabla 1.9 se pueden observar las ganancias de codificación al emplear diversas técnicas de codificación.

Tabla 1.9. Ganancias de codificación para diversas técnicas de codificación

Técnica de codificación	Ganancia de codificación [dB] con $P_e=10^{-5}$	Ganancia de codificación [dB] con $P_e=10^{-8}$	Capacidad de tasa de datos
Codificación ideal	11.2	13.6	
Concatenada Reed-Solomon y convolucional (decodificación viterbi)	6.5 – 7.5	8.5 – 9.5	Moderada
Convolución con decodificación secuencial	6.0 – 7.0	8.0 – 9.0	Moderada
Códigos de bloque (Decisión selectiva)	5.0 – 6.0	6.5 – 7.5	Moderada
Concatenada Reed-Solomon y bloque corto	4.5 – 5.5	6.5 – 7.5	Muy alta
Convolucional con decodificación Viterbi	4.0 – 5.5	5.0 – 7.5	Alta
Convolucional con decodificación secuencial	4.0 – 5.0	6.0 – 7.0	Alta
Códigos de bloque (Decisiones permanentes)	3.0 - 4.0	4.5 – 5.5	Alta
Códigos de bloque con decodificación de umbral	2.0 – 4.0	3.5 – 5.5	Alta
Convolucional con decodificación de umbral	1.5 – 3.0	2.5 – 4.0	Muy alta

Fuente: "Sistemas de comunicaciones digitales y analógicos", Leon Couch, 5ta edición

El encontrar un sistema de codificación práctico que se acerque al límite teórico establecido por Shannon es un tema de investigación en el cual trabajan muchas empresas de diseño en la actualidad.

La ganancia de codificación ideal en la *figura 1.13* para un nivel de P_e de 10^{-5} es de $9.61 - (-1.59) = 11.2$ dB.

1.4 ANÁLISIS DE ERRORES EN SISTEMAS DE COMUNICACIÓN DIGITAL

El objetivo de un sistema de comunicación es garantizar que la información entregada por el receptor sea igual a la original inyectada al transmisor. En cada una de las etapas del sistema de comunicación y especialmente en el viaje a través del canal de comunicación existe una probabilidad de que ocurra alguna clase de error en la comunicación. Aunque se utilicen técnicas de detección y corrección de errores, los errores siempre aparecen, por lo cual se hace necesario durante el diseño y puesta en servicio de un sistema de comunicación prever las posibles fuentes de errores que puedan ocurrir.

Los tiempos de indisponibilidad y los factores de calidad exigidos a los sistemas modernos de comunicación hacen que el control de errores sea un tema de gran importancia tanto a nivel de diseño como de mantenimiento de los sistemas.

Se exponen a continuación algunos de los conceptos importantes para el análisis de los errores en los sistemas de comunicación digital.

1.4.1 Sensitividad de un receptor

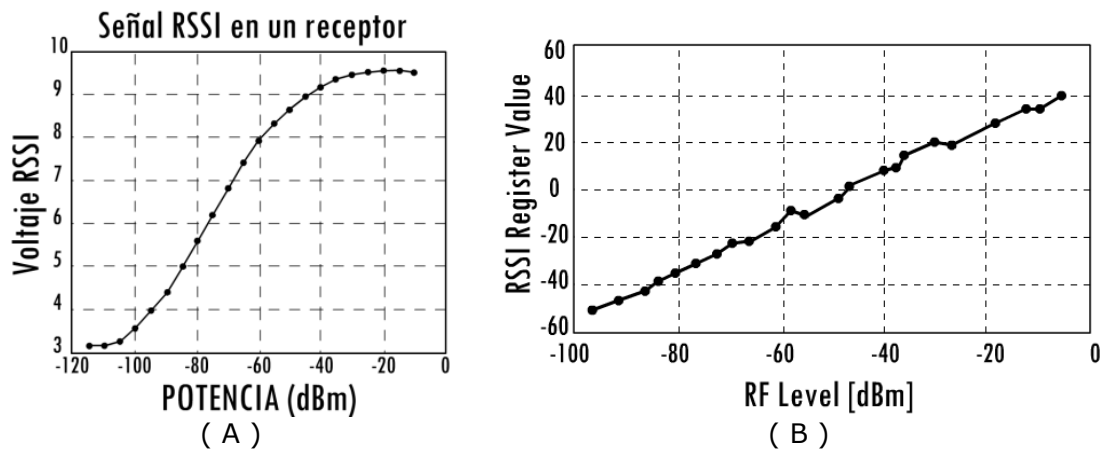
La sensitividad de un receptor se entiende como el nivel mínimo de señal de radiofrecuencia que puede detectarse en la entrada de un receptor y todavía producir una señal de información utilizable. Generalmente se indica en microvoltios o en dBm de señal recibida. Un receptor de radiodifusión en AM tiene una sensitividad de alrededor de $50 \mu\text{V}$, un receptor de radio móvil de 2 vías tiene una sensitividad que puede variar entre 0.1 y $10 \mu\text{V}$.

La sensitividad también se conoce como umbral del receptor, depende en gran parte del ruido del receptor y es claro que al reducir el nivel de ruido se mejora la sensitividad. En receptores de microondas de banda ancha se tienen relaciones señal a ruido de 40 dB o más con aproximadamente 5mW de potencia (7dBm) como valor mínimo aceptable.

Los receptores modernos integran en las etapas de radiofrecuencia la señal RSSI (Received Signal Strength Indicator), la cual corresponde a un voltaje aproximado al logaritmo de la potencia (señal más ruido) en el ancho de banda del receptor. La proporcionalidad es no-lineal, con una región casi lineal. Un ejemplo de esta función de transferencia se puede observar en la *figura 1.14*.

En la *figura 1.14.B*, se observa la curva de señal RSSI para un transceiver Chipcon CC2420 donde los valores de un registro del circuito integrado varían con niveles de potencia que pueden estar entre 0 y -100 dBm.

Figura 1.14. Señales RSSI



Fuente: Adaptado de "Channels, propagation and antennas for mobile communications " y hojas de datos del transceiver Chipcon CC2420.

1.4.2 Probabilidad de error y Tasa de error de bits

Estos dos parámetros resultan muy importantes para comprender el comportamiento y el análisis de los errores en los sistemas de comunicación. Se busca que a pesar de las variaciones del canal de comunicación, que son muy frecuentes, se conserve la integridad de los datos.

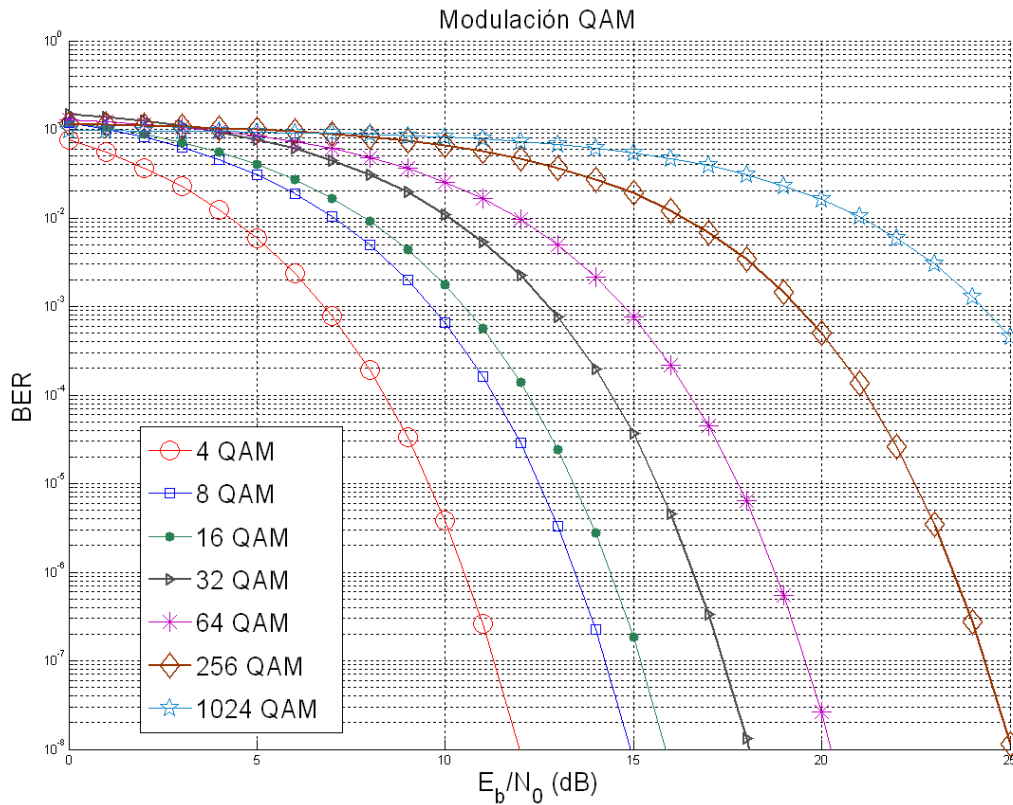
Probabilidad de error: cada modulación digital tiene asociada una probabilidad de error. La probabilidad de error es una expectativa teórica de la tasa de error de bits. El ruido y los modelos de error son parámetros que solo puede ser modelados mediante el uso de la probabilidad. Si un sistema tiene una probabilidad de error de 10^{-5} quiere decir que matemáticamente se espera un error de bit por cada 100,000 bits transmitidos.

Tasa de error de Bits BER: En un sistema de comunicación digital se considera la cantidad de bits erróneos por unidad de tiempo, este parámetro se conoce como tasa de error de Bits BER (Bit Error Rate) o de acuerdo a la técnica de modulación digital se puede hablar de tasa de error de símbolo (SER) o tasa de error de Frames (FER). Si un sistema tiene un BER de 10^{-5} , quiere decir que en una transmisión de 100,000 bits uno de ellos fue erróneo.

Cada tipo de modulación digital tiene asociado un tipo de error, algunos sistemas son más inmunes y otros más susceptibles. En la *figura 1.15* se observa el comportamiento del error para diversos niveles de modulación QAM. Considerando una tasa de error de bits de 10^{-3} , se observa con una modulación 4 QAM se requiere un nivel de E_b/N_o de 6 dB, con una modulación 8 QAM se requiere un nivel de E_b/N_o de 9.5 dB, al seguir aumentando el nivel de la modulación se puede notar que se requiere aumentar el nivel de E_b/N_o . Para 256 QAM con el mismo nivel de BER (10^{-3}) se puede observar que se requieren 19 dB en el nivel de E_b/N_o .

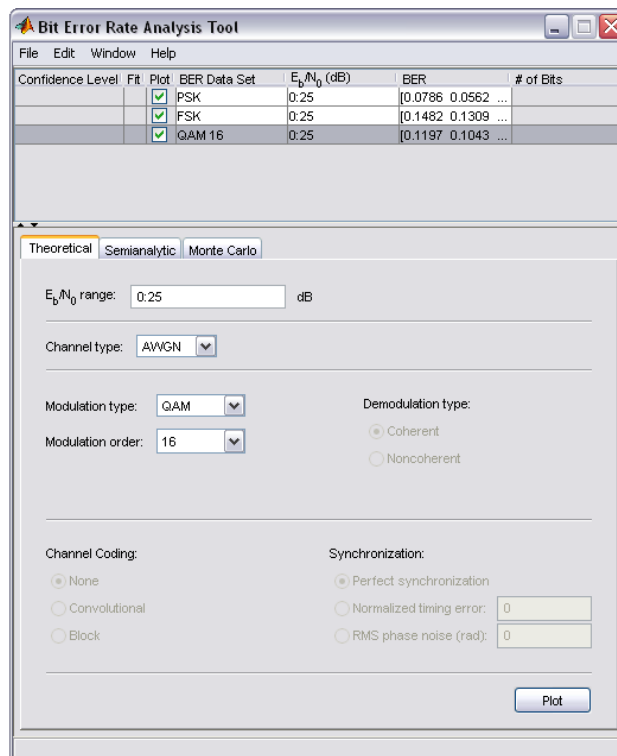
Estas relaciones se pueden obtener utilizando la herramienta Bertool de Matlab 7.0, (*figura 1.16*) la cual permite realizar análisis de error para diversos tipos de modulaciones digitales.

Figura 1.15. BER para diversos niveles de modulación digital QAM



Fuente: Autor

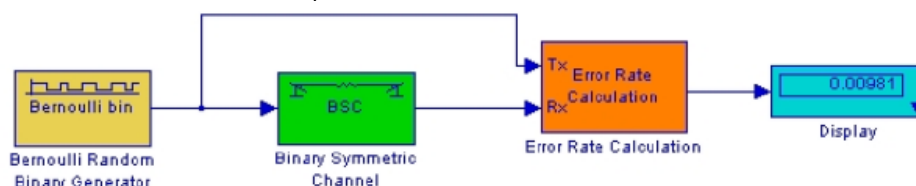
Figura 1.16. Herramienta bertool Matlab 7.0



Fuente: Autor

Para modelar la tasa de error de bits de un sistema de modulación digital, se puede utilizar simulink, en la figura 1.17 se observa una simulación muy simple empleando un generador aleatorio de datos aplicado a un canal Binario simétrico, se emplea el bloque "Error Rate Calculation" para medir los errores ocasionados por el canal, a este bloque se introducen los datos que ingresan al canal y los que salen de él, realiza la comparación y establece cuantos de los datos enviados corresponden con los recibidos, el nivel de BER se muestra en el display. De la misma forma se puede simular el error para diversos tipos de modulación digitales utilizando los bloques de la toolbox de comunicaciones de Matlab.

Figura 1.17. Simulación con Simulink para medición de BER



Fuente: Autor

1.4.3 Pruebas de tasa de error de bits (BER Test)

La tasa de error se encuentra en la practica, enviando una trama de datos conocida y comparándola con las datos obtenidos en el receptor como se muestra en la figura 1.18. La UIT ha establecido algunos procedimientos y polinomios generadores de señales de prueba para realizar este tipo de análisis. Existen también software y hardware de diagnostico que permiten medir las tasas de transmisión de bits en un sistema de comunicación, basadas en las recomendaciones de la UIT, quien especifica los tipos de polinomios generadores que se utilizan de acuerdo a la tasa de bits a evaluar. En algunos casos se recurre a programar las pruebas, debido al alto costo de este tipo de herramientas.

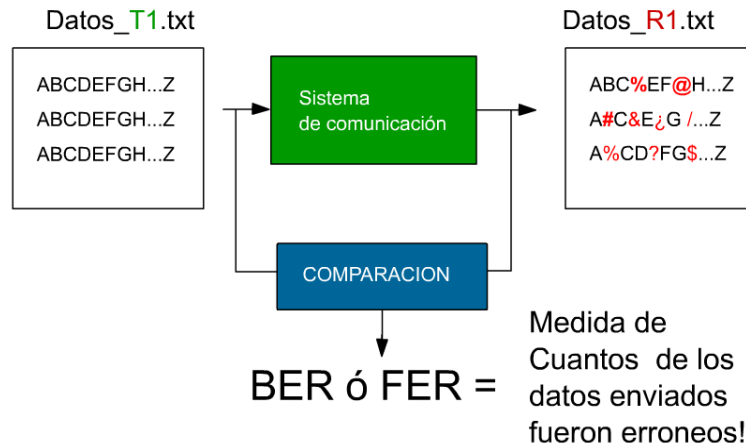
Tabla 1.10. Recomendaciones UIT para polinomios generadores de datos en pruebas de BER

Recomendación UIT	Polinomio Generador	Secuencia	Tasa de Bits
UIT-T 0.151	$X^{23}+X^{18}+1$	$2^{23}-1$	34 -140 Mb/s
	$X^{15}+X^{14}+1$	$2^{15}-1$	2 - 8 Mb/s
UIT-T 0.152	$X^{11}+X^9+1$	$2^{11}-1$	64 Kb/s
UIT-T 0.153	X^9+X^5+1	2^9-1	14 Kb/s

En la figura 1.19 se puede observar el proceso para establecer la tasa de error de bits, símbolos o frames en un sistema de comunicación. Básicamente lo que se hace es una comparación de los datos recibidos con los enviados, lo cual se puede realizar a través de software o hardware dedicado en los dos extremos del sistema.

En la practica se emplean equipos o software para realiza pruebas de tasa de error de bits. En la figura 1.19 se encuentra el montaje de los equipos para medición de error en un radio enlace. Su instalación puede ser provisional, mientras se hace la puesta en servicio de un enlace o pueden operar continuamente registrando los errores que ocurren en la comunicación de manera que se genere algún tipo de alarma y se puedan detectar fallas en el enlace.

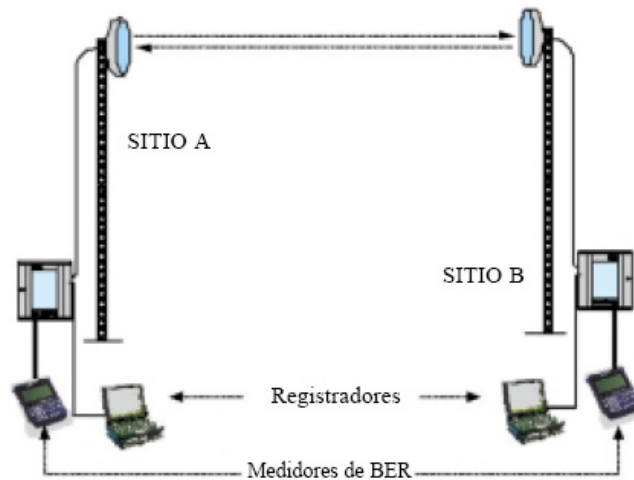
Figura 1.18. Prueba de tasa de error de bits



Fuente: Autor

En las pruebas por software en un extremo se instala el programa generador y en el otro el programa receptor de datos. Se programan secuencias de pruebas con fechas, horas, intervalos y los tipos de datos (polinomios o secuencias aleatorias). Una vez terminada la prueba se compara el archivo recibido con el archivo fuente (datos del programa generador) y se conoce el resultado del error. Estas pruebas se realizan varias veces y a diferentes horas del día para que sean significativas.

Figura 1.19. Medición de tasa de error de bits

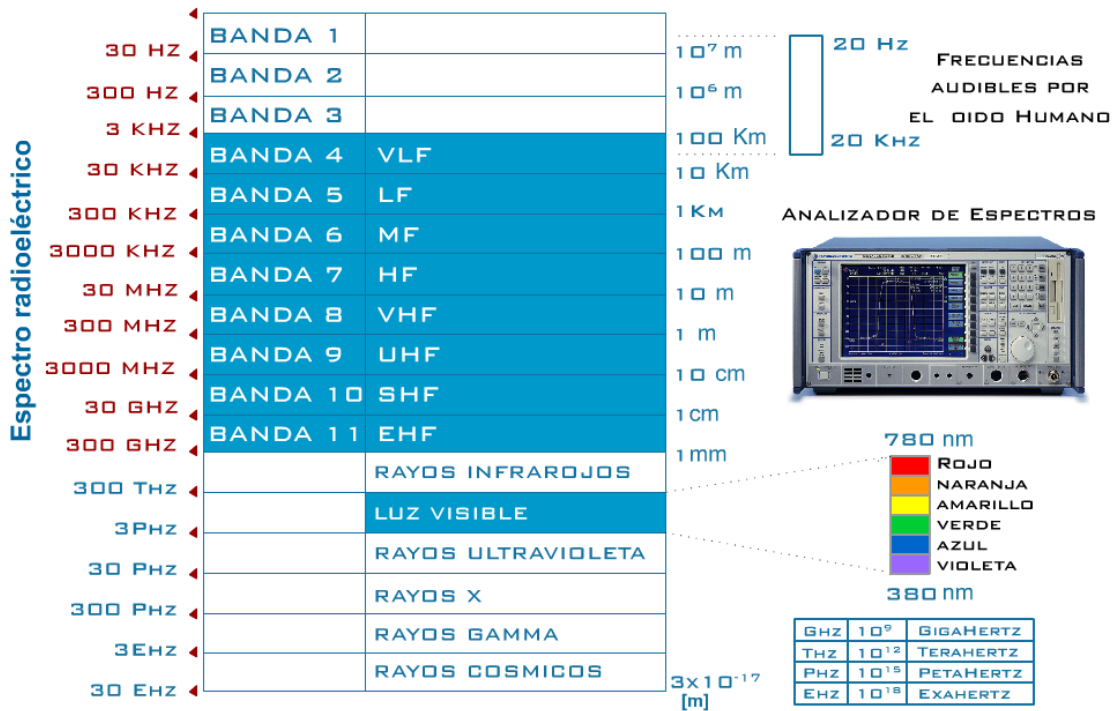


Fuente: Mediciones sobre redes de comunicaciones de datos [15]

1.5 ESPECTRO RADIOELÉCTRICO

El espectro electromagnético es un recurso intangible y una parte de él corresponde a las señales utilizadas para los sistemas de comunicación inalámbricos, a medida que empezaron a surgir las aplicaciones de radio comercial y militar fue necesario reglamentar su uso. En la *figura 1.20* se pueden observar las bandas de frecuencia que conforman el espectro radioeléctrico, desde VLF hasta EHF. En este rango de frecuencias que va desde los 3KHz hasta 300 GHz, se encuentran todos los sistemas de radiocomunicación modernos. Para aplicaciones de comunicaciones ópticas se utilizan las bandas de luz visible e infrarroja.

Figura 1.20. Espectro electromagnético



Fuente: Autor

Los analizadores de espectros permiten medir los diversos parámetros de las señales de radio. En la *tabla 1.10* se encuentra la distribución de las bandas de frecuencia agrupadas por décadas y se indica la longitud de onda, el rango de frecuencias y su denominación.

Tabla 1.10. Bandas de Frecuencia por décadas

Banda	Frecuencia	Longitud de Onda	Denominación
ELF	< 3 kHz	> 10 km	Extremely Low Frequency
VLF	3-30 kHz	100 –10 km	Very Low Frequency
LF	30 –300 kHz	10 – 1 km	Low Frequency
MF	0,3 – 3 MHz	1000 – 100 m	Medium Frequency
HF	3 30 MHz	100 –10 m	High Frequency
VHF	30 –300 MHz	10 – 1 m	Very High Frequency
UHF	0,3 – 3 GHz	100 – 10 cm	Ultra High Frequency
SHF	3 –30 GHz	10 – 1 cm	Super High Frequency
EHF	30 – 300 GHz	10 – 1 mm	Extremely Hig Frequency

Fuente: Autor

A partir de 1 GHz se habla de señales de microondas donde su longitud de onda ya no se expresa en metros sino en cm o mm. En la *tabla 1.11* se especifican las bandas de microondas, su rango de frecuencias y longitud de onda. Algunas de estas bandas son utilizadas en los sistemas de comunicación satelital.

Tabla 1.11. Bandas de Frecuencia en Microondas

Banda	Frecuencia	Longitud de Onda
L	1-2 GHz	30 -15 cm
S	2-4 GHz	15 - 7,5 cm
C	4-8 GHz	7,5 - 3,75 cm
X	8-12,4 GHz	3,75 - 2,42 cm
Ku	12,4 -18 GHz	2,42 - 1,66 cm
K	18 - 26,5 GHz	1,66 - 1,11 cm
Ka	26,5 - 40 GHz	11,1 -7,5 mm
mm	40 -300 GHz	7,5 - 1 mm

Fuente: Antenas, Cardama y otros

1.5.1 Bandas ISM

Las entidades regulatorias han definido algunas bandas de frecuencia para el usos Industriales, Científicos y Médicos, estas frecuencias se conocen como banda ISM. En la *tabla 1.12* se pueden observar los rangos de frecuencias y las frecuencias centrales establecidas.

Tabla 1.12. Bandas de frecuencias disponibles para aplicaciones ISM.

Banda de Frecuencias	Frecuencia Central
6765-6795 kHz	6780 Khz
13,553 – 13,567 kHz	13,560 kHz
26,957 – 27,283 kHz	27,120 kHz
40,66 – 40,70 kHz	40,68 kHz
433,05 – 434,09 kHz	433.92 kHz
902 – 928 kHz	915 kHz
2400 – 2500 MHz	2450 MHz
5725 – 5875 MHz	5800 MHz
24 – 24.25 GHz	24.125 GHz
61 – 61.5 GHz	61.25 GHz
122 – 123 GHz	122.5 GHz
244 – 246 GHz	245 GHz

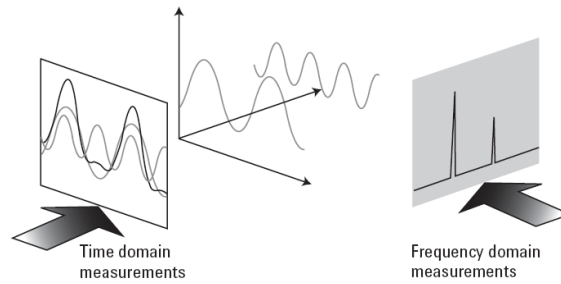
Fuente: "Wireless Sensor Networks: A survey, Georgia Institute of Technology, I.F.Akyildiz.

1.6 EQUIPOS DE ANÁLISIS ESPECTRAL

1.6.1 Analizador de espectros.

El analizador de espectros (*figuras 1.22 y 1.23*) básicamente es un instrumento que permite "ver" una señal desde el punto de vista de la frecuencia. En la figura 1.21 se puede observar la relación que existe entre una señal en el dominio del tiempo y su descomposición en el dominio de la frecuencia.

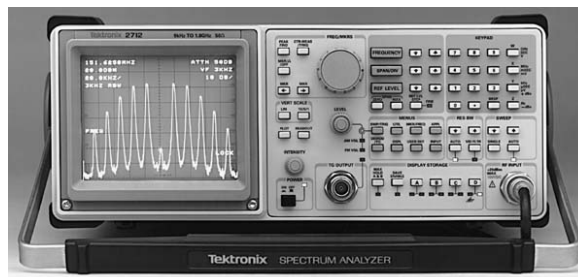
Figura 1.21. Relación tiempo frecuencia



Fuente: Agilent Spectrum Analysis Basics

La teoría de Fourier dice que toda señal en el tiempo está compuesta por una o mas señales senoidales las cuales tienen su correspondiente amplitud, frecuencia y fase; la visualización de esta señal en el dominio de la frecuencia permite ver la amplitud respecto a la frecuencia de cada onda seno que conforma la señal.

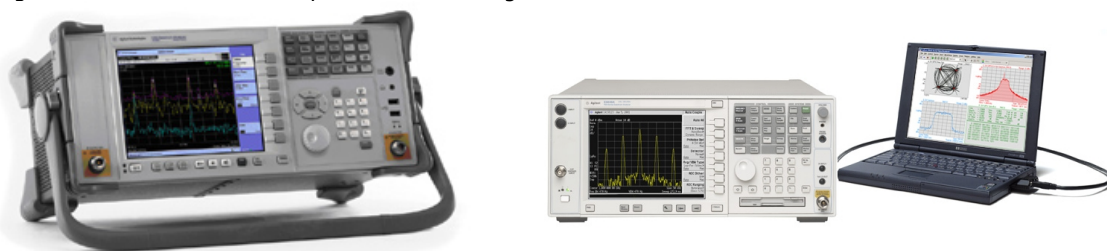
Figura 1.22. Analizador de espectros



Fuente: www.tektronix.com

Algunas mediciones requieren que se preserve la información de la amplitud, la frecuencia y la fase de una señal, este tipo de análisis se conoce como análisis vectorial de señales el cual es posible realizar empleando equipos analizadores de espectros modernos (figura 1.23). El conjunto de medidas que no requieren de la información de la fase de la señal, se conoce como análisis de espectros.

Figura 1.23. Analizador de espectros de ultima generación



Fuente: www.agilent.com

Algunas de las funciones de un equipo de análisis espectral son:

- Encontrar el contenido armónico de una señal.
- Medir interferencias entre sistemas de comunicación.
- Analizar distorsiones en la modulación de señales.
- Monitorear servicios de comunicación por parte de entidades regulatorias.
- Medición de niveles de Interferencia electromagnética (EMI)

Tipos de medidas

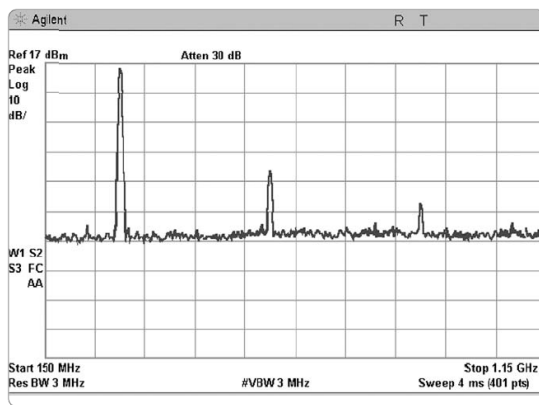
Entre las medidas más comunes que se realizan con un analizador se encuentran: Frecuencia, potencia, modulación, distorsión, Ruido (SNR), Contenido espectral. En la *tabla 1.13* y en las figuras 1.24.A-F, se pueden observar diversos tipos de medida que se pueden realizar con estos equipos.

Tabla 1.13. Mediciones analógicas y digitales con analizador de espectros

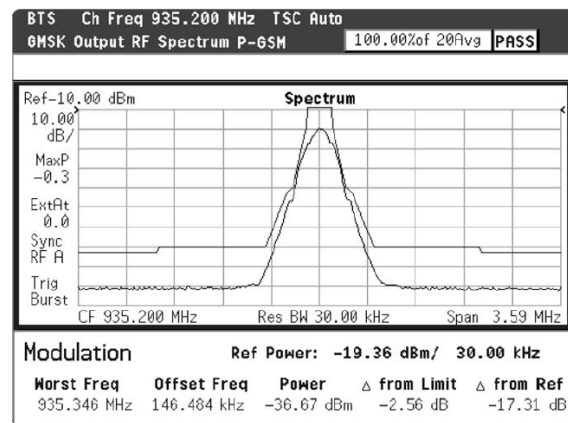
Sistemas analógicos	Modulaciones digitales
<ul style="list-style-type: none"> • Amplitud de bandas laterales • Índice de modulación • Calidad de la modulación • Ancho de banda ocupado 	<ul style="list-style-type: none"> • Magnitud del vector de error (EVM) • Balance I/Q • Error de fase vs Tiempo • Otras

Fuente: Autor

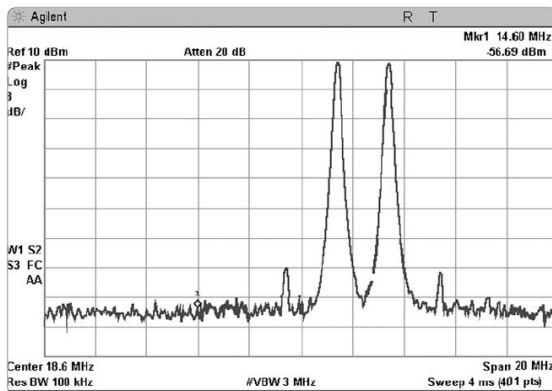
Figura 1.24. Tipos de mediciones con analizador de espectros



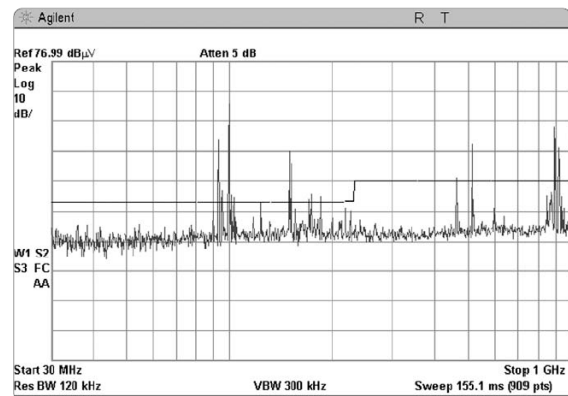
A. Medida de la distorsión armónica de un transmisor.



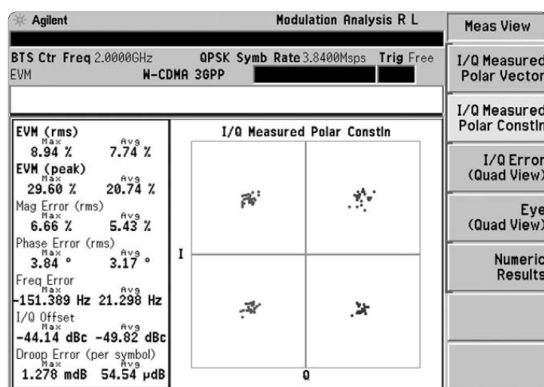
B. Señal de radio GSM y mascara espectral que muestra los limites para emisiones no deseadas



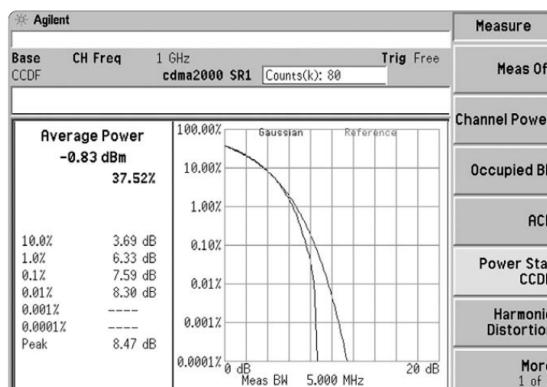
C. Prueba de un amplificador de RF de potencia mediante 2 tonos.



D. Prueba de niveles de interferencia Electromagnética (EMI) de acuerdo a los limites CISPR11



E. Diagramas de constelación



F. Rendimiento de codificación

Fuente: Agilent Spectrum Analysis Basics

Tipos de analizadores de señal

Existen diversos tipos de arquitecturas de analizadores de espectros entre los que se encuentran los analizadores superheterodinos y los analizadores de Fourier.

Analizador de Fourier: digitaliza las señales en el dominio del tiempo utilizando técnicas de procesamiento digital de señales, emplea la transformada rápida de Fourier (FFT) y visualiza la señal en el dominio de la frecuencia. Sus limitaciones respecto a los superheterodinos radican en el rango de frecuencia, sensibilidad y rango dinámico. Los analizadores de Fourier se utilizan en análisis de aplicaciones de banda base hasta 40MHz.

Vector Signal Analyzer: También digitalizan señales en el dominio del tiempo como los analizadores de Fourier pero extienden sus capacidades en el rango de RF mediante diversas técnicas de desplazamiento de frecuencias, equipos como el analizador Agilent 89600 VSA pueden llegar hasta 6 GHz. Este tipo de equipos son útiles para caracterizar señales complejas como transitorios, modulaciones digitales, señales de video, ultrasonido, etc.

La mayoría de las últimas generaciones de analizadores de espectros incluyen capacidades de análisis vectorial en el mismo equipo. Algunos instrumentos realizan el procesamiento digital mediante software externo, para lo cual emplean los puertos de comunicación para el envío de los datos.

Lectura del analizador de espectros

La pantalla del analizador de espectros tiene una división de 10 cuadros horizontales por 8 o 10 verticales. Los cuadros horizontales representan valores de [Hz/ división] y los verticales en dB/div o dBm/div.

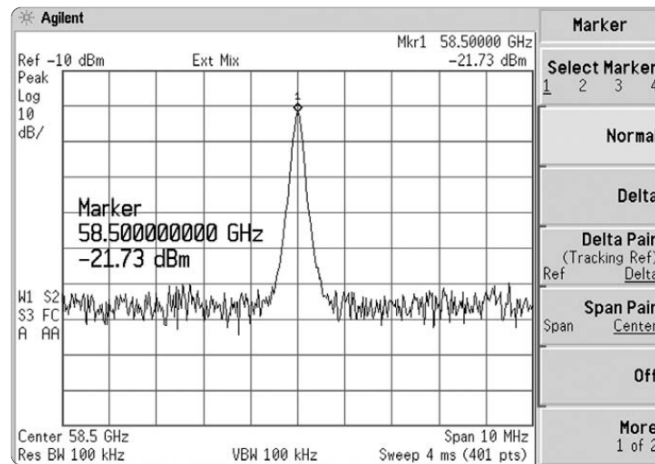
Los controles principales en un analizador de espectros son:

- Frecuencia central : permite ajustar el valor de la frecuencia que aparece en la mitad de la grilla.
- Span: asigna el valor de cada cuadro horizontal en [Hz/div] o el valor del rango horizontal en Hz (para 10 divisiones) , al ajustar este valor se establecen los valores máximo y mínimo de la escala horizontal.

- Nivel de referencia: el nivel de referencia es la primera línea superior de la cuadrícula. Esta indicada en la pantalla. Corresponde al valor que tiene esta línea a partir del cual se inicia la lectura de la magnitud. Para realizar la lectura se debe conocer el valor de la escala vertical en [dB/ div].

En la *figura 1.25* se observa una señal con una frecuencia central (CENTER) ajustada en 58.5 GHz con un SPAN de 10 MHz o 10/10 [MHz /div]. Por lo cual el valor mínimo es de 58,495 GHz y el máximo 58,505 GHz. El nivel de referencia está en -10 dBm y la escala vertical en 10 dB/div, por lo tanto la lectura del pico máximo es de -21.73 como lo indica el marcador (circulo) ubicado sobre la señal.

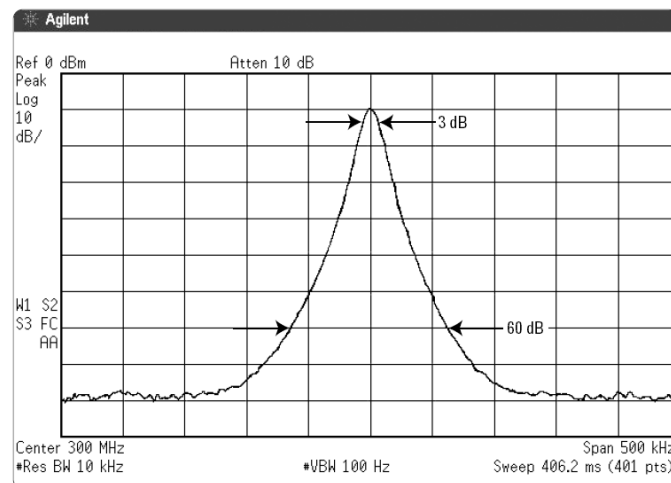
Figura 1.25. Medición con el analizador de espectros



Fuente: Agilent Spectrum Analysis Basics

Para la señal de la figura 1.26 se puede observar que la frecuencia central está en 300 MHz y el SPAN es de 500 KHz, por lo tanto cada cuadro horizontal es de 50 [KHz/ div], por lo tanto se tiene que el valor mínimo es de $F_c[\text{Hz}] - 5 \cdot \text{span} [\text{Hz}/\text{div}] = 299,750 \text{ MHz}$ hasta el valor máximo $F_c[\text{Hz}] + 5 \cdot \text{span} [\text{Hz}/\text{div}] = 300,250 \text{ MHz}$.

Figura 1.26. Mediciones con el analizador de espectros



Fuente: Agilent Spectrum Analysis Basics

1.7 REFERENCIAS

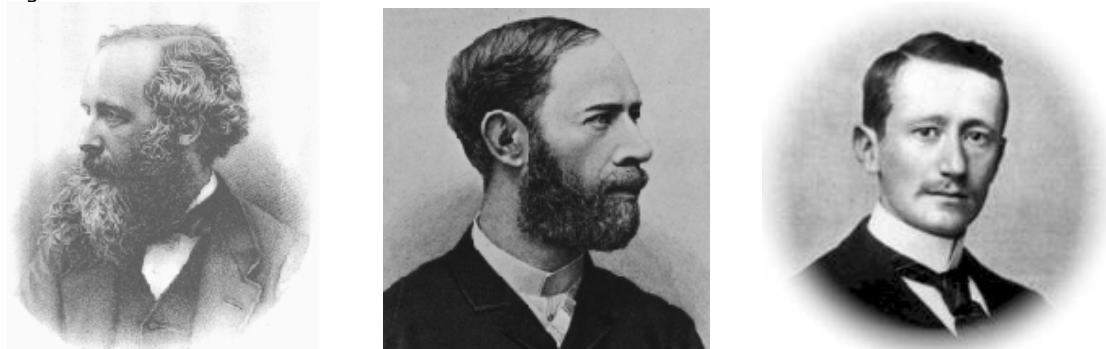
- [1] W. Tomasi, «Sistemas de Comunicaciones Electrónicas», Segunda Edición, Prentice Hall, 1996.
- [2] G. Miller, « Modern Electronic Communication », Septima edición.
- [3] Labvolt, « Analog Communications- Instrumentation, student manual »
- [4] Agilent Technologies, «Spectrum Analysis Basics», 2004, Disponible en INTERNET, www.agilent.com.
- [5] Agilent Technologies, « Flexible Digital Modulation Analysis Guide », 2006.
- [7] Agilent Technologies, «Vector Signal Análisis», Nota de aplicación 150-15, 2006.
- [6] L. Couch, « Sistemas de comunicaciones digitales y analógicos », quinta edición.
- [8] R. Neri, «Comunicaciones por satélite», Thomson, 2003.
- [9] R. Vaughan, J.B. Andersen, «Channels, propagation and antennas for mobile communications », 2003
- [10] Chipcon, «CC2400 Datasheets», Disponible en INTERNET, www.chipcon.com.
- [11] Calculadora dB, Disponible en INTERNET, <http://www.sengpielaudio.com/calculator-db-volt.htm>
- [12] Calculadora dB, Disponible en INTERNET http://www.arialcom.com/calculator/antenna/db_Calc/db_calc_en.html
- [13] L. Barclay, «Propagation of Radiowaves», IEE, segunda edición, 2003.
- [14] Rohde & Schuartz «Field Streng and Power Estimator», Nota de aplicación 1MA85.
- [15] F. Tropeano, « Mediciones sobre redes de comunicaciones de datos», Universidad Tecnológica Nacional, Argentina

2. ANTENAS Y MICROONDAS

2.1 HISTORIA

El desarrollo de las comunicaciones inalámbricas está cimentado en las ecuaciones planteadas por el físico británico James Clerk Maxwell (*figura 2.1.A*) quien en 1873 propuso los principios teóricos y las explicaciones físicas en su trabajo “*Treatise on Electricity and Magnetism*” que luego derivarían en lo que hoy se conoce como “Leyes de Maxwell”. Las ecuaciones de Maxwell son tan fundamentales para la explicación de los fenómenos electromagnéticos como son las leyes de Newton para los fenómenos mecánicos.

Figura 2.1. Pioneros de las comunicaciones inalámbricas



Maxwell (1831-1879)
Hertz (1857-1894)
Marconi (1874-1937)

Fuente: <http://www.maxwellyear2006.org/>

2.1.1 ¿Qué fue lo que propuso Maxwell ?

Antes de Maxwell nadie había considerado que las ondas electromagnéticas se propagaban a la velocidad de la luz. Maxwell unificó los conceptos de la luz y el electromagnetismo, desarrollando la idea de que la luz era una onda electromagnética.

Sus ecuaciones especifican las relaciones existentes entre las variaciones en un medio del vector campo eléctrico E y el vector campo magnético H con respecto al tiempo. La intensidad de campo eléctrico se mide en [V/m] y es generado o por un campo magnético variante con respecto al tiempo o por una carga. El campo magnético se mide en [A/m] y es generado por un campo eléctrico variante con respecto al tiempo o por una corriente.

Las ecuaciones de Maxwell son :

1	$\nabla \times \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t}$
2	$\nabla \times \vec{H} = J + \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}$
3	$\nabla \cdot (\varepsilon \vec{E}) = \rho$
4	$\nabla \cdot (\mu \vec{H}) = 0$

Donde ϵ y μ son la permitividad y la permeabilidad del medio respectivamente, los cuales se definen como $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$ y $\mu = \mu_0 \mu_r$. Puesto que se asume el aire igual al vacío, entonces, $\mu_r = \epsilon_r = 1$.

Las ecuaciones de Maxwell pueden simplificarse significativamente al ser aplicadas al espacio libre donde \mathbf{J} y ρ son cero.

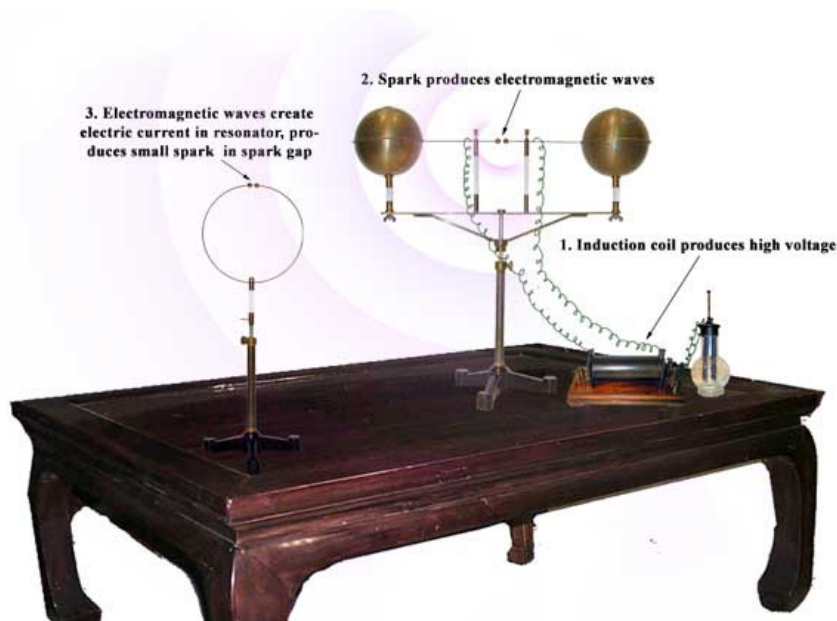
Las ecuaciones de Maxwell pueden resumirse en las siguientes palabras:

- Un campo eléctrico es producido por un campo magnético variante con respecto al tiempo.
- Un campo magnético es producido por un campo eléctrico variante con respecto al tiempo o por una corriente.
- Las líneas de campo eléctrico son continuas y terminan o inician en alguna carga.
- Las líneas de campo magnético son continuas

2.1.2 Hertz, logró la primera comunicación inalámbrica

Las publicaciones de Maxwell llegaron a manos del profesor – Heinrich Hertz, quien durante algunos años se dio a la tarea de desarrollar varios experimentos y en 1887 por primera vez transmitió una señal de radio, en la *figura 2.2* se puede observar el celebre experimento de Hertz que permitió transmitir energía electromagnética sin utilizar cables. Habían nacido las comunicaciones inalámbricas y el mundo no sería igual desde entonces.

Figura 2.2. Experimento de Hertz



Fuente: <http://science.uniserve.edu.au>

En esta prueba, una bobina de inducción está conectada a dos electrodos esféricos con un pequeño espacio entre ellos (transmisor). La bobina genera pulsos muy cortos de voltaje en las esferas, cargándolas con polaridades opuestas, hasta que se produce una chispa entre ellas cuando el voltaje alcanza el potencial de ruptura del aire. Cuando el aire se ioniza, conduce más fácilmente y la descarga que se produce entre las esferas llega a ser oscilatoria. Desde el punto de vista de los circuitos eléctricos esto equivale a un circuito LC, donde la inductancia corresponde a la espira y la capacitancia se debe a los electrodos esféricos.

Como L y C son muy pequeños, la frecuencia de oscilación es muy alta, aproximadamente 100 MHz, ya que $\omega = 1/\sqrt{LC}$ para un circuito LC. Las ondas electromagnéticas son radiadas a esta frecuencia, como resultado de esta oscilación de las cargas libres en la espira.

Hertz pudo detectar las ondas utilizando una espira simple de alambre (receptor). Esta espira colocada a varios metros del transmisor, tiene su propia inductancia efectiva, capacitancia y frecuencia natural de oscilación. Las chispas de descarga fueron inducidas a través de la separación de los electrodos del receptor, cuando la frecuencia de este se ajustó para ser igual a la del transmisor. Con esta prueba se demostró que la corriente oscilante producida en el receptor fue producida por las ondas electromagnéticas radiadas por el transmisor.

Hertz también demostró con sus experimentos que la radiación generada por su dispositivo presentaba propiedades ondulatorias de interferencia, difracción, reflexión y polarización. Se confirmó entonces lo expuesto por Maxwell al demostrar que las ondas de radiofrecuencia tenían propiedades similares a las ondas luminosas y solo diferían en frecuencia y longitud de onda. Hertz pudo comprobar generando un patrón de interferencia, que la velocidad de la onda de radio era igual a la velocidad de la luz, 3×10^8 [m/s].

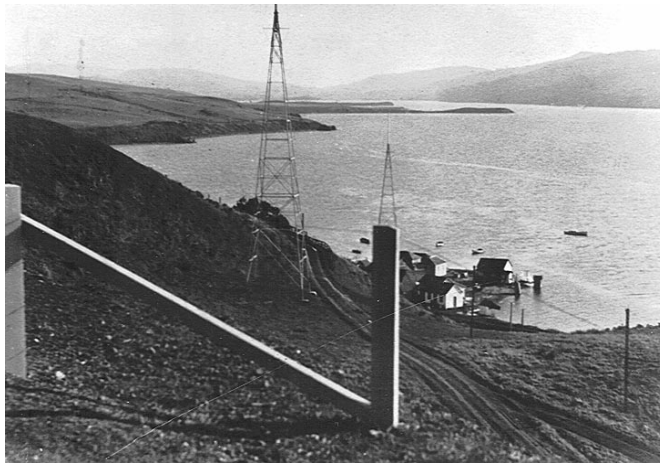
Mas adelante Guillermo Marconi se convirtió en el empresario de las comunicaciones, él vio el gran potencial comercial de esta nueva tecnología y se dio a la tarea de mejorar los experimentos de Hertz y crear el telégrafo sin hilos, lo logró y revolucionó los sistemas de transporte marítimo.

2.1.3 Marconi, el empresario de las radiocomunicaciones

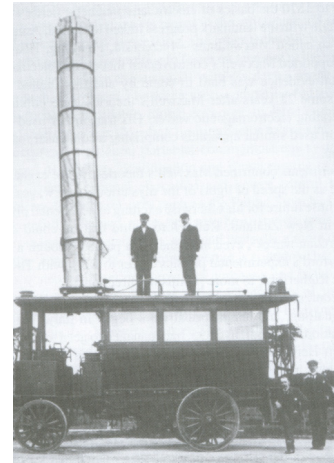
En 1894 en Bolonia, Italia, Gugliermo Marconi (*figura 2.1.C*), inicio sus experimentos con ondas electromagnéticas. Trabajando en el ático de su casa construyó dispositivos inalámbricos de corto alcance para el envío de código Morse, basado en los experimentos de Hertz.

Después de un año, logro transmitir una señal de telégrafo a una distancia de dos millas (3.2 Km). En 1896 Marconi viajó a Inglaterra y creo la "Wireless Telegraphic and Signaling Company of England" y se dedicó al negocio de la telegrafía inalámbrica, reconociéndose su valor en la seguridad del transporte marítimo. Su compañía creció rápidamente y en 1897 logro que su telégrafo inalámbrico alcanzara mas de 15 millas. En 1899 transmitió señales de radio a través del canal ingles y logo la patente inglesa numero 7777, que fue la primera patente de comunicación por radio. Marconi viajó a Norteamerica y creo la "Marconi Wireless Telegraph Company of America", convirtiéndose en el líder mundial de la radiotelegrafía.

Figura 2.3. Estación de radiotelegrafía y primer sistema móvil de comunicación (1928)



A. Torre de comunicación



B. Sistema de comunicación móvil

Fuente: www.marconiconference.org/history.htm

En 1901 con una antena de 164 pies de alto, ubicada en Poldhu, Cornwall (Inglaterra) y otra en St. John's, Newfoundland (Canada) envió un mensaje en código Morse, atravesando todo el atlántico. El titular de prensa se puede ver en la figura 2.4.

Figura 2.4. Noticia de la primera comunicación sobre el atlántico, diciembre 12 de 1901

Guglielmo Marconi sends message from England to Newfoundland

Dec 12. The Italian physicist Guglielmo Marconi, who sent wireless telegraphic messages across the English Channel from Dover, England, to Boulogne, France, on March 29, 1899, repeated his experiment today over the Atlantic Ocean, a distance of 2,232 miles.

In order to carry out this experiment, Marconi set up a 164-foot-



Guglielmo Marconi and his first wireless.

high antenna in Poldhu, Cornwall, England. Then, he erected a receiver in St. John's, Newfoundland, Canada. In spite of the earth's curvature, he received a Morse signal corresponding to the letter "S" from the Poldhu station across the ocean.

When Marconi realized the importance of his first discoveries in 1895, he asked the Italian Minister of Telecommunication to help him. But the minister found that Marconi's experiments were too extravagant. That's why Marconi went to England, where he won the support of Sir William Peace, the Postmaster General, who immediately understood the significance of the young Marconi's work. Thanks to Peace's perspicacity and the help of Professor Adolf Slaby, Marconi could hit his target today (→ 2/22/03).

Fuente: www.marconiconference.org/history.htm

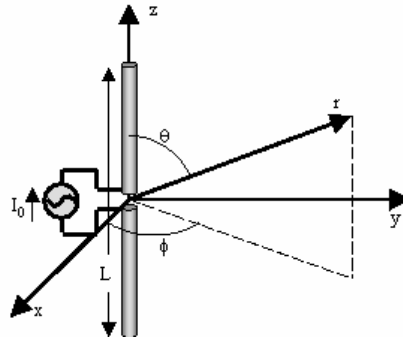
Este suceso originó un ambicioso plan de crear torres de comunicaciones de alta potencia en todo el mundo, así como el desarrollo de los primeros sistemas de comunicación móvil (figura 2.3).

En 1909 Marconi recibió el premio Nobel de Física por sus descubrimientos. En 1913 aparece la primera estación de radio (KPH) en San Francisco.

2.2 ¿QUÉ ES UNA ANTENA ?

Una antena es simplemente un dispositivo cuya función es radiar y/o interceptar energía electromagnética. En la *figura 2.5* se observa un dipolo simple.

Figura 2.5. Antena



Fuente: Autor

2.3 ¿CÓMO FUNCIONA UNA ANTENA ?

Si se considera la analogía entre la luz y las señales de radio, es más claro entender como se comportan las ondas electromagnéticas alrededor de una antena.

Una lámpara incandescente envía su luz en todas las direcciones, es decir su patrón de radiación lumínica es "omnidireccional". En la *figura 2.6.A* se observa este fenómeno. Si se tiene en cuenta que existe una completa analogía entre una señal de radio y la luz, se puede pensar que una antena omnidireccional también tendrá un patrón de radiación similar. En la *figura 2.6.B* se observa una antena omnidireccional para la banda de VHF y en la *figura 2.6.C* su patrón de radiación tridimensional.

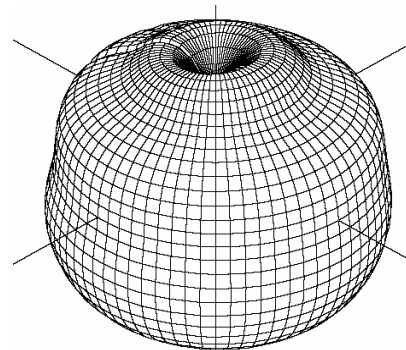
Figura 2.6. Radiación de una antena omnidireccional



A. Radiación luminosa
Fuente: Autor



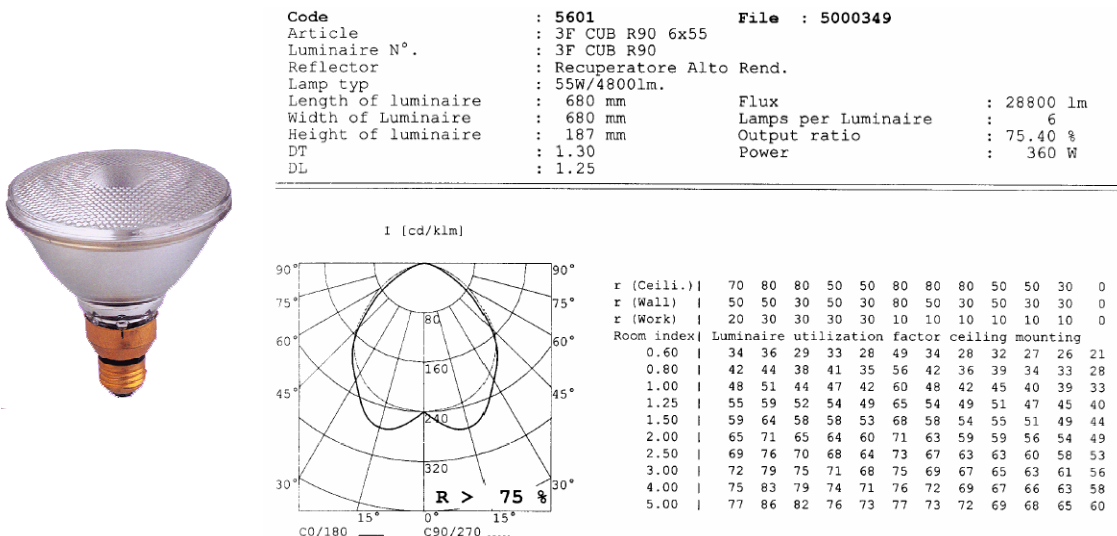
B. antena VHF



C. Patrón tridimensional

El patrón de radiación puede alterarse de acuerdo a las necesidades, una lámpara de techo o las luminarias de un automóvil, emplean superficies reflectoras para orientar la luz en la dirección que se requiere, de la misma forma en una antena se utilizan superficies reflectoras que cambian la dirección de la señal de radio.

Figura 2.7. Información técnica de un reflector luminoso



Fuente: www.luz.philips.com

En la figura anterior se observan las características técnicas de una luminaria, el patrón de radiación muestra que la dirección de mayor intensidad luminosa se encuentra frente a la lámpara.

De la misma forma, en una antena, la señal de radio puede orientarse de acuerdo a la disposición geométrica de los elementos que la conforman. En la figura 2.8 se observa el patrón de radiación de una antena Yagi, donde un dipolo pasivo refleja la señal hacia el frente de la antena y el grupo de dipolos directores concentra el haz de señal electromagnética hacia el frente de la antena.

Figura 2.8. Antena Yagi



A. Elementos de la antena

B. Antena Yagi 433 MHz

C. Patrón de radiación 3D

Fuente: Autor y hojas de datos en www.antennafactor.com

En el patrón tridimensional de esta antena es evidente la dirección de máxima radiación de la antena.

2.3.1 Densidad de potencia

Considerando que la señal que sale de la antena en forma de esferas tridimensionales (para un radiador isotropico), la cantidad de potencia distribuida en el área de la esfera es lo que se conoce como densidad de potencia

La unidad para la densidad de potencia es watos/metros² como se muestra en la siguiente ecuación:

$$D_p = P_T / 4\pi r^2$$

Donde:

D_p = densidad de potencia en watios/metros²

P_T = potencia transmitida en watios.

r = Radio de la esfera.

2.3.2 Flujo de potencia y teorema de Poynting

El producto vectorial del campo eléctrico y el campo magnético da como resultado la densidad de potencia de la onda electromagnética. Para la solución de la onda plana, el flujo de potencia en la dirección z es $(|\mathbf{E}| |\mathbf{H}|) / 2 \text{ W m}^{-2}$. Se introduce el factor $1/2$ debido a los valores pico de E_o y H_o , de este modo la potencia promedio puede expresarse como:

$$\frac{E_o^2}{2Z_o} = \frac{Z_o}{2} H_o^2$$

En una onda plana el campo eléctrico y el campo magnético siempre son ortogonales entre si, pero como es de suponerse, no todas las ondas son planas y por consiguiente no siempre los campos E y H son ortogonales; en este caso la ecuación anterior no es válida, sin embargo, el flujo de potencia puede ser representada por el vector de **Poynting S**, el cual apunta en la dirección del flujo de potencia y tiene una magnitud igual a la densidad de potencia. El vector de Poynting se define como:

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H}^*$$

2.3.3 Longitud de onda

La longitud de onda λ (lamda) corresponde a la relación entre la velocidad de la luz (c) y la frecuencia de operación (f)

$$\lambda = \frac{c}{f} \cdot [m]$$

donde $c = 3 \times 10^8 \text{ [m/s]}$

Las especificaciones de longitud física de una antena se dan en longitudes de onda, $\lambda/2$, $\lambda/4$, $3\lambda/4$, etc.

En la medida que la tecnología de radiofrecuencia ha desarrollado dispositivos para frecuencias más altas, las longitudes de onda han disminuido y por lo tanto se utilizan en la actualidad antenas más pequeñas que las usadas hace algunos años.

Calculando la longitud de onda para una comunicación en la banda de 2.4 GHz.

$$\lambda = \frac{3 \times 10^8}{2.4 \times 10^9} = 0.125[m] = 12,5[cm]$$

12,5 cm es la longitud de onda, si la antena es $\lambda/4$, la longitud física seria de 3,125 cm.

2.4 PARÁMETROS DE LAS ANTENAS

Cada antena tiene diversos parámetros de operación dados por los fabricantes, es necesario comprender cada uno de ellos con el fin de tener los criterios suficientes para seleccionar la antena más adecuada a las necesidades de comunicación.

En la tabla 2.1 y en la figuras 2.9 y 2.10 se pueden observar los parámetros más frecuentes entregados por los fabricantes en las hojas de especificaciones.


Tabla 2.1. Parámetros de las antenas

#	Parámetro	#	Parámetro
1	Modelo	8	Ganancia
2	Frecuencia central	9	Ancho de haz
3	Rango de frecuencia	10	Potencia máxima
4	Impedancia	11	Peso
5	Polarización	12	Conector
6	VSWR	13	Material de los elementos
7	Relación F/B	14	Velocidad del viento

Fuente: Autor

Figura 2.9. Parámetros de una antena

ITEM	SPECIFICATION
1 Model	ANT-418-YG5-N
2 Center Frequency	418MHz
3 Frequency Range	404-446MHz
4 Impedance	50Ω
5 Polarization	Vertical or Horizontal
6 VSWR	≤1.5
7 F/B Ratio	18dB
8 Gain	10dBi
9 Beamwidth	40°
10 Max. Power	100W
11 Weight	2 lbs.
12 Connector	N-Style (other connectors available for volume applications)
13 Element Material	Stainless Steel
14 Wind Velocity	60 m/s



Fuente: Adaptado de www.antennafactor.com

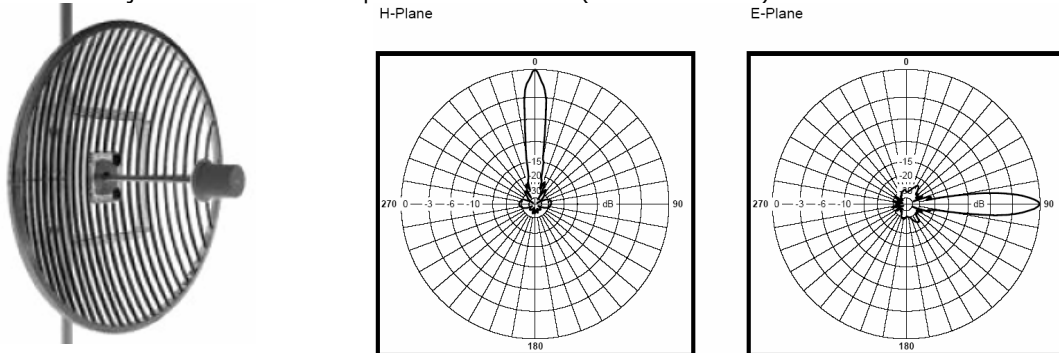
A continuación en la figura 2.10 se presentan los parámetros de un reflector parabólico de la empresa tiltek.

Algunas de las pruebas de caracterización se realizan en una cámara anecoica donde se pueden lograr condiciones controladas que aíslan las antenas bajo prueba de las influencias electromagnéticas externas, en la figura 2.11 se pueden observar dos cámaras de este tipo.

Estas cámaras son análogas a las cabinas de sonido donde las superficies rugosas en paredes, piso y techo evitan la reflexión de las ondas sonoras, de la misma forma en una cámara anecoica las superficies se recubren de prismas de

materiales absorbente de ondas electromagnéticas, buscando evitar reflexiones en las superficies y generar un ambiente lo más parecido posible al espacio libre.

Figura 2.10. Hojas de datos reflector parabólico TA-1448 (1425-1535 MHz)



Electrical Specifications

Frequency Range: 1425-1535 MHz
Gain: 23.5 dBi
VSWR: 1.5:1 max.
Front to Back Ratio: 30 dB min.
Polarization: Vertical or Horizontal
Power Rating: 250 Watts
H-Plane Beamwidth: 11 degrees
E-Plane Beamwidth: 12 degrees
Cross Pol. Discrimination: 30 dB min.
Impedance: 50 ohms nominal
Termination: N female

Typical mid band values. (For details , contact factory)

Mechanical Specifications

Diameter: 50.5 in. (1283 mm)
Weight (Incl. clamps): 50 lb. (22.7 kg)
Rated Wind Velocity: 125 mph (200 km/h)
Hor. Thrust at rated wind: 304 lb. (138.2 kg)
Mechanical Tilt: 0 - 15 degrees
Mounting (O.D.): 1.75 - 4.5 in. (44.5 - 114 mm)

Materials

Radiating Elements: Aluminum
Reflector: Irridited aluminum
Clamps: HDG steel

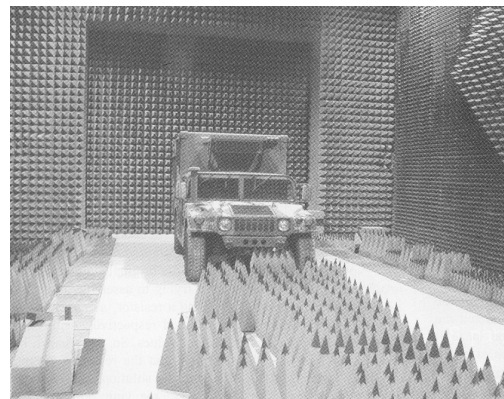
Fuente: <http://www.tiltek.com/products/frequencies.html>

Las superficies absorbentes están formados por conos de esponja de carbono y por placas de ferrita

Figura 2.11. Cámara anecoica



A. Universidad Politécnica de Madrid



B. USA ARMY New Jersey

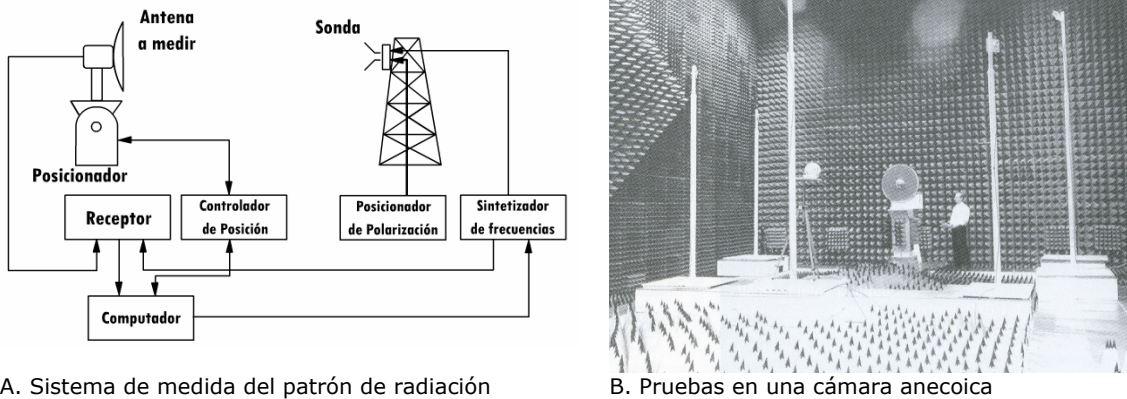
Fuente: Ingeniería de Microondas – Técnicas experimentales, José Miguel Miranda y otros , Prentice may,2002. – Antenas and Propagation Volumen 47, N 5 October 2005.

A continuación se explicaran los parámetros más importantes de las antenas.

2.4.1 Patrón de radiación

Una antena como dispositivo transmisor/receptor de radiaciones electromagnéticas tiene un patrón de radiación que indica como se comportan los campos eléctrico y magnético a su alrededor, esto depende totalmente de la geometría de la antena. Así como existen los patrones de radiación lumínica para una lámpara, también se cuenta con esta información para las antenas. En la figura 2.12.A se observa un sistema empleado para obtener el patrón de radiación y las condiciones controladas en una cámara anecoica en la figura 2.12.B.

Figura 2.12. Medida de patrón de radiación



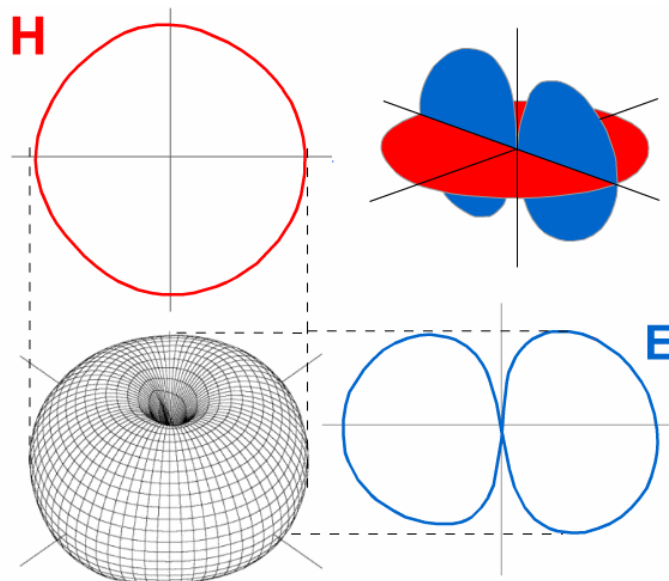
A. Sistema de medida del patrón de radiación

B. Pruebas en una cámara anecoica

Fuentes: Antenas, Cardama y otros, Antenas and Propagation Volumen 47, N 5 October 2005

Un patrón de radiación describe gráficamente las intensidades de los campos o las densidades de potencia en varias posiciones angulares en relación con una antena. Aunque dicho diagrama puede ser tridimensional; en la mayoría de los casos resulta suficiente tomar cortes en el origen de los planos principales (figura 2.13). A su vez, los cortes que representan el patrón horizontal o el patrón vertical, pueden ser representados en coordenadas polares, o en coordenadas cartesianas.

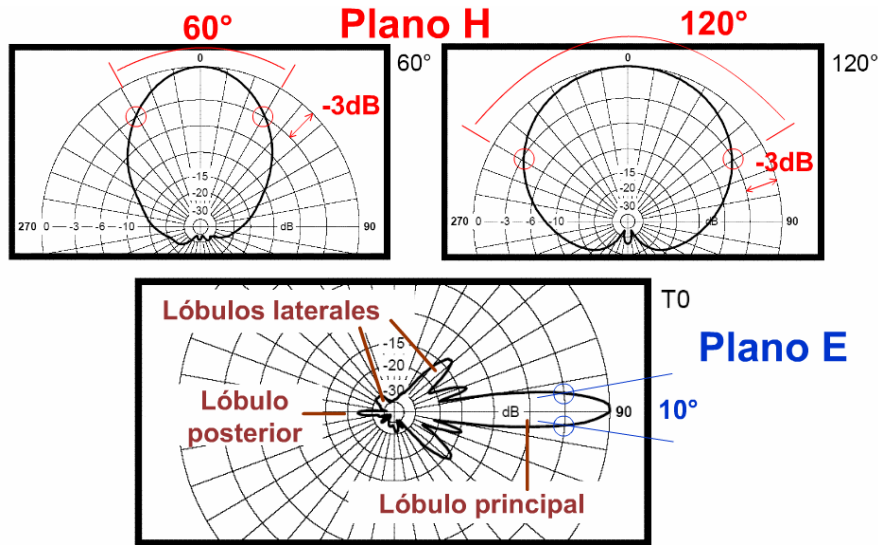
Figura 2.13. Patrón de radiación E y H



Fuente: Autor

El corte horizontal en la *figura 2.13* representa el campo magnético H y el plano vertical el campo eléctrico E, partir de estos dos planos se puede saber que tan directiva es una antena y determinar el ancho de haz (Beamwidth), En la *figura 2.14* se observan las medidas del ancho del haz para los planos E y H. Se considera la caída de 3dB en el lóbulo principal para encontrar los cortes (marcados con circunferencias en las figuras) con los contornos de los campos E o H. Se encuentra que para los planos H de la *figura 2.14* los anchos de haz de los campos H son 60° y 120° . Para el plano E los cortes en el lóbulo principal indican que el ancho del haz es de 10° .

Figura 2.14. Patrón de radiación en coordenadas polares

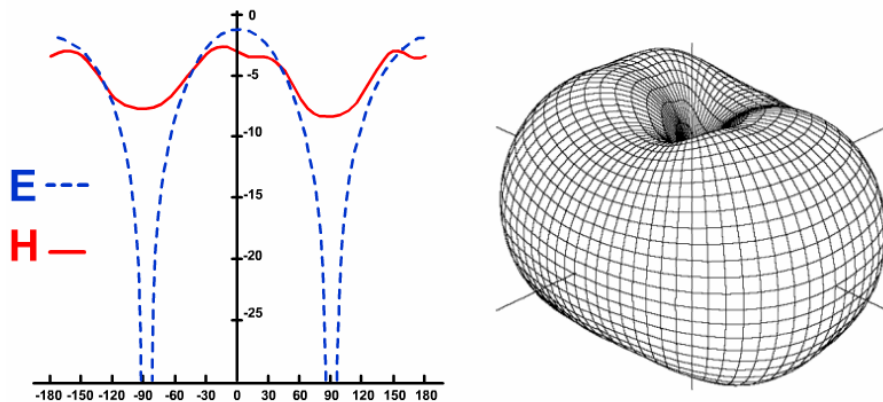


Fuente: Autor

Un diagrama de coordenadas polares permite una mejor apreciación de la distribución de potencia en diferentes direcciones del espacio. Se puede observar en el patrón de radiación para el plano E de la *figura 2.14*, que además del lóbulo principal aparecen los lóbulos secundarios y el lóbulo posterior, el cual se utiliza para determinar la relación (F/B), explicada más adelante.

Otra forma de presentar el diagrama de radiación es utilizando coordenadas cartesianas, el cual permite facilita la visualización de la directividad de la antena con más detalle, en la *figura 2.15* se puede observar este diagrama y el patrón tridimensional para una antena loop.

Figura 2.15. Patrón de radiación en coordenadas cartesianas y patrón 3D de antena Loop



Fuente: Autor

Los fabricantes entregan archivos en formato digital con la información de los campos E y H para utilizar esta información en herramientas de planificación inalámbrica. En la *figura 2.16* se observa un ejemplo de este tipo de archivos para una antena SSP2-52B. Con esta información se pueden obtener las curvas de E y H entre -180° y 180° .

Figura 2.16. Hoja de datos para construcción de patrón de radiación

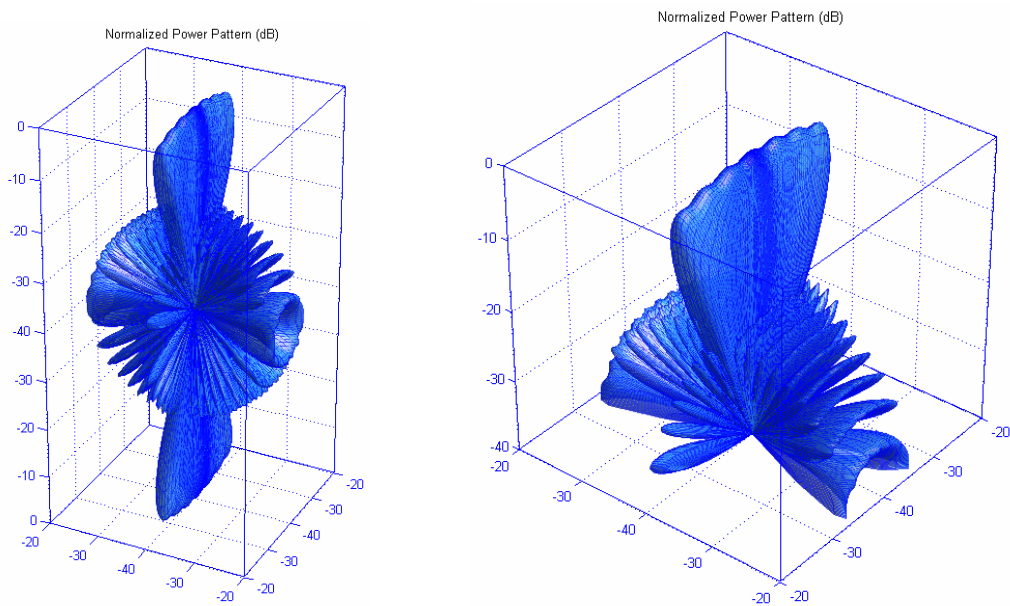
DPE 5570 Antenna Model SSP2-52B MFG. ID# 45570G
5.250 - 5.850 GHz
Table of Breakpoints

HH	27	HV	7	VV	29	VH	7	ELHH	9
-180.0	-38.0	-180.0	-40.0	-180.0	-38.0	-180.0	-40.0	-5.0	-9.0
-116.5	-38.0	-35.2	-40.0	-115.4	-38.0	-26.7	-40.0	-3.7	-2.9
-105.1	-35.6	-17.7	-25.0	-104.4	-33.6	-14.7	-25.0	-2.7	-1.6
-94.0	-29.7	0.0	-25.0	-92.1	-27.8	0.0	-25.0	-1.7	-0.6
-66.6	-24.6	17.7	-25.0	-83.9	-26.4	14.7	-25.0	0.0	0.0
-34.5	-24.5	35.2	-40.0	-23.8	-26.3	26.7	-40.0	1.7	-0.6
-30.1	-23.6	180.0	-40.0	-20.4	-20.6	180.0	-40.0	2.7	-1.6
-18.4	-23.5			-16.7	-18.3			3.7	-2.9
-11.9	-10.1			-11.4	-18.3			5.0	-9.0
-7.0	-10.0			-10.0	-16.5			ELHV	3
-4.0	-3.0			-6.6	-16.5			-5.0	-25.0
-3.1	-1.4			-3.7	-2.9			0.0	-25.0
-2.0	-0.4			-2.7	-1.6			5.0	-25.0
0.0	0.0			-1.7	-0.6			ELVV	9
2.0	-0.4			0.0	0.0			-5.0	-5.3
3.1	-1.4			1.7	-0.6			-4.0	-3.0
4.0	-3.0			2.7	-1.6			-3.1	-1.4
7.0	-10.0			3.7	-2.9			-2.0	-0.4
11.9	-10.1			6.6	-16.5			0.0	0.0
18.4	-23.5			10.0	-16.5			2.0	-0.4
30.1	-23.6			11.4	-18.3			3.1	-1.4
34.5	-24.5			16.7	-18.3			4.0	-3.0
66.6	-24.6			20.4	-20.6			5.0	-5.3
94.0	-29.7			23.8	-26.3			ELVH	3
105.1	-35.6			83.9	-26.4			-5.0	-25.0
116.5	-38.0			92.1	-27.8			0.0	-25.0
180.0	-38.0			104.4	-33.6			5.0	-25.0
				115.4	-38.0				
				180.0	-38.0				

Fuente: <http://www.gdsatcom.com/patterns.html>

Con la información del comportamiento de los campos eléctrico y magnético y aplicando el concepto del vector de Poynting, es posible generar patrones de radiación tridimensionales como observan en la *figura 2.17*. Los programas en Matlab y la explicación del código en Matlab se encuentra en [1].

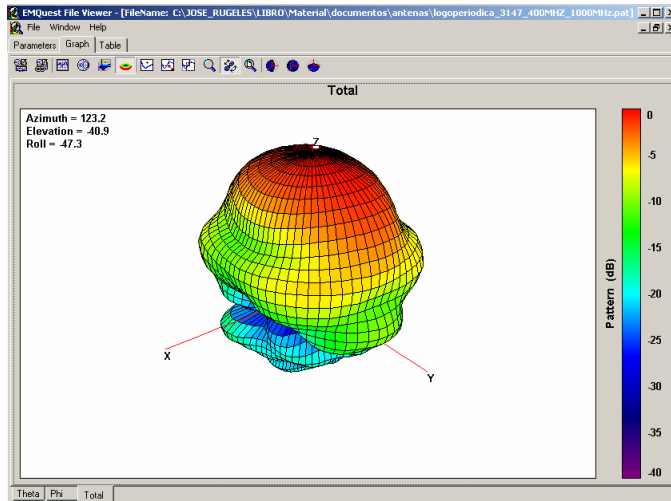
Figura 2.17. Patrones de radiación tridimensionales de antenas impresas



Fuente: "Visualizing the 3D polar power patterns and excitation of planar arrays with Matlab", J.C Bréguins, F. Ares and E. Moreno, IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol 46 No 2 April 2004.

Algunas empresas tienen su propio software para manejar la información de las antenas, un ejemplo es el programa EMQuest Viewer de la empresa ETS-lindgren que permite visualizar los patrones y la información técnica entregada por este fabricante. En la *figura 2.18* se puede observar el patrón de una antena logoperiodica de este fabricante.

Figura 2.18. EMQuest Viewer



Fuente: <http://www.ets-lindgren.com/demos.cfm>

2.4.2 Relación F/B (Front-to-Back)

La relación frontal a posterior de una antena se define como la relación entre la potencia transmitida en (o recibida de) el lóbulo principal de la antena respecto a la potencia transmitida en (o recibida de) el lóbulo posterior. Cuando la el patrón de radiación está en dB esta relación es la resta de los niveles de los lóbulos principal y posterior. En las *figuras 2.9* y *2.10*, así como en el anexo 1 se pueden observar las especificaciones de este parámetro por parte de los fabricantes.

2.4.3 Impedancia

Una antena debe radiar el máximo de potencia al medio con un mínimo de perdidas. Debe existir para esto una adaptación entre la impedancia del transmisor y la impedancia de la antena y cumplir así con el teorema de la máxima transferencia de potencia en un circuito. Generalmente la antena se encuentra conectada al transmisor mediante una línea de transmisión o guía de ondas por lo que debe considerarse la impedancia característica, atenuación y longitud de la línea.

La impedancia de entrada (Z_e) de la antena, depende de la frecuencia y tiene parte real $R_e(\omega)$ y parte imaginaria $X_e(\omega)$. La resistencia de entrada $R_e(\omega)$ es la suma de la resistencia de radiación y la resistencia de pérdidas.

La **resistencia de radiación** (R_r) corresponde a las pérdidas de potencia en el espacio debido a la radiación. También se producen perdidas debido al conductor del que está hecha la antena, las cuales se asignan a una **resistencia de pérdidas** (R_Ω).

La impedancia de entrada es un factor muy importante ya que condiciona las tensiones de los generadores que se deben aplicar para obtener determinados valores de corriente en la antena y en consecuencia una potencia radiada. Si la parte reactiva es apreciable se deben aplicar tensiones elevadas para obtener corrientes apreciables y si la resistencia de radiación es baja se requieren altas corrientes para tener una potencia radiada importante.

En radio comunicaciones es común encontrar que las impedancias de antenas, conductores y radios es de 50Ω , como se puede observar en las hojas de datos de cada uno de estos productos.(Anexo 1)

2.4.4 Área efectiva

El *área efectiva* es un término que toma vital importancia cuando la antena opera como receptora, también se le conoce como apertura efectiva. Se define como "la razón de la potencia disponible en los terminales de antena a la potencia por unidad de área de una onda polarizada adecuadamente".

$$A_e = \frac{l_{ef}^2 \eta}{4R_r}$$

Donde (l_{ef}) es la *longitud efectiva* dada por:

$$l_{ef} = \frac{|V_{ca}|}{|E|}$$

La longitud efectiva también es conocida como longitud eléctrica de la antena, la cual es aproximadamente igual a la longitud física de la antena.

2.4.5 Directividad y Ganancia

La directividad da una medida absoluta de la capacidad que tiene una antena para concentrar la radiación en una dirección determinada con respecto a las demás. La directividad viene dada por el cociente entre la densidad superficial de potencia radiada en una dirección dada y la que radiaría una antena isotrópica con la misma potencia total radiada.

La ganancia y la directividad de una antena son parámetros que van mutuamente relacionados y que están relacionados por la eficiencia de la antena (η).

$$G(\theta, \phi) = \eta D(\theta, \phi)$$

La eficiencia esta dada por la relación de la potencia radiada respecto a la potencia entregada. La ganancia es igual a la directividad si la eficiencia es igual al 100 %

$$Eficiencia = \frac{P_{RADIADA}}{P_{ENTREGADA}} = \eta$$

Y la directividad (D) es igual a :

$$D = \frac{\rho_{\max}}{P_r / (4\pi r^2)}$$

Donde ρ_{\max} es la máxima densidad de potencia radiada y $P_r / (4\pi r^2)$ es la densidad de potencia de una antena isotrópica.

Otra forma de expresar la ganancia en dB es:

$$G = 10 \text{Log}_{10} \left(\frac{G_{d\max} \text{ de antena en prueba}}{G_{d\max} \text{ de antena patrón}} \right)$$

La ganancia de una antena no se refiere a obtener más potencia de salida que la potencia de entrada. Es una comparación respecto a una antena de referencia.

La ganancia de una antena con frecuencia se expresa en dBi si se usa como antena patrón, una antena isotrópica; si se toma como antena patrón un dipolo de media onda, entonces la ganancia de la antena en prueba se expresa en dBd.

La ganancia en dBi, siempre será 2.15 dB mayor que una ganancia en dBd; es decir, la ganancia de un dipolo de media onda es 2.15 dBi.

Para conocer la ganancia de una antena se puede realizar un enlace con dos antenas donde la ecuación de transmisión es:

$$\frac{P_R}{P_T} = G_T G_R \left[\frac{\lambda}{4\pi R} \right]^2$$

Si las dos antenas son exactamente iguales, en la ecuación anterior sólo existirá una incógnita, la ganancia, pues los demás datos son medibles o conocidos.

Si las dos antenas no son exactamente iguales, puede emplearse una tercera antena. Midiendo la relación P_R/P_T para cada una de las tres combinaciones de pares de antenas y planteando en cada caso la ecuación de transmisión, queda un sistema de tres ecuaciones con tres incógnitas: las ganancias de las tres antenas.

La ganancia también puede expresarse de las siguientes formas:

$$G = 10 \text{Log}_{10} \left[\frac{4}{\lambda^2} A_e \right]$$

donde

λ = Longitud de onda en metros

A_e = Apertura efectiva en metros cuadrados

Otra forma de calcular la ganancia es considerar los anchos de haz de campo eléctrico y magnético es:

$$G(dBi) = 10 \cdot \text{Log}_{10} \left[\frac{36,000}{E_{BW} \cdot H_{BW}} \right]$$

donde

E_{BW} = Ancho del haz del plano E
 H_{BW} = Ancho del haz del plano H

Esta expresión no tiene en cuenta las pérdidas por conducción y las pérdidas por dieléctrico, las cuales son de 0.5 a 1.5 dB, dependiendo del tipo de antena.

Ejemplo: Se pueden considerar las especificaciones técnicas del reflector parabólico TA-1448 (1425-1535 MHz) de la *figura 2.10*, donde los anchos de haz para los planos H y E son 11° y 12° respectivamente y la ganancia es de 23.5 dBi.

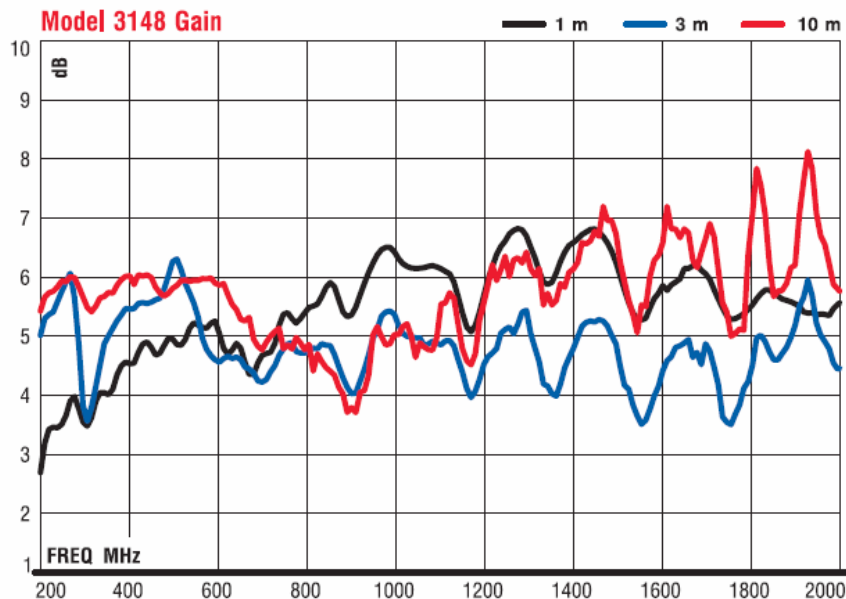
$$G(dBi) = 10 \cdot \text{Log}_{10} \left[\frac{36,000}{11^\circ \cdot 12^\circ} \right]$$

$$G = 24,35 dBi$$

Comparando este resultado con los 23.5 dBi existe una diferencia de 0.85 que está dentro del margen de error por pérdidas de conducción y de dieléctrico.

La ganancia es un parámetro que puede variar de acuerdo a la frecuencia de operación, como se muestra en la *figura 2.19*, los fabricantes entregan las especificaciones técnicas de las antenas para poder realizar el ajuste. Esto resulta importante especialmente en equipos de monitoreo donde se hace un barrido en frecuencia y es necesario corregir las lecturas, lo cual se hace generalmente generando una tabla de corrección por software a partir de las curvas entregadas por los fabricantes.

Figura 2.19. Curva de ganancia vs frecuencia para antena Logoperiodica modelo 3148

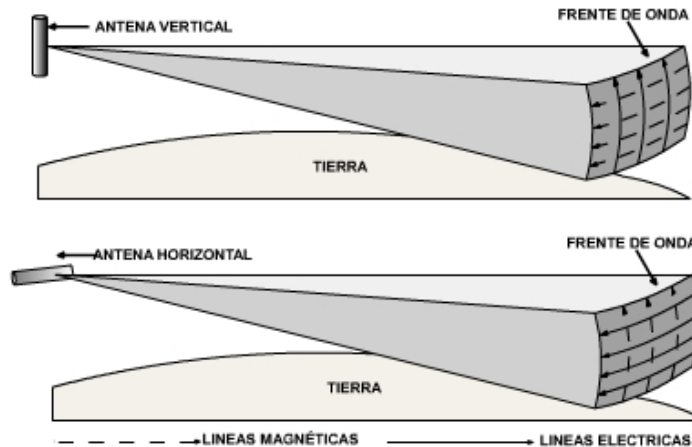


Fuente: www.ets-lindgren.com

2.4.6 Polarización

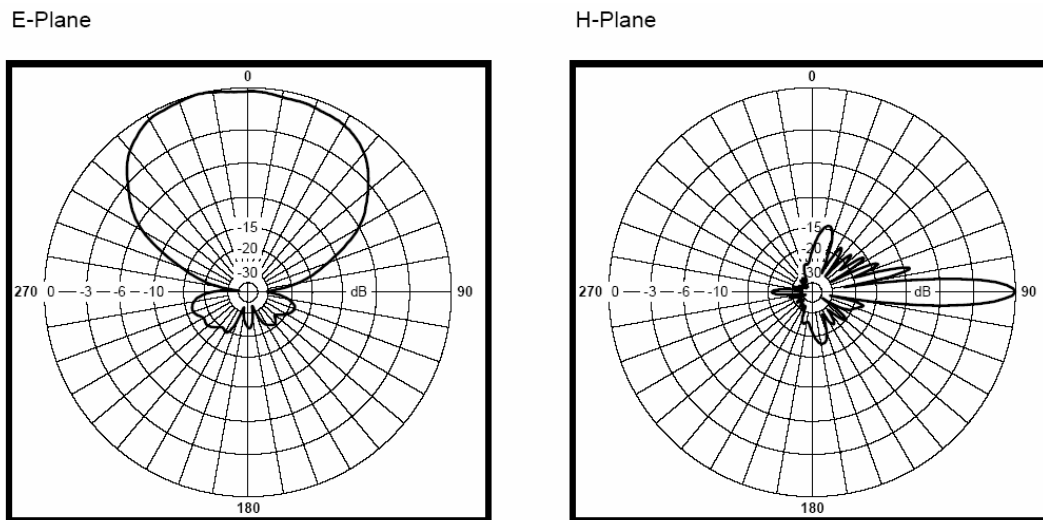
La radiación electromagnética está compuesta por el campo eléctrico y el campo magnético los cuales forman entre si un ángulo de 90°. En general el campo eléctrico es quien determina la dirección de polarización de la onda; así, en una antena polarizada verticalmente, las líneas de fuerza del campo eléctrico están en dirección vertical; y en una antena con polarización horizontal, las líneas de fuerza del campo eléctrico están en dirección horizontal.

Figura 2.20. Polarización vertical y horizontal



Fuente: Autor

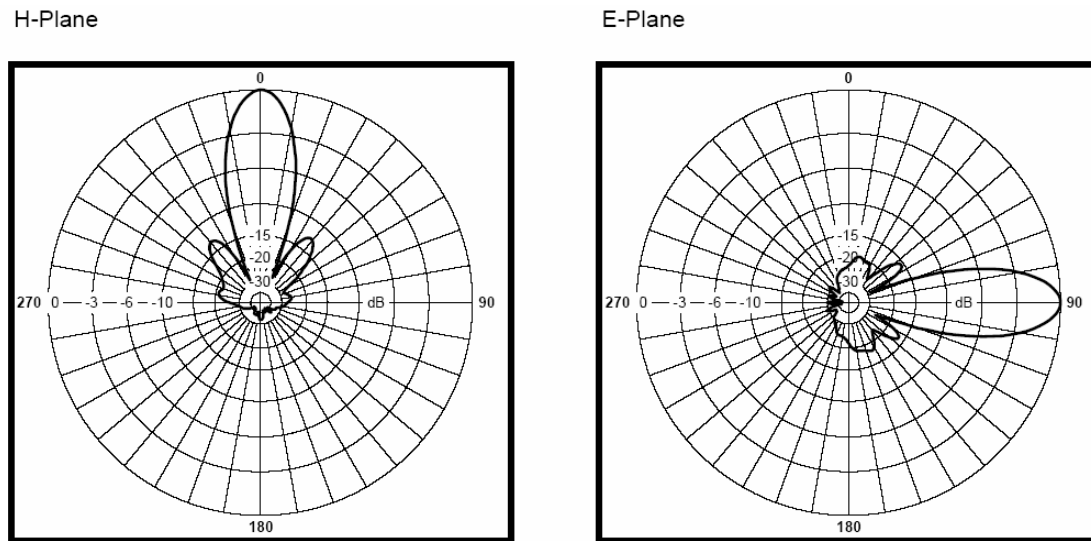
Figura 2.21. Patrón de radiación para antena con polarización Horizontal



Fuente: <http://www.tiltek.com>

Las información técnica de las antenas puede especificar la polarización más adecuada: horizontal o vertical o si opera en las dos polarizaciones. La *figura 2.21* muestra el patrón de radiación de una antena con polarización horizontal.

Figura 2.22. Patrón de radiación para antena con polarización Horizontal o vertical



Fuente: <http://www.tiltek.com>

De acuerdo a las especificaciones de la antena TA-2308 Panel (2300-2500 MHz) Puede funcionar tanto en polarización vertical como horizontal, como se puede observar en la *figura 2.22* los patrones de radiación son directivos en los dos planos.

Existe **polarización lineal** cuando las componentes ortogonales del campo eléctrico están en fase entre si, o tienen un desfase en números enteros de n radianes. Se dice que hay **polarización circular** cuando las líneas de fuerza del campo eléctrico rotan 360° con cada ciclo, además las amplitudes de sus componentes son iguales y sus fases difieren en $n/2$ ó $3n/2$ radianes. En los demás casos se dice que existe **polarización elíptica**.

2.4.7 Ancho de Banda

Todas las antenas tienen un margen o rangos de frecuencia donde operan eficientemente. Puede definirse en función de varios parámetros como son: patrón de radiación, directividad, impedancia, etc. Usualmente se emplea el criterio de 3dB para determinar este parámetro.

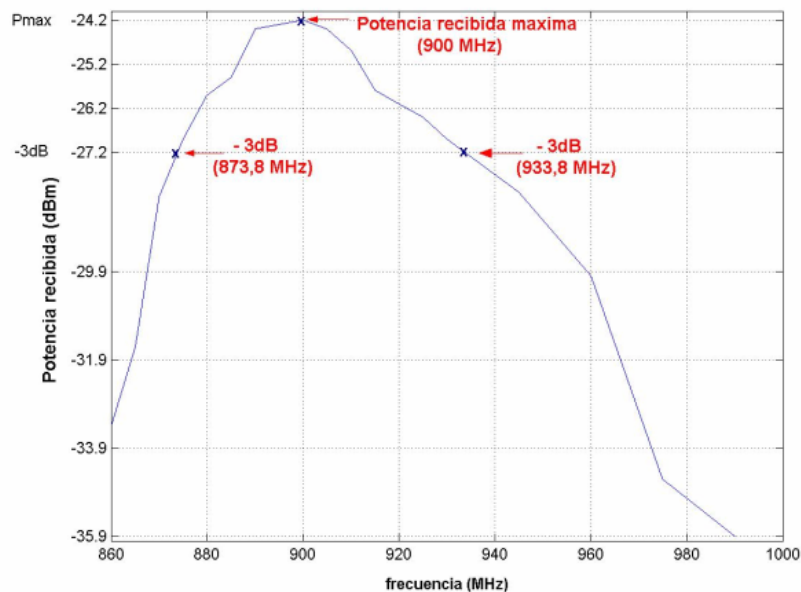
En la *figura 2.23* se presenta la curva experimental de potencia recibida vs frecuencia para una antena WIP separadas una distancia de 2,2 m en espacio libre, a una altura de 1,2 m, con polarización vertical, en la banda de 900 MHz. De la curva se pueden obtener los puntos de frecuencia para los cuales se caen 3 dB.

De éste modo el ancho de banda de las antenas whip es:

$$BW = 873.8 - 933.8$$

$$BW = 60 \text{ MHz}$$

Figura 2.23. Ancho de Banda de Antena Whip ¼ de onda



Fuente: Análisis de propagación electromagnética en espacios cerrados: Herramienta software en Matlab para predicción y simulación”, E3T-UIS, 2005

2.4.8 Factor de antena

El factor de antena es el cociente entre el campo eléctrico E y el voltaje V_{IN} presente en los pares de las entradas del receptor.

$$K = \text{campo eléctrico} / \text{voltaje (50 } \Omega \text{)}$$

Esto evidencia que para medidas de campo eléctrico, la longitud de antena efectiva o factor de antena debe ser conocido. El factor de antena puede ser expresado en forma logarítmica así:

$$k = 20 \log K$$

Para obtener el campo eléctrico E, se puede adicionar el factor k al nivel de voltaje V indicado por el receptor de prueba.

$$E \text{ [dB (1}\mu\text{V/m)]} = V \text{ [dB (1}\mu\text{V)]} + k \text{ [dB (1/m)]}$$

Para una alta precisión en la medida debe tenerse en cuenta las pérdidas del cable entre el receptor y la antena.

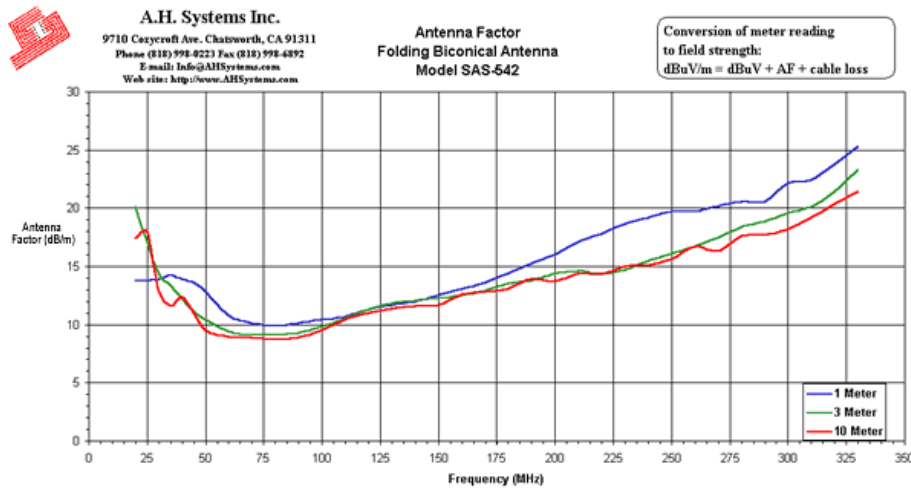
La fórmula:

$$K = 9.73 / \lambda \cdot \sqrt{G}$$

Describe la relación entre el factor de antena y la ganancia práctica, siendo a menudo de gran ayuda. En forma logarítmica la fórmula se expresa así:

$$k = - 29.8 \text{ dB} + 20 \log f / \text{MHz} - g$$

Figura 2.24. Factor de antena para antena Bicónica modelo SAS-542

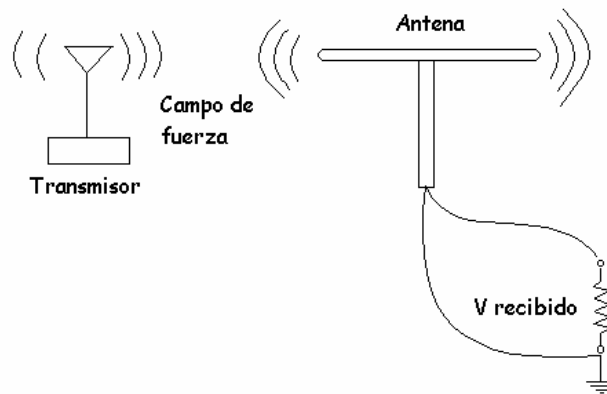


Fuente: A.H. SYSTEMS, INC. Biconical Antenas: [en línea] California: Chatsworth. 2005. Disponible en internet: URL: <http://www.ahsystems.com>

Aplicación del factor de antena

Para convertir el voltaje leído en un analizador de espectro a campo eléctrico en voltios/metros, un factor de conversión debe ser adicionado (en $dB\mu V/m$) a la lectura del receptor. Este número es normalmente llamado factor antena K y es usualmente proporcionado por el fabricante de antena en su hoja de datos junto con el certificado de calibración. La figura siguiente muestra la relación de conversión del campo eléctrico por una antena dipolo en voltaje.

Figura 2.25. Conversión a campo de fuerza por antena dipolo.



Fuente: Autor

Si el factor de antena es dado por el fabricante, se puede calcular la ganancia de la antena por medio de la ecuación siguiente:

$$G_{dB} = 20 \log f - K(dB/m) - 29.8 \text{ dB (para sistemas de } 50 \Omega)$$

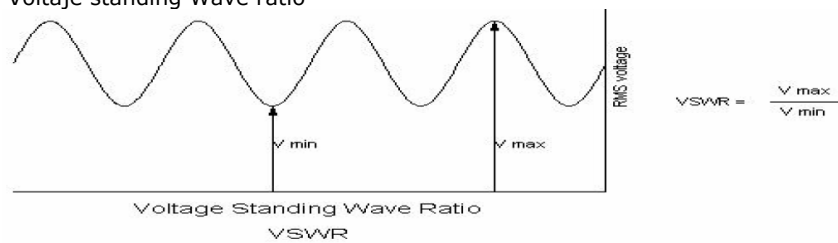
Donde:

G= Ganancia de antena en dB.
 k= factor antena en dB/metros
 f= frecuencia de medida en MHz

2.4.9 VSWR: voltage standing wave ratio

El acople de impedancias entre la línea de transmisión y la antena garantiza la máxima potencia radiada por la antena. Cuando no hay un buen acople, parte de la energía se regresa hacia el transmisor, este fenómeno genera un patrón de onda fija a lo largo de la línea conocido como VSWR, el cual corresponde a la relación entre los voltajes máximo y mínimo y expresa el grado de acople entre la línea de transmisión y la antena (figura 2.26). Cuando el VSWR es 1 (1:1) el acople es perfecto y toda la potencia es radiada por la antena. Cuando el VSWR es 1.5:1, el 96% de la potencia aplicada a la antena es radiada. Por definición el VSWR nunca es menor que 1.

Figura 2.26. Voltaje standing Wave ratio



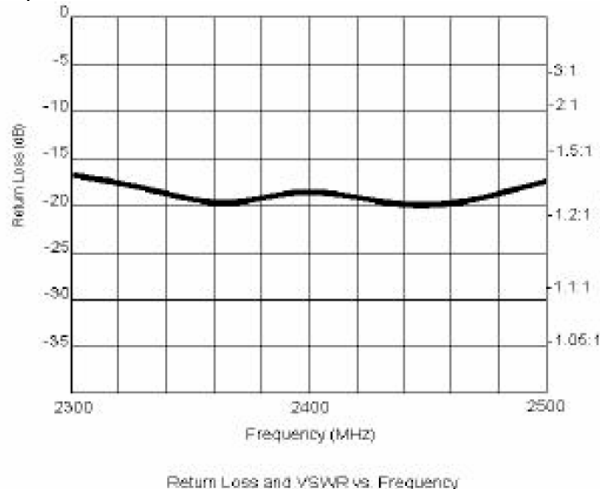
Fuente: Tiltek, antena seminar

Perdidas de retorno: es otra forma de expresar el desacople. Es una relación logarítmica medida en dB que compara la potencia reflejada por la antena con la potencia aplicada a la antena a través de la línea de transmisión.

La relación entre VSWR y las pérdidas de retorno son:

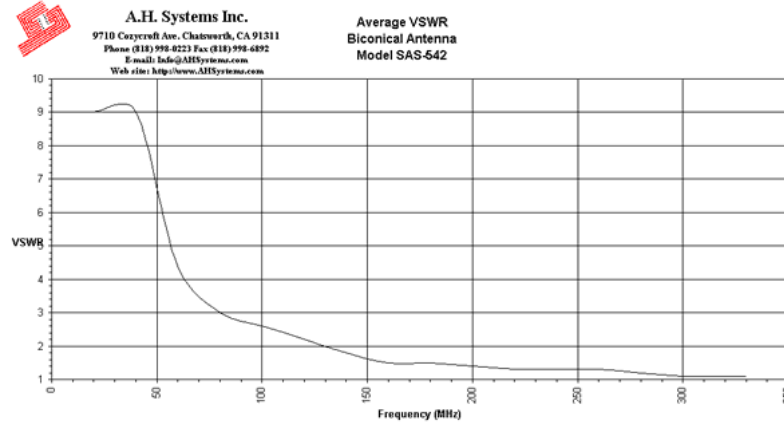
$$RL(dB) = 20 \log_{10} \left[\frac{VSWR + 1}{VSWR - 1} \right]$$

Figura 2.27. Return Loss y VSWR vs Frecuencia



Fuente: Tiltek, antena seminar

Figura 2.28. VSWR promedio para antena biconica modelo SAS -542



Fuente: A.H. SYSTEMS, INC. Biconical Antenas: [en línea] California: Chatsworth. 2005. Disponible en internet: URL: <http://www.ahsystems.com>

Las pérdidas de retorno pueden medirse solo a las frecuencias de interés, pero generalmente se expresan mediante una curva de pérdidas de retorno vs el rango de la frecuencia de operación, como se observa en las figuras 2.27 y 2.28.

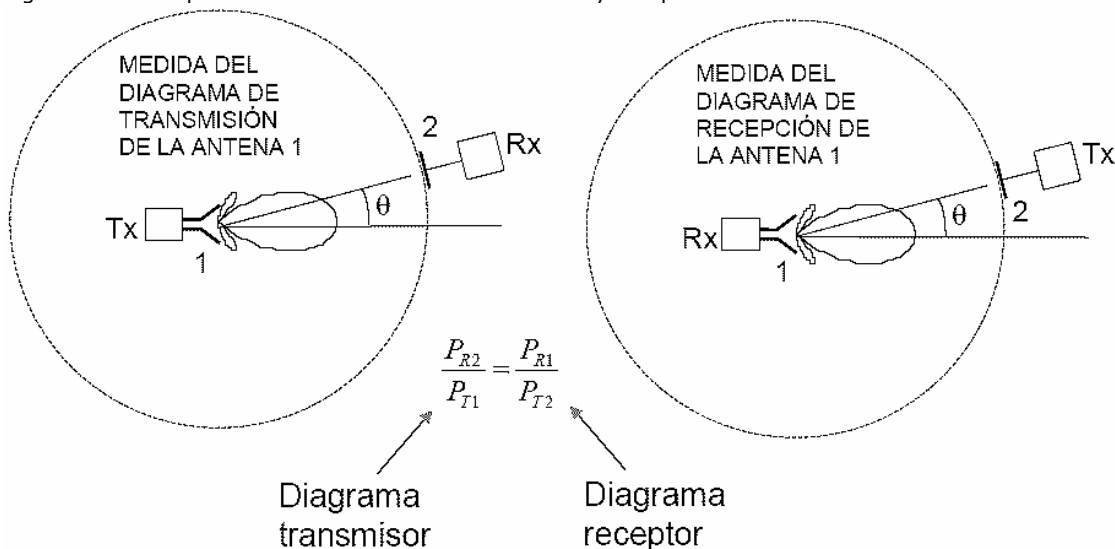
Tabla 2.2. VSWR, Return Loss y Transmission Loss

VSWR	Return Loss	Transmission Loss
1:1		0dB
1.2:1	-20.8dB	-0.1dB
1.5:1	-14.0dB	-0.5dB
2.0:1	-9.5dB	-1.3dB

2.4.10 Reciprocidad:

Una antena es un dispositivo recíproco, es decir su patrón de radiación es también su patrón de recepción (figura 2.29).

Figura 2.29. Reciprocidad de las antenas transmisoras y receptoras



fuentes: Antenas

2.5 TIPOS DE ANTENAS

El momento de seleccionar alguna antena se debe tener claridad acerca de la aplicación y las necesidades del sistema de comunicación. ¿La comunicación es punto a punto o punto a multipunto?, ¿Se requiere movilidad?, ¿la antena se requiere para algún instrumento de medida? ¿qué ganancia se requiere?, ¿donde va a instalarse, dentro de un edificio o en exteriores?, ¿cómo se va a soportar?, etc.

A continuación se hace una breve descripción de diversos tipos de antenas, se presentan aspectos muy generales de cada una de ellas que permitan tener una visión global de la gran variedad de antenas existentes. Se presentan también algunos de los desarrollos recientes en la tecnología de antenas, protagonistas muy importantes en los nuevos sistemas de comunicaciones inalámbricas.

En el anexo 1 se incluyen algunas hojas de especificaciones técnicas de algunos tipos de antenas.

2.5.1 Monopolos y Dipolos:

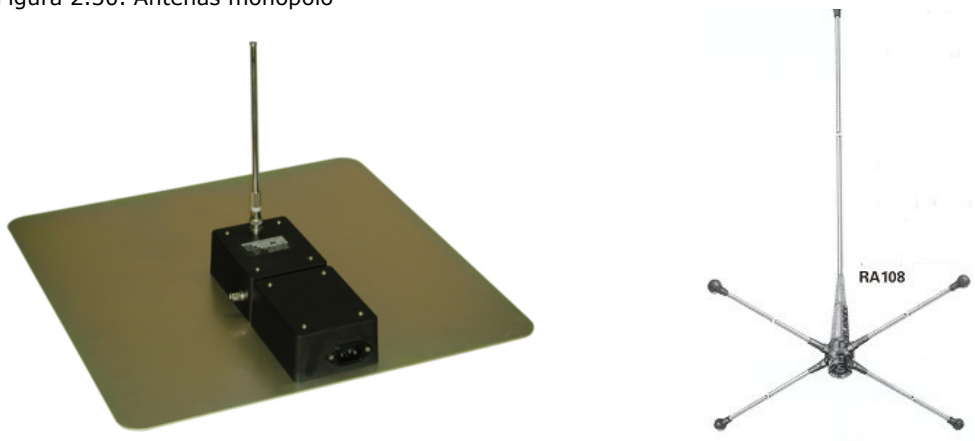
Dos de las antenas más básicas son el dipolo de media onda o antena Hertz y el dipolo de cuarto de onda vertical o antena Marconi.

Monopolos

Este tipo de antenas se utiliza especialmente a bajas frecuencias, donde es difícil construir dipolos debido a su gran tamaño. La tierra se puede considerar un plano conductor infinito que sirve como reflejo a las antenas monopolo. El efecto de la tierra hace que el patrón de radiación se vea afectado. Una antena monopolo de un cuarto de longitud de onda montada verticalmente y con el extremo inferior conectado directamente a tierra, se llama antena Marconi.

El patrón de radiación de una antena aterrizada se observa en la figura xx, la superficie de la tierra funciona como una superficie reflectora afectando el patrón de radiación.

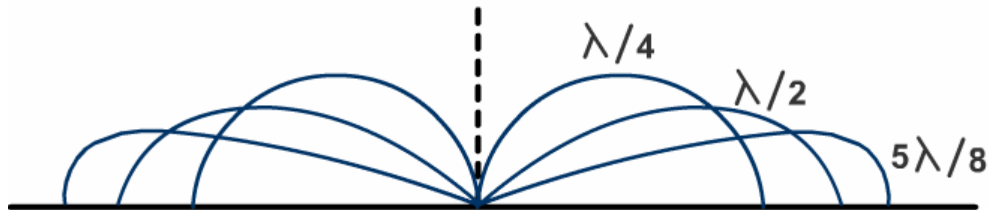
Figura 2.30. Antenas monopolo



Fuentes: A.H. SYSTEMS, INC. Biconical Antenas: [en línea] California: Chatsworth. 2005. Disponible en internet: URL: <http://www.ahsystems.com>.

En las antenas de la figura anterior la placa metálica y los cuatro elementos en forma de cruz en la parte inferior de la antena funcionan como plano de tierra para cada una de ellas.

Figura 2.31. Patrones de radiación de una antena aterrizada

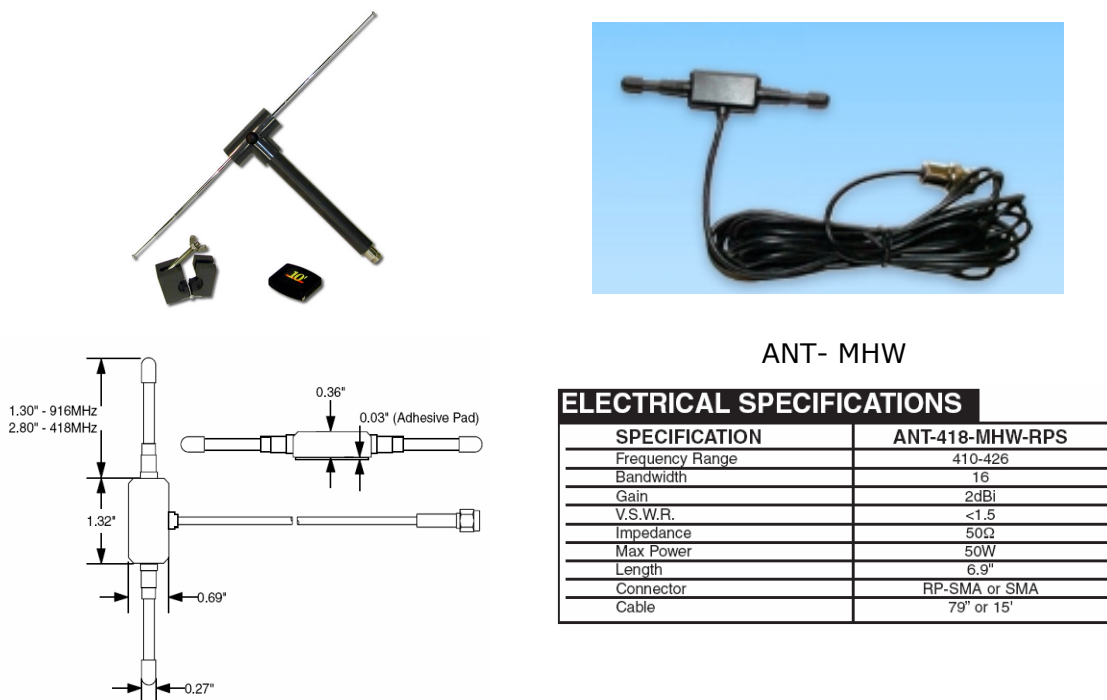


Fuentes: Wayne Tomasi, capítulo 10.

Dipolos

Un dipolo es básicamente una línea de transmisión paralela con sus extremos abiertos formando un ángulo de 180°. En este punto las perdidas por radiación de la línea de transmisión son máximas. Sus longitudes se especifican en múltiplos o submúltiplos de la longitud de onda (λ), siendo el dipolo de media onda conocido como antena Hertz. Se utiliza en frecuencia por arriba de 2MHz.

Figura 2.32. Antenas dipolo



ANT- MHW

ELECTRICAL SPECIFICATIONS	
SPECIFICATION	ANT-418-MHW-RPS
Frequency Range	410-426
Bandwidth	16
Gain	2dBi
V.S.W.R.	<1.5
Impedance	50Ω
Max Power	50W
Length	6.9"
Connector	RP-SMA or SMA
Cable	79" or 15'

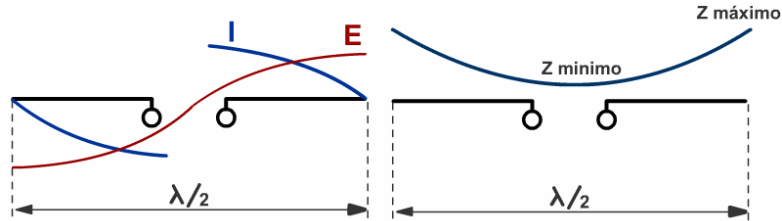
Fuentes: A.H. SYSTEMS, INC. Biconical Antenas: [en línea] California: Chatsworth. 2005. Disponible en internet: URL: <http://www.ahsystems.com>, www.antennafactor.com

En las antena dipolos el patrón de radiación pueden variar de acuerdo a la frecuencia de operación, esta relación se expresa en función de la longitud eléctrica del dipolo (λ , $\lambda/2$, $3\lambda/2$, etc), ver la figura 2.34.

Una antena dipolo es una antena resonante, con ondas estacionarias de voltaje y corriente a lo largo de la antena, como se puede observar en la figura 2.33. en los extremos se encuentra un máximo de tensión, un mínimo de corriente y por lo

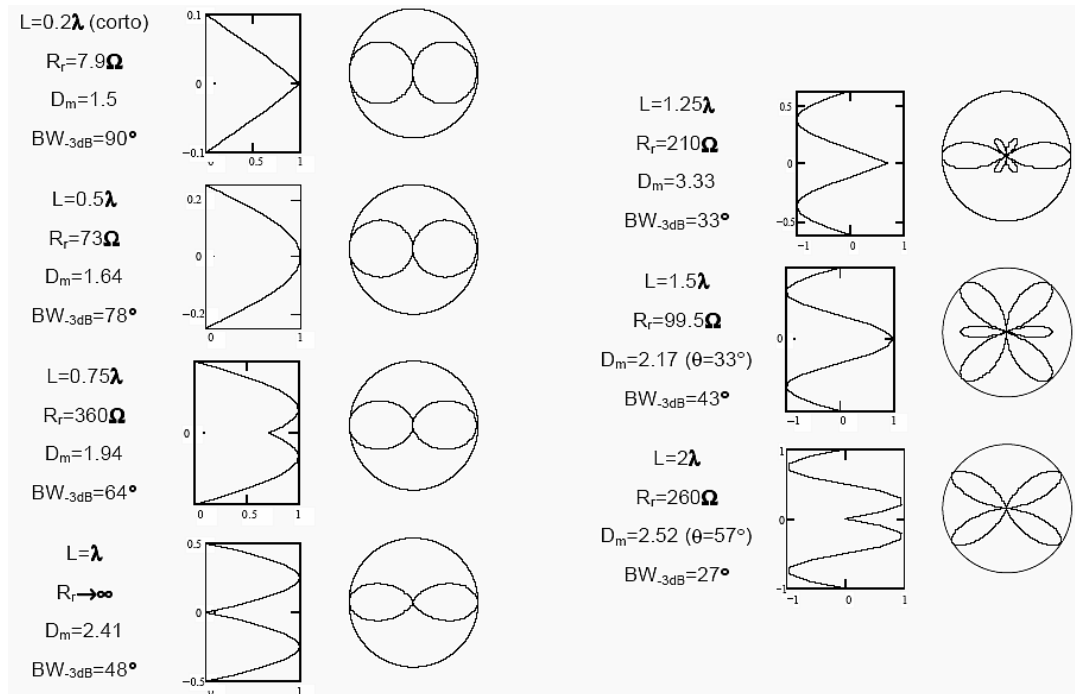
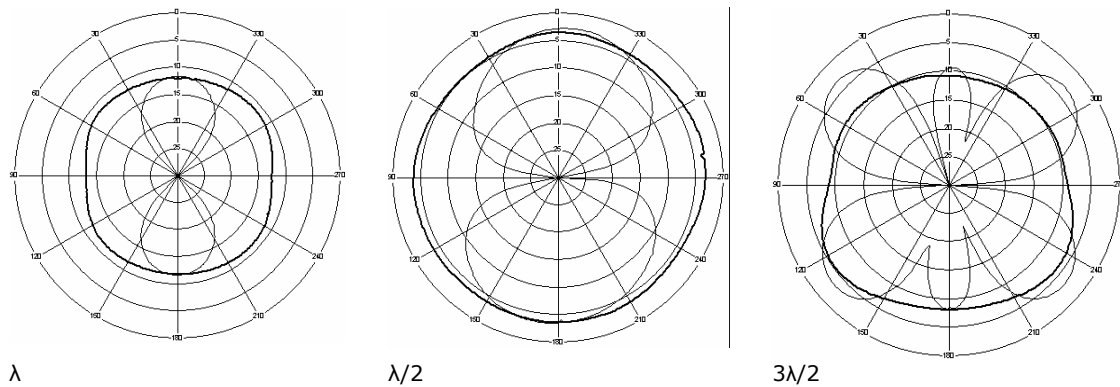
tanto un máximo de impedancia, mientras que en el centro se encuentra un mínimo de tensión, un máximo de corriente y un mínimo de impedancia.

Figura 2.33. Distribuciones de corriente y voltaje ideales, curva de impedancia para un dipolo de media onda.



Fuente: Wayne Tomasi, capítulo 10

Figura 2.34. Patrones de radiación para antenas dipolo con diversas relaciones de λ

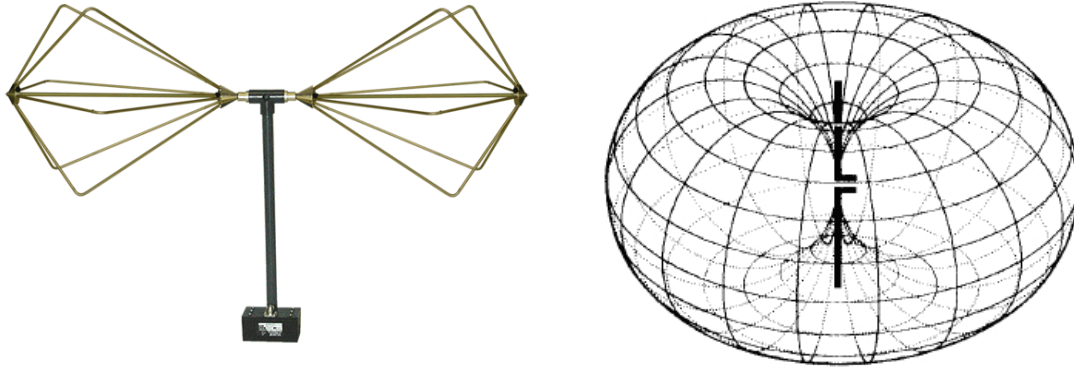


Fuente: Cardama y otros, Antenas, Alfaomega Editores

2.5.2 Antena Biconica

Este tipo de antena es muy utilizada para realizar mediciones de intensidad de campo en cámaras anecoicas, los extremos se contraen para ajustar las frecuencias de operación.

2.35. Antena biconica y patrón de radiación

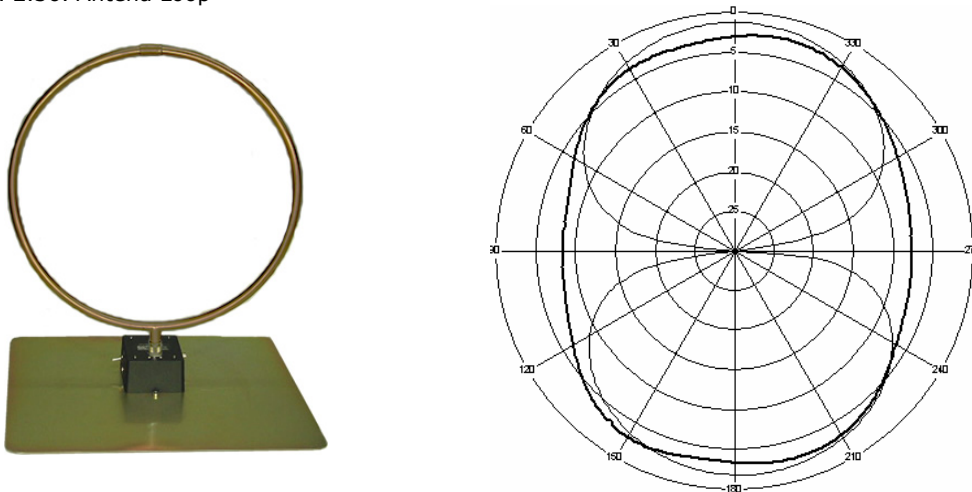


Fuente: A.H. SYSTEMS, INC. Biconical Antenas: [en línea] California: Chatsworth. 2005. Disponible en internet: URL: <http://www.ahsystems.com>

2.5.3 Antena Loop

Utilizada en mediciones de campos magnéticos para frecuencias entre 20 Hz y 30 MHz. Es sencillamente una espira de alambre de radio r , mucho mas corto que la longitud de onda. El patrón de radiación es esencialmente el mismo que el de un dipolo horizontal corto.

Figura. 2.36. Antena Loop



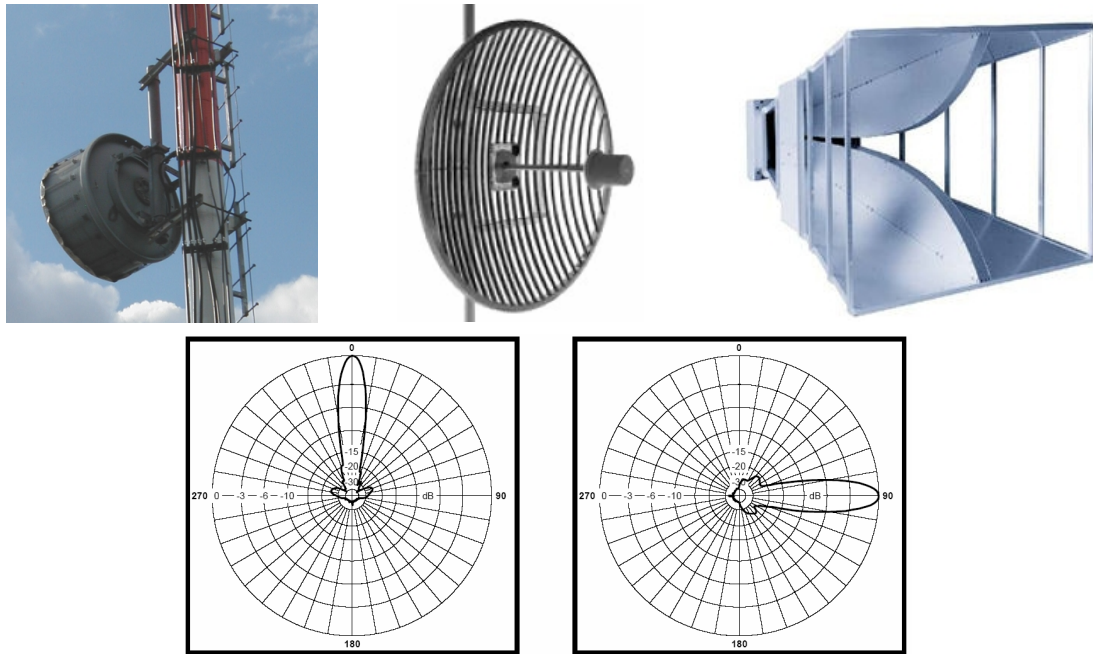
Fuente: A.H. SYSTEMS, INC. Biconical Antenas: [en línea] California: Chatsworth. 2005. Disponible en internet: URL: <http://www.ahsystems.com>

2.5.4 Antenas Direccionales

Las antenas direccionales como su nombre lo indican, irradian toda su potencia hacia una dirección específica, se utilizan en enlaces punto a punto, punto a multipunto y en repetidoras. Deben apuntarse con mucha precisión en grandes distancias. Su principal característica es que son muy directivas. Antenas

direccionales hay de varios tipos, pueden ser reflectores parabólicos, cornetas, antenas sectorizadas, yagi, antenas planas, entre otras. En la *figura 2.33* se observan dos reflectores parabólicos y una antena corneta, así como un patrón de radiación de un reflector parabólico donde se observa la alta directividad de este tipo de antenas.

Figura 2.33 Antenas directivas



Fuente: <http://www.tiltek.com>

2.5.5 Antenas Sectoriales

Las antenas sectoriales son una variedad de las unidireccionales y omnidireccionales. Para algunas aplicaciones al usar una antena omnidireccional se pierde potencia radiada porque los usuarios del sistema de comunicación están localizados en un área específica, en estos casos es mejor optimizar la potencia utilizando una antena sectorial.

Figura 2.34 Antenas Sectoriales



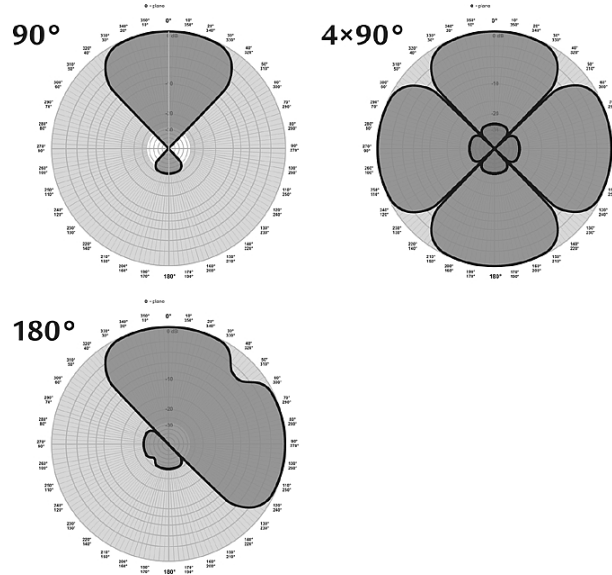
A. Antenas sectoriales comunicación celular.

B. Sectorial 60° de Cobertura a 2.4 Ghz.

Fuente: A. autor, B. <http://www.ferimex.com>

Los sectores irradian en una dirección, con un ángulo que va desde 60° a 180°. Se pueden también utilizar en conjunto y disponerlas en diversas geometrías, como se observa en la figuras 2.34-b y 2.35.

Figura 2.35. Formación de sectores en una antena



Fuente: A. autor, B-C. <http://www.ferimex.com>

Tres antenas de 120° o cuatro de 90° pueden dar la cobertura de 360° con la ventaja de tener control sobre cada sector.

2.5.6 Antenas Yagi

Las antenas Yagi pueden ser de diversos tipos, pero tienen como mínimo dos aunque más frecuentemente tres elementos. Un dipolo activo que va en el medio, un dipolo reflector que está detrás del radiador y un dipolo director al frente del dipolo activo. El elemento director es más corto que el radiador, mientras que el reflector es más largo. Estas longitudes y el espaciado entre los elementos determinan la forma del lóbulo de la antena y su ganancia. En *figura 2.36* se observan tres antenas Yagi de diversas frecuencias, se puede apreciar la disminución de la longitud de los dipolos al aumentar la frecuencia de operación.

Figura 2.36 . Antenas Yagi



A. 418 MHz.

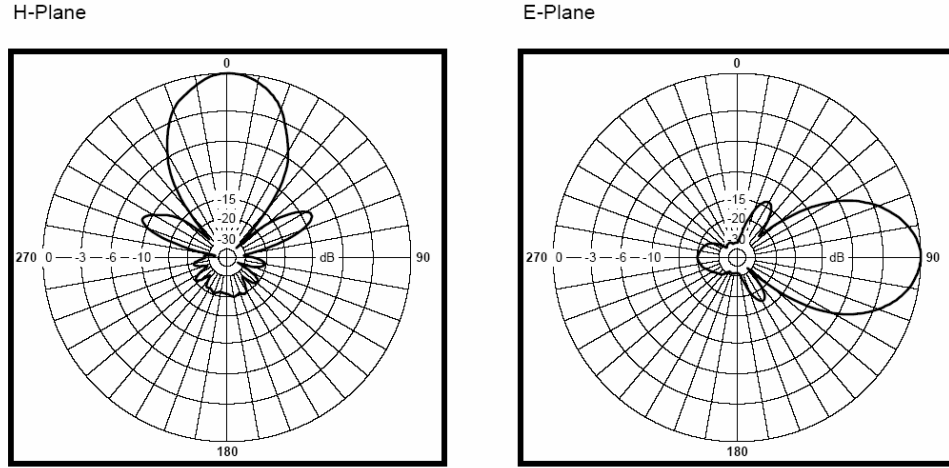
B. 916 MHz

C. 2.4 GHz.

Fuente: www.antennafactor.com

Para aumentar la ganancia de una antena Yagi de tres elementos se incluyen elementos directores adicionales frente al primer director. La *figura 2.37* corresponde a un diagrama de radiación típico de una antena Yagi.

Figura 2.37. Diagrama de radiación Antena Yagi TA-2411 (2400-2483 MHz).

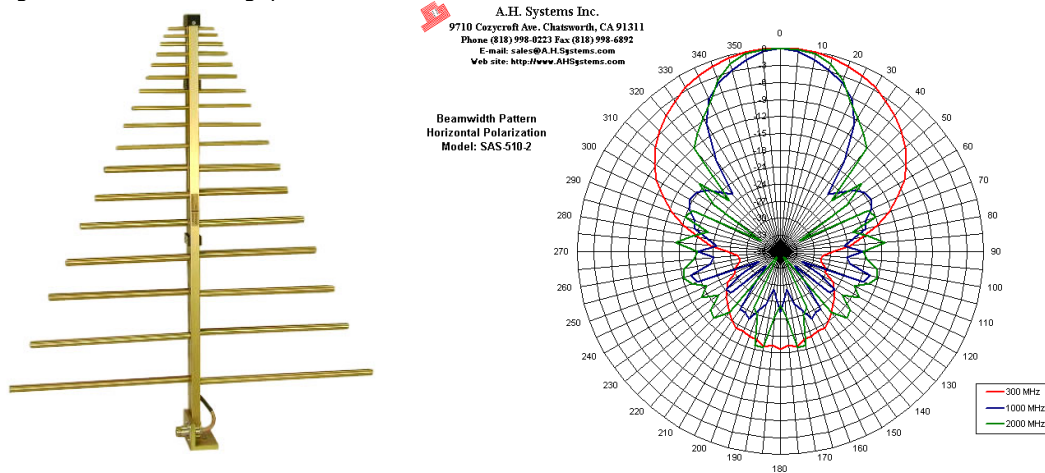


Fuente: <http://www.tiltek.com>

2.5.7 Antena Logoperiodica

En este tipo de antenas (*figura 2.38*) a una frecuencia determinada L dipolo resonante ($L=\lambda/2$) radiará la mayor potencia que transporta la línea de transmisión. Los dipolos de longitud mayor actúan como reflectores y los de menor longitud, como directores. De forma análoga como en una antena Yagi, de manera que el máximo de radiación ocurre en el vértice de la antena. En una antena logoperiodica generalmente el diámetro de los dipolos y la separación de los terminales de alimentación se mantienen constantes para todos los elementos, o en algunos casos se modifican de forma escalonada para grupos de elementos, por ejemplo, se realiza una agrupación de 10 elementos con dipolos de dos grosores distintos.

Figura 2.38. Antena Logoperiodica

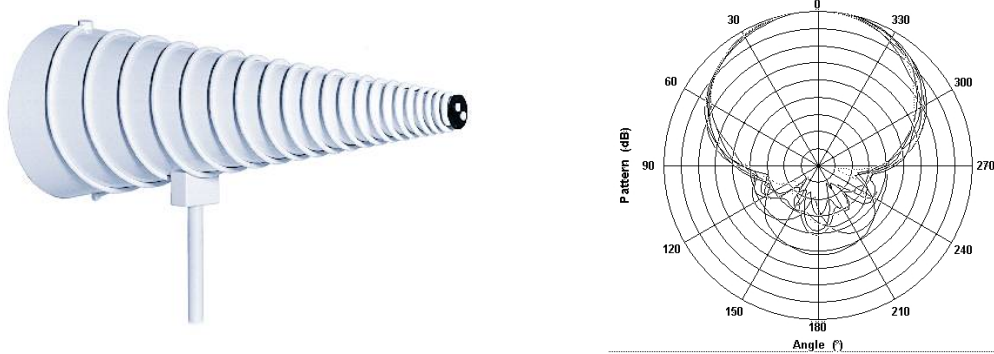


Fuente: http://www.upv.es/antenas/Tema_1/tipos_de_antenas.htm

2.5.8 Antenas Cónicas

Operan en rangos de frecuencia que van desde 100 MHz hasta 10 GHz, tienen generalmente una ganancia moderada y un bajo VSWR. En la *figura 2.39* se presenta una antena cónica y su patrón de radiación. Si se pone el cono en posición vertical respecto a la tierra, puede utilizarse como una antena omnidireccional polarizada horizontalmente.

Figura 2.39. Antenas cónicas

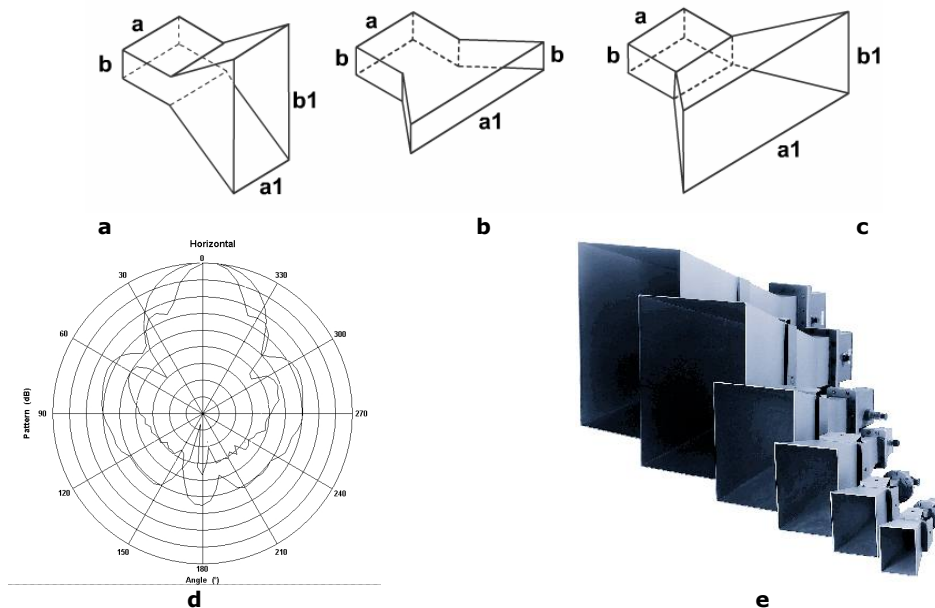


Fuente : http://www.upv.es/antenas/Tema_1/tipos_de_antenas.htm

2.5.9 Bocinas

El uso como radiadores de la bocas de la guías de onda rectangulares y circulares, permite alcanzar directividades moderadas, pero presentan una desadaptación en la boca de la guía. Se aumenta entonces la boca de la guía de forma gradual, de manera que se mejora su directividad y adaptación. Las bocinas pueden ser de plano E o plano H o piramidales, como se observa en la *figura 2.40*. La de plano E se obtienen abriendo las placas anchas, que son perpendiculares al campo eléctrico en la guía, manteniéndose el ancho de la guía (a) ver *figura 2.40-a*. Una bocina de plano H, abre las placas estrechas que son perpendiculares al campo magnético, manteniendo la altura b de la guía, ver *figura 2.40-b*. La bocina piramidal, abre las dos dimensiones a y b , como se observa en la *figura 2.40-c*.

Figura 2.40. Antenas de bocina

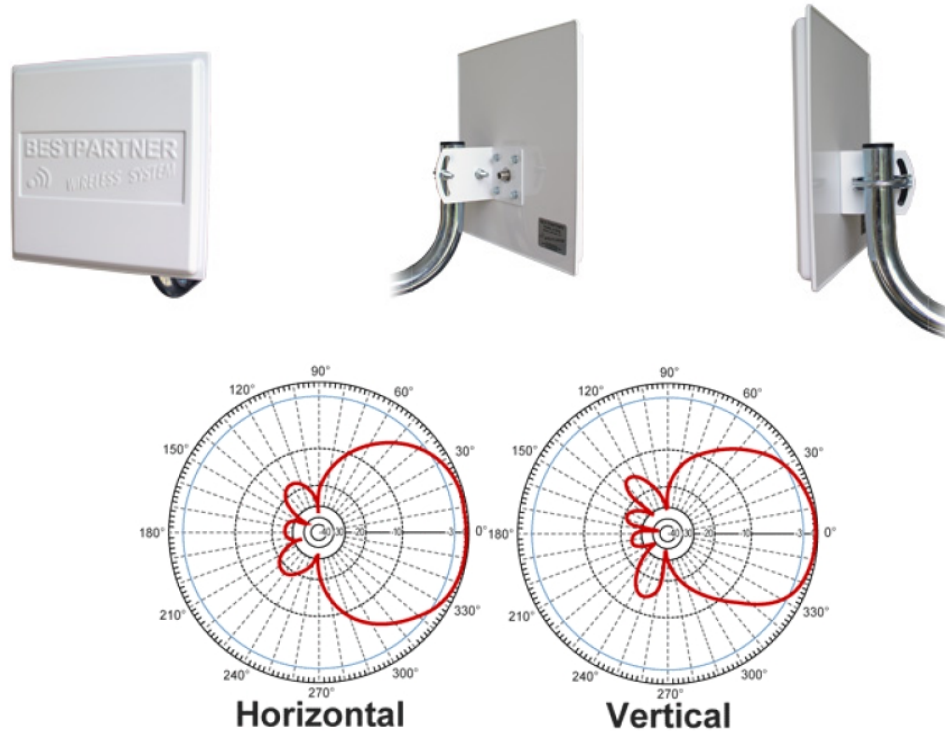


Fuente: http://www.upv.es/antenas/Tema_1/tipos_de_antenas.htm

La directividad de las bocinas depende de que tan abierta esta su boca, en la *figuras 2.40-d y e* se observa el diagrama de radiación y una fotografía de bocinas piramidales de diversos tamaños.

2.5.10 Paneles

2.41 Antenas tipo panel



Fuente: http://www.hyperlinktech.com/web/54ghz_802.11a_patch_antennas.php

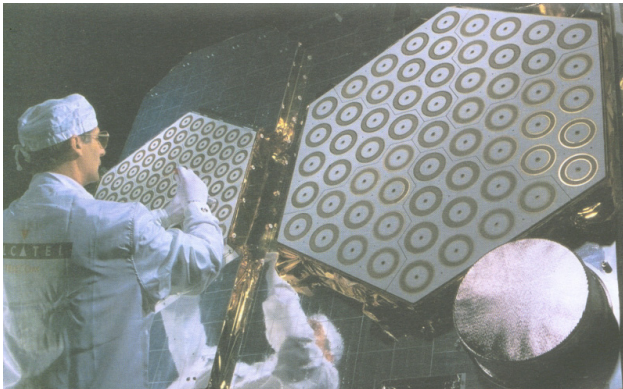
Este tipo de antenas es básicamente un reflector plano construido a partir de elementos impresos cubiertos por un panel de protección. Se utilizan con frecuencia en aplicaciones de redes WLAN en interiores de edificaciones y en la banda de 3.5 GHz en enlaces Wi-Max.

En la figura 2.41 se observa una antena panel y su patrón de radiación horizontal y vertical. En el anexo 1 se pueden ver las especificaciones de las antenas "Gigaset Outdoor Antenna" recomendadas por Siemens para ser utilizadas en instalaciones outdoor de sistemas Wi-Max Gigaset SE461.

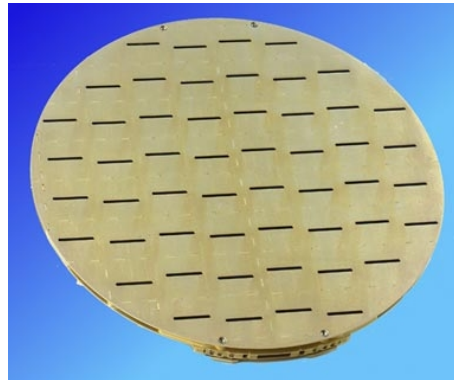
2.5.11 Arreglos de antenas

Mezclando varias antenas se construyen arreglos que permiten controlar la dirección de radiación y generar patrones o huellas muy definidas en una superficie, esta tecnología se utiliza especialmente en antenas satelitales con el fin de optimizar el consumo de potencia radiando señales de radio en áreas muy específicas de la tierra. En la *figura 2.42* se pueden observar las estructuras de arreglos de antenas y algunas de sus aplicaciones.

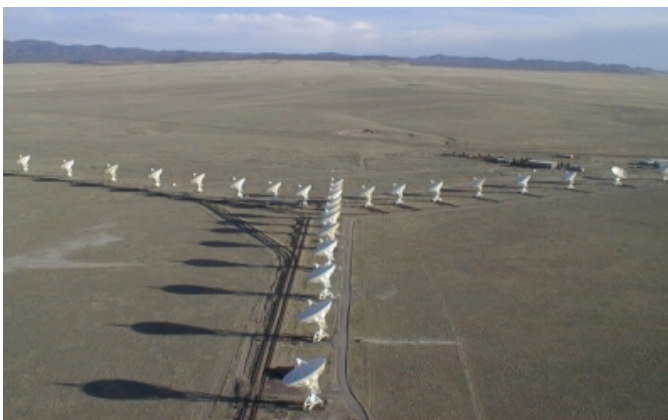
Figura 2.42 . Diversos tipos de arreglos de antenas



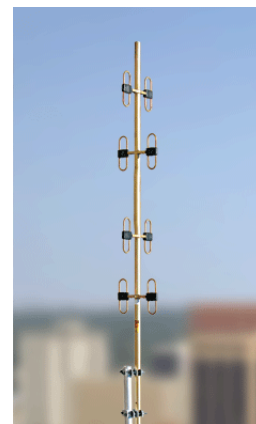
A. Arreglos activos de control de fase satélite Globalstar



B. Arreglo de antena Misil Patriot



C. Arreglo de antenas, radiotelescopio Nuevo México



D. Arreglo de dipolos UHF

Fuentes: A. Comunicaciones por satélite, Rodolfo Neri
 B. <http://www.rantecmdm.com/experience.htm>,
 C. http://www.upv.es/antenas/Catalogo_fotos/radioastronomia/new_mexico3.htm ,
 D. <http://www.rfindustries.com.au/rfiproduts/baseAntennas/dipoleArray.htm>

2.5.12 Antenas fractales

El empleo de fractales mejora el diseño de antenas y aumenta el rendimiento de las antenas compuestas. Muchas antenas que en apariencia parecen constituir una sola unidad como las antenas de radar, están compuestas por una formación hasta un millar de pequeñas antenas. Su disposición puede regular o aleatoria. Los fractales pueden ofrecer desorden a pequeña escala y orden a gran escala (figura 2.43). El rendimiento de las antenas fractales es un 25 por ciento mayor que el de las habituales antenas empleadas en teléfonos móviles o inalámbricos.

Figura. 2.43 Antenas Fractales



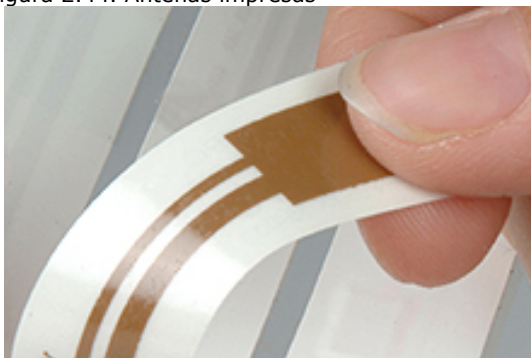
Fuentes: <http://www.fractenna.com/>, <http://www.engineer.ucla.edu/stories/2002/fractal.htm>, http://www.fractus.com/short_range_wireless.htm

Empresas de productos inalámbricos con tecnologías bluetooth, UltraWideBand y Zigbee están integrando este tipos de antenas en sus dispositivos. Mayor información de este tipo de antenas se encuentra en [2], sección 7.7.

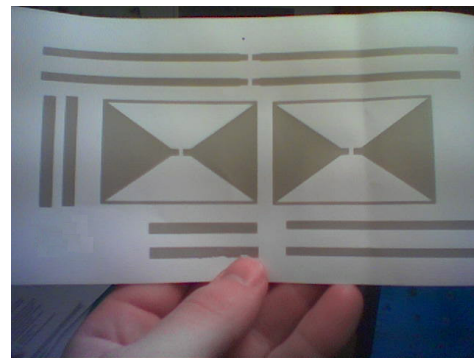
2.5.13 Antenas Impresas

Las antenas impresas o microstrip consisten de un parche metálico dispuesto sobre un sustrato dieléctrico colocado encima de un sustrato metálico, como se observa en la *figura 2.44*. El parche puede tener diversas formas, siendo la más común la rectangular, con dimensiones de media longitud de onda. Se construyen antenas combinando parche y líneas impresas. Su principal limitación es su reducido ancho de banda y su baja eficiencia, puesto que de la energía acumulada en la cavidad formada entre el parche y el plano de masa solo una pequeña parte es radiada al espacio.

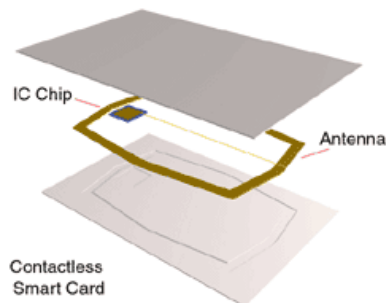
Figura 2.44. Antenas impresas



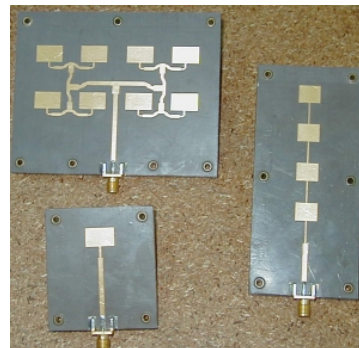
A. Antena impresa flexible



B. Antena impresa flexible



C. Antenas para RFID



D. Kit de antenas impresas LabVolt

Fuente: http://www.empire.de/main/Empire/en/applications_ant.php

Los sustratos también pueden ser flexibles pudiendo construirse antenas que se adapten a diversos tipos de superficies e integrarse en el interior del techo o puertas de los automóviles o aeronaves incluso se espera que se integre en las prendas de vestir.

Otra de las aplicaciones de este tipo de antenas es la aplicación en los dispositivos de identificación por radiofrecuencia (RFID) como tarjetas de control de acceso o las más recientes etiquetas para productos que además de emplear códigos de barras, utilizan antenas impresas y pequeños chips de identificación.

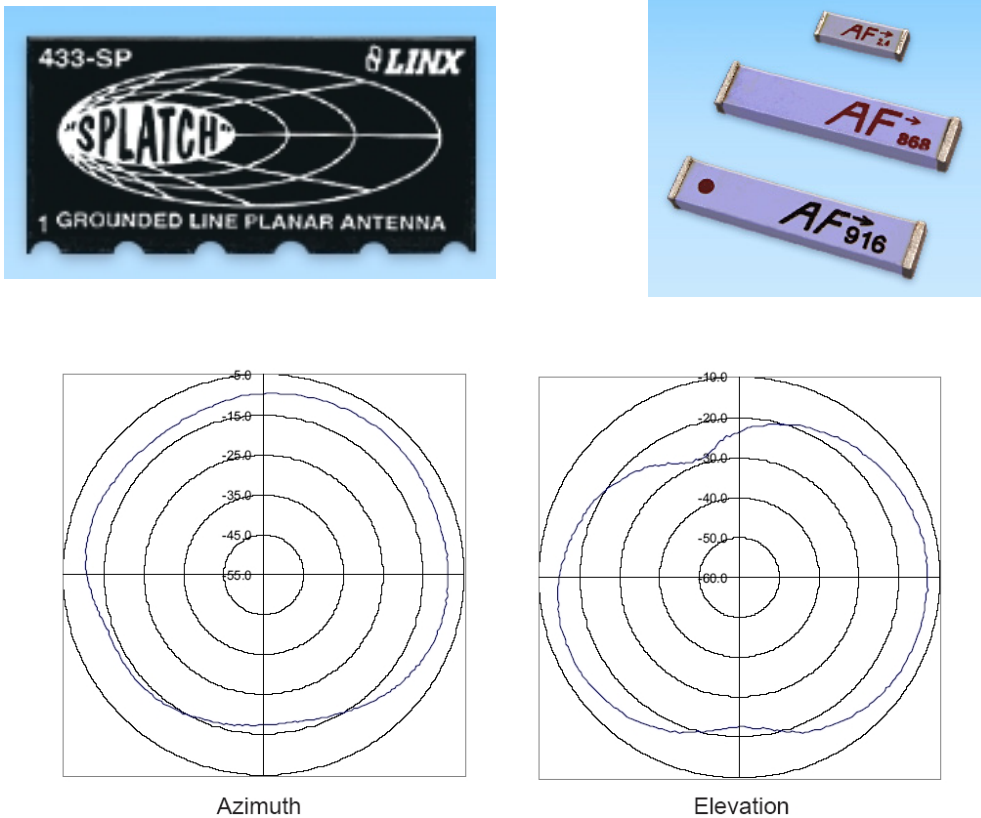
2.5.14 Antenas Integradas

Estas pequeñas antenas desarrolladas a partir de la tecnología TLC (Low Temperature Co-fired Ceramic) tienen entre sus características:

- Tamaño muy compacto
- Impedancia característica de 50 Ω
- Bajas pérdidas
- Amplio ancho de banda
- Ganancias mayores a la unidad
- No requieren acoples externos
- Alta estabilidad a las variaciones de temperatura
- Bajo costo

En la *figura 2.45* se observan dos de estos tipos de antenas, generalmente se construyen para las bandas de frecuencia ISM donde hay una gran cantidad de productos de consumo que requieren antenas muy pequeñas.

Figura 2.45. Antenas integradas bandas ISM 433MHz, 868MHz,916MHz y 2.4 GHz



Fuente: www.antennafactor.com

En la figura anterior se observa el patrón de radiación de una antena integrada para la banda de 2.4 GHz.

2.5.15 Reflectores parabólicos:

Las *antenas reflectoras parabólicas* proporcionan una ganancia y una directividad extremadamente alta y son utilizadas en enlaces de microondas y en enlaces de satélite. Una antena parabólica se compone de dos partes principales: un *reflector parabólico* y el elemento activo llamando *mecanismo de alimentación*. En esencia, el mecanismo de alimentación aloja la antena principal, que irradia ondas electromagnéticas hacia el reflector. El reflector es un dispositivo pasivo que sólo refleja la energía irradiada por el mecanismo de alimentación en una emisión concentrada altamente direccional donde las ondas individuales están todas en fase entre sí (frente de ondas en fase).

Figura 2.46. Reflectores parabólicos empleados en radiotelescopios



A. Radiotelescopios



B. Observatorio Socorro-Nuevo México

Una parábola es una línea curva plana que se expresa matemáticamente como $y = ax^2$ y se define como el lugar geométrico de un punto que se mueve de tal forma que su distancia de otro punto (llamado *foco*) agregado a su distancia de una línea recta (llamada *directriz*) es de longitud constante. La *figura 2.47* muestra la geometría de una parábola cuyo foco está en el punto *F*.

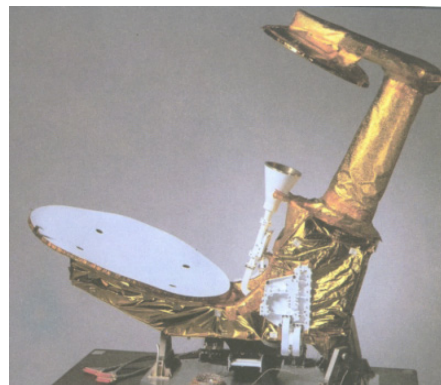
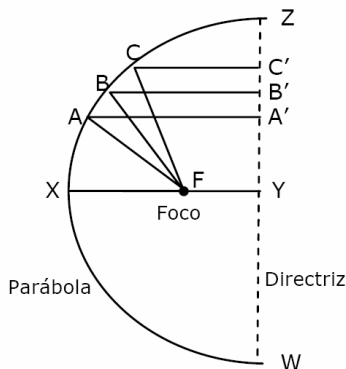
$$FA + AA' = FB + BB' = FC + CC' = k \text{ (una longitud constante)}$$

FX = longitud focal (metros)

k = constante para una parábola determinada (metros)

WZ = longitud de la directriz (metros)

Figura 2.47. Reflector parabólico



Fuente: Wayne Tomasi - R. Neri, «Comunicaciones por satélite»

La relación de la longitud focal al diámetro de la boca de la parábola (FX/WZ) se llama *apertura* de la parábola. Un reflector parabólico se obtiene cuando la parábola se gira alrededor del eje XY y el plato de superficie curva que aparece se llama una parabólica. Una antena parabólica consiste de un reflector parabólico iluminado con energía de microondas irradiada por un sistema de alimentación localizado en el punto focal. Si se radia energía electromagnética hacia el reflector parabólico desde el foco, todas las ondas irradiadas viajarán la misma distancia para cuando lleguen a la directriz, sin importar desde que punto de la parábola se hayan reflejado. Por tanto, todas las ondas irradiadas estarán en fase cuando lleguen a la directriz (WZ). En consecuencia, la radiación se concentra a lo largo del eje XY , y ocurre la cancelación en todas las demás direcciones.

Un reflector parabólico usado para recibir energía electromagnética, exhibe el mismo comportamiento (*principio de reciprocidad*) para las ondas que llegan de la dirección XY (normales a la directriz). Los haces recibidos de todas las otras direcciones se cancelan en este punto. No es necesario que el reflector tenga una superficie metálica sólida. La superficie puede ser una malla y todavía reflejar o recibir tanta energía como una superficie sólida, siempre y cuando el ancho de las aberturas sea menor a 0.1 de longitud de onda. Utilizar una malla reduce considerablemente el peso del reflector. Estos son más fáciles de ajustar, los afecta menos el aire, y en general proporcionan una estructura mucho más estable.

Ancho del haz de la antena parabólica:

La radiación tridimensional de un reflector parabólico tiene un lóbulo principal que se asemeja a la forma de un cigarro grueso en dirección XY . El ancho de haz aproximado de -3 dB para una antena parabólica en grados se da como:

$$\theta = \frac{70\lambda}{D} = \frac{70.c}{f.D}$$

θ = ancho de haz entre puntos de media potencia (grados)

λ = longitud de onda (metros)

c = 3×10^8 metros/segundo

D = diámetro de la boca de la antena (metros)

f = frecuencia (Hertz)

Eficiencia de la antena parabólica (η):

En un reflector parabólico el reflejo de la superficie del plato no es perfecto. Por tanto, una pequeña porción irradiada desde el mecanismo de alimentación se absorbe en la superficie del plato. Además, la energía cerca de la orilla del plato no se refleja sino más bien se deflectará del otro lado de la orilla del plato. Esto se llama *derrame* o *fuga*. Debido a imperfecciones, sólo del 50% al 75% de la energía emitida desde el alimentador refleja realmente la parabólica. Además, en una antena real el alimentador no es una fuente puntual; ocupar un área finita en frente del reflector y en realidad tapa una pequeña área en el centro del plato y causa un área sombreada en frente de la antena que es incapaz de recoger o enfocar la energía. Estas imperfecciones contribuyen a una eficiencia típica para una antena parabólica de solo aproximadamente el 55% ($\eta=0.55$). Es decir, sólo 55% de la energía irradiada por el mecanismo de alimentación en realidad se propaga hacia adelante en un haz concentrado.

Ganancia de potencia de la antena parabólica:

Para una antena parabólica transmisora, la ganancia de potencia es:

$$A_p = \eta \cdot \left[\frac{\pi \cdot D}{\lambda} \right]^2$$

A_p = ganancia de potencia con relación a una antena isotrópica

D = diámetro de la boca de la antena (metros)

η = eficiencia de la antena (potencia radiada por la antena relativa a la potencia radiada por el alimentador)

λ = longitud de onda (metros)

Para una eficiencia típica de la antena de 55% ($\eta=0.55$), la ecuación se reduce a:

$$A_p = \frac{5,4 \cdot D^2 \cdot f^2}{c^2}$$

donde,

c = velocidad de propagación (3×10^8 metros/segundo).

Expresada en decibeles, se tendrá la expresión aproximada para una antena parabólica típica (eficiencia del 55%):

$$A_p = 20 \text{Log}_{10} f(\text{MHz}) + 20 \text{Log}_{10} D(m) - 42.2$$

$A_p(\text{dBi})$ = ganancia de potencia con relación a una antena isotrópica

D = diámetro de la boca del reflector parabólico (metros)

f = frecuencia (MHz)

4.2 = constante (dBi)

De las anteriores ecuaciones, puede verse que la ganancia de potencia de una antena parabólica es proporcionalmente inversa a la longitud de onda al cuadrado. En consecuencia, el área del plato es un factor importante al diseñar las antenas parabólicas. Con frecuencia, el área del reflector se da en longitudes de onda al cuadrado (*área eléctrica o efectiva del reflector*). Ente más grande sea el área, más grande es la relación del área a una longitud de onda, y más alta es la ganancia de potencia.

Ejemplo:

Para un reflector parabólico de 0.6 m de diámetro con 10 W de potencia radiada por el alimentador operando en 18 GHz con una eficiencia del 55% determine: (a) el ancho del haz, (b) la ganancia de potencia y (c) la potencia isotrópica radiada efectiva (PIRE).

Solución:

$$\text{a) } \theta = \frac{70 \cdot (3 \cdot 10^8)}{(18 \cdot 10^9)(0.6)} = 1.94^\circ$$

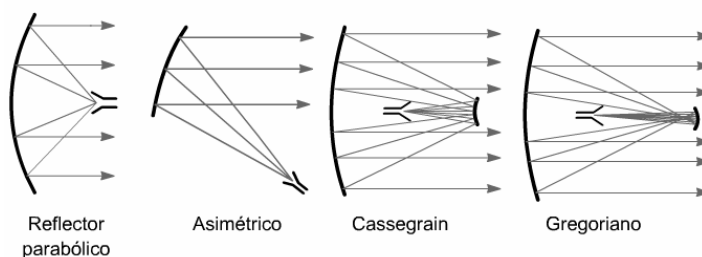
$$\text{b) } AP(\text{dBi}) = 20 \log 18000 + 20 \log 0.6 - 42.2 \\ = 38.5 \text{ dBi}$$

$$\text{c) } \text{PIRE} = AP(\text{dBi}) + 10 \log (10\text{W}/1\text{mW}) \\ = 38.5 \text{ dBi} + 40 \text{ dBm} = 78.5 \text{ dBm}$$

Mecanismos de alimentación:

El alimentador de una antena parabólica es quien realmente irradia energía electromagnética y, por tanto se le suele llamar la *antena principal*. Un alimentador ideal debe dirigir toda la energía hacia el reflector parabólico y no tener efecto de sombra, lo que es imposible en la práctica, aunque si se tiene cuidado al diseñar la mayor parte de energía se puede radiar en la dirección correcta y minimizar dicho efecto. Hay varios tipos de mecanismos de alimentación para antenas parabólicas, en la *figura 2.48* se observan algunos de ellos.

Figura. 2.48. Tipos de reflectores parabólicos



Fuente:

2.5.16 Antenas futuras

Tecnología MIMO:

Con las nuevas tecnologías de comunicación inalámbrica, el desarrollo de antenas ha tomado un gran impulso. Empresas como Airgo han desarrollado una nueva tecnología de antenas basada en el estándar MIMO 802.11n. MIMO (Multiple Input/ Multiple Output) utiliza varias antenas para incrementar el alcance de los sistemas inalámbricos, aumentando la velocidad y disminuyendo la interferencia.

Figura. 2.49 Sistemas MIMO



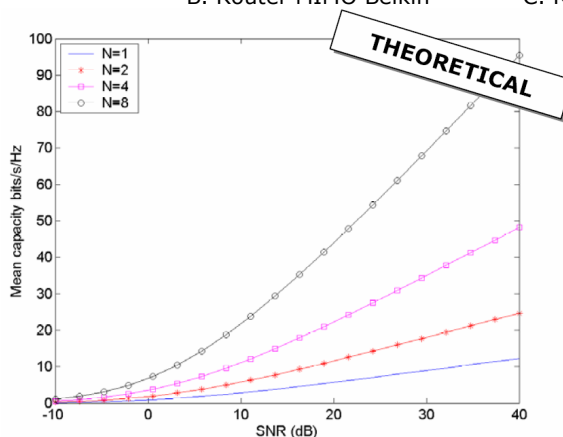
A. Concepto de MIMO



B. Router MIMO Belkin



C. Router MIMO DLink



D. Aumento de la capacidad con el incremento de la cantidad de antenas (N)

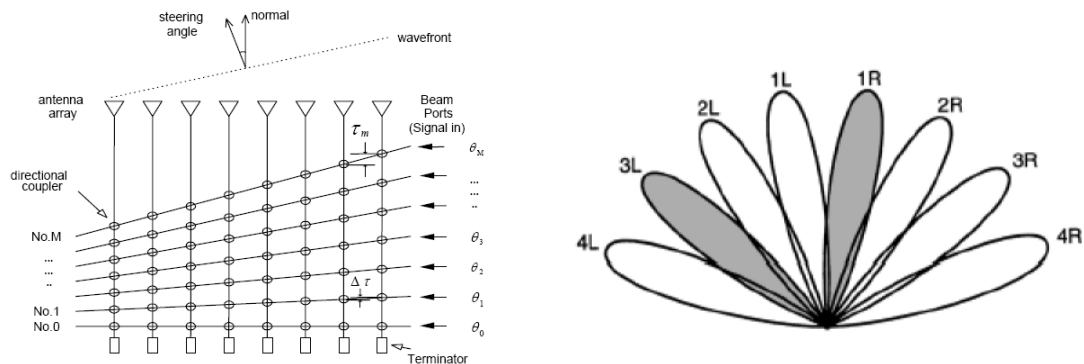
Fuente: <http://www.airgonet.com/mimo/papers/>

En la *figura 2.49-a* se puede observar varios patrones correspondientes a las antenas del sistema MIMO. En las *figuras 2.49 b y c*, se observan dos tipos de router inalámbricos diseñados bajo el estándar 802.11.n y en la *figura 2.49-d*, se presenta una figura donde se aprecia el aumento de la capacidad al incrementar la cantidad de antenas (N).

Antenas Inteligentes

Los sistemas de antenas inteligentes consisten básicamente en un grupo de antenas que puede ajustar automáticamente o mediante un control a distancia la ganancia y el ancho del haz de acuerdo a las necesidades del entorno. Si se requiere aumentar la ganancia en un sector para mejorar la capacidad del sistema el sistema de antenas conmuta las antenas necesarias para modificar el patrón de radiación. En la *figura 2.50* se puede observar un sistema de ocho antenas y su correspondiente patrón de radiación, el cual puede modificarse dependiendo de la situación.

Figura 2.50. Antenas inteligentes

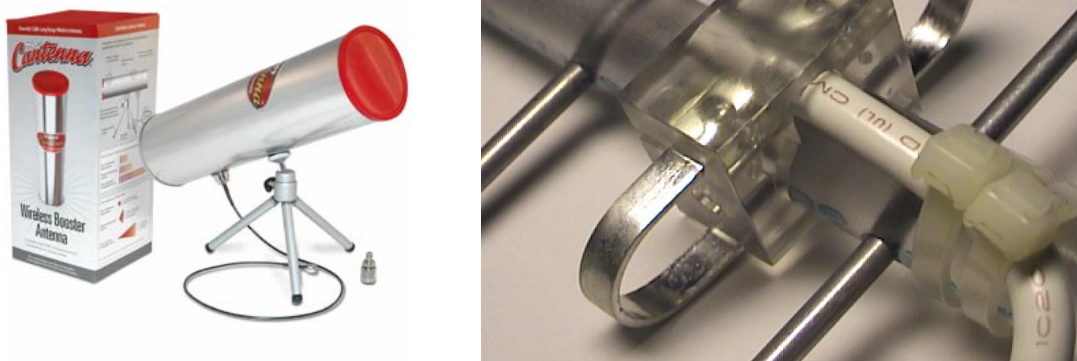


Fuente: <http://etd.lib.fsu.edu/theses/available/etd-04092004-143712/>

2.5.17 Antenas de fabricación casera

Existen diversos tipos de antenas de fabricación casera con instrucciones muy detalladas para su fabricación en diversos sitios de Internet. En la medida que las frecuencias de operación han aumentado se han construido antenas con diversos tipos de envases metálicos, especialmente para la banda de 2.4 GHz. En la *figura 2.51* se observa una antena de este tipo.

Figura 2.51. Antena de fabricación casera

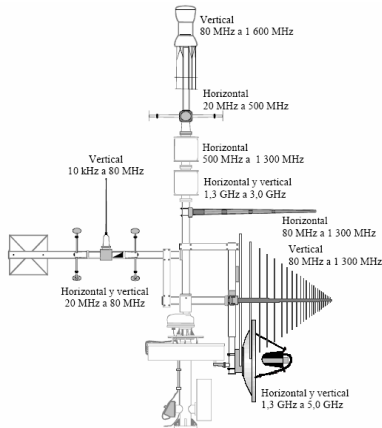


Fuente: www.cantenna.com , <http://www.andrewhakman.dhs.org/yagi/>

2.5.18 Antenas de monitoreo espectral

En las estaciones de monitoreo espectral se cuenta con un grupo de antenas que permiten realizar un barrido en todo el espectro radioeléctrico y cumplir con las tareas para las que fueron diseñadas. En las siguientes figuras se pueden apreciar algunas de ellas.

Figura 2.52. Tipos de antenas para monitoreo espectral.



Sistema de antena de comprobación técnica de alta calidad



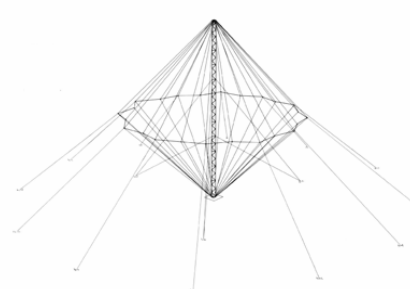
Elementos de antenas de ondas métricas y decimétricas (20 – 3000 MHz)



Antena direccional portátil
Equipo EB 200 R&S



Dipolo horizontal de banda ancha, omnidireccional, 3 a 12 MHz. Torres de 22 metros en un área de 66 por 38 metros. Ganancia de 5dBi o superior.



Antena omnidireccional polarización vertical de banda ancha, utilizada para recibir ondas de superficie de corto alcance y onda ionosférica de alcance moderado a largo. 3- 30 MHz, 25 m de altura y 52 m de diámetro.

Fuente: UIT, «Manual de comprobación técnica del espectro», oficina de radiocomunicaciones, 2002.

2.6 ESTRUCTURAS DE SOPORTE

Todas las antenas requieren de una estructura de soporte, que permita ubicar la antena a una altura suficiente para minimizar las interferencias ocasionadas por los diversos tipos de obstáculos y para mejorar su alcance. Las estructuras pueden ser autoportadas o ancladas mediante amarres o templetes que garanticen su estabilidad, como se observa en la *figura 2.53*. Estas estructuras están sometidas a las fuerzas del viento, el sol y la lluvia, por lo que su superficie debe protegerse adecuadamente para evitar los efectos de la corrosión.

Figura 2.53. Tipos de estructuras



Torre Cilíndrica (6-42 m)
Antena VHF, UHF, Celulares



Torre Triangular auto soportante (6 -45 m)
Estaciones Radiobase



Torre Triangular Autoposoportada (Hasta 100 m)

Estaciones radiobase, microondas, etc



Torre Cuadrada Autoposoportada (Hasta 100 m)

Estaciones radiobase, microondas, etc



Torres ancladas (Hasta 180 m)

Enlaces punto punto estaciones radiobase

Fuente: Conceptos básicos de antenas, <http://www.crt.gov.co> ; fotografías del autor, ciudad de Bucaramanga (COL)

En Colombia la Aeronautica Civil exige que todas las estructuras de comunicaciones sean visibles a cualquier hora del día por lo cual están pintadas de rojo y blanco y llevan una luz roja intermitente visible por aviones y helicópteros en condiciones de baja visibilidad.

2.7 MICROONDAS

Las señales electromagnéticas de alta frecuencia tienen diversas aplicaciones en la vida moderna, su utilización no se limita solamente a los enlaces de radiocomunicación o radar. Tal vez la aplicación más extendida son los hornos para la cocción de alimentos, pero las aplicaciones de las microondas en la industria tienen impacto en la agricultura y la ecología, terapias de calor para el tratamiento de la artritis y el reumatismo, tratamiento del cáncer y aplicaciones científicas como los generadores de partículas, técnicas de espectroscopia y fabricación de plasmas entre otras (figura 2.54).

Figura 2.54. Aplicaciones de las microondas



A. Tratamiento de tumores profundos



B. Detalle de la ciudad de Washington obtenidas con un radar de apertura sintética.

Fuente: J.M. Miranda y otros, Ingeniería de las microondas, Técnicas experimentales, Prentice Hall, 2002

Las microondas no están limitadas a un rango de frecuencia específico, este concepto suele emplearse para identificar señales en cuya generación, propagación y procesamiento utilizan técnicas muy específicas que no se emplean ni en la electrónica de baja frecuencia ni en la óptica. Con este criterio se puede decir que las microondas son ondas electromagnéticas que comprenden frecuencias comprendidas entre los 300 MHz y los 300 GHz.

2.7.1 Guías de onda

Las líneas de transmisión de cables paralelos y los cables coaxiales no son eficientes para transportar energía electromagnética por arriba de 1GHz y para frecuencias mayores de 15 GHz solo pueden usarse en tramos de unas cuantas pulgadas. Esto se explica por el efecto piel y las pérdidas de radiación para estas frecuencias. En la transmisión de altas potencias los conductores paralelos y los coaxiales no son apropiados porque es muy fácil que ocurra un rompimiento del dieléctrico ocasionado por los altos voltajes presentes en los conductores.

Figura 2.55. Guías de onda



A. Rectangulares



B. Circular



c. Flexible

Fuente: http://quinstar.com/antenna_waveguide_probe_circular_01.jpg

Una guía de onda (*figura 2.55*) es un conductor hueco, generalmente con sección transversal rectangular, pero también pueden ser circular o elíptica. Sus dimensiones dependen de la frecuencia de operación. En la tabla 2.3 se encuentran las especificaciones de las guías de onda rectangulares, con sus dimensiones y frecuencias.

Tabla 2.3. Códigos de guías de onda rectangulares

Banda	Rango de Frecuencia recomendado (GHz)	Frecuencia de corte TE ₁₀ GHz	Designación EIA WR-XX	Dimensiones Interiores en Pulgadas (cm)
L	1,12 - 1,70	0,908	WR-650	6,500-3,250 (16,51-8.255)
R	1,7 - 2,60	1,372	WR-430	4,300 - 2,150 (10,922 - 5,461)
S	2,60 -3,95	2,078	WR -284	2,840 -1,340 (7,214 -3.404)
H (G)	3,95 - 5,85	3,152	WR -187	1.872 - 0.872 (4.755 - 2.125)
C (J)	5,85 - 8.20	4,301	WR -137	1,372 -0.622 (3,485 -1.580)
W (H)	7.05 -10,0	5,259	WR-112	1,122 - 0,497 (2,850 - 1,262)
X	8,20 - 12,4	6,557	WR -90	0,900 - 0,400 (2,286 - 1,016)
Ku (P)	12,4 -18,0	9,486	WR-62	0,622 -0,311 (1,580 - 0,790)
K	18,0 - 26,5	14,047	WR-42	0,420 -0,170 (1,07 -0,43)
Ka (R)	26,5 -40,0	21,081	WR-28	0,280 - 0,140 (0,07 -0,43)
Q	33,0 -50,5	26,342	WR-22	0,224 - 0,112 (0,57 -0,28)
U	40,0 -60,0	31,357	WR-19	0,188-0,094 (0,48 -0,24)
V	50,0 -75,0	39,863	WR-15	0,148 -0,074 (0,38 -0,19)
E	60,0 - 90,0	48,350	WR-12	0,122 -0,061 (0,31 -0,015)
W	75,0 - 110,0	59,010	WR-10	0,100 -0,050 (0,254 -0,127)
F	90,0 - 140,0	73,840	WR-8	0,080 -0,040 (0,203 -0,102)
D	110,0 - 170,0	90,854	WR-6	0,065 -0,0325 (0,170 -0,083)
G	140,0 - 220,0	115,750	WR-5	0,051 - 0,0255 (0,130 - 0,0648)

Fuente: J.M. Miranda y otros, Ingeniería de las microondas, Técnicas experimentales, Prentice Hall,2002

En una guía de onda la conducción de energía no ocurre en las paredes de la guía de onda sino a través del dieléctrico dentro que está adentro, que por lo general es aire deshidratado o un gas inerte, que se mantiene a un nivel de presión dentro de la guía. El sistema de presurización consiste en mantener la presión del aire seco interior del cable o guía por encima de la presión atmosférica, para evitar la penetración de humedad. El sistema tiene una autorealimentación que mantiene el nivel de presión entre 20 y 60 gr/cm².

La energía electromagnética se propaga a lo largo de la guía de onda reflejándose hacia un lado y hacia otro en un patrón de zig-zag.

Para frecuencias por encima de los 3 GHz, generalmente, son usadas guías de onda (*waveguides*). La atenuación en la guía de onda incrementa con la frecuencia. Las guías de onda elípticas son las más comunes debido a su precio y facilidad de ensamble, aunque para líneas alimentadoras muy largas y cuando las bajas pérdidas son cruciales, deben ser empleadas las guías de onda circulares. Además, dos polarizaciones pueden ser llevadas por una única guía de onda circular. Atenuaciones típicas en el rango de 6.8 GHz son de 5 dB/100 m para guías de ondas elípticas y de 2.5 dB/100 m para guías de onda circulares.

2.7.2 Enlace de microondas

En un enlace de microondas los cables coaxiales o guías de onda llevan la energía desde el radio hasta y la antena (figuras). Las guías de onda pueden ser rígidas o flexibles, con secciones transversales rectangulares, cilíndricas o elípticas encontrándose acoples para su interconexión como se puede observar en la figura.

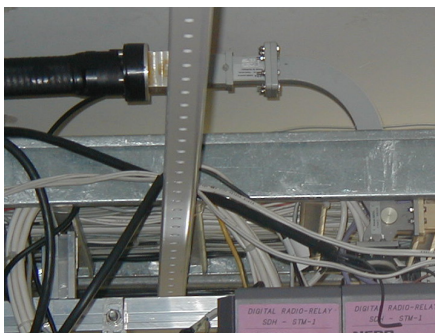
Figura 2.56



A. Radio de microondas 16 GHZ, Marca NERA



B. Torre con antenas de microondas.



C. Detalle de acople de guía de onda rectangular

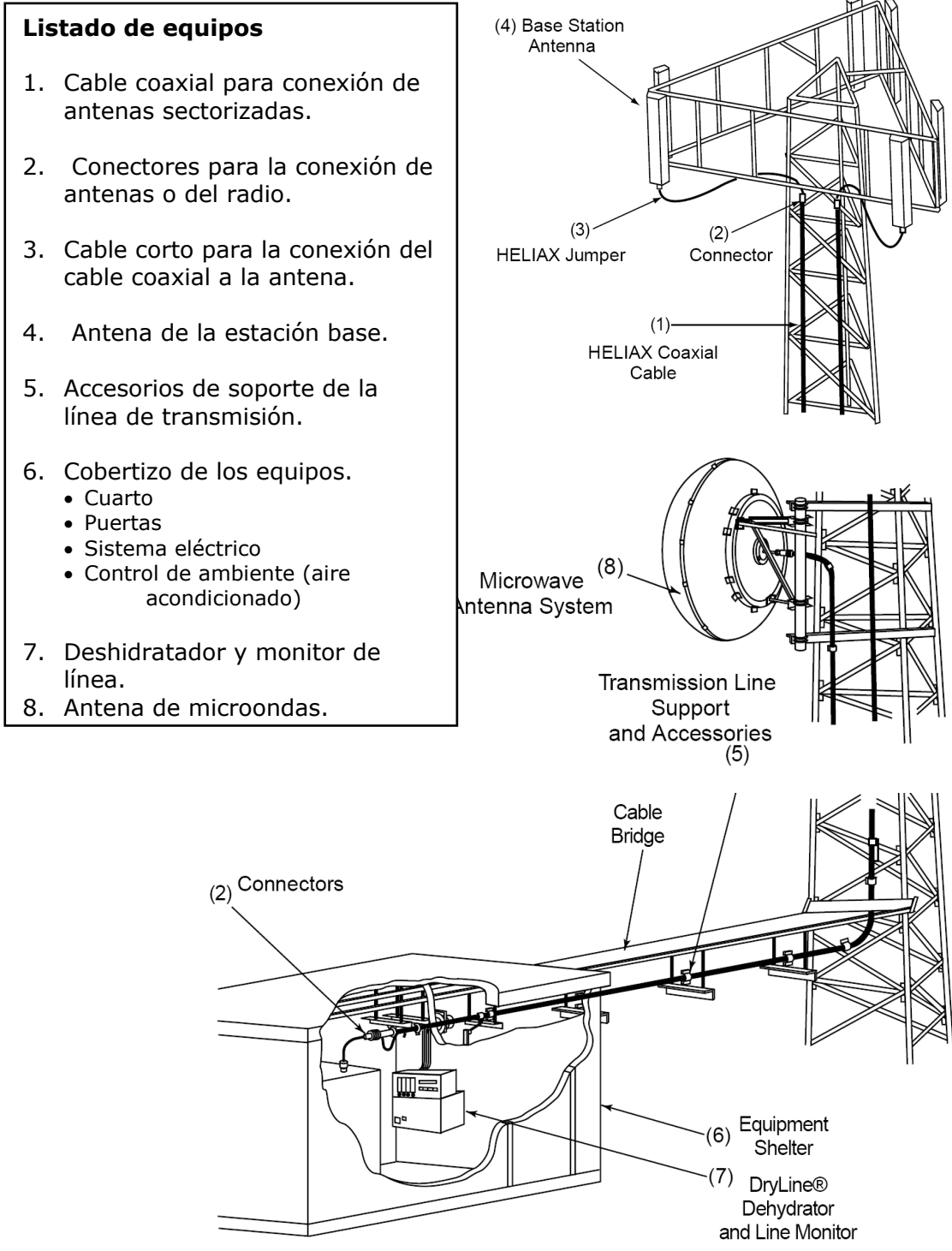


D. Detalle de conexión del radio con la guía de onda rígida con guía elíptica flexible.

Fuente: Fotografías del autor, radio enlace ciudad de Bucaramanga.

Se presenta a continuación los equipos que intervienen en un enlace de microondas de una estación base de telefonía móvil.

Figura 2.56. Equipos de un enlace de microondas





Fuente: <http://www.andrew.com>



2.8 CABLES

En aplicaciones de radiofrecuencias se utilizan diversos tipos de cables coaxiales y guías de onda cuando se trabaja con altas frecuencias. Cada conductor ofrece una atenuación dada por el fabricante en dB por cada 100 ft o cada 100m. Dependiendo del tipo de conductor los parámetros de atenuación varían. En la figura 2.57 se muestran dos tipos, la referencia RG-174/25 AWG y RG8 /10AWG del fabricante BELDEN. Al comparar la atenuación por cada 100m para la frecuencia de 2500 MHz, se tiene que es de 124.2 dB para la referencia RG-174/25 AWG y de 22 dB para la referencia RG8 /10AWG. Una diferencia considerable que se traduce en el mayor costo del conductor de menor atenuación.

Figura 2.57. Especificaciones de cables coaxiales

Low Loss 50 Ohm Wireless RF Transmission Cable RG-174 Type

Description	Part No.	UL NEC/ C(UL) CEC Type	Standard Lengths		Standard Unit Weight		Conductor (stranding) Diameter Nom. DCR	Nominal Core OD		Shielding Materials Nom. DCR	Nominal OD		Nom. Imp. (Ω)	Nom. Vel. of Prop.	Nominal Capacitance		Nominal Attenuation		
			Ft.	m	Lbs.	kg		Inch	mm		Inch	mm			pF/Ft.	pF/m	MHz	dB/100 Ft.	dB/100m
RG-174 Type • 25 AWG Solid .018" Bare Copper • Duofoil® + 90% Tinned Copper Braid Shield																			
Solid Polyethylene Insulation • Black PVC Jacket																			
RF100A	7805		100	30.5	2.4	1.1	25 AWG	.061	1.55	Duofoil + 90% TC	.110	2.79	50	66%	31.2	102.4	30	3.8	12.4
80°C			500	152.4	6.0	2.7	(solid)			Braid							50	4.9	16.1
			1000	304.8	10.0	4.5	.018"			9.1Ω/M'							150	8.6	28.2
							BC			29.9Ω/km							220	10.4	34.2
							32.0Ω/M'										450	15.2	49.9
							105.0Ω/km										900	22.0	72.3
																	1500	28.7	94.3
																	1800	31.7	104.0
																	2000	33.4	109.7
																	2500	37.8	124.2
																	3000	42.0	137.8
																	4500	52.3	171.5
																	5800	60.9	199.8
																	6000	62.0	203.3
100% Sweep tested. 6 GHz. Max. VSWR 1.25:1.																			
Mates with standard RG-174 connectors.																			

Description	Part No.	UL NEC/ C(UL) CEC Type	Standard Lengths		Standard Unit Weight		Conductor (stranding) Diameter Nom. DCR	Nominal Core OD		Shielding Materials Nom. DCR	Nominal OD		Nom. Imp. (Ω)	Nom. Vel. of Prop.	Nominal Capacitance		Nominal Attenuation		
			Ft.	m	Lbs.	kg		Inch	mm		Inch	mm			pF/Ft.	pF/m	MHz	dB/100 Ft.	dB/100m
RG-8 Type • 10 AWG Solid .108" Bare Copper-covered Aluminum • Duobond® II + 95% Tinned Copper Braid Shield																			
Gas-injected Foam HDPE Insulation • Black Polyethylene Jacket																			
RF400	7810A		500	152.4	42.5	19.3	10 AWG	.285	7.24	Duobond II + 95% TC	.405	10.29	50	86%	23.0	75.5	30	.7	2.1
80°C			1000	304.8	86.0	39.1	(solid)			Braid							50	.9	2.8
							.108"			1.8Ω/M'							150	1.5	4.9
							CCA			5.8Ω/km							220	1.8	6.0
							1.3Ω/M'										450	2.7	8.8
							4.4Ω/km										900	3.8	12.6
																	1500	5.1	16.6
																	1800	5.6	18.5
																	2000	6.0	19.6
																	2500	6.7	22.0
																	3000	7.5	24.4
																	4500	9.5	31.1
																	5800	11.1	36.4
																	6000	11.4	37.3
100% Sweep tested. 6 GHz. Max. VSWR 1.25:1.																			
Mates with 9913 and Land Mobile Radio type connectors.* Suitable for Outdoor and Direct Burial applications.																			

Fuente: Master Catalog, BELDEN, www.belden.com

En los anexos aparecen otras referencias del mismo fabricante.

Figura 2.58. Cables y conectores

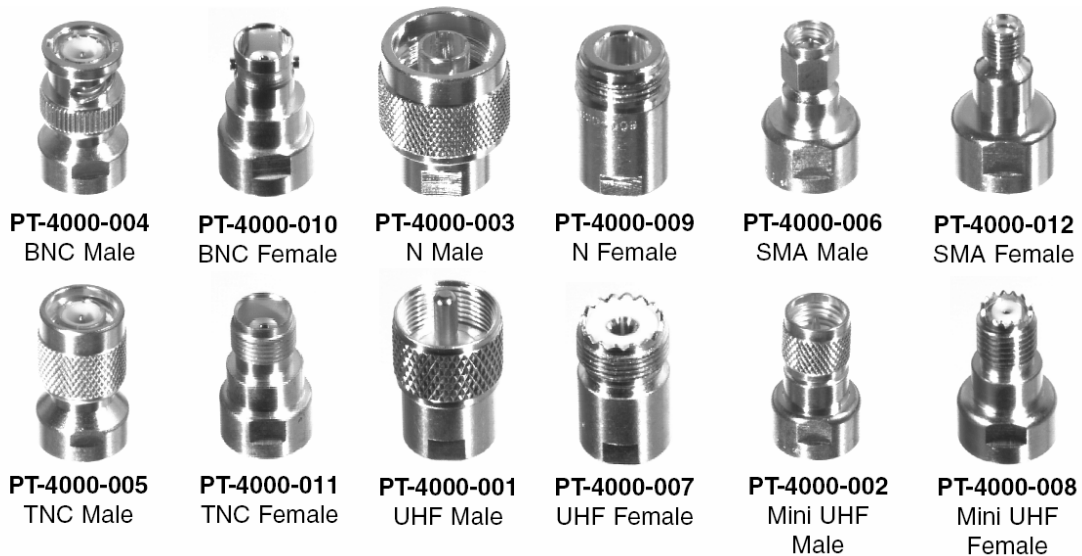


Fuente: www.rfindustries.com

2.9 CONECTORES:

En la *figura 2.59* se pueden apreciar los diversos tipos de conectores utilizados en radiocomunicaciones. Las pérdidas por conectores varían entre .2 y 1 dB dependiendo del material (Níquel, oro, cromo) y el fabricante. Es frecuente considerar la atenuación en 0.5 dB como aproximación para los cálculos. Los detalles de cada uno se encuentran en los catálogos de los diversos fabricantes.

Figura. 2.59 Tipos de conectores



Fuente: www.rfindustries.com

Es frecuente tener que cambiar de un tipo de conector a otro o realizar derivaciones para equipos de medida o algún tipo de instalación, para estos propósitos existen una serie de adaptadores, para cada uno de los tipos de conectores. En la *figura 2.60* se encuentran los diversos tipos de adaptadores a SMA (Tipo N a SMA, BNC a SMA, TNC a SMA, etc.).

Figura. 2.60 Adaptadores para conectores de RF a SMA



Fuente: www.rfindustries.com

Existe una gran cantidad de empresas fabricantes y distribuidoras de conductores y conectores, en la *figura 2.61* se muestra un listado de algunas de ellas.

Figura 2.61. Empresas distribuidoras de conectores y cables

Connector

- AEP
- Aim
- Amp
- Amphenol
- Applied Specialties
- Automatic
- Berg
- Bomar
- Cablewave
- Cambridge
- CDI
- Coaxicom
- Concord
- Connex
- CZ Labs
- Delta
- Johnson Components (E.F.Johnson)
- Gilbert

- Greenpar
- Huber+Suhner
- ITT Cannon
- ITT Sealectro
- Kings
- KMW
- L-Com
- M/A Com
- Milestek
- Molex
- Nemal
- Omni-Spectra
- Ora
- Pasternack
- Philmore
- Phoenix
- Pomona
- Radiall
- Retconn

- Rosenberger
- SDP Components
- Solitron
- Sparta
- Specialty
- Spinner
- Steren
- Sun Moon
- TCC
- Telegartner
- Tru Connectors

Cable Assembly

- Allied
- Applied Specialties
- L-Com
- MIDISCO
- Pasternack
- Tel-Comm

Connector to Cable

- Alpha
- Belden
- Berk-Tek
- Carol
- Coleman Cable
- Comm Scope
- CSI/Intercomp
- Daburn
- General Cable
- Harbour
- Manhattan
- MIL-SPEC
- Mohawk/CDT
- Montrose
- Standard Wire
- Thermax/CDT
- Times Microwave
- West Penn Wire

Fuente: www.rfindustries.com

2.10 REFERENCIAS

- [1] W. Tomasi, «Sistemas de Comunicaciones Electrónicas», Segunda Edición, Prentice Hall,1996.
- [2] A. Cardama,L.Roca,J.Rius,J.Romeu,S.Blanch,«Antenas »,Alfaomega, Universidad Politécnica de Cataluña, 2000.
- [3] Labvolt, « Analog Communications- Instrumentation, student manual »
- [4] R. Neri, «Comunicaciones por satélite»,Thomson,2003.
- [5] R.Vaughan,J.B. Andersen,«Channels, propagation and antennas for mobile communications »,2003
- [6] L.Barclay,«Propagation of Radiowaves», IEE,segunda edición,2003.
- [7] Rohde &Schuartz «Field Streng and Power Estimator», Nota de aplicación 1MA85.
- [8] J.C. Brégains,F.Ares and E. Moreno,«Visualizing the 3D Polar Power Patterns and excitations of planar arrays with MATLAB»,Radiating Systems Group, Department of applied Physics, Universidad Santiago de Compostela, España, IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol46, No 2, April 2004, código disponible en INTERNET, www.ece.osu.edu/~volakis
- [9] UIT,«Manual de compobración técnica del espectro»,oficina de radiocomunicaciones, 2002.
- [11] J. M. Miranda y otros, «Ingeniería de Microondas – Técnicas experimentales», Prentice may,2002.

- [12] Información de referencia disponible en INTERNET

www.maxwellyear2006.org
<http://science.uniserve.edu.au>
www.marconiconference.org/history.htm
www.tiltek.com
www.antennafactor.com
www.ahsystems.com
www.luz.philips.com
<http://www.tiltek.com/products/frequencies.html>
<http://www.gdsatcom.com/patterns.html>
<http://www.ferimex.com>
http://www.upv.es/antenas/Tema_1/tipos_de_antenas.htm
www.cantena.com
http://quinstar.com/antenna_waveguide_probe_circular_01.jpg
<http://www.andrew.com>
www.belden.com
www.rfindustries.com

3. PROPAGACIÓN DE SEÑALES DE RADIO

3.1 FENÓMENOS ASOCIADOS

En un sistema de comunicación inalámbrico la información que se envía, desde un transmisor hasta un receptor remoto, utiliza como medio de transmisión el aire o el vacío y viaja en forma de energía electromagnética (EM); dicha energía se compone de dos campos: el *campo eléctrico* y el *campo magnético*. No importa si el sistema de comunicación es un radio enlace de microondas, una celda de comunicación celular, un enlace satelital o una comunicación inalámbrica de un dispositivo móvil bluetooth con un computador. Todos ellos funciona bajo las mismas leyes físicas, lo que los diferencia son las condiciones y el entorno donde funciona cada uno.

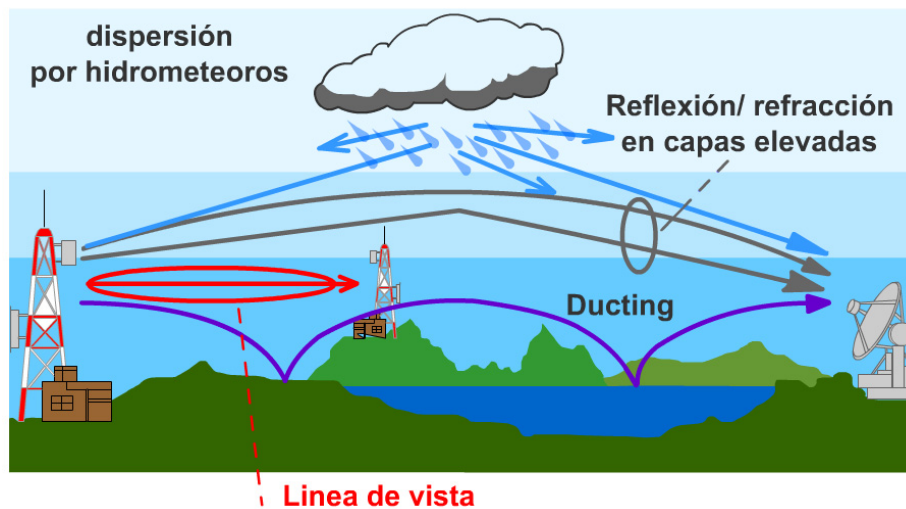
En el diagnostico, planificación, diseño o puesta en servicio de cualquier sistema de comunicación deben considerarse los parámetros y fenómenos que pueden afectar su funcionamiento, buscando siempre que el receptor obtenga una relación señal a ruido alta de manera que garantice su correcto funcionamiento.

El modelo más sencillo para estudiar la propagación, se conoce como el modelo de espacio libre, es decir considerar el aire como vacío, este es un modelo ideal que muy pocas veces se cumple en situaciones reales, pero que funciona como una primera aproximación para realizar una estimación de un enlace de radio.

La presencia del aire, la atmósfera y la ionosfera, afectan las condiciones de propagación de las señales de radio al igual que las características eléctricas de la tierra y la presencia de ríos y otras fuentes de agua.

Al incidir una onda electromagnética sobre la tierra, se produce una reflexión. Al superponerse la onda directa con la reflejada se da lugar a la onda de espacio. La formación de esta onda puede ser constructiva o destructiva y depende de las fases de la onda directa y de la onda reflejada, lo que da lugar a variaciones importantes de la potencia recibida, respecto al valor esperado en las estimaciones de espacio libre.

Figura 3.1. Interferencia a la propagación de señales de radio



Fuente: Adaptado por el autor de "Propagation of Radio Waves", Les Barclay, IEE, 2003

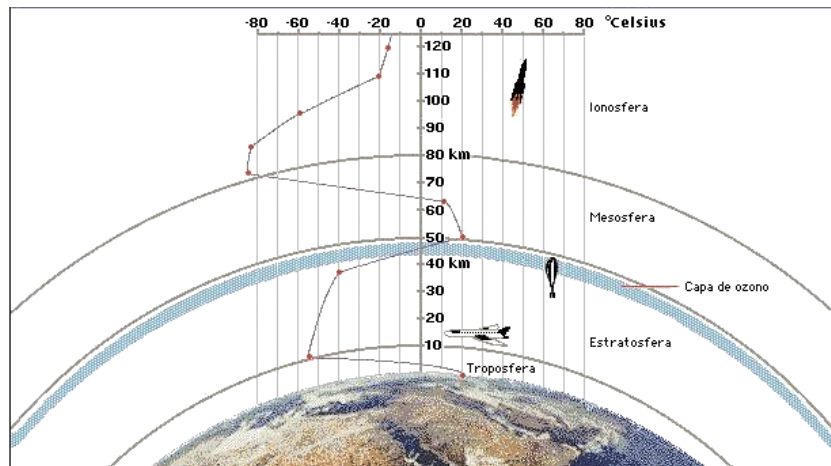
La presencia de los diversos tipos de ruido se suman a la señal, afectando aún mas la señal de radio. Los obstáculos y la propia esfericidad de la tierra limitan la visibilidad entre la antena transmisora y receptora (*figura 3.1*). Al incidir una onda electromagnética sobre un obstáculo se produce el fenómeno de difracción, este fenómeno permite la comunicación aun cuando no exista línea de vista.

En bajas frecuencias la tierra se comporta como un buen conductor, por lo cual es posible inducir corrientes superficiales sobre la superficie de la tierra. Por lo tanto aunque no exista visibilidad entre las antenas se puede recibir una señal a través de una onda de superficie (ducting).

Estos fenómenos ocurren tanto en espacios abiertos con montañas y grandes extensiones (outdoor), como en sitios pequeños al interior de las edificaciones (indoor).

La concentración de gases en la atmósfera (*figura 3.2*) introduce diferencias entre la propagación en el vacío y la atmósfera. La mayor concentración de gases se da en la capa más baja de la atmósfera conocida como troposfera, que se extiende desde el nivel del mar hasta aproximadamente los 10 Km de altitud.

Figura 3.2. Capas de la atmósfera

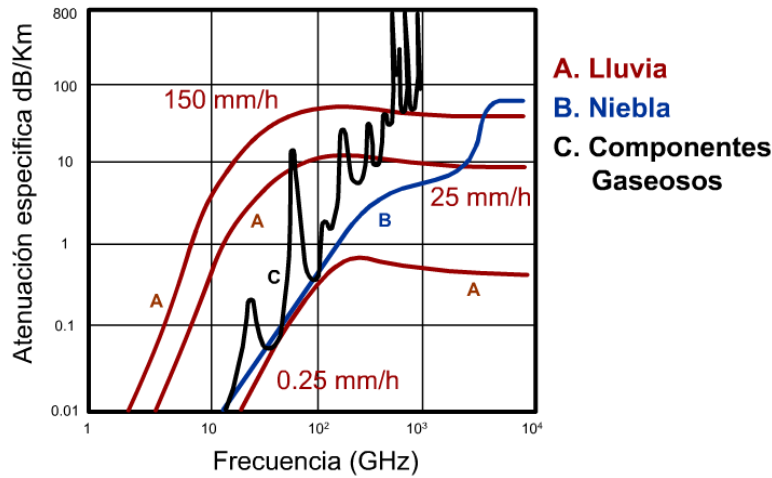


<http://www.geocities.com/RainForest/Canopy/7800/es-biosfera.html>

En condiciones atmosféricas normales la concentración de gases disminuye con la altura, lo que provoca una variación del índice de refracción de la atmósfera en función de la altura, por lo tanto la atmósfera constituye un medio de propagación no homogéneo, lo que provoca una curvatura en las trayectorias de propagación o refracción. Además la presencia de gases produce atenuación, especialmente importante a la frecuencia de resonancia de las moléculas de oxígeno y del vapor de agua, que son los gases de mayor presencia en la atmósfera.

Los fenómenos climáticos como las lluvias, la niebla, la nieve y el granizo introducen atenuaciones adicionales en función de la frecuencia y la intensidad de la precipitación, en la *figura 3.3* se puede evidenciar el efecto en la atenuación de los hidrometeoros respecto a la frecuencia.

Figura 3.3. Atenuación por hidrometeoros respecto a la frecuencia
Atenuación por hidrometeoros



Fuente: Adaptado de "Antenas", Cardama y otros, Alfaomega.

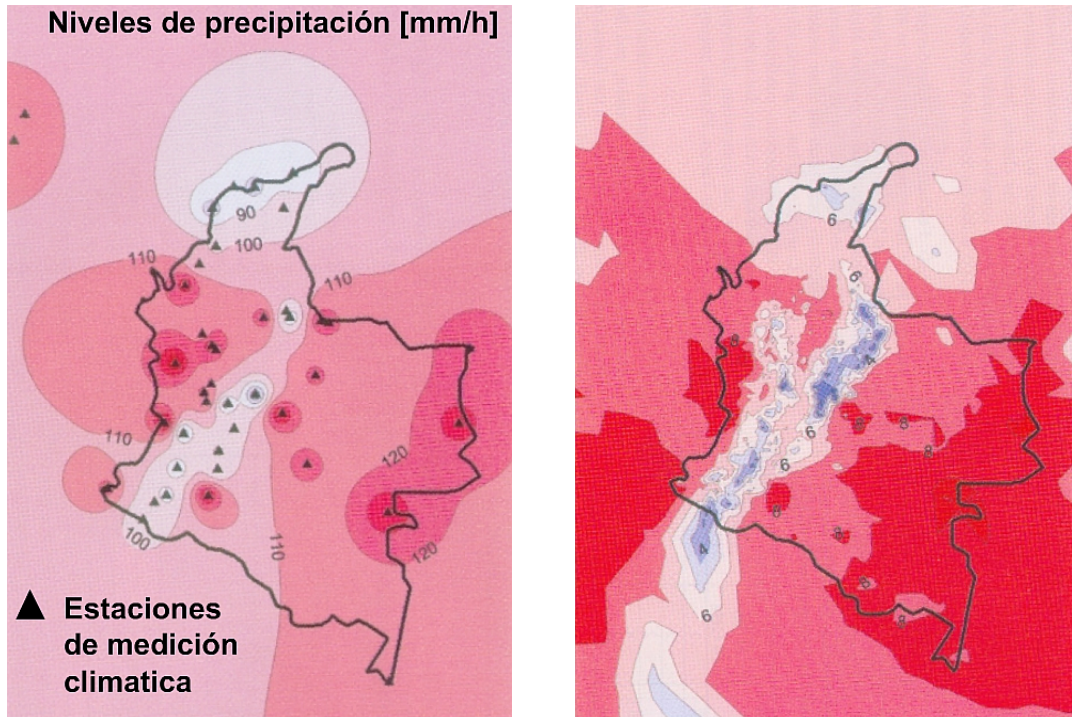
El otro elemento a considerar en la propagación en la tierra es el efecto de la ionosfera. Esta capa de la atmósfera se encuentra entre los 50 y los 2000 Km por encima de la superficie terrestre. Se caracteriza por contener densidades importantes de moléculas ionizadas. La propagación en este medio está afectada por los fenómenos de reflexión, absorción y refracción en función de parámetros tales como la frecuencia y la densidad de ionización.

Los estudios de todos estos fenómenos a nivel físico desde la óptica de las ecuaciones de Maxwell tiene una complejidad considerable y por la cantidad de variables presentes, su solución tendría resultados muy aproximados.

En la práctica todos estos fenómenos se estudian por separado y se cuantifica su efecto respecto a la propagación en espacio libre. De esta forma al emprender el análisis de un sistema de comunicación se evalúan cuales fenómenos tienen mayor peso y cuales se pueden descartar en función de la frecuencia y teniendo en cuenta la ubicación y el tipo de antenas. Se cuantifican estos efectos y se añaden los términos necesarios para corregir los valores obtenidos al considerar la propagación en espacio libre.

Una de las mayores dificultades surge del desconocimiento del entorno. Diversos factores como la conductividad del suelo, la intensidad y los niveles de precipitación de las lluvias, el índice de refracción o la densidad de ionización de la atmósfera son variables que dependen del tiempo y del espacio, generalmente desconocidos en forma exacta, pero con una importante incidencia en el resultado final. Se recurre entonces a aproximaciones y valores de referencia de estas magnitudes de acuerdo a la región y a la época del año para realizar estimaciones para los cálculos de propagación. Un estudio realizado por el grupo GIDATI de la Universidad de Antioquia permitió establecer los niveles de atenuación por lluvia para la banda Ku, como se observa en la *figura 3.4*.

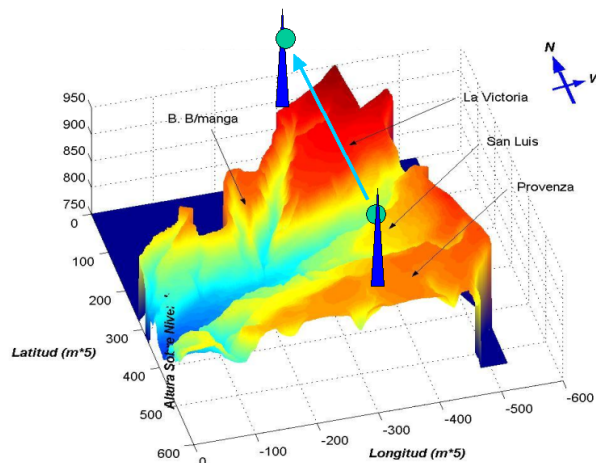
Figura 3.4. Niveles de precipitación en Colombia y Atenuación dB para banda KU



A. Niveles de precipitación
 Fuente: GITATI UPB, Colombia, IEEE Antenas and Propagation Magazine, Vol 46, No. 6, December 2004, pag 59,
 B. Atenuación por lluvia para banda KU

A partir de modelos de propagación es posible realizar simulaciones de un sistema de comunicación para ambientes outdoor (exteriores) como indoor (dentro de edificaciones). Para cada una de estas condiciones se requieren conocer ciertos parámetros del sistema (potencias, antenas, alturas, etc) además de la información geográfica del área o los planos de una edificación. Mediante el uso de estas herramientas es posible diseñar nuevos sistemas o evaluar el comportamiento de un sistema de sistema de comunicación.

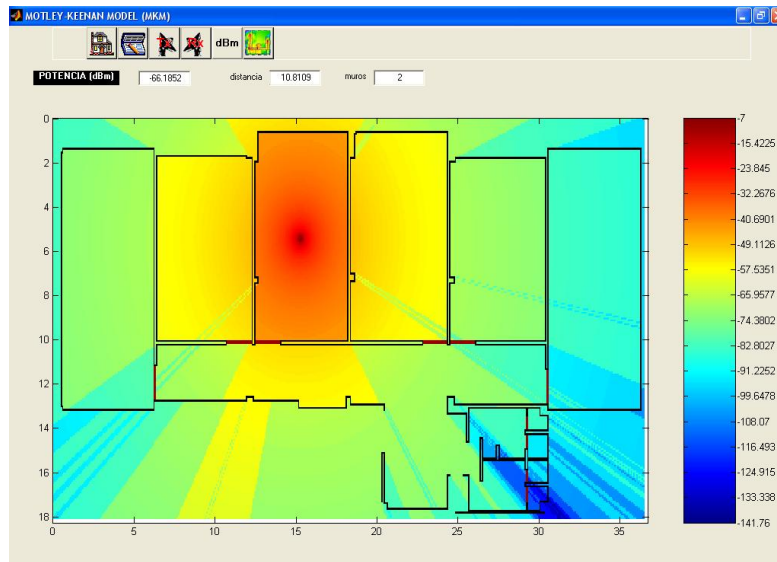
Figura 3.5. Simulación de propagación para una celda Celular en la ciudad de Bucaramanga (COL).



Fuente: García Alexis Paolo, UIS, COBERTURA PARA SISTEMAS MÓVILES CELULARES EN ENTORNO URBANO ESCARPADO: Estudio del Modelo de Propagación Walfisch-Ikegami y su desempeño en la Banda TDMA Colombiana en Presencia de Relieve, Mediante la Utilizaciónde una Herramienta de Planificación Celular Basada en GIS

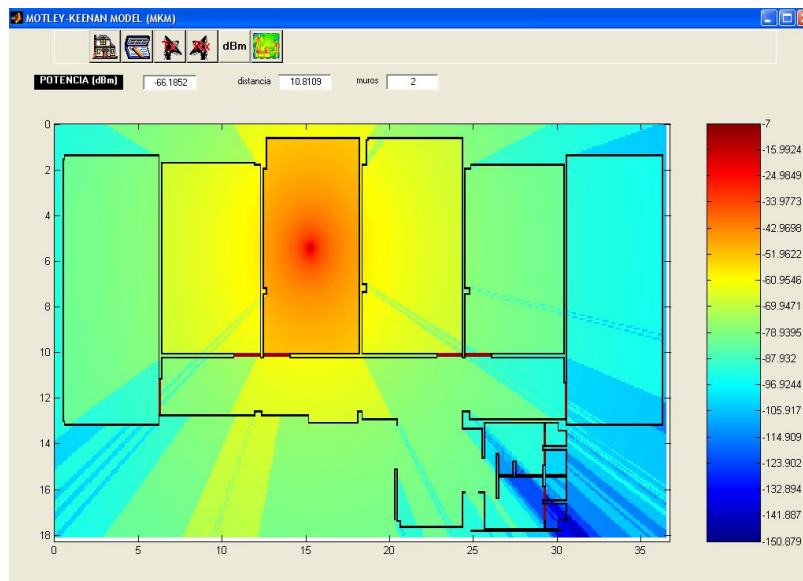
El desarrollo de este tipo de herramientas permite comprender los fenómenos de propagación y “ver” lo que sucede con las señales de radio en diversos ambientes. En las figuras 3.6 y 3.7 se puede observar las diferencias en la propagación de una señal de radio al interior de una edificación (Edificio Eléctrica Antigua, segundo piso). Las figuras muestran las simulaciones para las bandas de 315 y 900 MHz empleando el modelo de propagación de Multi Keenan.

Figura 3.6. Propagación para la banda de 315 MHz.



Fuente: Rugeles José, Talero José, Castellanos Enealdo, Boada Homero, “MatIndoor, herramienta de simulación para fenómenos de propagación Indoor”, UIS 2005.

Figura 3.7. Propagación para la banda de 900 MHz



Fuente: Rugeles José, Talero José, Castellanos Enealdo, Boada Homero, “MatIndoor, herramienta de simulación para fenómenos de propagación Indoor”, UIS 2005.

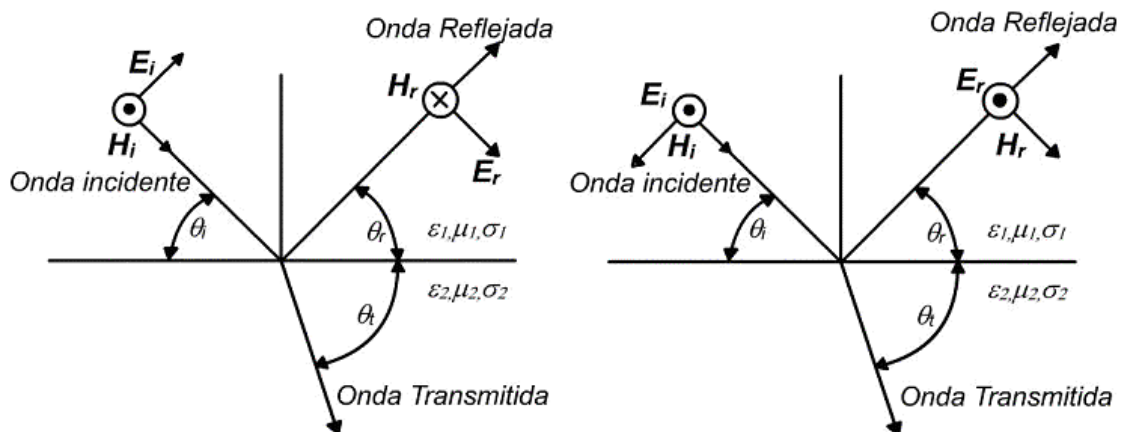
3.2 FENÓMENOS ÓPTICOS DE PROPAGACIÓN

En el ámbito de las comunicaciones inalámbricas se presentan, básicamente, tres mecanismos de propagación: reflexión, difracción, y dispersión. Conocer estos mecanismos y sus principios, es fundamental para caracterizar el canal de comunicación así como para el diseño e implementación de modelos y herramientas software para simulación de propagación EM.

3.2.1 Reflexión

Cuando una señal EM que se propaga a través de un medio, choca contra una superficie de dimensiones mucho mayores que la longitud de onda de la señal, y cuyas propiedades dieléctricas son distintas a las del medio anterior, se produce la reflexión (figura 3.8).

Figura. 3.8 Reflexión de una onda electromagnética



Fuente: T.S. Rappaport, "Wireless Communications, Principles & Practice", Prentice Hall, New York, 1996

Si la superficie contra la que choca la onda es un dieléctrico perfecto, no se producen pérdidas de energía por absorción, en el caso contrario, parte de la energía se transmite dentro del segundo medio y parte de la energía se refleja hacia el primer medio. Por otro lado, si el segundo medio es un conductor perfecto, entonces toda la energía incidente es reflejada hacia el primer medio y no se producen pérdidas. La intensidad de campo eléctrico transmitido (E_t), y reflejado (E_r), pueden relacionarse a la intensidad de campo incidente E_i mediante el coeficiente de reflexión de Fresnel (Γ). Este coeficiente depende de las propiedades del material, ángulo de incidencia, frecuencia y polarización de la onda.

3.2.2 Dispersión o Scattering

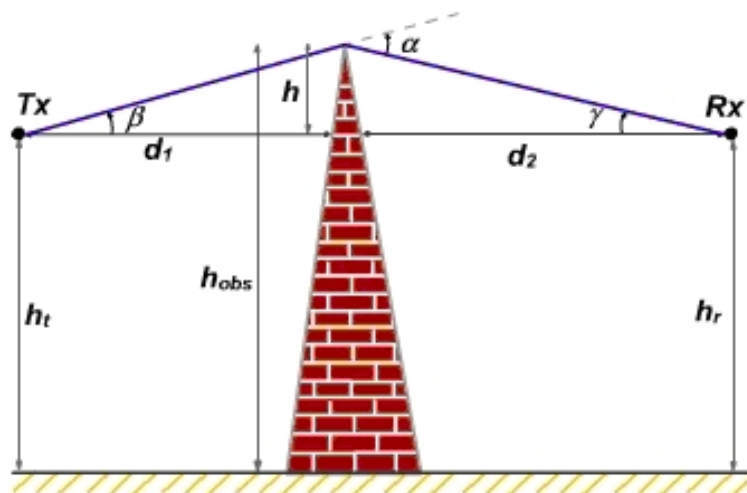
La dispersión ocurre cuando una onda se ve obstruida por objetos cuyas dimensiones son mucho menores que la longitud de onda, o cuando se presenta un alto número de objetos por unidad de volumen en el ambiente de propagación. También se produce por superficies rugosas o por ciertas irregularidades en el

canal. En estos casos, la energía de la onda es esparcida en diferentes direcciones. Objetos tales como lámparas, postes, árboles, mobiliario, tienden a causar dispersión y por tanto producen un incremento o decremento de energía en la señal recibida. Cuando la onda propagada encuentra una superficie con rugosidades, esta superficie se puede examinar, aplicando el *criterio de Rayleigh*.

3.2.3 Difracción

Este fenómeno ocurre cuando el trayecto entre Tx y Rx se ve obstruido por objetos que tienen esquina y bordes marcados como se muestra en la *figura 3.9*. Al chocar la onda contra dichos objetos, se producen ondas secundarias que se asumen como nuevos frentes de onda propagándose en el espacio incluso “doblando” detrás del objeto. La naturaleza de la difracción, a altas frecuencias, depende de la geometría del obstáculo, así como de la amplitud, fase y polarización de la onda

Figura 3.9. Difracción



Fuente: Autor

El principio de Huygen’s explica el fenómeno de la difracción. Declara que todos los puntos sobre un frente de onda pueden considerarse como fuentes puntuales para la producción de pequeñas ondas secundarias, y que éstas pequeñas ondas se combinan para producir un nuevo frente de onda en la dirección de propagación. La intensidad de campo de una onda difractada en la región de sombra es la suma vectorial de las componentes de campo eléctrico de todas las pequeñas ondas secundarias en el espacio alrededor del objeto.

3.3 ZONAS

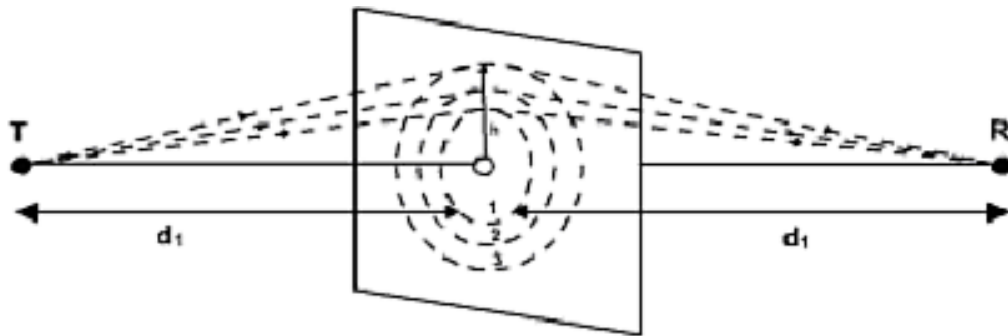
3.3.1 Zona geométrica de Fresnel

Se supone un Tx y un Rx, cuyo trayecto está obstruido por una placa infinitamente larga de altura efectiva h , ubicada a una distancia d_1 del transmisor y a una

distancia d_2 del receptor; como se muestra en la *figura 3.10* y *3.11*.

El concepto de pérdidas por difracción como una función de la diferencia del trayecto alrededor de un obstáculo es explicado por las zonas de Fresnel. Las zonas de Fresnel representan regiones sucesivas donde las ondas secundarias tienen una longitud de trayecto, desde el transmisor al receptor que es $n\lambda/2$ más grande la longitud de trayecto con línea de vista.

Figura 3.10. Zonas de Fresnel

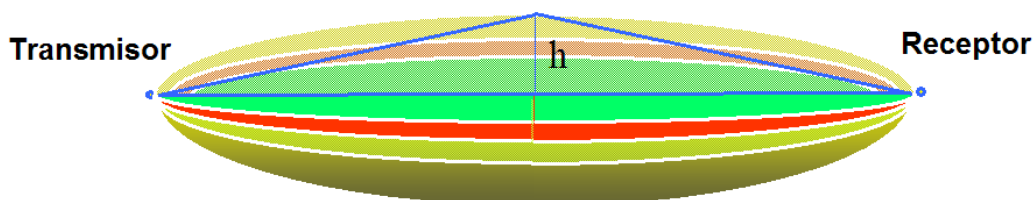


Fuente: Autor

La *figura 3.10* muestra un plano transparente ubicado entre el transmisor y el receptor. Los círculos concéntricos sobre el plano representan los sitios de origen de las ondas secundarias, que se propagan al receptor de tal forma que la longitud del trayecto total se incrementa en $\lambda/2$, para círculos sucesivos. Estos círculos son llamados zonas de Fresnel. Las zonas de Fresnel sucesivas suministran, alternativamente, interferencia constructiva y destructiva al total de la señal recibida.

Así, el trayecto que viaja a través del círculo más pequeño corresponde a $n = 1$ el cual tendrá un exceso de longitud de trayecto de $\lambda/2$ comparado con el trayecto de LOS, y los círculos correspondientes a $n = 2, 3$, etc. Tendrán un exceso de longitud de trayecto de: $\lambda, 3\lambda/2$, etc. Se dice que hay difracción cuando se obstruyen zonas de Fresnel, y la difracción será más severa cuanto menor sea el índice n de las regiones afectadas. El grado "ensombreamiento" depende de la frecuencia ($1/l$) y la posición del obstáculo (d_1, d_2).

Figura. 3.11. Zonas de Fresnel en tres dimensiones



$$h_n = \sqrt{\frac{n\lambda(d_1 * d_2)}{d_1 + d_2}}$$

Fuente: Theodore Rapaport, Wireless Communications

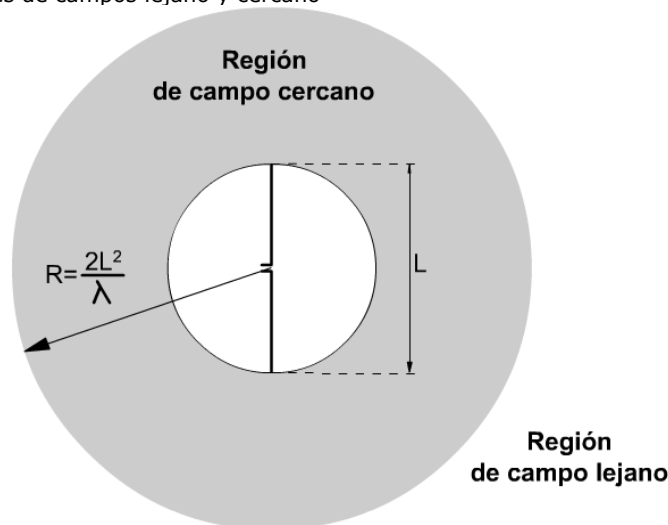
En sistemas de comunicación, las pérdidas por difracción ocurren debido al bloqueo de ondas secundarias, de tal forma que solo una porción de energía es difractada alrededor de un obstáculo. Es decir, una obstrucción causa un bloqueo de energía desde algunas de las zonas de Fresnel, permitiendo así, que solo parte de la energía transmitida alcance el receptor. Dependiendo de la geometría de la obstrucción, la energía recibida será la suma vectorial de las contribuciones de la energía de todas zonas de Fresnel sin obstruir.

En general, si se mantiene despejado el %55 de la primera zona de Fresnel, entonces la zona adicional de espacio libre mas allá de dicha zona de Fresnel, no altera significativamente las pérdidas por difracción.

3.3.2 Regiones de Campos Cercano y lejano

Muy cerca de la antena, las señales no se pueden considerar uniformes y la propagación debe analizarse desde el punto de vista de la teoría electromagnética. Esta región muy cercana a la antena se conoce como región de campo cercano o región de fresnel. L es el diámetro del círculo más pequeño que encierra la antena y mas allá de un cierto limite R se habla de un campo lejano o región de Fraunhofer. Para realizar una medición apropiada de la potencia radiada por la antena, es necesario estar en la región de campo lejano donde hay una señal más uniforme.

Figura 3.12. Regiones de campos lejano y cercano



Fuente: Adaptado por el autor de Antennas and propagation for wireless Communications Systems, Simon R. Saunders, University of Surrey, Uk

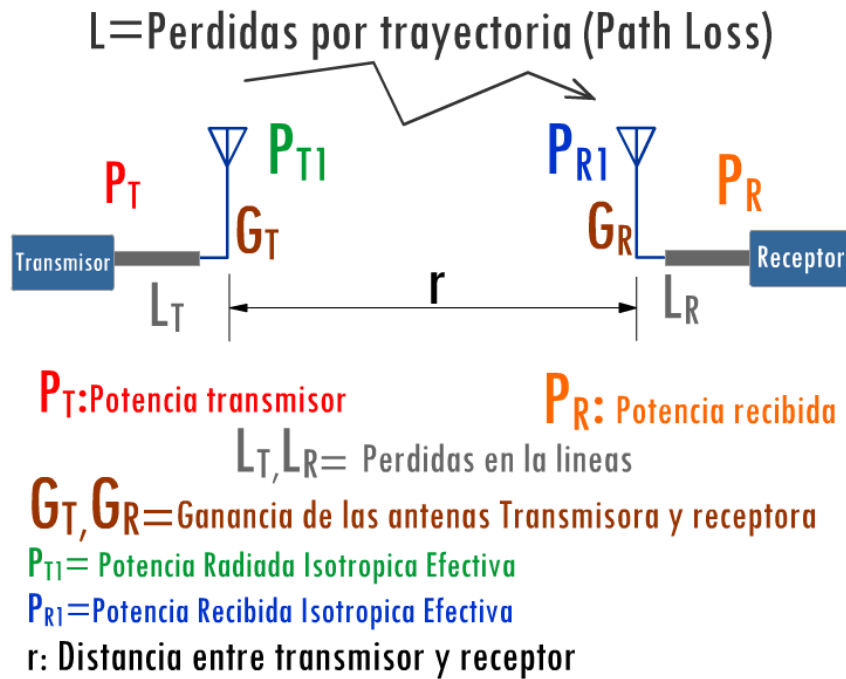
En el sitio de instalación de la antena es importante evitar objetos alrededor dentro del área del campo cercano, porque perturbarían las señales que salen de la antena.

3.4 MODELO BÁSICO DE PROPAGACIÓN

En la *figura 3.13* se observa el modelo básico de propagación inalámbrica donde se consideran las potencias del transmisor y el receptor, las pérdidas en las líneas

de transmisión, la distancia entre las dos estaciones, las ganancias de las antenas y las pérdidas por trayectoria o path loss.

Figura. 3.13 Modelo básico de propagación inalámbrica



Fuente: Adaptado por el autor de Antennas and propagation for wireless Communications Systems, Simon R. Saunders, University of Surrey, Uk.

3.4.1 Ecuación de Friss

Considerando que las antenas del transmisor y receptor de la figura están alineadas y polarizadas correctamente, separadas una distancia r lo suficiente para considerarlas ubicadas en el campo lejano la una de la otra y sin tener en cuenta las pérdidas en las líneas de transmisión. Si la Potencia aplicada a la antena transmisora es P_T , entonces la densidad de potencia S que llega a la antena receptora es:

$$S = \frac{P_T G_T}{4 \cdot \pi \cdot r^2}$$

Donde G_T es la ganancia máxima de la antena transmisora.

Como la potencia recibida es la Apertura efectiva de la antena receptora, multiplicada por la densidad de potencia S .

$$P_R = A_{eR} S$$

Se tiene entonces que, despejando S e igualando con la primer expresión:

$$\frac{P_R}{A_{eR}} = \frac{P_T G_T}{4 \cdot \pi \cdot r^2}$$

Se puede entonces conocer el valor de la potencia recibida

$$P_R = \frac{A_{eR} \cdot P_T \cdot G_T}{4 \cdot \pi \cdot r^2}$$

Como la ganancia, puede expresarse en función de la apertura efectiva,

$$G = \frac{4 \cdot \pi}{\lambda^2} A_e \quad \text{entonces,} \quad A_{eR} = \frac{G_R \cdot \lambda^2}{4 \cdot \pi}$$

Y, se reemplaza .. quedando entonces..

$$\frac{P_R}{P_T} = G_T \cdot G_R \cdot \left[\frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot r} \right]^2 \quad \text{La Ecuación de Friss}$$

Con esta ecuación, si se conoce la potencia del transmisor, las ganancias de las antenas, la frecuencia de operación y la distancia, se puede entonces encontrar la potencia recibida.

3.4.2 Perdidas por trayectoria (Path Loss)

La perdidas por trayectoria o path Loss entre un par de antenas es la relación entre la potencia recibida con la transmitida, expresada generalmente en dB. Esto incluye todos los elementos de perdida que ocurren entre la antena transmisora y la receptora.

Se puede expresar la potencia recibida en los terminales de entrada del receptor como:

$$P_R = \frac{P_T \cdot G_T \cdot G_R}{L_T \cdot L \cdot L_R}$$

considerando todas las ganancias G y perdidas L expresadas como relaciones de potencia y **con las potencias en Watts**. La ganancia de la antena se considera expresada con referencia a una antena isotropica.

La potencia isotropica radiada efectiva (EIRP ó PIRE) es entonces:

$$EIRP = \frac{P_T \cdot G_T}{L_T} = P_{TI}$$

Y de la misma forma:

$$P_{RI} = \frac{P_R \cdot L_R}{G_R}$$

La ventaja de expresar la potencia en termino de la PIRE es que las perdidas por trayectoria pueden expresarse independientemente de los parámetros del sistema, definiéndola como la relación entre las potencias radiadas isotropicas efectivas del transmisor y receptor.

$$L = \frac{P_{TI}}{P_{RI}} = \frac{P_T \cdot G_T \cdot G_R}{P_R \cdot L_T \cdot L_R}$$

Las perdidas de propagación definidas de esta forma, pueden utilizarse para describir el medio de propagación independientemente de las ganancias y perdidas de los sistemas. Sin embargo hay que tener en cuenta que las perdidas de propagación pueden cambiar si se cambia el patrón de radiación de las antenas, así como si se consideran las señales que llegan al receptor desde todas las direcciones y fuentes.

El objetivo de un modelo de propagación es predecir L, tan acertadamente como sea posible, permitiendo establecer el alcance antes de su instalación.

El alcance máximo está dado cuando la potencia recibida pasa por debajo del valor del nivel de potencia aceptado para garantizar su calidad, este nivel se conoce como **nivel de sensibilidad del receptor** (ver capitulo 1). El valor de L para el cual este valor de potencia es recibido, se conoce como **máximo valor de perdidas por trayectoria**.

Es usual expresar este valor en dB

$$L_{dB} = 10 \cdot \text{Log} \left[\frac{P_{TI}}{P_{RI}} \right]$$

Los sistemas de comunicación inalámbrica en muchos casos son bidireccionales, no por esto las perdidas por trayectorias se consideran iguales.

Un ejemplo de este caso es un enlace satelital con un enlace de subida (UpLink) y un enlace de bajada (Downlink), donde las perdidas por trayectoria de la señal de radio son diferentes al salir de la atmósfera y al ingresar a ella.

3.4.3 Perdidas en el espacio libre (Free Space Loss)

Retomando la ecuación de Friss

$$\frac{P_R}{P_T} = G_T \cdot G_R \cdot \left[\frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot r} \right]^2$$

esta ecuación puede expresarse como las **perdidas de propagación en espacio libre**.

$$L_F = \frac{P_T \cdot G_T \cdot G_R}{P_R} = \left[\frac{4 \cdot \pi \cdot r}{\lambda} \right]^2 = \left[\frac{4 \cdot \pi \cdot r \cdot f}{c} \right]^2$$

Expresándola en dB

$$\text{Log}_{10}(L_F) = \text{Log}_{10} \left(\left[\frac{4 \cdot \pi \cdot r \cdot f}{c} \right]^2 \right)$$

$$L_{F(dB)} = 20 \text{Log}_{10} \left[\frac{4 \cdot \pi}{c} \right] + 20 \text{Log}_{10} [r(m) \cdot f(Hz)]$$

$$L_{F(dB)} = -147.558 + 20 \text{Log}_{10} \left[\frac{R(km)}{1000} \cdot \frac{F(MHz)}{1E6} \right]$$

$$L_{F(dB)} = -147.558 + 20 \text{Log}_{10} \left[\frac{1}{1E3 \cdot 1E6} \right] + 20 \text{Log}_{10} [R(Km)] + 20 \text{Log}_{10} [F(MHz)]$$

Perdidas de propagación es espacio libre en dB

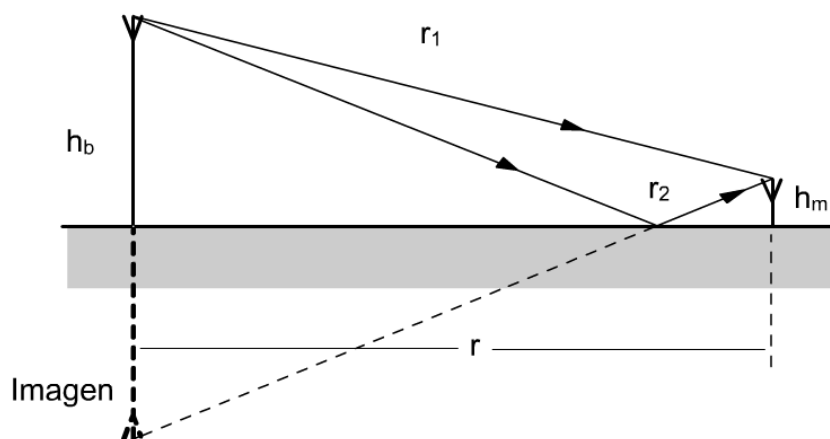
$$L_{F(dB)} = 32.44 + 20 \cdot \text{Log}_{10} R + 20 \cdot \text{Log}_{10} F$$

Con R expresados en Km y Frecuencia expresada en MHz

3.4.4 Perdidas en tierra plana

En el caso de espacio libre no se consideraron las alturas del transmisor y el receptor, en este modelo la altura del transmisor base se nota como h_b y la altura del móvil como h_m .

Figura 3.14. Modelo de perdidas en tierra plana



Fuente: Adaptado por el autor de Antennas and propagation for wireless Communications Systems, Simon R. Saunders, University of Surrey, Uk.

En este caso se usa la teoría de imágenes, la cual considera que el rayo reflejado surge de una imagen del transmisor reflejada en la tierra, como se observa en la

figura 3.14, teniendo en cuenta en el trayecto directo las pérdidas de espacio libre.

Considerando que la altura del móvil y al base son muy pequeñas comparada con la distancia que los separa. Se llega a:

$$\frac{P_R}{P_T} = \left[\frac{\lambda}{4.\pi.r} k \frac{2.h_m.h_b}{r} \right]^2 \cong \frac{h_m^2.h_b^2}{r^4}$$

Expresando este valor en dB

Se tiene:

$$L_{PEL} = 40.Log_{10}r - 20.Log_{10}h_m - 20.Log_{10}h_b$$

Las pérdidas en tierra plana son independientes de la frecuencia de operación.

El modelo de tierra plana no es un modelo que explique los fenómenos del mundo real, pero puede servir para ver la influencia de las alturas de las antenas en la propagación de las señales de radio.

Ejemplo 1

Una estación base transmite con una potencia de 10W y emplea una línea de transmisión con pérdidas de 10dB para conectarse con la antena (incluyendo conectores). La antena transmisora tiene una ganancia de 12dBd en la dirección del móvil receptor, el cual tiene una antena con una ganancia de 0dBd y pérdidas en los conductores y conectores de 2dB. El móvil tiene una sensibilidad de -104 dBm.

- a. **Determine la potencia isotropica efectiva radiada.**
- b. **Determine máximo valor de pérdidas por trayectoria aceptables.**

Solución:

Primero hay que expresar todas los valores en unidades que sean consistentes, se puede construir una tabla y realizar las conversiones de unidades que se requieran, generalmente dBw y dBi.

Teniendo en cuanta que 0dBd = 2.15 dBi,

Parámetro	Valor en unidades originales	Valor transformado
P_T	10 W	10 dBW
G_T	12 dBd	12 dBd + 2.15 = 14.15 dBi
G_R	0 dBd	0 dBd + 2.15 = 2.15 dBi
P_R	-104 dBm	-104 dBm - 30 = -134 dBW
L_T	10 dB	10 dB
L_R	2 dB	2 dB

(a). Considerando las medidas en dBW se puede decir que :

$$EIRP = \frac{P_T \cdot G_T}{L_T} = P_{TI} \quad \text{entonces} \quad EIRP = P_T + G_T - L_T = P_{TI}$$

$$P_{TI} = 10 + 14.5 - 10 = 14.15 \text{ dBW} = 26 \text{ W}$$

Esta potencia radiada también puede expresarse en función de un dipolo de media onda en lugar de usar una antena isotropica como en este caso, en cuyo caso ya no se llamaría potencia isotropica efectiva radiada sino simplemente potencia efectiva radiada PER o ERP (Effective Radiated Power).

$$ERP[\text{dBW}] = EIRP[\text{dBW}] - 2.15 [\text{dBi}]$$

(b). Para encontrar el máximo valor de perdidas por trayectoria se considera el valor de sensibilidad como la potencia en los terminales del receptor.

$$\text{Y como : } L = \frac{P_{TI}}{P_{RI}} = \frac{P_T \cdot G_T \cdot G_R}{P_R \cdot L_T \cdot L_R}$$

Se puede expresar en dB quedando: $L = P_T + G_T + G_R - P_R - L_T - L_R$ y reemplazando se tiene entonces:

$$L = 10 + 14.15 + 2.15 - (-134) - 10 - 2$$

L = 148.3 dB, que es el máximo valor de perdidas por trayectoria aceptable.

Hay que tener en cuenta que en los diseños se debe tratar de considerar al máximo las perdidas posibles para que la estimación sea más acertada.

Note que en este caso la frecuencia de operación no se consideró en el análisis.

Ejemplo 2

Para el transmisor del ejemplo anterior y considerando que la frecuencia de operación es de 900 MHZ. Calcule el alcance máximo si se consideran condiciones de espacio libre.

Solución:

Para el espacio libre se considera la ecuación encontrada en el numeral 2.4.3

$$L_{F(\text{dB})} = 32.44 + 20 \cdot \text{Log}_{10} R + 20 \cdot \text{Log}_{10} F$$

como ya se conocen las perdidas por trayectoria máximas aceptables, entonces se puede encontrar R de la anterior expresión.

$$\text{Log}_{10} R = \frac{L_{F(\text{dB})} - 20 \text{Log}_{10} F_{(\text{MHZ})} - 32.44}{20} = \frac{148.3 - 20 \text{Log}_{10} (900) - 32.44}{20}$$

$$\text{Log}_{10} R = 2.8387$$

$$R = 10^{2.84} \cong 692 \text{ Km}$$

Ejemplo 3

Calcule el alcance máximo del sistema de comunicación planteado en los ejercicios anteriores considerando que la altura de la base es de 30 m y la del móvil de 1.5 m, para una frecuencia de 900MHz, considerando el modelo de tierra plana. ¿Qué sucede con el alcance si se duplica la altura de la antena?

Solución:

Utilizando el modelo, simplemente se despeja el valor del r de la expresión.

$$L_{PEL} = 40 \cdot \text{Log}_{10} r - 20 \cdot \text{Log}_{10} h_m - 20 \cdot \text{Log}_{10} h_b$$

$$\text{Log}_{10} r = \frac{L_{PEL} + 20 \cdot \text{Log}_{10} h_m + 20 \cdot \text{Log}_{10} h_b}{40} \cong 4.53$$

$$r = 33884 \text{ m}$$

El alcance máximo es de 33,88 km

Si se duplica el valor de la antena transmisora, se incrementa el rango en un factor de 2, para este caso r = 48 Km.

3.5 REFERENCIAS

- [1] W. Tomasi, «Sistemas de Comunicaciones Electrónicas», Segunda Edición, Prentice Hall,1996.
- [2] R. Neri, «Comunicaciones por satélite»,Thomson,2003.
- [3] R.Vaughan,J.B. Andersen,«Channels, propagation and antennas for mobile communications »,2003
- [4] L.Barclay,«Propagation of Radiowaves», IEE,segunda edición,2003.
- [5] S. Saunders, «Antenas and propagation for wireless Communication Systems», University of Surrey, Willey, 1999.
- [6] Rugeles José, Talero José, Castellanos Enealdo, Boada Homero, “MatIndoor, herramienta de simulación para fenómenos de propagación Indoor”, UIS 2005.
- [7] TIL-TEK, «Radio Link Calculations», Nota de aplicación Nro 7, Disponible en INTERNET en : www.tiltek.com
- [8] R.Vaughan,J.B. Andersen,«Channels, propagation and antennas for mobile communications »,2003

4. SISTEMAS SATELITALES

Esencialmente, un satélite es un repetidor de radio puesto en el cielo (transponder). Un sistema de satélite consta de un transponder, una estación base en la tierra, para controlar su funcionamiento y una red de usuario de estaciones terrestres, para la transmisión y recepción de tráfico a través del sistema satelital. Las transmisiones por satélite se componen de una plataforma (o bus) y la carga útil. El bus incluye mecanismos de control que apoyan la operación de carga útil. La carga útil es la información del usuario que será transportada a través del sistema.

4.1 RESEÑA HISTÓRICA

Algunas de las fechas y sucesos más importantes en el desarrollo de las comunicaciones satelitales se enumeran a continuación:

Año	Evento
1923	Hermann Oberth propuso el uso de satélites para comunicación.
1945	Arthur C. Clarke sugirió el uso de órbitas geoestacionarias
1954	La Marina de E.U.A utilizó la Luna como reflector pasivo para realizar comunicaciones entre continentes.
1957	Rusia lanzó el Sputnik I, el primer satélite activo, un duro golpe para los E.U.A.
1957	Los E.U.A lanzó el Explorer I, en una demostración de su poderío ante los avances tecnológicos de Rusia.
1958	Los E.U.A lanzan el Score, un satélite repetidor con retardo que utilizaba una cinta magnética para grabar una comunicación y repetirla al pasar por una ubicación deseada.
1960	La NASA, Bell Labs y Jet Propulsión Laboratory lanzaron el Echo, un globo plástico como reflector pasivo.
1960	El Departamento de Defensa de E.U.A lanzó el Courier, primer satélite transpondedor (con equipos de comunicación a bordo para la amplificación, traslado de frecuencia y repetición de la señal recibida desde la tierra).
1962	AT&T lanzó el Telstar I, que fue el primer satélite en transmitir y recibir señales de forma simultánea. Este satélite salió de funcionamiento por acción de los anillos de Van Allen; dos cinturones concéntricos de forma toroidal, centrados en el ecuador, que rodean la tierra y están conformados por energía proveniente del Sol en forma de viento solar y que es atrapado geomagnéticamente. Es importante resaltar que el viento solar esta conformado por partículas con carga eléctrica (protones, electrones y partículas alfa), y que según su energía pueden provocar ionización de materiales que no estén protegidos (por ejemplo, semiconductores de equipos de abordó), causando incluso su destrucción, pero gracias al campo magnético de la tierra estas partículas y otras provenientes de otros lugares del espacio son detenidas antes de penetrar en la troposfera, afectando sólo en gran manera todo aquello ubicado alrededor de los 1.000 y 30.000km sobre el nivel del mar.
1963	AT&T lanzó el Telstar II, para transmisiones telefónicas, de TV, fax y datos.
1963	Se lanzó Syncom I, primer intento de un satélite geosincrónico. Se perdió en la órbita de inyección.
1963-1964	Se lanzaron el Syncom II y Syncom III, demostrando utilidad.
1965	Se lanzó desde los E.U.A el Intelsat I, primer satélite banda de 25MHZ. Hace parte de la Organización Telecomunicaciones Satelitales - INTELSAT.
1966	La Unión Soviética lanzó el primer conjunto de satélites (Domsats) o nacionales, el sistema Molniya.
1966-1987	Intelsat lanzó los Intelsat II, III, IV, V y VI.
1972	Canadá lanzó el Anik, su primer satélite comercial.
1975	La RCA lanzó sus primeros Satcom.
1984	La Western Union lanzó su primer satélite Westar.

Recientemente Intelsat ha lanzado otros satélites (las series 500, 600, 700 y 800) y han surgido otras organizaciones, como COMSAT, encargadas de regular estos sistemas. A nivel mundial, la UIT (Unión Internacional de Telecomunicaciones), un organismo de las Naciones Unidas, ha publicado las Regulaciones de Radio (RR), las cuales son revisadas por miembros delegados de la UIT en la Conferencias Regional y Global de Radiocomunicaciones (*WRC/RRC : World/Regional Radio Conferences*).

Desde 1947 hasta 1993 los asuntos operacionales y técnicos fueron administrados por dos comités: el CCIR (Comité Consultatif International des Radiocommunications) y el CCITT (Comité Consultatif International Télégraphique et phonique). El IFRB (International Frequency Registration Board) fue el responsable de examinar la documentación de uso de frecuencias entregado a la UIT por sus miembros administrativos, en relación con la Radio regulación, y mantener de esta forma el MIFR (Master International Frequency Register). A partir de 1994 la UIT ha sido reestructurada en tres sectores:

- El Sector de Radiocomunicaciones (UIT-R): encargada de todos los asuntos regulatorios y técnicos que fueron antes asumidos por la IFRB y la CCIR.
- El Sector de Estandarización de Telecomunicaciones (UIT-T): encargado de continuar el trabajo de la CCITT, y aquellos estudios de la CCIR relacionados con la interconexión de sistemas de radiocomunicaciones y redes públicas.
- El Sector de Desarrollo (UIT-D): Actúa como un foro y estructura consultiva para el desarrollo armonioso de las comunicaciones en el mundo.

La gran cantidad de literatura técnica publicada previamente en la forma de reportes y recomendaciones de la CCIR y de la CCITT ha sido reorganizada en forma de series de recomendaciones UIT-R y UIT-T. En lo referente a Regulaciones de Radiocomunicaciones para el desarrollo de servicios de radiocomunicación espacial, ya sea en transmisión y/o recepción de ondas de radio, presentan aplicaciones de telecomunicación específicas, estas son:

- Servicios Fijos Satelitales (*FSS: Fixed Satellite Services*).
- Servicios Móviles Satelitales (*MSS: Mobile Satellite Services*), con tres servicios particulares:
 - Servicios Móviles Marítimos Satelitales (*MMS: Maritime Mobile Satellite Services*).
 - Servicios Móviles Aeronáuticos Satelitales (*AMS: Aeronautical Mobile Satellite Services*).
 - Servicios Móviles Terrestres Satelitales (*LMS: Land Mobile Satellite Services*).
- Servicios Satelitales de Radiodifusión (*BSS: Broadcasting Satellite Services*).
- Servicios Satelitales de Exploración de la Tierra (*ESS: Earth Exploration Satellite Services*).
- Servicios de Investigación Espacial (*SRS: Space Research Services*).
- Servicios de Operación Espacial (*SOS: Space Operation Services*).

- Servicios de Radio-determinación Satelital (RSS: Radio-determination Satellite Services).
- Servicios Inter-Satélite (ISS: Inter.-Satellite Services).
- Servicios de Aficionados Satelitales (ASS: Amateur Satellite Services).

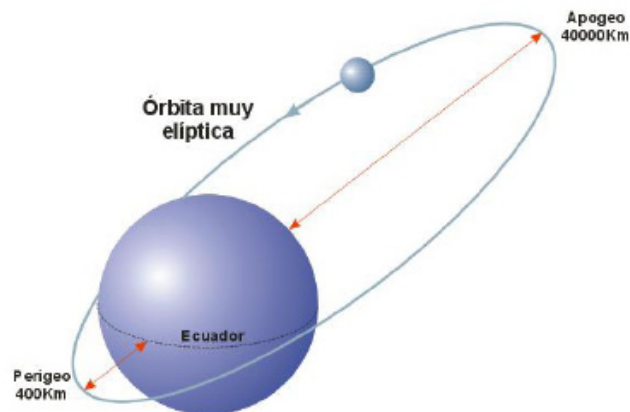
4.2 SATÉLITES ORBITALES

Los satélites *orbitales* o *no síncronos* giran alrededor de la tierra en un patrón elíptico o circular de baja altitud. Las órbitas en que giran dichos satélites se pueden clasificar como *progradas* y *retrógradas*. Al referirse a una órbita progrado se está hablando de un satélite que está girando en la misma dirección que la rotación de la tierra y a una velocidad angular superior que la de la tierra. Una órbita retrógrada es aquella en la que el vehículo espacial está girando en dirección opuesta a la del giro de la tierra o en la misma dirección, pero con una velocidad angular menor que la de la tierra. Por tanto, los satélites orbitales están alejándose continuamente o cayendo a tierra y no permanecen estacionarios en relación a ningún punto en particular de la tierra, lo que implica, que se tengan que usar cuando estén disponibles (lo que puede ser un corto periodo de tiempo). Otra desventaja de los satélites orbitales es la necesidad de equipos complicados y costosos para el rastreo en las estaciones terrestres. Una ventaja de estos satélites es que no se requieren motores de propulsión para mantenerlos en su órbita.

El sistema soviético *Molniya* es el único satélite orbital actualmente en uso. Este es utilizado para transmisión de televisión. Este mantiene una órbita elíptica con un apogeo (distancia más lejana de la tierra que un satélite orbital alcanza) de aproximadamente 40000 Km. y un perigeo (distancia mínima) de 400 Km. La línea colateral es la línea que une el apogeo y perigeo, en el centro de la tierra. Algunas características del sistema Molniya son:

- El apogeo es alcanzado cuando está sobre el hemisferio norte y el perigeo cuando está sobre el hemisferio sur.
- El tamaño de la elipse es exactamente la mitad de un día sideral.
- Debido a su patrón orbital único es síncrono con la rotación de la tierra.
- Presentan 12 horas de órbita con 11 de visibilidad en el hemisferio norte.

Figura 4.1. Configuración del sistema Molniya



4.3 SATÉLITES GEOESTACIONARIOS

Los satélites *geoestacionarios* o *geosíncronos* giran en un patrón circular con una velocidad angular igual a la de la tierra, permaneciendo en una posición fija respecto a un punto específico de la tierra. Por tanto, la mayor ventaja es que están disponibles todo el tiempo, para todas las estaciones terrestres dentro de su sombra (estaciones dentro del patrón de radiación de las antenas del satélite). Una desventaja obvia es que requieren de dispositivos de propulsión sofisticados y pesados para mantenerlos fijos en una órbita. El tiempo de órbita de un satélite geoestacionario es de 24 horas.

Hoy en día, hay más de 200 sistemas de comunicaciones por satélite funcionando en el mundo. Proporcionan circuitos de datos y teléfono de portadora internacional; televisión por cable (CATV); radiodifusión de música; servicios de telefonía móvil; redes privadas para corporaciones, agencias del gobierno y aplicaciones militares. La tabla 6 muestra una lista parcial de los sistemas de satélites internacionales y domésticos actuales y su principal carga útil.

Tabla 4.1. Sistemas satelitales actuales

Tabla 6. Sistemas satelitales actuales

	<i>Westar</i>	<i>Intelsat V</i>	<i>SBS</i>	<i>Fleetsatcom</i>	<i>ANIK-D</i>
Operador	Telégrafo Western Union	Intelsat	Sistema de negocios Satelitales	Departamento de defensa de EEUU	Telsat Canadá
Banda de frecuencia	C	C, Ku	Ku	UHF, X	C, Ku
Cobertura	Cono	Global, zonal, punto	Cono	Global	Canadá, norte de EEUU
Número de transponder	12	21	10	12	24
Transponder BW (MHz)	36	36-77	43	0.005-0.5	36
EIRP (dBW)	33	23.5-29	40-43.7	26-28	36
Acceso múltiple	FDMA, TDMA	FDMA, TDMA reuso	TDMA	FDMA	FDMA
Modulación	FM, QPSK	FDM/FM, QPSK	QPSK	FM, QPSK	FDM, FM, FM/TVD, SCPC
Servicio	Tele fija, TTY	Tele fija, TVD	Tele fija, TVD	Militar móvil	Tele fija
Banda C: 3.4 - 6.425 GHz Banda Ku: 10.95 - 14.5 GHz Banda X: 7.25 - 8.4 GHz TTY: Teletipo TVD: Distribución de TV FDMA: Acceso múltiple por división de frecuencia TDMA: Acceso múltiple por división de tiempo Cono: Estados Unidos Continental					

4.4 PATRONES ORBITALES

Un satélite permanece en órbita gracias a que la fuerza centrífuga producida por su rotación alrededor de la tierra es contrarrestada por la atracción gravitacional de la tierra. Entre más cerca gire de la tierra, mayor será la atracción gravitacional y mayor será la velocidad requerida para mantenerlo alejado de la tierra.

Hay otra clasificación de la orbitas dependiendo de su altura sobre el nivel del mar, estas son:

Órbita Terrestre Baja (LEO: Low Earth Orbit), con alturas constantes e iguales a unos cuantos cientos de kilómetros, orbitas circulares, viajan aproximadamente a 28.200 Km/h, a esta velocidad se requiere aproximadamente de una hora o hora y media para girar alrededor de la tierra, inclinaciones de aproximadamente 90°, funcionando en bandas de frecuencia entre los 1 y 2.5 GHz y cuyas aplicaciones se relacionan con servicios de comunicación terrestre móvil y sistemas de percepción remota.

Sus principales ventajas son: bajas pérdidas por trayectoria debido a su proximidad con la tierra, menores requerimientos de potencia en los transmisores para comunicación (tanto en tierra como en el satélite), utilización de antenas más pequeñas, menor peso, y tiempos de revisita muy cortos por lo cual son usados para la toma de fotografías satelitales.

IRIDIUM, ELLIPSO y ECCO son un buen ejemplo de un sistema LEO utilizados para comunicaciones móviles en tiempo real, y el satélite SPOT (a una altura de 830km y 98.7° de inclinación) es otro ejemplo pero utilizado para la toma de fotografía satelital en diferentes espectros.

Órbita Terrestre Media (MEO: Medium Earth Orbit), con alturas que se encuentran alrededor de los 10.000 Km e inclinaciones de aproximadamente 50° (en orbitas circulares). También son llamadas Orbitas Circulares Intermedias y cuyos periodos se encuentran en alrededor de 6 horas, por tanto, permanecen a la vista de una estación terrestre específica aproximadamente 2 hora. Una de las características que hace a esta orbita particularmente atractiva es que con sólo 15 satélites se puede tener una cobertura global y ofrecer servicios de tiempo real. Sus bandas de frecuencia se encuentran entre los 1.2 y 1.66GHz. En comparación con la contraparte LEO, los sistemas MEO presentan unas pérdidas un poco mayores por el aumento de la trayectoria de comunicación. El Sistema de Posicionamiento Global (GPS-NAVSTAR) es un ejemplo de un sistema MEO, el cual tiene su constelación de 24 satélites en alrededor de 15.300 Km de altura sobre el nivel del mar. Otro sistema de esta clase es el esperado sistema ICO con una constelación de 10 satélites en dos planos de 45° de inclinación.

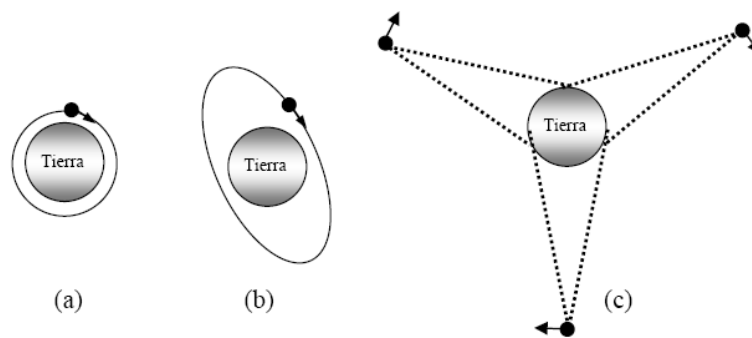
Órbita Terrestre Geosíncrona (GEO: Geosynchronous Earth Orbit), es la órbita circular con cero grados de inclinación más popular, cuyas bandas de frecuencia pueden oscilar entre los 2 y 18GHz, siendo las bandas C y Ku del espectro electromagnético las mas popularmente utilizadas. Su altura se encuentra alrededor de los 35.768 Km (unas 22.300 millas sobre el plano ecuatorial) en cuya posición los satélites alcanzan una velocidad angular igual a la de la tierra y en la misma dirección, permaneciendo relativamente estacionarios con respecto a un punto sobre el globo (en un periodo orbital de 24 horas que garantiza el geosincronismo) permitiéndoles cubrir alrededor del 43% de la superficie de la tierra.

Órbita Inclinada y Altamente Elíptica (HEO: Highly Inclined Orbit), que a diferencia de las anteriores presentan alturas diferentes alrededor de su trayectoria, permitiendo cubrir regiones de gran latitud (Como Canadá y Rusia) durante largos periodos de tiempo al aprovechar su paso por el apogeo. Estas órbitas tienen la ventaja de ser estables con respecto a las irregularidades del

campo gravitacional terrestre gracias a su inclinación (de alrededor de 64°). El sistema Molniya es un ejemplo de esta configuración.

La *figura 4.2* muestra una órbita terrestre baja, mediana y alta (geosíncrona). Tal como se pudo apreciar en la anterior clasificación existen diferentes tipos de órbitas según su inclinación, y las cuales se pueden sub-clasificar en tres grandes grupos, los cuales son: *inclinada*, *ecuatorial* y *polar*; tal como se aprecia en la figura 63. Un *nodo ascendente*, es el punto en donde la órbita cruza el plano ecuatorial en el sentido sur-norte; un *nodo descendente*, es el punto donde la órbita cruza el plano ecuatorial de norte a sur. La línea que une estos dos nodos, por el centro de la tierra, se llama *línea de nodos*.

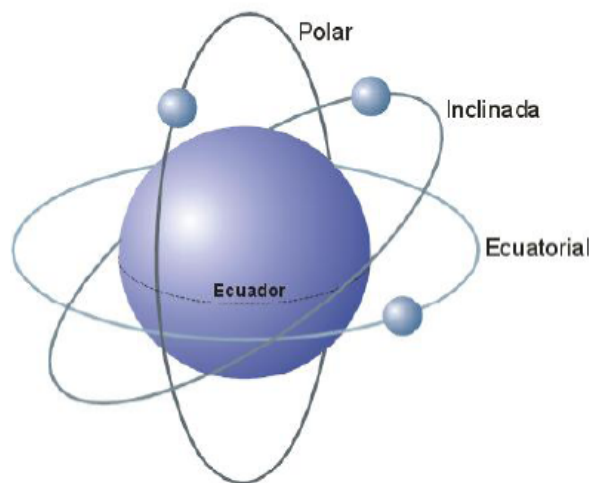
Figura 4.2. Órbitas de satélite: (a) baja altitud (LEO); (b) media altitud (MEO); (c) alta altitud (órbita geosíncrona GEO).



Es interesante observar que el 100% de la superficie terrestre se puede cubrir con un solo satélite, en una órbita polar, ya que el satélite estará girando alrededor de la tierra en una órbita longitudinal, mientras la tierra gira en un eje latitudinal.

Consecuentemente, el patrón de radiación es una espiral diagonal, alrededor de la tierra. Como resultado, cada sitio en la tierra cae dentro de la sombra dos veces por día.

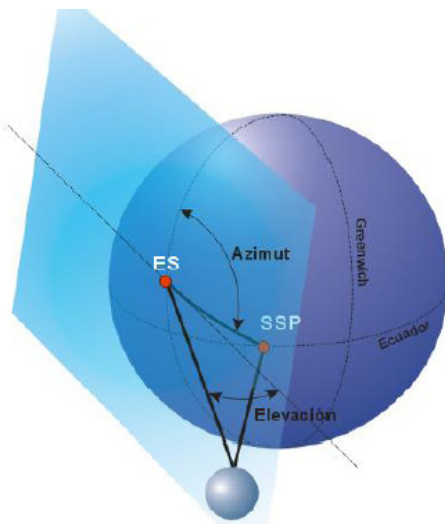
Figura 4.3. Tipos de trayectoria



4.5 ÁNGULOS DE VISTA

Para orientar una antena desde una estación terrestre hacia un satélite, es necesario conocer el *ángulo de elevación* y *azimut* (figura 4.4) denominados *ángulos de vista*. El ángulo de *elevación* y *azimut* dependen de la latitud y longitud de la estación terrena y la latitud y longitud del satélite en órbita.

Figura 4.4 Ángulos de vista (elevación y azimut)



Las coordenadas de la estación terrestre pueden obtenerse de un buen mapa o usando un *GPS* (*Global System Position*). La posición del satélite puede ser determinada usando una tabla como la siguiente (esta información es suministrada por los proveedores).

Tabla 4.2 . Posición longitudinal de satélites síncronos estacionados en un arco-ecuatorial (*latitud = 0°*)

Satélite	Longitud (° oeste)
Satcom C3	131
Satcom C4	135
Satmex 5	116.8
DirecTV 1	110
Panamsat 3r-6-6B	43
Panamsat 1R	45
Intelsat 805	55
Panamsat 9	58

4.5.1 Ángulo de elevación

El *ángulo de elevación* es el ángulo de inclinación de la antena terrestre con respecto a la tierra (la horizontal). Para realizar el cálculo matemático hay que emplear algunas fórmulas de trigonometría esférica.

En dichas fórmulas hay que introducir algunas constantes terrestres. El radio, medido desde el centro de la tierra, correspondiente a la trayectoria en la que se desplazan los satélites geoestacionarios, es de 42.164,46 Km. Sin embargo, es más habitual hacer referencia a la distancia *h* que existe desde el satélite al ecuador terrestre (35.900 Km, aproximadamente). La diferencia entre los valores anteriores corresponde al radio terrestre ecuatorial *R*, que vale 6378,16 Km.

El ángulo de elevación puede, entonces calcularse de la siguiente expresión:

$$El = \tan^{-1} \left[\frac{m \cos(A) \cos(B) - 1}{m \sqrt{1 - \cos^2(A) \cos^2(B)}} \right]$$

donde,

El = ángulo de elevación (grados)

A = atitud de la estación terrena (positiva para hemisferio norte y negativa para hemisferio sur).

B = longitud oeste del satélite menos longitud oeste de la estación terrena.

m = 6.61, que es la relación entre el radio desde el centro de la tierra hasta la órbita geostacionaria y el radio terrestre ecuatorial (42.164,46 Km /6.372,16 Km).

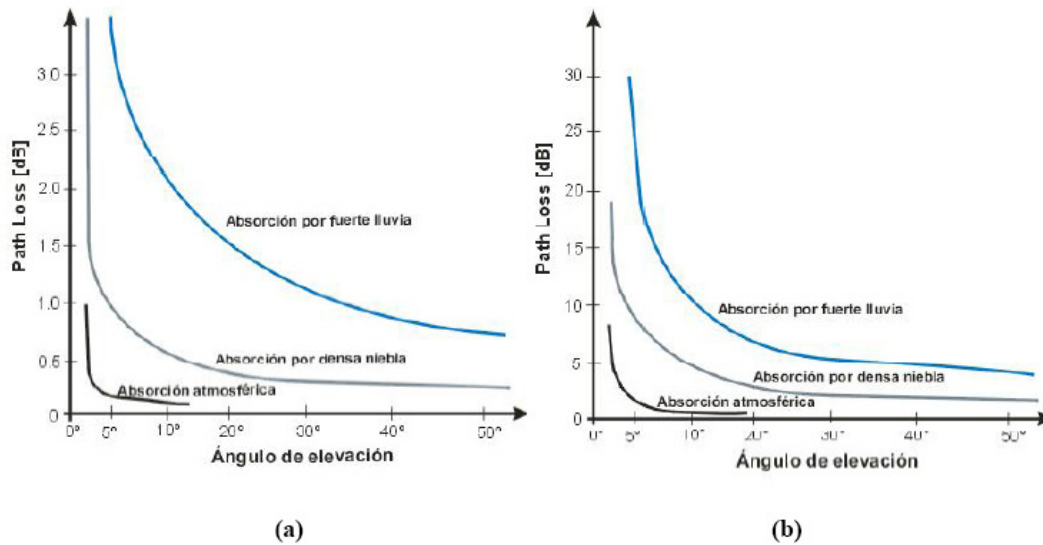
Los ángulos de elevación pequeños se relación con grandes distancias de propagación por la atmósfera de la tierra, lo cual implica pérdidas mayores por efectos de la lluvia y la absorción atmosférica (debido a los gases y vapor de agua presentes en la Troposfera). Consecuentemente, si el ángulo de elevación es demasiado pequeño, la onda puede deteriorarse. Generalmente, 5° es considerado como el valor de ángulo mínimo aceptable. La figura 65 muestra cómo el ángulo de elevación afecta la intensidad de la señal de una onda propagada debido a la absorción. Por tanto, para ángulos de elevación menores a 30°, la elevación geométrica debe ser un poco modificada usando la siguiente ecuación de aproximación (el ángulo verdadero de elevación siempre debe ser mayor que el geométrico):

$$TrueEl = \frac{El + \sqrt{(El)^2 + 4.132}}{2}$$

Vale la pena tener presente que estaciones terrenas situadas en latitudes por encima de alrededor 81° no pueden "ver" ninguna parte del arco geostacionario de satélites. De forma similar, la diferencia de longitud entre la estación terrena y el satélite deseado no puede sobrepasar dicho valor.

Ya que las pérdidas son proporcionales a la distancia y a la frecuencia utilizada, y dado que la forma de contrarrestar este efecto es aumentar la potencia de transmisión, por lo general se utilizan las mayores frecuencias en los enlaces de subida (por ejemplo *Uplinks* a 6 y 14 GHz) y las menores en los enlaces de bajada (*Downlinks* a 4 y 12 GHz). Lo anterior corresponde a las facilidades de generación de grandes potencias en tierra (de varias decenas de Kw. para sistemas GEO).

Figura 4.5. Atenuación debida a la absorción atmosférica: (a) banda de 4-6 GHz; (b) banda de 12-14 GHz



4.5.2 Azimut

El *azimut* se define como el ángulo de apuntamiento horizontal de una antena. Normalmente, se mide según las manecillas del reloj en grados (0°...360°) desde el norte verdadero. Para un satélite geosíncrono, en una órbita ecuatorial (latitud = 0°), el azimut puede ser calculado mediante la siguiente ecuación:

$$Az = 180^\circ + \tan^{-1} \left[\frac{\tan(B)}{\text{sen}(A)} \right]$$

donde,

Az = azimut (grados)

A = latitud de la estación terrena (positiva para hemisferio norte y negativa para hemisferio sur)

B = longitud oeste del satélite menos longitud oeste de la estación terrena "El término 180° se borra para estaciones terrenas ubicadas en el hemisferio sur".

Ejemplo:

Una estación terrena fue situada en Bucaramanga, la cual tiene una longitud de 73.13° oeste y una latitud de 7.12° norte. Si el satélite de interés tiene una longitud de 131° oeste. Determinar el *azimut* y *elevación* para la antena de la estación terrena.

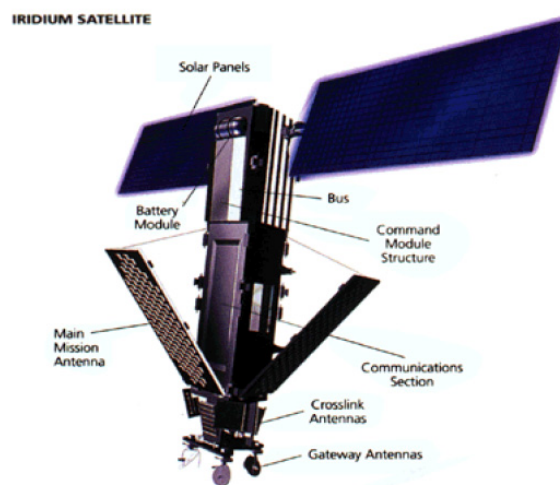
Solución: Se tienen los valores $A = 7.12$; $B = 57.87$ haciendo uso de las fórmulas se obtiene $Az = 265.55^\circ$ con respecto al norte y $TrueEl = 23.95^\circ$

4.6 ESTRUCTURA DEL SATÉLITE, ESPACIAMIENTO Y ASIGNACIÓN DE FRECUENCIAS

Cada satélite (*figura 4.6*) está compuesto por un subsistema de *antenas*, encargadas de direccionar el haz de radiación de manera puntual, zonal, o en un hemisferio; también cuenta con un número de *transponders*, los cuales reciben las señales, las

amplifica, traslada su frecuencia y las retransmite a la tierra. Se utilizan transponders separados para cada canal y estos son alimentados mediante paneles solares con un respaldo de baterías como protección contra eclipses.

Figura 4.6. Partes del satélite



Los satélites geosíncronos deben compartir un espacio y espectro de frecuencia limitados, por tanto, a cada uno de estos se le asigna una longitud en el arco geostacionario a unos 35900 Km. arriba del ecuador. La posición depende de la banda de frecuencia utilizada, es así, como satélites trabajando en frecuencias iguales o cercanas deben estar lo suficientemente separados para evitar interferencias. Generalmente, se requiere de 3 a 6° de *separación espacial* dependiendo de:

- Frecuencia de la portadora.
- Ancho del haz y radiación del lóbulo lateral de las antenas del sistema.
- Técnica de codificación o de modulación empleada.
- Límites aceptables de interferencia.
- Potencia de la portadora.

La frecuencias más comúnmente usadas, en comunicaciones satelitales, son las bandas 6/4 y 14/12 GHz. El primer número es la frecuencia de subida (*uplink*) de la estación terrena al satélite y el segundo número es la frecuencia de bajada (*downlink*) del satélite a la estación terrena.

En la tabla 4.3 se presentan las bandas de frecuencias utilizadas en sistemas de comunicación satelital GEO. Como se puede apreciar, los anchos de banda van

desde 500MHz (con alrededor de 12 portadoras de 36MHz para sistemas de TV y Radio) hasta los 5GHz para sistemas de comunicación entre satélites (ISL). Estas bandas son usadas en diferentes órbitas y aplicaciones, y presentan problemas particulares de atenuación lo que en algunos casos limita su utilización, como ocurre con la banda Ka donde se presentan picos de atenuación por vapor de agua y oxígeno presentes en la troposfera.

Tabla 4.3. Bandas utilizadas en sistemas de comunicación satelital

BANDA	UPLINK [GHz]	CRUZADO [GHz]	DOWNLINK [GHz]	BW [MHz]
C	5.9-6.4		3.7-4.2	500
X	7.9-8.4		7.25-7.75	500
Ku	14-14.5		11.7-12.2	500
Ka	27-30		17-20	-
	30-31		20-21	-
Q	-		40-41	1000
	-		41-43	2000
V (ISL)	50-51		-	1000
		54-58		3900
		59-64		5000

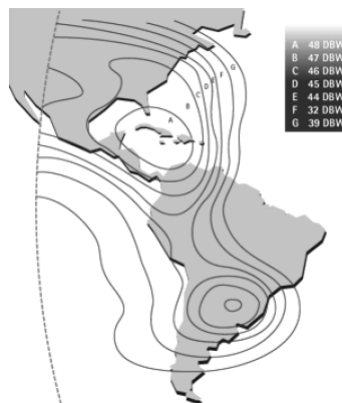
4.7 PATRONES DE RADIACIÓN: HUELLAS

El área de la tierra cubierta por un satélite depende de la ubicación del satélite en su órbita geosíncrona, su frecuencia de portadora y la ganancia de sus antenas. Como se aprecia en la *figura 4.7* cada satélite radia de forma particular su potencia (PIRE) sobre la superficie terrestre. La forma de estas radiaciones y su nivel según los contornos) se conoce comúnmente como huellas y los operadores las ponen a disposición de sus usuarios para fines de cálculos de enlace. Las variables a las que están sujetas las formas de estas son:

- Localización del satélite.
- Frecuencia de la portadora.
- Ganancia de la antena.
- Trayectoria.
- Altura.
- Tipo de antena.

Además, puede haber distintas huellas para cada haz de radiación en un mismo satélite (satélites multihaz). Por otro lado, según su cobertura se pueden clasificar en: haces locales y zonales, haces hemisféricos y haces globales.

Figura 4.7 Huella de la Potencia Efectiva Isotrópica Irradiada (PIRE) por un satélite en órbita geoestacionaria

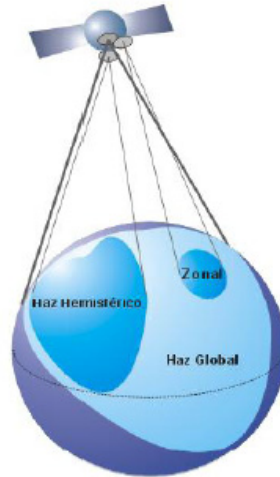


Las principales características de estos haces se describen a continuación:

Haces locales y zonales:

- Concentran la potencia en áreas pequeñas (PIRE mayores).
- Cubren aproximadamente el 10% de la superficie terrestre.
- A mayores frecuencias concentran mas el haz (Ej. satélites de la banda Ku).

Figura 4.8. Clasificación de las huellas



Haces hemisféricos:

- Abarcan aproximadamente el 20% de la superficie.
- PIRE 3dB menor que los haces zonales (50% mas bajos).

Haces globales:

- Ancho de haz de mitad de potencia de la antena de 17° aproximadamente.
- Abarcan aproximadamente el 42% de la superficie.
- PIRE mucho menores (grandes antenas).

En la figura 4.8 se representan los anteriores conceptos.

El rehúso de frecuencias

Como en cualquier sistema inalámbrico, el recurso natural más preciado es el espectro electromagnético. Su correcto uso permite aumentar la capacidad de los sistemas y manejar niveles de interferencia aceptables. Los métodos más usados a nivel satelital son:

- Reducir el ancho de haz de la antena (aumentando su ganancia). Con ello se pueden dirigir varios haces de la misma frecuencia a distintos puntos.
- La polarización dual, donde se usa la misma banda de frecuencias utilizando ondas ortogonalmente polarizadas (hay que considerar los efectos atmosféricos que causan su despolarización).

4.8 MODELOS DE ENLACE

Un sistema satelital consiste, esencialmente, de tres secciones: una subida (uplink), un transponder satelital y una bajada (downlink).

Modelo de subida:

Dentro de la sección de *subida*, de un enlace satelital (*figura 4.9*), el principal componente es el transmisor de la estación terrena, el cual consta de:

Modulador: Dependiendo de la tecnología, ya sea digital o analógica, pueden ser de tipo FM, PSK o QAM. Este recibiría la señal en banda base FDM o multiplexada en PCM/TDM.

Filtro de Banda de Paso (BPF): Este limitaría el espectro de la señal para entregar al mezclador elevador una señal en Frecuencia Intermedia (IF).

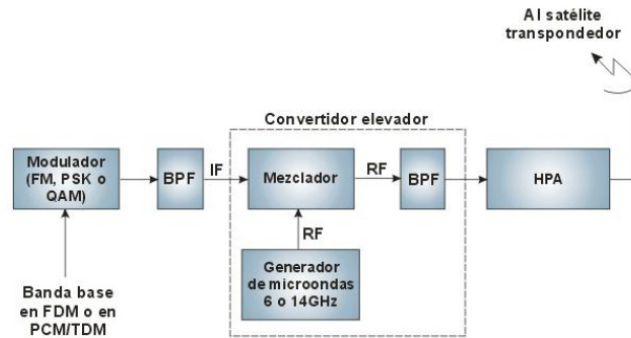
Mezclador: Encargado del traslado de la señal de IF a RF para su amplificación y posterior transmisión. Este requiere de un generador de microondas sintonizado a la frecuencia de transmisión.

Segundo Filtro de Banda de Paso (BPF): Limita el espectro necesario para evitar las señales imagen causadas por el mezclado, eliminando o atenuando así mismo las señales espurias (armónicas debido a productos de intermodulación) y fuera de banda causadas por las no linealidades de los equipos moduladores y mezcladores. Estas señales no deseadas pueden ser perjudiciales para otros sistemas de RF que funcionen en bandas diferentes y están debidamente reglamentadas bajo mínimos permitidos en mascaradas de potencia establecidas por la UIT.

Amplificador de Alta Potencia (HPA): Este es el equipo encargado de darle a la señal de RF el nivel de potencia necesario para su transmisión hacia el satélite. Sus características de entrada-salida no son lineales en todo el rango de operación, utilizándose por lo general en una región donde se comporta de forma estable. En este, la reducción en la entrada respecto al valor que satura al amplificador, para poder trabajar en el punto de operación estable (pues la falta de linealidad causaría intermodulación) se denomina "back-off" de entrada y la reducción de salida "back-off" de salida.

Antena: Este es el elemento encargado de darle a la señal otro nivel más alto de potencia y enfocar los campos electromagnéticos de RF hacia el satélite. Por lo general son antenas de altos niveles de ganancia (alrededor de 30 a 50dBi para platos parabólicos), con grandes aperturas en los casos de sistemas fijos, y pequeños anchos de haz (entre 0.5 y 2 grados).

Figura 4.9. Modelo de subida del satélite (a 6 o 14 GHz)

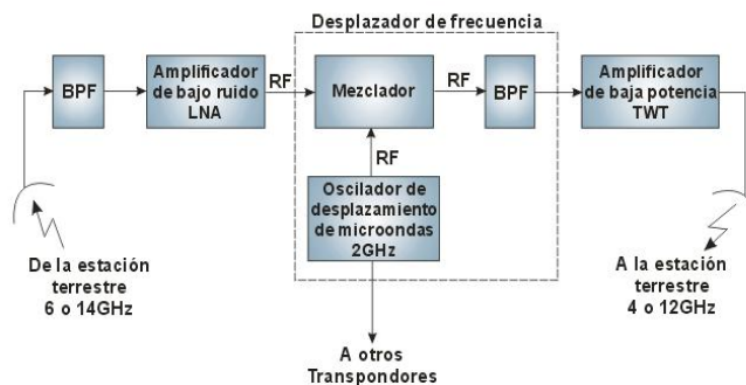


Transponder:

En el segmento espacial la sección más importante a nivel de la carga (comunicaciones) es el *transponder*. En la figura 4.10 se aprecia un diagrama bloques de un transponder típico utilizado para la amplificación y traslado frecuencia de la señal de información en un sistema que funciona en las 6/4 o 14/12 GHz. Es importante recordar que los sistemas de comunicación satelitales manejan anchos de banda de alrededor de 500MHz con portadoras distribuidas en este espectro y por lo general cada una portadoras tiene asignado un transponder diferente. Las partes más importantes un transponder son en Amplificador de Bajo Ruido o LNA, el desplazador frecuencia y el TWT (*Traveling Wave Tube Amplifier*) o Amplificador de Ondas Progresivas.

Una explicación mas profunda de estos elementos puede encontrarse en [anotar que Algunos satélites como el ACTS y el ITALSAT (satélites regenerativos) incluyen equipos de demodulación, modulación y procesamiento de banda para un mejor desempeño y QoS. Además, por lo general hay redundancia enlaces y satélites de *backup* para garantizar la continuidad del servicio.

Figura 4.10. Transponder a 6 o 14GHz

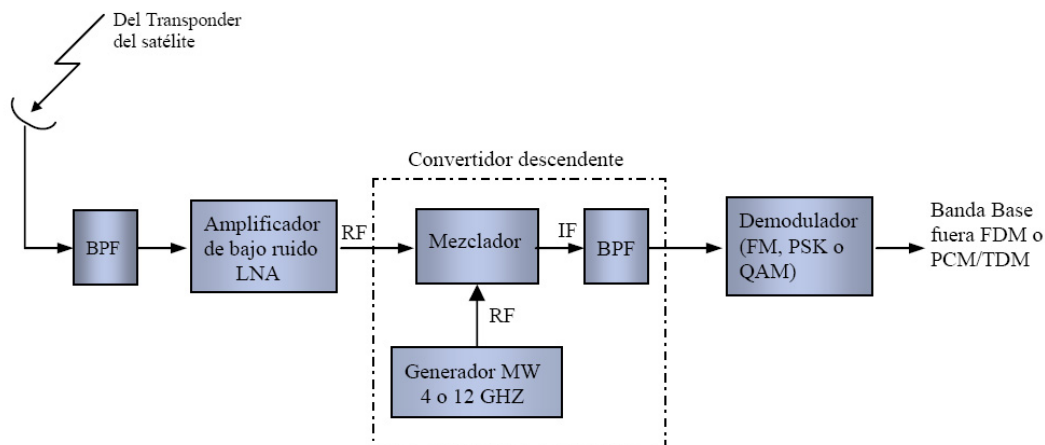


MODELO DE BAJADA

A nivel de enlaces de *downlink*, en el segmento terrestre, se suelen tener también diferentes variables de configuración según el servicio. En la *figura 4.11* se aprecia un enlace típico de bajada para las bandas de 4 o 12GHz. Al igual que el transponder espacial, este sistema tiene como elementos principales un LNA y un convertidor de frecuencia (en este caso descendente para convertir de RF a IF), agregándosele al final una etapa de demodulación para obtener la señal de banda base al final de la cadena. Algunos ejemplos de enlaces de bajada y sus características se citan a continuación:

- Enlaces VSAT (Very Small Aperture Terminal): conectados directamente al usuario, con antenas de 0.6m diámetro.
- Enlaces Estándar A: de la red de INTELSAT, con antenas de 3m de diámetro.
- Enlaces para estaciones móviles con antenas más pequeñas.
- Enlaces Tx-Rx: estaciones que reciben y transmiten, por lo general de alta capacidad de información y con estaciones terrenas fijas y antenas de gran tamaño.

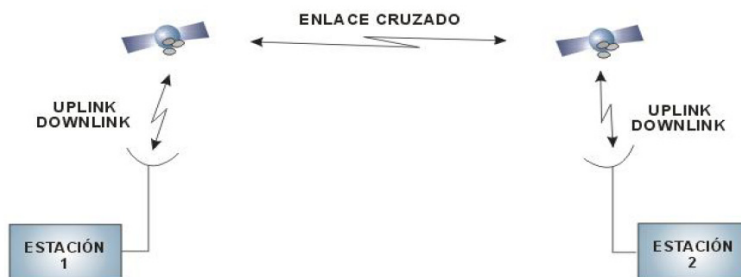
Figura 4.11. Modelo de bajada del satélite (a 4 o 12 GHz)



ENLACES CRUZADOS:

Una de las configuraciones del segmento espacial de gran interés en los últimos años es el *enlace cruzado* o *ISL (Inter-Satellite Link)* (*figura 4.12*) entre dos satélites que funcionan en la misma órbita o en órbitas diferentes. Estos son principalmente utilizados para ruteo de información en casos de sistemas LEO o MEO donde la posición del satélite es altamente variable y se hacen necesario los handoff para mantener comunicaciones, o donde se desea comunicar puntos muy distantes en la superficie terrestre o donde algunos satélites mantienen un cierto control sobre otros que se encuentran en órbitas más bajas.

Figura 4.12. Enlace intersatelital (ISL)

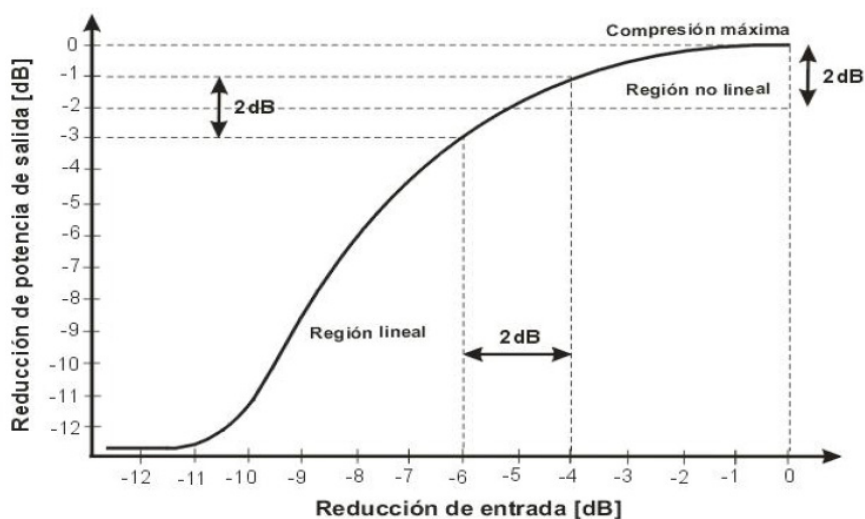


4.9 PARÁMETROS DEL SISTEMA SATELITAL

Potencia de transmisión y energía de bit

Los amplificadores de alta potencia (HPA) usados en los transmisores de la estación terrena y los tubos de onda progresiva usados en el transponder del satélite, son dispositivos cuyas características de entrada-salida no son lineales; su ganancia depende del nivel de señal de entrada. La figura 4.13 muestra una curva de potencia típica de un HPA.

Figura 4.13. Curva característica de entrada/salida para un HPA.



Un HPA debe operarse lo más cercano posible a la saturación para que su funcionamiento sea más eficiente. La potencia de salida de un transmisor típico de estación terrena es mayor que la potencia de salida que un amplificador de potencia de microondas terrena. Consecuentemente, para sistemas satelitales, P_t generalmente se expresa en dBW (decibeles con respecto a 1W) en vez de en dBm.

La mayoría de los sistemas satelitales usan PSK o QAM como técnicas de modulación. Con estos tipos de modulación, la banda base de entrada generalmente es una señal PCM codificada con multicanalización por división de

tiempo. Además, con PSK y QAM se pueden codificar varios bits en un solo elemento de señalización. Consecuentemente, un parámetro más importante que la potencia de la portadora es la *energía por bit* (E_b). Matemáticamente se tiene:

$$E_b = P_t T_b = \frac{P_t}{f_b}$$

donde,

E_b = energía de un bit sencillo (Joules por bit)

P_t = potencia total de la portadora (watts)

T_b = tiempo de un bit sencillo (segundos)

f_b = razón de bit por segundo

Potencia radiada isotrópica efectiva

La *potencia radiada isotrópica efectiva* ($EIRP$), se define como una potencia de transmisión equivalente y se expresa matemáticamente como:

$$EIRP = P_r A_t$$

donde,

$EIRP$ = potencia radiada isotrópica efectiva (watts)

P_r = potencia total radiada de una antena (watts)

A_t = ganancia de la antena transmisora (sin unidades)

Expresado en logaritmo,

$$EIRP(dBW) = P_r(dBW) + A_t(dB)$$

Temperatura de ruido equivalente

En los sistemas satelitales, es frecuentemente necesario medir el ruido en incrementos tan pequeños como una décima o una centésima de decibel. La figura de ruido, en su forma estándar, es inadecuada para cálculos tan precisos. Por tanto, es común usar la *temperatura ambiente* (T) y la *temperatura de ruido equivalente* (T_e) cuando se evalúa el rendimiento de un sistema satelital. La potencia total de ruido es expresada matemáticamente como:

$$N = KTB$$

Resolviendo para T se tiene,

$$T = \frac{N}{KB}$$

donde,

T = temperatura ambiente ($^{\circ}K$)

N = potencia total de ruido (watts)

K = 1.3803×10^{-23} , constante de Boltzmann (Joules/ $^{\circ}K$)

B = ancho de banda (Hertz)

Se tiene que la figura de ruido NF definido como la relación de S/N en la entrada de un dispositivo por la relación de S/N a la salida, puede expresarse como:

$$NF = 1 + \frac{T_e}{T}$$

donde,

NF = figura de ruido expresada como un valor absoluto

T_e = temperatura de ruido equivalente ($^{\circ}K$)

T = temperatura ambiente ($^{\circ}K$)

Y reordenando se tiene:

$$T_e = T(NF - 1)$$

Densidad de ruido

La *densidad de ruido* (N_o) es la potencia de ruido total normalizado a un ancho de banda de 1 Hz, o la potencia de ruido presente en un ancho de banda de 1 Hz.

Esta se expresa como:

$$N_o = \frac{N}{B} = kT_e$$

donde, N_o = densidad de ruido (W/Hz)(generalmente, se expresa en W, ya que el Hz está implicado en la definición de N_o).

Expresado como logaritmo,

$$\begin{aligned} N_o \text{ (dBW)} &= 10\log N - 10\log B \\ &= 10\log k + 10\log T_e \end{aligned}$$

Relación de densidad portadora a ruido

C/N_o es el promedio de la relación de densidad de potencia a ruido de la portadora de banda ancha. La *potencia de la portadora de banda ancha* es la potencia combinada del conducto y sus bandas laterales asociadas. El ruido es el ruido térmico presente en un ancho de banda de 1 Hz normalizado. La relación de la densidad de portadora a ruido, también se puede escribir como una función de la temperatura de ruido:

$$\frac{C}{N_o} = \frac{C}{kT_e}$$

Expresado como logaritmo:

$$\frac{C}{N_o}(dB) = C(dBW) - N_o(dBW)$$

Relación de densidad de energía de bit a ruido

E_b/N_o es uno de los parámetros más importantes y más usados al evaluar un sistema de radio digital. El E_b/N_o es una manera conveniente de comparar los sistemas digitales que utilizan diferentes tasas de transmisión, técnicas de modulación o de codificación.

$$\frac{E_b}{N_o} = \frac{C/f_b}{N/B} = \frac{CB}{Nf_b}$$

En la práctica, lo más conveniente es medir la relación de la densidad de potencia a ruido de la portadora de banda ancha y convertirlo a E_b/N_o .

Se puede expresar como:

$$\frac{E_b}{N_o}(dB) = \frac{C}{N}(dB) + \frac{B}{f_b}(dB)$$

Relación de ganancia a temperatura de ruido equivalente

La *relación de ganancia a temperatura de ruido equivalente* (G/T_e) es una figura usada para representar la calidad de un satélite en un receptor de una estación terrena. Es la relación de la ganancia de la antena de recepción a la temperatura de ruido equivalente del receptor. Debido a las potencias extremadamente pequeñas de la portadora de recepción que normalmente se experimenta con los sistemas satelitales, frecuentemente un LNA (amplificador de bajo ruido) está físicamente situado en el punto de alimentación de la antena. Cuando este es el caso, G/T_e es una relación de ganancia de la antena receptora más la ganancia de LNA a la temperatura de ruido equivalente.

$$\frac{G}{T_e} = \frac{A_r + A(LNA)}{T_e}$$

En forma logarítmica se tendrá:

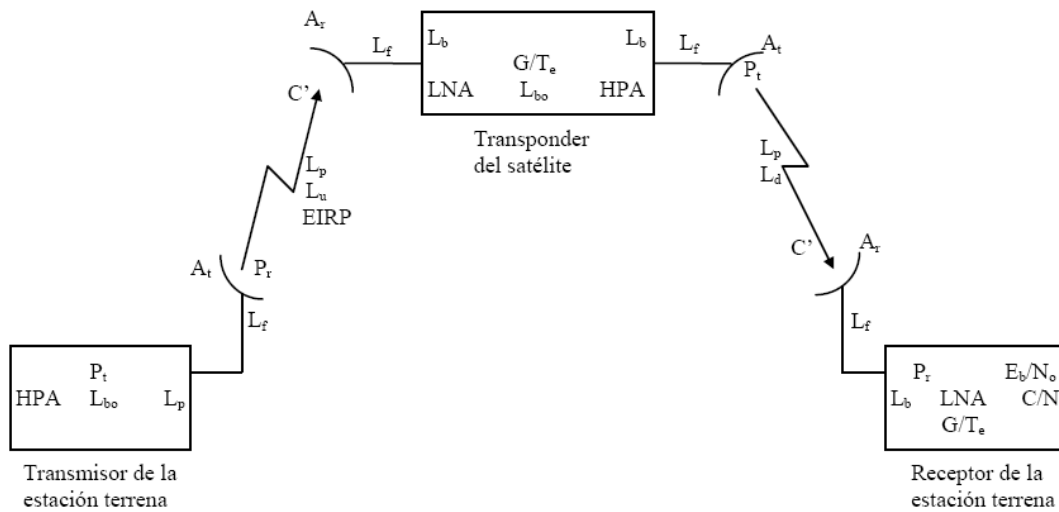
$$\frac{G}{T_e}(dBK^{-1}) = A_r(dB) + A(LNA)(dB) - T_e(dBK)$$

G/T_e es un parámetro muy útil para determinar las relaciones E_b/N_o y C/N , en el transponder de satélites receptores de la estación terrena.

4.10 ECUACIÓN DE ENLACE

El rendimiento de un sistema satelital es bastante predecible. La *figura 4.14* muestra un diagrama de un sistema satelital digital e identifica las ganancias y pérdidas que pueden afectar el rendimiento del sistema.

Figura 4.14. Ganancias y pérdidas en un sistema satelital



Cuando se evalúa el rendimiento de un sistema satelital digital, los parámetros de subida y bajada se consideran primero por separado, para luego determinar el rendimiento general combinándolos de la manera adecuada.

Los parámetros mostrados en la *figura 4.14* son:

- HPA: amplificador de alta potencia.
- P_t : potencia de salida del HPA.
- L_{bo} : pérdida por respaldo.
- L_f : pérdida del alimentador.
- L_b : pérdida de ramificación.
- A_t : ganancia de la antena transmisora.
- P_r : potencia total radiada = $P_t - L_{bo} - L_b - L_f$.
- EIRP: potencia radiada isotrópica efectiva = $P_r A_t$.
- L_u : pérdidas de subida adicionales debido a la atmósfera.
- L_p : pérdidas de trayectoria.
- A_r : ganancia de la antena receptora.
- G/T_e : relación de ganancia a ruido equivalente.
- L_d : pérdidas de bajada adicionales debido a la atmósfera.
- LNA: amplificador de bajo ruido.
- C/T_e : relación de portadora a ruido equivalente.
- C/N_o : relación de la densidad de portadora a ruido.
- E_b/N_o : relación de la energía de bit a ruido.
- C/N : relación de portadora a ruido.

4.11 REFERENCIAS

- [1] W. Tomasi, «Sistemas de Comunicaciones Electrónicas», Segunda Edición, Prentice Hall,1996.
- [2] L. Couch, « Sistemas de comunicaciones digitales y analógicos », quinta edición.
- [3] R. Neri, «Comunicaciones por satélite»,Thomson,2003.
- [4] R.Vaughan,J.B. Andersen,«Channels, propagation and antennas for mobile communications »,2003
- [5] L.Barclay,«Propagation of Radiowaves», IEE,segunda edición,2003.

5. DISEÑO DE RADIO ENLACES

El objetivo de este capítulo es presentar algunos de los factores que intervienen en el diseño de un radio enlace y realizar un resumen de los procedimientos y herramientas que se utilizan para realizar un diseño y puesta en servicio de un enlace de radio. En el capítulo anterior se presentaron algunos de los fenómenos físicos que intervienen en el diseño de un radio enlace. En este capítulo se analiza esta problemática con un enfoque más práctico. Se quiere hacer énfasis en la importancia de la interpretación de la información geográfica como herramienta de diseño. Se presentarán además un listado de referencia de algunas de las herramientas software para el diseño y planificación de sistemas de radiocomunicación más utilizadas en el mundo. Se abordará el diseño de un enlace real empleando herramientas software facilitadas por algunos fabricantes de productos de radiocomunicación.

Se expone finalmente también el tema de gestión de espectro electromagnético por su importancia en las regulaciones establecidas por el estado para la operación de los sistemas de radio. Y finalmente se hace una breve presentación de algunas de las tecnologías de punta en radiocomunicación que tendrán gran impacto en todas las áreas de la vida moderna.

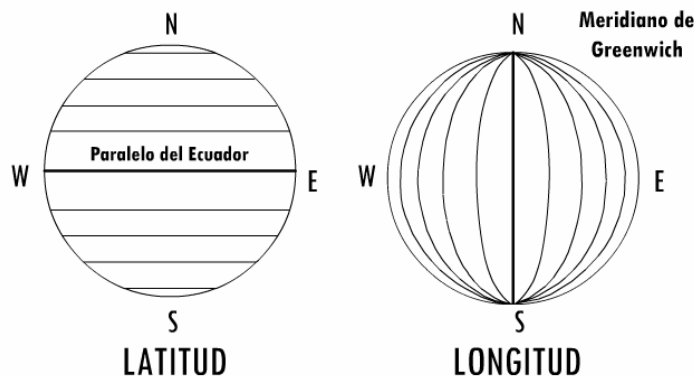
5.1 INFORMACIÓN GEOGRÁFICA

En el diseño de proyectos de radiocomunicación es necesario considerar la información geográfica porque aporta información importante para establecer los sitios de ubicación de las estaciones de comunicación, las distancias sobre el terreno, alturas de los sitios, etc. Empleando los sistemas de posicionamiento Global (GPS) se pueden marcar puntos sobre el terreno y realizar los cálculos necesarios para el diseño de un radio enlace.

A continuación se presentarán algunos conceptos básicos para la lectura e interpretación de información geográfica.

Latitud y Longitud

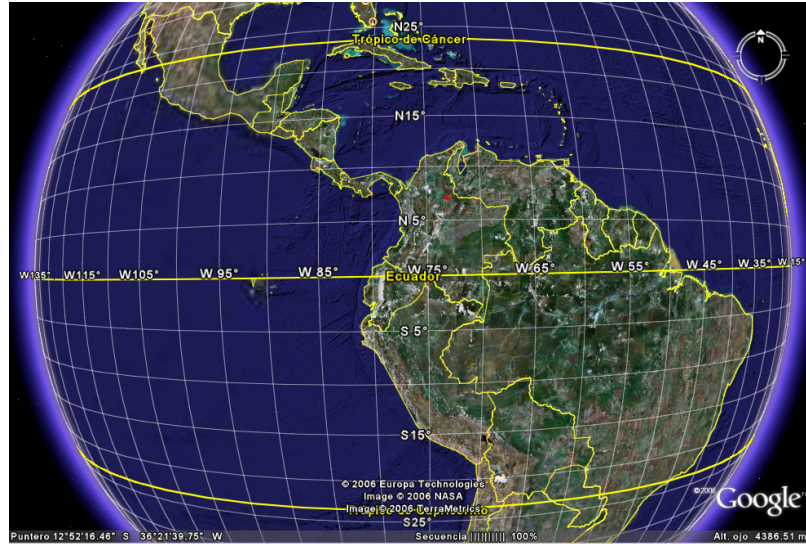
Figura 5.1 longitud y latitud



Fuente: Autor

Como se puede observar en la figura anterior, el globo terráqueo se ha dividido en líneas horizontales o PARALELOS que definen la LATITUD y líneas verticales o MERIDIANOS que definen la LONGITUD. Las líneas de latitud por arriba del ecuador son de latitud norte y las que están por debajo, de latitud sur. Los meridianos que están a la derecha del meridiano cero (Greenwich) son longitudes Oeste (W) y las que están a la izquierda son longitudes este (E).

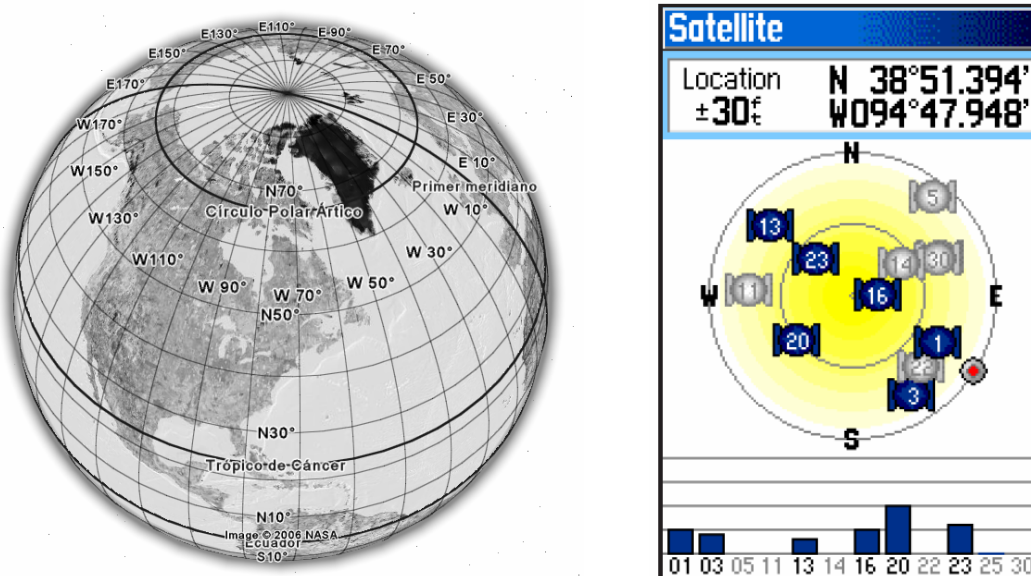
Figura 5.2. Ubicación de Colombia



Fuente: <http://earth.google.com/>

Colombia se encuentra entre las latitudes Norte 15° - Sur 5° y las longitudes Oeste (W) 65 y Oeste (80). Las latitudes van 90° al norte o al sur del paralelo respecto al ecuador, mientras que las longitudes se miden 180° al Este o al Oeste del Meridiano de Greenwich.

Figura 5.3. Sistemas de posicionamiento Global



Fuente: Autor,

Grados Minutos y Segundos (X° Y' Z'')

Se utilizan generalmente dos sistemas de coordenadas : las UTM (Universal Transversa Mercator) y las geográficas o geodesicas. Existe mucha información en la web donde se explican en detalle las ecuaciones que se utilizan para realizar estas transformaciones (Ver bibliografía de este capítulo).

La notación grados minutos y segundos se conoce como grados sexagesimales y también pueden expresarse en notación decimal.

La conversión es :

Grados decimales: grados + minutos/60 + segundos/60

Suponiendo el punto:

Latitud Norte: 7° 08' 22.5'' y **Longitud Oeste:** 73° 07' 12.82''

Se dividen los 22.5 segundos en 60, lo cual da 0.375, este valor se le suma a los 8 minutos de la coordenada, quedando entonces 8.375'. Para la longitud es igual, 12.82 se divide en 60 y se le suma a los minutos, quedando entonces 7.213'.

La coordenada expresada en grados y minutos queda:

7° 08.375' **N** 73° 07.21366' **W** (Con solo grados y minutos)

Realizando ahora el mismo procedimiento anterior, se tiene:

Para la latitud, 8.375 se divide en 60 y se le suma a los 7 grados, y para la longitud, 7.21366 se divide en 60 y se le suma a los 73 grados.

La coordenada queda finalmente en grados decimales completamente:

7.1395833 **N** 73.1202277 **W**

Si se quiere realizar el proceso contrario, es decir pasar de grados decimales a grados sexagesimales se realiza el siguiente procedimiento:

Para la coordenada norte: 7.1395833, la parte entera corresponde a los grados : 7°, la parte decimal: 0.1395833 se multiplica por 60 quedando: 8.374998, la parte entera de este resultado corresponde a los minutos: 8' y la parte decimal: 0.374998 se multiplica por 60, quedando: 22.45 lo que corresponde a los segundos.

De esta forma se obtiene nuevamente el valor de la coordenada: 7° 08' 22.5''.

El sistema datum WGS84 emplea el formato de minutos con decimales y es el formato por defecto empleado por los GPS.

5.2 DISTANCIA ENTRE DOS PUNTOS DE LA TIERRA

¿Como calcular la distancia entre dos puntos de la tierra a partir de las coordenadas geográficas?

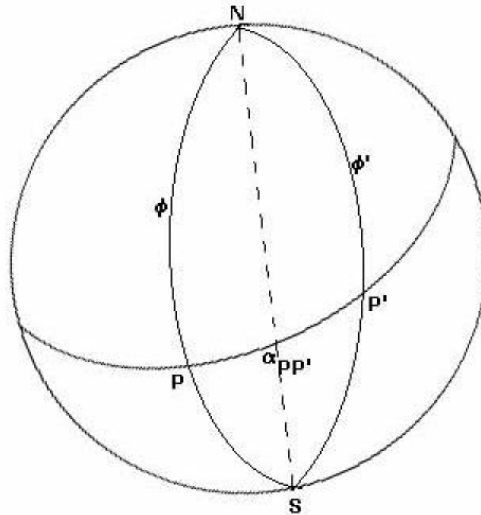
Como la tierra es aproximadamente una esfera, se aplican conceptos de la trigonometría esférica. Se emplea la figura 5.4 para explicar la transformación.

Sean los puntos P y P' dados por sus coordenadas:

$$P \rightarrow (\text{latitud: } \theta, \text{ longitud: } \lambda), \text{ colatitud: } \phi = 90 - \theta$$

$$P' \rightarrow (\text{latitud: } \theta', \text{ longitud: } \lambda'), \text{ colatitud: } \phi' = 90 - \theta'$$

Figura 5.4. Triángulo esférico que forman P, P' y N



Fuente: <http://personales.ya.com/casanchi/ast/latierra.htm>

La distancia entre dos puntos, P y P' de la superficie de la Tierra es la longitud del arco de círculo máximo comprendido entre el punto P y el punto P'. Para hacer estos cálculos aproximaremos el elipsoide terrestre por la forma esférica, y calcularemos el arco de círculo máximo entre ambos puntos mediante la fórmula de los cosenos de la trigonometría esférica.

Sea ahora el triángulo esférico P-N-P' formado por ambos puntos y el polo Norte. Se conocen los lados PN= ϕ y P'N= ϕ' , así como el ángulo diedro PNP'= $\lambda - \lambda'$. Por lo tanto, aplicando el teorema de los cosenos de la geometría esférica es posible calcular el tercer lado de dicho triángulo a partir del arco de círculo máximo entre ambos puntos:

$$\cos a_{PP'} = \cos \phi \cdot \cos \phi' + \sin \phi \cdot \sin \phi' \cdot \cos(\lambda - \lambda')$$

$$a_{PP'} = \arccos[\cos \phi \cdot \cos \phi' + \sin \phi \cdot \sin \phi' \cdot \cos(\lambda - \lambda')]$$

Para calcular la distancia entre ambos puntos se emplea la proporción de 360° a 40000 kilómetros con la del arco $a_{PP'}$ a su longitud $d_{PP'}$.

$$d_{PP'} = \frac{40000}{360} a_{PP'}$$

Se obtiene así la siguiente fórmula aproximada:

$$d_{pp'} = \frac{40000}{360} \text{arc cos}[\cos \phi \cdot \cos \phi' + \text{sen} \phi \cdot \text{sen} \phi' \cdot \cos(\lambda - \lambda')]$$

Ejemplo de cálculo de distancias:

1. Distancia el punto P1:(40°25' N, 3°45' O) y el punto P2: (37°20' N, 5°25' O).

Se calculan las colatitudes:

$$\phi = 90 - 40^{\circ}25' = 49^{\circ}35' = 49.58333, \quad \phi' = 90 - 37^{\circ}20' = 52^{\circ}40' = 52.6666$$

Ángulo diedro en el polo norte : $\lambda - \lambda' = 5^{\circ}25' - 3^{\circ}45' = 1^{\circ}40'$

Calculando las razones trigonometricas :

$$\begin{aligned} & \cos(\phi) \cdot \cos(\phi') + \text{sen}(\phi) \cdot \text{sen}(\phi') \cdot \cos(\lambda - \lambda') \\ & = (0,64831) \cdot (0,60645) + (0,76134) \cdot (0,79512) \cdot (0,99957) = 0,99827 \end{aligned}$$

Finalmente:

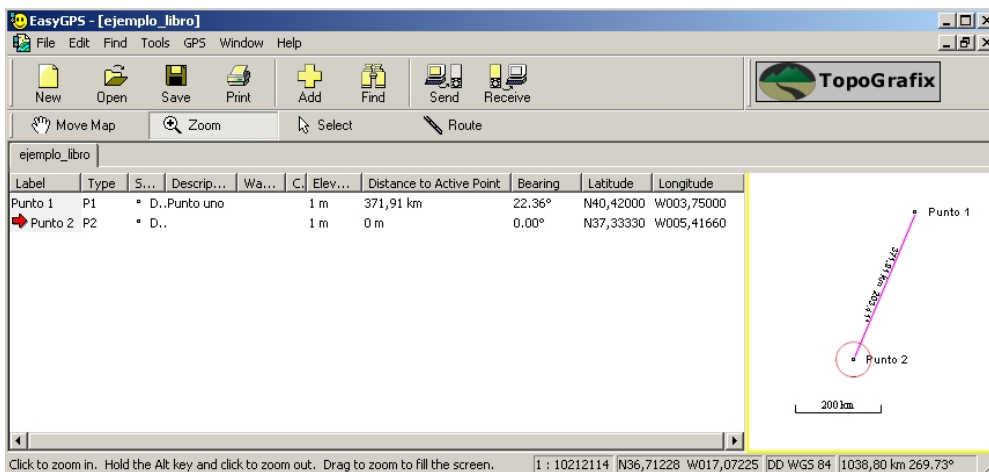
$$d_{pp'} = \frac{40000}{360} \arccos(0,99827) = \frac{1000}{9} \cdot 3,3639 = 373,770 \text{.(Km)}$$

5.2.1 Easy GPS

Existen algunos aplicativos de uso libre para el trabajo con GPS, uno de ellos es EasyGPS. Mediante este software se pueden calcular rápidamente la distancia entre dos puntos a partir de las coordenadas y la elevación de los puntos y descargar o trasladar puntos a GPS de marcas conocidas como lowrance, magullan y garmin.

A continuación se presenta la solución del problema anterior empleando este programa.

Figura 5.5. EasyGPS



Fuente: www.easygps.com/

Se observa que la distancia entre los puntos es de 371,91 Km

5.3 CARTOGRAFÍA COLOMBIANA

La información cartográfica de un país es muy importante para su desarrollo porque permite “planificar” todo tipo de proyectos, permite generar una visión de crecimiento organizado.

La cartografía colombiana comenzó con la creación de la comisión corográfica, al mando de Agustín Codazzi del año 1850 a 1859, como resultado de esos trabajos se publicó el Atlas Geográfico de Colombia en 1889 (IGAC. El Uso de Mapas y Fotografías Aéreas, 1990).

En 1909 el gobierno creó la Oficina de longitudes con la misión de llevar a cabo la revisión de los límites fronterizos, luego se creó en 1935 el Instituto Geográfico Militar de Colombia y en 1950 cambió de nombre a Instituto Geográfico Agustín Codazzi -IGAC-. (IGAC. El Uso de Mapas y Fotografías Aéreas, 1990)

La Cartografía oficial que produce el IGAC, se utiliza para la formación, conservación y actualización del Catastro Nacional, Investigaciones geográficas, estudios demográficos, socioeconómicos, suelos, geología, planeación urbana y rural, ordenamiento territorial, entre muchos otros.

En los mapas del territorio nacional se cuenta con información en escala 1:50.000 y 1: 100.000. Colombia presenta grandes carencias en comparación con otras naciones. Mientras aquí se ambiciona contar con una cartografía nacional en escala 1:100.000, en Inglaterra se dispone de una cartografía digital de cubrimiento total del territorio en una escala de 1:25.000.

Para escala 1:1.500.000, se utiliza la proyección conforme de Gauss, con origen 74°04'51.30" de Longitud Oeste de Greenwich, y el paralelo 4°35'56.57" de latitud Norte, corresponde a las coordenada geográficas del Observatorio Astronómico de Bogotá. Para este origen se adoptaron los siguientes valores (IGAC. El Uso de Mapas y Fotografías Aéreas, 1990):

- Norte 1'000.000 m
- Este 1'000.000 m

Para escala grande (Mayores a 1:100.000). Ej. 1:10.000, 1:25.000, 1:50.000, 1:100.000), hubo necesidad de establecer otros 4 orígenes en sentido longitudinal, quedando un origen central, 2 orientales y 2 occidentales. Éstos tienen la misma latitud, el mismo falso N y E, pero se separan entre sí 3° de longitud (IGAC. El Uso de Mapas y Fotografías Aéreas, 1990).

5.3.1 Cartografía de precisión.

Consiste en la generación del producto cartográfico a partir de métodos fotogramétricos y el uso de equipos de restitución analíticos y digitales. La cartografía precisión del país se presenta a escalas 1:10.000, 1:25.000, 1:50.000 y 1: 100.000, en formatos análogo y digital

5.3.2 Cartografía alternativa

Tiene como finalidad utilizar las imágenes óptico-electrónicas y de radar para lograr el cubrimiento total del territorio colombiano en un corto período de

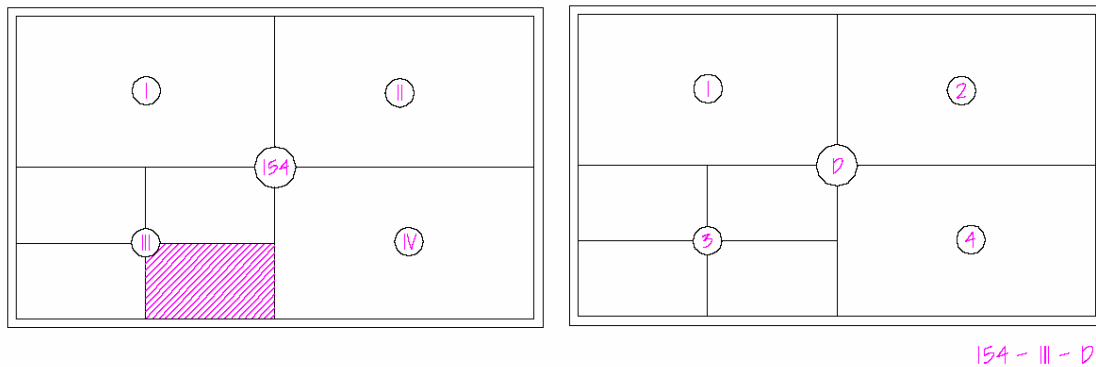
tiempo y atender las demandas de información geográfica de zonas de difícil acceso, en donde la realización del proceso cartográfico por restitución no es óptima en cuanto a costos y levantamiento de información de campo. Los Productos de cartografía alternativa son: Ortofotomapas (por demanda) y Espaciomapas.

5.3.3 Nomenclatura de planchas

En términos generales, el territorio nacional está cubierto por cartografía a escala 1:100.000. La dimensión útil de una plancha a escala 1:100.000 es de 60 x 40 cm. y se identifica por un número, ejemplo: 154. (figura 5.6).

La subdivisión de una plancha a escala 1:100.000 en cuatro (4) partes iguales, genera cuatro (4) planchas a escala 1:50.000 de dimensiones 60 x 40 cm. Se nombran como 154 I, 154 II, 154 III y 154 IV.

Figura 5.6. División de planchas del IGAC



Fuente: Cartografía Colombiana, Jorge Gomez Gomez

La subdivisión de una plancha a escala 1:50.000 en cuatro (4) partes iguales, genera cuatro (4) planchas a escala 1:25.000 de dimensiones 60 x 40 cm. Se nombran, p.e. 154 I A, 154 I B, 154 I C y 154 I D. Nótese que una plancha a escala 1:100.000 cubre dieciséis (16) planchas a escala 1:25.000.

Por razones de manipulación sencilla de escalas, se ha acordado subdividir la plancha a escala 1:25.000 en cuatro (4) partes iguales, pero modificando las dimensiones de la plancha derivada, de tal manera que la escala resultante sea 1:10.000. Las dimensiones útiles son 75 x 50 cm. Se nombran, p.e. 154 I D 1, 154I D 2, 154 I D 3 y 154 I D 4.

En el cuadro siguiente se presenta un resumen de las dimensiones de la cartografía utilizada en Colombia editada por el Instituto Geográfico Agustín Codazzi, los decímetros cuadrados que tiene cada plancha y el área cubierta por la misma (en hectáreas).

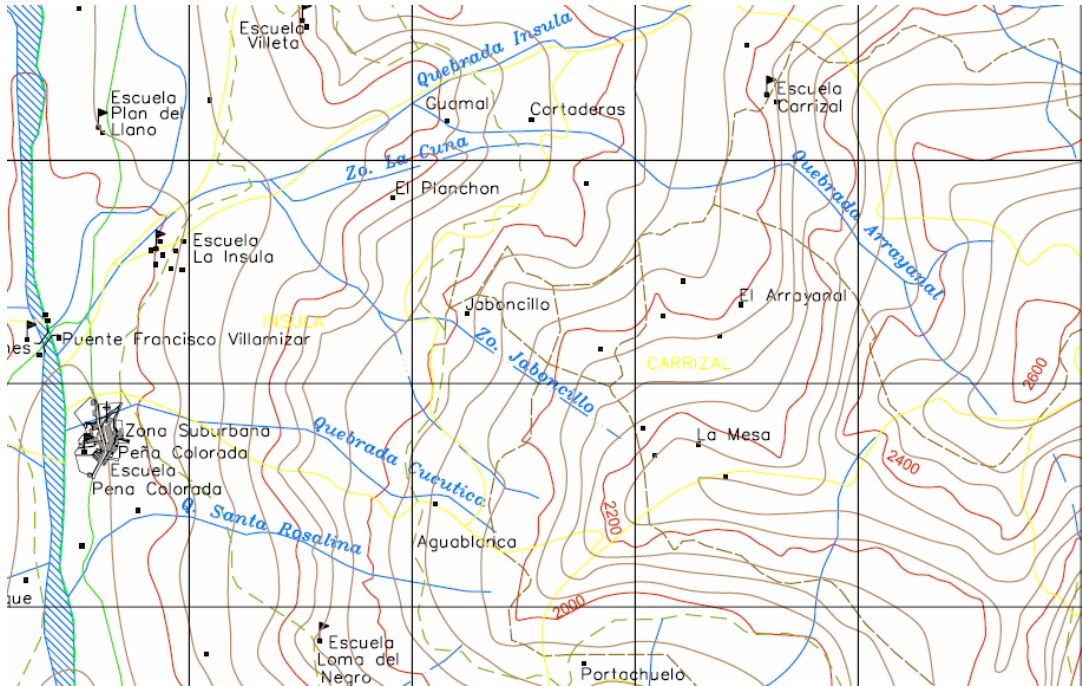
Escala	Dimensiones	Decímetros	Area cubierta
1 :100.000	60 x 40 cm.	24	240.000 Has *
1 : 50.000	60 x 40 cm.	24	93.750
1 : 25.000	60 x 40 cm.	24	15.000
1 : 10.000	75 x 50 cm.	37.5	3.750
1 : 5.000	75 x 50 cm.	37.5	937.5
1 : 2.000	75 x 50 cm.	37.5	150
1 : 1.000	75 x 50 cm.	37.5	37.5

* En cambio de origen son 180000 hectáreas

5.3.4 Curvas de nivel

Es la forma como en un mapa se puede representar las alturas de un terreno. Cada curva representa una altura y el conjunto de curvas permite construir perfiles del terreno, que resultan de enorme importancia en el diseño de un radio enlace ya que permite evaluar la línea de vista entre las estaciones.

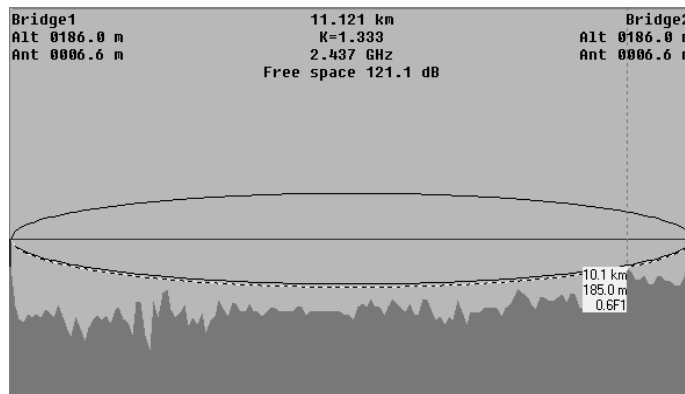
Figura 5.7 . Detalle de curvas de nivel de un municipio del departamento de Santander (COL)



Fuente: Mapas digitales POT Santander

En el detalle del mapa de la figura anterior se pueden observar algunas curvas marcadas (2000, 2200, 2400, 2600), estos valores corresponden a las alturas sobre el nivel de mar de estos terrenos. Si se observa con detenimiento se puede apreciar que entre cada curva marcada y la siguiente se encuentran tres curvas más. Esto quiere decir que las alturas para cada curva intermedia es de 50m. **2000, 2050, 2100, 2150, 2200**. Con esta información se puede construir el perfil de un terreno (figura 5.8) y determinar si existe o no línea de vista entre dos puntos.

Figura 5.8. Perfil de un terreno

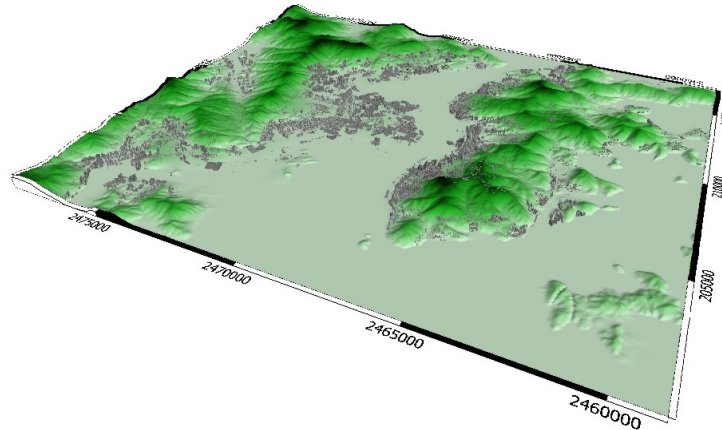


Fuente: autor

5.3.5 Información digital en tres dimensiones

Lo ideal para entender completamente las condiciones geográficas de un área específica. Esta información requiere de un enorme trabajo de digitalización de información contenida en fotografías aéreas y satelitales. En Colombia muy pocas empresas desarrollan este tipo de digitalización. En la figura 5.9 se observa el detalle de la geografía de Hong Kong.

Figura 5.9. Detalle en tres dimensiones de Hong Kong



En la actualidad se puede disponer de información geográfica sin costo a través de Internet mediante la plataforma Google Earth (figura 5.10) a través de la cual se puede recorrer el mundo entero y observar detalles de algunas áreas de la geografía mundial y nacional. Este tipos de desarrollo web son la antesala a una gran cantidad de servicios de comunicación móvil basados en posición. Las versión ampliadas Google Earth Plus y Google Earth Pro son compatibles con dispositivos GPS y ofrece la posibilidad de importar hojas de cálculo, herramientas de dibujo y mejores opciones de impresión.

Figura. 5.10 Detalle de la meseta de Bucaramanga a través de Google Earth



Fuente: <http://earth.google.com/>

5.4 HERRAMIENTAS DE PLANIFICACIÓN INALÁMBRICA

En las tabla 5.1 y 5.2, presentadas a continuación, se hace una relación de algunas de las herramientas de planificación inalámbrica outdoor e indoor , disponibles a través de Internet.

Tabla 5.1 Herramientas de planificación outdoor

Herramienta	Web site
CellOpt	http://www.safco.com/design/cellopt.html
PathPro	http://www.mlj.com/pathpro/
GRANET (GRaphical Radio Network Engineering Tool)	<i>GTE Laboratories</i>
QEDesign	Ericcson, acquired from <i>QUALCOMM, Inc</i>
Planet and decibel Planner	http://www.marconi.com/wnp
EDX Signal Pro	http://www.edx.com/
Wizard	http://www.safco.com/design/wizard.html
Probe	http://www.v-soft.com/
NetPlan	<i>Motorola</i>
CRC-COV	http://www.drb.crc.doc.ca/crc-cov/CovPage.htm
CelPlanner	http://www.celplan.com/
RPS - Radiowave Propagation Simulator	http://www.radiowave-propagation-simulator.de/
Wavesight	http://www.wavecall.com/
Odyssey	http://www.logica.com/telecoms/products/performance.html
Volcano	http://www.siradel.com/
ENTERPRISE Suite	http://www.aircom.co.uk/
CellCAD	http://www.lcc.com/
WinProp	http://www.winprop.de/
ComStudy	http://www.radiosoft.com/
RFCAD	http://www.rfcad.com/
Pathloss	http://www.pathloss.com/
Watchmark	http://www.watchmark.com/products/design.html
OPNET Modeler, OPNET Radio and ERP Network Guru for SAP R/3	http://www.mil3.com/
Romulus	http://www.rcc.com/
ASTRIX	http://www.teleplan.no/sys/solutions.html
COMNET	http://www.caciasl.com/comnet.html
SitePlanner	http://www.wvcomm.com/
TAP - Terrain Analysis Tool	http://www.softwright.com/
Quotient	http://www.quotient.co.uk/
Athena	http://www.waveconceptsintl.com/athena.htm
Network Planner WorkPlace	http://www.macltd.com/
CONNECT	http://www.aircom.co.uk/Microwave_Planning.html
ICS Telecom	http://www.atdi.es/icstelecom.php

Tabla 5.2 . Herramientas de Planificación indoor

Herramienta	Web site
NPS/I	<i>Nokia</i>
WinProp	http://www.winprop.de/
SitePlanner	http://www.wvcomm.com/
Volcano	http://www.siradel.com/
WiSE	http://plan9.bell-labs.com/cm/cs/what/wise/
CINDOOR	http://www.gsr.unican.es/
EDX Signal Pro	http://www.edx.com/

5.5 CÁLCULOS DEL RADIO ENLACE

En el diseño de radio enlaces hay muchos factores a tener en cuenta. El primer aspecto a considerar es la necesidad de comunicación existente (tipos de datos, tasas de transmisión, conectividad, etc), luego se puede determinar la posición geográfica de las estaciones y el perfil del terreno para determinar si existen línea de vista entre los puntos seleccionados. Se considera luego una primera aproximación que corresponde a la propagación en espacio libre ignorando los efectos de la atmósfera o los obstáculos. Se determina el nivel de potencia nominal de recepción y el margen de desvanecimiento del enlace. Incluir los efectos de la atmósfera implica considerar una curvatura del rayo que une las antenas y la consideración de obstáculos implica el despeje de las zonas de Fresnel, la atenuación introducida por los mismos y la necesidad de repetidores pasivos para eludirlos. Se deben considerar también las posibles reflexiones del terreno. Se debe manejar por lo menos una aplicación de hoja de calculo que permita realizar los análisis requeridos en el diseño. Algunas referencias de uso libre se encuentran disponibles en Internet y aparecen en las referencias del este capitulo.

Se incluyen a continuación algunos ejemplos de herramientas que pueden ayudar al diseño de un radio enlaces.

Ejemplo 1. Nota de aplicación Til-Tek

Emplear la siguiente hoja de Excel (www.tiltek.com) y la nota de aplicación Nro 7 "Radio Link calculations", incluida los anexos del libro.



TIL-TEK

Application Note No. 7
Radio Link Calculations
 (Link_Calc_Rev-3.xls)

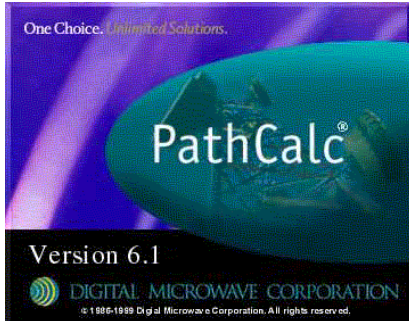
Ref.	Description	Data	Data
1	Site Name	Access Point	Customer
2	Antenna Type	TA-2404-4-90	TA-2424
3	Antenna Gain (dBi)	12	21
4	Transmission Line Type	LMR 400	LMR 400
5	Transmission Line Loss (dB/100m)	22,000	22,000
6	Transmission Line Length (m)	25	10
7	Transmission Line Loss (dB)	5,50	2,20
8	Connector Loss (dB)	0,5	0,5
9	Divider / Combiner Loss (dB)	0	0
10	Equipment Tolerances (dB)	0,5	0,5
11	Path Length (Km)	5,00	
12	Frequency (GHz)	2,45	
13	Free Space Attenuation (dB)	114,21	
14	Diffraction Loss (dB)	0	
15	Radio Type	Access Point	CPE
16	Transmitter Power (dBm)	20	20
17	Free Space Receive Signal Level (dBm)	-70,91	-70,91
18	Effective Isotropic Radiated Power (EIRP) (dBm)	25,50	37,80
19	Receiver Threshold Criteria (BER)	BER 10 EXP-6	BER 10 EXP-6
20	Receiver Threshold Level (dBm)	-80	-80
21	Thermal Fade Margin (dB)	9,09	9,09
22	Refractivity Gradient Below -100N/km PL (%)	10	
23	Site A Altitude (ASL) (m)	100	105
24	Site B Altitude (ASL) (m)	105	100
25	Site Latitude (°N or °S)	45	
26	Longitudinal Coefficient Clon (dB)	-3	
27	Site A Antenna Height (AGL) (m)	20	12
28	Site B Antenna Height (AGL) (m)	12	20
29	Worst Month Availability (%)	99,997884	99,997884
30	Worst Month Outage Time (sec.)	55,62	55,62
31	One Way Annual Availability (%)	99,999716	99,999716
32	One Way Annual Outage Time (sec.)	89,45	89,45

Disclaimer

Although TIL-TEK has attempted to provide accurate information on this application note, TIL-TEK assumes no responsibility for the accuracy of the information. Reference to products or services which are not provided by TIL-TEK are for information purposes only and constitutes neither an endorsement nor a recommendation. All information provided on this Application Note and / or on the Web Site is provided "AS IS" with all faults without warranty of any kind, either expressed or implied.

Ejemplo 2. Análisis del enlace mediante PathCalc

Emplear el programa PathCalc para realizar un análisis del diseño de un radioenlace.



Descargar el software en:

<http://www.stratexnet.com/products/pathcalc/files/PathCalc6.1a1.zip>

- Manual de Operación
- Bases de datos :
 ITU61V10.exe, International Standard
 DSX61V10.exe, American Standard (ZIP, 27 KB)



PathCalc[®] Microwave Path Analysis

Customer: PathCalc User's Guide Project: Tutorial Engineer: Ima Righter

Path Data

Path Name	Milpitas-San Jose	Sites	Milpitas	San Jose
Roughness	15 m	Coordinates	22° 44' 50.00" N 98° 58' 0.00" W	23° 10' 57.00" N 98° 45' 18.00" W
Rainfall Area	M (ITU)	Elevation	480 m (AMSL)	365 m (AMSL)
Climate	Average	Azimuth	24.20°	204.28°
Temperature	18° C	Path Length	52.86 km	
Gradient	16 %			

Equipment Data

Frequency Band	7/8 GHz	Operating Frequencies		
Radio Series	SPECTRUM II	Primary Diameter	2.4 m	2.4 m
Modulation	4FSK	Diversity Diameter		
Capacity	8xE1	Primary Centerline	35.0 m	40.0 m
Power	Standard	Diversity Centerline		
Tx Power	27.0 dBm	Tx Line Type	EW 77 Ellip	EW 77 Ellip
Rx Threshold	-78.0 dBm (10E-6 BER)	Tx Line Length	0.0 m	0.0 m
DFM	38 dB	Polarization	Vertical	
Operating Mode	Non Protected			

Gains and Losses

Tx Branching	1.0 dB	Primary Antennas	43.2 dBi	43.2 dBi
Rx Branching	0.0 dB	Diversity Antennas		
Attenuator	0 dB	Tx Line	0.0 dB	0.0 dB
		Free Space Loss	144.8 dB	
		Atmospheric	0.5 dB	
		Field Margin	2 dB	

Path Calculations

Total Gains	86.3 dB
Total Losses	148.3 dB
Net Path Loss	62.0 dB
Rx Signal Level	-35.0 dBm
Flat Fade Margin	43.0 dB
Comp. Fade Margin	36.8 dB
DMC Crit. Rain Rate	

Performance Calculations

		Availability	Outage	Sec/Yr
Multipath ITU-R	Worst Month	99.995635 %	0.004365 %	
	Annual, One Way	99.998555 %	0.001445 %	456
	Annual, Two Way	99.997110 %	0.002890 %	912
Rainfall ITU-R	Annual	99.999966 %	0.000034 %	11
	Total			
	Annual, One Way	99.998521 %	0.001479 %	467
	Annual, Two Way	99.997075 %	0.002925 %	923

Ejemplo 3. Análisis de enlace con Link Budget Calculator (Ceragon)

Mediante la aplicación Link Budget, de la empresa Ceragon, realizar el análisis del diseño de un radioenlace. En la figura 5.10 se observa un esquema de conexión empleando radios FiberAir 4800.

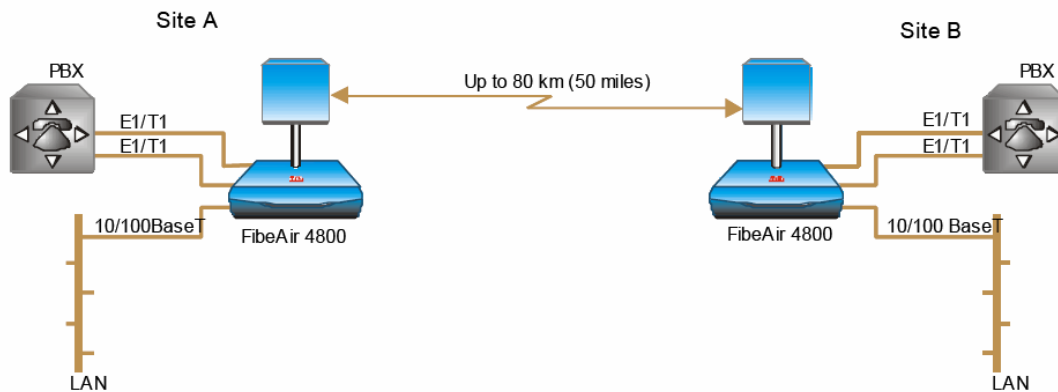
Figura 5.11. Fiber Air Link Budget.

FibeAir - Link Budget

Product	4800-58
Rate	12Mb/s
Frequency / Duplex / Channel	5.8 GHz / TDD / 20 MHz
Tx Power	16 dBm [4 - 16]
Tx Antenna Gain	22 dB
Rx Antenna Gain	22 dB
Cable Loss	0 dB
Fade Margin	6 dB
Tx Power EIRP	38 dBm / 6.3 Watt
Min Range	0.1 Km / 0.1 Miles
Max Range	32 Km / 19.9 Miles
Expected Performance	
Distance	32 Km
Expected RSS	-78 dBm
Services	Ethernet Only
Ethernet Rate (Full Duplex)	3 Mb/s @ Ethernet Only
Recommended antenna height	20 Meter / 66 Feet
<input type="button" value="Calculate"/>	

Fuente: www.ceragon.com

Figura 5.12. Enlace inalámbrico con radios Ceragon Fiber Air 4800



Fuente: www.ceragon.com

5.6 FACTORES QUE AFECTAN EL DESEMPEÑO DEL ENLACE

Un sistema de telecomunicaciones puede verse afectado por diversos factores entre ellos:

- Diversos tipos de perturbaciones:
- Fallas en los equipos ocasionando degradación de los sistemas.
- Errores en el diseño del proyecto.

5.6.1 Perturbaciones

Un ambiente real presenta muchos elementos que pueden ocasionar de alguna forma perturbaciones para un sistema de comunicación, pueden afectar los ruidos causados por fenómenos naturales como rayos, tormentas solares, hidrometeoros, etc) o efectos durante el procesamiento y transmisión de datos (Filtros, fuentes conmutadas, diversos tipos de inducciones) o por causa de actividades humanas como (ruido de motores eléctricos, inducciones, activación y desactivación de equipos eléctricos, etc).

Los factores fundamentales para la reducción de este tipo de perturbaciones son los sistemas de puestas a tierra de los equipos utilizados en el sistema de comunicaciones y la estabilidad en las tensiones de alimentación de los equipos. Esto permite además de disminuir las fuentes de ruido, garantizar la protección adecuada de los equipos.

5.6.2 Fallas en los equipos

Los equipos electrónicos son susceptibles a fallar en algún momento dado, de hecho algunos fabricantes establecen el factor MTBF (Mean Time Between Failures) o tiempo medio entre fallas, algunos valores pueden estar alrededor de 50,000 a 150,000 horas.

Otro factor importante a tener en durante la falla de un equipo es el tiempo promedio para efectuar una reparación, que incluye el desplazamiento hasta el lugar de la falla, su detección y reparación.

La disponibilidad de un equipo debería ser siempre de uno, pero un factor mas real podría ser 0,999 lo que representaría que un equipo este fuera de operación durante 8,76 horas durante un año.

Este nivel de disponibilidad es demasiado bajo para sistemas importantes como una red troncal de alto trafico. Una forma de aumentar la disponibilidad es utilizando sistemas redundantes, es decir duplicar las etapas criticas como las etapas de potencia en los equipos de radio, los canales principales de un multiplexor, los sistemas de energía, etc.

Otra forma de responder ante eventualidades es utilizar medios alternativos, si sale de operación un radio enlace, conmutar la información por otro canal como por ejemplo una fibra óptica. También se puede disponer de tarjetas o módulos de repuesto que permitan resolver rápidamente las fallas.

Usualmente la reparación de un equipo especializado requiere de su envío a los fabricantes, lo que puede tardar varios meses.

Las degradaciones de los enlaces también pueden ocurrir por otros factores como la desalineación de las antenas, intermitencias en los conectores, humedad, cambios en las condiciones de propagación de las señales. Muchos de estos problemas se evitan con un adecuado plan de mantenimiento preventivo que minimiza estos posibles fallos.

5.6.3 Errores de diseño

Surgen al no considerar algunos factores durante el diseño del proyecto ya sea por falta de información o por omisión. Algunos de ellos pueden ser:

- Capacidad energética del sistema.
- Sistemas de puesta a tierra y protecciones.
- Canales adyacentes y perturbaciones de otras estaciones
- Análisis espectral
- Condiciones ambientales (temperatura y humedad)
- Obstrucciones en el trayecto del radio enlace
- Influencia de los factores geográficos en la propagación de las señales
- Tipos de terreno.
- Capacidad de tráfico disponible.

5.7 POLÍTICAS Y REGULACIÓN

A nivel nacional toda la regulación la realiza en Ministerio de comunicaciones, (www.mincomunicaciones.gov.co) en su sitio web aparecen las resoluciones y decretos que rigen la operación de los sistemas de radiocomunicación en el país.

5.7.1 Recomendaciones UIT

La Unión internacional de Telecomunicaciones (<http://www.itu.int>) presenta la información organizada en series, a continuación se incluye una tabla descriptiva de las estructura de las serie UIT-R

Serie BO	Distribución por satélite
Serie BR	Registro para producción, archivo y reproducción; películas en televisión
Serie BS	Servicio de radiodifusión sonora
Serie BT	Servicio de radiodifusión (televisión)
Serie F	Servicio fijo
Serie M	Servicios móviles, de radiodeterminación, de aficionados y otros servicios por satélite conexos
Serie P	Propagación de las ondas radioeléctricas
Serie RA	Radioastronomía
Serie S	Servicio fijo por satélite
Serie SA	Aplicaciones espaciales y meteorología
Serie SF	Compartición de frecuencias y coordinación entre los sistemas del servicio fijo por satélite y del servicio fijo
Serie SM	Gestión del espectro
Serie SNG	Periodismo electrónico por satélite
Serie TF	Emisiones de frecuencias patrón y señales horarias
Serie V	Vocabulario y cuestiones afines

5.7.2 Gestión del espectro radioeléctrico

La regulación del espectro radioeléctrico es una tarea que permite analizar continuamente la ocupación y uso que se da al espectro radioeléctrico, para esto las entidades internacionales como la UIT han definido ciertos parámetros de medida y análisis. Para ello cada país cuenta con ciertas entidades que se encargan de las tareas de vigilancia y control. En Colombia el Ministerio de comunicaciones mediante las direcciones territoriales distribuidas por todo el país se encarga de ejercer el control sobre el espectro.

La Unión Internacional de Telecomunicaciones define como gestión de espectro:

La gestión del espectro es la combinación de procedimientos administrativos, científicos y técnicos necesarios para garantizar una explotación eficaz del equipo y los servicios de radiocomunicación sin producir interferencia. Dicho simplemente, la gestión de espectro es el proceso general de regular y administrar la utilización del espectros de frecuencias radioeléctrico. La finalidad de la gestión de espectro es elevar al máximo la eficacia y utilización del espectro y reducir al mínimo la interferencia. Las normas y reglamentos basados en la legislación pertinente constituyen una base reglamentaria y legal para el proceso de gestión de espectro. Las bases de datos de información, que contienen detalles de todos los usuarios autorizados del espectro, proporcionan la base administrativa y técnica para el proceso. El análisis de la información de estas bases de datos facilita el proceso de gestión del espectro cuyos resultados son las decisiones de atribución de espectro, asignaciones de frecuencia y concesión de licencias en el espectro. La comprobación técnica del espectro, la inspección y la imposición legal aportan los medios necesarios para mantener la integridad del proceso de gestión de espectro.

Estaciones de monitoreo:

Las estaciones de monitoreo espectral pueden ser fijas o móviles, en las siguientes figuras se presenta la estructura de las estaciones de monitoreo de acuerdo a los parámetros de la UIT.

Las siguientes son las tareas del servicio de comprobación técnica:

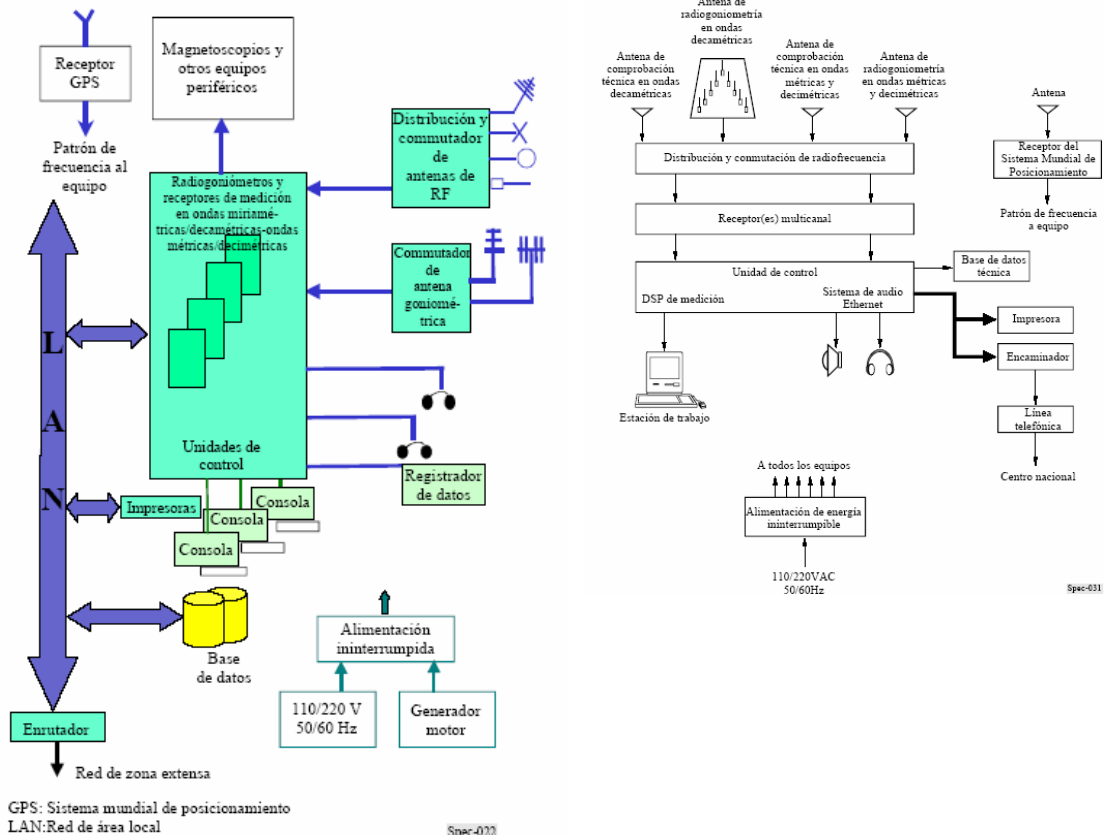
- comprobación técnica de las emisiones en cuanto al cumplimiento de las condiciones de asignación de frecuencia.
- observaciones de las bandas de frecuencias y mediciones de la ocupación de los canales de frecuencia.
- Investigación de casos de interferencia.
- Identificación y suspensión de las emisiones no autorizadas.

Tareas de medición y equipo indispensable

A fin de poder realizar sus tareas mencionadas con anterioridad, las estaciones de comprobación técnica han de ser capaces de identificar y localizar las emisiones y de medir sus características esenciales. Las tareas de medición más importantes que ha de poder realizar una estación de comprobación técnica son, como mínimo, las siguientes:

- Mediciones de frecuencia;
- Mediciones de intensidad de campo y dfp en puntos fijos;
- Mediciones de anchura de banda;
- Mediciones de modulación;
- Mediciones de ocupación del espectro;
- Radiogoniometría.

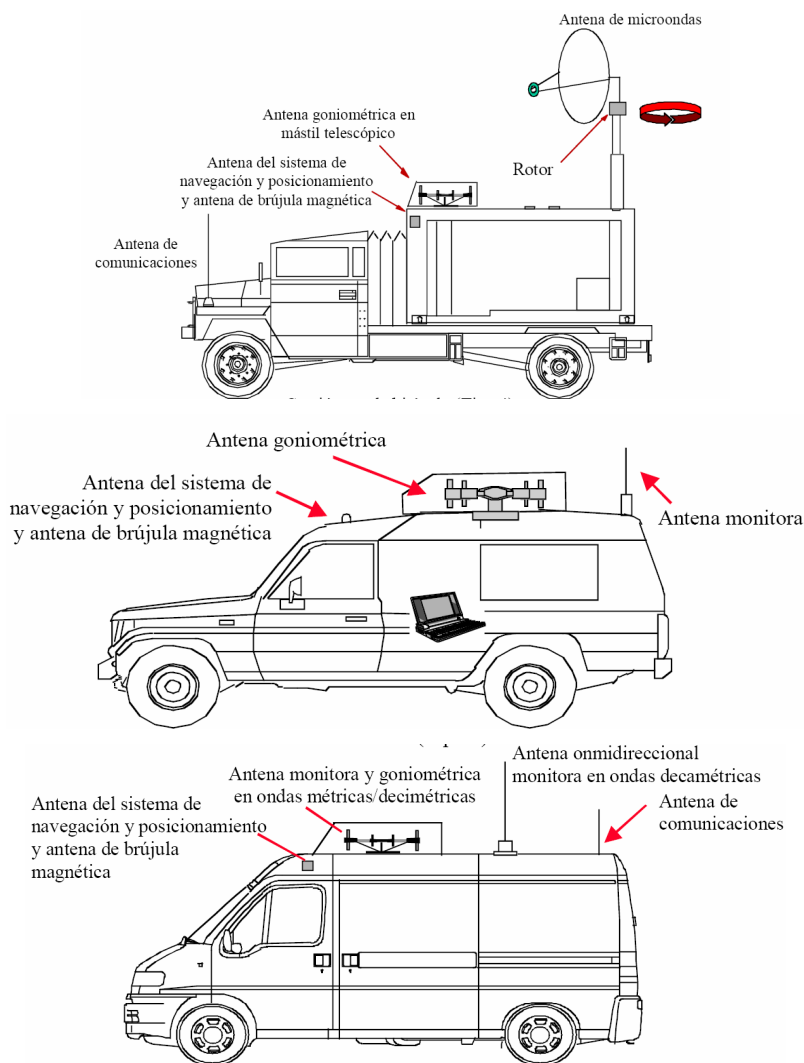
Figura 5.13 . Estaciones de comprobación técnica fija y compacta



En consecuencia, el equipo de medición de una estación de comprobación técnica ha de desempeñar, por lo menos, las funciones de los equipos siguientes:

- antenas omnidireccionales;
- antenas directivas;
- receptores;
- radiogoniómetros;
- equipo de medición de frecuencia;
- medidores de intensidad de campo;
- equipo de medición de la anchura de banda;
- equipo de medición de ocupación de canal;
- equipo de registro del espectro de frecuencias;
- analizadores de espectro;
- analizadores de señal vectoriales o analizadores de modulación;
- decodificadores;
- generadores de señal;
- equipo de grabación.

Figura 5.14. Estaciones de monitoreo móviles



La Recomendación UIT-R SM.1392 "Requisitos esenciales para una estación de comprobación técnica del espectro para países en desarrollo" contiene los detalles de las mediciones y equipos requeridos.

Debe señalarse que el equipo de medición moderno a menudo puede desempeñar más de una función, lo que da lugar a un menor número de armarios. Muchas funciones pueden también realizarse mediante el soporte lógico.

En general, el equipo de medición deberá abarcar la gama de frecuencias de 9 kHz - 3 GHz. Si se proyecta tener estaciones de comprobación técnica separadas para ondas decamétricas y para ondas métricas/decimétricas, la gama de frecuencias puede dividirse, por ejemplo, en 9 kHz - 30 MHz para las estaciones de comprobación técnica en ondas decamétricas y 20 MHz-3 GHz para las de comprobación técnica en ondas métricas/decimétricas.

Pueden necesitarse además otros equipos de medición, incluso equipos para frecuencias más elevadas, dependiendo de que el servicio de comprobación técnica haya de realizar tareas adicionales y más específicas como las siguientes:

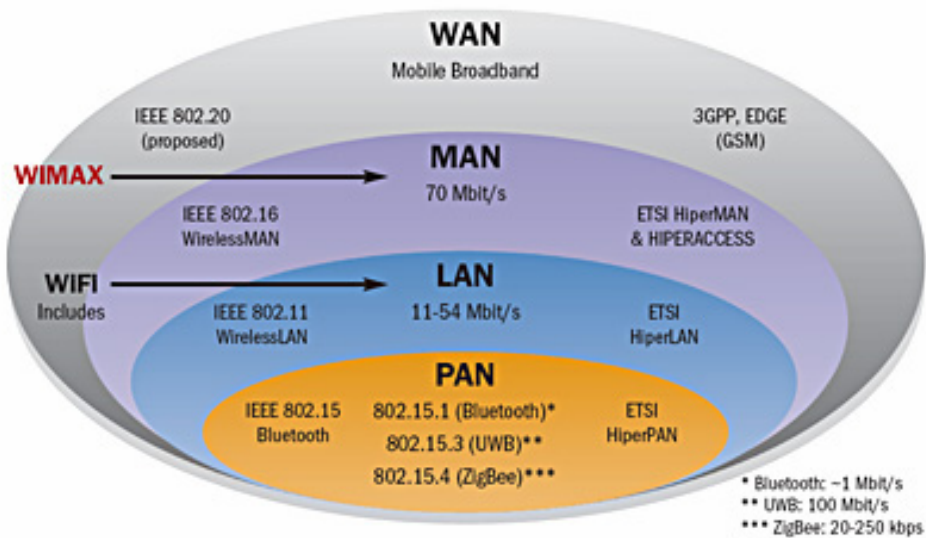
- mediciones de intensidad de campo a lo largo de una ruta;
- mediciones de televisión sobre señales de vídeo (luminancia y crominancia);
- medición de los parámetros específicos de las redes digitales (por ejemplo, la BER y la respuesta a impulsos del canal);
- comprobación técnica de las emisiones sobre enlaces fijos;
- medición de las señales de satélite.

5.8 TECNOLOGÍAS INALÁMBRICAS

En la actualidad existe una amplia variedad de tecnologías inalámbricas, que cubren prácticamente todas las áreas de servicio y movilidad conocidas. Brevemente se puede mencionar la clasificación utilizada por la ETSI y por la ITU en el proyecto IMT-2000, divide las tecnologías inalámbricas de acuerdo a su alcance en:

- WPAN (*Wireless Personal Area Networks*)
- WLAN (*Wireless Local Area Networks*)
- WMAN (*Wireless Metropolitan Area Networks*)
- WWAN (*Wireless Wide Area Networks*)

Figura 5.15. Clasificación de redes inalámbricas



Fuente: IEEE Communications Magazine

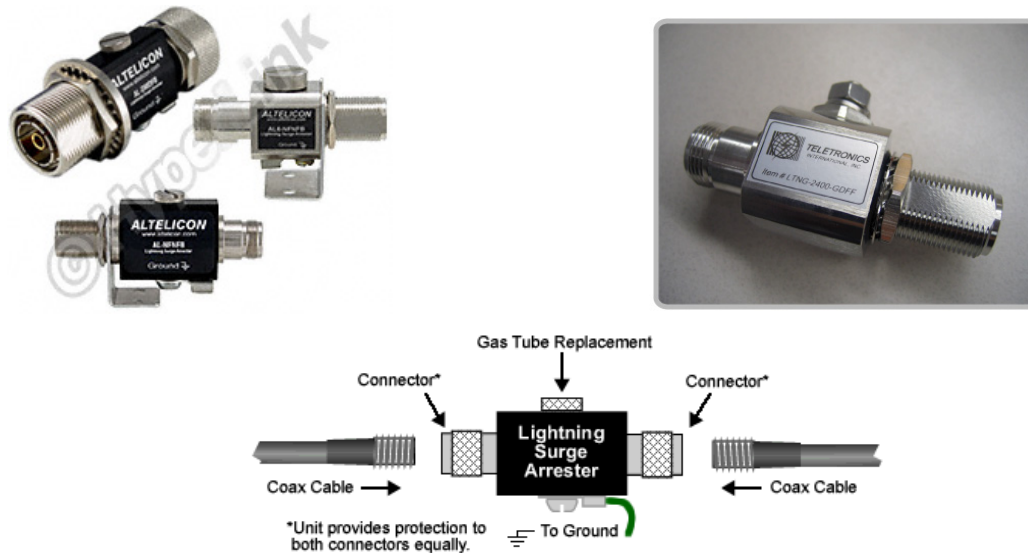
En la *figura 5.15*, se pueden apreciar los diversos estándares IEEE propuestos y existentes, así como los nombres dados a las tecnologías que han desarrollado en cada una de las clasificaciones anteriormente expuestas.

Estas tecnologías tienen como factor común el uso de mecanismos de espectro disperso, con diferencias importantes en el mecanismo de ensanche de señal así como en el nivel de acceso al medio. Aunque el uso de tecnologías de espectro disperso no es nuevo, los mecanismos de propagación que gobiernan estos sistemas, así como los modelos de canal inalámbrico son todavía objeto de estudio en todo el mundo.

5.9 PROTECCIÓN CONTRA DESCARGAS (LIGHTNING ARRESTOR)

Dispositivo que en caso de descarga eléctrica sobre la antena (por un rayo normalmente), desvía la descarga a una toma de tierra. Es importante conectar uno de estos dispositivos en el cable de la antena para proteger el transmisor de la posible descarga de un rayo (sobre todo en zonas donde son frecuentes tormentas eléctricas y no se cuenta con un pararrayos cercano).

Figura 5.16. Dispositivos de protección contra descargas



En las figura anterior se observan dispositivos de protección de las marcas ALTELICON y TELETRONICS, así como un detalle de su conexión.

Su principal problema es garantizar el correcto acople de impedancias entre el transmisor y la antena, lo que ocasiona perdidas y puede llegar en algunos casos a causar daños en las etapas de salida de los transmisores.

5.10 PROTECCIÓN CONTRA RAYOS¹:

La protección contra rayos pretende proteger una parte vulnerable de la estación de comunicaciones o enlace de radio de modo que sufra un daño mínimo. El pararrayos ha sido la primera línea de defensa contra el impacto directo del rayo. Para protegerse de descargas inducidas, deberá aplicarse el plan completo de protección que comprende la puesta a tierra, la interconexión o continuidad eléctrica, el apantallamiento y la supresión de crestas.

5.10.1 Efectos del rayo

El rayo es el resultado de la separación de las cargas eléctricas en nubes tormentosas. La máxima descarga de corriente (en potencia) puede rozar los 400 kVA. Sin embargo, según las estadísticas, la mayoría de las corrientes de descarga

¹ Fuente: UIT, «Manual de comprobación técnica del espectro», oficina de radiocomunicaciones, 2002.

son inferiores a 100 kVA, y alrededor del 50% están comprendidas entre 20 y 25 kVA; el alcance del rayo (cuando la cabeza de la descarga toca la tierra) varía entre 30 m y 70 m para 20 kVA, y entre 70 m y 150 m para 50 kVA.

Los efectos causados por el rayo pueden ser de dos clases:

- Descarga directa, que produce enormes perjuicios debido a la gran intensidad de la corriente de la descarga. Normalmente los elementos conductores, como edificio y antenas, están expuestos a este tipo de efectos.
- Descarga inducida, producida por un intenso campo electromagnético, que da lugar a fuertes sobretensiones y sobrecorrientes en el equipo, y puede provocar verdaderas descargas a distancias de hasta varios kilómetros.

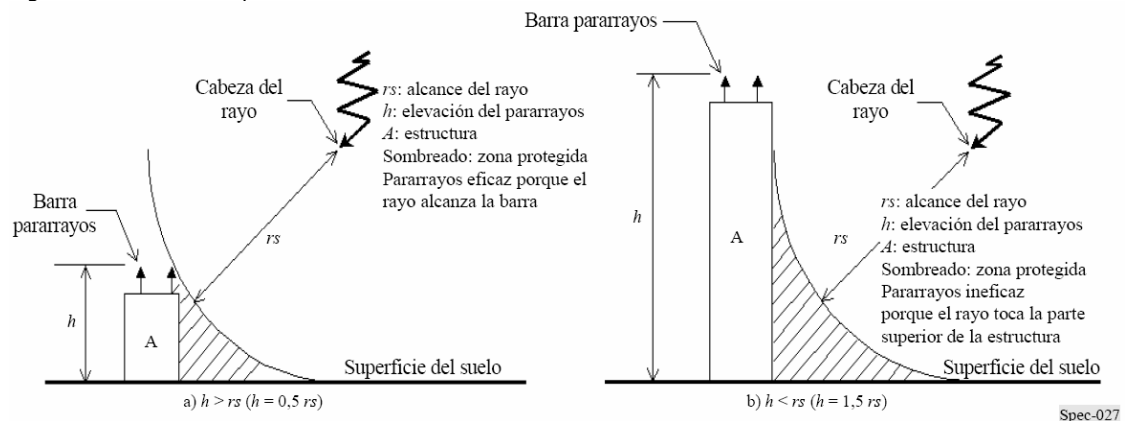
5.10.2 Protección contra la descarga directa del rayo

Este tipo de protección se destina principalmente a objetos expuestos al exterior, como son las cubiertas de edificios, las antenas y los equipos de alimentación.

El método seguido consiste en atrapar la mayor parte de la potencia de la descarga y dirigirla hacia tierra. Para conseguir esto, hay que destacar tres elementos importantes:

- Barra de pararrayos (terminación aérea): es la primera y más adelantada línea de defensa contra el rayo, cuya descarga directa debe interceptar.
- Conductor de bajada: conductor eléctrico que conecta la barra del pararrayos a una toma de tierra. Según las normas existentes, estará formado por los metales de mayor conductividad (cobre o aluminio).
- Toma de tierra: sistema de electrodos (habitualmente enterrados) cuyo fin es dispersar la corriente de la descarga en la tierra. Como muestra la *figura 5.17*, la extensión de la zona protegida para una determinada estructura depende en gran medida de la magnitud de la corriente de descarga y de la elevación de la barra pararrayos. Cuando dicha elevación es mayor que el alcance del rayo ($h > rs$) como sucede en el caso de la Fig. 2-8 b, el pararrayos es ineficaz para atraer el rayo, y por tanto el rayo puede incidir en la parte superior de la estructura

Figura 5.17. Zona de protección



Dado que el alcance del rayo depende de la corriente de descarga, la Norma 1024-1 de la CEI ha definido el nivel de protección de la estructura como se indica a continuación.

Nivel de protección	Alcance de la descarga (m)	Probabilidad de que el rayo toque el pararrayos (%)
Nivel I	20	98
Nivel II	30	95
Nivel III	45	90
Nivel IV	60	80

La protección que proporciona una barra pararrayos no equivale a un sistema de protección total contra las descargas de rayos. Es importante determinar en qué medida deberá protegerse la estación de comprobación técnica del espectro.

5.10.3 Protección contra las descargas inducidas

Este tipo de protección se destina principalmente al equipo interior, como receptores y equipos de alimentación en c.a. e incluye la protección contra la descarga directa de rayos. Esta protección sólo podrá conseguirse mediante una minuciosa investigación de la estación de comprobación del espectro para identificar todos los equipos sensibles y todos los posibles trayectos de las tensiones transitorias y corrientes de cresta. Seguidamente se habrá de proceder al diseño, especificación, instalación y mantenimiento del sistema de protección. Para diseñar el sistema de protección, se aplican cuatro principios de ingeniería: puesta a tierra, continuidad eléctrica, apantallamiento y supresión de crestas. Los dispositivos adecuados para la puesta a tierra y la continuidad eléctrica ofrecen trayectos adicionales a las corrientes que conducen a tierra las descargas de rayos, reduciendo así las crestas al mínimo. Se incluyen aquí los armarios de equipo de interconexión, los componentes individuales y los conductores de puesta a masa, y posiblemente la interconexión de conductores adyacentes como el acero y las canalizaciones de la estructura.

El apantallamiento de los cables reduce las crestas proporcionando un camino preferente para la corriente de descarga en vez del circuito propiamente dicho. Para tener máxima eficacia, el apantallamiento debe ser enteramente continuo, y conectado a tierra u otra terminación.

El dispositivo supresor de crestas desempeña la función de suprimir tensiones transitorias y corrientes de cresta capaces de dañar equipos interconectados por cables a distancias largas. Se elegirá de manera que pueda soportar las tensiones y corrientes que cabe esperar en el caso de intensas descargas inducidas. Para que la protección sea eficaz, se ha de aplicar un mismo principio de protección a todas las interfaces de la instalación.

5.10.4 Proceso de protección

El uso de un pararrayos para los objetos exteriores es la primera medida necesaria para la protección del edificio, pero también es preciso limitar las sobretensiones

en la fuente de alimentación, las líneas de antena y de datos, antes de que lleguen al equipo electrónico.

Todas las líneas (de alimentación y de comunicación) deben entrar en el edificio por el mismo punto. En ese punto de entrada, se conectarán todas las líneas a la red equipotencial, de manera que los cables, apantallamientos y otros elementos metálicos que no transportan señales ni alimentación se conecten directamente a la barra de continuidad equipotencial.

Las líneas que transportan señales (procedentes de antenas receptoras, radiogoniómetros o líneas de comunicación/computadores) o alimentación se conectan a la barra anteriormente mencionada a través de sus propios protectores especiales. En tal caso, el potencial de todas las líneas aumentará por igual y simultáneamente, y por tanto la diferencia de potencial entre las líneas de señal y sus pantallas tenderá a cero durante el periodo de la descarga.

Las tensiones residuales o las sobretensiones inducidas por señales electromagnéticas sobre toda la longitud del conductor (desde el punto de entrada hasta la posición del equipo) deberán omitirse insertando un protector más fino en el punto más próximo al equipo. Merece destacarse que un dispositivo protector no puede por sí mismo proporcionar una plena protección; los protectores más adecuados deben ser utilizados en varias fases, conforme a las especificaciones del equipo.

5.10.5 Puesta a tierra y apantallamiento

La puesta a tierra eficaz y segura es un factor esencial para los procedimientos de protección contra el rayo, y deberá cumplir lo dispuesto en la Norma 1024-1 de la CEI. Se recomienda tomar las medidas adecuadas ya en la fase de planificación. Todas las partes metálicas de dimensiones apreciables asociadas con la estructura (por ejemplo, refuerzos metálicos del hormigón, cubiertas de tejados y fachadas metálicas) se unirán eléctricamente entre sí y con el sistema de protección contra el rayo.

La continuidad eléctrica se aplicará a todas las partes conductoras externas que penetren en la estructura. Cuando las estructuras son de gran tamaño como los centros de comprobación técnica, una buena solución consiste en la conexión a anillos conductores de cobre en el interior. Dar continuidad eléctrica adecuada a las pantallas de los cables es parte esencial del concepto de zona de protección contra el rayo. Fundamentalmente, todas las pantallas deberán tener continuidad por ambos extremos, en el panel de conexiones así como en el terminal o zócalo, directa o indirectamente a través de dispositivos de protección contra descargas (SPD). Es beneficioso que haya numerosos trayectos en paralelo para reducir las corrientes inyectadas en los cables y pantallas. Los sistemas de puesta a tierra en malla cumplen este requisito.

En el límite de las zonas de protección contra el rayo se proporcionará y realizará la continuidad eléctrica entre las partes metálicas y los sistemas que crucen ese límite, siempre mediante una barra de unión equipotencial conectada a los electrodos del sistema de puesta a tierra.

La resistencia de contacto y asentamiento de la tierra puede reducirse por procedimientos apropiados, denominados mejora de la toma de tierra, tales como aumentar la conductividad del suelo por inyección de soluciones muy conductoras que por tanto reduzcan dicha resistencia.

Ejemplo es la emulsión higroscópica elaborada para este fin. La red de puesta a tierra debe ser limpia, con una resistencia mínima de 4 a 10 Ω o todavía menor. Las partes metálicas no sufrirán corrosión y tendrán elevada conductividad. De acuerdo con las condiciones climatológicas, la composición del suelo, la humedad y la calidad de los materiales empleados, el sistema de tierra ha de ser probado y mejorado con periodicidad regular. La propia conexión a tierra deberá ser corta e incluir placas enterradas para que la impedancia sea mínima.

5.10.6 Protecciones de la antena

Además de las medidas adoptadas para la puesta a tierra y protección exterior deben considerarse las siguientes:

- El sistema/red de antena debe situarse dentro de la zona de protección a 45° y/o del radio de protección de esfera rodante del pararrayos.
- La barra pararrayos debe ir montada verticalmente sobre el sistema/red de antena o, si esto no fuera posible, en sus proximidades de manera que forme una zona de protección adecuada en torno del sistema.
- La terminación aérea y el conductor de bajada deben montarse de manera que se mantenga la simetría de la red de antena.
- En regiones de frecuentes tormentas, es preferible desconectar la antena del equipo cuando pueda predecirse descarga de rayos.
- La superficie de la antena se ha de cubrir con aislamientos adecuados (por ejemplo, de fibra de vidrio)
- En las antenas activas se utilizarán protectores adecuados para permitir el paso de tensiones en corriente continua, debido al funcionamiento normal de los sistemas de antena.
- Las torres o mástiles de antena deberán ponerse a tierra de la mejor manera posible.
- Las pantallas de los cables de RF y coaxiales deberán ser puestas a tierra adecuadamente, y en el caso de antenas montadas en posición elevada dichas pantallas se unirán eléctricamente al mástil en sus extremos superior e inferior.

5.10.7 Mantenimiento del sistema de protección contra el rayo

A veces se descuida el mantenimiento del sistema de protección contra la descarga de rayos porque estos sistemas no forman parte del equipo principal. El mantenimiento programado es indispensable para dicha protección, al objeto de limitar los daños causados por el rayo. En particular, debe cuidarse el mantenimiento de la barra pararrayos y del conductor de bajada instalado fuera de la estructura con el fin de evitar los desconchamientos causados por la descarga del rayo y la herrumbre. También ha de vigilarse continuamente la resistencia de la toma de tierra.

5.11 RADIOS COMERCIALES

En los anexos se incluye a continuación información técnica de algunos radios comerciales empleados en diversos tipos de radioenlaces.

5.12 REFERENCIAS

- [1] W. Tomasi, «Sistemas de Comunicaciones Electrónicas», Segunda Edición, Prentice Hall, 1996.
- [2] R. Neri, «Comunicaciones por satélite», Thomson, 2003.
- [3] R. Vaughan, J.B. Andersen, «Channels, propagation and antennas for mobile communications », 2003
- [4] L. Barclay, «Propagation of Radiowaves», IEE, segunda edición, 2003.
- [5] S. Saunders, «Antenas and propagation for wireless Communication Systems», University of Surrey, Willey, 1999.
- [6] Rugeles José, Talero José, Castellanos Enealdo, Boada Homero, “MatIndoor, herramienta de simulación para fenómenos de propagación Indoor”, UIS 2005.
- [7] TIL-TEK, «Radio Link Calculations», Nota de aplicación Nro 7, Disponible en INTERNET en : www.tiltek.com
- [8] R. Vaughan, J.B. Andersen, «Channels, propagation and antennas for mobile communications », 2003
- [9] Referencias de INTERNET

http://www.andrew.com/products/trans_line/mcrowv_trans_line/rect_compnts.aspx

http://www.terabeam.com/solutions/whitepapers/plan_micro_link.php

http://www.softwright.com/faq/support/microwave_link_budget.html

<http://my.athenet.net/~multiplx/cgi-bin/wireless.main.cgi>

http://www.swisswireless.org/wlan_calc_en.html

<http://personales.ya.com/casanchi/ast/latierra.htm>

http://www.hyperlinktech.com/web/coaxial_lightning_protectors.php

http://www.hyperlinktech.com/web/nema_enclosures_examples.php

<http://www.telepointinc.com/home2.htm>

<http://www.ecommwireless.com/cgi-local/wireless.main.cgi>

<http://www.wirelessconnections.net/calcs/FresnelZone.asp>

<http://www.awe-communications.com/>

<http://earth-info.nga.mil/GandG/geotrans/#Downloading>

<http://www.stratexnet.com/products/>

http://www.hyperlinktech.com/web/nema_enclosures_examples.php

<http://www.telepointinc.com/home2.htm>

<http://www.easygps.com/>



6. ANEXOS

Se incluyen los siguientes anexos como material de apoyo para cada uno de los capítulos de este libro.

1. Conversion of μW , mW and W to dBm
2. VHF Omnidireccional Dipole Arrays
3. Vari-TiltTM Omni Antenna
4. Antenas Fractales-Fractus
5. TEW-OA24D - *24dBi Outdoor Directional Antenna*
6. Yagi TA-2411 TIL_TEK
7. Effect of VSWR on Teansmitted Power and Return Loss
8. Rectangular Waveguide - Circular Waveguide
9. Cables Coaxiales
10. 2.4GHz GD Lightning Arrestor
11. Curvas de atenuación por lluvia
12. GPSMAP 60CSX – GARMIN
13. RadioLink Calculations, Appication Note 7, TIL-TEK
14. Radios
 - a. MINI-LINKTM E
 - b. FibeAirTM 1500I/1528I Digital Radio system
 - c. Aurora TM 5800
 - d. SMART SRXRF-PS



Appendix M

Conversion of uW, mW and W to dBm

Microwatt	
uW	dBm
1	-30.0
2	-27.0
3	-25.2
4	-24.0
5	-23.0
6	-22.2
7	-21.5
8	-21.0
9	-20.5
10	-20.0
20	-17.0
30	-15.2
40	-14.0
50	-13.0
60	-12.2
70	-11.5
80	-11.0
90	-10.5
100	-10.0
200	-7.0
300	-5.2
400	-4.0
500	-3.0
600	-2.2
700	-1.5
800	-1.0
900	-0.5
1000	0.0

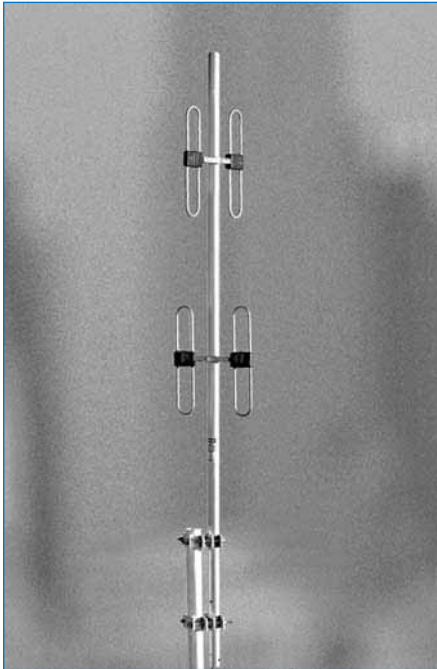
Milliwatt	
mW	dBm
1	0.0
2	3.0
3	4.8
4	6.0
5	7.0
6	7.8
7	8.5
8	9.0
9	9.5
10	10.0
20	13.0
30	14.8
40	16.0
50	17.0
60	17.8
70	18.5
80	19.0
90	19.5
100	20.0
200	23.0
300	24.8
400	26.0
500	27.0
600	27.8
700	28.5
800	29.0
900	29.5
1000	30.0

Watt	
W	dBm
1	30.0
2	33.0
3	34.8
4	36.0
5	37.0
6	37.8
7	38.5
8	39.0
9	39.5
10	40.0
20	43.0
30	44.8
40	46.0
50	47.0
60	47.8
70	48.5
80	49.0
90	49.5
100	50.0
200	53.0
300	54.8
400	56.0
500	57.0
600	57.8
700	58.5
800	59.0
900	59.5
1000	60.0

VHF Omnidirectional Dipole Arrays

136-174 MHz

BA40-41 Series
BA80-41 Series



BA40-41

These high performance VHF dipole omnidirectional arrays are for use in highly populated radio sites requiring long haul omnidirectional coverage. The arrays feature high gain, low noise performance and enhanced null fill coverage with omnidirectional coverage characteristics.

Each of the dipoles are fed via an internal phasing harness in stable, PTFE based double-screened coaxial cable with PE jacket for optimum weatherproofing. These omnidirectional arrays incorporate extensive side lobe suppression and null fill, and the binary phasing arrangement ensures consistent omnidirectional coverage and vertical pattern control.

These arrays provide unparalleled bandwidth, covering the entire 136-174 MHz band and offer gain of 3 or 6dBd over that band with a VSWR of less than 1.5:1. With input power levels of 750 watts, the antennas are suitable for high power paging sites or high density, multi-channel installations requiring maximum performance and service life.

With all welded construction and superior internal harness construction, these antennas provide not only excellent pattern characteristics but also defined, high levels of intermodulation and noise suppression. The entire array rests at ground potential and offers the ultimate in lightning resistant antennas.

- High gain omnidirectional patterns
- Operate over entire 136-174 MHz VHF band without tuning or adjustment
- Modular mix and match format allows future-proofing installations
- 3° downtilt option available on BA80 (four pair) version
- Inverted mounting version available
- **Industry leading PIM ratings (-150dBc) providing low IM and low noise characteristics for optimum performance**

Options available include

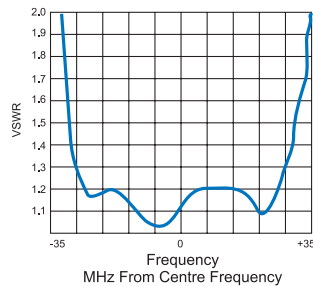
- All stainless steel 316 grade construction (3dBd array only)
- Inverted mounting configuration
- BA80-41 may be operated as 2 x 3dBd arrays by removing external cable harness

VHF Omnidirectional Dipole Arrays

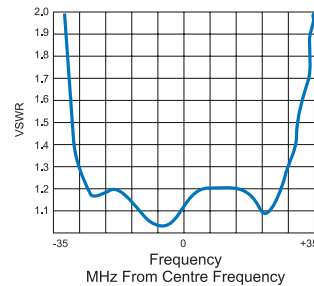
136-174 MHz

BA40-41 Series
BA80-41 Series

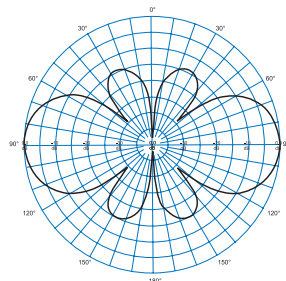
Typical VSWR response (BA40-41)



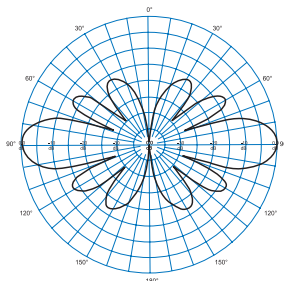
Typical VSWR response (BA80-41)



BA40-41 - E Plane



BA80-41 - E Plane



Electrical

Model Number	BA40-41	BA80-41
Nominal Gain <i>dBi</i> (dBd)	5 (3)	8 (6)
Frequency MHz	136 - 174	
Tuned Bandwidth	Entire band	
VSWR (Return Loss)	<1.5 :1 (14dB)	
Nominal Impedance Ω	50	
Downtilt	Not offered	0° Std, -3°. See note (1)
Vertical Beamwidth	35°	18°
Horizontal Beamwidth	Omni +/-0.5dB	
Input Power <i>W</i>	750	
Passive IM 3rd order <i>dBc</i>	-150	

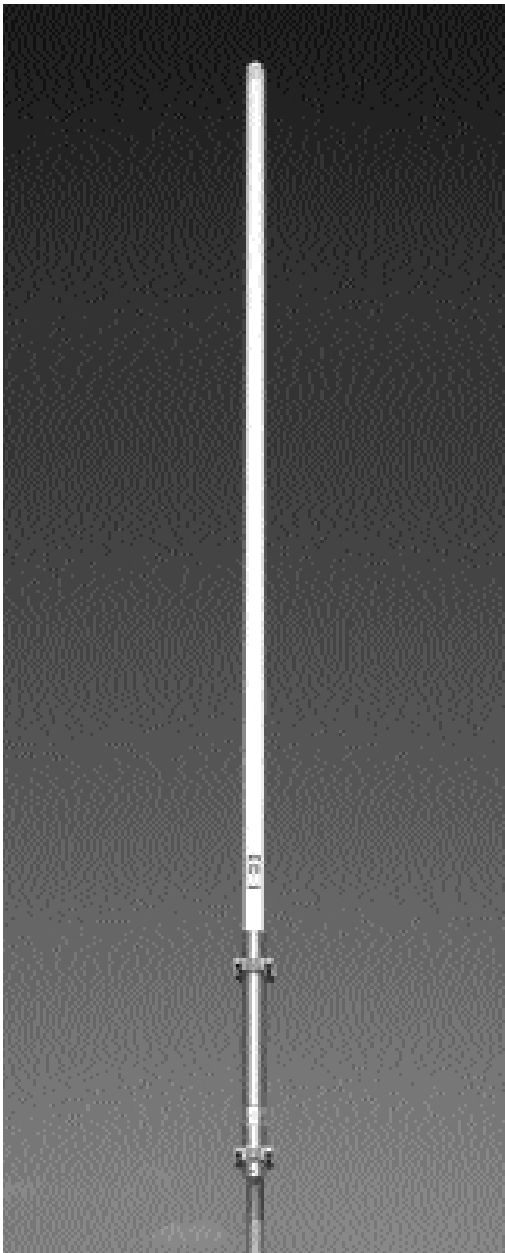
Mechanical

Model Number	BA40-41	BA80-41
Construction	All welded aluminium with alodined finish. See note (2)	
Length <i>m</i>	3.5	6.3
Weight <i>kg</i>	14.5	31
Termination	N female with 0.5m 9142 cable tail. See note (3)	
Mounting Area	500mm x 63mm diam. aluminium	500mm x 76mm diam. aluminium
Suggested Clamps	2 x UC1	
Projected Area <i>cm</i> ²	No ice	4164
	With ice	7117
Wind Load (Thrust) @ 160km/h <i>N</i>	494	983
Wind Gust Rating <i>km/h</i>	240	184
Torque @160 km/h <i>Nm</i>	617	2605

(1) Factory pre-set downtilt of 3° may be specified on BA80 series antennas using model no. trailer -T3

(2) BA40 series can be optionally supplied in all welded 316 grade stainless steel. Dimensions vary slightly

(3) Connector termination option available of 7/16 DIN female connector using model no. trailer -DIN



ASP-977

Specifications

Electrical	ASP-977	ASPD975
Power	500 watts	500 watts
Gain	8.5 dBd (± .5 dB)	10 dBd
Frequency Range	806-869 MHz (ASPA977V5) 824-896 MHz (ASPD977) 872-960 MHz (ASPJ977)	824-894 MHz
VSWR	1.5:1	1.5:1
Impedance	50 ohms	50 ohms
Vertical Beamwidth	7 degrees	7 degrees
Horizontal Beamwidth	N/A	240 degrees
Front-to-Back Ratio	N/A	8 dB
Beamtilt	Variable -3 to -8 degrees; (ASPA977V5 for 0 to -5 degrees)	-3 to -8 degrees
Lightning Protection	Direct Ground	Direct Ground
Termination	N female (no jumper cable supplied)	

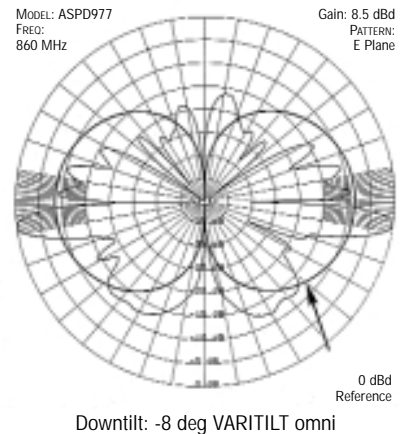
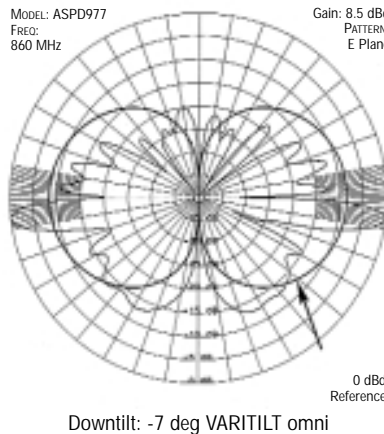
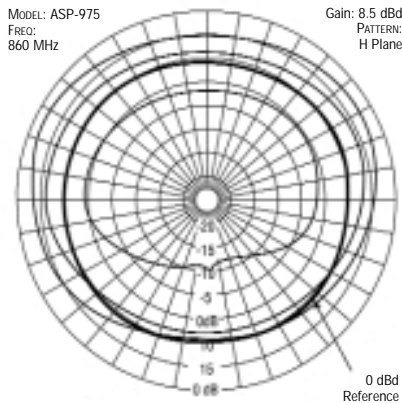
Mechanical	ASP-977	ASPD975
Rated Wind Velocity*	165 mi/h (265 km/h)	138 mi/h (222 km/h)
Equivalent Flat Plate Area	1.75 ft ² (0.16 m ²)	3.5 ft ² (.33 m ²)
Lateral Thrust	70 lb (31.8 kg)	70 lb (31.8 kg)
Bending Moment		
@ 100 mph (161 kph)	.422 ft-lb (58 km-m)	1,616 ft-lb (223.4 km-m)
Length	14.4 ft (4.38 m)	14.4 ft (4.38 m)
Weight (including clamps)	.35 lbs (16 kg)	45 lbs (20.4 kg)
Support	.27 inches (7.3 cm) diameter aluminum pipe 28 inches (71 cm) long	
Mounting	Two (2) ASPR616-type heavy-duty mast clamps furnished (Does not require special mounting hardware)	

Shipping Information	ASP-977	ASPD975
Weight	.63 lb (28.6 kg)	73 lb (33 kg)
Dimensions	4 1/2 inches (11.4 cm) O.D. x 171 inches (345 cm)	

*Calculation of wind survivability does not include damage due to flying debris.
**See catalog sections for mounting brackets, coaxial cable, connectors and other materials required for complete installation. VAPOR-WRAP™ connector sealant is included.

ASPD978 - Inverted Installation

NOTE: For correct electrical tilting in an inverted installation, use only ASPD978 for 824-896 MHz, ASPJ978 for 872-960 MHz.





fractus

Optimised Antennas
for Wireless Devices

DATA SHEET · SHORT-RANGE WIRELESS

Small SMD chip antenna for low consumption, small form-factor Zigbee™ devices



Fractus specialises in enabling effective mobile communications. Using fractal technology, we design and manufacture optimised antennas to make your wireless devices more competitive. Our mission is to help our clients develop innovative products and accelerate their time to market through our expertise in antenna design, testing and manufacturing.

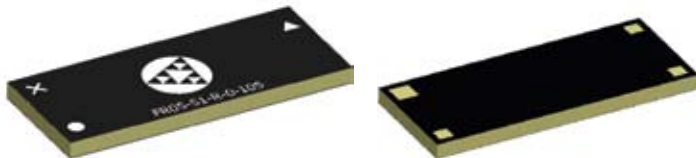
Fractus® EZConnect™ Zigbee™ Chip Antenna

P/N: FR05-S1-R-0-105

The Fractus **EZConnect Zigbee Chip Antenna** is a compact rectangular antenna suitable for smart home, security and other industrial devices using the 915 MHz ISM band, where low power consumption and cost are top of mind. Taking advantage of the space-filling properties of fractals, this **compact monopole** antenna is ideal for use within indoor (highly scattered) as well as outdoor environments.

The **Fractus EZConnect Zigbee Chip Antenna** speeds your time to market by allowing you to easily integrate it within your industrial design (SMD mounting).

18 x 7.3 x 1 mm (image larger than actual size)



Front

Back



Patent Pending: WO0154225, US11/154,843; PCT/EP2005/054297

Product Benefits

■ Small form factor

Allows integration into space limited areas easily and effectively.

■ Broad bandwidth

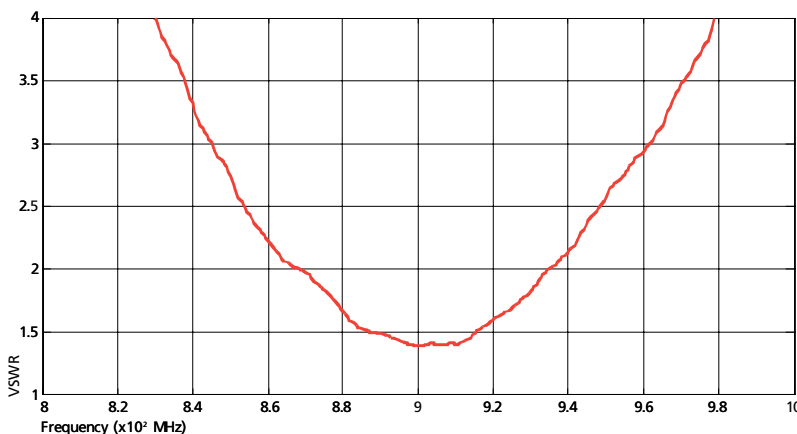
Ensures robust performance in different PCB dimensions and plastic housing, without the need for a matching network.

■ High performance

Optimises power consumption and increases device range.

■ Omnidirectional pattern

Increases device robustness due to a uniform radiation pattern.



Frequency Range	902 - 928 MHz
Efficiency	> 40 %
Peak Gain	> 0 dBi
VSWR	< 2:1
Weight	0.20 g
Temperature	-40 to +85 °C
Impedance	50 Ω unbalanced
Dimensions	18 x 7.3 x 1 mm

Measured results from a standard PCB of 121x65 mm

Please contact your sales representative at Richardson Electronics to obtain additional information on recommended configurations for different UWB devices. Richardson Electronics: www.rell.com Fractus: wireless@fractus.com Reference: **DS_FR05-S1-E-0-105_v01**



fractus

Optimised Antennas
for Wireless Devices

DATA SHEET · SHORT-RANGE WIRELESS

Small chip antenna for handset, headset, PDAs and USB-dongles



Fractus specialises in enabling effective mobile communications. Using fractal technology, we design and manufacture optimised antennas to make your wireless devices more competitive. Our mission is to help our clients develop innovative products and accelerate their time to market through our expertise in antenna design, testing and manufacturing.

Fractus® Reach Xtend™ Chip Antenna

P/N: FR05-S1-N-0-001

The **Fractus Reach Xtend Bluetooth® & 802.11b/g WLAN Chip Antenna** is engineered specifically for devices operating at 2.4 GHz where high performance and low-cost are mandatory.

Taking advantage of the space-filling properties of fractals, this **small planar monopole** antenna is ideal for use within indoor (highly scattered) environments. The **Fractus Reach Xtend Bluetooth® & 802.11b/g WLAN Chip Antenna** speeds your time to market by allowing you to integrate it within your industrial design easily and efficiently.

Product Benefits

■ High efficiency

Increases your device's range and lengthens battery life.

■ Omnidirectional pattern

Optimizes device usage due to a uniform radiation pattern.

■ Small Volume

Allows integration into space limited areas easily and efficiently.

■ Multi-mode support

Works for Bluetooth, and Wi-Fi 802.11b and g standards.

6.7 x 6.7 x 1 mm (image larger than actual size)



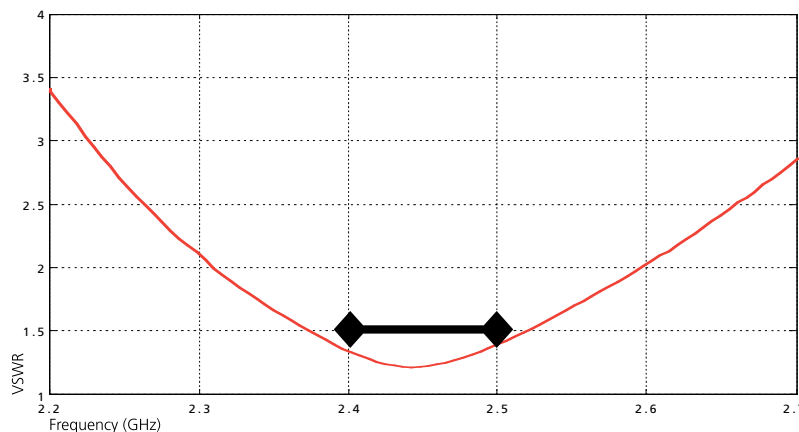
Front



Back



Patent Pending: WO0154225, US11/154,843



Frequency Range	2.4 - 2.5 GHz
Efficiency	> 70 %
Peak Gain	> 2 dBi
VSWR	< 2:1
Weight	0.20 g
Temperature	-40 to +85 °C
Impedance	50 Ω
Dimensions	6.7 x 6.7 x 1 mm

Measured results from a standard PCB of 48x23 mm

Please contact your sales representative at Richardson Electronics to obtain additional information on recommended configurations for different UWB devices. Richardson Electronics: www.rell.com Fractus: wireless@fractus.com Reference: **DS_FR05-S1-N-0-001_v01**

TEW-OA24D 24dBi Outdoor Directional Antenna

TRENDnet's TEW-OA24D 24dBi High Gain Outdoor Reflector Grid Antenna provides extended coverage range for your existing 802.11b or 802.11g Wireless Local Area Network (WLAN). TEW-OA24D comes with female N-type antenna connector; with optional conversion cable (N-type to Reverse SMA), you can connect the antenna to TRENDnet's TEW-303PI, TEW-310APBX, TEW-403PI, TEW-410APB, TEW-411BRP or any other 2.4 ~ 2.5GHz wireless device with male Reverse SMA connector. TEW-OA24D is weatherproofed; you can mount it outdoor on the wall or on a pole. The antenna also has a tilted bracket for antenna alignment. Expand the power of your wireless product with TRENDnet's TEW-OA24D.



SPECIFICATIONS

Frequency range:

- 2.4GHz ~ 2.483GHz

Gain:

- 24 dBi

VSWR:

- 1.5 : 1 Max

Polarization:

- Linear, Vertical

HPBW Vertical:

- 14°

HPBW Horizontal:

- 10°

Front to Back Ratio:

- > 30 dB

Up/Down tilt:

- 60°

Power Handling:

- Max. 100 W (cw)

Impedance:

- 50 Ohms

Connector Lead Cable:

- RG-58/u, 30 cm (12 inches)

Connector Type:

- N-Type Female

Survival Wind Speed:

- 216 Km/hr (134 Miles/hr)

Temperature:

- -40 oC ~ 80 oC (-40 oF ~ 176 oF)

Humidity:

- 100% @ 25 oC (77 oF)

Lightning Protection:

- DC Ground

Antenna Type:

- Directional, Grid type

Mount Style:

- Pole end mounting. Pole diameter 50mm (2 inches) max.

Weight:

- 3.5 Kg (7.7 lb)

Dimensions (WxHxD):

- (Final product) 100 x 60 x 50 mm (39.5 x 23.5 x 19.5 inches)

Warranty:

- 3 Years

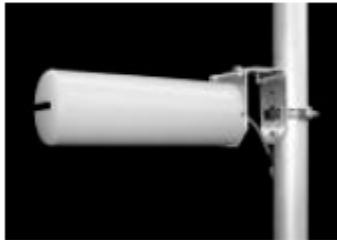




LANTenna Series

TA-2411 Yagi

2400-2483 MHz



The TA-2411 is a vertically or horizontally polarized yagi antenna. The antenna consists of a printed broadband yagi enclosed in a UV stabilized ASA radome for superior weatherability. It is designed for wireless data in the ISM band and is at DC ground to aid in lightning protection.

Electrical Specifications

Frequency Range: 2400-2483 MHz

Gain: 11.5 dBi

VSWR: 1.5:1 max.

Front to Back Ratio: 15 dB min.

Polarization: Vertical or Horizontal

Power Rating: 100 Watts

H-Plane Beamwidth: 47 degrees

E-Plane Beamwidth: 42 degrees

Cross Pol. Discrimination: 15 dB

Impedance: 50 ohms nominal

Termination: N female

Typical mid band values. (For details , contact factory)

Mechanical Specifications

Length: 10.5 in. (267 mm)

Diameter: 3 in. (76 mm)

Weight (Incl. Clamps): 2 lb. (0.9 kg)

Rated Wind Velocity: 125 mph (200 km/h)

Hor. Thrust at rated wind: 9 lb. (4 kg)

Mechanical Tilt: 0 - 30 degrees

Mounting (O.D.): 0.75 - 3.0 in. (19 - 76 mm)

Materials

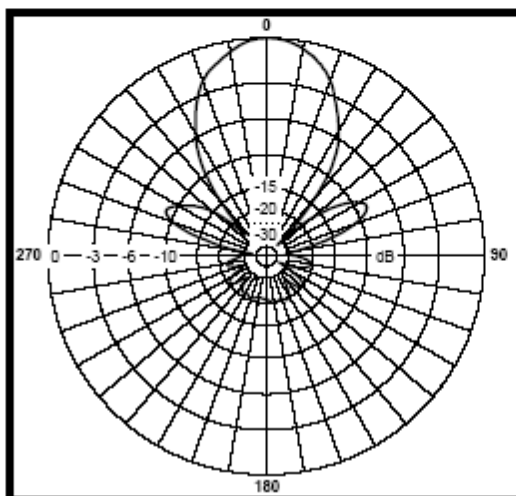
Radiating Elements: Plated copper on PCB

Reflector: Irridited aluminum

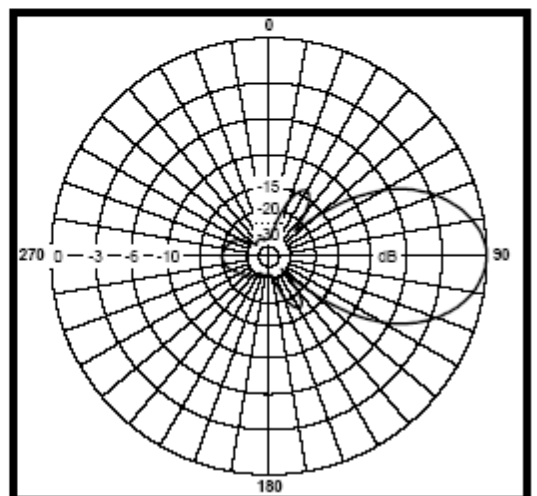
Radome: Gray UV stabilized ASA

Clamps: Aluminum and HDG steel

H-Plane



E-Plane





Technical Reference Material

Appendix N Effect of VSWR on Transmitted Power and Return Loss

VSWR	VSWR, dB	Return Loss, dB	Transmission Loss, dB	Power Transmission, %	Power Reflection, %	VSWR	VSWR, dB	Return Loss, dB	Transmission Loss, dB	Power Transmission, %	Power Reflection, %
1	0.0		0.000	100.0	0.0	1.52	3.6	13.7	0.189	95.7	4.3
1.01	0.1	46.1	0.000	100.0	0.0	1.54	3.8	13.4	0.201	95.5	4.5
1.02	0.2	40.1	0.000	100.0	0.0	1.56	3.9	13.2	0.213	95.2	4.8
1.03	0.3	36.6	0.001	100.0	0.0	1.58	4.0	13.0	0.225	94.9	5.1
1.04	0.3	34.2	0.002	100.0	0.0	1.6	4.1	12.7	0.238	94.7	5.3
1.05	0.4	32.3	0.003	99.9	0.1	1.62	4.2	12.5	0.250	94.4	5.6
1.06	0.5	30.7	0.004	99.9	0.1	1.64	4.3	12.3	0.263	94.1	5.9
1.07	0.6	29.4	0.005	99.9	0.1	1.66	4.4	12.1	0.276	93.8	6.2
1.08	0.7	28.3	0.006	99.9	0.1	1.68	4.5	11.9	0.289	93.6	6.4
1.09	0.7	27.3	0.008	99.8	0.2	1.7	4.6	11.7	0.302	93.3	6.7
1.1	0.8	26.4	0.010	99.8	0.2	1.72	4.7	11.5	0.315	93.0	7.0
1.11	0.9	25.7	0.012	99.7	0.3	1.74	4.8	11.4	0.329	92.7	7.3
1.12	1.0	24.9	0.014	99.7	0.3	1.76	4.9	11.2	0.342	92.4	7.6
1.13	1.1	24.3	0.016	99.6	0.4	1.78	5.0	11.0	0.356	92.1	7.9
1.14	1.1	23.7	0.019	99.6	0.4	1.8	5.1	10.9	0.370	91.8	8.2
1.15	1.2	23.1	0.021	99.5	0.5	1.82	5.2	10.7	0.384	91.5	8.5
1.16	1.3	22.6	0.024	99.5	0.5	1.84	5.3	10.6	0.398	91.3	8.7
1.17	1.4	22.1	0.027	99.4	0.6	1.86	5.4	10.4	0.412	91.0	9.0
1.18	1.4	21.7	0.030	99.3	0.7	1.88	5.5	10.3	0.426	90.7	9.3
1.19	1.5	21.2	0.033	99.2	0.8	1.9	5.6	10.2	0.440	90.4	9.6
1.2	1.6	20.8	0.036	99.2	0.8	1.92	5.7	10.0	0.454	90.1	9.9
1.21	1.7	20.4	0.039	99.1	0.9	1.94	5.8	9.9	0.468	89.8	10.2
1.22	1.7	20.1	0.043	99.0	1.0	1.96	5.8	9.8	0.483	89.5	10.5
1.23	1.8	19.7	0.046	98.9	1.1	1.98	5.9	9.7	0.497	89.2	10.8
1.24	1.9	19.4	0.050	98.9	1.1	2	6.0	9.5	0.512	88.9	11.1
1.25	1.9	19.1	0.054	98.8	1.2	2.5	8.0	7.4	0.881	81.6	18.4
1.26	2.0	18.8	0.058	98.7	1.3	3	9.5	6.0	1.249	75.0	25.0
1.27	2.1	18.5	0.062	98.6	1.4	3.5	10.9	5.1	1.603	69.1	30.9
1.28	2.1	18.2	0.066	98.5	1.5	4	12.0	4.4	1.938	64.0	36.0
1.29	2.2	17.9	0.070	98.4	1.6	4.5	13.1	3.9	2.255	59.5	40.5
1.3	2.3	17.7	0.075	98.3	1.7	5	14.0	3.5	2.553	55.6	44.4
1.32	2.4	17.2	0.083	98.1	1.9	5.5	14.8	3.2	2.834	52.1	47.9
1.34	2.5	16.8	0.093	97.9	2.1	6	15.6	2.9	3.100	49.0	51.0
1.36	2.7	16.3	0.102	97.7	2.3	6.5	16.3	2.7	3.351	46.2	53.8
1.38	2.8	15.9	0.112	97.5	2.5	7	16.9	2.5	3.590	43.8	56.3
1.4	2.9	15.6	0.122	97.2	2.8	7.5	17.5	2.3	3.817	41.5	58.5
1.42	3.0	15.2	0.133	97.0	3.0	8	18.1	2.2	4.033	39.5	60.5
1.44	3.2	14.9	0.144	96.7	3.3	8.5	18.6	2.1	4.240	37.7	62.3
1.46	3.3	14.6	0.155	96.5	3.5	9	19.1	1.9	4.437	36.0	64.0
1.48	3.4	14.3	0.166	96.3	3.7	9.5	19.6	1.8	4.626	34.5	65.5
1.5	3.5	14.0	0.177	96.0	4.0	10	20.0	1.7	4.807	33.1	66.9



Appendix A
Rectangular Waveguide

Waveguide Band	Designation	Dimensions (inch)	Frequency (GHz)	Cut-off (GHz)	Theoretical Attenuation Lowest to Highest Frequency (dB/ft)	Historic Designation	New MIL Part Number
Ku	RG-91/U	0.622 x 0.311	12.4-18.0	9.486	.064 - .030	UG-419/U	M3922/53-4/005
	WR-62					UG-541/U	M3922/59-2/001
K	RG-53/U	0.420 x 0.170	18.0-26.5	14.047	.17-.11	UG-595/U	M3922/54-4/001
	WR-42					UG-596A/U	M3922/59-2/003
A	RG-96/U	0.280 x 0.140	26.5-40.0	21.081	0.22-0.15	UG-425/U	M3922/67-2/004
	WR-28					UG-599/U	M3922/54-4/003
B	RG-97/U	0.224 x 0.112	33.0-50.0	26.342	0.31-0.21	UG-600/U	M3922/59-2/005
	WR-22					UG-381/U	M3922/67-2/005
U	WR-19	0.188 x 0.094	40.0-60.0	31.357	0.39-0.27	UG-383/U	M3922/53-4/005
						MPI-719	M3922/59-2/001
V	RG-98/U	0.148 x 0.074	50.0-75.0	39.863	0.57-0.39	MPI-719T	
	WR-15					UG-383/U-M	M3922/53-4/005
E	RG-99/U	0.122 x 0.061	60.0-90.0	48.350	0.78-0.53	MPI-710	M3922/59-2/001
	WR-12					MPI-720T	
W	WR-10	0.100 x 0.050	75.0-110.0	59.010	1.02-0.71	UG-385/U	M3922/67-2/008
	WR-8					UG-387/U	M3922/67-2/009
F	RG-138/U	0.080 x 0.040	90.0-140.0	73.764	1.52-0.98	UG-387/U-M	M3922/67-2/010
	WR-8					MPI-714	M3922/74-001
D	RG-136/U	0.065 x 0.0325	110.0-170.0	90.786	2.12-1.35	UG-387/U-M	N/A
	WR-6					MPI-716	M3922/74-002
G	RG-135/U	0.051 x 0.0255	140.0-220.0	115.71	3.05-1.93	UG-387/U-M	N/A
	WR-5					MPI-715	M3922/74-003
						UG-387/U-M	N/A

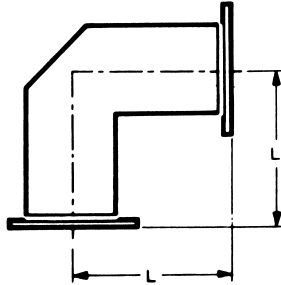
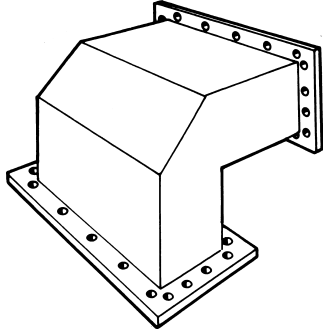
Modified (-M) means waveguide opening has been reduced appropriately. Screw and pin pattern are unchanged.



Appendix K
Circular Waveguide Sizes (Alternative Set)

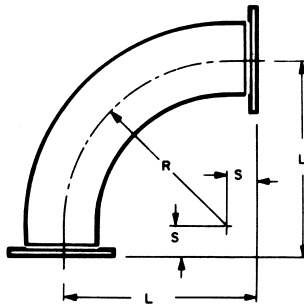
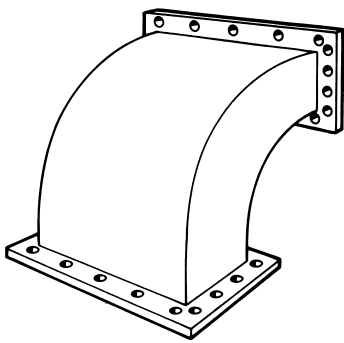
Frequency Band	Frequency Range, GHz		Circular Waveguide Diameter, Inches(mm)
K	LOW	17-22	0.500(12.7)
	MID	21-27	0.396(10.1)
	HIGH	25-33	0.328(8.3)
Ka	LOW	25-33	0.328(8.3)
	HIGH	33-44	0.250(6.4)
Q	LOW	33-44	0.250(6.4)
	MID	38-50	0.219(5.6)
	HIGH	43-58	0.188(4.8)
U	LOW	38-50	0.219(5.6)
	MID	43-58	0.188(4.8)
	HIGH	58-77	0.141(3.6)
V	LOW	43-58	0.188(4.8)
	HIGH	58-77	0.141(3.6)
E	LOW	58-77	0.141(3.6)
	HIGH	75-100	0.109(2.8)
W	LOW	75-100	0.109(2.8)
	HIGH	88-116	0.094(2.4)
F	LOW	88-116	0.094(2.4)
	HIGH	110-146	0.075(1.9)
D	LOW	110-146	0.075(1.9)
	HIGH	140-185	0.059(1.5)
G	LOW	140-185	0.059(1.5)
	HIGH	183-240	0.046(1.2)

WAVEGUIDE



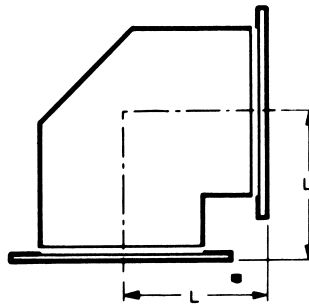
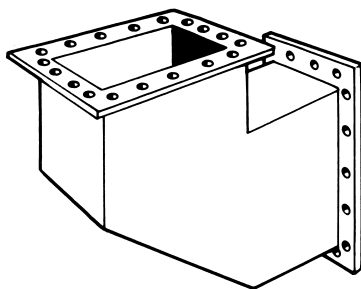
90° "E" Plane Mitre Bend

Waveguide Size	Catalog Number	L
WR1800	50013-6	12"
WR1500	50014-6	9"
WR1150	50015-6	9"



90° "E" Plane Sweep Bends

Waveguide Size	Catalog Number	L	R	S
WR1800	50013-8	21"	18"	3"
WR1500	50014-8	15"	12"	3"
WR1150	50015-8	15"	12"	3"

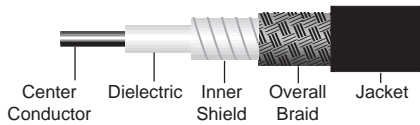


90° "H" Plane Mitre Bend

Waveguide Size	Catalog Number	L
WR1800	50013-5	18"
WR1500	50014-5	12"
WR1150	50015-5	12"

HELI-FOIL *Specifications:*

Construction



Center Conductor: Silver-Plated Copper

Dielectric: Low Density PTFE

Inner Shield: Helical Silver-Plated Copper Tape

Overall Braid: Silver-plated Copper Braid

Jacket: Blue Teflon® FEP

	HS-120	HS-120S*	HF-190	HF-190S*	HF-290	HF-290S*
Physical Specifications (*-stranded)						
Overall Diameter: in (mm)	0.120 (3.05)	0.120 (3.05)	0.192 (4.88)	0.192 (4.88)	0.301 (7.65)	0.301 (7.65)
Bend Radius: in (mm)	0.625 (15.9)	0.625 (15.9)	1.000 (25.4)	1.000 (25.4)	1.500 (38.1)	1.500 (38.1)
Weight: lbs/ft (Kg/m)	0.017 (0.025)	0.017 (0.025)	0.040 (0.060)	0.039 (0.058)	0.092 (0.137)	0.090 (0.134)

Environmental Specifications	
Operating Temp. Range	-67°/+302°F -55°/+150°C

Electrical Specifications	
Cutoff Frequency (GHz)	58
Velocity of Propagation	83%
Dielectric Constant	1.45
Time Delay: nS/ft (nS/m)	1.22 (4.02)
Capacitance: pF/ft (pF/m)	24.5 (80.3)
Impedance (nominal)	50 ohms
Shielding Effectiveness	>90 dB

Attenuation (+25°C) & Power Handling (+40°C Ambient; Sea Level; VSWR 1:1)

	HS-120			HS-120S*			HF-190			HF-190S*			HF-290			HF-290S*		
Frequency/Size	dB/100ft	dB/100m	kW	dB/100ft	dB/100m	kW	dB/100ft	dB/100m	kW	dB/100ft	dB/100m	kW	dB/100ft	dB/100m	kW	dB/100ft	dB/100m	kW
100 MHz	4.3	14.1	1.2	4.8	15.7	1.1	2.3	7.6	2.8	2.5	8.4	2.5	1.4	4.6	5.6	1.5	5.1	5.1
400 MHz	8.7	28.4	0.6	9.6	31.5	0.5	4.6	15.2	1.4	5.1	16.8	1.3	2.8	9.2	2.8	3.1	10.2	2.5
1000 MHz	13.8	45.1	0.4	15.3	50.2	0.3	7.4	24.3	0.9	8.1	26.7	0.8	4.5	14.7	1.7	5.0	16.3	1.6
3000 MHz	24.0	78.7	0.2	26.7	87.5	0.2	13.0	42.6	0.5	14.3	46.9	0.4	8.0	26.1	1.0	8.8	28.9	0.9
8000 MHz	39.6	129.8	0.1	44.0	144.2	0.1	21.6	70.9	0.3	23.7	77.9	0.3	13.4	44.0	0.6	14.8	48.5	0.5
10000 MHz	44.4	145.6	0.1	49.3	161.7	0.1	24.3	79.7	0.3	26.7	87.6	0.2	15.1	49.6	0.5	16.7	54.7	0.5
12000 MHz	48.7	159.9	0.1	54.1	177.5	0.1	26.8	87.8	0.2	29.4	96.4	0.2	16.7	54.8	0.5	18.4	60.4	0.4
13500 MHz	51.8	170.0	0.1	57.5	188.7	0.1	28.5	93.5	0.2	31.3	102.6	0.2	17.8	58.5	0.4	19.6	64.4	0.4
18000 MHz	60.0	196.9	0.1	67.0	219.8	0.1	33.2	109.0	0.2	36.4	119.5	0.2	20.0	68.6	0.4	23.0	75.4	0.3

Attenuation at Frequency	$(A=K1 \sqrt{F_{mhz}} + K2 F_{mhz})$					
K1	0.430142	0.479448	0.229587	0.253447	0.131900	0.153308
K2	0.000134	0.000134	0.000134	0.000134	0.000134	0.000134

Connector Selection Table						
Cable	SMA Male	SMA Male 90°	N Male	N Male 90°	TNC Male	TNC Male 90°
HF-120	HC-120-SM	HC-120-SMRA	HC-120-NM	HC-120-NMRA	HC-120-TM	HC-120-TMRA
HF-120S	HC-120S-SM	HC-120S-SMRA	HC-120S-NM	HC-120S-NMRA	HC-120S-TM	HC-120S-TMRA
HF-190	HC-190-SM	HC-190-SMRA	HC-190-NM	HC-190-NMRA	HC-190-TM	HC-190-TMRA
HF-190S	HC-190S-SM	HC-190S-SMRA	HC-190S-NM	HC-190S-NMRA	HC-190S-TM	HC-190S-TMRA
HF-290	HC-290-SM	HC-290-SMRA	HC-290-NM	HC-290-NMRA	HC-290-TM	HC-290-TMRA
HF-290S	HC-290S-SM	HC-290S-SMRA	HC-290S-NM	HC-290S-NMRA	HC-290S-TM	HC-290S-TMRA

Consult Times Microwave Systems for other connector options not listed above.



World Headquarters: 358 Hall Avenue, Wallingford, CT 06492 • Tel: 203-949-8400, 1-800-867-2629 Fax: 203-949-8423

International Sales: 4 School Brae, Dysart, Kirkcaldy, Fife, Scotland KY1 2XB UK • Tel: +44(0)1592655428 Fax: +44(0)1592653162

China Sales: Floor 14, East Ocean Center, No. 618 Yan'an Road East, Shanghai, China 200001 • Tel: 86-21-33184650 Fax: 86-21-53854506

www.timesmicrowave.com

Low Loss 50 Ohm Wireless RF Transmission Cable

RG-174 Type

Description	Part No.	UL NEC/ C(UL) CEC Type	Standard Lengths		Standard Unit Weight		Conductor (stranding) Diameter Nom. DCR	Nominal Core OD		Shielding Materials Nom. DCR	Nominal OD		Nom. Imp. (Ω)	Nom. Vel. of Prop.	Nominal Capacitance		Nominal Attenuation		
			Ft.	m	Lbs.	kg		Inch	mm		Inch	mm			pF/Ft.	pF/m	MHz	dB/100 Ft.	dB/100m

RG-174 Type • 25 AWG Solid .018" Bare Copper • Dufoil® + 90% Tinned Copper Braid Shield

Solid Polyethylene Insulation • Black PVC Jacket																			
RF100A 80°C	7805 new		100	30.5	2.4	1.1	25 AWG	.061	1.55	Dufoil + 90% TC Braid BC 9.1Ω/M' 29.9Ω/km	.110	2.79	50	66%	31.2	102.4	30	3.8	12.4
			500	152.4	6.0	2.7	(solid)		50								4.9	16.1	
			1000	304.8	10.0	4.5	.018"		150								8.6	28.2	
									220								10.4	34.2	
																	450	15.2	49.9
																	900	22.0	72.3
																	1500	28.7	94.3
																	1800	31.7	104.0
																	2000	33.4	109.7
																	2500	37.8	124.2
																	3000	42.0	137.8
																	4500	52.3	171.5
																	5800	60.9	199.8
																	6000	62.0	203.3

100% Sweep tested. 6 GHz. Max. VSWR 1.25:1.

Mates with standard RG-174 connectors.

RG-174 Type • 24.5 AWG Solid .020" Bare Copper • Dufoil + 90% Tinned Copper Braid Shield

Foam HDPE Insulation • Gray PVC Jacket																			
RF100LL 80°C	7805R new	NEC:	100	30.5	2.4	1.1	24.5 AWG	.060	1.52	Dufoil + 90% TC Braid BC 9.4Ω/M' 30.8Ω/km	.110	2.79	50	73.5%	26.2	86.0	30	3.5	11.5
		CMR:	500	152.4	6.0	2.7	(solid)		50								4.6	15.0	
		CEC:	1000	304.8	10.0	4.5	.020"		150								8.0	26.1	
		CMG FT4							220								9.6	31.6	
																	450	14.0	46.1
																	900	20.2	66.4
																	1500	26.6	87.3
																	1800	29.5	96.7
																	2000	31.2	102.3
																	2500	35.4	116.3
																	3000	39.4	129.2
																	4500	50.0	164.2
																	5800	59.0	193.6
																	6000	60.6	198.7

100% Sweep tested. 6 GHz. Max. VSWR 1.25:1.

Mates with standard RG-174 connectors.

BC = Bare Copper • DCR = DC Resistance • HDPE = High-density Polyethylene • TC = Tinned Copper



Low Loss 50 Ohm Wireless RF Transmission Cable

RG-58 Type

Description	Part No.	UL NEC/ C(UL) CEC Type	Standard Lengths		Standard Unit Weight		Conductor (stranding) Diameter Nom. DCR	Nominal Core OD		Shielding Materials Nom. DCR	Nominal OD		Nom. Imp. (Ω)	Nom. Vel. of Prop.	Nominal Capacitance		Nominal Attenuation		
			Ft.	m	Lbs.	kg		Inch	mm		Inch	mm			pF/Ft.	pF/m	MHz	dB/ 100 Ft.	dB/ 100m

RG-58 Type • 19 AWG Solid .037" Bare Copper • Duofoil® + 90% Tinned Copper Braid Shield

Gas-injected Foam HDPE Insulation • Black Polyethylene Jacket

RF195 80°C	7806A new		500	152.4	14.5	6.6	19 AWG (solid) .037" BC 7.6Ω/M' 24.9Ω/km	.110	2.79	Duofoil + 90% TC Braid 4.2Ω/M' 13.8Ω/km	.195	4.95	50	77%	24.3	79.7	30	2.0	6.6
			1000	304.8	26.0	11.8											50	2.5	8.2
100% Sweep tested. 6 GHz. Max. VSWR 1.25:1.																			
150 4.0 13.3 220 4.9 16.1 450 7.1 23.4 900 10.3 33.8 1500 13.7 44.8 1800 15.2 49.7 2000 16.1 52.8 2500 18.3 60.1 3000 20.5 67.3 4500 26.5 86.8 5800 31.2 102.4 6000 32.0 105.0																			



Mates with standard RG-58 connectors.*
Suitable for Outdoor and Direct Burial applications.

Gas-injected Foam HDPE Insulation • Black PVC Jacket

RF195 80°C	7806R new	NEC:	500	152.4	16.0	7.3	19 AWG (solid) .037" BC 7.6Ω/M' 24.9Ω/km	.110	2.79	Duofoil + 90% TC Braid 4.2Ω/M' 13.8Ω/km	.195	4.95	50	77%	24.3	79.7	30	2.0	6.6
		CMR:	1000	304.8	29.0	13.2											50	2.5	8.2
100% Sweep tested. 6 GHz. Max. VSWR 1.25:1.																			
150 4.0 13.3 220 4.9 16.1 450 7.1 23.4 900 10.3 33.8 1500 13.7 44.8 1800 15.2 49.7 2000 16.1 52.8 2500 18.3 60.1 3000 20.5 67.3 4500 26.5 86.8 5800 31.2 102.4 6000 32.0 105.0																			



Mates with standard RG-58 connectors.*

RG-58 Type • 17 AWG Solid .044" Bare Copper • Duofoil + 95% Tinned Copper Braid Shield

Gas-injected Foam HDPE Insulation • Black Polyethylene Jacket

RF200 80°C	7807A new		500	152.4	15.0	6.8	17 AWG (solid) .044" BC 3.3Ω/M' 10.9Ω/km	.116	2.95	Duofoil + 95% TC Braid 4.2Ω/M' 13.8Ω/km	.195	4.95	50	85%	23.5	77.1	30	1.6	5.4
			1000	304.8	27.0	12.3											50	2.1	7.0
100% Sweep tested. 6 GHz. Max. VSWR 1.25:1.																			
150 3.7 12.1 220 4.5 14.6 450 6.5 21.2 900 9.2 30.1 1500 12.0 39.2 1800 13.2 43.2 2000 14.0 45.8 2500 15.7 51.6 3000 17.5 57.3 4500 22.0 72.3 5800 25.2 82.7 6000 26.0 85.1																			



Mates with standard Land Mobile Radio type connectors.
Suitable for Outdoor and Direct Burial applications.

Gas-injected Foam HDPE Insulation • Black PVC Jacket

RF200 80°C	7807R new	NEC:	500	152.4	15.5	7.0	17 AWG (solid) .044" BC 3.3Ω/M' 10.9Ω/km	.116	2.95	Duofoil + 95% TC Braid 4.2Ω/M' 13.8Ω/km	.195	4.95	50	85%	23.5	77.1	30	1.6	5.4
		CMR:	1000	304.8	29.0	13.2											50	2.1	7.0
100% Sweep tested. 6 GHz. Max. VSWR 1.25:1.																			
150 3.7 12.1 220 4.5 14.6 450 6.5 21.2 900 9.2 30.1 1500 12.0 39.2 1800 13.2 43.2 2000 14.0 45.8 2500 15.7 51.6 3000 17.5 57.3 4500 22.0 72.3 5800 25.2 82.7 6000 26.0 85.1																			



Mates with standard Land Mobile Radio type connectors.

BC = Bare Copper • DCR = DC Resistance • HDPE = High-density Polyethylene • TC = Tinned Copper

*Please consult Belden's website, www.belden.com, for complete listing.



Low Loss 50 Ohm Wireless RF Transmission Cable

RG-8X Type

Description	Part No.	UL NEC/ C(UL) CEC Type	Standard Lengths		Standard Unit Weight		Conductor (stranding) Diameter Nom. DCR	Nominal Core OD		Shielding Materials Nom. DCR	Nominal OD		Nom. Imp. (Ω)	Nom. Vel. of Prop.	Nominal Capacitance		Nominal Attenuation		
			Ft.	m	Lbs.	kg		Inch	mm		Inch	mm			pF/Ft.	pF/m	MHz	dB/100 Ft.	dB/100m

RG-8X Type • 15 AWG Solid .057" Bare Copper • Duobond® II + 95% Tinned Copper Braid Shield

Gas-injected Foam HDPE Insulation • Black Polyethylene Jacket																																										
RF240 80°C	7808A new		500	152.4	20.0	9.1	15 AWG (solid) .057" BC 3.2Ω/M' 10.5Ω/km	.150	3.81	Duobond II + 95% TC Braid 3.5Ω/M' 11.5Ω/km	.240	6.10	50	86%	23.0	75.5	30	1.3	4.1																							
		1000	304.8	39.0	17.7	50											1.6	5.3	150	2.8	9.3	220	3.4	11.1	450	4.9	16.1	900	7.0	22.9	1500	9.1	30.0	1800	10.1	33.2	2000	10.7	35.0	2500	12.0	39.5



100% Sweep tested. 6 GHz. Max. VSWR 1.25:1.

Mates with standard RG-8X connectors.*
Suitable for Outdoor and Direct Burial applications.

Gas-injected Foam HDPE Insulation • Black PVC Jacket																																											
RF240 80°C	7808R new	NEC:	500	152.4	22.0	10.0	15 AWG (solid) .057" BC 3.2Ω/M' 10.5Ω/km	.150	3.81	Duobond II + 95% TC Braid 3.5Ω/M' 11.5Ω/km	.240	6.10	50	86%	23.0	75.5	30	1.3	4.1																								
		CMR: CEC: CMG FT4	1000	304.8	44.0	20.0											50	1.6	5.3	150	2.8	9.3	220	3.4	11.1	450	4.9	16.1	900	7.0	22.9	1500	9.1	30.0	1800	10.1	33.2	2000	10.7	35.0	2500	12.0	39.5



100% Sweep tested. 6 GHz. Max. VSWR 1.25:1.

Mates with standard RG-8X connectors.*

Gas-injected Foam HDPE Insulation • Flooded Water-resistant Black Polyethylene Jacket																																										
RF240 80°C	7808WB new		500	152.4	20.0	9.1	15 AWG (solid) .057" BC 7.6Ω/M' 24.9Ω/km	.150	3.81	Duobond II 95% TC Braid 4.2Ω/M' 13.8Ω/km	.240	6.10	50	86%	23.0	75.5	30	1.3	4.1																							
		1000	304.8	39.0	17.7	50											1.6	5.3	150	2.8	9.3	220	3.4	11.1	450	4.9	16.1	900	7.0	22.9	1500	9.1	30.0	1800	10.1	33.2	2000	10.7	35.0	2500	12.0	39.5



100% Sweep tested. 6 GHz. Max. VSWR 1.25:1.

Mates with standard RG-8X connectors.*
Suitable for Outdoor and Direct Burial applications.

BC = Bare Copper • DCR = DC Resistance • HDPE = High-density Polyethylene • TC = Tinned Copper

*Please consult Belden's website, www.belden.com, for complete listing.



Low Loss 50 Ohm Wireless RF Transmission Cable

Intermediate Type

Description	Part No.	UL NEC/ C(UL) CEC Type	Standard Lengths		Standard Unit Weight		Conductor (stranding) Diameter Nom. DCR	Nominal Core OD		Shielding Materials Nom. DCR	Nominal OD		Nom. Imp. (Ω)	Nom. Vel. of Prop.	Nominal Capacitance		Nominal Attenuation		
			Ft.	m	Lbs.	kg		Inch	mm		Inch	mm			pF/Ft.	pF/m	MHz	dB/100 Ft.	dB/100m

Intermediate Type • 13 AWG Solid .072" Bare Copper • Duobond® II + 95% Tinned Copper Braid Shield

Gas-injected Foam HDPE Insulation • Black Polyethylene Jacket

RF300 80°C	7809A new		500	152.4	30.5	13.9	13 AWG (solid) .072" BC 2.0Ω/M' 6.6Ω/km	.190	4.83	Duobond II + 95% TC Braid 2.7Ω/M' 8.8Ω/km	.300	7.62	50	86%	23.0	75.5	30	1.0	3.4
		1000	304.8	59.0	26.8	50											1.3	4.2	
																	150	2.2	7.3
																	220	2.7	8.9
																	450	3.9	12.9
																	900	5.6	18.3
																	1500	7.3	24.0
																	1800	8.1	26.5
																	2000	8.6	28.2
																	2500	9.7	31.9
																	3000	10.8	35.4
																	4500	13.5	44.4
																	5800	15.8	51.8
																	6000	16.0	52.6

Mates with Land Mobile Radio type connectors.
Suitable for Outdoor and Direct Burial applications.

Gas-injected Foam HDPE Insulation • Black PVC Jacket

RF300 80°C	7809R new	NEC:	500	152.4	34.0	15.5	13 AWG (solid) .072" BC 2.0Ω/M' 6.6Ω/km	.190	4.83	Duobond II + 95% TC Braid 2.7Ω/M' 8.8Ω/km	.300	7.62	50	86%	23.0	75.5	30	1.0	3.4
		CMR	1000	304.8	65.0	29.5											50	1.3	4.2
		CEC:															150	2.2	7.3
		CMG FT4															220	2.7	8.9
																	450	3.9	12.9
																	900	5.6	18.3
																	1500	7.3	24.0
																	1800	8.1	26.5
																	2000	8.6	28.2
																	2500	9.7	31.9
																	3000	10.8	35.4
																	4500	13.5	44.4
																	5800	15.8	51.8
																	6000	16.0	52.6

Mates with Land Mobile Radio type connectors.*

Gas-injected Foam HDPE Insulation • Flooded Water-resistant Black Polyethylene Jacket

RF300 80°C	7809WB new		500	152.4	30.5	13.9	13 AWG (solid) .072" BC 2.0Ω/M' 6.6Ω/km	.190	4.83	Duobond II + 95% TC Braid 2.7Ω/M' 8.8Ω/km	.300	7.62	50	86%	23.0	75.5	30	1.0	3.4
		1000	304.8	59.0	26.8	50											1.3	4.2	
																	150	2.2	7.3
																	220	2.7	8.9
																	450	3.9	12.9
																	900	5.6	18.3
																	1500	7.3	24.0
																	1800	8.1	26.5
																	2000	8.6	28.2
																	2500	9.7	31.9
																	3000	10.8	35.4
																	4500	13.5	44.4
																	5800	15.8	51.8
																	6000	16.0	52.6

Mates with Land Mobile Radio type connectors.*
Suitable for Outdoor and Direct Burial applications.

BC = Bare Copper • DCR = DC Resistance • HDPE = High-density Polyethylene • TC = Tinned Copper

*Please consult Belden's website, www.belden.com, for complete listing.





17-501/17-502 2.4GHz GD Lightning Arrestor

Data Sheet 051805

Lightning surge arrestors are in-line devices for connection in RF transmission lines to protect radio equipment down-stream from the antenna from excessive lightning induced voltages.

Main Features

- Gas discharge technology
- Field replaceable discharge tube (with multi-strike capability)
- Low 0.1dB insertion loss at 2.4 GHz
- Maintenance free
- Fast response time
- Supplied with aluminium mounting bracket
- Optional flexible high current earth strap
- Manufactured by Teletronics (USA)

Note: Gas discharge devices present an open circuit to DC and are ideal for use in power injected transmission lines.



Electrical Specifications

Frequency	0 – 2500MHz
Type	Gas discharge
Impedance	50 Ohms
Insertion loss	0.1 typical, 0.2dB max
VSWR	<1.1:1
Maximum Power	75 Watts
Peak surge current	20,000 Amp
Response time	1.2µs

Mechanical Specifications

Connectors	N-Female/N-Female (17-501) N-Female/N-Male (17-502)
Earth strap length	300mm
Operating temperature	-20°C to 80°C

Installation

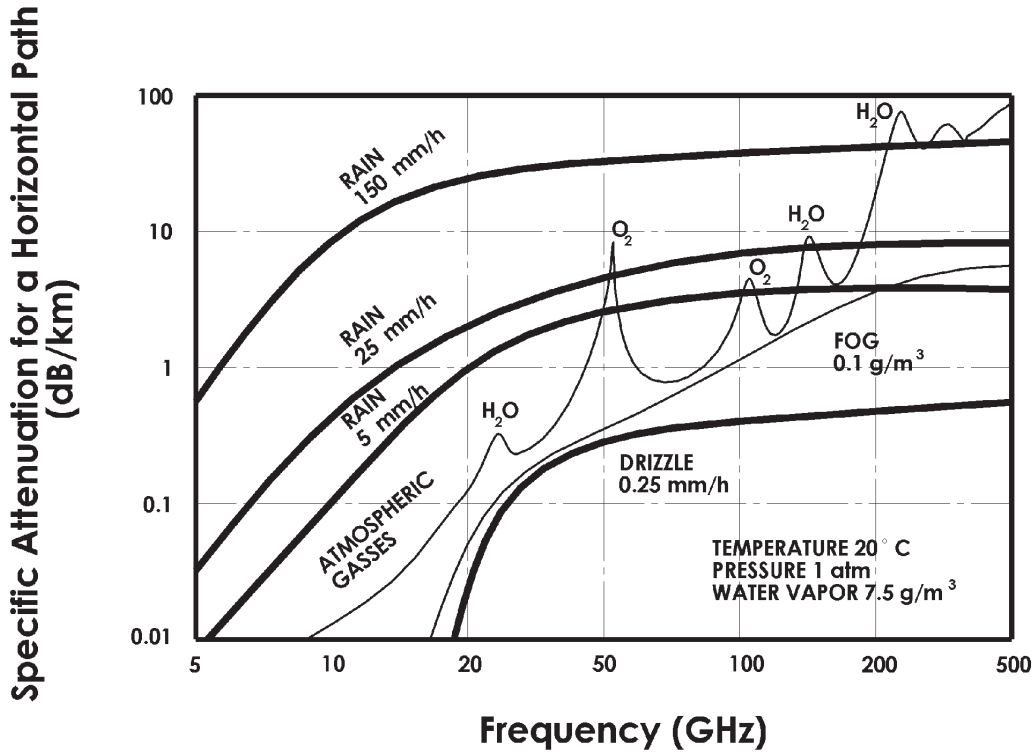
The arrestor can be installed in either direction relative to the antenna and radio.

1. Attach the aluminium mounting plate securely to the structure in a manner that provides a good earth.
2. Push the arrestor end with black rubber O-ring through the mounting plate and secure with washer and nut (supplied)
3. For maximum protection the earth strap should be connected to the same low impedance earth as the outer conductor of the coaxial transmission line.

Pacific Satellite Pty Ltd
12 George Road, PO Box 100
Salamander Bay, NSW 2317
AUSTRALIA

antennas that go the distance

National Sales: 1800 001 081
Phone: 61 2 4982 0855
Fax: 61 2 4982 0566
www.pacsat.com.au
sales@pacsat.com.au



Useful Web Sites for Millimeter Wave Applications and Resources

Frequency Allocations: US Federal Communication Commission- www.fcc.gov
 Technical Information: www.nist.gov, www.noaa.gov, www.fcc.gov/oet
 Radio Astronomy: www.nrao.edu
 Space Programs: www.nasa.gov, www.jpl.nasa.gov, www.esa.int

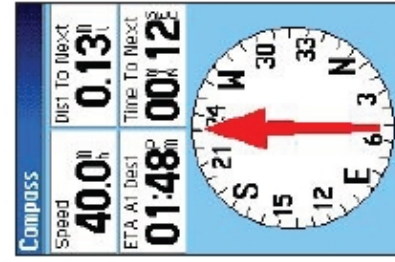
Navigating to a Waypoint

When using "Go To" to navigate, you are directed to follow a direct line (or course) to the waypoint. The direction you are to move is the heading (eg. N, S, E, W). If you stray off course you can use a bearing (compass pointer) to be redirected toward your destination. The Map, Compass and Trip Computer Pages use these elements to direct your navigation efforts.

1. Press the **PAGE** key repeatedly until the Compass Page is displayed. This page contains a "Bearing Pointer" and a "Compass Ring".

The Bearing Pointer indicates the direction to go and the Compass Ring rotates to indicate North orientation when you begin to move. Digital Data fields at the top of the page display selectable navigation information such as speed, distance to go, elapsed time, etc.

2. Press the **QUIT** key to move to the Map Page and observe your progress toward the waypoint. A Bearing line displays on the map and the Position Arrow moves as you move.
3. Press the **QUIT** key again to move to the Trip Computer Page. This page provides travel data such as a trip odometer, maximum speed, etc.
4. To stop navigation, press the **MENU** key with the Compass or Map Page displayed, then select "Stop Navigation" and press **ENTER**.



Compass Page



Map Page



Trip Computer

GARMIN®

GPSMAP® 60CSX

*with sensors and maps
quick start guide*



Unit Operation

Key Function



POWER/BACKLIGHT Key - Press and hold to turn unit On/Off. Press and release to adjust backlighting.



IN/OUT Zoom Keys - From the Map Page, press to zoom in or out. From any other page, press to scroll up or down a list.



FIND/MOB Key - Press and release at any time to view the Find Menu Page. Press and hold for MOB (Man Overboard) feature.



MARK Key - Press and release at any time to mark your current location as a waypoint.



QUIT Key - Press and release to cancel data entry or exit a page.



PAGE/COMPASS Key - Press to cycle through the main pages. Press when using the on-screen keyboard to close. Press and hold to turn electronic compass On/Off.



MENU Key - Press and release to view options for a page. Press twice to view the Main Menu.



ENTER Key - Press and release to enter highlighted options, data or confirm on-screen messages.

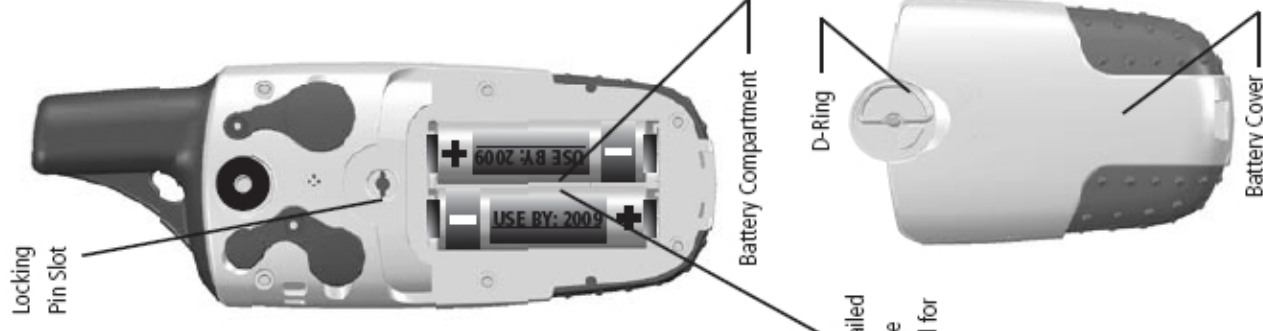


ROCKER Key - Move Up/Down or Right/Left to move through lists, highlight fields, on-screen buttons, icons, enter data or move the map panning arrow.

Battery Installation

The GPSMAP 60CSx operates on two "AA" batteries (not included), which are located in the back of the unit. Alkaline or NiMH batteries may be used (see the Owner's Manual for setting the battery type). Stored data is not lost when the batteries are removed.

1. To remove the battery cover from the back of the unit, turn the D-Ring 1/4 turn counter-clockwise and then pull the cover away.
2. Insert the batteries, observing the proper polarity. A polarity diagram can be found molded into the battery compartment.
3. Reinstall the battery cover by inserting the bottom slot over the tab at the base of the unit and reinserting the locking pin in the back of the unit.
4. Turn the D-Ring 1/4 turn clockwise to lock the cover in place.



The MicroSd Card used for storing detailed mapping data is located beneath the batteries. Refer to the Owner's Manual for detailed information.

When replacing batteries, use only new or fully charged batteries. Do not mix Alkaline and NiMH batteries. Rechargeable batteries may have less capacity than disposable batteries.

Extensive use of backlighting, WAAS and key beep tones will significantly reduce battery life.

Start-Up and Satellite Acquisition

Find a location where you have a clear view of the sky. If you're starting up for the first time or you have moved over 600 miles since last using the GPSMAP 60CSx, it must initialize (determine its location by searching for satellites that are in position over your current location.) Press the **MENU** key to use the Location option from the Satellite Page Options Menu to mark your approximate location on the Map Page so it looks for only those satellites above your location.

1. Turn On the GPSMAP 60CSx by pressing and releasing the **POWER** key. A Welcome Page will briefly appear before moving to the Satellite Page.
2. Observe the Satellite Page and the GPS status messages as they appear at the top of the page.
 - "Acquiring Satellites" message appears as the GPSmap 60CSx begins to search for satellites overhead.
 - Your "Location Coordinates" display when four or more satellites are fixed (enough to determine an approximate elevation as well as ground location).

If the GPSMAP 60CSx can't get past the "Acquiring Satellites" message or you get a "Lost Satellite Signal" message, move to a new location away from objects that may be blocking signals.

Satellite Page Options

- Turn GPS Off
- Orient display to your direction of movement "Track Up" or... "North Up" (as shown)
- Change display colors
- Use Map Page to mark your location
- GPS Elevation

Satellite Page

Displays your location coordinates, position accuracy, a view of the satellites overhead, and bar graph showing the signal strength of each overhead satellite.

Adjusting the Backlighting

When lighting conditions may make it difficult to view the GPSMAP 60CSx display, turn on the backlighting and adjust it to the desired level of brightness.

1. With the GPSMAP 60CSx On, press and release the **POWER** key to display the Backlight Adjustment Slider.
2. Press and release the **POWER** key to increase the brightness level.
3. To close, press the **ENTER** key.



Backlight Adjustment Slider

The backlight is factory set to timeout in 15 seconds, unless connected to an external power source. Refer to Display Setup in the Owner's Manual to change the timeout period.

Altimeter and Compass Calibration

To calibrate the Electronic Compass and Altimeter, see the Owner's Manual.

Viewing the Main Pages

The Main Pages provide the information you need for basic navigation using the GPSMAP 60CSx. Press the **PAGE** key repeatedly to cycle from one Main Page to another.



Satellite Page Trip Computer Map Compass Altimeter Main Menu

Satellite Page - Provides reference for satellites being tracked.

Trip Computer Page - Provides trip and navigation data.

Map Page - Displays a map and references your movements.

Compass Page - Provides guidance to a destination.

Altimeter Page - Provides tracking of elevation and pressure.

Main Menu - A directory of advanced features and settings.



TIL-TEK

Application Note No. 7
Radio Link Calculations
 (Link_Calc_Rev-3.xls)

Ref.	Description	Data	Data
1	Site Name	Access Point	Customer
2	Antenna Type	TA-2404-4-90	TA-2424
3	Antenna Gain (dBi)	12	21
4	Transmission Line Type	LMR 400	LMR 400
5	Transmission Line Loss (dB/100m)	22,000	22,000
6	Transmission Line Length (m)	25	10
7	Transmission Line Loss (dB)	5,50	2,20
8	Connector Loss (dB)	0,5	0,5
9	Divider / Combiner Loss (dB)	0	0
10	Equipment Tolerances (dB)	0,5	0,5
11	Path Length (Km)	5,00	
12	Frequency (GHz)	2,45	
13	Free Space Attenuation (dB)	114,21	
14	Diffraction Loss (dB)	0	
15	Radio Type	Access Point	CPE
16	Transmitter Power (dBm)	20	20
17	Free Space Receive Signal Level (dBm)	-70,91	-70,91
18	Effective Isotropic Radiated Power (EIRP) (dBm)	25,50	37,80
19	Receiver Threshold Criteria (BER)	BER 10 EXP-6	BER 10 EXP-6
20	Receiver Threshold Level (dBm)	-80	-80
21	Thermal Fade Margin (dB)	9,09	9,09
22	Refractivity Gradient Below -100N/km PL (%)	10	
23	Site A Altitude (ASL) (m)	100	105
24	Site B Altitude (ASL) (m)	105	100
25	Site Latitude (°N or °S)	45	
26	Longitudinal Coefficient Clon (dB)	-3	
27	Ste A Antenna Height (AGL) (m)	20	12
28	Site B Antenna Height (AGL) (m)	12	20
29	Worst Month Availability (%)	99,997884	99,997884
30	Worst Month Outage Time (sec.)	55,62	55,62
31	One Way Annual Availability (%)	99,999716	99,999716
32	One Way Annual Outage Time (sec.)	89,45	89,45

Disclaimer

Although TIL-TEK has attempted to provide accurate information on this application note, TIL-TEK assumes no responsibility for the accuracy of the information. Reference to products or services which are not provided by TIL-TEK are for information purposes only and constitutes neither an endorsement nor a recommendation. All information provided on this Application Note and / or on the Web Site is provided "AS IS" with all faults without warranty of any kind, either expressed or implied.

The following application note describes the application and utilization of the “**Link_Calc.xls**” worksheet. Link_Calc.xls is an interactive point to point radio link calculation worksheet which can be used by system designers to assist in the selection of the appropriate **antennas**, cables, radio power output, etc Attached to this document, is a list of reference descriptions which will individually describe each data, calculation and reference cells of the worksheet to assist the designer in modifying the inputs parameters such as to meet the desired performance objectives.

- General:** During system design, there are basically two major objectives which the system designer is aiming to meet while selecting the various components, they are;
- a) Selecting the components in such a way that the maximum allowable Effective Isotropic Radiated Power (EIRP) allowed by the local regulating body such as Industry Canada or the FCC will not be exceeded. (eg.: ≤ 36 dBm EIRP on a point to multi-point link in the 2.4 GHz ISM Band)
 - b) Selecting the components in such a way as to obtain a receive signal fade margin which will provide the desired system performance (eg.: availability of 99.995 % or better).

NOTE 1: *Based on experience and industry standards, the model presented in the International Telecommunication Union, ITU Radiocommunication Assembly, Rec. ITU-R P.530 has been chosen by TIL-TEK to perform the availability calculations.*

NOTE 2: *Although availability is strictly left to the discretion of the system designer, based on experience and testing, TIL-TEK recommend that the availability objectives should be 99.995% or better annual one way. This will ensure a reliable high quality radio link.*

In some special cases where a figure of 99.995 % is not feasible due to either excessive antenna sizes or excessive EIRP, a figure of 99.95 % can be used if a degradation in performance is acceptable. In order to evaluate if this is acceptable for the specific application, it is also useful at times to evaluate the availability based on the “Outage Time” which is the predicted amount of time where the receive signal level will be below the threshold of the radio.

- Utilization:** Link calculations are performed by entering technical data for each piece of equipment that will be used to implement the radio link. Based on the data input in the cells denoted **(Required)**, various computations are performed and the output is presented in the calculation (Read Only) cells of the worksheet, the end result being, “Availability” of the radio link. For details on each individual cell, please see the attached document entitled “Reference Descriptions”.

Disclaimer

Although TIL-TEK has attempted to provide accurate information on this application note, TIL-TEK assumes no responsibility for the accuracy of the information. Reference to products or services which are not provided by TIL-TEK are for information purposes only and constitutes neither an endorsement nor a recommendation. All information provided on this Application Note and / or on the Web Site is provided "AS IS" with all faults without warranty of any kind, either expressed or implied.

REFERENCE DESCRIPTIONS

- Note 1:** References labelled (Optional) are not required for the calculations but placed in the worksheet for reference.
- Note 2:** References labelled **(Required)** are required for the calculations.
- Note 3:** References labelled (Read Only) are calculation outputs based on input data and are protected against input as they contain complex formulas.

- Ref. 1:** "Site Name"
(Optional)
Enter the specific name or site identification for reference purposes if desired.
- Ref. 2:** "Antenna Type"
(Optional)
Enter the specific antenna type for reference purposes if desired.
- Ref. 3:** "Antenna Gain" (dBi)
(Required)
Enter the gain (in dBi) of the antenna, which will be installed at this site. This information is available and specified by the antenna manufacturer.
- Ref. 4:** "Transmission Line Type"
(Optional)
Enter the specific type of transmission line, which will be used to interconnect the radio transmitter / receiver to the antenna for reference purposes if desired.
- Ref. 5:** "Transmission Line Loss" (dB/100m)
(Required)
Enter the transmission line loss characteristics (in dB/100m) of the specific transmission line, which will be used to interconnect the radio transmitter / receiver to the antenna. This information is available from the transmission line manufacturer. *(Some examples have been provided at the end of this document in Annex-A.)*
- Ref. 6:** "Transmission Line Length" (m)
(Required)
Enter the specific length of transmission line (in metres), which will be used to interconnect the radio transmitter / receiver to the antenna.
- Ref. 7:** "Transmission Line Loss" (dB)
(Read Only)
This information is the calculation of the specific transmission line loss (in dB) as per specifications. It was calculated as follows:
- $$\text{Transmission Line Loss} = (T_{XL} \times L_{TX}) \div 100$$
- Where: T_{XL} = Transmission line length in metres.
 L_{TX} = Transmission Line Loss in dB/100m.
- Ref. 8:** "Connector Loss" (dB)
(Required)
Enter the sum of all expected connector losses which will be used to interconnect the radio transmitter / receiver to the antenna (in dB). This information is available and specified by the connector manufacturer. *(If unknown, a good "rule of thumb" to use at frequencies up to 3 GHz is 0.25 dB per connector.)*

Ref. 9:
(Required)

"Divider / Combiner Loss" (dB)

In the case where a system uses a divider or combiner to combine radios or divide power between two or more antennas, enter the specified loss of the specific device (in db). This information is available and specified by the specific device manufacturer.

Ref. 10:
(Required)

"Equipment Tolerances" (dB)

If there are other components, which will introduce losses between the radio equipment and antenna and/or if there are variances (+/-) in the equipment, enter the sum of all items (in dB) here. This information is available and specified by the component(s) manufacturers.

Ref. 11:
(Required)

"Path Length" (Km)

Enter the distance (in Km) between the two sites where the calculations are to be performed for.

Ref. 12:
(Required)

"Frequency" (GHz)

Enter the operating frequency of the radio equipment (in GHz). This is usually the centre frequency.

Ref. 13:
(Read Only)

"Free Space Attenuation" (dB)

This information is the calculation of the attenuation (in dB) between the two sites due to the propagation of the radio signal through free space. It was calculated as follows:

$$\text{Free Space Loss} = 92.4 + 20 \text{ LOG}(D) + 20 \text{ LOG}(F)$$

Where: **D** = Path Length in Km.
 F = Frequency in GHz.

Ref. 14:
(Required)

"Diffraction Loss" (dB)

If the path is diffracted or obstructed and the amount of attenuation is known, enter the value (in dB) here. If the path is a clear line of sight path with adequate fresnel zone clearance (60% F1), enter "0".

Ref. 15:
(Optional)

"Radio Type"

Enter the specific radio equipment type for reference purposes if desired.

Ref. 16:
(Required)

"Transmitter Power" (dBm)

Enter the output power (in dBm) of the radio's transmitter here. This information is available and specified by the radio manufacturer.

Ref. 17: "Free Space Receive Signal Level" (dBm)
(Read Only)

This information is the calculation of the signal level (in dBm), expected at the receiver's input. It was calculated as follows:

$$RSL_{FS} = (P_{TX} + G_{ANT}) - (L_{TX} + L_{CONN} + L_{D/C} + L_{EQ} + FSL + L_{DIFF})$$

Where:

RSL_{FS}	=	Free Space Receive Signal Level in dBm.
P_{TX}	=	Transmitter power in dBm.
G_{ANT}	=	Sum of the two antenna gains in dBi.
L_{TX}	=	Sum of the two transmission line losses in dB.
L_{CONN}	=	Sum of the all connector losses in dB.
L_{D/C}	=	Sum of all divider / combiner losses in dB.
L_{EQ}	=	Sum of all Equipment Tolerances in dB.
FSL	=	Free space attenuation in dB.
L_{DIFF}	=	Diffraction loss in dB.

Ref. 18: "Effective Isotropic Radiated Power (EIRP)" (dBm)
(Read Only)

This information is the calculation of the effective radiated power (over isotropic) of the site (in dBm) to the atmosphere and utilized for regulatory purposes. It was calculated as follows:

$$EIRP = (P_{TX} + G_{ANT}) - (L_{TX} + L_{CONN} + L_{D/C} + L_{EQ})$$

Where:

EIRP	=	Effective Isotropic Radiated Power in dBm.
P_{TX}	=	Transmitter power in dBm.
G_{ANT}	=	Antenna gain of the site in dBi.
L_{TX}	=	Transmission line losses of the site in dB.
L_{CON}	=	Connector losses of the site in dB.
L_{D/C}	=	Divider / combiner losses of the site in dB.
L_{EQ}	=	Equipment Tolerances in dB.

Ref. 19: "Receiver Threshold Criteria" (BER)
(Optional)

Enter the performance characteristics of the radio's receiver as a function of Bit Error Rate (BER) at the minimum desired level for reference purposes if desired.

Ref. 20: "Receiver Threshold Level" (dBm)
(Required)

Enter the threshold of the radio's receiver, which is specified at the desired threshold criteria indicated above (in dBm). This information is available and specified by the radio manufacturer.

Ref. 21: "Thermal Fade Margin" (dB)
(Read Only)

This information is the calculation of the difference between the Free Space Receive Signal Level and the Receiver Threshold Level (in dBm). In summary it is the amount by which the signal level can naturally degrade to (fade), due to variations in atmospheric conditions prior to the equipment operating below it's specified threshold

Ref. 22 - "Refractivity Gradient Below -100N/km" (PL) (%)
(Required)

Enter the amount of time (between 0 - 100 %) that the relative refractivity gradient is below -100(N/Km) for the geographic region. This is required for the availability calculations as per ITU-R P.530. *(For details on how to determine the value of PL (%), please refer to Annex-B.)*

**Ref. 23 -
(Required)**

"Site A Altitude" (AMSL) (m)

Enter the site altitude (Above Mean Sea Level) in metres. This is required to determine the path inclination and grazing angle required for the availability calculations as per ITU-R P.530.

**Ref. 24 -
(Required)**

"Site B Altitude" (AMSL) (m)

Enter the site altitude (Above Mean Sea Level) in metres. This is required to determine the path inclination and grazing angle required for the availability calculations as per ITU-R P.530.

**Ref. 25 -
(Required)**

"Site Latitude" (°N or °S)

Enter the site latitude in degrees. This is required for the availability calculations as per ITU-R P.530.

**Ref. 26 -
(Required)**

"Longitudinal Coefficient" (Clon) (dB)

This is a coefficient which is relative to the specific geographic location of the site and is referred to in dB's as follows:

For longitudes of North and South America, enter-	-3
For longitudes of Europe and Africa, enter	3
For all other longitudes, enter	0

This is required for the availability calculations as per ITU-R P.530.

**Ref. 27 -
(Required)**

"Site A Antenna Height" (AGL) (m)

Enter the height of the site A antenna (Above Ground Level) in metres. This is required to determine the path inclination and grazing angle required for the availability calculations as per ITU-R P.530.

**Ref. 28 -
(Required)**

"Site B Antenna Height" (AGL) (m)

Enter the height of the site B antenna (Above Ground Level) in metres. This is required to determine the path inclination and grazing angle required for the availability calculations as per ITU-R P.530.

**Ref. 29 -
(Read Only)**

"Worst Month Availability" (%)

This information is the percentage of time (in %) that the "Free Space Signal Level" is predicted to be above the "Receiver Threshold Level" during the worst month of fading for the site's geographic location. It was calculated as per ITU-R P.530.

**Ref. 30 -
(Read Only)**

"Worst Month Outage Time" (sec.)

This information is the amount of time (in sec.) that the "Free Space Signal Level" is predicted to be below "Receiver Threshold Level" during the worst month of fading for the site's geographic location. It was calculated as per ITU-R P.530.

**Ref. 31 -
(Read Only)**

"One Way Annual Availability" (%)

This information is the amount of time (in sec.) that the "Free Space Signal Level" is predicted to be below "Receiver Threshold Level" during the year for the site's geographic location. It was calculated as per ITU-R P.530.

Ref. 32 - "One Way Annual Outage Time" (sec.)
(Read Only)

This information is the amount of time (in sec.) that the "Free Space Signal Level" is predicted to be below "Receiver Threshold Level" during the year for the site's geographic location. It was calculated as per ITU-R P.530.

Annex- A

Typical Examples of Transmission Line Specifications

Transmission Line Type	Attenuation in dB / 100 m			
	2.45 GHz	2.55 GHz	3.55 GHz	5.55 GHz
LMR 400 Type	22.0	22.4	26.9	34.6
LMR 600 Type	14.4	14.7	17.8	23.2
LMR 1200 Type	7.4	7.5	9.2	N / A
3/8" Foam Type	19.0	19.5	23.6	30.6
½" Foam Type	12.0	12.2	14.8	19.2
7/8" Foam Type	6.9	7.0	8.6	N / A
1-1/4" Foam Type	5.0	5.2	N / A	N / A
1-5/8" Foam Type	4.2	N / A	N / A	N / A

Annex- B

Determining the Percentage of Time the Refractivity Gradient is Less Than -100 N/km

The percentage of time the refractivity gradient is less than -100 N/km (*PL in the Link_Calc.xls worksheet, reference cell # 22*) is dependent on geographic region and is determined as follows:

1 - For Latitudes greater than 60° N or 60° S

Based on the geographic location, review the attached Refractivity Gradient maps for the months of **"May and August only"**, take the highest value the -100 N/km gradient is exceeded for the location of the link and use this value as **"PL"** in the Link_Calc.xls worksheet, Ref. 22.

2 - For Latitudes less than 60° N or 60° S:

Based on the geographic location, review **"ALL 4"** attached Refractivity Gradient maps which are seasonally representative, take the highest value the -100 N/km gradient is exceeded for the location of the link and use this value as **"PL"** in the Link_Calc.xls worksheet, Ref. 22.

MINI-LINK™ E

Medium capacity microwave solution



Ericsson's medium capacity point-to-point microwave solution, MINI-LINK E, fits any application where flexible, reliable and rapidly installed transmission is required, for instance fixed and mobile telecom networks. Other examples of usage are satisfying private communication network transmission needs, such as for oil and energy companies as well as municipalities building their own internal communication networks. The MINI-LINK E solution provides 10/100 BASE-T interfaces for LAN connections and W-LAN backhaul, as well as E1 interfaces.

Key benefits

- High reliability and reduced cost of ownership
- Fast network roll-out, easy-to-install and configure
- Efficient usage of spectrum

System overview

The system comprises an indoor unit (IDU) and an outdoor unit (ODU). The units are connected by a single coaxial cable carrying traffic and DC supply. The IDU holds traffic, modem, service and switching functions while the ODU, which comprises a radio unit and antenna, transmits and receives radio signals.

MINI-LINK E comprises two different indoor concepts: Classic and Traffic Node. The Classic concept, the proven indoor solution for medium capacity radio terminals, is usually used for end-site configurations. Traffic Node, a new indoor concept providing cost-effective and intelligent functionality for cross-connection, multiplexing and protection of traffic, is the innovative platform for the next generation MINI-LINK networks, available today.

A wide range of antennas allows optimal efficiency for each link, combining high performance with minimum outdoor visibility. Terminals can be configured as unprotected (1+0) or protected (1+1), employing space and frequency diversity. The unique MINI-LINK E integrated power splitter for protected configurations makes it possible to install two radio units directly to one antenna, without using separate wave guides.

The unique All Outdoor solution

MINI-LINK E configured in the All Outdoor version enables all equipment to be installed outdoors, saving site space and rent as well as installation time.

Improved spectrum efficiency

For optimal utilization of the available spectrum, MINI-LINK E terminals are available with two different modulation schemes, C-QPSK and 16 QAM. This flexibility makes it possible to balance spectrum and power efficiency for each link.

Network management

MINI-LINK Manager is a powerful network element manager for centralized operation and maintenance of all microwave radio equipment supplied by Ericsson. It can be used as a stand-alone system, or integrated in a higher level network management environment using a standardized SNMP interface.

Technical data

Frequency (GHz)	7	8	13	15	18	23	26	28	32	38
C-QPSK										
RF output power (dBm)	+21/28	+20/26	+18/23	+18/25	+17/24	+20/23	+10/18	+16/20	+17	+17
Receiver threshold (dBm), BER 10 ⁻³										
2x2 Mbit/s	-95	-95	-94	-94	-95	-94	-94	-93	-92	-92
4x2 Mbit/s	-92	-92	-91	-91	-92	-91	-91	-90	-89	-89
2x8 and 8x2 Mbit/s	-89	-89	-88	-88	-89	-88	-88	-87	-86	-86
34+2 and 17x2 Mbit/s	-86	-86	-85	-85	-86	-85	-85	-84	-83	-83
16 QAM										
RF output power (dBm)	+24	+24	-	+18	+18	+18	+18	+17	+17	+14
Receiver threshold (dBm), BER 10 ⁻³										
2x8 and 8x2 Mbit/s	-87	-87	-	-86	-86	-86	-86	-85	-84	-83
34+2 and 17x2 Mbit/s	-84	-84	-	-83	-83	-83	-83	-82	-81	-80
Channel spacing	2x2		4x2		2x8 and 8x2		34+2 and 17x2			
C-QPSK	3.5 MHz		7 MHz		14 MHz		28 MHz			
16 QAM	-		-		7 MHz		14 MHz			
ATPC range (18 and 28 GHz)	15 dB									
Frequency stability	± 10 ppm									
Integrated power splitters	are available in symmetrical and asymmetrical versions									
Traffic interfaces	ITU-T Rec G.703 balanced or unbalanced, Ethernet 10/100BaseT(x)									
Power supply	24-60 V DC nominal									
Power consumption	30-100 W (depending on configuration)									
Antennas	0.2/0.3/0.6/1.2/1.8 m compact antennas for integrated and separate installation 2.4/3.0/3.7 m antennas for separate installation									
Weights and dimensions (HxWxD)										
Radio unit integrated with a compact antenna 0.2/0.3/0.6 m	7.0/10.1/14.7 kg		321x266x171/382x382x255/635x635x370 mm							
Access module (fully equipped) 1U/2U/4U (19") 6p 20p	3.7/9.4/16.3 kg		43x483x280/88x483x280/176x483x280 mm 132x448x240 mm (including fan) 444x448x240 mm (including fan)							
Operational temperature	-50°C to +60°C (outdoor, full functionality)					-20°C to +60°C (indoor, full functionality)				
Standards and recommendations	CEN/CENELEC, ETSI, ITU, IEC, IEEE									

Ericsson AB

Transmission & Transport Networks
SE-431 84 Mölndal, Sweden
Telephone +46 31 747 00 00
Fax +46 31 27 72 25
www.ericsson.com

EN/LZT 110 423 R8
© Ericsson AB 2003

All technical data is typical and is
subject to change without notice

FibeAir™ 1500I/1528I

Fast Ethernet Radio

NEW

Fast
Ethernet

Features

6 - 3 8 G H Z

- Provides Fast Ethernet + 8xE1
- Operates in the millimetric wave frequencies of 6-38 GHz
- 16 and 128 QAM modulation schemes
- Automatic TX power control
- Full throughput at any packet size
- (1+0) or protected (1+1) configuration
- Additional 2 Mbps wayside channel and 64 Kbps user channel
- Compact, easy to deploy, and fully software configurable
- Complies with FCC, ETSI, ITU-R, ITU-T, and IEEE
- CeraView® Java-based SNMP element manager and PolyView™ open interface network management applications



Description

The FibeAir™ 1500I/1528I Digital Radio system offers compact, easy to deploy, and cost-effective LAN-to-LAN and PBX connectivity for campus networks, large enterprises, and metro last mile access. The system provides full throughput, full-duplex Fast Ethernet (100 Mbps) connectivity with 8xE1 ports for TDM based information.

The FibeAir 1500I/1528I system uses advanced technologies to efficiently transport Fast Ethernet and telephony payloads with fiber-like quality. Forward Error Correction (FEC) and powerful Digital Signal Processors (DSP) are implemented in the design to ensure low residual BER ($<10^{-13}$) and high system performance in all weather conditions.

FibeAir 1500I/1528I operates in the 6-38 GHz frequency bands and provides Fast Ethernet, 8xE1 ports, a 2 Mbps wayside channel port (supports Ethernet (10BaseT) or E1 connections) and a 64 Kbps user channel.

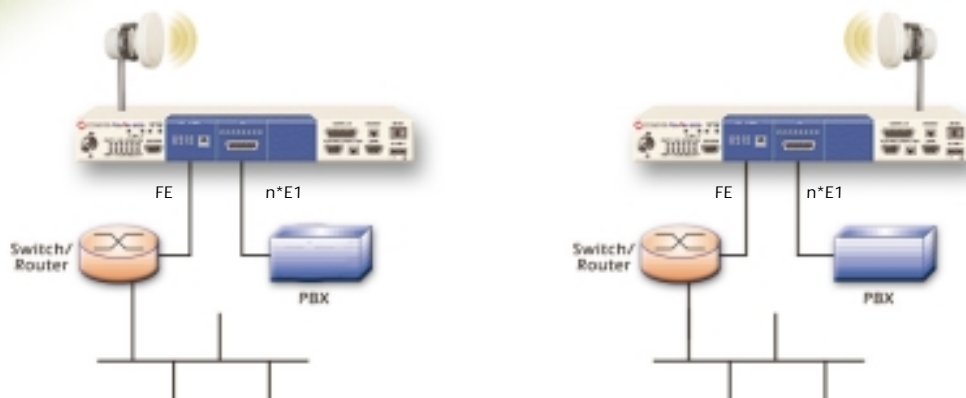
In a FibeAir 1500I/1528I protected (1+1) configuration, two radios are connected to provide redundancy using the same frequency channel.

An affordable solution for private/public network designers, the FibeAir 1500I/1528I system is the ultimate building block for wireless IP networks.



FIBeAir™ 1500I/1528I

Technical Specifications



GENERAL	6 GHz	7/8 GHz	11 GHz	13 GHz	15 GHz	18 GHz	23 GHz	26 GHz	28 GHz	32 GHz	38 GHz
Standards	FCC/ETSI	ETSI	FCC/ETSI	ETSI	ETSI	FCC/ETSI	FCC/ETSI	ETSI	FCC/ETSI/Canada	ETSI	ETSI
Operating Frequency Range (GHz)	5.925-6.425 6.425-7.1	7.1-8.5	10.7-11.7	12.75-13.25	14.5-15.35	17.7-19.7	21.2-23.6	24.5-26.5	LMDS, A1, A2, B, LMCS, ETSI	31.8-33.4	37-38.4, 38.6-40/ 37-39.5
Tx/Rx Spacing (MHz)	240, 252.04, 260, 266, 340	119, 154, 161, 245, 311.32 168, 182, 196, 266	500/530, 520, 490	266	315/420/728	1560/1010/ 1120	1200/1232/ 1008/600	1008	350-500/1008	812	700/1260/ 1000
Channel Spacing 16 QAM (MHz)	28/40	28/29.65	28/30/40	28	28	50/55/80 40/27.5	50/56 30/28	56 28	50/56 28	28	50/56 28
Capacity	Fast Ethernet + 8E1										
Modulation Type	16 QAM/128 QAM										
Frequency Stability	+/- 0.001% (128QAM) +/- 0.0005% (16QAM)										
Frequency Source	Synthesizer										
RF Channel Selection	Via NMS										
System Configurations	Non-Protected (1+0), Protected (1+1)										

RADIO	6 GHz	7/8 GHz	11 GHz	13 GHz	15 GHz	18 GHz	23 GHz	26 GHz	28 GHz	32 GHz	38 GHz
Tx Power 16/128 QAM (dBm)	- /26	- /24	- /20	- /18	- /18	20/17	20/17	20/17	20/17	17/15	15 /15
Tx Range 16/128 QAM	30/25 dB										
Auto Tx Control (ATPC) 16/128 QAM	30/25 dB										
Rx Sensitivity (BER=10 ⁻⁶) 16/128 QAM (dBm)	- /-68	- /-68	- /-68	- /-68	- /-68	-73/-68	-72/-67	-72/-67	-72/-67	- /-67	-70/-66
Rx Overload	Better than -20 dBm (128 QAM) /Better than -15dBm (16QAM)										
Unfaded BER	Better than 10 ⁻¹³										

ANTENNA	6 GHz	7/8 GHz	11 GHz	13 GHz	15 GHz	18 GHz	23 GHz	26 GHz	28 GHz	32 GHz	38 GHz
1 Ft Gain (dBi)	—	—	—	29.2	31.9	33.5	35	36	36.6	37	39
2 Ft Gain (dBi)	—	30.1	—	35.5	36.6	38.5	40	41	41.5	42	44
3 Ft Gain (dBi)	—	—	—	37.8	38.9	42	43.5	44.5	—	—	—
4/6 Ft Gain (dBi)	39.3	36.4/40.2	40.5/43.6	41.5/45	42.6/46	44.5/48	46/49.5	47/-	—	—	—
8 Ft Gain (dBi)	41.9	42.9	—	—	—	—	—	—	—	—	—
10 Ft Gain (dBi)	43.3	44.8	—	—	—	—	—	—	—	—	—
12 Ft Gain (dBi)	45.2	46.3	—	—	—	—	—	—	—	—	—
15 Ft Gain (dBi)	46.9	48.2	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Polarization	Vertical or Horizontal										
Std Mounting OD Pole	48 mm - 114 mm/1.9" - 4.5" (Subject to vendor and antenna size)										

All specifications are subject to change without notice. This document contains confidential and proprietary information of Ceragon Networks Ltd.



Corporate Headquarters
Ceragon Networks Ltd.
24 Raoul Wallenberg Street, Tel Aviv 69719, Israel
Tel: +972-3-645-5733, Fax: +972-3-645-5499
E-mail: info@ceragon.com
www.ceragon.com

Ceragon Networks, Inc.
777 Corporate Drive, Mahwah, NJ 07430, USA
Tel: +1-877-FIBEAIR, Fax: +1-201-529-4559
info@ceragon.com

Ceragon Networks (UK) Limited
4 Oak Tree Park, Burnt Meadow Road,
North Moons Moat, Redditch, Worcestershire B98 9NZ, UK
Tel: +44-(0)-1527-591900, Fax: +44-(0)-1527-591903
infoeuro@ceragon.com



5.8 GHz jerarquía digital NA o CEPT

Aurora™ 5800

radio digital

punto-a-punto de

Espectro Disperso



El Aurora™ pertenece a una familia de radios microondas digitales punto-a-punto que emplea la técnica de espectro disperso. Estos radios permiten la implementación de servicios de comunicaciones inalámbricas de 1xE1/T1 a 2xE1/T1, así como de Puentes Remotos para redes LAN (10Base-T); a distancias típicas en línea visual de hasta 50 Km (30 mi). El Aurora™ opera en las bandas ISM de 5.8 GHz y, por consiguiente, en la mayoría de los casos, estos radios evitan el lento y costoso proceso de coordinación de frecuencias y obtención de licencias. El Aurora™ proporciona la interconexión inalámbrica ideal para los sistemas de acceso privado, servicios de acceso a Internet, Puentes Remotos para redes LAN/WAN, sistemas celulares y PCS/PCN.

Una conexión opcional 10Base-T, la cual reemplaza un interfaz de telefonía, sirve como puente de nivel 2 para redes LAN de hasta 10,000 direcciones MAC. Sin necesidad de las instrucciones de ningún operador, el Aurora™ aprende a transportar solamente aquellos paquetes que han sido direccionados entre las redes LAN que están conectadas, retransmitiendo automáticamente los paquetes corruptos utilizando el protocolo HDLC, con objeto de maximizar la integridad de los datos.

Este radio reduce los costos de instalación y mantenimiento debido a que está constituido por una sola unidad liviana y compacta que puede ser instalada bajo techo en un solo espacio de bastidor, en superficie plana, o como parte integrante de una estación base. El CIT (Herramienta de Interfaz Craft) incorporado permite al software del Aurora™ ajustar la potencia de salida del transmisor, la secuencia de códigos de dispersión, o la frecuencia central del radio, a fin de optimizar su operación en una trayectoria dada.

Adicionalmente, el Aurora™ 5800 proporciona un canal de servicio de voz/datos y un canal para sistemas de gestión de redes, el cual es compatible con el Administrador de Elementos FarScan™ de Harris, o con cualquier Administrador SNMP.

La familia Aurora™ de radios digitales de espectro disperso permitirá a su empresa mantener una posición de liderazgo; mediante el despliegue rápido de dichos radios, de forma fiable y a un coste mínimo. Por otra parte, el Aurora™ hace que la recuperación de la inversión sea muy superior a la obtenida con el arrendamiento de líneas u otros radios similares.

soluciones para el siguiente nivel



Características Generales

Rango de Frecuencia: 5725 - 5850 MHz

Capacidad Digital:
1xE1 ó 2xE1 (E1: 2.048 Mbit/s) 1xT1 ó 2xT1 (T1: 1.544 Mbit/s)

Alcance Máximo: Hasta 50 Km (30 mi.) en línea visual

Ancho de Banda del Canal RF:
18 MHz, 1xE1/T1 30 MHz, 2xE1/T1

Modulación: DQPSK (Modulación por Desplazamiento Diferencial de Fase en Cuadratura)

Codificación:
Secuencia Directa; códigos seleccionables por software

Identificación FCC: BCK9GKAUR5801T1-1
BCK9GKAUR5802T1-1

Estabilidad de Frecuencia: 0.0006%

Características del Sistema

Ganancia del Sistema: *Típico, BER ≤ 1x10⁻³*
1xE1/T1; 109 dB 2xE1/T1; 107 dB

Plan de Frecuencia:

1xE1/T1;	Par A	5,735 y 5,800 MHz
	Par B	5,755 y 5,820 MHz
	Par C	5,775 y 5,840 MHz
2xT1/E1;	Par A	5,741 y 5,803 MHz
	Par B	5,772 y 5,834 MHz

Retardo en Transmisión: Solamente el Radio; 50 us, máx.

Tiempo de Adquisición: ≤ 50 ms

Margen de Desvanecimiento Dispersivo:
Típico, BER ≤ 1x10⁻³ Mejor que 60 dB

Características del Transmisor

Potencia de Salida: Ajustable por software +18.5 dBm, máx (+10 dBm, mín.)

Características del Receptor

Coefficiente de Ruido: 7 dB típico en el puerto de la antena

Nivel de Recepción Máximo: -20 dBm libre de errores, -10 dBm sin daño

Umbral:

1E1/T1:Punto de Interrupción del Servicio;
(BER ≤ 1x10³) -89 dBm (-90 dBm, típico)

1E1/T1:Punto de Operación;
(BER ≤ 1x10⁶) -87 dBm (-88 dBm, típico)

2E1/T1:Punto de Interrupción del Servicio;
(BER ≤ 1x10³) -87 dBm (-88 dBm, típico)

2E1/T1:Punto de Operación;
(BER ≤ 1x10⁶) -85 dBm (-86 dBm, típico)

Puente Remoto para red LAN opcional:
Memoria intermedia (buffer) para direcciones MAC = 10,000



Aurora™ 5800 Radio Digital de Espectro Disperso. Fuente de CA. (vista posterior)

Interfaz Digital de Datos

Interfaz Digital:
E1; CEPT-1 Cumple con ITU-T G.703, G.823
T1; DSX-1 Cumple con ITU-T G.703, G.824, AT&T Pub 62411,
Bellcore TR-TSY-000499

Conectores:
E1; No Balanceado; 75 ohmios, BNC
Balanceado; 120 ohmios, RJ-48C
T1; Balanceado; 100 ohmios, RJ-48C
Puente Remoto para redes LAN; RJ45 (10Base-T) opcional

Codificación de Línea:
E1; HDB3 ó AMI, seleccionable T1; AMI o B8ZS, seleccionable

Controles, Indicadores & Diagnósticos

Puerto CIT:
RS-232 DTE, DB-9, Hembra (Configuración programable)

Puerto del canal de Voz: 2-Hilos, RJ11

Puerto de Datos Asíncronos: RS-232, DB-15, Hembra

Diodos Emisores de Luz (LEDs) del Panel Frontal: Fuente de Alimentación (*verde*); Alarma de la potencia de (XMT) Transmisión (*rojo*); Alarma de sincronización de la (RCV) Recepción (*rojo*)

Puntos de Prueba:
RSSI (Indicador de Nivel de la Señal de Recepción), GND (tierra)

Sistema Integrado de Diagnósticos: LOS, AIS, alarma de sincronización del sintetizador de la RCV, estado de la RCV, alarma de sincronización del sintetizador de la XMT, estado de la potencia de XMT

Puerto de Alarmas: DE9, Macho (potencia de transmisión, sincronización de recepción, alarmas del relé de estado sólido)

Gestión de redes: Harris SCAN y Agente Proxy SNMP

Fuentes de Alimentación, Características Físicas y Condiciones Ambientales

Fuente de CA: 95 a 250 Voltios, 50/60 Hz; Aprobado por UL

Fuente de CD: ±21 a 60 Voltios opcional

Consumo de Energía: 30 Vatios, máx.

Temperatura: Operacional: 0° C a +50° C
Almacenamiento: -40° C a +70° C

Humedad: 95% sin condensación

Altitud: 4,572 m (15,000 pies) Sobre el nivel medio del mar

Dimensiones: Montaje superficial o en bastidor EIA de 480 mm (19")

Altura	Anchura	Profundidad
50 mm	430 mm	275 mm
1.75 pulgs.	17 pulgs.	10.2 pulgs.

Peso: 3.5 kg (7.7 lbs.)

Conector de la Antena: Hembra tipo "N"

Distancia Típica*

*Con antena direccional de 0.6 m (2 pies); ganancia de 28.5 dBi
Hasta 50 Km (30 mi.)



soluciones para el siguiente nivel

Microwave Communications Division | 350 Twin Dolphin Drive | Redwood Shores, California USA 94065-1421
Teléfono 1-800-4-HARRIS ext. 3207 (en América del Norte) 1-321-727-9207 ext.3207 (fuera de América del Norte)
www.harris.com

The new SMART SRXRF-PS amplifier contains all the features of our very popular RXR series of continuous duty power amplifiers. However, this new SMART unit has added features such as Controlled Output Level, Amplifier Protection, Local Failure Monitoring, and Outputs for Remote Monitoring. As with the RXR series, this amplifier will accept any TPL amplifier from VHF low band through 960 MHz, with output levels of up to 125 Watts. The unit uses 7" of vertical rack space and is designed for installation into a cabinet leaving sufficient room for airflow with the door closed. These amplifiers have a circuit breaker/on-off switch and five LED indicators, conveniently located on the front panel. Also, they are supplied with a self contained switching power supply. This is the most versatile unit of its type on the market today.

RF Power Amplifiers



SMART SRXRF-PS

TPL
COMMUNICATIONS
Employee Owned Company

Specifications

Power Input	Standard TPL amplifier input levels, optional to 10mW or less.
Power Output	50-125 Watts, ALC controlled and adjustable.
Frequencies	VHF Low Band, VHF High Band, 220 MHz, UHF, 700-960 MHz.
Mode	FM/CW (linear available in some models).
Voltage	120 or 240 VAC.
Current	1-4 Amps AC.
Harmonic Attenuation	Exceeds FCC specifications.
RF Connectors	Type N, 50 Ohms.
Operating Temperature	-30° to +50° degrees C.
Duty Cycle	Continuous (100%).
Weight	14 lbs.
Configuration	19" W x 7" H x 8" D.

Features

- Feedback Controlled Output Level.
- VSWR and Over Temperature Protection.
- Local Failure Monitoring.
- Outputs for Remote Monitoring.
- Indicator lights for:
 - AC ON
 - DC ON
 - RF IN
 - VSWR (power reduction)
 - LOW POWER
 - OVER TEMPERATURE (power reduction).
- Cooling fan for continuous duty operation.
- Accommodates all bands from 35 to 960 MHz.
- Repeater or base station operation (with receive bypass relay option) 19" rack mountable configuration.
- Front panel circuit breaker/on-off switch.
- Flat front panel allows for cabinet door closure.
- Cost effective design.



Back View

3370 San Fernando Road, #206 • Los Angeles, CA 90065-1437
(323) 256-3000 • (800) HI POWER • FAX (323) 254-3210
Email: sales@tplcom.com • www.tplcom.com
Specifications subject to change without notice.