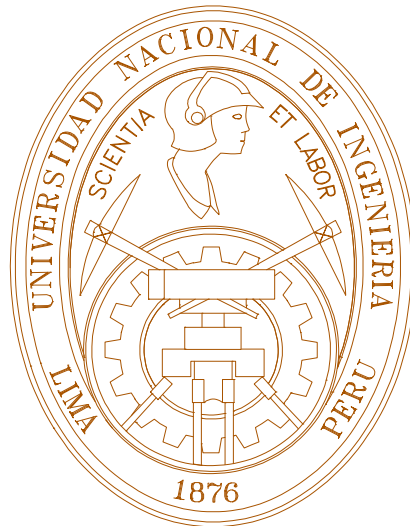


# **UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERIA**

**FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA Y ELECTRONICA**



## **DISEÑO DE UN SISTEMA WiMAX PARA UNA ZONA RURAL**

**TESIS**

**PARA OPTAR EL TÍTULO PROFESIONAL DE:  
INGENIERO ELECTRONICO**

**PRESENTADO POR:  
ARMANDO ALBERTO CAJAHUARINGA CAMACO**

**PROMOCIÓN 1982-I**

**LIMA-PERÚ  
2009**

## SUMARIO

La presente tesis tiene como objetivo diseñar un sistema basado en las tecnologías SDH y WiMAX para la zona rural de la provincia de Huarochirí del departamento de Lima, que permita brindar un servicio triple play: voz (VoIP), data (Internet) y CATV y/o vídeo por demanda (VoD), para permitir a los pobladores de la zona el acceso a las tecnologías de la información.

Considerando que las características de las zonas rurales son la baja densidad poblacional, geografía accidentada y poblaciones separadas entre sí; los sistemas cableados tradicionales (como xDSL) empleadas en zonas urbanas no son adecuadas para las zonas rurales, por lo que se hará uso de la tecnología WiMAX que permite el uso de modernas y eficientes técnicas de modulación digital, como OFDMA, control de la potencia, la Transformada Discreta de Fourier y su inversa, control y formación del ancho de haz de una antena; para implementar un sistema de comunicación en una zona rural que brinde los servicios de triple play de modo eficiente.

Tomando en consideración que en el distrito de Huarochirí es inminente la implementación de un centro de servicios de voz, video y data, se realizará el diseño de una red troncal y una red secundaria de comunicación inalámbrica, que contemplará la mejor ubicación geográfica de las estaciones repetidoras, de las estaciones de la red de acceso secundarias, cálculo de los radio enlaces y una estimación de la capacidad del ancho de banda de la red adecuada para brindar el servicio de triple play.

Para los cálculos de los radioenlaces y las áreas de cobertura se usará software. Para el sistema WiMAX se usará bandas de frecuencias no licenciadas para las conexiones PmP (punto a multipunto) y bandas licenciadas para las conexiones PaP (punto a punto) y. Para el sistema troncal se usa un sistema SDH (Jerarquía Digital Síncrona). Finalmente, se hará una estimación económica de los costos del proyecto.

A mi madre y a mi querida esposa  
Josefina Sandon, por sus apoyos  
incondicionales y permanentes para  
la culminación de mi Tesis y mi  
desarrollo profesional.

# DISEÑO DE UN SISTEMA WiMAX PARA UNA ZONA RURAL

## INDICE

	<b>Página</b>
<b>PROLOGO</b>	1
<b>CAPITULO I</b>	
<b>TEORÍA DE LAS TELECOMUNICACIONES</b>	4
1.1 Interpretación geométrica de señales	4
1.1.1 Energía de la forma de onda	9
1.1.2 Método de ortogonalización de Gram-Schmidt	10
1.1.3 Representación de ruido blanco con un sistema de señales ortogonales	12
1.1.4 Coeficiente de correlación – Relación con la distancia	12
1.2 Técnicas de modulación digital pasabanda	13
1.2.1 Detección de señales	14
1.2.2 Señales M-arias ortogonales	14
1.2.3 Ejemplos de Señales Ortogonales	15
1.2.3.1 Multiple Frequency Shift Keying (MFSK)	15
1.2.3.2 Señales biortogonales	16
1.2.3.3 Señales antipodales	16
1.2.3.4 Señales basadas en funciones en cuadratura	16
1.3 Conceptos generales de la modulación digital	18
1.3.1 Los niveles de la modulación	18
1.3.2 Técnica de representación de los estados modulados	20
1.3.3 La región de decisión	22
1.4 Factores que influyen en la elección de la modulación digital	23
1.5 Modulación de fase (PSK)	26
1.6 Codificación por desplazamiento de fase en cuadratura (QPSK o 4 PSK)	28
1.7 Modulación de amplitud en cuadratura (QAM)	30
1.8 Aplicaciones de los esquemas de modulación digital	34

## **CAPITULO II**

<b>INTRODUCCIÓN A WiMAX</b>	<b>38</b>
2.1 Descripción general de WiMAX o IEEE 802.16	38
2.2 Características principales	41
2.2.1 En la capa física	42
2.2.2 En la capa MAC	43
2.2.3 Descripción a nivel físico	44
2.2.4 Slot y estructura de trama	44
2.2.5 Multiplexación por división de frecuencias ortogonales	48
2.2.6 Modulación y codificación adaptativa	52
2.2.7 Técnicas de múltiples antenas	59
2.3 Descripción a nivel de MAC	63
2.4 Consideraciones generales del funcionamiento de sistemas digitales	65
2.4.1 Funcionamiento del sistema digital de comunicaciones	67
2.4.2 Esquema general	67
2.4.3 Transmisor	68
2.4.3.1 Dominio de la frecuencia	68
2.4.3.2 Paso del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo	70
2.4.3.3 Dominio del tiempo	71
<b>CAPITULO III</b>	
<b>PROPAGACION</b>	<b>74</b>
3.1 Modelos de Propagación	74
3.1.1 LOS (Line of Sight)	74
3.1.2 NLOS (Non Line Of Sight)	75
3.2 Conceptos de comunicaciones inalámbricas móviles	76
3.2.1 Reuso de frecuencias y formación de cluster	77
3.2.2 Handover	78
3.2.3 Interferencia e interferencia co-canal	79
3.2.4 Sistemas limitados por: rango, interferencia y capacidad	80
3.2.5 Sitio, celda, sector y TRX	81
3.2.6 Sensibilidad y Noise Figure	81

3.3	Propagación para comunicaciones móviles	82
3.3.1	Pérdidas de propagación	84
3.3.2	Modelo de Okumura-Hata	87
3.3.3	Desvanecimientos lentos	88
3.3.4	Desvanecimientos rápidos	90
3.3.5	Estadísticas de la envolvente de la señal recibida	96
3.3.6	Efecto Doppler	98
3.3.7	Banda estrecha y banda ancha	99
3.3.8	Clasificación de entornos	104
3.3.8.1	Entornos de exteriores urbanos y suburbanos	105
3.3.8.2	Entornos exteriores rurales llanos	105
3.3.8.3	Entornos exteriores montañosos	105
3.3.8.4	Entornos de interiores	106
3.3.9	Cobertura	106
3.4	Cálculo de un radioenlace	110
3.4.1	Calculo de la altura de las antenas	110
3.4.2	Cálculo del margen de desvanecimiento	111
3.4.3	Cálculo de los efectos de la interferencia	112
3.4.4	Efectos del desvanecimiento por caminos múltiples	113
3.4.5	Objetivos proporcionales del ITU-R	115
3.4.6	Calidad de corte por lluvia	115
3.4.7	Cálculo de corte por falla del equipo	116
<b>CAPITULO IV</b>		
<b>COMPARACION TÉCNICA ENTRE LAS TECNOLOGÍAS DE COMUNICACIÓN</b>		118
4.1	Comparación técnica entre las tecnologías móviles	118
4.1.1	Familia 3GPP2	118
4.1.2	Familia 3GPP	119
4.2	Comparación técnica entre las tecnologías fijas	120
4.2.1	Tecnologías fijas inalámbricas	120
4.2.2	Tecnologías fijas cableadas	121

4.3	Otras comparaciones técnicas	122
4.3.1	Comparación de sistemas móviles y WiMAX móvil	122
4.3.2	Comparación de WiMAX fijo y móvil	124
4.3.2.1	WiMAX fijo	124
4.3.2.2	WiMAX Móvil	125
4.4	Comparación de las arquitecturas de los sistemas celulares	126
4.4.1	Comparación de los sistemas celulares por generaciones	126
4.4.2	Comparación de las arquitecturas de los sistemas inalámbricos 802.11, 802.16 y 3G	127
4.5	Fundamentos de redes triple play con acceso IP de banda ancha	127
4.5.1	Consideraciones sobre la infraestructura para triple play	130
4.5.2	Soluciones inalámbricas para servicios de Internet y teléfono en zonas rurales	131
4.6	Las problemática de las comunicaciones en las zonas rurales del Perú	132
4.7	Área rural para implementar un sistema WiMAX	134
4.7.1	Datos geográficos	134
4.7.1.1	Localización	134
4.7.1.2	Límites	135
4.7.1.3	División política	135
4.7.2	Coordenadas geográficas de algunos distritos	136
4.7.3	Datos estadísticos de la pobreza	137
<b>CAPITULO IV</b>		
<b>INGENIERÍA DEL PROYECTO</b>		140
5.1	Arquitectura de una red inalámbrica	140
5.2	Criterios de diseño	141
5.3	Topología de la red	144
5.3.1	Topología inicial	144
5.3.2	Topología final	146
5.4	Esquema de conexionado del equipamiento	148
5.4.1	Equipamiento de la red elegida	148

5.4.1.1	Equipamiento en REP4	148
5.4.1.2	Equipamiento en REP3	149
5.4.1.3	Equipamiento en REP2, HREP3 y HREP2	149
5.4.1.4	Equipamiento en REP1	150
5.4.1.5	Equipamiento en HREP1	150
5.4.1.6	Equipamiento en Santo Domingo rep1 y LangaRep	151
5.4.2	LOS de la red troncal	151
5.4.3	LOS de la red de acceso	153
5.4.4	Interfaces de control	155
5.4.5	Configuración previa de los equipos	157
5.5	Tecnologías utilizadas	160
5.5.1	Radioenlace	160
5.5.2	WiMAX	164
5.6	Cálculo de los radioenlaces	167
5.6.1	Cálculos de las claridades de la red troncal	167
5.6.1.1	Cálculos de la claridad entre HREP1 y HREP2	171
5.6.1.2	Cálculos de la claridad entre HREP2 y HREP3	172
5.6.1.3	Cálculos de la claridad entre HREP3 y REP1	173
5.6.1.4	Cálculos de la claridad entre REP1 y REP2	174
5.6.1.5	Cálculos de la claridad entre REP2 y REP3	175
5.6.1.6	Cálculos de la claridad entre REP3 y REP4	176
5.7	Análisis de tráfico	177
5.7.1	Tráfico de voz	177
5.7.2	Tráfico de vídeo	178
5.7.3	Tráfico de datos	179
5.7.4	Demanda de ancho de banda total	180
5.8	Distribución de las frecuencias	181
5.9	Sistema de energía solar para la red	182
5.9.1	Dimensionado	182
5.9.2	Cálculos del número de módulos y baterías	183
5.9.3	Equipamiento para la energía solar	184



5.10	Costos del proyecto	185
5.10.1	Costos del hardware del sistema de comunicación	185
5.10.2	Costos del equipamiento electromecánico y obras civiles	186
5.10.3	Costos de la dirección técnica y de la mano de obra calificada	187
5.10.4	Costo total	188
5.11	Cronograma de tiempos para la ejecución del proyecto	188
	<b>CONCLUSIONES</b>	189
	<b>ANEXO A</b>	
	<b>CARACTERISTICAS TECNICAS DE LAS ANTENAS PARA LAS REPETIDORAS DE LA RED TRONCAL</b>	
	<b>ANEXO B</b>	
	<b>CARACTERISTICAS DEL EQUIPO PDH/SDH AL PLUS 2 PARA LAS REPETIDORAS DE LA RED TRONCAL</b>	
	<b>ANEXO C</b>	
	<b>CARACTERISTICAS TECNICAS DE BreezeACCSES VL SU-I</b>	
	<b>ANEXO D</b>	
	<b>CARACTERISTICAS TECNICAS DE ACCSSES UNIT (AU)</b>	
	<b>ANEXO E</b>	
	<b>BASE UNIT &amp; REMOTE BRIDGE</b>	
	<b>BIBLIOGRAFIA</b>	221

## PROLOGO

La presente tesis tiene como objetivo diseñar un sistema basado en la tecnología SDH y WiMAX para la zona rural de la provincia de Huarochirí del departamento de Lima, que permita brindar un servicio triple play: voz (VoIP), data (Internet) y CATV o vídeo por demanda (VoD), para permitir a los pobladores de la zona el acceso a la tecnología de la información.

La provincia de Huarochirí, con su capital Matucana, se encuentra ubicada en la parte central y oriental del departamento de Lima y su extensión territorial es de 5657,9 Km<sup>2</sup>. Su territorio comprende los pisos ecológicos de Yunga, Quechua, Suni, Puna y Janca o Cordillera.

Huarochirí está conformada por 32 distritos de los cuales mencionaremos los que están involucrados en la tesis: Antioquia, Huarochirí, Langa, Mariatana y Santo Domingo de los Olleros.

Considerando que las características de las zonas rurales son la baja densidad poblacional, geografía accidentada y poblaciones separadas entre sí; los sistemas cableados tradicionales (como xDSL) empleadas en zonas urbanas no son adecuadas para las zonas rurales, por lo que se hará uso de la tecnología WiMAX que permite el uso de modernas y eficientes técnicas de modulación digital, como OFDMA, control de la potencia, la Transformada de Fourier Discreta y su inversa, control y formación del ancho de haz de una antena; para implementar un sistema de comunicación en una zona rural que brinde los servicios de triple play de modo eficiente.

Tomando en consideración que en el distrito de Huarochirí se implemente un centro de servicios de voz, video y data, se realizará el diseño de una red troncal y una red secundaria de comunicación inalámbrica, que contemplará la mejor ubicación geográfica de las estaciones repetidoras, de las estaciones de la red de acceso secundarias, cálculo de los radio enlaces y una estimación de la capacidad del ancho de banda de la red adecuada para brindar el servicio de triple play.

Para su ejecución, la presente tesis se organizó en 5 capítulos y 4 anexos.

En el Capítulo I, Teoría de las telecomunicaciones, se explica en forma resumida el modelamiento de las señales empleadas en telecomunicaciones, se presentan conceptos generales sobre la modulación digital, se indican los factores que influyen en la elección de la modulación digital, se expone las modulaciones más usuales en las comunicaciones inalámbricas, tales como QPSK, PSK, QAM y se dan algunas aplicaciones de los esquemas de modulación digital.

En el Capítulo II, Introducción a WiMAX, se empieza dando una descripción general de WiMAX, se aborda las características principales de la tecnología inalámbrica WiMAX, se menciona el método de acceso y de contienda en la capa MAC y se finaliza describiendo el funcionamiento de un equipo, en el dominio del tiempo y frecuencia, que trabaja en redes WiMAX.

En el Capítulo III, Propagación, se presentan los modos de acceso LOS y NLOS, claridad en la zona de Fresnel, para un radioenlace; se explica en forma resumida los conceptos sobre comunicaciones inalámbricas móviles, se presentan los efectos del medio de propagación sobre una comunicación inalámbrica móvil, y finalmente se menciona un procedimiento, muy resumido, para el cálculo de propagación de un radioenlace.

En el Capítulo IV, Comparación técnica entre las tecnologías de comunicación, se muestran tablas que comparan los parámetros técnicos de las principales tecnologías de comunicación inalámbrica, se indican también la comparación entre la tecnología fija inalámbrica y la fija cableada, se indica la diferencia entre WiMAX fijo y WiMAX móvil; se analiza los fundamentos de las redes triple play (voz, vídeo y data) y sus esquemas de solución; se finaliza con una descripción geográfica, estadística de la provincia de Huarochirí y se indica los distritos a los cuales la red a diseñar permitirá brindarles un servicio de triple play.

En el Capítulo V, Ingeniería del proyecto, se muestran las arquitecturas para una red inalámbrica, se mencionan criterios para su diseño; se analiza las diferentes posibilidades de donde ubicar las repetidoras (ayudados por el software RadioMobile) buscando inicialmente una claridad visual, se indican graficas de cómo conectar los equipos al implementar la red de comunicación, se eligen equipos con la tecnología SDH y equipos con la tecnología WiMAX, se muestran los cálculos de los radioenlaces para los diferentes tramos, se realiza una estimación de la velocidad de

transferencia necesaria que debe tener la red para brindar el servicio de triple play. Se finaliza con una estimación del costo del proyecto.

Para complementar el cuerpo de la tesis se ha incluido anexos que proporcionan información referida a parámetros de WiMAX y las características técnicas de los equipos del sistema de comunicaciones.

Finalmente, expreso mi agradecimiento al Ing. Marcial López Tafur, por su invaluable orientación y apoyo para la realización de mi tesis.

# CAPITULO I

## TEORÍA DE LAS TELECOMUNICACIONES

### 1.1 Interpretación geométrica de señales

Para comprender mejor el comportamiento de las señales moduladas en pasa banda que están afectadas por una fuente de ruido blanco Gaussiano, es útil darle una interpretación geométrica a dichas señales. Esto permite comprender mejor el funcionamiento del detector del receptor.

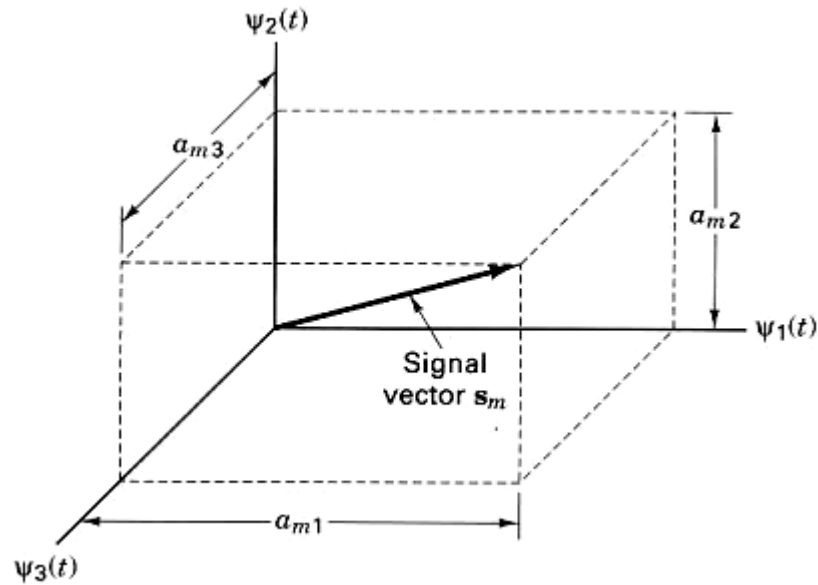
Supongamos un *espacio ortogonal* N-dimensional caracterizado por un conjunto de N funciones linealmente independientes  $\{\psi_j(t)\}$ , llamadas *funciones base* o *funciones generadoras*. Cualquier función arbitraria perteneciente a este espacio N dimensional puede ser generada como combinación lineal de las funciones generadoras. Las funciones generadoras deben satisfacer las siguientes condiciones:

$$\int_0^T \psi_j(t)\psi_k(t)dt = K_j\delta_{jk} \quad 0 \leq t \leq T; \quad j, k = 1, \dots, N \quad (1.1)$$

$$\delta_{jk} = \begin{cases} 1 & \text{para } j = k \\ 0 & \text{para otro caso} \end{cases} \quad (1.2)$$

$\delta_{jk}$  se llama *función delta Kronecker*. Cuando  $K_j$  es distinto de cero entonces el espacio de señal se llama *ortogonal*. Cuando las funciones generadoras están normalizadas, esto es, cuando  $K_j = 1$  el espacio se llama *ortonormal*. La principal condición para la ortogonalidad se puede establecer de la siguiente manera: Cada función  $\psi_j(t)$  del conjunto de funciones generadoras, debe ser independiente de los otros miembros del conjunto. Cada  $\psi_j(t)$  no debe interferir con los otros miembros del conjunto en el proceso de detección. Desde el punto de vista geométrico, todos los  $\psi_j(t)$  son mutuamente perpendiculares. En la Figura 1.1 se puede ver un ejemplo para el caso  $N = 3$ .

Allí se ve que los tres ejes  $\psi_1(t)$ ,  $\psi_2(t)$  y  $\psi_3(t)$  son mutuamente perpendiculares. Si, por ejemplo,  $\psi_j(t)$  representa una forma de onda correspondiente a una tensión o a una corriente, asociada a una carga resistiva de  $1\Omega$ , entonces la energía disipada en dicha carga como consecuencia de la aplicación de  $\psi_j(t)$ , durante  $T$  segundos y expresada en Joules, esta dada por la ecuación (1.3).



**Figura 1.1 Representación Vectorial de las señales de formas de onda  $s_m(t)$**

$$E_j = \int_0^T \psi_j^2(t) dt = K_j \quad (1.3)$$

Este resultado se desprende de las ecuaciones (1.1) y (1.2), de donde se deduce que  $\delta_{jk}$  vale 1.

La razón por la que se le da un enfoque geométrico a las señales, representándolas dentro de un espacio de señal ortogonal, es que la distancia Euclidiana, fundamental para el proceso de detección, se formula muy fácilmente dentro de este esquema. Aún así, si las formas de onda no forman un conjunto ortogonal, sí pueden ser representadas como una combinación lineal de un conjunto ortogonal. Puede demostrarse que cualquier conjunto finito de formas de onda  $\{s_i(t)\}$  ( $i = 1, \dots, M$ ), donde cada miembro del conjunto es físicamente realizable y de duración  $T$ , puede ser expresado como una combinación lineal de  $N$  formas de onda ortogonales  $\psi_1(t), \psi_2(t), \dots, \psi_N(t)$ , donde  $N \leq M$ :

$$\begin{aligned} s_1(t) &= a_{11}\psi_1(t) + a_{12}\psi_2(t) + \dots + a_{1N}\psi_N(t) \\ s_2(t) &= a_{21}\psi_1(t) + a_{22}\psi_2(t) + \dots + a_{2N}\psi_N(t) \\ &\vdots \\ s_M(t) &= a_{M1}\psi_1(t) + a_{M2}\psi_2(t) + \dots + a_{MN}\psi_N(t) \end{aligned}$$

Estas relaciones se pueden escribir con la siguiente notación:

$$s_i(t) = \sum_{j=1}^N a_{ij} \psi_j(t) \quad i=1, \dots, M; \quad N \leq M \quad (1.4)$$

Donde

$$a_{ij} = \frac{1}{K_j} \int_0^T s_i(t) \psi_j(t) dt \quad i=1, \dots, M; \quad 0 \leq t \leq T; \quad j=1, \dots, N \quad (1.5)$$

El coeficiente  $a_{ij}$  es el componente de  $\psi_j(t)$  de la señal  $s_i(t)$ . Es decir,  $a_{ij}$  es la proyección de  $s_i(t)$  sobre el vector generador  $\psi_j(t)$ .

La forma del conjunto  $\{\psi_j(t)\}$  no está especificada y se elige convenientemente, dependiendo la forma de onda de las señales. El conjunto de señales  $\{s_i(t)\}$  puede ser visto como un conjunto de vectores  $\{\mathbf{s}_i\} = \{a_{i1}, a_{i2}, \dots, a_{iN}\}$ . Por ejemplo, si  $N = 3$ , podríamos representar al vector  $\mathbf{s}_m$  correspondiente a la forma de onda, ecuación (1.6), como un punto dentro del espacio Euclidiano tridimensional, cuyas coordenadas son  $(a_{m1}, a_{m2}, a_{m3})$ , como se muestra en la Figura 1.1.

$$s_m(t) = a_{m1} \psi_1(t) + a_{m2} \psi_2(t) + a_{m3} \psi_3(t) \quad (1.6)$$

La orientación de los vectores de señal describe la relación entre ellas (respecto a su fase), y la amplitud de cada vector es una medida de la energía de la señal, transmitida durante la duración de símbolo  $T$ . En general, una vez que ha sido adoptado el conjunto de  $N$  funciones ortogonales, cada una de las señales transmitidas  $s_i(t)$  queda determinada por un vector formado por los coeficientes de  $s_i(t)$ :

$$\mathbf{s}_i = (a_{i1}, a_{i2}, \dots, a_{iN}) \quad i=1, \dots, M \quad (1.7)$$

o bien, utilizando un formato más convencional:

$$\mathbf{s}_i = \begin{bmatrix} a_{i1} \\ a_{i2} \\ \vdots \\ a_{iN} \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

El vector  $\mathbf{s}_i$  comúnmente se llama *vector de señal*. Esta noción de espacio Euclidiano de 2 ó 3 dimensiones puede extenderse conceptualmente a un espacio de  $N$  dimensiones. De esta manera, un conjunto de  $M$  vectores de señal se pueden definir como  $M$  puntos dentro de un espacio Euclidiano de  $N$  dimensiones, formado

por  $N$  ejes perpendiculares  $\psi_i$ . Obviamente que, mentalmente, no es posible imaginar un espacio de dimensión mayor a 3, pero nada impide que se pueda representar tal espacio como un conjunto de números escritos en un papel.

Dentro de un espacio de dimensión  $N$  podemos definir longitudes de vectores y ángulos entre vectores. La *longitud* o *norma* de un vector de señal  $\mathbf{s}_i$  es indicada por la notación. El cuadrado de la longitud de un vector  $\mathbf{s}_i$  es definido como el producto interno de  $\mathbf{s}_i$  con sí mismo (también llamado producto escalar). Por ejemplo, para  $N = 2$  la norma del vector sería:

$$\|\mathbf{s}_i\|^2 = (\mathbf{s}_i, \mathbf{s}_i) = \sum_{j=1}^2 a_{ij}^2 \quad (1.9)$$

Donde  $a_{ij}$  son las componentes o elementos del vector  $\mathbf{s}_i$ . Recordemos que el producto escalar entre dos vectores se define como:

$$(\mathbf{s}_i, \mathbf{s}_j) = \|\mathbf{s}_i\| \cdot \|\mathbf{s}_j\| \cdot \cos(s_i, s_j) \quad (1-10)$$

De aquí se desprende que el coseno del ángulo entre los dos vectores es:

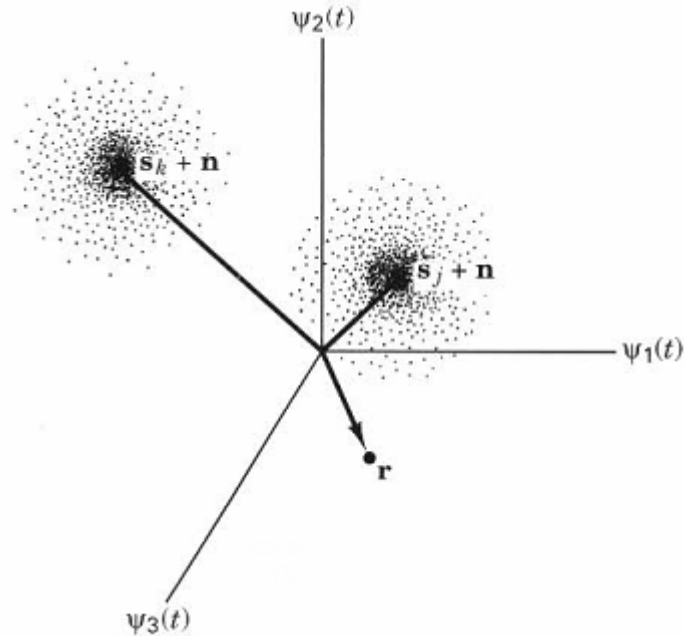
$$\cos(s_i, s_j) = \frac{(\mathbf{s}_i, \mathbf{s}_j)}{\|\mathbf{s}_i\| \cdot \|\mathbf{s}_j\|} \quad (1.11)$$

De estas ecuaciones se desprende que dos vectores son *ortogonales* o *perpendiculares* si su producto interno es cero.

Emplearemos la notación vectorial  $\{\mathbf{s}\}$  o  $\{\mathbf{s}(t)\}$  para el desarrollo del análisis. Un típico problema de detección, visto desde el punto de vista geométrico, se puede ver en la Figura 1.2.

Los vectores  $\mathbf{s}_j$  y  $\mathbf{s}_k$  representan *prototipos* o *señales de referencia* pertenecientes a un conjunto de  $M$  señales,  $\{s_i(t)\}$ . El receptor conoce, a priori, la ubicación de cada prototipo dentro del espacio de señal. Durante la transmisión de una señal, dicha señal es perturbada por el ruido, de tal manera que el vector recibido es en realidad una versión desplazada del vector prototipo original (por ejemplo  $\mathbf{s} + \mathbf{n}$ , donde  $\mathbf{n}$  es el vector de ruido). Como el ruido tiene una distribución Gaussiana entonces la distribución de los posibles vectores recibidos puede representarse como una suerte de “nube” alrededor del extremo del vector prototipo. La nube es más densa en las cercanías del extremo del vector y se hace más dispersa a medida que se aparta de él.





**Figura 1.2 Señal y ruido en un espacio de 3 dimensiones**

Digamos que sería algo así como una distribución Gaussiana en tres dimensiones. El vector representado por  $\mathbf{r}$  es el vector de señal recibido, durante el tiempo de símbolo  $T$ . La tarea del detector es decidir qué tan cerca está  $\mathbf{r}$  de los vectores prototipo. Si está más cerca de  $\mathbf{s}_j$  o de  $\mathbf{s}_k$  o de algún otro vector perteneciente al conjunto de  $M$  vectores. En definitiva, lo que el detector tiene que hacer es “medir una distancia”. Es decir, cuál de los prototipos o señales de referencia está más cerca, en términos de distancia, del vector recibido  $\mathbf{r}$ . Aquel que esté más cerca será por el cual el detector se va a decidir como señal recibida. Para el análisis de los esquemas de detección o demodulación se usa este concepto de distancia.

### 1.1.1 Energía de la forma de onda

La energía normalizada  $E_i$  asociada con la forma de onda  $s_i(t)$ , durante el intervalo de símbolo  $T$ , puede expresarse en términos de las componentes ortogonales de  $s_i(t)$ :

$$E_i = \int_0^T s_i^2(t) dt = \int_0^T \left[ \sum_j a_{ij} \psi_j(t) \right]^2 dt \quad (1.11)$$

$$E_i = \int_0^T \sum_j a_{ij} \psi_j(t) \sum_k a_{ik} \psi_k(t) dt \quad (1.12)$$

$$E_i = \sum_j \sum_k a_{ij} a_{ik} \int_0^T \psi_j(t) \psi_k(t) dt \quad (1.13)$$

$$E_i = \sum_j \sum_k a_{ij} a_{ik} K_j \delta_{jk} \quad (1.14)$$

$$E_i = \sum_{j=1}^N a_{ij}^2 K_j \quad i = 1, \dots, M \quad (1.15)$$

Esta última ecuación es un caso especial del Teorema de Parseval que relaciona la integral del cuadrado de  $s_i(t)$  con la suma de los cuadrados de la serie de coeficientes ortogonales. Si se usan funciones ortonormales (esto es,  $K_j = 1$ ) la energía normalizada sobre una duración de símbolo  $T$  viene dada por:

$$E_i = \sum_{j=1}^N a_{ij}^2 \quad (1.16)$$

Si todas las señales  $s_i(t)$  del conjunto de señales tienen la misma energía entonces queda:

$$E = \sum_{j=1}^N a_{ij}^2 \quad \text{para todo } i \quad (1.17)$$

Volviendo a la representación en el plano vectorial, esta última ecuación muestra que la energía de la señal es igual al cuadrado de la longitud del vector  $\mathbf{s}_i$ , o sea.

Para el caso de un par de señales  $s_i(t)$  y  $s_k(t)$ , representadas por sus correspondientes vectores  $\mathbf{s}_i$  y  $\mathbf{s}_k$ , similarmente se puede demostrar que:

$$\|\mathbf{s}_i - \mathbf{s}_k\|^2 = \sum_{j=1}^N (s_{ij} - s_{kj})^2 = \int_0^T [s_i(t) - s_k(t)]^2 dt \quad (1.18)$$

### 1.1.2 Método de ortogonalización de Gram-Schmidt

Este método permite encontrar el conjunto de funciones ortogonales  $\{\psi_i(t)\}$  para un dado conjunto arbitrario de señales  $\{s_i(t)\}$ , de manera tal que  $M$  señales  $s_i(t)$  puedan representarse como combinación lineal de  $N$  funciones  $\psi_i(t)$ , con  $N \leq M$ .

No haremos una demostración exhaustiva del método. Pero mostraremos un ejemplo para el caso de tres señales  $s_1(t)$ ,  $s_2(t)$  y  $s_3(t)$  y se verá que el procedimiento es extensible a cualquier número de funciones. Entonces, escribimos las tres señales, en forma genérica, como combinación lineal de tres funciones generadoras. La idea

es *encontrar* dichas funciones generadoras como así también los correspondientes coeficientes  $a_{ij}$ :

$$\begin{aligned} s_1(t) &= a_{11}\psi_1(t) + a_{12}\psi_2(t) + a_{13}\psi_3(t) \\ s_2(t) &= a_{21}\psi_1(t) + a_{22}\psi_2(t) + a_{23}\psi_3(t) \\ s_3(t) &= a_{31}\psi_1(t) + a_{32}\psi_2(t) + a_{33}\psi_3(t) \end{aligned} \quad (1.19)$$

Ahora, de la primera ecuación de (1.19), tomamos arbitrariamente  $a_{12}$  y  $a_{13} = 0$ . Con esto estamos forzando a que  $s_1(t)$  sea colineal con  $\psi_1(t)$ . Luego, multiplicando por  $s_1(t)$  en ambos miembros de dicha ecuación e integrando entre  $0$  y  $T$ , nos queda:

$$\int_0^T s_1^2(t) dt = a_{11} \int_0^T s_1(t) \psi_1(t) dt \quad (1.20)$$

$$\therefore a_{11}^2 = \int_0^T s_1^2(t) dt \quad (1.21)$$

Como  $s_1(t)$  es conocido, se puede obtener entonces  $a_{11}$  y luego obtener  $\psi_1(t)$ :

$$\psi_1(t) = \frac{s_1(t)}{a_{11}} \quad (1.22)$$

Ahora, para la segunda ecuación de (1.19) tomamos  $a_{23} = 0$ . Tenemos entonces:

$$s_2(t) = a_{21}\psi_1(t) + a_{22}\psi_2(t) \quad (1.23)$$

Multiplicando ambos miembros de (1.23) por  $\psi_1(t)$  e integrando entre  $0$  y  $T$ :

$$\int_0^T s_2(t) \psi_1(t) dt = a_{21} \int_0^T \psi_1^2(t) dt + a_{22} \int_0^T \psi_1(t) \psi_2(t) dt \quad (1.24)$$

La primera integral de la derecha de (1.24) es uno y la segunda es cero, por lo tanto,

$$a_{21} = \int_0^T s_2(t) \psi_1(t) dt \quad (1.25)$$

que es posible calcular, ya que  $s_2(t)$  y  $\psi_1(t)$  son conocidos. Ahora continuamos, con el cálculo de  $a_{22}$ . Para ello, en (1.23) multiplicamos ambos miembros por  $s_2(t)$  e integramos entre  $0$  y  $T$ :

$$\int_0^T s_2^2(t) dt = a_{21} \int_0^T s_2(t) \psi_1(t) dt + a_{22} \int_0^T s_2(t) \psi_2(t) dt \quad (1.26)$$

Teniendo en cuenta que el miembro izquierdo de (1.26) representa la energía de la señal  $s_2(t)$ , nos queda:

$$E_2 = a_{21}^2 + a_{22}^2 \quad (1.27)$$

de donde podemos despejar  $a_{22}$ :

$$a_{22} = \sqrt{E_2 - a_{21}^2} \quad (1.28)$$

Con todos estos datos conseguidos podemos obtener finalmente de (1.23)  $\psi_2(t)$ :

$$\psi_2(t) = \frac{s_2(t) - a_{21}\psi_1(t)}{a_{22}} \quad (1.29)$$

Por último, la última ecuación de (1.19) la escribimos completa:

$$s_3(t) = a_{31}\psi_1(t) + a_{32}\psi_2(t) + a_{33}\psi_3(t) \quad (1.30)$$

Multiplicando ambos miembros de (1.30) por  $\psi_1(t)$ , integrando entre  $0$  y  $T$ , y descartando los términos que se anulan, tenemos:

$$\int_0^T s_3(t)\psi_1(t)dt = a_{31} \quad (1.31)$$

que es posible resolver dado que  $s_3(t)$  y  $\psi_1(t)$  son conocidos. Ahora multiplicamos ambos miembros de (1.30) por  $\psi_2(t)$ . Descartando los términos que se anulan queda:

$$\int_0^T s_3(t)\psi_2(t)dt = a_{32} \quad (1.32)$$

que también es posible calcular dado que  $s_3(t)$  y  $\psi_2(t)$  son conocidos. Ahora multiplicamos ambos miembros de (1.30) por  $s_3(t)$  e integramos entre  $0$  y  $T$ . Entonces obtenemos:

$$\int_0^T s_3^2(t)dt = a_{31} \int_0^T s_3(t)\psi_1(t)dt + a_{32} \int_0^T s_3(t)\psi_2(t)dt + a_{33} \int_0^T s_3(t)\psi_3(t)dt \quad (1.33)$$

$$E_3 = a_{31}^2 + a_{32}^2 + a_{33}^2 \quad (1.34)$$

Por lo tanto:  $a_{33} = \sqrt{E_3 - a_{31}^2 - a_{32}^2}$  (1.35)

Y ya terminando, calculamos  $\psi_3(t)$  despejando de (1.26):

$$\psi_3(t) = \frac{s_3(t) - a_{31}\psi_1(t) - a_{32}\psi_2(t)}{a_{33}} \quad (1.36)$$

Si bien aquí se ha descrito el proceso para el caso de tres señales, el procedimiento continúa del mismo modo en caso que exista más señales. Si alguna señal es combinación lineal de otras dos entonces algunos coeficientes  $a_{ij}$  serán cero. En ese caso, el número de funciones generadoras  $\psi(t)$  será igual a  $N < M$ .

### 1.1.3 Representación de ruido blanco con un sistema de señales ortogonales

El ruido blanco Gaussiano aditivo puede ser representado como una combinación de funciones ortogonales, del mismo modo que las señales. Para un problema de detección de señales, el ruido puede ser particionado en dos componentes,

$$n(t) = \hat{n}(t) + \tilde{n}(t) \quad (1.37)$$

Donde

$$\hat{n}(t) = \sum_{j=1}^N n_j \psi_j(t) \quad (1.38)$$

se considera que es el ruido dentro del espacio de señal o proyección sobre los ejes cartesianos. Mientras que

$$\tilde{n}(t) = n(t) - \hat{n}(t) \quad (1.39)$$

se define como el ruido fuera del espacio de señal. Es decir, teóricamente el ruido se representa sobre un espacio de señal de dimensión infinita, aunque solamente nos interesarán aquellos componentes dentro del espacio vectorial correspondiente a las señales que estamos tratando.

Para simplificar y no entrar en detalles matemáticos, expresaremos al ruido  $n(t)$  por medio de un vector con sus coeficientes, de igual manera que con las señales:

$$\mathbf{n} = (n_1, n_2, \dots, n_N) \quad (1.40)$$

### 1.1.4 Coeficiente de correlación – Relación con la distancia

En este esquema de interpretación de señales dentro de un espacio vectorial, es conveniente definir el *coeficiente de correlación* entre dos señales  $s_i(t)$  y  $s_j(t)$ . Esta definición viene dada por:

$$\rho_{ij} = \frac{\int_0^T s_i(t) s_j(t) dt}{\sqrt{E_i E_j}} \quad (1.41)$$

$$\rho_{ij} = \frac{\mathbf{s}_i \cdot \mathbf{s}_j}{\sqrt{E_i E_j}}$$

$$\rho_{ij} = \frac{\|\mathbf{s}_i\| \cdot \|\mathbf{s}_j\| \cos \theta_{ij}}{\sqrt{E_i} \sqrt{E_j}} = \cos \theta_{ij} \quad (1.42)$$

Donde  $\theta_{ij}$  es el ángulo entre los vectores  $\mathbf{s}_i$  y  $\mathbf{s}_j$ .

La distancia euclídea y el coeficiente de correlación se vinculan de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}
 d_{ij}^2 &= \|\mathbf{s}_i - \mathbf{s}_j\|^2 = \int_0^T [s_i(t) - s_j(t)]^2 dt \\
 d_{ij}^2 &= \int_0^T [s_i^2(t) - 2s_i(t)s_j(t) + s_j^2(t)] dt \\
 d_{ij}^2 &= \int_0^T s_i^2(t) dt + \int_0^T s_j^2(t) dt - 2 \int_0^T s_i(t)s_j(t) dt \\
 d_{ij}^2 &= E_i + E_j - 2\sqrt{E_i E_j} \rho_{ij} \tag{1.43}
 \end{aligned}$$

y, si como mayoritariamente ocurre, todas las señales tienen igual energía, entonces:

$$d_{ij}^2 = 2E - 2E\rho_{ij} = 2E(1 - \rho_{ij}) \tag{1.44}$$

Por lo tanto, la distancia entre dos señales depende de la energía de dichas señales y del coeficiente de correlación entre ambas. De (1.44) es obvio que cuando los vectores coinciden,  $\rho_{ij} = 1$  y la distancia es cero, como debe ser. Además, la distancia es mayor cuanto más negativo es el coeficiente de correlación.

## 1.2 Técnicas de modulación digital pasabanda

La modulación pasabanda (tanto analógica como digital), es un proceso mediante el cual una señal de información es convertida a una forma de onda sinusoidal. En el caso de una modulación digital, dicha senoide de duración  $T$  se llama símbolo digital. La senoide tiene tres características que la pueden distinguir de otras sinusoides: amplitud, frecuencia y fase. De esta manera, la modulación pasabanda puede definirse como un proceso en donde se combinan variaciones de estas tres características (o combinaciones de ellas) según la información que sea transmitida.

La forma general de una onda portadora es:

$$s(t) = A(t) \cos \theta(t) \tag{1.45}$$

Donde  $A(t)$  es una amplitud que varía con el tiempo y  $\theta(t)$  es el ángulo que varía con el tiempo. Se puede escribir:

$$\theta(t) = \omega_0(t) + \phi(t) \tag{1.46}$$

de manera tal que

$$s(t) = A(t) \cos[\omega_0(t) + \phi(t)] \tag{1.47}$$

Donde  $\omega_0$  es la frecuencia de la portadora, en radianes, y  $\phi(t)$  es la fase. Recordemos que  $\omega = 2\pi f$ .

En estos procesos de modulación, cuando el detector utiliza información de la fase de la portadora hablamos de *detección coherente*. Cuando el detector no utiliza información de la referencia de fase de la portadora entonces la detección se llama *no coherente*.

### 1.2.1 Detección de señales

En virtud de lo visto hasta acá, el esquema de detección de señales se puede armar con un grupo de  $M$  correladores, con señales de referencia  $s_i(t)$ . Cada correlador “calcula” un coeficiente de correlación y posteriormente, un bloque de decisión, elige el coeficiente de correlación más alto, que es el que da la pauta de mayor semejanza entre señales.

Se puede construir un esquema similar con  $N$  correladores en donde cada uno tiene como referencia una señal  $\psi_i(t)$ . A la salida de cada correlador se obtiene una señal  $a_{ij}$  (es decir, la componente o proyección de la señal  $s_i(t)$  sobre la señal generadora  $\psi_j(t)$ ). Posteriormente, cada señal  $a_{ij}$  entra en un bloque con un circuito lógico que determina a qué región del espacio vectorial pertenece la señal recibida.

### 1.2.2 Señales M-arias ortogonales

Como se dijo ya anteriormente, un conjunto que contiene  $M$  señales llamado conjunto  $M$ -ario de señales (binario, cuaternario, etc.). Hay diferentes clases de conjuntos  $M$ -arios, aunque sólo algunos pocos son útiles para propósitos de comunicaciones. Un grupo importante de señales  $M$ -arias lo forman las señales ortogonales. El requisito para que un conjunto de  $M$  señales sea ortogonal es que el coeficiente de correlación entre cualquier par de señales sea cero:

$$\rho_{ij} = 0 \quad \text{para todo } i \neq j \quad (1.48)$$

Normalmente, para este tipo de señales resulta ser  $N = M$ , es decir el número de señales coincide con la dimensión del espacio vectorial. Un posible conjunto de  $M$  señales ortogonales puede formarse con señales proporcionales a las señales base. Por ejemplo:

$$s_i(t) = \sqrt{E}\psi_i(t) \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (1.49)$$

Donde se usa el coeficiente  $\sqrt{E}$  para lograr que cada señal tenga energía  $E$ , dado que las funciones base son de energía unidad. Se ha supuesto que todas las señales tienen igual energía aunque no necesariamente siempre debe ser así.

Este tipo de señales puede ser pensado como un conjunto en donde todos los vectores de señal son perpendiculares entre sí (por supuesto, extendiendo este concepto aún para espacios vectoriales mayores a 3 en donde es imposible imaginar vectores en tal espacio).

### 1.2.3 Ejemplos de Señales Ortogonales

#### 1.2.3.1 Multiple frequency shift keying (MFSK)

Un tipo común de señales ortogonales son las que están moduladas en frecuencia. Esta clase de señales consisten en sinusoides de duración  $T$ , y en dicho intervalo tienen una frecuencia elegida de un conjunto de  $M$  frecuencias distintas. Matemáticamente estas señales se representan como:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \sin(\omega_i t + \phi) \quad 0 \leq t \leq T \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (1.50)$$

Donde  $\omega_i$  es igual a  $\omega_0 + i\Delta\omega$ , siendo  $\Delta\omega$  la menor diferencia de frecuencia entre dos señales pertenecientes al conjunto. Para que las señales sean ortogonales se debe cumplir que:

$$\Delta\omega = 2\pi\Delta f; \text{ debiendo ser } \Delta f = \frac{1}{T} \quad (1.51)$$

Este es el mínimo espaciamiento de frecuencias entre señales para que sean ortogonales. Ya que cada señal perteneciente al conjunto es un pulso sinusoidal, su espectro de energía es una función sinc centrada en la frecuencia de cada señal. El espectro completo se forma por la superposición de cada espectro individual, desplazados en frecuencia por una magnitud  $1/T$ . Normalmente, el ancho de banda para MFSK se define como la diferencia en frecuencia desde el cero más cercano a la frecuencia más baja hasta el cero más cercano a la frecuencia más alta.

#### 1.2.3.2 Señales biortogonales

Otro conjunto importante de señales  $M$ -arias son aquellas que no son todas mutuamente ortogonales (sólo algunos pares de señales son ortogonales). De hecho hay dos conjuntos de señales. Un conjunto tiene  $M/2$  señales que son mutuamente



ortogonales y otro conjunto tiene otras  $M/2$  señales mutuamente ortogonales. A su vez, ambos conjuntos son antipodales entre sí. Para formar un conjunto de señales de este tipo, se debe comenzar con un conjunto de  $M/2$  señales ortogonales y a ellas agregarles las negativas u opuestas de cada una. Esto da como resultado un conjunto de  $M$  señales pero dentro de un espacio de dimensión  $M/2$ . Esto puede tener alguna ventaja en algunas aplicaciones. Una manera de definir señales biortogonales es usando funciones base de la manera en que fueron definidas para el caso ortogonal. En este caso, cada señal base se usa para formar dos señales:

$$\begin{aligned}
 s_1(t) &= \sqrt{E}\psi_1(t) \\
 s_2(t) &= -\sqrt{E}\psi_1(t) \\
 &\vdots \\
 s_{M-1}(t) &= \sqrt{E}\psi_{M/2}(t) \\
 s_M(t) &= -\sqrt{E}\psi_{M/2}(t)
 \end{aligned} \tag{1.52}$$

Un ejemplo de este tipo de señales es QPSK.

### 1.2.3.3 Señales antipodales

Como se ha visto en otra oportunidad, las señales antipodales son aquellas señales opuestas que se representan en un espacio de dimensión 1. Desde el punto de vista de la probabilidad de error de símbolo, este tipo de señales presentan la mejor performance ya que, a igual energía de señal, tienen la mayor distancia entre símbolos. Luego sigue, en orden decreciente de performance, las señales ortogonales.

### 1.2.3.4 Señales basadas en funciones en cuadratura

Otra importante clase de señales es aquella originada por sólo dos funciones base, definidas como:

$$\psi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(\omega_0 t) \quad 0 \leq t \leq T \tag{1.53}$$

$$\psi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(\omega_0 t) \quad 0 \leq t \leq T \tag{1.54}$$

Cada señal dentro de este espacio, puede definirse como combinación lineal de las dos funciones generadoras:

$$s_i(t) = a_{i1} \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(\omega_0 t) + a_{i2} \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(\omega_0 t) \tag{1.55}$$

$$s_i(t) = \left[ \frac{2}{T} (a_{i1}^2 + a_{i2}^2) \right]^{1/2} \cos(\omega_0 t + \theta_i) \quad (1.56)$$

Siendo:

$$\theta_i = \tan^{-1} \frac{a_{i2}}{a_{i1}} \quad (1.58)$$

La energía de la señal viene dada por:

$$E = a_{i1}^2 + a_{i2}^2 \quad (1.59)$$

por lo tanto,  $s_i(t)$  se puede escribir como:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(\omega_0 t + \theta_i) \quad (1.60)$$

De aquí se ve que esto describe a un conjunto de señales de igual amplitud pero que difieren en fase. El coeficiente de correlación entre dos pares de señales pertenecientes a este conjunto es:

$$\rho_{ij} = \frac{1}{E} \int_0^T s_i(t) s_j(t) dt \quad (1.61)$$

$$\rho_{ij} = \frac{2}{T} \int_0^T \cos(\omega_0 t + \theta_i) \cos(\omega_0 t + \theta_j) dt$$

y desarrollando matemáticamente se puede demostrar que

$$\rho_{ij} \approx \cos(\theta_i - \theta_j) \quad (1.62)$$

Si las señales están igualmente espaciadas resulta

$$\theta_i = \frac{2\pi i}{M} \quad (1.63)$$

Un conjunto de señales de este tipo es conocido como Multiple Phase Shift Keying (MPSK). El coeficiente de correlación es:

$$\rho_{ij} = \cos \frac{2\pi(i-j)}{M} \quad (1.64)$$

### 1.3 Conceptos generales de la modulación digital

Se denomina **primitiva** a las técnicas básicas de modulación que no pueden ser descompuestas en procesos más simples. Existen tres técnicas básicas y son: modulación en amplitud, modulación en frecuencia y modulación en fase. Es

ampliamente conocida la modulación analógica con estas tres técnicas básicas, por lo que sólo nos ocuparemos de la modulación digital.

En la actualidad, todos los sistemas de telecomunicaciones usan modulación digital. Algunas de las ventajas respecto a la modulación análoga son su mejor inmunidad al ruido, mayor inmunidad a las interferencias, mayor velocidad de transmisión de datos, mayor seguridad, etc. En la modulación digital, un patrón único de bits binarios es asignado a cada amplitud, frecuencia o fase. En la modulación con multinivel, si el alfabeto consiste de  $M = 2^N$  símbolos alternativos, cada símbolo representa un mensaje de  $N$  bits.

En la transmisión digital de datos, se define la **velocidad de transmisión de símbolos** (Baud Rate) o **tasa de baudios** como el número de símbolos enviados por segundo y es medido en baudios (Bd). La **velocidad de transmisión de datos** (Bit Rate) es el número de bits enviados por segundo o  $Nf_s$  (bits/seg). Por ejemplo con un alfabeto basado en 64 símbolos, cada símbolo es representado por 6 bits y la velocidad de datos es 6 veces la velocidad de símbolos.

Muchas modulaciones digitales se usan en sistemas de telecomunicaciones pero en el estándar IEEE 802.16 únicamente 4 de ellos son soportados: BPSK, QPSK, 16-QAM y 64-QAM. Debe enfatizarse que la modulación con técnicas de multinivel es para lograr mayores velocidades que las de niveles binarios.

### 1.3.1 Los niveles de la modulación

En la modulación primitiva, **cada vez que se modula un símbolo se transporta la información correspondiente a un bit**. De hecho, inicialmente se ha trabajado sólo con dos símbolos distintos, sea que los hayamos visto modulados en amplitud, en frecuencia o en fase; pero ¿cómo podemos indicarlo de una manera fehaciente, sin dibujar la función de la señal modulada  $v(t)$ ?

La ITU ha establecido una nomenclatura que consiste en indicar la cantidad de **estados modulados** que puede tener la onda modulada, es decir cuántos estados pueden modularse con una técnica. Un “**estado modulado**” es una condición de la portadora en la que representa un símbolo.

Cuando trabajamos con modulaciones que llamaremos mononivel, porque son capaces de representar la información correspondiente a 1 (un) bit, la notación se

hará anteponiendo a la técnica empleada el número 2, ya que 2 son los símbolos distintos, es decir los “**estados modulados**”.

Así, por ejemplo, 2PSK significa modulación PSK con 2 **estados modulados** – es decir una primitiva PSK- en la que entonces un estado corresponderá al valor binario 0 y el otro al valor binario 1, así que cada **estado modulado** transporta la información de un bit, y por eso es mononivel.

Podemos definir la modulación mononivel como aquella en la que cada **estado modulado representa la información correspondiente a un bit**<sup>1</sup>.

Pero si un símbolo debe transportar información de más de un bit, pongamos por caso un dibit, entonces la modulada deberá tener 4 **estados modulados** distintos, y cada uno de ellos representará algunos de los dibits 00, 01, 10 o 11. La cuestión es comprender que la técnica de modulación ya no deberá modular un bit, sino un símbolo constituido por n bits –en el ejemplo, 2. **Cada símbolo tendrá su propio estado modulado.**

Siguiendo con el ejemplo y usando valores totalmente arbitrarios, si se estuviera usando una modulación FSK, podría usarse 1800 Hz con la tolerancia que corresponda para la portadora, -200 Hz para el símbolo 00, -400 Hz para el símbolo 01, +200 Hz para el 10 y +400 Hz para el 11, resultando la modulada en frecuencias de 1400, 1600, 1800 (portadora), 2000 y 2200 Hz. En este caso, estaríamos en presencia de una modulación 4FSK y se la llama **multinivel porque cada estado modulado representa a más de un bit.**

De igual manera podríamos reflejarlo con la modulación 4PSK. Le daríamos a cada símbolo el valor de fase que sea más conveniente y que más adelante discutiremos como **Región de Decisión**. En este caso, esa modulación está normalizada por la ITU bajo la Recomendación V.26<sup>2</sup>.

La ITU se exime de redundancias, remitiendo a otra recomendación para buscar los valores eléctricos apropiados. La recomendación establece los valores de fase, aunque en este caso en vez de hacerlo en términos absolutos establece un cambio de fase respecto al símbolo anterior.

<sup>1</sup> Las primitivas con m-aria 2, también se suelen expresar con B de binario: BPSK, por ejemplo.

<sup>2</sup> La Rec. V.26 establece textualmente: “The carrier frequency is to be  $1800 \pm 1$  Hz. No separate pilot frequencies are provided. The power levels used will conform to Recommendation V.2”

El número que acompaña a la técnica de modulación, no importa cuál sea ella, recibe el nombre de  $m$  y por eso se le llama modulación  $m$ -aria (que debe leerse como **emearia**)

Algunos otros ejemplos: 8PSK (cada símbolo transporta información de tres bits), 16FSK (1 símbolo, 4 bits).

Si  $n$  es la cantidad de bits que transporta cada símbolo, y  $m$  es la cantidad de estados modulados distintos que se necesitan para representar esa cantidad de bits (es decir símbolos), y siendo la relación entre ambas variables binaria, entonces:

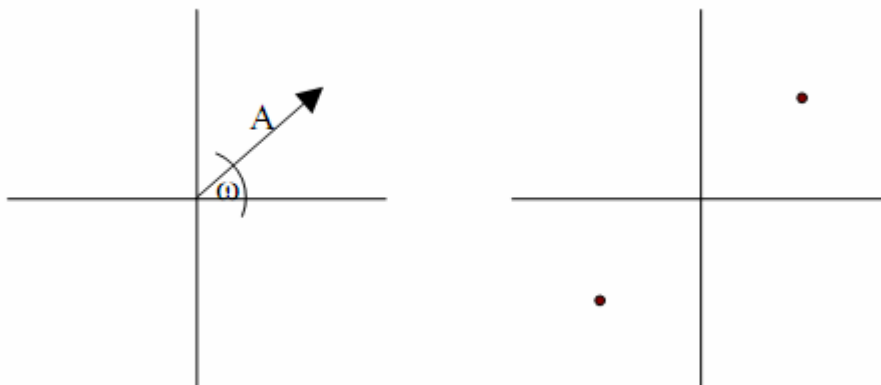
$$n = \log_2 m; \quad m = 2^n \quad (1.65)$$

¿Porque usar modulación  $m$ -aria? Porque usando una primitiva, la única manera que hay de aumentar la velocidad binaria (el bit rate) es aumentar la velocidad de producción de símbolos (el baud rate). Pero el tiempo que dura un símbolo es la recíproca del baud rate y si éste aumenta, aquél disminuye. Si seguimos aumentando el bit rate, sigue aumentando el baud rate y disminuyendo el tiempo de un símbolo, hasta el límite en que el tiempo de un símbolo será tan pequeño que al demodulador no le alcanzará para decodificarlo. Por eso existe un límite para el baud rate y si se quiere aumentar la velocidad binaria por encima de ese límite, la única solución es que cada símbolo transporte varios bits. Así, dado un baud rate fijo, aumentando la cantidad de bits/símbolo aumenta el bit rate.

### 1.3.2 Técnica de Representación de los Estados Modulados

Hasta ahora, que hemos representado sólo las primitivas, hemos podido usar una gráfica  $A=f(t)$  ya que las representaciones son simples. Sin embargo, a medida que la  $m$ -aria crece, la representación de amplitudes (digamos por caso voltajes) en función del tiempo, se hace más compleja.

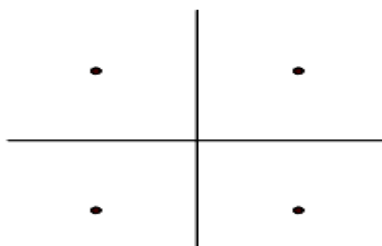
Por eso, la forma de representación usada no es la gráfica  $A = f(t)$  salvo que alguna cuestión en especial lo exija. Para ver cómo cambiaremos el sistema de representación, veamos primero cómo podríamos representar un estado modulado cualquiera. Tomemos por ejemplo una modulación 2PSK usando fase de  $45^\circ$  para el valor binario 1 y una oposición de  $180^\circ$  para el valor binario 0. Veamos la Figura 1.3:



**Figura 1.3 Representación polar para una modulación 2PSK**

Podemos ver a la izquierda de la Figura 1.3 que un estado modulado queda representado por un vector, en el que su módulo indica la Amplitud  $A$  y el ángulo  $\omega$  indica la fase. Es decir que esta representación, a la que llamaremos vectorial, permite representar unívocamente los estados. De hecho, la modulación 2PSK como la enunciamos está representada a la derecha. Ahora, si se quiere representar una modulación 4PSK en la forma  $A=f(t)$  tendremos 4 fases y será más complicado, mientras que con una representación vectorial podríamos verla como en la Figura 1.4.

Es mucho más simple identificar los estados modulados como puntos en un plano polar, que analizar una gráfica en función del tiempo en un plano coordenado. Como estas gráficas vectoriales son más legibles sin el vector, ya que se entiende que la distancia al origen representa la amplitud de la onda, reciben el nombre de **Diagrama de Constelación**. Tal vez no parezca tal cuando se representa una modulación 4PSK, pero es notorio cómo adquiere la forma de una constelación en una  $m$ -aria alta, por ejemplo 64 o 128.



**Figura 1.4 Constelación de 4PSK**

### 1.3.3 La región de decisión

Hay un valor agregado en los diagramas de constelación, y es que permiten establecer gráficamente o “ver” la región de decisión de un símbolo. Cuando un símbolo es recibido, el demodulador debe interpretar el estado modulado, lo cual significa que el valor de amplitud y fase que se recibe para el estado, debe ser tal que el demodulador lo interprete y le asigne el valor de un símbolo, sea éste mono o multinivel. Si alguno de estos dos valores se encuentra fuera de su rango esperado, el demodulador interpretará que ese es un error motivado por algún ruido.

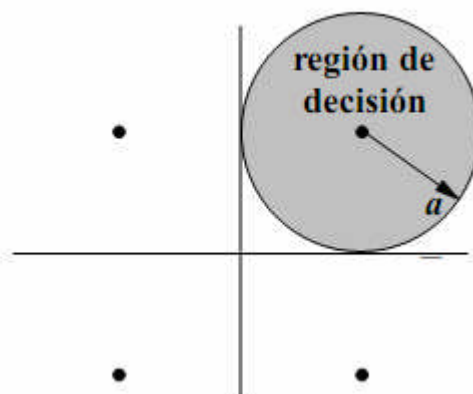
Se puede entonces decir que existe una posición angular y un valor de módulo (de amplitud) óptimos para un estado modulado. Las características del demodulador, que son determinadas por el estándar que corresponda, establecen las tolerancias para ambos valores. Cuanta mayor tolerancia, más segura la recepción.

Esto determina, alrededor del punto que representa el estado modulado, una zona que llamaremos **Región de decisión** y que representa una zona dentro de la cual puede leerse una señal recibida como un valor de amplitud y fase correspondientes a ese estado modulado. Por lo tanto, y como corolario y relacionado con la tolerancia, a mayor región de decisión más confiabilidad en la recepción.

Ahora, y a la luz de este concepto, podemos ver que los valores para las fases en una m-PSK son determinados por la ITU en función de encontrar valores óptimos para las regiones de decisión.

Por ejemplo, para una modulación 4PSK se podría asignar como Región de decisión todo el cuadrante, ya que no hay otros estados modulados que disputen esa área. La Figura 1.5 muestra esta hipótesis asignando un vector **a** de magnitud fácilmente calculable como máximo desvío posible de amplitud; se requerirá un cálculo vectorial para determinar todos los valores de fase y amplitud posibles.

Nótese que este es un ejemplo hipotético sólo para representar la región de decisión potencial, pero no son los valores asignados por la ITU a esta modulación.



**Figura 1.5 Región de decisión teórica en una modulación 4PSK**

#### 1.4 Factores que influyen en la elección de la modulación digital

Diversos factores influyen **en** la elección de un esquema para la modulación digital. Un esquema de modulación deseable proporciona bajas tasas de errores de bits para una relación de señal a ruido baja, trabaja bien en condiciones de multicamino y desvanecimiento, ocupa un mínimo de ancho de banda, y es fácil y económico para implementarlo. Existen esquemas de modulación que no satisfacen simultáneamente estos requerimientos. Algunos son mejores en cuanto a rendimiento de la tasa de errores de bit, mientras que otros son mejores en términos de eficiencia de ancho de banda. Dependiendo de las demandas de la aplicación particular, deberá de hacerse un compromiso cuando se selecciona una modulación.

El rendimiento de un esquema de modulación es frecuentemente medido en términos de: **eficiencia de la potencia** y **eficiencia del ancho de banda**.

La eficiencia de la potencia describe la capacidad de una técnica de modulación para preservar la fidelidad del mensaje digital para bajos niveles de potencia. En un sistema de comunicación digital, para aumentar la inmunidad al ruido, es necesario incrementar la potencia de la señal. Sin embargo, la cantidad de potencia que debe ser incrementado para obtener un cierto nivel de fidelidad (es decir, una aceptable probabilidad de errores de bit) depende del tipo particular de modulación empleado. La eficiencia de la potencia  $\eta_p$  (algunas veces denominado eficiencia de la energía) de un esquema de modulación digital, es una medida de cuan favorable se lleva a cabo este compromiso entre fidelidad y potencia de la señal, es expresado como:



$$\eta_p = \frac{\text{Energía de la señal por bit}}{\text{Densidad espectral de potencia del ruido}} = \frac{E_B}{N_o} \quad (1.66)$$

Y es lo requerido en la entrada del receptor para una cierta probabilidad de error (digamos  $10^{-5}$ ).

La **eficiencia del ancho de banda** describe la capacidad de un esquema de modulación para acomodar datos dentro de un ancho de banda limitado. En general, aumentar la Bit Rate implica disminuir el ancho del pulso de un símbolo digital, lo cual incrementa el ancho de banda de la señal. Así, existe una inevitable relación entre la **data rate** y el ancho de banda ocupado. Sin embargo algunos esquemas de modulación realizan mejor que otros este compromiso descrito. La eficiencia de ancho de banda refleja cuan eficientemente el ancho de banda asignado es utilizado y es definido como:

$$\eta_B = \frac{\text{Throughput data rate por Hertz}}{\text{Ancho de banda de la señal modulada}} = \frac{R}{B} \quad \text{bps / Hz} \quad (1.67)$$

La capacidad de un sistema de comunicación digital móvil es proporcional a la eficiencia del ancho de banda del esquema de modulación, desde que una modulación con un mayor valor de  $\eta_B$  transmite más datos para un ancho de banda dado.

Existe una cota superior para  $\eta_B$  realizable. El teorema de la codificación de canal de Shannon, establece que para un pequeño valor arbitrario de probabilidad de error, el máximo valor posible de  $\eta_B$  está limitado por el ruido del canal, y es expresado en la fórmula de capacidad del canal.

$$\eta_{B \max} = \frac{C}{B} = \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \quad (1.68)$$

Donde  $C$  es la capacidad del canal (en bps),  $B$  el ancho de banda de RF, y  $S/N$  es la relación de señal a ruido.

En el diseño de un sistema de comunicación digital, muy frecuentemente existe un compromiso entre los valores de  $\eta_p$  y  $\eta_B$ . Por ejemplo, adicionando un control de error de codificación para un mensaje incrementa la ocupación del ancho de banda (y así a su vez, reduce  $\eta_B$ ), pero al mismo tiempo, reduce la requerida potencia recibida para una particular tasa de error de bits, lo que conlleva a un compromiso entre  $\eta_p$  y

$\eta_B$ . Por otro lado, esquemas de modulación de más alto nivel (llamadas m-arias) disminuyen la ocupación de ancho de banda pero aumenta la requerida potencia recibida, y por lo tanto un compromiso entre  $\eta_p$  y  $\eta_B$ .

Mientras que las consideraciones de eficiencia del ancho de banda y eficiencia de la potencia son muy importantes, otros factores también afectan la elección de un esquema de modulación digital. Por ejemplo, para todos los sistemas de comunicaciones personales que sirven para establecer una comunidad muy grande, el costo y la complejidad del receptor del suscriptor deben ser reducidas al mínimo, y una modulación que sea simple su detección es más atractivo. El rendimiento de un esquema de modulación bajo varios tipos de requerimientos de canal tales como desvanecimientos de Rayleigh y Rician y dispersión de tiempo por multicamino, dado una particular implementación del demodulador, es otro factor clave para elegir una modulación.

En sistemas celulares donde la interferencia es el principal problema, el rendimiento de un esquema de modulación en un ambiente de interferencia es extremadamente importante. La sensibilidad para detectar **timing** jitter, causado por los canales que varían en el tiempo, es también una importante consideración al elegir un esquema **de** modulación particular. En general, la modulación, interferencia, **e** implementaciones de los efectos variables en el tiempo del canal así como el rendimiento del demodulador especificado son analizadas como un sistema completo usando simulación para determinar el rendimiento relativo y la última selección.

**Ejemplo.** Si el SNR de un enlace de comunicación inalámbrica es de 20 dB y el ancho de banda de  $R_f$  es de 30 KHz, determinar la máxima bit rate teórico que puede ser transmitido. Compare este bit rate con el Digital Cellular Standard de USA.

**Respuesta.** Dado  $S/N = 20 \text{ dB} \Leftrightarrow 100$ ,  $B = 3000 \text{ Hz}$  y usando la formula de Shannon para la capacidad del canal, la máxima bit rate posible será:

$$C = B \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right) = 3000 \log_2 (1 + 100) = 199.75 \text{ kbps} \quad (1.69)$$

La bit rate de USDC es de 48.6 kbps, el cual es alrededor de un cuarto del límite teórico bajo la condición de 20 dB de SNR.

### 1.5 Modulación de fase (PSK)

Modulación por desplazamiento en fase (PSK) es otra forma de modulación angular para la modulación digital de amplitud constante. El PSK es similar a la modulación en fase convencional analógica, con la diferencia que para la modulación digital la señal de entrada es una señal digital binaria y son posibles un número limitado de fases de salida.

PSK no es susceptible a la degradación por ruido que afecta a ASK ni a la limitación de ancho de banda de FSK.

La expresión analítica para PSK para una codificación *M-aria* está dado por:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos[w_0 t + \phi_i(t)] \quad 0 \leq t \leq T, \quad i = 1, \dots, M \quad (1.70)$$

Donde el término de fase  $\phi_i(t)$ , tiene  $M$  valores discretos, típicamente dados por:

$$\phi_i(t) = \frac{2\pi i}{M} \quad i = 1, \dots, M \quad (1.71)$$

El parámetro  $E$  es la energía del símbolo,  $T$  es el tiempo de duración del símbolo, y  $0 \leq t \leq T$ .

En el caso de la modulación por **desplazamiento de fase binaria** BPSK (Binary Phase Shift Keying), la fase de la señal portadora varía entre  $0^\circ$  y  $180^\circ$  ( $M=2$ , binario). Conforme la señal digital binaria cambia de estado, la fase de la portadora de salida se desplaza entre dos ángulos que están  $180^\circ$  fuera de fase. Otros nombres que se le dan a BPSK son *codificación inversa de fase* (PRK), *modulación bifásica* y 2-PSK. La Figura 1.6 da una vista conceptual de PSK. Nótese que Bit Rate = Baud Rate, es decir, el índice la tasa de transmisión es de 1 bit por símbolo.

En la Figura 1.7 se aclara mas la definición mostrando la relación entre el valor del bit y la fase, así como su constelación que indica la relación de amplitud y fase de una portadora modulada. A mayor separación entre los dos estados más fácil es para el receptor distinguir entre ellos (en presencia de ruidos e interferencias).

La constelación es la grafica de las formas de onda de las señales representadas como vectores o fasores en forma polar cuya longitud representa la amplitud de la señal y la dirección del vector corresponde a la fase relativa de la señal respecto a las

otras  $M-1$  señales del conjunto. Para el caso del BPSK se muestra a los dos vectores opuestos en  $180^\circ$ . A las señales que pueden graficarse como dos vectores opuestos se les denomina como conjunto de señales antipodal.

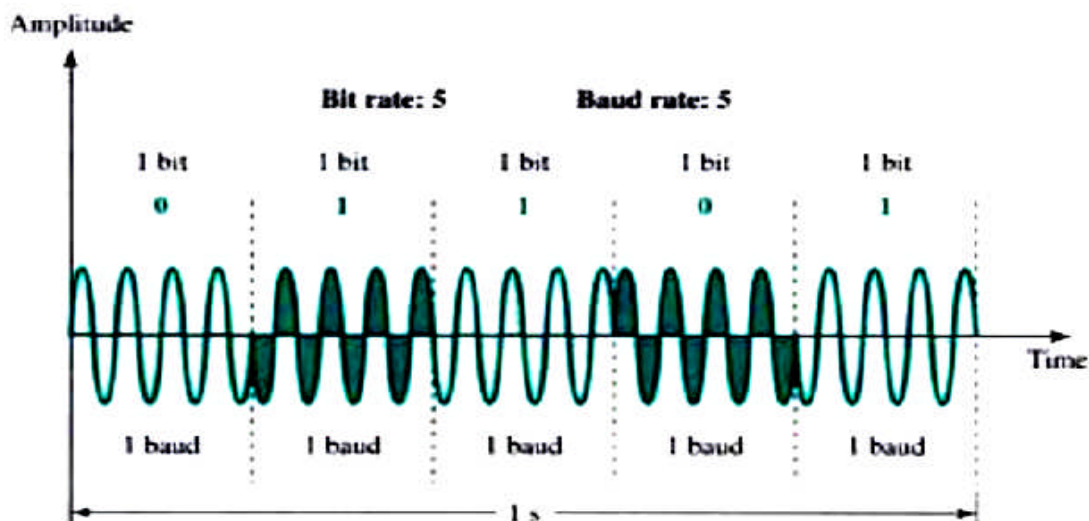


Figura 1.6 Señal BPSK en el tiempo y su relación con el Bit Rate.

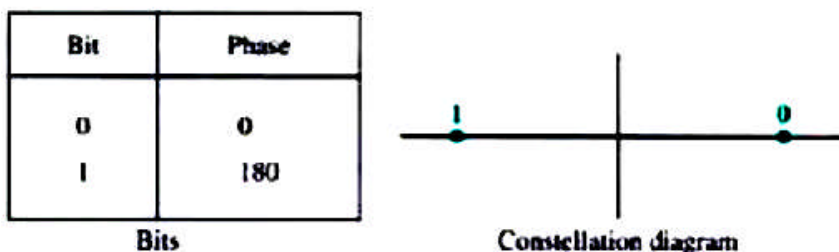
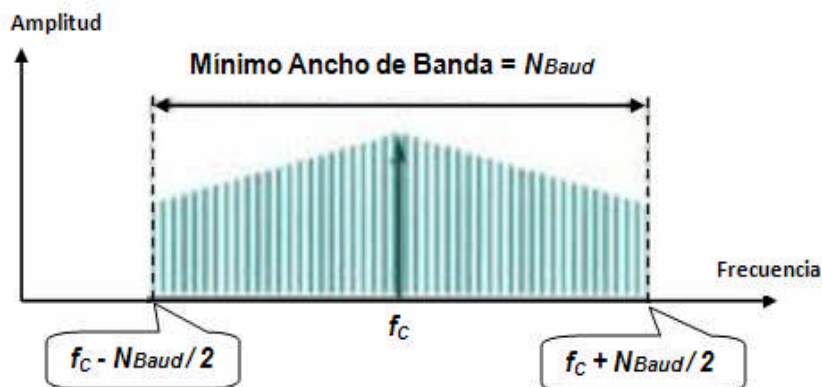


Figura 1.7 Relación entre el valor del bit y la fase, así como su constelación

El mínimo ancho de banda requerido para la transmisión de PSK es la misma que el requerido para ASK, y por las mismas razones. Como se sabe, la máxima Bit Rate en transmisión de PSK, sin embargo, es potencialmente mucho más grande que el de ASK. Así, mientras que la máxima Baud Rate de ASK y PSK son las mismas para un ancho de banda dados, los Bit Rate de PSK usarían un ancho de banda 2 o más veces más grande. En la Figura 1.8 se ilustra el concepto mencionado.



**Figura 1.8 Relación entre Baud Rate y ancho de banda en PSK.**

**Ejemplo:** determinar el ancho de banda de una señal 4-PSK transmitiendo a 2000 bps en modo half dúplex.

Para 4-PSK el Baud Rate es la mitad del Bit Rate, por lo que el Baud Rate es de 1000; y como la señal PSK requiere un ancho de banda igual a su Baud Rate, su ancho de banda es de 1000Hz.

### 1.6 Codificación por desplazamiento de fase en cuadratura (QPSK o 4 PSK)

QPSK ó, PSK en cuadratura ó, 4 PSK, como a veces se le llama, es una técnica de modulación M-aria, en donde  $M=4$  (de ahí el nombre de “cuaternaria”, lo que significa “4”).

Con QPSK son posibles 4 fases de salida, para una sola frecuencia portadora. Debido a que hay 4 fases de salida diferentes, tiene que haber cuatro condiciones de entrada diferentes. Para producir cuatro condiciones diferentes de entrada, se necesita más de un solo bit de entrada.

Se necesita 2 bits en la entrada del modulador para producir 4 posibles condiciones: 00, 01, 10 y 11 a la salida. En consecuencia los datos de entrada binarios se combinan en grupos de 2 bits llamados **dibits**, cada código dibit genera cuatro fases de entrada. Por lo tanto, cada dibit introducido al modulador, ocasiona un solo cambio de salida; así que, la tasa de cambio en la salida (tasa de baudios), es la mitad de la tasa de bits de entrada. Tiene el **doble de eficiencia** en ancho de banda que BPSK.

En la figura 1.9 puede verse que cada una de las cuatro posibles fases de salida tiene, exactamente, la misma amplitud. Esta característica de amplitud constante es lo que distingue el PSK del QAM. Se utilizan en enlaces de FR punto a punto y

en sistemas de Múltiple Acceso con TDMA y CDMA. En la Figura 1.10 se muestra la señal modulada en el tiempo.

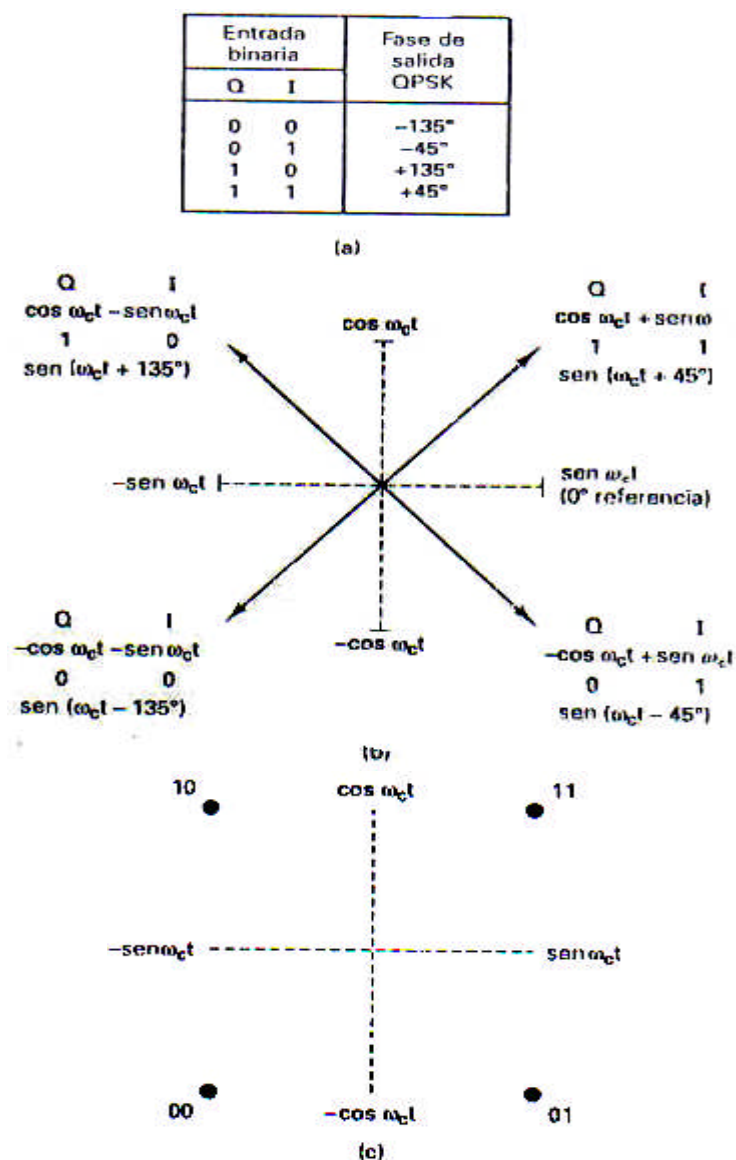


Figura 1.9 Modulador QPSK a) Tabla de verdad, b) Diagrama Fasorial; c) Diagrama de constelación.



Figura 1.10 Relación de la fase de salida versus tiempo para un modulador QPSK.

### 1.7 Modulación de amplitud en cuadratura (QAM)

Es una modulación digital en la que el mensaje está contenido tanto en la amplitud como en la fase de la señal transmitida. Se basa en la transmisión de dos mensajes independientes por un único camino. Esto se consigue modulando una misma portadora, desfasada  $90^\circ$  entre uno y otro mensaje. Esto supone la formación de dos canales ortogonales en el mismo ancho de banda, con lo cual se mejora en eficiencia de ancho de banda que se consigue con esta modulación.

Cuando una señal es transmitida con QAM es caracterizado por la siguiente fórmula:

$$S(t) = I(t) \cos(2\pi f_0 t) + Q(t) \sin(2\pi f_0 t)$$

Los sistemas QAM M-ario superan el comportamiento de los sistemas de modulación PSK M-arios para  $M > 4$  (note que QPSK es igual a 4-QAM), en canales con ruido blanco, teniendo ambos características espectrales y de ancho de banda similares. Esto se debe a que la distancia, entre dos puntos de señalización en un sistema de PSK, es más pequeña que la distancia entre puntos en un sistema QAM comparable. Sin embargo, este comportamiento superior puede conseguirse únicamente si el canal está libre de no-linealidades, debido a las características de envolvente constante de los sistemas PSK.

Debe mencionarse que QPSK y 4-QAM son la misma modulación.

Este tipo de modulación es utilizada en gran cantidad de aplicaciones, como módems (de velocidades superiores a 2400 bps), en sistemas de transmisión de televisión, microondas, satélite. Es la base de la modulación TCM (del inglés Trellis Coded Modulation), que consigue altas velocidades de transmisión combinando la modulación con la codificación del canal. QAM es también la base de los módems ADSL (del inglés Asymmetric Digital Subscriber Line) que trabajan en el bucle de abonado a frecuencias situadas entre 24 KHz y 1104 KHz, pudiendo obtener velocidades de hasta 9 Mbps, modulando en QAM diferentes portadoras.

En la Figura 1.11 se muestra dos posibles configuraciones, 4-QAM y 8-QAM. En ambos casos, el número de desplazamientos de amplitud es menor que el número de desplazamientos de fase. Debido a que los cambios de amplitud son susceptibles al ruido y requieren de mayor diferencia de desplazamiento que para los cambios de

fase, el número de de desplazamientos de fase usados por sistemas QAM es siempre mayor que el número de desplazamientos de amplitud. Una grafica en el dominio del tiempo correspondiente a la señal 8-QAM de la Figura 1.11 se muestra en la Figura 1.12.

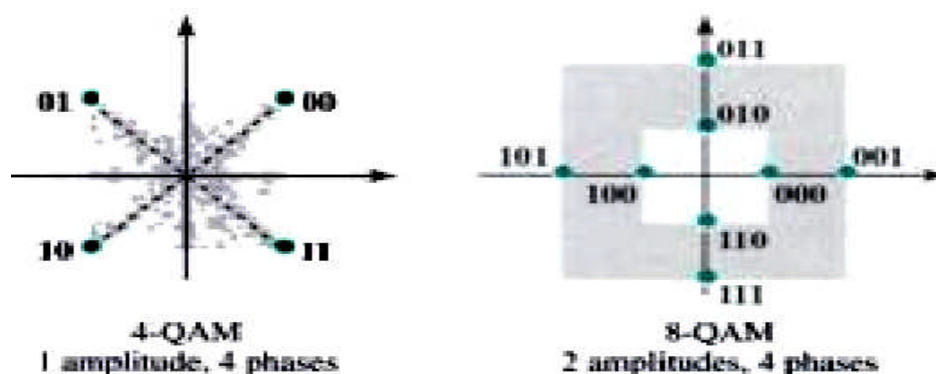


Figura 1.11 Constelaciones para 4-QAM y 8-QAM.

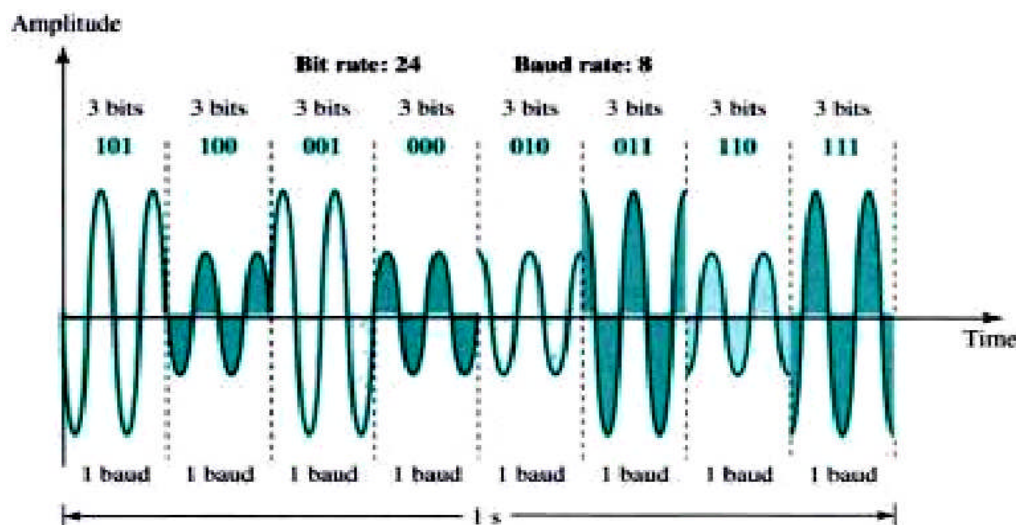
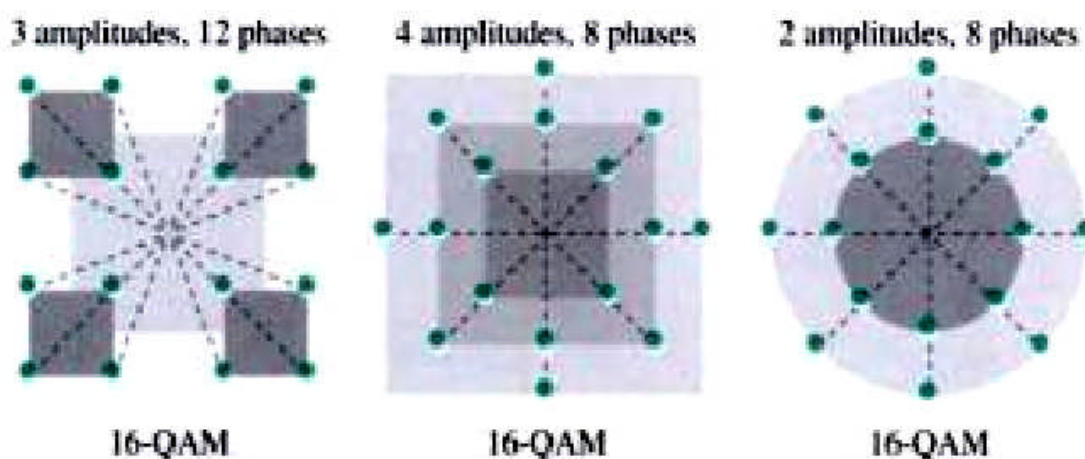


Figura 1.12 Señal 8-QAM en el dominio del tiempo.

Otras relaciones geométricas también son posibles. Tres populares configuraciones para 16-QAM se muestran en la Figura 1.13. El primer ejemplo, 3 amplitudes y 12 fases, maneja mejor el ruido debido a una gran relación de desplazamiento de fase a amplitud. Es recomendado por ITU-T. El segundo ejemplo, 4 amplitudes y 8 fases es recomendada por la OSI. Si se examina cuidadosamente la grafica, notará que no se usan todas las intersecciones de fase y amplitud. En efecto, 4 veces 8 permiten las posibles 32 variaciones. Pero usando únicamente la mitad de estas posibilidades, las mediciones de las diferencias entre desplazamientos es



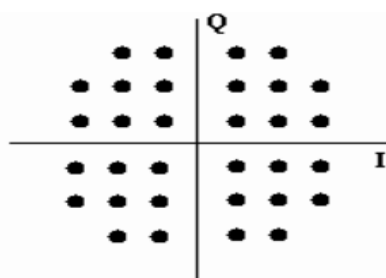
incrementada, asegurando una mayor legibilidad de la señal. Además, diversos diseños de QAM enlazan amplitudes específicas con fases específicas. Esto significa que aun con los problemas de ruido asociado al desplazamiento de la amplitud, la información de un desplazamiento puede recuperarse de la información de fase. En general, por lo tanto, una segunda ventaja de QAM sobre ASK es la baja susceptibilidad al ruido.



**Figura 1.13 Tres populares configuraciones para 16-QAM**

La modulación 16-QAM produce una transmisión más eficiente en el ancho de banda que otros formatos de modulación digital como BPSK, QPSK o 8PSK.

Otra variación de esta modulación es 32-QAM, para este caso existen 6 valores para cada componente I/Q, lo que genera 36 posibles estados, pero 36 no es potencia de 2, entonces la potencia más cercana es 32, por lo que el estado que implica mayor potencia para la transmisión es omitido, el diagrama de estados se muestra en la Figura 1.14, esto reduce la potencia del transmisor. Entonces, como  $2^5=32$ , hay 5 bits por símbolo.



**Figura 1.14 Constelación 32-QAM**

Se podría continuar incrementando el número estados, pero a nivel práctico el límite actual se encuentra en 256-QAM, aunque se espera poder alcanzar modulaciones QAM de 510 o 1024 estados. Para el caso de 256-QAM se usan 16 valores para I y 16 para Q, lo que produce los 256 estados (pues  $16 \cdot 16 = 256$ ). Como  $2^8 = 256$ , cada símbolo es representado con 8 bits. Este tipo de modulación es muy eficiente en el ancho de banda.

Sin embargo, los símbolos se encuentran muy cerca unos de otros, lo que hace que el sistema sea muy sensible al ruido y la distorsión. Esto hace que deba transmitirse con mayor potencia, lo que reduce la eficiencia en el consumo de potencia comparado con otros esquemas más simples.

Si por ejemplo se tuviera un radio que utiliza un muestreo de 8 bit, que muestrea a 10 KHz una señal de voz. Al utilizar modulación BPSK se envían 80 Kilo símbolos por segundo, a 1 bit por símbolo. Mientras que si se utiliza 256 QAM se envían 8 bits por símbolo, pero el índice de transmisión de símbolos es de 10 Kilo símbolos por segundo. Por lo tanto el sistema 256 QAM permite transmitir la misma información que usando BPSK, pero utilizando una octava parte del ancho de banda. Sin embargo, existe un compromiso, pues el radio se vuelve más complejo y más sensible al ruido y a las distorsiones. Por lo que los esquemas QAM de alto orden muestran mayores índices de error en la transmisión de bits (BER, del inglés Bit Error Rate).

El mínimo ancho de banda requerido para QAM es el mismo que para las señales ASK y PSK.

### **1.8 Aplicaciones de los esquemas de modulación digital**

Las principales aplicaciones, en las que se utilizan modulaciones digitales hoy en día se muestran en la siguiente Tabla 1.1.

Los límites teóricos de ancho de banda de algunos esquemas de modulación digital muy utilizados actualmente se muestran en la siguiente Tabla 1.2. Se dice anchos de banda teóricos, debido a que aún no se pueden alcanzar a nivel práctico, debido a que se requieren moduladores, demoduladores, filtros y canales perfectos.

**Tabla 1.1 Aplicaciones de esquemas de modulación digital**

Esquema de Modulación digital	Aplicación
MSK, GMSK	GSM, CDPD
BPSK	Cable módems, telemetría de larga distancia
QPSK, $\Pi/4$ DQPSK	Satélites, CDMA, NADC, TETRA, PHS, PDC, LMDS, DVB-S, cable (ruta de retorno), cable módems, TETS
OQPSK	CDMA, satélite
FSK, GFSK	DECT, radiolocalizadores, RAM mobile data, AMPS, CT2, ERMES, seguridad pública.
8, 16 DVB-C	Televisión digital en Estados Unidos, cable y emisiones
8 PSK	Satélite, aeronaves, telemetría
16 QAM	Radio de microondas digital, módems, DVB-C, DVB-T
32 QAM	Microondas terrestres, DVB-T
64 QAM	DVB-C, módems, MMDS
256 QAM	Módems, DVB-C (Europa), video digital

**Tabla 1.2 Anchos de banda teóricos de distintos esquemas de modulación digital**

Esquema de modulación digital	Ancho de banda límite (teórico)
MSK	1 bps/Hz
BPSK	1 bps/Hz
QPSK	2 bps/Hz
8PSK	3 bps/Hz
16QAM	4 bps/Hz
32QAM	5 bps/Hz
64QAM	6 bps/Hz
256QAM	8 bps/Hz

La Tabla 1.3 muestra las comparaciones de Bit y Baudios Rate para diferentes métodos de modulación digital.

**Tabla 1.3 Comparación de Bit Rates y Baud Rate para las modulaciones QAM y PSK**

Modulación	Unidades	Bits/Baud	Baud/Rate	Bit Rate
ASK, FSK, 2-PSK	Bit	1	N	N
4-PSK, 4-QAM	Dibit	2	N	2N
8-PSK, 8-QAM	Tribit	3	N	3N
16-QAM	Quadbit	4	N	4N
32-QAM	Pentabit	5	N	5N
64-QAM	Hexabit	5	N	6N
128-QAM	Septabit	7	N	7N
256-QAM	Octabit	8	N	8N

**Tabla 1.4 Energía por bit/ruido para BER= 10<sup>-6</sup>**

Modulación	Relación C/N (dB)	Relación Eb/No (dB)
BPSK	10.6	10.6
QPSK	13.6	10.6
4-QAM	13.6	10.6
8-QAM	17.6	10.6
8_PSK	18.5	14
16-PSK	24.3	18.3
16-QAM	20.5	14.5
32-QAM	24.4	17.4
64-QAM	26.6	18.8

En la Figura 1.15, una simple aproximación para la probabilidad de error del símbolo para la señalización M-PSK con ruido Gaussiano está dado por:

$$P_e \approx 1 - \operatorname{erf} \left[ \operatorname{sen} \left( \frac{\pi}{M} \right) \left( \frac{E}{N_0} \right)^{1/2} \right] \approx 1 - \operatorname{erf} \left[ (T_0 B)^{1/2} \operatorname{sen} \left( \frac{\pi}{M} \right) \left( \frac{C}{N} \right)^{1/2} \right] \quad (1.72)$$

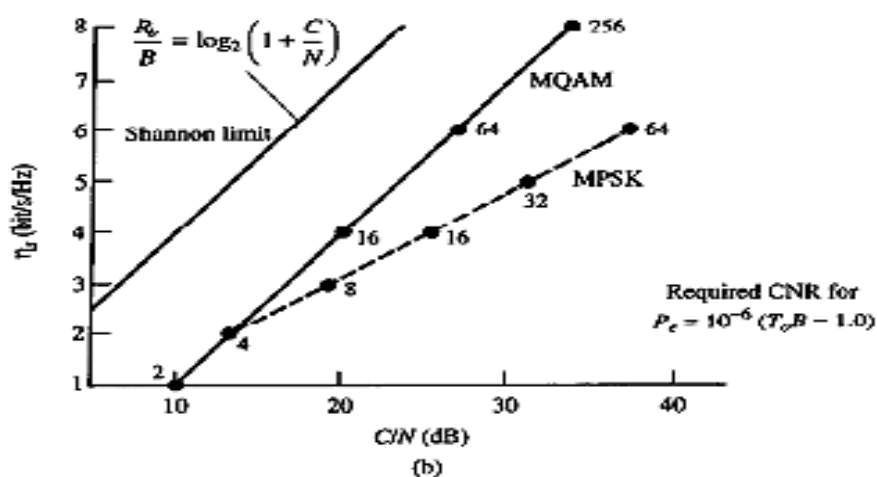
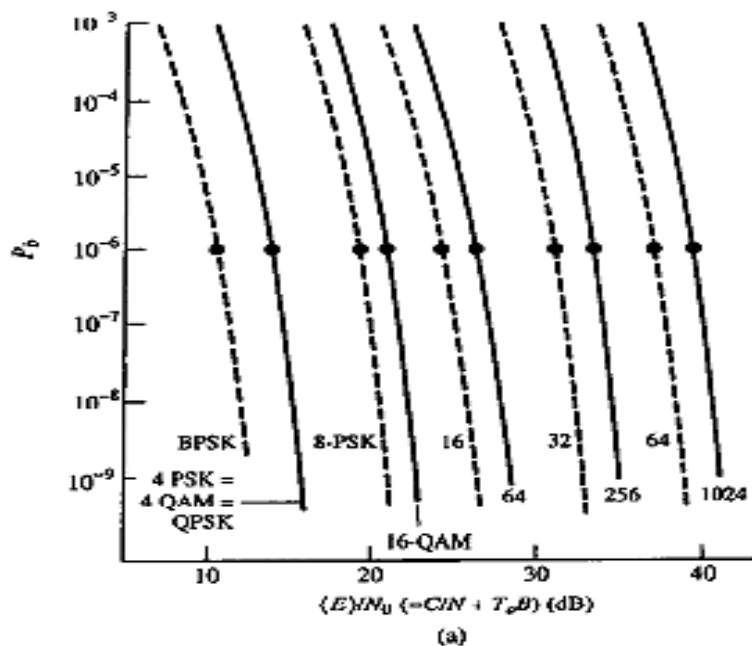


Figura 1.15  $P_b$  y eficiencia espectral para modulación M-aria de PSK (líneas punteadas) y QAM (líneas sólidas), con P: a) VER versus CNR; b) Comparación de la eficiencia espectral con estos esquemas de modulación. (Digital Comm, Glover&Grande)

Una simple aproximación para la probabilidad de error del símbolo para la señalización M-QAM con ruido Gaussiano es:

$$P_e = 2 \left\{ \frac{M^{1/2} - 1}{M^{1/2}} \right\} \left[ 1 - \operatorname{erf} \sqrt{\frac{3}{2(M-1)} \left( \frac{\langle E \rangle}{N_0} \right)^{1/2}} \right] = 2 \left\{ \frac{M^{1/2} - 1}{M^{1/2}} \right\} \left[ 1 - \operatorname{erf} \sqrt{\frac{3T_0 B}{2(M-1)} \left( \frac{C}{N} \right)^{1/2}} \right] \quad (1.73)$$

Para código grey en la salida del modulador M-PSK o M-QAM, la probabilidad del error de bit es aproximado por:

$$P_b = \frac{P_e}{\log_2 M} \quad (1.74)$$

Donde erf(z) es la función de error. Para  $x \geq 4.0$  la función de error puede aproximarse por:

$$erf(x) = 1 - \frac{e^{-x^2}}{(\sqrt{\pi} x)} \quad (1.75)$$

Donde  $\langle E \rangle$  es la energía promedio por símbolo QAM,  $T_o$  la duración del símbolo.

## CAPITULO II

### INTRODUCCIÓN A WiMAX

#### **2.1 Descripción general de WiMAX o IEEE 802.16**

La rápida revolución de las telecomunicaciones ha permitido la aparición de tecnologías digitales de banda ancha para ofrecer acceso a Internet a velocidades considerables vía cable (DSL, Cable-Modem) y vía radio (3G o UMTS<sup>1</sup>). La aparición es debida al hecho de que cada vez ha habido y hay más organizaciones, escuelas, empresas y zonas residenciales donde el acceso a Internet es primordial, ya sea por temas de negocio, académicos o de ocio, hecho que hace que aumente la cantidad de usuarios que se quieren conectar. Es por esta razón que se tuvo que aumentar el ancho de banda de los sistemas para poder soportar la conectividad de más usuarios a altas velocidades. No obstante, el acceso a Internet con estas tecnologías se abastece principalmente a zonas con una alta densidad de población y probabilidad elevada de frutos económicos como por ejemplo las ciudades, un objetivo principal de los proveedores de servicios. Esto significa que aquellos sitios con escasa densidad de población, apartados de la ciudad y también de las centralitas de los mismos proveedores, no podrán aprovechar los beneficios de las tecnologías anteriores debido al elevado coste del cableado. Este es el caso de las zonas rurales, por ejemplo.

Quizás se podría pensar que una posible alternativa para evitar el cable en la última milla sería el acceso por UMTS; la respuesta es que no, y esto es debido por la principal razón de que el coste de una BS de UMTS es mayor que la de una BS de WiMAX, además del elevado precio que supone mantener licencias de bandas frecuenciales para UMTS.

Para hacer frente a estos inconvenientes y poder proporcionar conectividad a Internet, principalmente en las zonas rurales, a alta velocidad, se creó en el año 1998 el grupo de IEEE 802.16 para poder desarrollar un estándar en el que permitía desarrollar un sistema wireless de banda ancha basado en la topología punto-

---

<sup>1</sup> Universal Mobile Telecommunications System

multipunto con visión directa (LOS<sup>2</sup>) en la banda de operación de 10 GHz-66GHz. Este estándar aceptado en Diciembre del 2001, se basaba en una sola portadora en la capa física y con multiplexación por división de frecuencia (TDM<sup>3</sup>) en la capa de control de acceso al medio (MAC<sup>4</sup>). El inconveniente de este estándar es la utilización de una sola portadora para la transmisión y frecuencias de portadoras extremadamente altas, hecho que limitaba a aplicaciones de conectividad fija.

Con el tiempo el grupo de IEEE 802.16 produjo subsecuentemente 802.16a como un arreglo al estándar 802.16 para permitir aplicaciones sin visión directa en la banda de 2GHz-11GHz, uso de múltiples subportadoras OFDM<sup>5</sup>, topologías punto-multipunto y en malla y una amplia variedad de canales con diferentes anchos de banda. Estas mejoras se reflejan en dos nuevos estándares o revisiones del estándar original IEEE 802.16a: el estándar IEEE 802.16-2004 conocido como WiMAX fijo (en el resto del documento se referirá a WiMAX) y el estándar IEEE 802.16e-2005 conocido como WiMAX móvil. Tanto una como la otra no requieren LOS dado que operan en bandas de frecuencias más bajas que la primera variante de WiMAX 802.16.

IEEE 802.16-2004 es una de las futuras revisiones de IEEE 802.16a que opera a la misma banda frecuencial y también utiliza OFDM para transmitir múltiples símbolos a usando 256 subportadoras. Esta variante es una especificación de IEEE 802.16d o WiMAX fijo ya que se creó con el objetivo de dar cobertura a emplazamientos fijos. Cuando se dice especificación se refiere a que IEEE 802.16d fue adoptado por WiMAX Forum, una organización que se creó con la finalidad de permitir la interoperabilidad entre equipos de diferentes fabricantes. WiMAX Forum es una organización industrial sin ánimo de lucro formada a partir de operadores de telecomunicaciones y compañías de componentes y equipamientos para certificar y promover la compatibilidad e interoperabilidad de los productos de banda ancha basados en el estándar IEEE 802.16. Uno de los principales objetivos de este organismo es acelerar la introducción de estos sistemas en el mercado.

---

<sup>2</sup> Line Of Sight

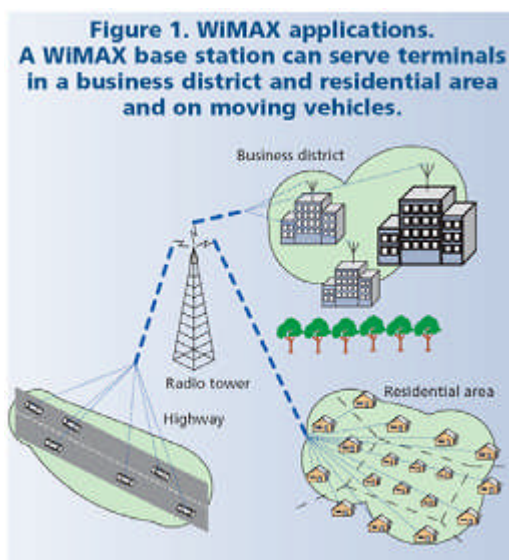
<sup>3</sup> Time Division Multiplexed

<sup>4</sup> Medium Access Control

<sup>5</sup> Orthogonal frequency division multiplexing



La Figura 2.1 muestra una de las aplicaciones de WiMAX en el que una estación base puede dar servicio en un distrito empresarial, en una área residencial y a vehículos en movimiento en su celda.



**Figura 2.1 Aplicación de WiMAX**

IEEE 802.16e-2005 o WiMAX móvil se puede considerar como una mejora de su predecesor, el IEEE 802.16-2004 ya que permite dar cobertura no tan solo fija sino también móvil en el sentido que los usuarios móviles pueden mantener la comunicación sin que se perciba el cambio de asociación entre estaciones base por medio del procedimiento de *handover*. La diferencia a nivel físico entre WiMAX fijo y WiMAX móvil es el número de subportadoras utilizadas para modular los símbolos de información. Como ya se ha dicho, IEEE 802.16-2004 solamente soporta 256 subportadoras OFDM por usuario mientras que IEEE 802.16e-2005 ofrece un número de subportadoras hasta un máximo de 2048 que se pueden asignar a diferentes usuarios mediante el esquema de acceso múltiple ODFMA<sup>6</sup>, es decir, el acceso al canal es por medio de unas ciertas subportadoras asignadas por la BS.

En la Tabla 2.1 podemos observar las diferencias entre los diferentes estándares adoptados por IEEE y por WiMAX Forum que permite la interoperabilidad entre los

<sup>6</sup> Orthogonal Frequency Division Multiplexing Access

diferentes fabricantes indicando la banda de frecuencias de operación, la capa PHY (capa física) a utilizar y otros parámetros.

	802.16	802.16-2004	802.16e-2005
<b>Estado</b>	Completado Diciembre 2001	Completado Junio 2004	Completado Diciembre 2005
<b>Banda de Frecuencia</b>	10GHz-66GHz	2GHz-11GHz	2GHz-11GHz para fijo; 2GHz-6GHz para móvil
<b>Aplicación</b>	LOS fija	NLOS fija	NLOS fija y móvil
<b>Arquitectura MAC</b>	PTM <sup>7</sup> , malla	PTM, malla	PTM, malla
<b>Esquema de Transmisión</b>	Solo 1 portadora	256 subportadoras OFDM	OFDM escalable (OFDMA) con 128, 256, 512, 1024 o 2048 subportadoras
<b>Modulación</b>	QPSK <sup>8</sup> , 16QAM <sup>9</sup> , 64QAM	QPSK, 16QAM, 64QAM	QPSK, 16QAM, 64QAM
<b>Velocidad de transmisión</b>	32 Mbps-134.4 Mbps	1Mbps-75 Mbps	1Mbps-75 Mbps
<b>Multiplexado</b>	Burst TDM/TDMA	Burst TDM/TDMA/ OFDM/OFDMA	Burst TDM/TDMA/OFDM/OFDMA
<b>Duplexado</b>	TDD <sup>10</sup> y FDD <sup>11</sup>	TDD y FDD	TDD y FDD
<b>Anchos de banda de canal</b>	20MHz, 25 MHz, 28 MHz	1.75 MHz, 3.5 MHz, 7 MHz, 14 MHz, 1.25 MHz, 5 MHz, 10 MHz, 15 MHz, 8.75 MHz	1.75 MHz, 3.5 MHz, 7 MHz, 14 MHz, 1.25 MHz, 5 MHz, 10 MHz, 15 MHz, 8.75 MHz
<b>Designación interfaz aérea</b>	WirelessMAN-SC	WirelessMAN-OFDM	WirelessMAN-OFDM
<b>Implementación WiMAX</b>	Ninguna	256-OFDM	OFDMA escalable

**Tabla 2.1 Características básicas de los diferentes estándares WiMAX**

## 2.2 Características principales

En esta sección se comentan las características que hacen de WiMAX una tecnología robusta, fiable y adaptable a cualquier ambiente gracias a su gran número de opciones que ofrece y que se comentan a continuación:

<sup>7</sup> Point-To-Multipoint

<sup>8</sup> Quaternary Phase Shift Keying

<sup>9</sup> Quadrature Amplitude Modulation

<sup>10</sup> Time Division Duplex

<sup>11</sup> Frequency Division Duplex

### 2.2.1 En la capa física

La capa física, para el sistema WiMax, contempla las siguientes partes:

- **Capa física basada en OFDM:** La capa física de WiMAX está basada en OFDM, un esquema que ofrece una buena resistencia al efecto multicamino (*multipath*) incluso en condiciones NLOS.
- **OFDMA:** Es una técnica utilizada por WiMAX móvil para el acceso múltiple aprovechando la diversidad multiusuario donde cada usuario es asignado a una serie de subportadoras o subcanales.
- **Elevados máximos de velocidad:** Gracias al conjunto de las técnicas de modulación y codificación adaptativa, así como de las múltiples antenas y de la multiplexación espacial, WiMAX permite conseguir una elevadas velocidades máximas. Por ejemplo, utilizando un ancho de banda de 10 MHz y el esquema de duplexado TDD con una tasa de 3:1 (3 tramas *downlink* - 1 trama *uplink*) la velocidad máxima en capa física (*gross rate*) es aproximadamente 25 Mbps para *downlink* y 6.7 Mbps para *uplink*.
- **Velocidad y ancho de banda escalables:** Esta característica es única para IEEE 802.16e-2005 con el modo escalable OFDMA. Permite adaptar la velocidad con el ancho de banda del canal disponible. Cuanto más grande sea el ancho de banda del canal, más grande será el tamaño de la FFT<sup>12</sup> y eso implica más subportadoras habrán en el canal facilitando un aumento de la tasa de datos o velocidades de transmisión.
- **Modulación y codificación adaptativa (AMC<sup>13</sup>):** Esta técnica es una de las principales características que hacen que WiMAX sea una tecnología que se adapte al usuario en función de un canal variante en el tiempo. Esta técnica cambia la modulación y/o la codificación FEC<sup>14</sup> teniendo en cuenta la SNR instantánea que el receptor WiMAX recibe en un instante de tiempo. Por esto se llama adaptativa, ya que utiliza la mejor modulación y/o codificación para cada MAC PDU<sup>15</sup> o subtrama de usuario que mejora notablemente su velocidad de información.

---

<sup>12</sup> Fast Fourier Transform

<sup>13</sup> Adaptive Modulation and Coding

<sup>14</sup> Forward Error Correction

<sup>15</sup> Protocol Data Unit

- **Soporte para técnicas de múltiples antenas:** Además de OFDM y AMC para aumentar la tasa de transmisión, WiMAX permite incorporar antenas adicionales al transmisor/receptor. Concretamente, la velocidad se aumenta gracias a las técnicas de antenas avanzadas tales como: *beamforming*, codificación en espacio-tiempo (STC<sup>16</sup>), y multiplexación espacial.

### 2.2.2 En la capa MAC

La capa MAC, para el sistema WiMax, contempla las siguientes partes:

- Retransmisiones de capa de enlace: WiMAX utiliza una de las técnicas utilizada en muchas redes de ordenadores que se conoce como ARQ<sup>17</sup>. Esta herramienta permite retransmitir aquellos paquetes enviados al destino del cual el transmisor no ha recibido ninguna justificación de recepción a través del ARQ. Cada paquete transmitido ha de ser reconocido por el receptor y este último ha de enviar una justificación de la recepción.
- Soporte por FDD y TDD: Tanto IEEE 802.16-2004 como IEEE802.16e-2005 soportan duplexado FDD y TDD. TDD será el duplexado definitivo para el futuro de WiMAX ya que dispone de más ventajas: (1) Más eficiencia espectral ya que no son necesarias dos bandas de frecuencias. (2) Utilizando TDD se pueden tener enlaces asimétricos y por lo tanto más flexibilidad a la hora de escoger las velocidades de *downlink* y de *uplink*, (3) reciprocidad del canal para los dos enlaces y (4) al operar en una sola banda frecuencial, menos complejidad en los equipos.
- Asignación de recursos dinámicos y flexibles para usuario: La asignación de recursos a los usuarios como ancho de banda en los canales de bajada y subida, es controlado por un programa de la estación base. Aún así, cuando existe diversidad multi-usuario, la asignación puede estar realizada en tiempo (TDM), en frecuencia (OFDM) o en espacio (AAS<sup>18</sup>). El estándar permite la asignación de los anchos de banda en estos tres dominios.
- Calidad del servicio (QoS<sup>19</sup>): La capa MAC de WiMAX tiene una arquitectura orientada a conexión que está diseñada para soportar una variedad de aplicaciones, incluyendo servicios de voz y multimedia con una variedad de usuarios con múltiples

---

<sup>16</sup> Space-Time Coding

<sup>17</sup> Automatic Retransmission Request

<sup>18</sup> Advanced Antenna Systems

<sup>19</sup> Quality-of-Service

conexiones/usuario. QoS de WiMAX ofrece tasa de bits constante, tasa de bits variable, flujo de tráfico en tiempo no real, y tráfico de datos *best-effort* de manera que permite adaptarse a los requerimientos QoS de cada conexión de usuario.

- Soporte para la movilidad: La variante de WiMAX móvil incluye una serie de mecanismos que permiten al usuario mantener una conectividad móvil, eficiente y muy robusta para aplicaciones tolerantes a los retardos, como VoIP<sup>20</sup> especialmente en casos de cambio de estación base (*handover*<sup>21</sup>). Técnicas como estimación de canales frecuentes, ahorro de potencia, subcanalización de *uplink* y control de potencia también son especificados en el soporte para aplicaciones móviles.

### 2.2.3 Descripción a nivel físico

La capa física de WiMAX (IEEE 802.16-2004) está basada en multiplexación por división de frecuencias ortogonales. OFDM es un esquema de transmisión que permite llevar a cabo comunicaciones multimedia, video y datos a alta velocidad y es utilizado por una gran variedad de sistemas comerciales de banda ancha incluyendo DSL, Wi-Fi, *Digital Video Broadcast-HandHeld* (DVB-H), etc. Además, OFDM permite comunicaciones robustas en ambientes sin visión directa, con obstáculos entre transmisor y receptor que causan propagaciones de la señal por múltiples caminos entre el transmisor y el receptor (efecto multicamino).

En este apartado se hace una breve introducción a la capa física de WiMAX.

Se comienza con la explicación de la estructura de la trama WiMAX, seguida de una breve introducción a OFDM. Finalmente se comentan brevemente las técnicas de modulación y codificación adaptativa y antenas múltiples (o diversidad espacial).

### 2.2.4 Slot y estructura de trama

Se llama slot a la mínima unidad de tiempo-frecuencia que asigna el sistema a un determinado enlace. Un slot puede contener un número entero de símbolos OFDM dependiente del esquema de subcanalización utilizado. Así pues, una serie de slots forman la región de datos del usuario. Los algoritmos de programación podrían asignar las regiones de datos del usuario a diferentes usuarios dependiendo de las condiciones del canal, de la demanda o de los requisitos de QoS.

---

<sup>20</sup> Voice over IP

<sup>21</sup> Handover se refiere al proceso de cambio de estación base, es decir, al cambio entre celdas.

En cambio, una trama de WiMAX está compuesta por dos subtramas: una subtrama de *downlink* y una subtrama de *uplink* separadas por un intervalo de guarda tal y como se observa en la Figura 2.2 (en el caso de TDD). Si el duplexado es FDD significa que se pueden enviar las dos tramas en bandas de frecuencia diferentes y por lo tanto no es necesaria una estructura determinada de tramas como pasa en TDD. Además, la transmisión en FDD o en TDD puede ser en modo *full-duplex*, en el que la transmisión y la recepción se efectúan simultáneamente o en modo *half-duplex*, en el que la transmisión y la recepción se efectúan por separado. Si la transmisión es en modo *full-duplex* y FDD es necesario que el controlador de ancho de banda de la estación base asigne las frecuencias correspondientes a las dos tramas; esto no pasa en modo *half-duplex*.

La variante de IEEE 802.16-2004 utiliza FDD y la variante de IEEE 802.16e-2005 utiliza TDD. De todas maneras, la tendencia al futuro es utilizar TDD porque dispone de las ventajas que ya se han comentado en el apartado anterior. La Figura 2.2 muestra la estructura de trama TDD para la variante de WiMAX fijo y la Figura 2.3 muestra la estructura de trama TDD para la variante de WiMAX móvil.

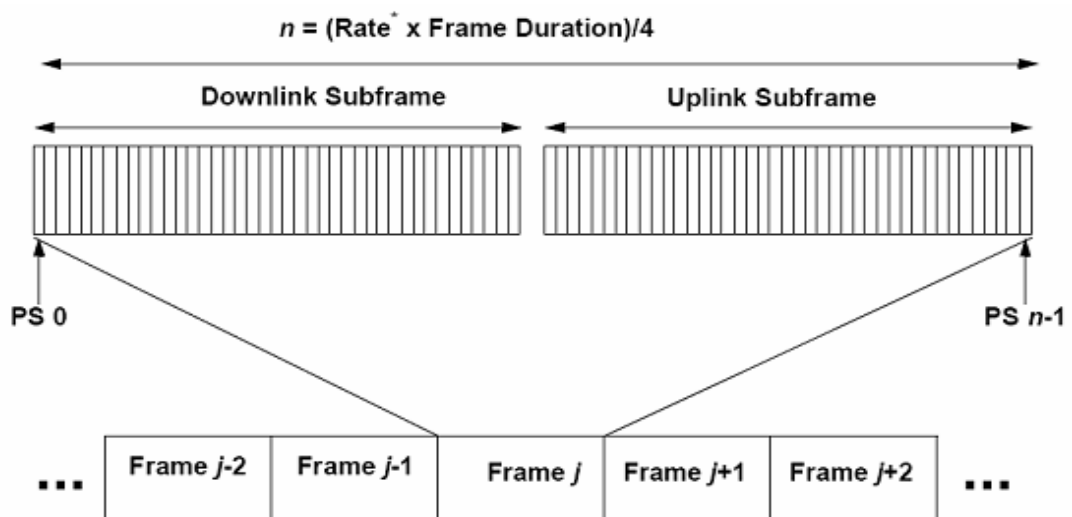
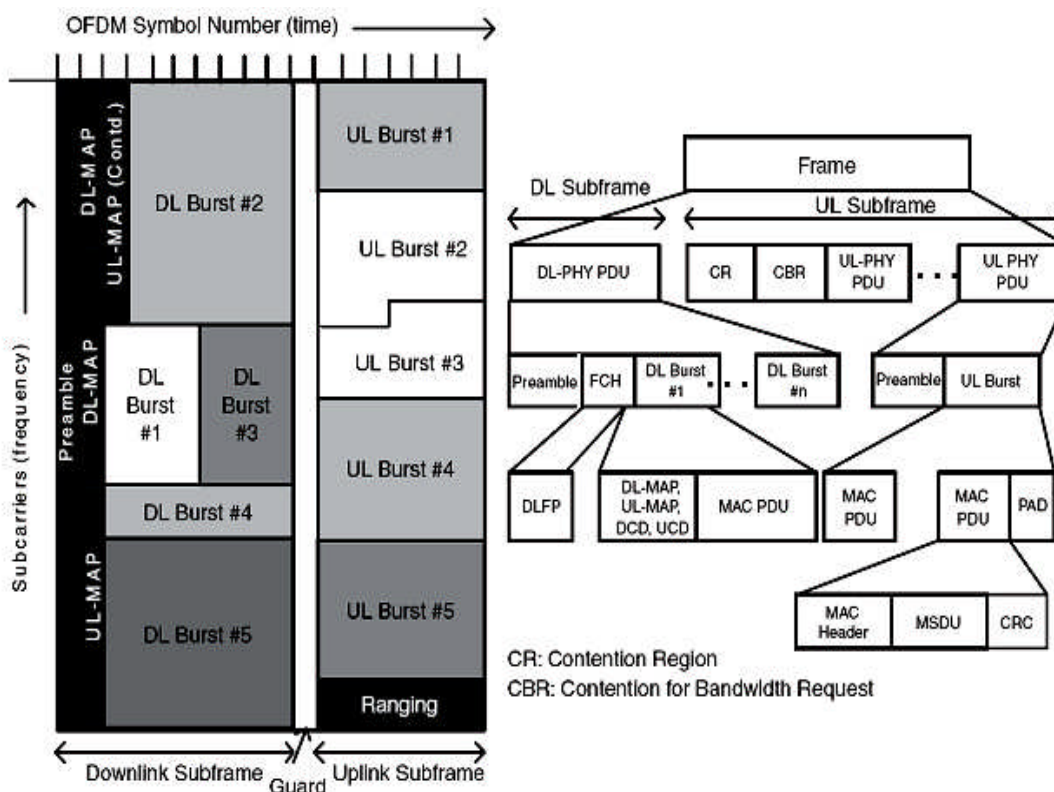


Figura 2.2 Estructura de trama TDD para WIMAX fijo.



**Figura 2.3 Estructura de trama TDD para WiMAX móvil.**

Se puede observar que una trama TDD empieza con un preámbulo de *downlink* (DL) que se utiliza para finalidades en la capa física, como por ejemplo sincronización de frecuencia y estimación inicial de canal. El preámbulo de *downlink* es seguido por la cabecera de control de trama (FHC<sup>22</sup>). Esta cabecera especifica la información de configuración de la trama tal como: la longitud de los mensajes MAP, el esquema de modulación/codificación y las subportadoras utilizables. La cabecera FHC es seguida por uno o múltiples *bursts* que son transmitidos por diferentes esquemas de modulación y codificación. Cada *burst* se asigna a un usuario y es por esta razón que se tienen esquemas AMC diferentes. Además, cada *burst* es transmitido según un determinado perfil asignado para el mensaje MAP y un número entero de símbolos OFDM. Ya que los mensajes MAP tiene información crítica que necesita llegar a todos los usuarios, éstos se transmiten a baja velocidad con BPSK y una tasa de codificación 1/2. En el caso de WiMAX móvil y en el de muchos usuarios que utilicen aplicaciones que requieran paquetes de tamaño pequeño (ejemplo: VoIP), el

<sup>22</sup> Frame Control Header

sistema puede opcionalmente utilizar submensajes MAP y enviarlos a los diferentes usuarios a velocidades de transmisión elevadas.

El perfil y la localización del primer *burst* de *downlink* se especifican en el prefijo de la trama de *downlink* (DLFP<sup>23</sup>) que forma parte de la cabecera de control de trama.

La estimación del canal inicial, obtenida del preámbulo, puede ser utilizada para el seguimiento adaptativo del canal utilizando subportadoras piloto incrustadas en el símbolo OFDM. Desde que la duración de cada trama WiMAX es corta (1-2 ms) en el caso de WiMAX fijo la estimación adaptativa del canal se puede omitir debido a que se considera que el canal no varía mucho en la duración de la trama.

Como se puede observar en la Figura 2.3 una subtrama *downlink* consta de múltiples *bursts* de diferentes usuarios, en una topología PTM. WiMAX es una tecnología flexible a nivel de trama ya que permite que las tramas sean de longitudes variables (entre 2-20ms) y también los *bursts*, los cuales pueden contener paquetes de tamaño fijo o variable, provenientes de las capas superiores.

No obstante, y por temas de interoperabilidad, los equipos WiMAX están preparados para soportar tramas de solo 5ms. En el caso de la subtrama *uplink*, aparte de incluir la información de los diferentes usuarios en cada uno de los *bursts*, incluye dos porciones reservadas para temas de gestión: el CR (*Contention Region*) y el CBR (*Contention for Bandwidth Request*). La región de contención puede ser utilizada para ajustamientos de lazo cerrado de potencia, tiempo y frecuencia. Además, puede ser utilizada para cuando la cantidad de datos a enviar es demasiado pequeña como para justificar la petición de un canal dedicado. La subtrama *uplink* tiene dedicado un canal de indicador de la calidad del canal (CQICH) localizado entre el canal de sincronización (*ranging*) y los *bursts* de tráfico para enviar la estimación de la calidad del canal a la BS.

WiMAX permite incorporar preámbulos más frecuentes dentro de la trama para aumentar la fiabilidad cuando el terminal móvil circula a velocidades altas (ejemplo: 150 Kmp/h).

---

<sup>23</sup> Downlink frame prefix



### 2.2.5 Multiplexación por división de frecuencias ortogonales

La palabra multiplexar en comunicaciones significa agrupar un conjunto de señales y enviarlas por un medio. Si cada uno de las señales se envía con portadoras de frecuencias diferentes se llama multiplexación por división de frecuencias o FDM<sup>24</sup>. La idea general de OFDM, en el caso particular de FDM, es dividir un símbolo de período  $T_s$  y ancho de banda  $B_s$  en  $L$  subsímbolos de período  $LT_s$ , y ancho de banda  $B_s/L$  y enviarlos en paralelo por el canal de comunicación, previamente modulados por una subportadora OFDM. Es por eso que OFDM también se conoce como modulación multiportadora. ¿Pero por qué se hace esto?

Todo el mundo sabe que la propagación por un canal de comunicaciones cualquiera no es de camino directo sino que, debido a obstáculos entre transmisor y receptor, la propagación será multicamino. Dicho de otra manera las señales en recepción que provienen del transmisor se verán afectadas en amplitud y fase. Esto significa que en algún momento el receptor recibirá réplicas de las señales transmitidas por el receptor. Cada una de las señales llegará al receptor con un determinado retardo introducido por el canal. Cada una de las señales llega al receptor con un cierto retardo  $\tau$  introducido por el canal, que en sistemas de banda ancha el canal suele ser selectivo en frecuencia. Un canal de comunicaciones se considera selectivo en frecuencia cuando el retardo  $\tau$  introducido (*delay spread*) al símbolo enviado es superior al período de símbolo  $T_s$ . Dicho de otra manera, si se considera  $H(f)$  la respuesta frecuencial del canal, este será selectivo en frecuencia cuando la diferencia en amplitud entre dos frecuencias consecutivas sea superior a un umbral establecido, que normalmente es de 3dB:

$$H(f_i) \neq H(f_{i+1}) \quad (2.1)$$

Se define el ancho de banda de coherencia como la diferencia entre aquellas frecuencias en las cuales el canal se puede considerar *flat fading*:  $B_c = |f_j - f_{j+1}|$  y por lo tanto, el canal afectará casi igual a todas las frecuencias de símbolo o símbolos que se envíen.

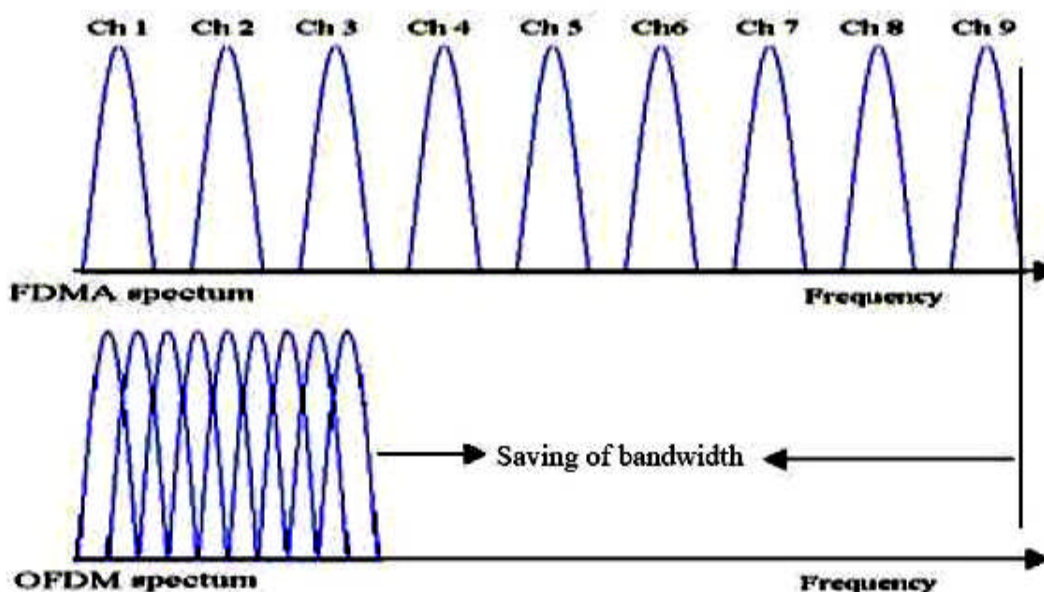
---

<sup>24</sup> Frequency Division Multiplexing

Por lo tanto, si el canal es selectivo en frecuencia significa que la probabilidad de aparecer ISI<sup>25</sup> es alta. La ISI aparece en canales fading cuando la duración de cada símbolo retardado un tiempo diferente se ensancha sobreponiéndose con otros símbolos posteriores o anteriores.

Para combatir la ISI en un canal selectivo en frecuencia es necesario que el retardo  $\tau < T_s$  o que  $B_s < B_c$ . Es decir, en el dominio temporal que el retardo del canal introducido a los símbolos sea el menor posible para evitar ISI y en el dominio frecuencial que el ancho de banda de cada subsímbolo que envía sea inferior al ancho de banda de coherencia del canal permitiendo que cada símbolo experimente un canal invariante en el tiempo. Esto es lo que hace OFDM y por eso envía en paralelo más de un subsímbolo.

La Figura 2.4 compara el espectro de FDM con el espectro de OFDM con un total de 9 portadoras o canales.



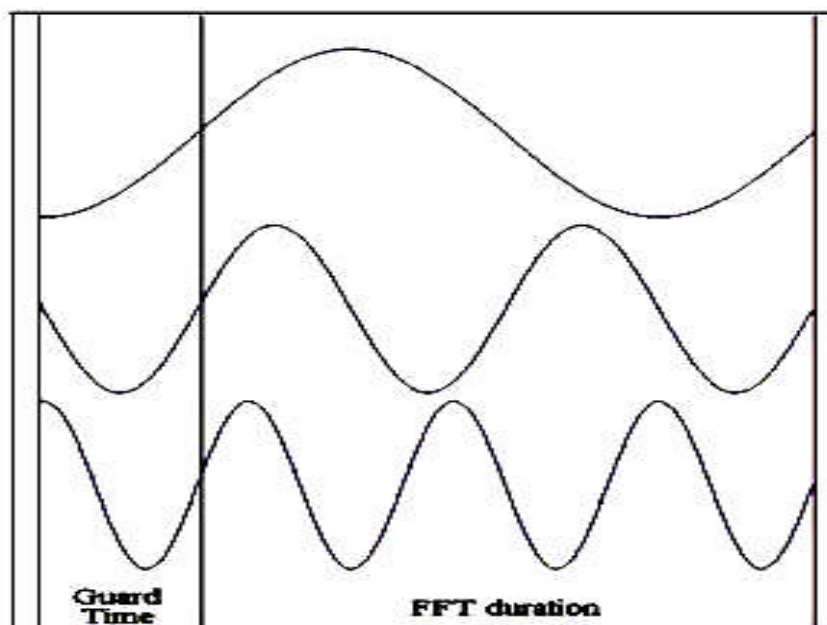
**Figura 2.4 Comparación entre FDM y OFDM.**

Para que OFDM funcione correctamente ha de mantener en cualquier momento la ortogonalidad entre todas las subportadoras. Matemáticamente se puede expresar la ortogonalidad con la siguiente expresión:

<sup>25</sup> Intersymbol Interference

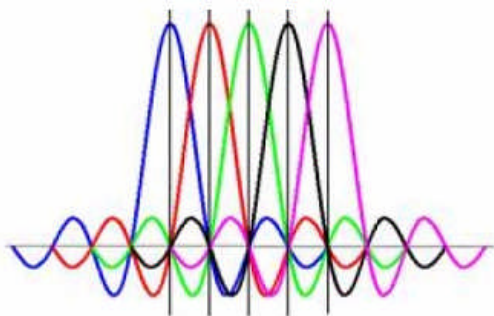
$$\int_0^T \sin 2\pi t \cdot \sin 2\pi(2f)t \cdot dt = 0, \quad \text{donde } T \text{ es múltiplo de } 1/f \quad (2.2)$$

Para mantener la ortogonalidad es necesario que el período de símbolo sea el inverso del espacio entre subportadoras,  $B_{SC} = BW/N$  siendo  $BW$  el ancho de banda nominal y  $N$  el nombre de subportadoras. Además, la FFT (demultiplexado OFDM en recepción) se ha de considerar sobre la duración del símbolo el cual cubre un número entero de ciclos de portadora tal y como se muestra en la Figura 2.5.

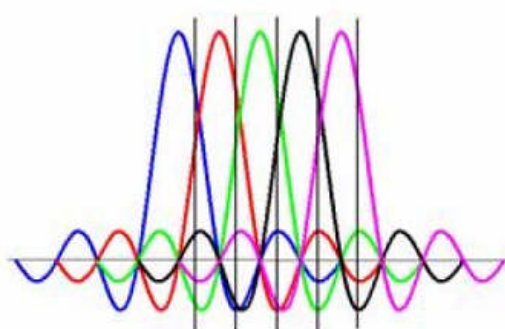


**Figura 2.5 Tres subportadoras ortogonales mostradas separadamente  
(en la práctica se transmite una suma de las 3)**

Como ya se ha comentado, el tamaño de la FFT depende inversamente de la función de duración del símbolo. Si la duración del símbolo es muy grande se asegura una no ISI, pero a la vez las subportadoras están más cerca. Este hecho puede provocar una cierta desviación frecuencial, causada por la velocidad del terminal móvil (efecto *Doppler*) y entonces aparecerá la ICI o *Intercarrier Interference*. Las Figuras 2.6 y 2.7 comparan los efectos de ICI con los de no ICI.



**Figura 2.6 Sincronización perfecta. Espectro OFDM sin ICI con 5 subportadoras.**



**Figura 2.7 Sincronización perfecta. Espectro OFDM con ICI con 5 subportadoras.**

Existe un compromiso entre protección contra el multicamino, la desviación *Doppler* y la complejidad/coste del diseño.

Otra posible opción para eliminar completamente la ISI es añadir intervalos de guarda entre símbolos OFDM en el dominio temporal más grandes que el *delay spread*.

Resumiendo en la Tabla 2.2 se resumen las ventajas y desventajas de OFDM:

Ventajas	Desventajas
<ul style="list-style-type: none"> <li>• Alta eficiencia espectral.</li> <li>• Implementación simple con IFFT en transmisión y FFT en recepción.</li> <li>• Baja complejidad del receptor.</li> <li>• Adecuado para transmisión de altas velocidades en canales <i>multipath fading</i>.</li> <li>• Alta flexibilidad en términos de adaptación a canal.</li> <li>• Esquemas de acceso múltiple de baja complejidad tales como OFDMA.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Sensibilidad al tiempo y errores de sincronización de frecuencia.</li> <li>• Elevado PAPR (<i>peak-to-average power ratio</i>).</li> <li>• A mayor tamaño de la FFT o duración de símbolo, aparición de ICI.</li> </ul>

**Tabla 2.2 Ventajas y desventajas de OFDM**

Enfocando OFDM a WiMAX fijo, 802.16-2004 utiliza OFDM con 256 subportadoras fijas entre las cuales se dividen con 192 subportadoras de datos, 8 subportadoras piloto por tramas de sincronización y estimación de canal y 56 subportadoras de banda de guarda.

Desde que el número de subportadoras es fijo, el espaciado varía en función del ancho de banda nominal. Si el ancho de banda nominal aumenta, el espaciado entre subportadoras también aumenta provocando una reducción de la duración del símbolo. Por eso lo que se hace es introducir más fracciones de tiempo de guarda entre símbolos OFDM. Por ejemplo, en el caso de  $BW = 3.5\text{MHz}$  se acostumbra a utilizar un 25% de tiempo de guarda para soportar retardos superiores a 16 $\mu\text{s}$ .

Enfocando OFDM en WiMAX móvil, 802.16e-2005 utiliza gran variedad de número de subportadoras, concretamente entre 128 y 2048 subportadoras para adaptarse al ancho de banda nominal cuando este aumenta. Es decir, el tamaño de la FFT (número total de subportadoras) aumenta si el ancho de banda nominal aumenta ya que el espaciado siempre es fijo siendo de 10.94KHz. Este espaciado, además de mantener la duración del símbolo, permite satisfacer los requisitos del retardo del canal y del efecto Doppler. Con un  $BW = 3.5\text{GHz}$ , se pueden conseguir retardos superiores a 20 $\mu\text{s}$  con el espaciado anterior. Un espaciado de 10.94 KHz implica que el número de subportadoras 128, 512, 1042 y 2048 pueden ser utilizadas cuando  $BW = 1.25\text{MHz}$ , 5MHz, 10MHz y 20MHz respectivamente.

La Tabla 2.3 muestra los parámetros OFDM utilizados en WiMAX tanto fijo como móvil.

### 2.2.6 Modulación y codificación adaptativa

Una de las herramientas a parte de OFDM que permite mejorar la eficiencia espectral en la transmisión de símbolos sobre un canal variante en el tiempo, es la técnica de modulación y codificación adaptativa. La idea básica es realizar una estimación del canal de *downlink* en el receptor y enviar la estimación obtenida al transmisor a través del canal indicador de la calidad del canal (CQICH) que se encuentra en la trama de *uplink*. Lo que se estima básicamente es la  $SNR^{26}$   $\gamma$  del canal que se define

---

<sup>26</sup> Signal-to-Noise Ratio

como la SINR recibida por el receptor  $\gamma_r$  dividida por la potencia de transmisión  $P_t$  que normalmente es una función de  $\gamma$ . La SINR en recepción es pues  $\gamma_t = P_t \gamma$ .

Parámetro	WiMAX Fix OFDM-PHY	WiMAX Móvil OFDMA-PHY			
Tamaño de la FFT	256	128	512	1024	2048
Nombre de subportadoras de datos <sup>27</sup>	192	72	360	720	1440
Nombre de subportadoras piloto	8	12	60	129	240
Nombre de subportadoras de banda de guarda/nulas	56	44	92	184	368
Prefijo cíclico o Tiempo de guarda (Tg/Tb)	1/32, 1/16, 1/8, 1/4				
Tasa de sobre muestreo (Fs/BW)	Depende del BW: 7/6 para 256 OFDM, 8/7 para múltiples de 1.75MHz y 28/25 para múltiples de 1.25MHz, 1.5MHz, 2MHz o 2.75 MHz				
Ancho de banda de canal (MHz)	3.5	1.25	5	10	20
Espaciado frecuencial de subportadoras (KHz)	15.625	<b>10.94</b>			
Tiempo útil de símbolo ( $\mu$ s)	64	<b>91.4</b>			
Tiempo de guarda asumiendo un 12.5 % de retardo ( $\mu$ s)	8	<b>11.4</b>			
Duración de un símbolo OFDM ( $\mu$ s)	72	<b>10.29</b>			
Nombre de símbolos OFDM en una trama de 5 (ms)	69	<b>48.0</b>			

**Tabla 2.3 Parámetros OFDM utilizados en WiMAX. Los valores en negrita se corresponden a aquellos de perfiles de sistema WiMAX iniciales.**

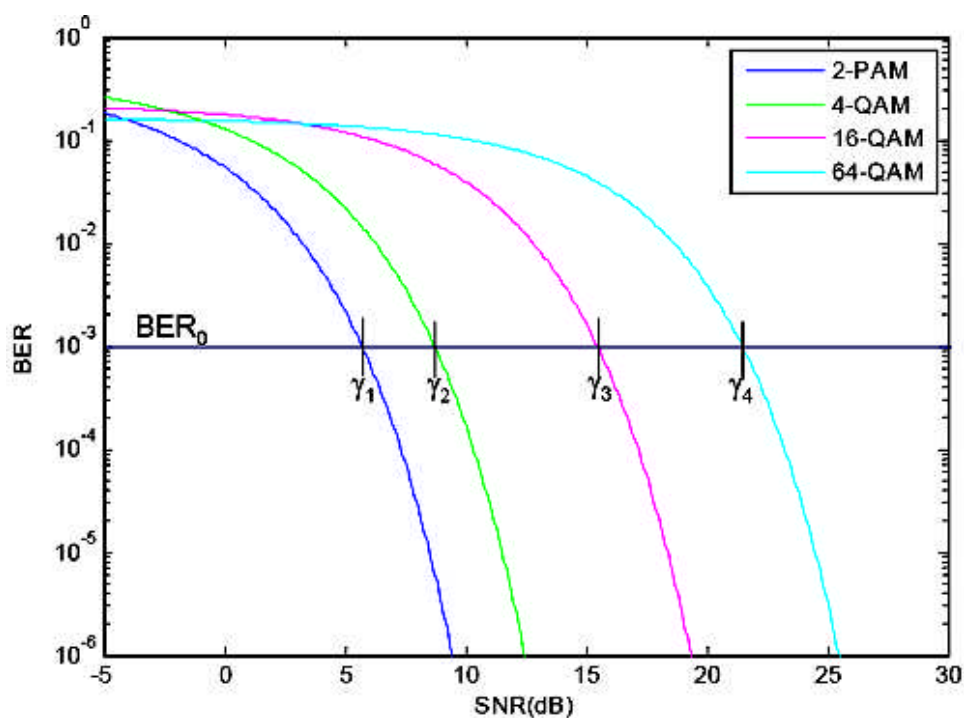
Con la SNR estimada que recibe el transmisor es capaz de seleccionar aquella modulación y codificación FEC que más se adapte a las condiciones del canal. Si las condiciones del canal son favorables ( $SNR > SNR_{th}$ ) entonces se utiliza una constelación grande (altas velocidades de transmisión), se reduce la potencia de transmisión que se requiere (de alguna manera el transmisor también controla su potencia de transmisión) o se reduce el promedio de la probabilidad de error de bit

<sup>27</sup> La distribución listada de subportadoras de WiMAX Móvil es para *downlink* PUSC (uso parcial de subportadora)

(BER<sup>28</sup>). De manera contraria si las condiciones del canal no son favorables ( $SNR < SNR_{th}$ ) se aumenta la potencia de transmisión y se utiliza una constelación más pequeña (se reduce el *throughput*).

En WiMAX las bajas velocidades de transmisión se consiguen con una constelación BPSK y con códigos de corrección de error de bajo rate o tasa tales como los códigos convolucionales 1/2 o los *turbo codes*. Altas velocidades de transmisión se consiguen con 64QAM y códigos de codificación de error menos robustos como por ejemplo, los códigos convolucionales con una tasa 3/4.

En la Figura 2.8 se puede observar la relación entre la BER y la SNR así como el nivel umbral  $SNR_{th}$  correspondiente a cada constelación: 2-PAM (BPSK), 4-QAM (QPSK), 16-QAM y una 64-QAM.



**Figura 2.8 Relación BER vs SNR y los correspondientes umbrales SNR de los N esquemas de modulación y codificación utilizados por AMC.**

El principal problema que se le afronta a esta técnica es la variación rápida del canal.

<sup>28</sup> Bit Error Rate

Este fenómeno se ha comentado en la sección de OFDM y es debido a la movilidad del terminal móvil de manera que si la velocidad del terminal móvil es alta entonces la variación del canal será rápida. La consecuencia es que existirán más rebotes debido a los diferentes obstáculos en los que el terminal se encuentra (esto se conoce como *fast fading*) y además aparecerá el efecto *shadowing*.

Empíricamente a velocidades superiores a 30 Kmph con una portadora de 2.100 MHz, no se permite que la información de estado de canal precisa y oportuna esté disponible al transmisor. A velocidades inferiores el canal varía lentamente (*slow-fading+shadowing*) permitiendo que el sistema pueda seguir las variaciones mientras que a velocidades altas solo se pueda seguir las variaciones provocadas por el efecto *shadowing*.

El estimador de canal del receptor tarda un retardo  $i_e$  para conseguir la SNR estimada, existe además un retardo  $i_f$  en el canal de feedback y el transmisor también tarda un tiempo  $i_c$  para realizar el procesamiento de la señal. Si la suma de los diferentes retardos temporales  $i_e + i_f + i_c$  es superior al tiempo que tarda el canal en cambiar entonces se ve como la eficiencia del algoritmo AMC es pobre (sin haber contado los posibles errores y/o la degradación del canal de *feedback*).

La Figura 2.9 muestra el esquema utilizado por el método AMC.

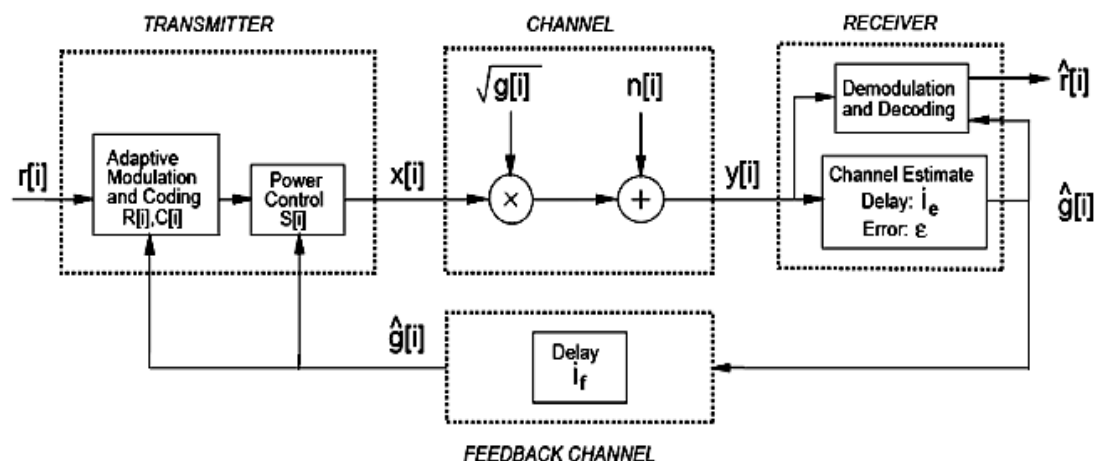


Figura 2.9 Modelo del sistema AMC.

En el sistema se parte de que el canal es *flat fading* y discreto en el tiempo donde cada utilización del canal corresponde a un período de símbolo  $T_s = 1/B_s$ . El canal se puede entender como un proceso estocástico, estacionario y ergódico que depende de



su ganancia  $\sqrt{g[i]}$  en el instante 'i' con una distribución estadística  $p(g)$ . El ruido  $n[i]$  es AWGN<sup>29</sup> con densidad espectral de potencia  $N_0/2$ .

Se define  $\bar{S}$  el promedio de la potencia de señal transmitida,  $B=1/T_s$  como el ancho de banda de la señal recibida y  $\bar{g}$  el promedio de la ganancia del canal. Entonces la SNR instantánea recibida es  $\gamma[i] = \bar{S}g[i]/(N_0B)$ ,  $0 \leq \gamma[i] \leq \infty$  y su valor esperado es  $\bar{\gamma} = \bar{S}\bar{g}/(N_0B)$ . Desde que  $g[i]$  es un proceso estacionario y ergódico, la distribución de  $\gamma[i]$  es independiente de 'i', y se denota esta distribución por  $p(\gamma)$ .

Como ya se ha comentado, en transmisión adaptativa se desea estimar la ganancia de potencia o la SNR instantánea y adaptar la modulación y codificación adaptativa según se corresponde. Los parámetros más comunes a adaptar son:

- **Velocidad de datos  $R[i]$ .** Depende de la constelación con la expresión de la capacidad de Shannon  $R[i] = B \log_2 M[i]$  bps. Si se hace  $R[i]/B = \log_2 M[i]$  bps / Hz entonces es la eficiencia espectral de la M-ésima constelación.
- **Potencia de transmisión  $S[i]$ .** En teoría la política de control de potencia a partir de un punto de vista de capacidad se menciona *waterfilling* que consistente en transmitir mucha potencia en canales robustos y fiables, y poca potencia en canales débiles y no fiables. En la práctica y en algunos casos puede pasar lo contrario.
- **Parámetros de codificación  $C[i]$ .**

Se define la SNR instantánea como  $\hat{\gamma}[i] = \bar{S}\hat{g}[i]/(N_0B)$ , basada en la estimación de la ganancia de potencia del canal  $\hat{g}[i]$ . Como que la potencia de transmisión se adapta a  $\hat{\gamma}[i]$  se puede dejar en función de esta,  $S(\hat{\gamma}[i]) = S[i]$ , es decir, la potencia que se transmite depende de la SNR estimada en recepción que a su vez depende de la potencia recibida en el instante 'i' definida como  $\gamma[i] = S(\hat{\gamma}[i])g[i]/(N_0B)$ . De la misma manera que se ha llevado a cabo para adaptar el esquema de modulación, se puede adaptar la tasa de transmisión  $R(\hat{\gamma}[i]) = R[i]$  y/o los parámetros de codificación  $C(\hat{\gamma}[i]) = C[i]$  relativos a la estimación  $\hat{\gamma}[i]$ . La estimación  $\hat{\gamma}[i]$  depende de la estimación  $\hat{g}[i]$  de modo que si  $g[i]$  es estacionario y ergódico, su

---

<sup>29</sup> Additive White Gaussian Noise

estimación también lo será y por lo tanto se pueden obviar los diferentes parámetros de transmisión tales como  $\hat{\gamma}$ ,  $S(\hat{\gamma})$ ,  $R(\hat{\gamma})$  y  $C(\hat{\gamma})$ .

La Tabla 2.4 muestra los diferentes esquemas de modulación y codificación utilizados en WiMAX. En el canal de *downlink* QPSK, 16QAM y 64QAM son obligatorios tanto para IEEE 802.16-2004 como para IEEE 802.16e-2005; una 64 QAM es opcional para el canal de *uplink*. En cuanto a la codificación de errores o FEC, WiMAX utiliza códigos convolucionales combinados con los códigos Reed-Solomon en el canal de *downlink*. El estándar también soporta opcionalmente *turbo codes* y códigos LDPC<sup>30</sup> con una variedad de tasas.

	<i>Downlink</i>	<i>Uplink</i>
<b>Modulación</b>	QPSK, 16QAM, 64QAM; BPSK (opcional),	BPSK, QPSK, 16QAM; 64QAM opcional.
<b>Codificación</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Obligatorio: CC<sup>31</sup> de 1/2, 2/3, 3/4, 5/6.</li> <li>• Opcional: CTC<sup>32</sup> de 1/2, 2/3, 3/4, 5/6; códigos de repetición de 1/2, 1/3, 1/6, LDPC y RS<sup>33</sup>.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Obligatorio: CC de 1/2, 2/3, 3/4, 5/6.</li> <li>• Opcional: CTC de 1/2, 2/3, 3/4, 5/6; códigos de repetición de 1/2, 1/3, 1/6, LDPC.</li> </ul>

**Tabla 2.4 Esquemas de modulación y codificación soportados por WiMAX.**

Para hacerse una idea de las velocidades que se pueden conseguir con los diferentes esquemas de modulación y codificación anteriores, la Tabla 2.5 muestra las velocidades de la capa física para diferentes anchos de banda experimentados en versiones de WiMAX fijo y móvil desarrollada en el sud de Corea el año 2006 con su tecnología WiBRO. El experimento utilizó OFDM en topología punto-multipunto, duplexado TDD, una relación de ancho de banda 3:1 *downlink-to-uplink*, un tamaño de trama de 5 ms, un intervalo de guarda del 12.5% y un esquema de permutación de subportadoras (PUSC).

<sup>30</sup> Low-Density Parity Check

<sup>31</sup> Convolutional Coding

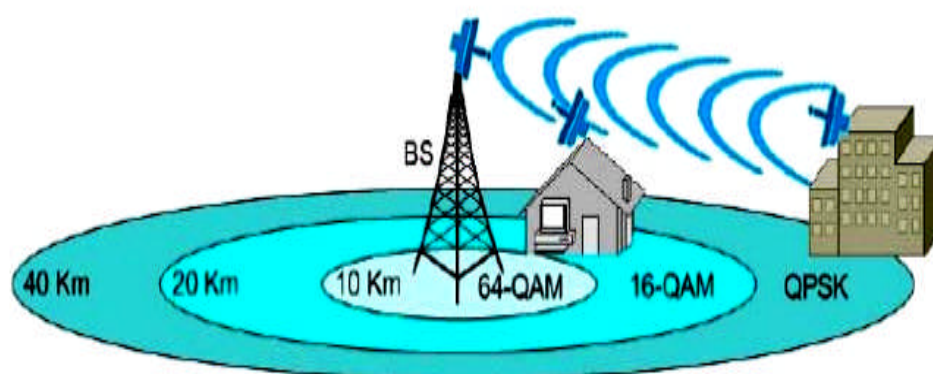
<sup>32</sup> Convolutional Turbo Codes

<sup>33</sup> Reed-Solomon

Channel Bandwidth	3.5 MHz	1.25 MHz	5 MHz	10 MHz	8.75 <sup>a</sup> MHz					
PHY mode	256 OFDM	128 OFDM	512 OFDM	1024 OFDM	1024 OFDM					
Oversampling	8/7	28/25	28/25	28/25	28/25					
Modulation and Code Rate	<b>DHY-Layer Data Rate (Kbps)</b>									
	DL	UL	DL	UL	DL	UL	DL	UL	DL	UL
BPSK, 1/2	946	326	Not applicable							
QPSK, 1/2	1,822	653	504	154	2520	653	5,040	1,344	4,464	1,120
QPSK, 3/4	2,822	979	756	230	3,780	979	7,560	2,016	6,696	1,680
16-QAM, 1/2	3,763	1,306	1,008	307	5,040	1,306	10,080	2,688	8,928	2,240
16-QAM, 3/4	5,645	1,958	1,512	461	7,560	1,958	15,120	4,032	13,392	3,360
64-QAM, 1/2	5,645	1,958	1,512	461	5,040	1,958	15,120	4,032	13,392	3,360
64-QAM, 2/3	7,526	2,611	2,016	614	10,080	2,611	20,160	5,376	17,856	4,480
64-QAM, 3/4	8,467	2,938	2,268	691	11,340	2,938	22,680	6,048	20,088	5,040
64-QAM, 5/6	9,408	3,264	2,520	768	12,600	3,264	25,200	6,720	22,320	5,600

a. The version deployed as WiBro in South Korea.

**Tabla 2.5 Velocidad de datos de capa física a diferentes anchos de banca.**



**Figura 2.10 Modulación y codificación adaptativa.**

La Figura 2.10 muestra como a medida que aumenta la distancia de la estación base, el tamaño de la constelación se va haciendo cada vez menor hasta la QPSK. Esto se consigue con el sistema AMC descrito anteriormente.

### 2.2.7 Técnicas de múltiples antenas

Las velocidades conseguidas en la Tabla 2.5 se consiguieron sin el uso de diversidad espacial utilizando múltiples antenas al transmisor o al receptor. Si se hubiera llevado a término la diversidad espacial, las velocidades de la Tabla 2.5 podrían haber aumentado. La diversidad espacial, como su nombre indica, consigue mejorar la SNR de un sistema mediante múltiples antenas en transmisión, en recepción o en ambos sitios en ambientes con propagación adversa como es el caso de *multipath fading*. El estándar WiMAX proporciona soporte para implementar soluciones avanzadas con múltiples antenas para mejorar el rendimiento del sistema. Mediante los sistemas de antenas avanzadas (AAS<sup>34</sup>) se puede aumentar la eficiencia espectral y la capacidad del sistema en conjunto. Las diferencias técnicas existentes en los sistemas AAS son:

- **Diversidad en transmisión:** Se entiende por diversidad en transmisión la utilización de dos o más antenas en transmisión y una o más en recepción. Esta técnica permite utilizar los esquemas de codificación de bloque espacio-tiempo o STBC<sup>35</sup> para proporcionar diversidad en transmisión (o también en recepción) en el canal de *downlink* (o en el de *uplink*). Un caso particular de estos esquemas es el 2x1 (dos antenas en transmisión y una en recepción) y se conoce como códigos de *Alamouti*. Además de este caso 2x1, WiMAX también define STBC para 3 y 4 antenas de transmisión. Las ventajas de tener más antenas en transmisión es el aumento de la SNR instantánea en recepción y los inconvenientes es una disminución de la velocidad de los datos.

STBC se utiliza en canales selectivos en frecuencia y casi estáticos en tiempo, es decir, canales casi invariantes en la duración de la trama. Por lo tanto es más útil cuando el terminal móvil se desplaza a velocidades lentas. No obstante, para canales

---

<sup>34</sup> Advanced Antenna Systems

<sup>35</sup> Space-Time Block Coding

dispersivos en frecuencia (selectivos en tiempo) o canales *fast fading* se utiliza otro esquema similar al STBC conocido como SFBC<sup>36</sup>. Este sistema sí que se utiliza en casos de elevada movilidad ya que se considera que el canal varía poco en el dominio frecuencial cuando el retardo máximo introducido por el canal es pequeño.

La Figura 2.11 muestra un ejemplo de STBC, donde dos flujos de datos iguales se envían simultáneamente mediante dos antenas en transmisión a un terminal móvil equipado con una sola antena. Este esquema se llama MISO<sup>37</sup> y es muy utilizado en sistemas celulares donde la complejidad recae en la estación base la cual ayuda a mantener un coste de terminal móvil bajo.

### Space Time Block Coding (STBC)

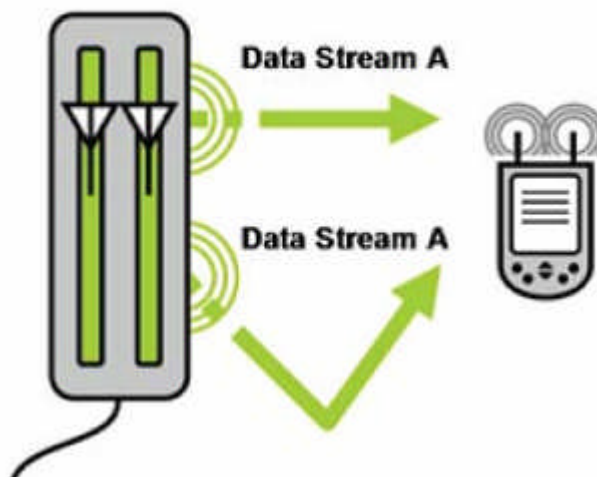


Figura 2.11 Space-Time Block Coding STBC.

- **Beamforming:** La idea principal del *beamforming* consiste en aumentar la SNR en el receptor enfocando la energía o la máxima potencia a las direcciones deseadas, ya sea en transmisión o en recepción. En el caso de WiMAX, múltiples antenas pueden ser utilizadas para transmitir la misma señal apropiadamente ponderada para cada antena tal que el efecto sea enfocar el haz en la dirección del receptor y lejos de

<sup>36</sup> Space-Frequency Block Coding

<sup>37</sup> Multiple Input-Single Output

la interferencia, mejorando la SNR recibida. Esta técnica permite aumentar el rango de cobertura, la capacidad y la fiabilidad. Pero para hacer uso de esta técnica es necesario que el transmisor tenga una idea precisa de cómo es el canal. La estimación de canal es fácil en TDD ya que el canal es el mismo para *downlink* que para *uplink* pero en FDD se requiere de un canal de feedback *feedback*.

Las conocidas *smart* antenas permiten adaptar su patrón de radiación para adecuarse a un tipo determinado de tráfico o en entornos difíciles.

Un ejemplo de *beamforming* se muestra a la Figura 2.12.

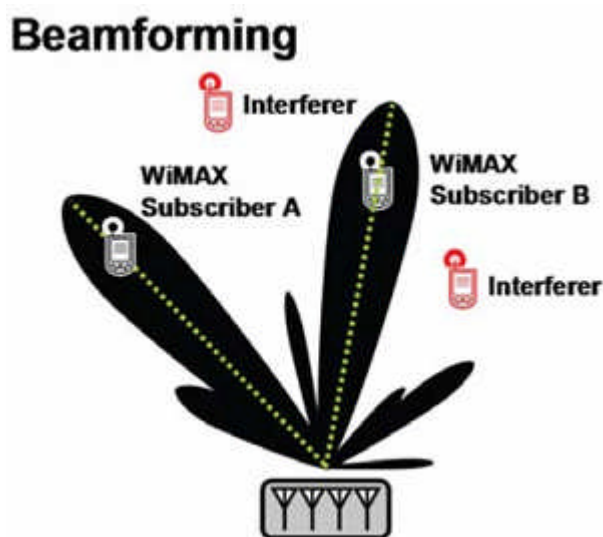


Figura 2.12 *Beamforming* en WiMAX.

- **Multiplexación espacial (SM<sup>38</sup>):** A diferencia de los esquemas STBC, esta técnica aprovecha la diversidad en transmisión para enviar más de un símbolo o conjunto de símbolos diferentes en paralelo. No envía información redundante al mismo instante de tiempo, sino que envía múltiples símbolos independientes. Si el receptor también dispone de múltiples antenas, el conjunto de símbolos pueden ser separados utilizando procesamiento ST<sup>39</sup>. SM es una técnica potente para sistemas con múltiples antenas que, en un principio, aumenta la velocidad en proporción con el número de antenas de transmisión, desde que cada antena transporta un único flujo

<sup>38</sup> Spacial Multiplexing

<sup>39</sup> Space-Time

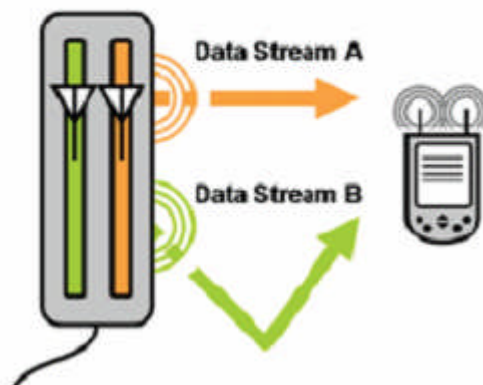
de símbolos de información. Por lo tanto, si el número de antenas de transmisión es  $M$  y la velocidad para cada flujo de símbolos es  $R$ , la velocidad de transmisión será  $M \cdot R$ , solo en SM. Por ejemplo un sistema 2x2 MIMO dobla la velocidad de transmisión si se compara con un esquema STBC. Una tecnología que actualmente utiliza la multiplexación espacial es MIMO<sup>40</sup>.

Debido a que la tecnología SM envía en paralelo múltiples símbolos independientes es lógico pensar que SM funciona bien bajo buenas condiciones de SNR ya que se asegura que la probabilidad de perder un cierto número de símbolos es baja.

Una restricción importante para los receptores utilizados en multiplexación espacial es que el número de antenas en recepción no debe ser menor que el número de flujo de datos o equivalente al número de antenas en transmisión para que la decodificación pueda ser realizada con éxito.

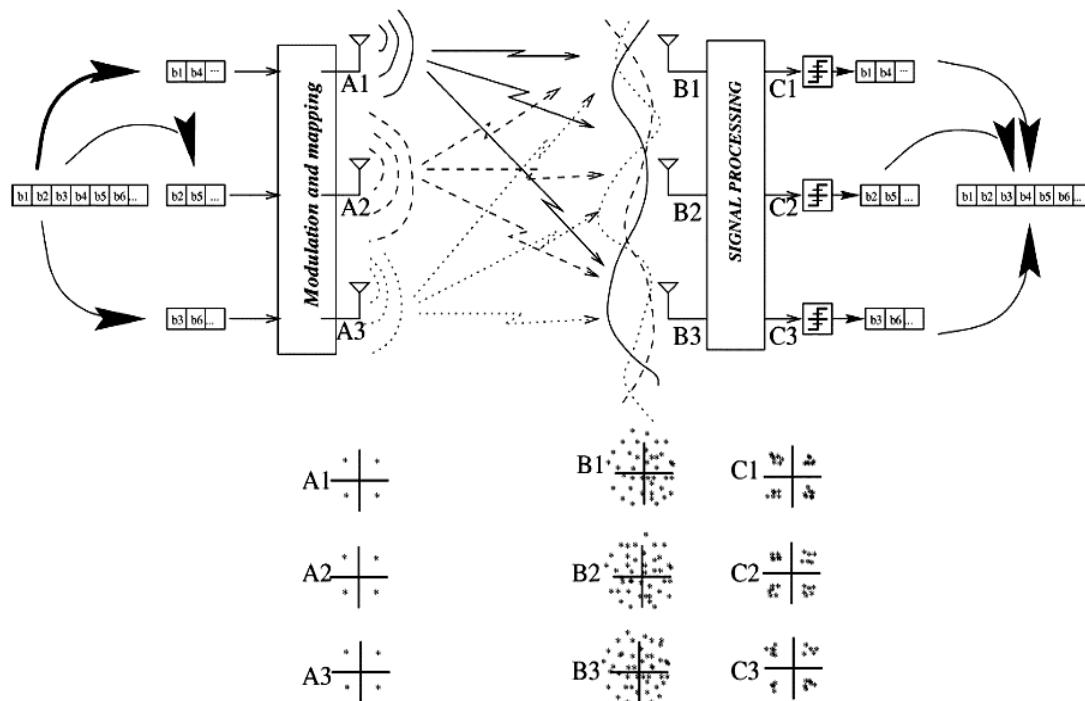
La Figura 2.13 muestra un esquema SM con dos antenas en transmisión y una antena en recepción y la Figura 2.14 muestra un esquema de multiplexado espacial básico con tres antenas en transmisión y en recepción. Como se observa en la Figura 2.13 el transmisor envía dos flujos de datos en paralelo al receptor. De esta manera se aumenta la velocidad de transmisión.

### MIMO Matrix B Spatial Multiplexing (MIMO-SM)



**Figura 2.13 Esquema de Multiplexación Espacial-MIMO.**

<sup>40</sup> Muple-Input Multiple-Output



**Figura 2.14** Esquema de multiplexación especial básico con tres antenas en transmisión y tres en recepción provocando una mejora de la eficiencia espectral.  $A_i$ ,  $B_i$ ,  $C_i$  representan las constelaciones de símbolo para las tres entradas a diferentes estados de transmisión y recepción.

### 2.3 Descripción a nivel de MAC

La finalidad de la capa MAC de WiMAX es proporcionar una interfaz entre las capas de transporte superiores y la capa física en el modelo OSI<sup>41</sup>. La capa MAC coge los paquetes de las capas superiores – estos paquetes se llaman MSDUs<sup>42</sup> – y los agrupa en MPDUs<sup>43</sup> para la transmisión vía radio. La capa MAC en recepción realiza el proceso inverso. La capa MAC de WiMAX ha estado diseñada para soportar altas velocidades de bit Además de proporcionar calidad de servicio similar a la tecnología ATM. Por otro lado, la MAC de WiMAX utiliza MPDUs de longitud variable y ofrecen mucha flexibilidad para permitir una transmisión eficiente. Por ejemplo, múltiples MPDUs de longitudes iguales o diferentes pueden ser agrupadas en un

<sup>41</sup> Open Systems Interconnection

<sup>42</sup> MAC Service Data Units

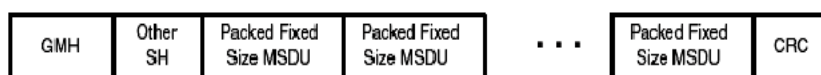
<sup>43</sup> MAC Protocol Data Units



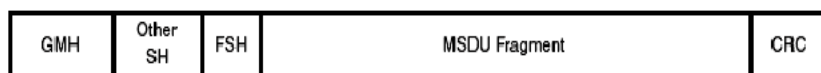
único *burst* para reducir cabecera PHY. Similarmente, múltiples MSDUs del mismo servicio de capas superiores pueden ser concatenados en un único MPDU para reducir la cabecera MAC. Además, largas MSDUs pueden ser fragmentadas a pequeñas MPDUs y enviadas a través de múltiples tramas.

La Figura 2.15 muestra ejemplos de diferentes configuraciones de tramas MAC PDU.

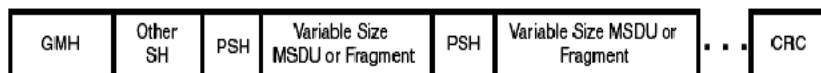
Cada trama MAC comienza con una cabecera MAC Genérica (GMH, *generic MAC Header*) que contiene un identificador de conexión o CID (*Connection Identifier*), la longitud de la trama, *bits* para cualificar la presencia del CRC, subcabeceras, y si el *payload* está cifrado y si es así con que contraseña. El *payload* de las tramas MPDU puede ser un mensaje de transporte o de gestión. Al lado de las MSDUs, el *payload* de transporte puede contener peticiones de ancho de banda o peticiones de retransmisión. El tipo de *payload* de transporte es identificado por la subcabecera que le precede. La capa MAC de WiMAX también soporta ARQ, que puede ser utilizado para peticiones de retransmisión de MSDUs no fragmentados y fragmentos de MSDUs. La longitud máxima de la trama es de 2047 bytes que se representan con 11bits en la cabecera GMH.



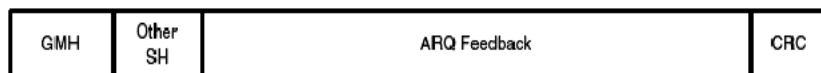
(a) MAC PDU frame carrying several-fixed length MSDUs packed together



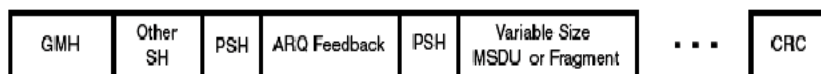
(b) MAC PDU frame carrying a single fragmented MSDU



(c) MAC PDU frame carrying several variable-length MSDUs packed together



(d) MAC PDU frame carrying ARQ payload



(e) MAC PDU frame carrying ARQ and MSDU payload



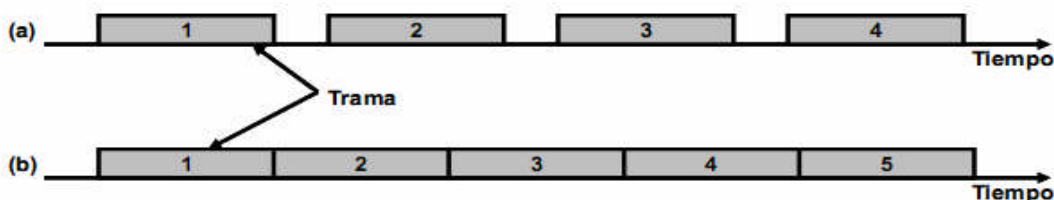
(f) MAC management frame

CRC: Cyclic Redundancy Check  
 FSH: Fragmentation Subheader  
 GMH: Generic MAC Header  
 PSH: Packing Subheader  
 SH: Subheader

**Figura 2.15 Ejemplos de varias de tramas MAC PDU.**

#### 2.4 Consideraciones generales del funcionamiento de sistemas digitales

Otra característica importante en los sistemas WiMAX es el tipo de transmisión a emplear: *por tramas* o en *modo continuo*. En el primero, la información se transmite en símbolos OFDM agrupados formando un bloque llamado trama, con un tiempo de reposo del canal entre dos tramas consecutivas. Esto implica que se pierde un poco de tiempo en el que se podrían enviar más datos. Por el contrario, la transmisión en modo continuo aprovecha todo el tiempo del canal, lo que permite transmitir más datos de información en el mismo tiempo, comparado con el caso anterior, tal y como se puede apreciar en la Figura 2.16. Sin embargo, a la hora de sincronizar el receptor con la información transmitida por el canal, es mucho más fácil si se transmite con tramas separadas que si se hace de forma continua, ya que los silencios entre tramas ayudan notablemente a esta tarea.



**Figura 2.16 Comparación entre transmisión (a) con tramas y (b) en modo continuo.**

En la Figura 2.17 se representan dos tramas sobre las que se indican la duración de cada símbolo, el tiempo de silencio entre tramas consecutivas y el número de símbolo dentro de la trama. En la Figura 2.18 se detalla un símbolo de la trama. En él se indican las partes de las que consta, el número de muestras de cada parte y el tiempo desde el comienzo del símbolo. Y en la Figura 2.19 se muestra el espectro en frecuencia de la parte de Datos de cada símbolo, indicando las frecuencias más representativas.

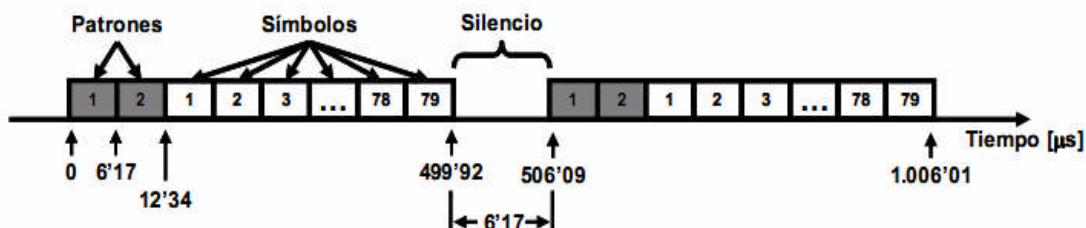


Figura 2.17 Representación de las tramas del sistema.

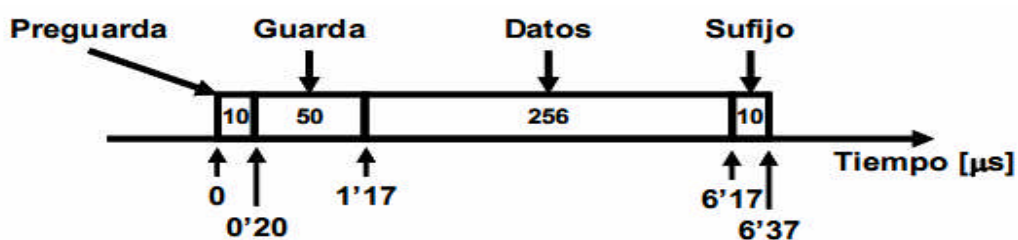


Figura 2.18 Representación de cada símbolo de la trama.

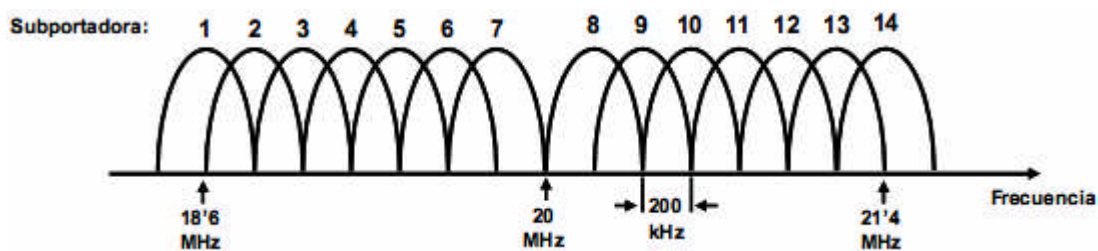


Figura 2.19 Representación de cada símbolo de la trama.

Por último, se muestran los parámetros que configuran el sistema OFDM. Cada uno tiene su justificación y sus límites para que un sistema funcione de forma óptima. A modo de resumen y de ejemplo, en la Tabla 2.6 se indican los parámetros más

representativos del sistema OFDM con valores típicos empleados en el prototipo del sistema de comunicaciones de la referencia.

Parámetro	Valor
Distancia entre subportadoras	200 kHz
Número de subportadoras	14
Ancho de banda empleado	2,8 MHz
Tiempo entre muestras consecutivas	19,53 ns
Frecuencia de muestreo de la señal transmitida	51,2 MHz
Duración de la Trama	499,92 $\mu$ s
Duración del Símbolo	6,17 $\mu$ s
Número de muestras por Trama	25.596
Número de muestras por Símbolo	316
Número de muestras de Datos	256
Número de símbolos por trama	81
Número de patrones por trama	2
Bits por símbolo QAM	4
Bits de datos transmitidos por Trama	4.424
Bits de datos transmitidos por Símbolo	56
Tasa de Bits	8 Mbps
Frecuencia de muestreo de datos	2 MHz
Frecuencia portadora principal	20 MHz

**Tabla 2.6 Parámetros más representativos del sistema OFDM**

#### **2.4.1 Funcionamiento del sistema digital de comunicaciones**

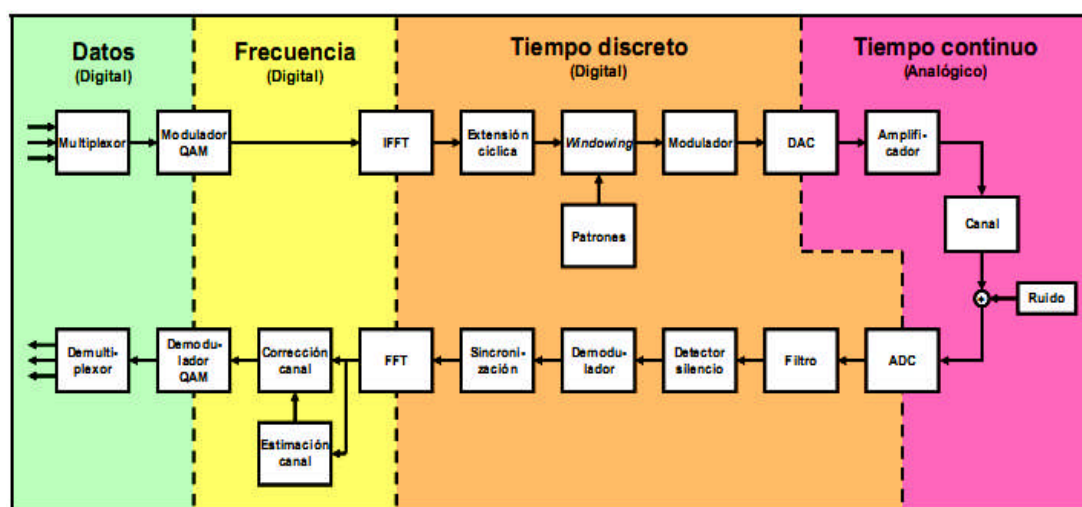
En este apartado se presenta, en primer lugar, un esquema general del sistema, y a continuación, se describe el funcionamiento del mismo separado en la parte transmisora, la línea de transmisión y la parte receptora.

#### **2.4.2 Esquema general**

En la Figura 2.20 se muestra el diagrama de bloques del sistema digital de comunicaciones desarrollado. Los bloques de la fila superior componen el transmisor; los de la fila inferior forman el receptor; y los bloques de Canal y Ruido representan la línea de transmisión.

Tanto el Transmisor como el Receptor trabajan en modo digital y dividen su funcionamiento en tres partes claramente diferenciadas e indicadas en la Figura 2.20. A la izquierda está la entrada / salida de datos; en el centro, la información se procesa en el dominio de la frecuencia; y a la derecha se trata en el dominio del tiempo. Por último, está la parte analógica que corresponde a la transmisión por la línea.

A continuación se describen cada una de las partes del transmisor, de la línea y del receptor.



**Figura 2.20 Diagrama de bloques del sistema digital de comunicaciones desarrollado.**

### 2.4.3 Transmisor

En este apartado se describen las tareas que realizan los distintos bloques que forman el transmisor OFDM, separados en la parte de procesamiento en frecuencia y en la parte de procesamiento en tiempo discreto.

#### 2.4.3.1 Dominio de la frecuencia

La primera fase del transmisor consiste en recoger los datos que entregan varias fuentes de información y multiplexarlas en tiempo formando una secuencia de bits. Ésta se divide en grupos de un número determinado de bits, cada uno de los cuales se transforma por las coordenadas real e imaginaria de un punto de la constelación QAM elegida, de lo que se encarga el Modulador QAM. En la Figura 2.21 se

muestra el mapa de 16-QAM (4 bits por punto) y en la Figura 2.22 el de 32-QAM (5 bits por punto).

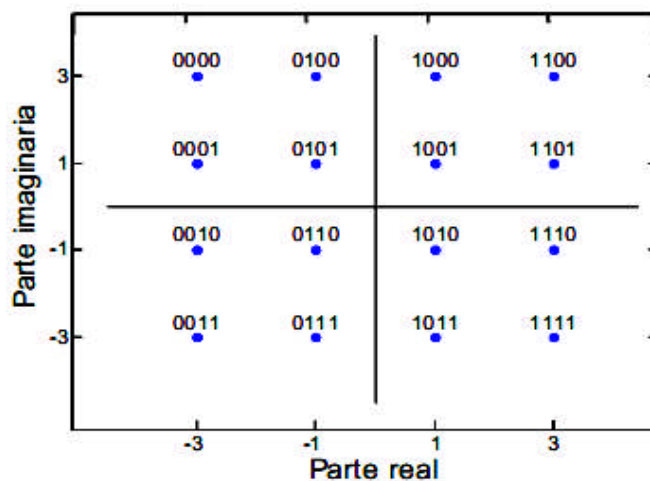


Figura 2.21 Representación del mapa 16-QAM.

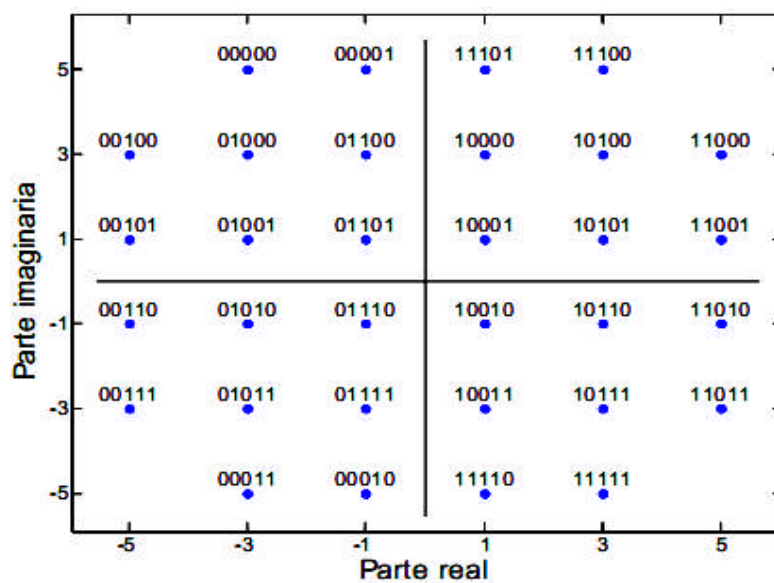
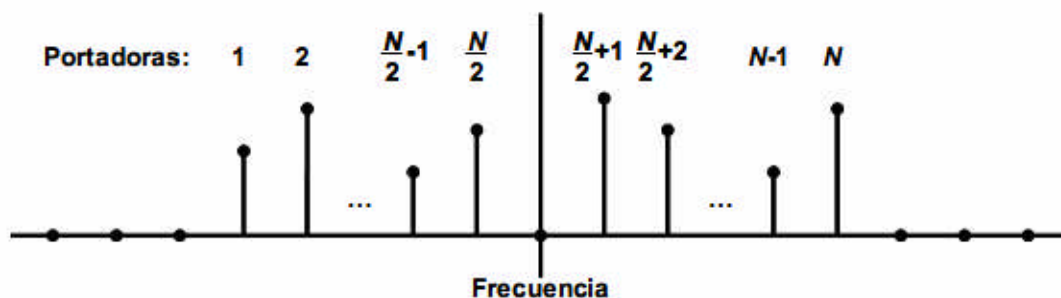


Figura 2.22 Representación del mapa 32-QAM.

A continuación, cada una de estas coordenadas se ubica en una subportadora del símbolo, formando dos espectros en frecuencia (real e imaginario), como el mostrado en la Figura 2.23. Para evitar el aliasing en la conversión DA hay que sobre muestrear la señal, lo que se traduce en más subportadoras en los espectros anteriores a las que se les asigna valor cero<sup>44</sup>. Además, la primera frecuencia, correspondiente a la componente continua de la señal, no se utiliza para no complicar la implementación hardware.

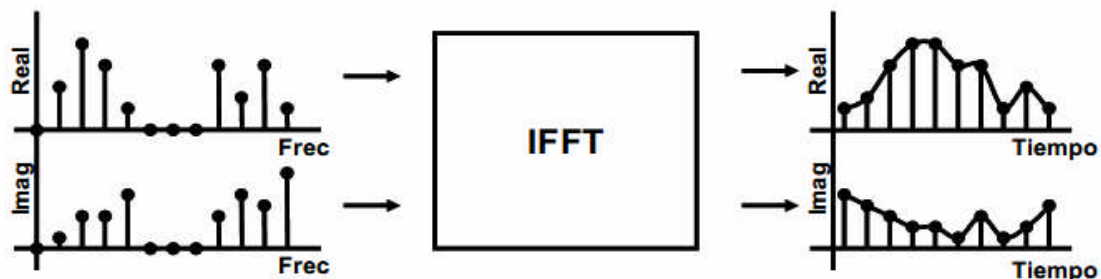


**Figura 2.23 Espectro en frecuencia de los datos a transmitir en un símbolo OFDM.**

#### 2.4.3.2 Paso del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo

Una vez que se tiene preparado el espectro real y el espectro imaginario de un símbolo OFDM, el bloque de IFFT se encarga de convertirlo al dominio del tiempo discreto, como se representa en la Figura 2.24. La señal discreta obtenida se procesa en los siguientes pasos para obtener el símbolo OFDM completo y así poder componer la trama OFDM.

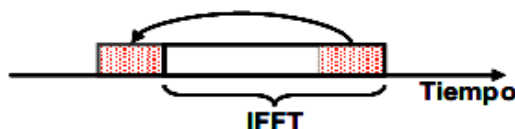
<sup>44</sup> Estas subportadoras nulas mantienen la misma distancia en frecuencia que las subportadoras de los datos.



**Figura 2.24 Funcionamiento de la IFFT.**

### 2.4.3.3 Dominio del tiempo

El siguiente proceso realiza una extensión cíclica del símbolo obtenido de la IFFT. Esto consiste en copiar parte de las muestras del final del símbolo, al principio de éste, como se esquematiza en la Figura 2.25, lo que representa la parte de Guarda del símbolo<sup>45</sup>. De esta forma el receptor puede encontrar fácilmente el principio de cada símbolo dentro de la trama OFDM, como se explica más adelante.



**Figura 2.25 Extensión cíclica de un símbolo OFDM**

Tras sucesivas repeticiones de los pasos anteriores (Modulación QAM, IFFT y extensión cíclica), se llegará a este punto con todos los símbolos OFDM dispuestos a ser agrupados para formar una trama. Antes de realizar este proceso, se incorporan unos símbolos conocidos por el transmisor y el receptor (patrones<sup>46</sup>), que van a formar la cabecera de la trama. Estos patrones se utilizan para que el receptor pueda estimar la deformación introducida por el canal en la señal transmitida, y corregirla en los datos de información de la trama, como se verá más adelante.

A continuación, el siguiente proceso se encarga de encadenar los símbolos sucesivos de la trama de forma que los puntos de unión sean suaves. Con ello se

<sup>45</sup> En el Apéndice de la referencia [7] se describen las partes del símbolo OFDM.

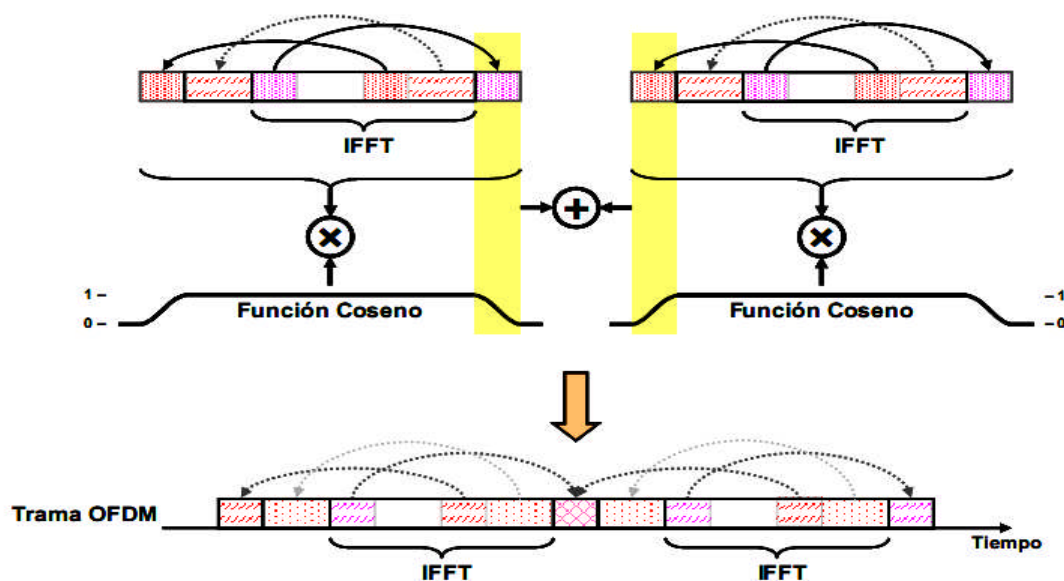
<sup>46</sup> Cada “patrón” es un símbolo OFDM en el que todas las subportadoras transmiten el mismo punto de la constelación. Tras procesarlo con la IFFT como un símbolo normal, se almacena para insertarlo en la cabecera de cada trama.



evitan transiciones bruscas entre símbolos y hace que el espectro de energía de la trama caiga más rápidamente en los límites de la banda de trabajo. A esta técnica, representada en la Figura 2.26, se la conoce como Windowing porque establece una ventana de muestras en la que se realiza la unión de los símbolos. Cada símbolo se extiende con unas muestras (ventana) al principio (Prefijo<sup>47</sup>) y al final (Sufijo<sup>48</sup>) y se le aplica una función de suavizada basada en el coseno.

A continuación se suman el final de un símbolo con el principio del siguiente (zona sombreada en amarillo en la Figura 2.26), realizando de esta forma una unión suave. El resultado de unir todos los símbolos es una trama OFDM, representada en la parte inferior de la Figura 2.26.

En este punto, la trama OFDM ya está preparada para ser transmitida.

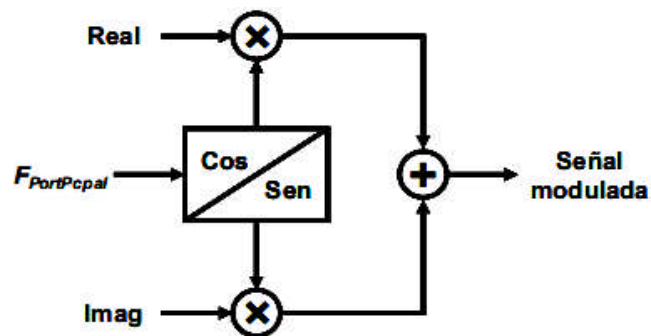


**Figura 2.26 Esquema de funcionamiento del Windowing.**

El siguiente paso consiste en montarla sobre una portadora senoidal a la frecuencia de trabajo del sistema, de lo que se ocupa el Modulador, cuyo esquema se muestra en la Figura 2.27. Se ha implementado en digital porque es más preciso que el analógico.

<sup>47</sup> En el Apéndice de la referencia [7] se describen las partes del símbolo OFDM.

<sup>48</sup> Las extensiones del Prefijo y del Sufijo del símbolo están representados por las flechas negras de la parte superior de la Figura 3-13.



**Figura 2.27 Esquema del modulador digital.**

A continuación el transmisor debe convertir al tiempo continuo la señal discreta obtenida del modulador. Para ello se emplea un Conversor Digital-Analógico (DAC) comercial.

Por último, la señal generada es amplificada para aumentar su potencia en la línea. De esta forma se contrarresta la atenuación del canal y la señal llega al receptor con la energía suficiente como para que éste sea capaz de tratarla convenientemente. Su ganancia la determinan el nivel de ruido en la línea y la atenuación de la misma.

## CAPITULO III PROPAGACIÓN

### 3.1 Modelos de propagación

El canal radio de un sistema de comunicaciones puede ser de dos tipos: con línea de vista (LOS) y sin línea de vista (NLOS).

#### 3.1.1 LOS (Line Of Sight)

Canal radio con línea de vista directa entre la estación base (BS) y la estación de suscriptor (SS). En estos enlaces la señal viaja a través de un camino directo, sin obstáculos desde el transmisor hacia el receptor. Un enlace LOS requiere que el 60% de la primera zona de Fresnel esté libre de cualquier tipo de obstrucción, evitándose cualquier efecto de difracción en la señal. Por lo tanto, cuando se realiza un enlace entre dos puntos con visibilidad directa se tiene que conocer la distancia y la altura de los obstáculos, así como la altura del transmisor y receptor. En la Figura 3.1 se puede observar la representación de la zona de Fresnel, estas zonas determinan los puntos en donde la contribución de la señal por el camino directo y por el camino difractado se encuentra en fase y contrafase, sumándose de manera constructiva o destructiva, de forma alternada.

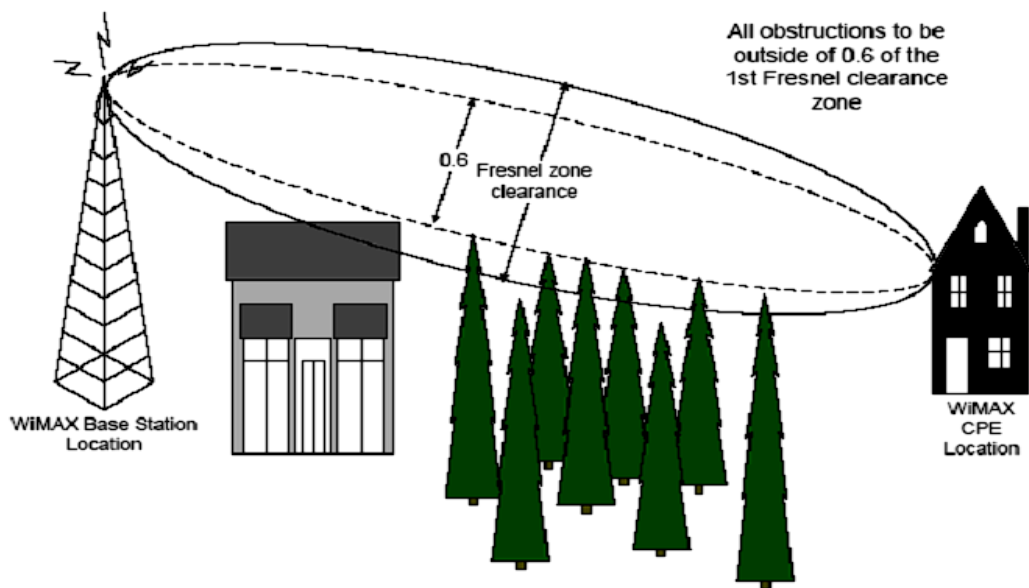
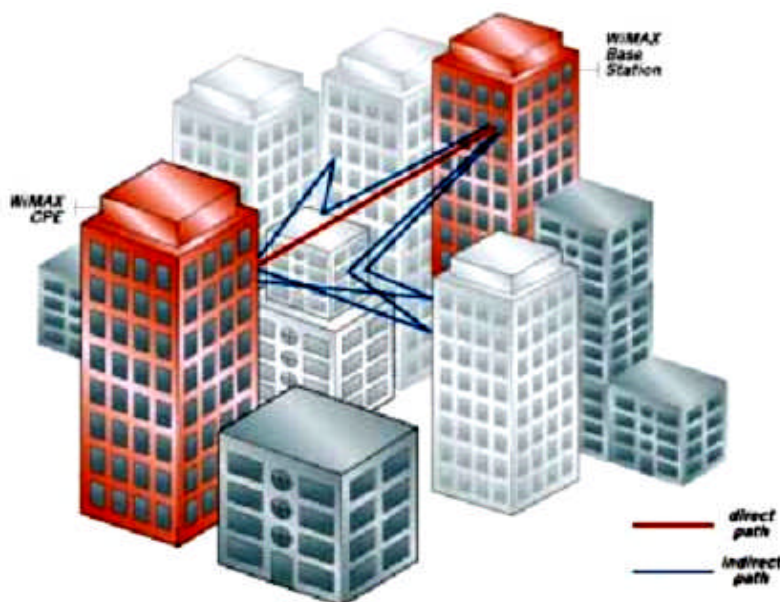


Figura 3.1 Zona de Fresnel.

### 3.1.2 NLOS (Non Line Of Sight)

Canal de radio sin línea de vista directa entre la estación base (BE) y la estación de suscriptor (SS). En estos enlaces la señal viaja hasta el receptor a través de reflexiones y difracciones. Las señales que llegan al receptor se componen de la señal directa, de múltiples señales reflejadas de menor intensidad y de diferentes caminos de propagación causados por la difracción. Estas señales diferentes retardos (*delay spread*), atenuación, polarización y estabilidad respecto a la señal directa. En la Figura 3.2 se observa un ejemplo de propagación sin línea de vista.



**Figura 3.2 Propagación NLOS**

Algunas de las ventajas de la propagación NLOS respecto a los LOS son las siguientes:

- En muchos casos los requerimientos de despliegue no permiten posicionar la antena según las restricciones de altura necesarias para un enlace de tipo LOS. Para despliegues celulares de gran escala, donde el rehusó de frecuencias es crítico, reducir la altura de la antena puede resultar una ventaja, reduciendo las interferencias co-canal entre celdas adyacentes. Esto fuerza a las estaciones bases a operar en condiciones NLOS.

- La tecnología NLOS también reduce los costes de instalación, permitiendo una fácil localización del dispositivo cliente.
- La tecnología NLOS y las características de WiMAX permiten utilizar dispositivos cliente indoor. Esto conlleva dos desafíos principales: en primer lugar superar las pérdidas por penetración en edificios y en segundo lugar, dar cobertura a distancias razonables con potencias de transmisión y ganancia de la antena reducida, características de sistemas interiores.

La siguiente Tabla 3.1 muestra las características del enlace y la tipología de antena de CPE a utilizar para diferentes situaciones:

**Tabla 3.1 Comparativa modelos de propagación LOS y NLOS**

Tipo de sistema	LOS (Line of Sight)		NLOS (Non Line Of Sight)	
	LOS	nLOS (Near Line Of Sight)	NLOS exterior	NLOS interior
Camino radio	Directo, sin obstrucciones	Directo, obstrucción poco densa p.e. árboles	Reflexiones, propagación multicamino	Reflexiones, Propagación multicamino y pérdidas por penetración en edificio
Antena Rx	Altamente directiva, instalada en el exterior del edificio	Altamente directiva, instalada en el exterior del edificio	Direccional, instalada en el exterior del edificio	Omnidireccional, integrada en dispositivo de diente, instalada en el interior del edificio por el usuario

La tecnología WiMAX utiliza diferentes técnicas o tecnologías para reducir los efectos de los enlaces NLOS (multicamino, difracciones, cambios de polarización, etc.)

### 3.2 Conceptos de comunicaciones inalámbricas móviles

En sistemas celulares, el área de servicio es dividido en pequeñas áreas geográficas llamados celdas, cada uno servido por su propia estación base. Para minimizar la interferencia entre celdas, el nivel de potencia transmitida de cada estación base es regulado a ser justo lo suficiente para proveer la intensidad de señal requerida hasta la frontera de la celda. Por consiguiente, los mismos canales de frecuencia pueden ser

reassignados a celdas diferentes, con tal de que esas celdas estén espacialmente aisladas.

### 3.2.1 Reuso de frecuencias y formación de cluster

Aunque no puede lograrse el aislamiento espacial perfecto de celdas diferentes, la tasa en la cual las frecuencias pueden ser reutilizadas debería ser determinada tal que la interferencia entre estaciones bajas es obligada a cumplir un nivel aceptable.

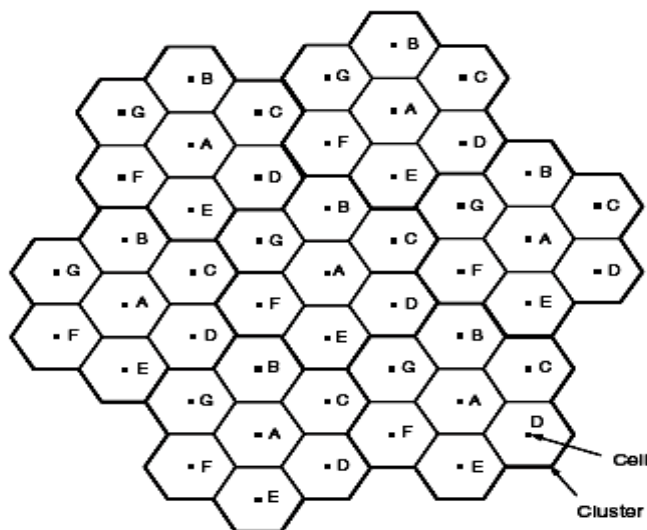
La distancia entre las dos celdas más cercanas que utilizan la(s) misma(s) frecuencia(s) es llamada distancia de reuso. A medida que esta distancia disminuye mayor será la interferencia entre los canales. Los operadores generalmente buscan disminuir el tamaño del cluster, para obtener un mayor factor de reuso de frecuencia y así aumentar su capacidad de atención a más clientes.

En este contexto, se requiere de un *planeamiento de frecuencias* para determinar un factor apropiado de reutilización de frecuencia y un patrón de reutilización geográfico. El factor de reutilización de frecuencia es definido como  $f < 1$ , donde  $f=1$  quiere decir que todas las celdas reutilizan todas las frecuencias. Consecuentemente,  $f = 1/3$  implica que una banda dada de frecuencia es usada sólo por uno de cada tres celdas.

La reutilización de los mismos canales de frecuencia deberá ser inteligentemente planeada para maximizar la distancia geográfica entre las estaciones base co-canal. La Figura 3.3 muestra el modelo de un sistema celular hexagonal con un factor de reutilización de frecuencia de  $f = 1/7$ , donde las celdas etiquetadas con la misma letra usan los mismos canales de frecuencia. En este modelo, un grupo está esbozado en letra negra y consta de siete celdas con diferentes canales de frecuencia. Si bien la forma de una celda hexagonal es conceptual, ha sido ampliamente usada en el análisis de un sistema celular, debido a su simplicidad y su conveniencia analítica.

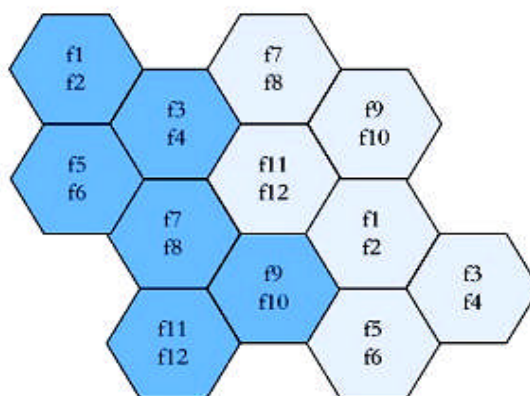
Los sistemas celulares permiten aumentar la capacidad global del sistema simplemente haciendo más pequeñas las celdas y reduciendo el nivel de potencia. De esta manera, los sistemas celulares tienen una propiedad muy deseable de escalamiento: Mayor capacidad puede ser suministrada instalando más estaciones base. Como el tamaño de la célula decrece, también disminuye correspondientemente la potencia transmitida de la estación base. Por ejemplo, si el radio de una celda es

reducida a la mitad cuando el exponente de propagación del *pathloss* es 4, el nivel de potencia transmitida de una estación base es reducido por 12 dB ( $= 10 \log 16$  dB).



**Figura 3.3** Figura estándar de un sistema celular hexagonal de  $f = 1/7$

Por ejemplo, un operador puede tener la concesión de 12 canales de frecuencias en una banda determinada, si el operador implementa 3 BTS por sitio y utiliza 2 canales en cada celda, utilizará los 12 canales en 6 celdas luego las próximas 6 celdas utilizarán las mismas 12 frecuencias y así sucesivamente, ver Figura 3.4. Por este motivo se dice que el cluster utilizado es de tamaño 6.



**Figura 3.4** Formación de Clusters de 6 celdas.

### 3.2.2 Handover

Entre más pequeñas sean las celdas en las redes inalámbricas mayor será la probabilidad de que un usuario cambie de celda durante una conexión activa. Cuando

el usuario se mueve de una celda a otra el control y la conexión en sí debe ser transferida a la otra celda. Este procedimiento debe ser totalmente transparente para el usuario, no deberá haber cortes ni retardos en la conexión. Este procedimiento que consiste en el cambio de celda de un usuario durante una conexión activa se llama *handover* o *handoff*.

Desde que los sistemas celulares soportan la movilidad del usuario, se debe proveer la transferencia de llamada libre de errores de una celda a otra. El proceso de *handoff* le provee de un modo de transferir libre de errores la conexión de una estación base a otra. Lograr *handoffs* suaves es un aspecto desafiante en el diseño de un sistema celular.

Aunque las células pequeñas dan una ventaja de gran capacidad y reducido consumo de potencia, sus principales desventajas son la necesidad por más estaciones base – con su asociado costo de hardware - y la necesidad por *handoffs* frecuentes. El tráfico ofrecido en cada celda también se convierte en más variable cuando la celda se encoja, dando como resultado ineficiencia. Como en la mayoría de aspectos de sistemas inalámbricos, se necesita determinar un compromiso apropiado entre estos factores competidores, dependientes de los requerimientos del sistema.

### 3.2.3 Interferencia e interferencia co-canal

Se llama interferencia al ‘ruido’ en el receptor causado porque otros usuarios están emitiendo energía, comunicándose, en el mismo canal. La interferencia, obviamente, es una contribución no deseada a la potencia recibida. Se cumple que si todos los usuarios están transmitiendo con la misma potencia, el nivel de interferencia sólo dependería de la geometría de la ubicación de cada usuario.

*Carrier to Interference Ratio* (CIR o C/I) es uno de los parámetros más importante en las comunicaciones inalámbricas. En la ecuación 3.1 se muestra cómo se calcula el CIR, donde los parámetros que la componen están en Watts o miliWatts.

$$\frac{C}{I} = \frac{C}{\sum_n I_n + N} \quad (3.1)$$

El parámetro  $C$  en la ecuación 3.1 representa la potencia de la portadora en el receptor. Por ejemplo, un valor típico para  $C$  en GSM es -78 [dBm], esto en condiciones de cobertura promedio.



El valor en dBm de  $C$  no puede ser utilizado en la ecuación 3.1, se debe hacer la conversión correspondiente. El parámetro  $I$  corresponde a la interferencia total recibida desde otros MS (Mobil Station), cuando se considera el enlace UL (UpLink). Por otro lado cuando se considera el enlace DL (DownLink) la interferencia la producen las estaciones base que están transmitiendo en la misma frecuencia, por lo tanto el CIR del enlace DL puede ser distinto al del enlace UL.

El CIR está limitado incluso si no existen fuentes de interferencia, por ejemplo al trabajar sólo con una celda, ya que prácticamente siempre está presente el ruido térmico representado por  $N$  en la ecuación 3.1.

#### **3.2.4 Sistemas limitados por: rango, interferencia y capacidad**

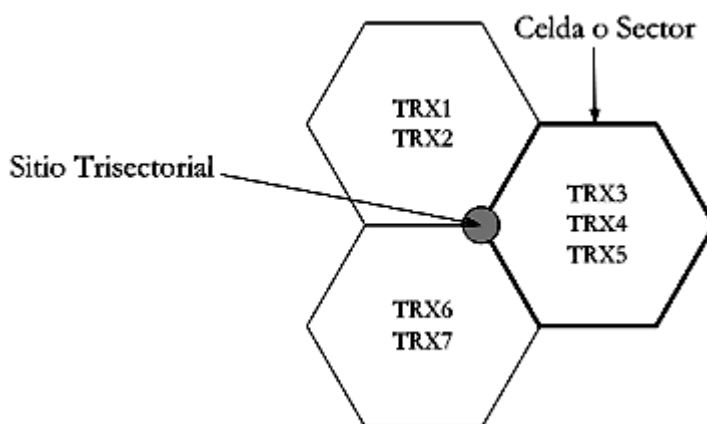
Un sistema inalámbrico se vuelve limitado en rango cuando una estación base opera más allá del rango de una celda. Lo que sucede es que la potencia de la portadora,  $C$ , es demasiado baja y por lo tanto también lo será el CIR. Esto ocurre en los límites de las celdas y puede ser provocado por el apantallamiento del MS. Dado que el CIR es bajo los errores en la transmisión comienzan a crecer y la comunicación comienza a ser ruidosa, pudiendo incluso cortarse. Cabe mencionar que esta situación se puede dar sin que exista una gran interferencia, es decir, es independiente.

El segundo caso ocurre cuando  $C$  es suficiente pero el nivel de interferencia,  $I$ , es muy alto. En esta situación el CIR vuelve a ser bajo y si es menor que cierto límite, que depende de cada situación, la calidad de la comunicación disminuye bastante. Por lo tanto si la capacidad de una red está determinada por la interferencia se dice que el sistema está limitado por interferencia, como por ejemplo los sistemas CDMA.

Por último un sistema está limitado por capacidad cuando el problema no lo es el CIR, si no que el número de canales no es el suficiente para atender a todos los usuarios dentro de una celda. Esta situación sucede cuando un usuario intenta realizar una llamada y lo que obtiene es un tono de espera, lo que sucedió fue que no habían recursos disponibles en la celda para poder establecer la llamada y por lo tanto fue bloqueada. Esta situación puede suceder en los sistemas GSM, porque están basados en TDMA.

### 3.2.5 Sitio, celda, sector y TRX.

Estos conceptos están fuertemente ligados a las tecnologías celulares, y más a GSM que a WCDMA. Usualmente una red consiste de más de un sitio, el cual corresponde al lugar físico en donde se ubican los equipos y antenas. El sitio puede estar compuesto por uno o más sectores, ya que depende de las antenas utilizadas. Cada sector puede contener uno o varios TRX, un TRX es un equipo de transmisión y recepción (transceiver) que opera en una frecuencia determinada. Una celda por otro lado responde más a un concepto lógico, que se usa para dividir el área geográfica en estudio en áreas de ubicación. En este documento sector y celda tienen el mismo significado, ver Figura 3.5.



**Figura 3.5 Un sitio con 3 sectores o celdas.**

### 3.2.6 Sensibilidad y Noise Figure

La sensibilidad corresponde a un parámetro de los equipos que funcionan como receptores en comunicaciones inalámbricas. Éste da cuenta de la potencia mínima a la cual debe llegar la señal para que el equipo la pueda utilizar. La sensibilidad generalmente viene dada en dBm.

Al igual que la sensibilidad, el parámetro *Noise Figure* o Cifra de Ruido es un dato que viene junto a las especificaciones del equipo. La Cifra de Ruido corresponde a la razón entre el SNR (*Signal to Noise Ratio*) a la entrada del equipo y el SNR a la salida. Lo que entrega este parámetro es el ruido que se agrega a la señal por haber pasado por el equipo.

### 3.3 Propagación para comunicaciones móviles

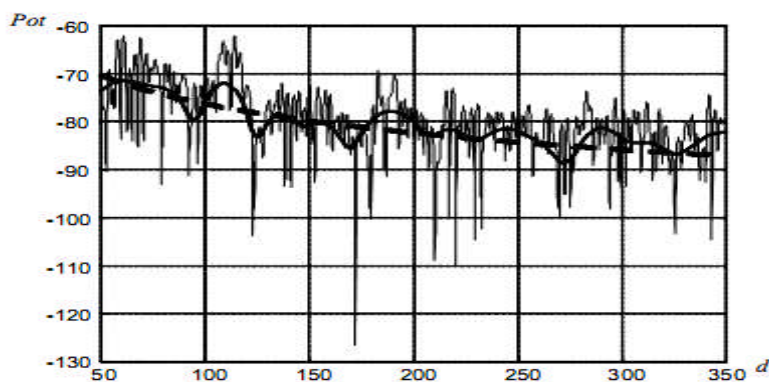
Las técnicas de ingeniería utilizadas en los sistemas de telecomunicación están condicionadas por las condiciones imperantes en el medio de transmisión utilizado. En los sistemas de comunicaciones móviles el principal medio de transmisión son las ondas radioeléctricas, y por lo tanto es fundamental el estudio del comportamiento de los niveles de señal y los fenómenos que intervienen. Dichas ondas se comportan según el modelo establecido por las leyes de Maxwell. La aplicación de las ecuaciones que describen la teoría electromagnética, que nos proporcionaría de forma exacta las magnitudes (intensidad de campo electromagnético, potencia recibida, niveles de tensión o niveles de corriente), necesitaría de un conocimiento exacto de las condiciones de contorno (posición, forma y composición de todos los objetos situados en el campo de acción de las ondas para todo instante de tiempo).

Este conocimiento es materialmente imposible y, aunque se tuviera, las ecuaciones resultantes sólo serían resolubles mediante complejas técnicas de simulación iterativa, por lo que debe buscarse una caracterización alternativa: suficientemente precisa como para proporcionar una buena estimación de la realidad y a la vez suficientemente sencilla como para que su tratamiento matemático sea práctico.

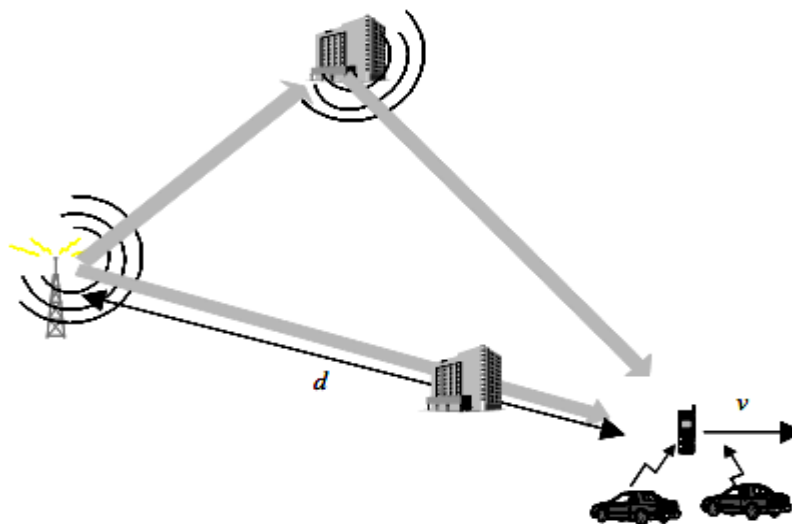
El estudio empírico ha proporcionado una serie de modelos más o menos complejos que describen el comportamiento de las magnitudes necesarias para describir el medio de transmisión y poder aplicar las técnicas necesarias para una transmisión fiable de la información. Los mecanismos que determinan la propagación de las ondas electromagnéticas y los niveles de señal recibidos dependen de la longitud de onda, objetos interpuestos entre el emisor y receptor, objetos en los que puedan rebotar las ondas, tamaño y composición de los objetos, etc.

Si monitorizamos el nivel de potencia recibido en un terminal móvil que se aleja de la antena transmisora podemos observar una variación similar a la mostrada por la Figura 3.6. Existen diversas componentes provocadas por distintas causas que afectan al nivel de señal. Las variaciones del nivel de la señal están asociadas generalmente a cambios en la posición del terminal móvil, aunque también pueden producirse por cambios en los objetos en los que se producen las reflexiones.

El nivel de señal recibido por un terminal móvil depende de la distancia, difracciones en objetos interpuestos, atenuaciones debidas a objetos entre las antenas, vegetación, paredes, etc., la refracción atmosférica y las reflexiones producidas por objetos lejanos y próximos. Los efectos de estos fenómenos físicos pueden ser tratados de forma simplificada mediante una caracterización que contempla por separado los diferentes aspectos ilustrados en la Figura 3.7.



**Figura 3.6** Potencia recibida en un terminal en movimiento



**Figura 3.7** Fenómenos que afectan a la señal recibida en un teléfono móvil

En particular, la señal recibida en el terminal móvil depende de:

1. Pérdidas de propagación debidas a la distancia entre antenas.

2. Desvanecimientos producidos por la obstaculización de la señal provocada por las variaciones del terreno, montañas, edificios, etc. (Desvanecimientos lentos y rápidos)
3. Variaciones en el nivel de señal producidas por la múltiple reflexión de ésta en los objetos cercanos al terminal móvil.
4. Desplazamiento en la frecuencia portadora de la señal producido por el movimiento del terminal (efecto Doppler).
5. Los efectos provocados por la propagación multicamino producida por las reflexiones en objetos lejanos.

En los siguientes apartados se describirán cada uno de los efectos por separado.

### 3.3.1 Pérdidas de propagación

Uno de los aspectos básico en el diseño de un sistema móvil es el de determinar qué nivel de potencia medio se recibirá en un receptor situado a una distancia  $d$  de la antena transmisora. Las ecuaciones de Maxwell permiten predecir la potencia recibida,  $P$ , en el espacio libre según la siguiente ecuación:

$$P = P_T G_T G_R \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (3.2)$$

Donde  $P_T$  es la potencia transmitida,  $G_T$  y  $G_R$  son las ganancias de las antenas transmisoras y receptoras,  $\lambda$  la longitud de onda y  $d$  la distancia. La relación entre la longitud de onda y la frecuencia queda determinada por  $f \lambda = c$ , donde  $c$  es la velocidad de la luz.

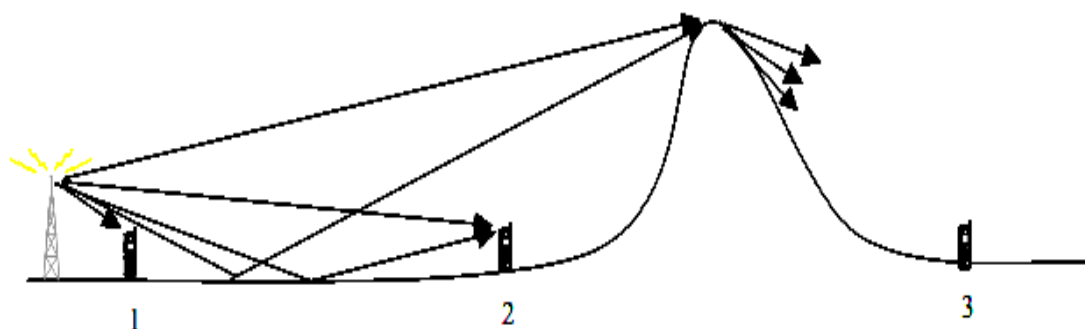
A partir de la anterior ecuación se definen las pérdidas de propagación,  $L$ , como la relación entre potencia emitida y potencia recibida utilizando antenas con ganancia unitaria:

$$L = \frac{c^2}{(4\pi df)^2} \quad (3.3)$$

Por tanto, en el espacio libre la diferencia entre la potencia recibida y la potencia transmitida depende del inverso del cuadrado de la distancia, de modo que cada vez que se duplica la distancia se produce una atenuación de 6 dB. También debe resaltarse que para frecuencias mayores la atenuación aumenta. Por tanto, a igual

potencia transmitida y utilizando antenas de igual ganancia los sistemas que emplean frecuencias portadoras mayores tienen menor alcance.

En un entorno móvil, caracterizado por la baja altitud de las antenas respecto al terreno, no puede considerarse válida la hipótesis de propagación en espacio libre y, por lo tanto, que las pérdidas de propagación se ajusten a las proporcionadas por  $L$ . Para comprender mejor la complejidad en cálculo de las pérdidas de propagación en un entorno móvil podemos observar en la Figura 3.8 cómo existen diversos mecanismos que intervienen en el cálculo y su dependencia de la distancia y los obstáculos entre antenas.



**Figura 3.8 Mecanismos involucrados en las pérdidas de propagación según la distancia**

En efecto, en la posición 1, la utilización del modelo de espacio libre proporcionaría una estima relativamente correcta de las pérdidas, aunque podría ser necesaria la introducción de factores correctores si existiesen objetos interpuestos, paredes, vegetación, etc.

Si el terminal se desplaza hasta la posición 2, todavía existe visibilidad directa pero las reflexiones del plano de tierra pueden provocar una influencia en las pérdidas de propagación. En estas situaciones un modelo apropiado es el de Tierra plana. En este modelo se consideran la reflexión en el suelo y la ecuación que predice las pérdidas es

$$P = P_T G_T G_R \left( \frac{h_1 h_2}{4\pi d} \right)^2 \quad (3.4)$$

Donde  $h_1$  y  $h_2$  son las alturas de las antenas y se cumple

$$d \geq \frac{2\pi}{\lambda} h_1 h_2 \quad (3.5)$$

Por tanto, existe una dependencia del inverso de la cuarta potencia de la distancia, de modo que al duplicarse la distancia la atenuación se incrementa en 12 dB. Además, también pueden establecerse correcciones por atenuaciones producidas por objetos interpuestos similares a las comentadas en la posición 1.

Finalmente, en la posición 3, las pérdidas debidas al espacio libre deben ser corregidas al producirse pérdidas por difracción de la señal causada por los objetos interpuestos entre las antenas.

Si tenemos en cuenta que en la mayoría de situaciones suelen haber múltiples objetos que producen difracciones y reflexiones de la señal, se hace necesario el desarrollo de modelos simplificados que permitan determinar las pérdidas de forma aproximada. Existen dos grandes conjuntos que permiten estimar las pérdidas de propagación, uno de ellos basado en una mayor o menor simplificación de la óptica geométrica, que considera todos los obstáculos como objetos de un tamaño mucho mayor a la longitud de onda. Mediante estos modelos se pueden considerar las reflexiones, refracciones, difracciones e incluso la propagación por dispersión troposférica en función de la distancia entre antenas, los obstáculos existentes entre ellas o la frecuencia portadora.

El otro conjunto de modelos se basan en la imposibilidad de realizar simplificaciones en contextos muy complejos con múltiples trayectorias y obstáculos. Estos modelos se basan en generar grandes conjuntos de medidas empíricas realizadas en distintas zonas con características de propagación similares, como ciudades, zonas rurales, zonas montañosas, etc. Estas medidas son analizadas estadísticamente de forma que se crean curvas o Tablas que permiten estimar los niveles de señal en condiciones similares. Estos modelos describen la atenuación entre la antena transmisora y receptora como función de la distancia y otros parámetros. La mayoría de ellos predicen las pérdidas de propagación en función del inverso de la distancia elevada a un factor  $n$  entre 3 y 4 con correcciones en función de la vegetación, tipo de entorno (montañoso, llano, urbano etc.), número y composición de las paredes, altura de las antenas e incluso perfil topográfico.

Generalmente, las pérdidas de propagación  $L$  suelen expresarse en dB y se modelan con una expresión como

$$L = L_e + 10n \log(d) + 20 \log(f) \quad (3.6)$$

Donde  $L_e$  son las pérdidas asociadas al entorno.

Existen múltiples modelos empíricos basados en medidas experimentales como el de UIT-R 370 (rural), Okumura-Hata, Walfish-Ikegami (urbano) COST 231, etc. Todos estos métodos describen las pérdidas de propagación en entornos de exteriores. Para entornos de interiores existen modelos experimentales similares. A modo de ejemplo de modelo exterior, describiremos el modelo de Okumura-Hata para exteriores.

### 3.3.2 Modelo de Okumura-Hata

Este modelo se basa en un conjunto de medidas efectuadas en Japón que proporcionaron una serie de curvas de intensidad de campo parametrizadas para distintas alturas de las antenas de las estaciones base, y con una altura de la antena del terminal móvil de 1.5 metros. Estas medidas se efectuaron en las bandas de 150, 450 y 900 MHz y con una potencia radiada aparente de 1 Kw. A pesar de basarse en medidas efectuadas en Japón, los análisis efectuados en Europa han demostrado que, gracias a los múltiples aspectos que se tienen en cuenta en el modelo, las predicciones se ajustan muy bien a las ciudades europeas, y es el modelo más utilizado en Europa para predecir las coberturas de los sistemas de comunicaciones móviles. Además, el grupo del COST 231 propuso una extensión del modelo hasta la banda de 1800 MHz.

A partir de estas medidas se han creado ecuaciones basadas en múltiples parámetros que permiten predecir las pérdidas de propagación. La expresión básica de las pérdidas de propagación es la siguiente:

$$L = 69.55 + 26.16 \log f - 13.82 \log h_t - a(h_m) + (44.9 - 6.55 \log h_t) \log d \quad \text{dB} \quad (3.7)$$

Donde  $f$  es la frecuencia de operación expresada en MHz  $150 \leq f \leq 1500$  MHz,  $h_t$  la altura efectiva de la antena transmisora en metros ( $30 \leq h_t \leq 200$  m),  $h_m$  la altura sobre el suelo de la antena receptora en metros ( $1 \leq h_t \leq 10$  m),  $d$  la distancia en km ( $1 \leq d \leq 20$  km) y  $a(h_m)$  un término de corrección por altura del móvil (0 si  $h_m=1.5$  m).

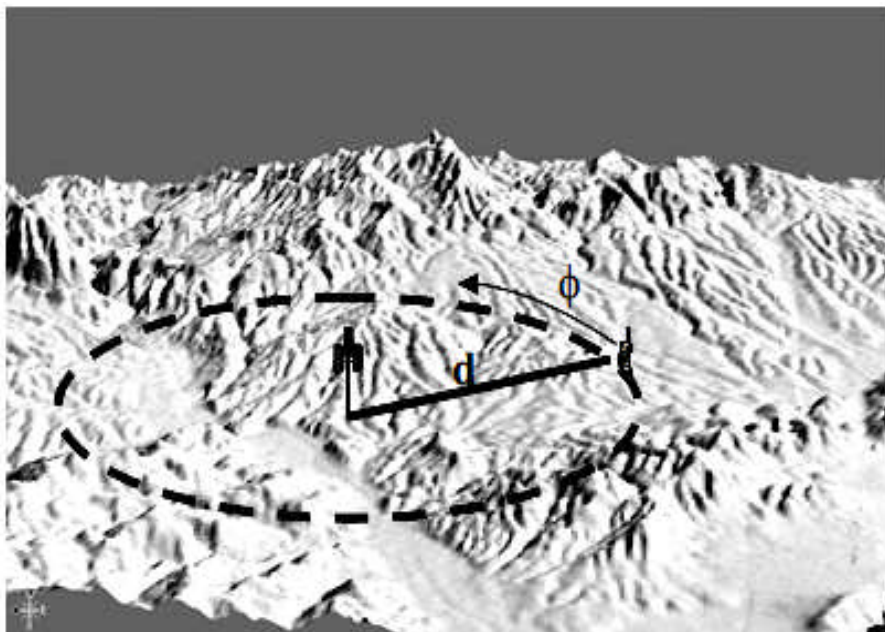


$$a(h_m) = \begin{cases} (1.1 \log f - 0.7) h_m - (1.56 \log f - 0.8) & \text{ciudadpequeña-media} \\ 8.29 (\log 1.54 h_m)^2 - 1.1 & \text{ciudadgrande } f \leq 400 \text{MHz} \\ 3.2 (\log 1.75 h_m)^2 - 4.97 & \text{ciudadgrande } f \geq 400 \text{MHz} \end{cases} \quad (3.8)$$

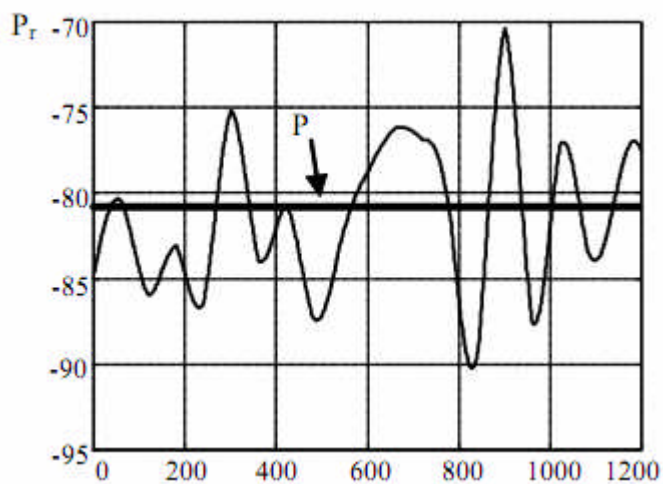
El modelo de Okumura-Hata es un modelo de propagación para entornos urbanos. Para entornos suburbanos y rurales es necesario realizar correcciones en las ecuaciones anteriores. Además, puesto que ni las antenas ni el terreno suelen estar sobre un mismo plano, también es necesario realizar cálculos de las alturas efectivas de las antenas y del nivel medio del terreno.

### 3.3.3 Desvanecimientos lentos

A partir de los modelos de pérdidas por propagación es posible determinar cuál es el valor esperado de la potencia en función de la distancia, frecuencia, tipo de terreno, etc. Sin embargo, si un terminal móvil describe una circunferencia alrededor de una antena omnidireccional, el valor medio de la potencia varía en función de los distintos perfiles a medida que cambia su posición. Esta variación se denomina *desvanecimiento lento* y se produce por la ondulación del terreno y la interposición de objetos entre las antenas. Si representamos el nivel medio de potencia recibido,  $P_r$ , en el móvil de la Figura 3.9 girando alrededor de la antena, se puede observar que la señal sufre una variación en su nivel de potencia en función del perfil del terreno que existe para cada posición, tal y como se muestra en la Figura 3.10. Esta variación se produce alrededor del nivel medio de potencia,  $P$  que nos proporcionan los modelos de propagación. Cuando en su movimiento el terminal móvil se oculta detrás de una montaña o entra en un valle las condiciones de propagación son adversas y el nivel de potencia sufre una atenuación adicional. Por el contrario, pueden darse condiciones de visibilidad entre antenas especialmente favorables que redunden en un mayor nivel de señal recibido.



**Figura 3.9 Terminal móvil girando alrededor de una antena omnidireccional.**



**Figura 3.10 Nivel de potencia recibido y nivel de potencia predicho.**

A partir de numerosas medidas se ha establecido un modelo estadístico de distribución que representa la función densidad de probabilidad de potencia de los desvanecimientos lentos basada en la función log-normal:

$$f(P_r) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{P_r - P}{2\sigma^2}\right) \quad (3.9)$$

Donde  $P$  es el valor medio de la potencia y  $\sigma_y$  es la desviación estándar. Ambos valores están expresados en unidades logarítmicas. El valor de  $P$  será predicho por los modelos de pérdidas de propagación del apartado anterior y el valor de  $\sigma_y$  está determinado por el entorno de propagación.

Valores típicos están entre 6 y 12 dB. En entornos con muchos edificios o zonas muy montañosas, los valores de la desviación estándar están próximos a los valores grandes, por el contrario los valores de la desviación están más próximos a 6 dB en terrenos con una variación suave del perfil, como por ejemplo un transmisor situado sobre una montaña con valles a todo su alrededor.

Por otro lado, es necesario caracterizar la velocidad de variación del nivel de señal. Ésta cambia a medida que el terminal se desplaza. Además, el nivel de potencia de la señal no varía de forma instantánea, puesto que un terminal no se oculta detrás de una montaña de forma instantánea sino que existe una correlación temporal entre los valores de potencia. Claramente, la velocidad de variación del nivel de señal depende de la velocidad a la que se desplaza el terminal móvil, pero en cualquier caso se trata de variaciones relativamente lentas en la medida que están originadas por objetos del entorno de tamaño considerable. El valor de la correlación temporal depende nuevamente del tipo de entorno y la velocidad de desplazamiento del terminal móvil. Generalmente se adopta una función de correlación temporal exponencial:

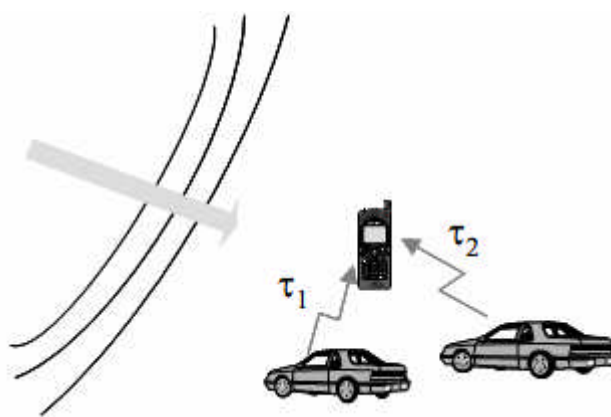
$$R(\tau) = e^{-\alpha \tau} \quad (3.10)$$

El valor de  $\alpha$  modula la mayor o menor variabilidad de la señal y depende de la velocidad del terminal y del tipo de terreno. A mayor velocidad, la señal varía de forma más rápida y por tanto el valor de  $\alpha$  también es mayor. De forma similar, en terrenos abruptos las variaciones de la señal son más rápidas.

### 3.3.4 Desvanecimientos rápidos

En un entorno de comunicaciones móviles, la señal recibida en un determinado instante y lugar es la resultante de la suma de todas las trayectorias provocadas por las reflexiones del frente de onda en los objetos cercanos en dirección a la antena receptora. Cada uno de los rebotes incide con una amplitud y fase distintas, que depende del coeficiente de reflectividad, y con un retardo distinto. Sin embargo, si

los objetos están muy próximos a la antena receptora la diferencia entre los distintos retardos es prácticamente despreciable comparada con la duración del símbolo de la señal digital. No obstante, al transmitir la señal modulada, es decir multiplicada por una portadora, el efecto de retardos distintos implica que la señal incide en la antena con fases totalmente distintas. Si en la Figura 3.9, ampliamos la zona próxima al terminal móvil, podemos observar que los objetos cercanos, en este caso coches que circulan en las inmediaciones del terminal, pueden reflejar el frente de onda en dirección a éste, tal y como se muestra en la Figura 3.11. Cada una de las reflexiones introduce un retardo adicional distinto, puesto que recorren distancias distintas.



**Figura 3.11 Rayos reflejados en objetos próximos al terminal móvil.**

Supongamos que transmitimos una señal modulada BPSK que llega a la antena mediante dos trayectorias producidas por reflexiones de dos objetos próximos y con amplitudes iguales. Así, la señal BPSK que incide en la antena receptora es

$$r(t) = \left( \sum d_k h(t - kT_s - \tau_1) \right) \cos(\omega_0(t - \tau_1)) + \left( \sum d_k h(t - kT_s - \tau_2) \right) \cos(\omega_0(t - \tau_2)) \quad (3.11)$$

Donde  $d_k$  son los símbolos BPSK transmitidos,  $T_s$  el tiempo de símbolo,  $h(t)$  la respuesta impulsional del sistema, incluidos los filtros conformadores, y  $\tau_i$  los retardos de propagación asociados a los caminos de propagación. Podemos observar que los dos caminos tienen retardos de propagación distintos y que si consideramos que  $\tau_2$  y  $\tau_1 \ll T_s$ , es decir, que ambas reflexiones llegan virtualmente en el mismo instante comparado con el tiempo de símbolo, podemos realizar la siguiente aproximación:

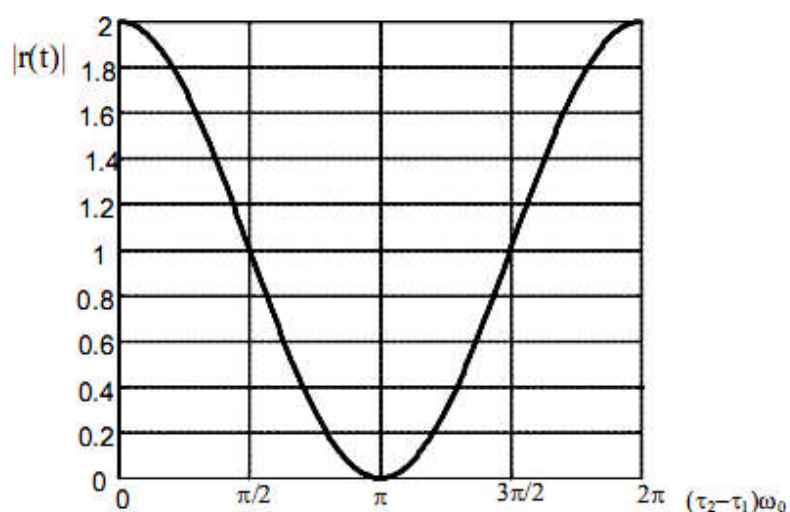
$$r(t) = \left( \sum d_k h(t - kT_s - \tau_1) \right) \cos(\omega_0(t - \tau_1)) + \left( \sum d_k h(t - kT_s - \tau_2) \right) \cos(\omega_0(t - \tau_2)) \quad (3.12)$$

Es decir, si la diferencia entre retardos de propagación es mucho menor que el valor del tiempo de símbolo, podemos considerar que las señales paso bajo son prácticamente iguales. Sin embargo, el valor de  $\theta_2 = \omega_0 \tau_2$  puede variar mucho de  $\theta_1 = \omega_0 \tau_1$  y, por tanto, lo que obtenemos es

$$r(t) = \left( \sum d_k h(t - kT_s - \tau_1) \right) \left( \cos(\omega_0 t - \theta_1) + \cos(\omega_0 t - \theta_2) \right) \quad (3.12)$$

Es decir, estamos sumando dos señales que pueden tener fases totalmente distintas y que dependen de la relación  $(\tau_2 - \tau_1)\omega_0$ . Si tenemos en cuenta que el terminal se estará moviendo y que, por tanto, la relación entre los retardos cambiará con el tiempo, podemos concluir que la señal recibida tendrá instantes de interferencia constructiva (señales sumadas con la misma fase) e interferencia destructiva (señales sumadas pero con fase contraria), así como todos los valores intermedios.

Si representamos el módulo de la señal recibida,  $|r(t)|$ , la variación que obtenemos es la mostrada en la Figura 3.12, donde puede observarse que cuando la señal por el camino reflejado llega en contrafase respecto a la del camino directo, la señal recibida llega a anularse, es decir, sufre una atenuación infinita, mientras que, por el contrario, cuando las señales se suman en fase el nivel de señal aumenta 6 dB.



**Figura 3.12 Variación del módulo de la señal recibida en un canal de dos caminos de propagación**

Como resultado de estos factores obtenemos que, en el caso general en que tenemos múltiples reflexiones con amplitudes, retardos y fases distintas, la señal recibida equivalente paso bajo puede expresarse como

$$r(t) = \sum_i \alpha_i(t) s(t) \quad (3.14)$$

Donde  $|\alpha_i(t)|$  determina las amplitudes, y  $\arg(\alpha_i(t))$  las fases de las distintas trayectorias y dependen del coeficiente de reflexión y del retardo de propagación  $\tau_i(t)$  asociado a la reflexión  $i$ -ésima y  $s(t)$  la señal transmitida. Como puede observarse la señal recibida está compuesta por la suma de distintas componentes de amplitud y fase. El resultado es que la suma de las diferentes componentes puede resultar en una atenuación de hasta 40 dB respecto al valor medio de la señal, según medidas obtenidas en canales reales. Por otro lado, puesto que el terminal y/o el entorno de objetos pueden estar en movimiento, los valores de  $\alpha_i$  y  $\tau_i$  varían con el tiempo. Es importante remarcar que los desvanecimientos rápidos están asociados a la variación de los retardos de propagación de las reflexiones de los objetos cercanos y la diferencia entre ellos es mínima respecto al tiempo de símbolo pero muy grande respecto a la frecuencia portadora. Además, hay que notar que la variación de dichos retardos se produce no sólo por el movimiento del terminal móvil sino también por el de los objetos situados a su alrededor.

Se puede demostrar, que la variación temporal de los desvanecimientos rápidos de la señal recibida en un terminal móvil tiene una función de autocorrelación, en cuanto a su envolvente  $e(t)$  se refiere, dada por

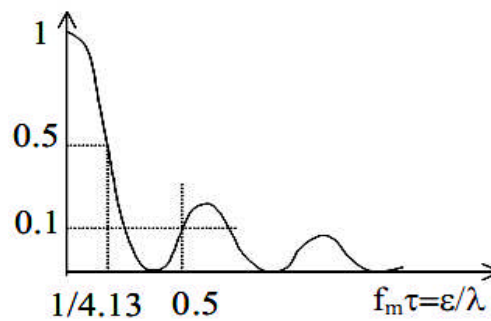
$$R_e(\tau) = E\{e(t)e^*(t+\tau)\} = \frac{\pi\sigma^2}{2} \left[ 1 + \frac{1}{4} J_0^2(2\pi v f_m \tau) \right] \quad (3.15)$$

Donde  $J_0$  es la función de Bessel de primera especie y orden cero,  $\sigma$  la varianza de desviación y

$$f_m \tau = \frac{v}{\lambda} \tau = \frac{\varepsilon}{\lambda} \quad (3.16)$$

Podemos interpretar la función de correlación tanto desde el punto de vista espacial ( $\varepsilon$ ) como temporal ( $\tau$ ). Desde el punto de vista espacial podemos decir que la señal en dos puntos de recepción distintos tendrá un nivel de correlación pequeño

para valores de  $\varepsilon/\lambda$  mayores que 0.5. Es decir, dos antenas separadas una distancia mayor que  $0.5\lambda$  obtienen señales prácticamente incorreladas, es decir, los niveles de señal son independientes.



**Figura 3.13 Función de autocorrelación de los desvanecimientos rápidos**

En caso de que sea la estación base la que recibe la señal, la función de autocorrelación disminuye de forma más lenta, de modo que la separación entre antenas debe ser mayor respecto a la diversidad en el móvil para que las señales en las antenas estén incorreladas. Como referencia, en la estación base pueden requerirse separaciones de alguna decena de longitudes de onda.

Desde el punto de vista temporal se define el tiempo de coherencia como el tiempo necesario para que el canal móvil cambie de forma significativa. Como criterio práctico para obtener el orden de magnitud del tiempo de coherencia, se toma como valor de referencia el tiempo necesario para que la función de autocorrelación de la envolvente de la señal recibida disminuya a la mitad desde su valor máximo,  $R_e(\tau_c) = R_e(0)/2$ . A partir de la ecuación (3.14) esta definición nos da un valor del tiempo de coherencia igual a

$$\tau_c \cong \frac{1}{4.3 f_m} \quad (3.17)$$

### **Ejemplo 3.1**

Si tenemos una frecuencia portadora de 900 MHz y una velocidad del terminal móvil de 90 km/h, el tiempo de coherencia es de 3.2 ms. De forma práctica podemos decir que en 1 ms el canal prácticamente no ha variado. Por el contrario, si transcurren 10 ms la amplitud y fase del canal son totalmente distintas.

### Ejemplo 3.2

Considérese un sistema móvil con una velocidad de transmisión de 100 kbits/s, una frecuencia portadora de 1 GHz y el escenario de la Figura 3.14 de propagación, en el que la antena receptora se encuentra a 3 km de la antena emisora y además recibe un rayo reflejado de igual amplitud de un vehículo situado en el mismo plano móvil-base y a una distancia de 0.075 metros del terminal.



**Figura 3.14 Ejemplo de escenario de propagación de dos rayos simplificado**

En esta situación el retardo propagación del rayo directo es de  $10 \mu\text{s}$ . Por el contrario, la señal que llega reflejada por el vehículo tiene un retardo de propagación de  $10,0005 \mu\text{s}$ . Así,  $(\tau_2 - \tau_1) = 0,5 \text{ ns}$ . Si comparamos este valor con el tiempo de símbolo, que es de  $10 \mu\text{s}$ , podemos observar que el retardo entre ambas señales es despreciable. Sin embargo, al considerar el valor de fase de la portadora obtenemos  $(\tau_2 - \tau_1)\omega_0 = \pi$ , es decir, existe un desfase de  $180^\circ$  entre las fases de la señal de cada trayectoria. Así, si el vehículo en el que se produce la reflexión se desplaza  $0,0375 \text{ m}$  alejándose del terminal móvil, la señal que llega reflejada por el vehículo tiene un retardo de propagación de  $10,00075 \mu\text{s}$  y la diferencia de fases es de  $(\tau_2 - \tau_1)\omega_0 = 1,5 \pi$ , es decir,  $270^\circ$ . Se puede demostrar que en este escenario, si el terminal móvil se desplaza a una velocidad  $v$  alejándose de la antena transmisora, la señal recibida pasa a ser:

$$r(t) = \left( \sum d_k h(t - kT_s) \right) \cos(\omega_0 t - \theta_1) \text{sen} \left( 2\pi \frac{v}{\lambda} t \right) \quad (3.18)$$

Es decir, la señal recibida sufre una interferencia constructiva y destructiva de forma periódica, con una variación temporal que depende de la velocidad del terminal móvil.



### 3.3.5 Estadísticas de la envolvente de la señal recibida

Tal y como se ha visto en el apartado anterior, la suma de los rayos multitrayecto tiene un efecto que puede ser constructivo o destructivo. Los niveles de señal son aleatorios, puesto que dependen de la distribución de los retardos de las diferentes trayectorias, así como de los coeficientes de reflectividad de los objetos en los que se producen. A partir de diversas observaciones empíricas se han realizado estudios estadísticos que permiten distinguir entre dos casos claramente diferenciados: entornos con visibilidad directa entre antenas (LOS, Line Of Sight) o sin visibilidad entre las antenas (NLOS, Non Line of Sight).

Cuando no existe visibilidad directa entre las antenas podemos suponer que el número de reflexiones que inciden en la antena receptora es muy grande. Entonces, aplicando el teorema central del límite, podemos aproximar las componentes en fase y en cuadratura de la señal  $x(t)$  e  $y(t)$  por procesos gaussianos independientes, de media cero y varianza igual al nivel de potencia media recibida:

$$\begin{aligned} r(t) &= e(t) \cos(w_0 t + \phi(t)) \\ e(t) &= \sqrt{x^2(t) + y^2(t)} \quad \phi(t) = \operatorname{tg}^{-1} \frac{y(t)}{x(t)} \end{aligned} \quad (3.19)$$

Así, la función de densidad de probabilidad de la envolvente de señal resulta una función de Rayleigh:

$$f_e(e) = \frac{e}{P_r} e^{-e^2/2P_r} U(e) \quad (3.20)$$

Donde  $P_r$  es el nivel medio de potencia local de la señal recibida  $r(t)$ :

$$P_r = E\{r^2(t)\} = \frac{1}{2} E\{e^2(t)\} \quad (3.21)$$

Si calculamos la estadística de la potencia instantánea recibida,  $P_i$ , tenemos una variable aleatoria exponencial de media  $P_r$ :

$$f_{P_i|P_r}(P_i|P_r) = \frac{1}{P_r} \exp\left[-\frac{P_i}{P_r}\right] \quad P_i > 0 \quad (3.22)$$

Nótese que  $P_r$  es, a su vez, una variable aleatoria sujeta a los desvanecimientos lentos, que se caracteriza con una distribución log-normal, y que por tanto irá

variando a lo largo del tiempo a medida que el móvil se vaya desplazando y cambie el entorno (edificios, montañas, etc.).

En escenarios donde tenemos visibilidad directa, la componente en fase o la de cuadratura tendrá un valor de continua  $A$ , distinto de cero. En este caso se utiliza una función de densidad de probabilidad de la envolvente denominada Nakagami-Rice:

$$f_e(e) = \frac{e}{P_r} \exp\left[-\frac{(e^2 + A^2)}{2P_r}\right] I_0\left(\frac{eA}{P_r}\right) U(e) \quad (3.23)$$

Para este modelo podemos definir

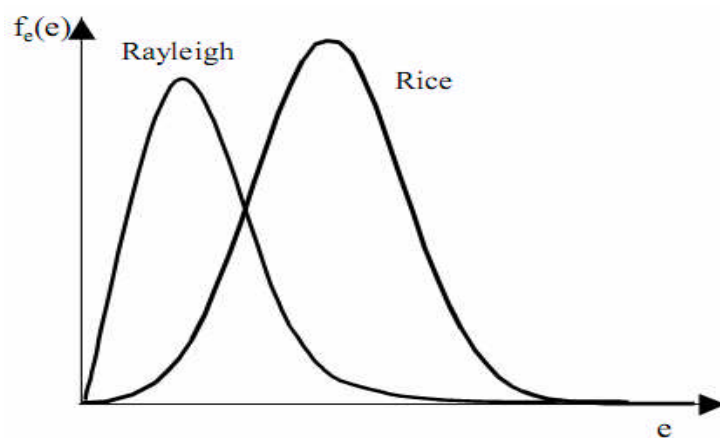
$$k = \frac{A^2}{2P_r} \quad (3.24)$$

como cociente entre las potencias del rayo principal y la potencia media local producida por las reflexiones cercanas. Así, la potencia media es:

$$P_m = \frac{A^2}{2} + P_r = P_r(1+k) \quad (3.25)$$

De modo que la función densidad de probabilidad de la envolvente es:

$$f_e(e) = \frac{e}{P_r} (1+k) \exp\left[-k - \frac{e^2(1+k)}{P_m}\right] I_0\left(2e\sqrt{\frac{k(1+k)}{P_m}}\right) \quad e > 0 \quad (3.26)$$



**Figura 3.15** Funciones de densidad de probabilidad Rayleigh y Rice

Si comparamos en la Figura 3.15 las funciones de densidad de probabilidad Rayleigh y Rice, podemos observar que la probabilidad de tener valores de envolvente de señal pequeños es mucho menor cuando existe visibilidad directa entre las antenas, puesto que, como es de suponer, el rayo directo presenta niveles de señal mucho mayores respecto a los reflejados y, por tanto, para que se produzca una disminución significativa en el nivel de señal, es necesario que los rayos reflejados en los objetos próximos sumen sus contribuciones de señal en contrafase respecto al rayo directo.

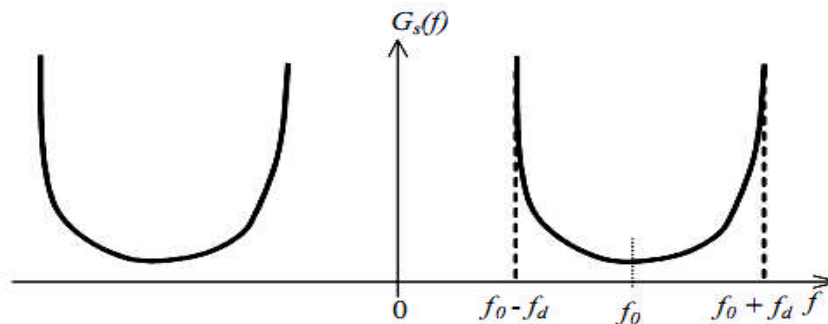
### 3.3.6 Efecto Doppler

La movilidad del terminal, además de provocar variaciones en el nivel de señal recibido, provoca que la frecuencia portadora se vea desplazada en mayor o menor medida en función de la velocidad del terminal. Este efecto es conocido como efecto Doppler. Si suponemos que estamos transmitiendo una portadora sin modular de frecuencia  $f_0$ , la señal recibida por un terminal que se aleja de la antena transmisora a una velocidad  $v$  es:

$$r(t) = A \cos\left(2\pi f_0 t - 2\pi \frac{v}{\lambda} t\right) \quad (3.27)$$

Es decir, la frecuencia portadora sufre un desplazamiento igual a  $f_d = v/\lambda$ , donde  $f_d$  se denomina frecuencia Doppler y  $\lambda$  es la longitud de onda de la señal recibida

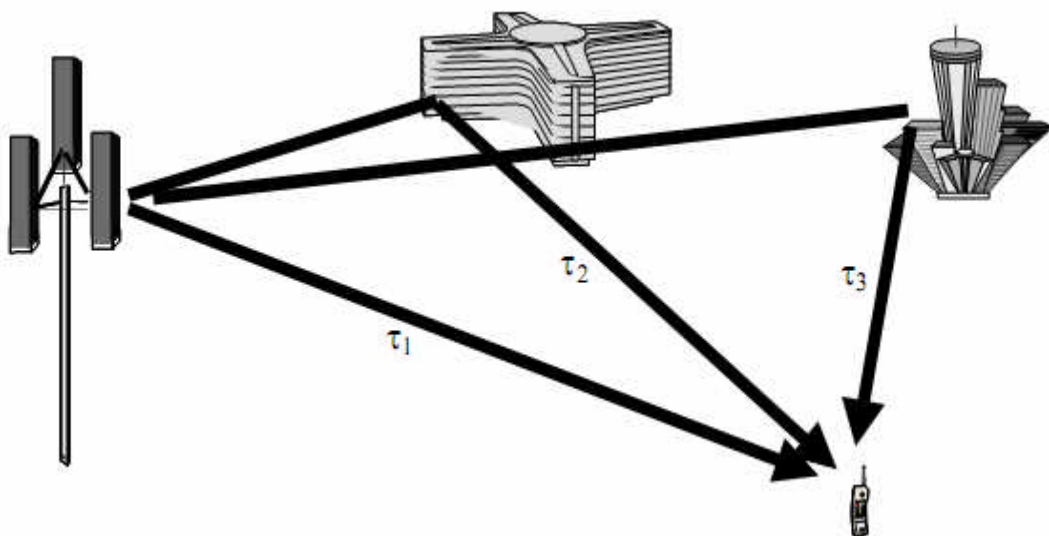
Si tenemos un terminal que se mueve en un entorno con múltiples trayectorias de propagación, cada una de las trayectorias incide en el terminal con un ángulo distinto. De este modo, la señal que incide con un ángulo  $\varphi$  presenta un desplazamiento Doppler igual a  $\cos(\varphi)v/\lambda$ . Por tanto, el espectro de potencia de la señal recibida queda dispersado según una función que depende del entorno. Por ejemplo, si transmitimos un tono de frecuencia  $f_0$ , delta frecuencial, el espectro de potencia recibido puede tener la forma de la Figura 3.16 para un número de rayos tendente a infinito y un ángulo  $\varphi$  con distribución aleatoria uniforme. Esto es, la potencia de la señal queda dispersada frecuencialmente, con una dispersión máxima igual a  $f_d$ . La forma de la función en que queda dispersado el tono depende del escenario de propagación.



**Figura 3.16 Densidad espectral de potencia recibida en un entorno móvil al transmitir un tono**

### 3.3.7 Banda estrecha y banda ancha

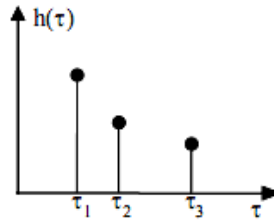
Hasta este punto hemos estado considerando canales que afectan únicamente el nivel de señal, es decir, su respuesta impulsional es una delta con mayor o menor amplitud. Esto es válido cuando tan sólo existe una trayectoria entre las antenas o cuando los retardos entre las diferentes trayectorias respecto a la duración del tiempo de símbolo son muy pequeños. Sin embargo, cuando los retardos entre las trayectorias multicamino son grandes, como es el caso del escenario mostrado en la Figura 3.17 donde hay objetos que provocan reflexiones lejanas, la respuesta impulsional del canal aparece como diferentes deltas asociadas a cada uno de los retardos, y provoca lo que se conoce como *dispersividad temporal* del canal.



**Figura 3.17 Escenario de entorno móvil con reflexiones lejanas.**

Así, en la Figura 3.17 tenemos un escenario en el que la señal recibida en el terminal móvil está compuesta por la suma de tres trayectorias, de modo que la respuesta impulsional del canal es la mostrada en la Figura 3.18 y expresada como:

$$h(\tau) = \beta_1\delta(\tau - \tau_1) + \beta_2\delta(\tau - \tau_2) + \beta_3\delta(\tau - \tau_3) \quad (3.28)$$



**Figura 3.18 Respuesta impulsional**

Si suponemos que  $(\tau_i - \tau_j)$  es suficientemente grande, por estar asociados a reflexiones en objetos lejanos, entonces no es posible realizar la aproximación:

$$r(t - \tau_1) \approx r(t - \tau_2) \approx r(t - \tau_3) \quad (3.29)$$

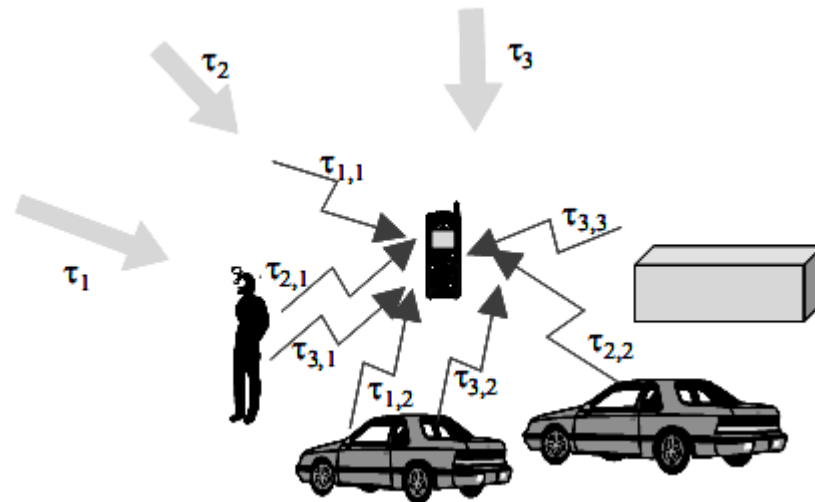
que sí era válida cuando las reflexiones se producían en objetos cercanos. En este caso, el canal se denomina dispersivo en el tiempo. Además, y de forma general, la respuesta impulsional de un canal móvil con propagación multicamino puede caracterizarse por:

$$h(\tau, t) = \sum_k \beta_k(t) \delta(\tau - \tau_k(t)) \quad (3.30)$$

ya que el movimiento del terminal móvil y de los objetos cercanos en los que se producen las reflexiones causa que cada uno de los rayos de esta respuesta impulsional fluctúe en amplitud y retardo con el tiempo. Si se amplía la Figura 3.17, se muestran los objetos que están alrededor del teléfono móvil, y se observa que cada uno de los frentes de onda procedentes de los rebotes lejanos incide en los objetos próximos produciendo reflexiones de retardos similares entre sí, ver Figura 3.19. Es decir, tenemos que  $\tau_{i,j} \ll T_s$  y que  $\tau_i - \tau_j$  comparable a  $T_s$ .

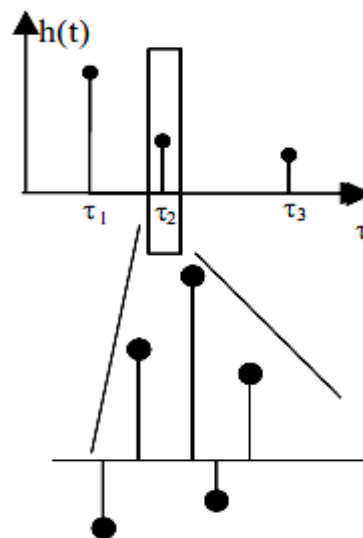
Si ampliamos uno de los rayos de la respuesta impulsional de la Figura 3.18 podemos observar que está compuesto por la suma de múltiples rayos de fases y amplitudes distintas, ver Figura 3.20. Es decir, cada coeficiente se calcula como:

$$\beta_k = \sum_i \alpha_{i,k}(t) \quad (3.31)$$



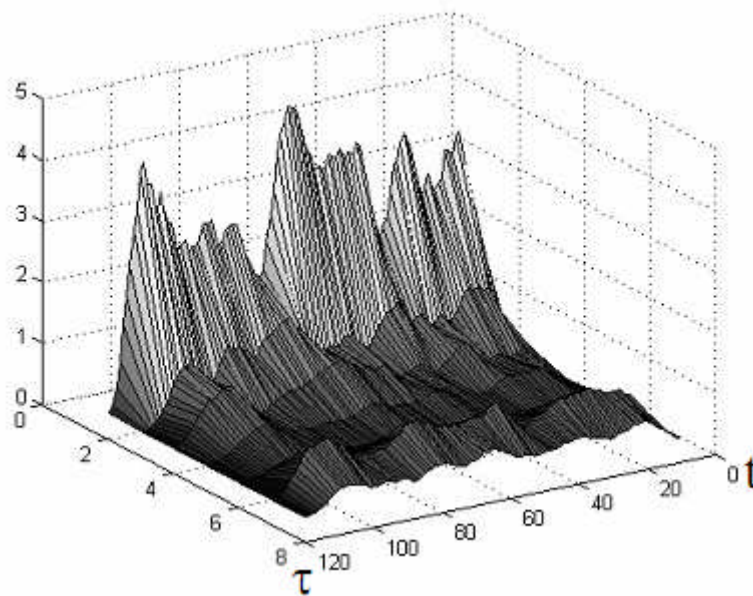
**Figura 3.19 Reflexiones de los frentes de onda en objetos cercanos.**

Donde  $|\alpha_{i,k}(t)|$  determina las amplitudes y  $\arg(\alpha_{i,k}(t))$  las fases de las distintas trayectorias y dependen del coeficiente de reflexión y del retardo de propagación  $\tau_{i,k}(t)$  asociado a la reflexión  $i$ -ésima para el eco lejano  $k$ -ésimo. Por tanto, cada uno de los rayos de la respuesta impulsional podrá caracterizarse según un modelo de Rayleigh o Rice, dependiendo de la existencia de visión directa del frente de onda del que proviene.



**Figura 3.20 Ampliación de uno de los rayos de la respuesta impulsional**

Como habíamos comentado anteriormente, los entornos de comunicaciones móviles se caracterizan por la movilidad de, por lo menos, uno de los equipos, y por el movimiento de los objetos que los circundan. Por tanto, la respuesta impulsional variará con el tiempo. La Figura 3.21 muestra un ejemplo de la evolución temporal de la respuesta impulsional de canal representada por la función  $h(\tau, t)$ , donde la variable  $t$  está asociada al instante temporal y  $\tau$  a la dispersividad del canal.



**Figura 3.21 Evolución de la respuesta impulsional**

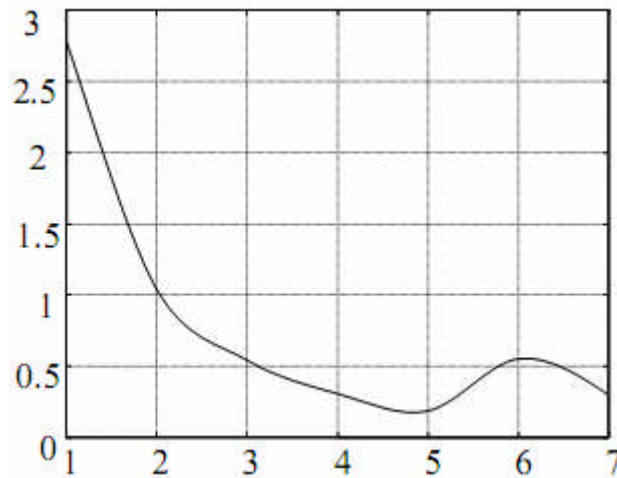
Con el fin de caracterizar el canal y puesto que la respuesta impulsional del canal es variante con el tiempo, se utiliza el promedio de las respuestas impulsionales y se obtiene una respuesta impulsional promedio denominada *Power Delay Profile* o perfil de potencia respecto al retardo. Se define como

$$P(\tau) = E_t \left\{ |h(\tau, t)|^2 \right\} \quad (3.32)$$

Para la respuesta impulsional de la Figura 3.21 el *Power Delay Profile* es mostrado en la Figura 3.22.

Otro parámetro que se utiliza como medida de la dispersividad del canal es el denominado *Delay Spread* o ensanchamiento del retardo:

$$D_s = \sqrt{\int_{-\infty}^{+\infty} (\tau - \bar{D})^2 P_N(\tau) d\tau} \quad (3.33)$$



**Figura 3.22 Power Delay Profile de la respuesta impulsional de la Figura 3.21**

Donde  $\bar{D}$  es el valor de retardo medio y  $P_N(\tau)$ , la función densidad de probabilidad de la distribución de potencia determinada por:

$$P_N(\tau) = \frac{P(\tau)}{\int_{-\infty}^{+\infty} P(\tau) d\tau} \quad (3.34)$$

A partir de medidas experimentales de la probabilidad de error se suele fijar una frontera entre un canal de banda estrecha y uno de banda ancha en el valor del *Delay Spread* alrededor de  $0.1/T_s$ .

Desde el punto de vista de análisis frecuencial, un canal dispersivo en el tiempo indica que en el dominio transformado de la frecuencia el canal presenta desvanecimientos selectivos en frecuencia, es decir, el espectro de potencia de una señal transmitida a través de un canal dispersivo ve modificado su espectro de forma diferente para cada valor de la frecuencia. Es posible calcular cómo se verá afectada la densidad espectral de potencia de la señal por el canal a partir de la transformada de Fourier del *Power Delay Profile* como

$$P(f) = \mathfrak{F}\{P(\tau)\} \quad (3.35)$$

A partir de la transformada de Fourier del *Power Delay Profile* podemos obtener el denominado *ancho de banda de coherencia*, definido como el máximo ancho de banda de una señal que puede ser transmitida en un canal sin que las distorsiones de



la propagación multicamino le afecten significativamente, por ejemplo el ancho de banda a 3 dBs. En caso de un *Power Delay Spread* exponencial el valor del ancho de banda de coherencia es

$$B_c = \frac{1}{2\pi D_s} \quad (3.36)$$

### 3.3.8 Clasificación de entornos

En los apartados anteriores hemos descrito los efectos de propagación que influyen en la señal en un sistema de comunicaciones móviles. Las características de propagación están influenciadas por las características del terreno, que puede clasificarse como llano, ondulado o muy montañoso. También depende de la zona donde se desea proporcionar servicio: entornos rurales, urbanos, túneles o interiores de edificios. Finalmente, la variación de las condiciones de propagación depende tanto de la velocidad de desplazamiento del terminal como de la variación de los objetos que lo rodean.

En función de los parámetros que hemos comentado existen diversas clasificaciones que agrupan los entornos en función de unas u otras características. Esta distinción se basa tanto en la diferente configuración de los objetos entre las dos antenas (paredes, esquinas, suelos, montañas, edificios, vegetación, etc.) como en el comportamiento dinámico del terminal móvil (grado de movilidad, giro en esquinas, etc.). Generalmente la primera división que se realiza es la diferenciación entre entornos de exteriores e interiores de edificios.

En los entornos de comunicaciones exteriores la distancia entre la antena emisora y la receptora puede variar entre centenares de metros a decenas de kilómetros. Además, pueden estar situadas en ciudades, en el centro o el extrarradio, en zonas suburbanas o en el campo, en zonas llanas o montañosas.

Finalmente la velocidad de los terminales puede superar el centenar de kilómetros por hora. Por otro lado, en los sistemas instalados en el interior de edificios, la distancia entre las antenas es como máximo de un centenar de metros, pero existen múltiples paredes y obstáculos que se interponen entre ellas de materiales que atenúan la señal con valores distintos. Además, la velocidad de desplazamiento tanto del móvil como de los objetos que lo circundan son reducidas

(típicamente del orden de algún km/h). Según ello, cada uno de los entornos tendrá unas características comunes. A continuación se muestra una clasificación de los entornos de propagación y los parámetros que los caracterizan.

#### **3.3.8.1 Entornos de exteriores urbanos y suburbanos**

Es este escenario la distancia entre la antena transmisora y la receptora suele ser de hasta algunos centenares de metros. Las reflexiones en los edificios producen que la respuesta impulsional tenga rayos que llegan hasta con  $5 \mu\text{s}$  de retardo y en casos extremos, a los  $10 \mu\text{s}$ . El *Delay Spread* tiene un valor que puede estar entre 1 y  $2.5 \mu\text{s}$ . Si tenemos en cuenta que la división entre un canal de banda estrecha y un canal de banda ancha se establece para un valor del *Delay Spread* alrededor de  $0.1/T_s$ , podemos deducir que la velocidad máxima de transmisión con un canal no dispersivo está entre 40 y 100 kbaud. La velocidad de los terminales móviles puede alcanzar hasta los 100 km/h. Por tanto, el tiempo de coherencia para un sistema con una frecuencia portadora de 900 MHz es de unos 3 ms.

#### **3.3.8.2 Entornos exteriores rurales llanos**

Es este escenario la distancia entre la antena transmisora y la receptora puede llegar a decenas de kilómetros. Las reflexiones en los objetos producen que la respuesta impulsional tenga rayos que llegan hasta con  $0.5 \mu\text{s}$  de retardo. El *Delay Spread* tiene un valor alrededor de  $0.1 \mu\text{s}$  y por tanto la velocidad máxima de transmisión con canal no dispersivo es sobre 1 Mbaud. La velocidad de los terminales móviles puede alcanzar hasta los 300 km/h. Por tanto el tiempo de coherencia para un sistema con una frecuencia portadora de 900 MHz es de 1 ms.

#### **3.3.8.3 Entornos exteriores montañosos**

Es este escenario la distancia entre la antena transmisora y la receptora puede llegar a decenas de kilómetros. Las reflexiones en los objetos producen que la respuesta impulsional tenga rayos que llegan hasta con  $20 \mu\text{s}$  de retardo. El *Delay Spread* tiene un valor alrededor de  $5 \mu\text{s}$  y por tanto la velocidad máxima de transmisión, manteniendo un canal no dispersivo, es de alrededor de 20 kbaud.

Por otro lado, la velocidad de los terminales móviles puede alcanzar hasta los 300 km/h. Así, el tiempo de coherencia es similar a los entornos rurales.

#### **3.3.8.4 Entornos de interiores**

En este tipo de escenarios la distancia entre antena transmisora y receptora no supera los 300 metros, siendo habituales distancias de 50 metros e incluso menos. El *Delay Spread* fluctúa entre los 10 y 100 ns, por tanto, la velocidad máxima sin distorsión está entre 1 y 10 Mbaud. La velocidad de desplazamiento de los terminales no supera los 10 km/h. Si consideramos una frecuencia portadora de 900 MHz el tiempo de coherencia es de 30 ms.

#### **3.3.9 Cobertura**

Una vez que se han visto los efectos de propagación y la caracterización estadística de los mismos, se está en disposición de abordar la problemática de predicción de propagación en un sistema móvil conocido como la determinación y definición de la zona de cobertura. Se denomina cobertura a la zona en la que el receptor recibe una señal con un nivel tal que le permite ofrecer al usuario el servicio de voz o datos con una calidad aceptable. Por tanto, se trata de calcular en que área una estación base es capaz de proporcionar servicio con una determinada calidad. Los parámetros de calidad que se utilizan para establecer si una zona está en el área de cobertura se pueden establecer en función de la relación señal a ruido, relación señal a interferencia, probabilidad de error o el nivel de potencia de la señal recibida.

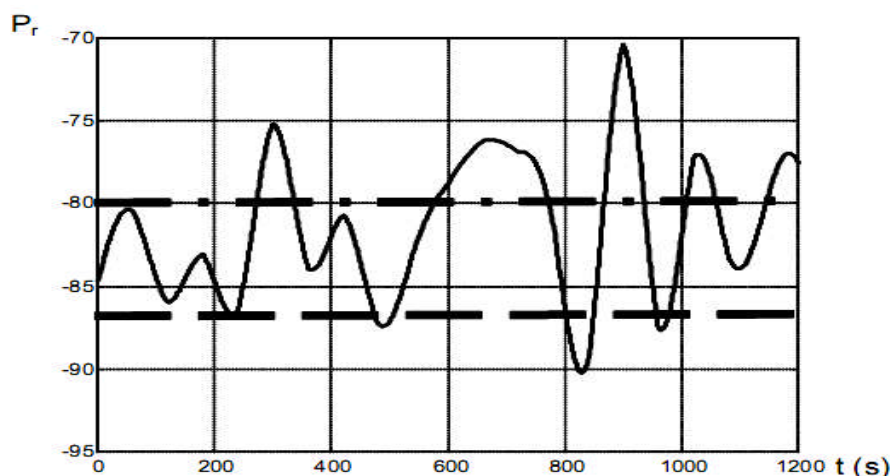
A partir de las características analizadas en los apartados anteriores se constata que es prácticamente imposible asegurar un nivel de señal por encima de un valor umbral con una probabilidad del 100% en una determinada área, debido a las fluctuaciones de la potencia recibida. Para asegurar unos porcentajes cercanos al 100 % sería necesario transmitir con unos niveles de potencia muy elevados.

Las fluctuaciones de la señal debidas a los desvanecimientos lentos y rápidos provocan que el nivel de potencia de la señal pueda tener fluctuaciones aleatorias de hasta 40 dB de atenuación sobre su nivel medio. Para el cálculo de la cobertura, los desvanecimientos rápidos se tienen en cuenta a través de la probabilidad de error que depende de la potencia media de la señal recibida, así como de las distintas técnicas que se utilizan para compensar en la medida de lo posible los desvanecimientos rápidos y que se explican más adelante.

Así, el criterio para establecer cobertura es asegurar que los umbrales de calidad de cobertura se cumplen de forma porcentual en función de la distancia o del tiempo.

Por tanto, hablaremos de que en una determinada zona podemos asegurar que el nivel de señal se encontrará por encima de un determinado nivel medio de referencia en el 90% de los emplazamientos, o que en una determinada ubicación tendrá cobertura durante el 95 % del tiempo.

Si observamos el nivel de señal recibida y eliminamos los desvanecimientos rápidos en una determinada área situada a una distancia  $R$  de la antena transmisora, vemos que el nivel de señal recibida tiene típicamente el aspecto de la Figura 3.23. La señal tiene un valor medio de  $-80$  dBm y presenta unas fluctuaciones sobre dicho valor debidas a los desvanecimientos lentos. Debido a la naturaleza aleatoria de los desvanecimientos, sólo podremos asegurar que la señal tendrá un valor por encima de un umbral de forma probabilística.



**Figura 3.23 Variación de la potencia media debido a los desvanecimientos lentos**

Como ejemplo, en la Figura 3.23 se fija un umbral de calidad,  $P_u$ , de  $-87$  dBm y puede observarse que la señal recibida  $P_r$  es inferior a este umbral en algunas ocasiones. El criterio de calidad y, por tanto, el umbral se fija a partir de la relación señal a ruido y las técnicas de ingeniería radio empleadas, como tipo de codificación, entrelazado, ecualización, etc. Teniendo en cuenta que los desvanecimientos lentos se modelan según una función de distribución de probabilidad tipo log-normal puede considerarse que la probabilidad de superar un umbral de potencia  $P_u$  para un emplazamiento con potencia media  $P$ , calculada como pérdidas de propagación, es

$$\text{prob}(P_r > P_u) = \int_{P_u}^{+\infty} f(P_r) dP_r = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \text{erf}\left(\frac{P_u - P}{\sqrt{2}\sigma}\right) \quad (3.37)$$

Existen múltiples programas que permiten calcular la cobertura de los sistemas móviles y facilitan el despliegue de los mismos; así se pueden predecir los valores de nivel de potencia recibida, interferencias, probabilidad de error, etc. Estos programas utilizan la capacidad de cálculo de los ordenadores para obtener una estima de la potencia media recibida aplicando alguno de los múltiples modelos de cálculo de pérdidas de propagación.

### Ejemplo 3.3

Considérese una célula que se pretende que tenga un radio de cobertura de 1 km. Si la potencia transmitida por la base es de 10 dBm, determinar el % de emplazamientos en los que se garantiza una recepción correcta de la señal. Considérese que la sensibilidad del receptor es de -90 dBm. Supóngase el modelo de propagación en Tierra plana, con ganancias de antes de 3 dB, altura de la estación base 50 metros y altura del móvil 1 metro. El desvanecimiento lento se caracteriza con una distribución log-normal de desviación típica 10 dB.

Teniendo en cuenta únicamente las pérdidas de propagación, la potencia recibida en el extremo de la zona de cobertura es

$$P = P_T G_T G_R \left(\frac{h_B h_M}{d^2}\right)^2 = 10^{-2} \times 2 \times 2 \times \left(\frac{50 \times 1}{1000^2}\right)^2 = 10^{-10} \text{ w} = -70 \text{ dBm}$$

Dado que en esta potencia se presentan las fluctuaciones debidas al entorno, que ocasionan desvanecimientos lentos caracterizados con estadística log-normal, puede decirse que el efecto de los obstáculos del entorno (edificios, etc.) provocará que la recepción de la señal quede por encima del umbral de sensibilidad, con probabilidad

$$\text{Prob}(P_r > P_u) = \frac{1}{2} \left[ 1 - \text{erf}\left(\frac{P_u - P}{\sqrt{2}\sigma}\right) \right]$$

$$\frac{P - P_u}{\sqrt{2}\sigma} = \frac{-70 - (-90)}{\sqrt{2} \times 10} = 1.41$$

$$\text{erf}(1.41) = 0.95$$

$$\text{Prob}(P_r > P_u) = \frac{1}{2} \cdot [1 + 0.95] = 0.975$$

Así, en este caso se cubrirían correctamente el 97.5% de los emplazamientos a 1 km de distancia del transmisor.

### Ejemplo 3.4

¿Qué porcentaje de emplazamientos se cubrirían correctamente si la potencia transmitida en el ejemplo 2.3 disminuyese a  $-10$  dBm?

Al disminuir la potencia transmitida resulta:

$$P = P_T G_T G_R \left( \frac{h_B h_M}{d^2} \right)^2 = 10^{-4} \times 2 \times 2 \times \left( \frac{50 \times 1}{1000^2} \right)^2 = 10^{-10} \text{ w} = -90 \text{ dBm}$$

En este caso la potencia recibida, teniendo en cuenta sólo las pérdidas de propagación, se sitúa exactamente sobre el umbral de sensibilidad. Puesto que el entorno provoca fluctuaciones alrededor de este valor, nos encontraremos que en la mitad de las ocasiones la potencia recibida quedará por debajo de la sensibilidad. En efecto:

$$\text{Prob}(P_r > P_u) = \frac{1}{2} \left( 1 - \text{erf} \left( \frac{P_u - P}{\sqrt{2}\sigma} \right) \right)$$

$$\frac{P - P_u}{\sqrt{2}\sigma} = \frac{-90 - (-90)}{\sqrt{2} \times 10} = 0$$

$$\text{erf}(0) = 0$$

$$\text{Prob}\{P_r > P_u\} = \frac{1}{2} [1 - 0] = 0.5$$

### Ejemplo 3.5

Siguiendo el mismo caso, con la potencia transmitida de  $-10$  dBm, ¿cuál sería el radio real de la célula si se determina la cobertura para un 97.5% de emplazamientos bien cubiertos?

$$\text{Si pretendemos que: } \text{Prob}(P_r > P_u) = \frac{1}{2} \left( 1 - \text{erf} \left( \frac{P_u - P}{\sqrt{2}\sigma} \right) \right) = 0.975$$

Ya se ha visto en el primer caso que es necesario que  $P(\text{dBm}) = -70 \text{ dBm}$

Por lo tanto, la distancia a la que ocurre este evento con el nivel de potencia transmitido actual puede obtenerse directamente como:

$$P = P_T G_T G_R \left( \frac{h_B h_M}{d^2} \right)^2 = 10^{-4} \times 2 \times 2 \times \left( \frac{50 \times 1}{d^2} \right)^2 = 10^{-10} \text{ W} = -70 \text{ dBm}$$

De donde resulta  $d = 316 \text{ m}$

### 3.4 Cálculo de un radioenlace

En esta sección se indica una secuencia del procedimiento a seguir para el cálculo de un radioenlace. En la actualidad los cálculos para un radioenlace se realizan usando softwares para tal propósito, usando cartografía digital que se encuentran en distintos servidores y que el software los descarga.

#### 3.4.1 Cálculo de la altura de las antenas

- Datos iniciales:
  - ✓ Posición de las estaciones.
  - ✓ Perfil del terreno
  - ✓ Altura de las estaciones
  - ✓ Obstáculos
- **Refracción:**
  - ✓ Valor estándar para el coeficiente de curvatura de la tierra K, de acuerdo con la zona geográfica y la altura del enlace.
- **Curvatura C**
  - ✓ Se calcula en el obstáculo más evidente.
  - ✓ Es una función inversa del valor K y función directa de la distancia.
- **Difracción:**
  - ✓ Se calcula el radio de la primera zona del elipsoide de Fresnel en el obstáculo más evidente.
- **Despejar:**
  - ✓ Valor de despejamiento D, se trata de la separación entre el rayo de unión entre antenas y el obstáculo. Es una fracción del radio de Fresnel.
- **Criterios:**

- ✓ Criterios para determinar la altura de las antenas. Se considera el enlace despejado y solo se tiene en cuenta la atenuación del espacio libre.
- ✓ El criterio comúnmente aplicado es tomar el peor valor de altura entre  $k = 4/3$ ,  $D/F1 = 1$  y  $K=0.8$ ,  $D/F1 = 0.6$
- **Obstrucción:**
  - ✓ En caso de que no pueda despejarse el enlace, se determina la atenuación por obstrucción en función de la relación  $D/F1$  obtenido en el cálculo.
  - ✓ Ciertos obstáculos producen atenuación por absorción y por dispersión, en tanto que otros producen despolarización de la onda.
- **Reflexión:**
  - ✓ Reflexiones en el terreno, debe calcularse en la altura de antena para lograr que el rayo reflejado llegue en fase con el directo.
  - ✓ En caso contrario se utilizará el sistema antireflectivo de diversidad de espacio.
- **Repetidor:**
  - ✓ Repetidores pasivos, en muchos casos donde no se puede superar un obstáculo es necesario usar repetidores pasivos del tipo espejo o espalda-espalda. Estos permiten cambiar la dirección del enlace.
  - ✓ En algunos casos se adoptan repetidores activos amplificadores de radiofrecuencia con bajo consumo de energía para áreas de difícil acceso.

### 3.4.2 Cálculo del margen de desvanecimiento

- **Datos:**
  - ✓ Datos iniciales
  - ✓ Frecuencia
  - ✓ Longitud del enlace
  - ✓ La altura de las antenas sobre la estación y
  - ✓ Algunos datos de los equipos a utilizar.
- **Alimentador:**
  - ✓ Sección de guía de onda o cable coaxial.
  - ✓ Dependiendo de la frecuencia se selecciona el medio de alimentación de la antena.
  - ✓ El cable coaxial se aplica hasta 3 GHz.



- ✓ La guía de ondas para frecuencias superiores.
- ✓ Se seleccionan las antenas dependiendo de la ganancia deseada.
- ✓ Se determina la ganancia y atenuación respectivamente.
- **Espacio Libre:**
  - ✓ Se calcula la atenuación en función de la distancia y la frecuencia.
  - ✓ Adicionalmente se considera una atenuación por obstáculo si el enlace se considera obstruido.
- **Nominal:**
  - ✓ Calculo de potencia nominal de recepción
  - ✓ Se determina como la diferencia entre la potencia del transmisor y todas las atenuaciones (branching, guía de ondas o cable coaxial y espacio libre) y ganancias de antenas (en la dirección de máxima directividad)
- **Umbral:**
  - ✓ Determinación de la potencia de umbral
  - ✓ Se trata del valor de potencia de recepción que asegura una tasa de error BER de  $10^{-3}$  y  $10^{-6}$ .
  - ✓ No se considera degradación por interferencias por el momento.
- **Margen:**
  - ✓ Cálculo del margen de desvanecimiento.
  - ✓ Se trata del valor en dB para los BER de  $10^{-3}$  y  $10^{-6}$  obtenido como diferencia entre la potencia nominal de recepción y la potencial de umbral de recepción.

### 3.4.3 Cálculo de los efectos de las interferencias

- **Datos:**
  - ✓ Posición y frecuencias de las estaciones interferentes
  - ✓ Potencia de emisión
  - ✓ Polarización utilizada, etc.
- **Igual:**
  - ✓ Interferencias con igual dirección
  - ✓ En este caso se tiene la misma dirección de la interferencia con la portadora deseada C. ambas señales sufren el desvanecimiento al mismo tiempo y la relación C/I se mantiene constantes.

- **C/I dB:**
    - ✓ Verificación de la relación
    - ✓ El conjunto de interferencias en condición de igual dirección debe cumplir con la relación  $C/I > 20$  dB. En tal caso el efecto supone despreciable, es decir, la BER se degrada de forma imperceptible.
  - **Distinta:**
    - ✓ Interferencias con distinta dirección.
    - ✓ En este caso ambas señales sufren el desvanecimiento en forma distinta y la relación C/I no es constante.
    - ✓ Se debe asegurar que C/I se mantiene aceptable aún cuando el valor de C es igual al valor de potencia de umbral.
  - **Nivel:**
    - ✓ Verificación del nivel de interferencia dBm.
    - ✓ Se debe obtener el conjunto de interferencias en esta condición
    - ✓ Si el valor de  $I \leq -100$  dBm se supone despreciable. De lo contrario se encuentra el valor de  $C/I = P_u/I$
  - **C/N dB**
    - ✓ Valoración de la degradación de la relación C/N
    - ✓ La relación portadora a ruido se degrada en presencia de una interferencia.
    - ✓ Se determina un valor de dB de penalización por interferencia sobre la base de mediciones o datos del equipo.
  - **Margen:**
    - ✓ Cálculo del nuevo margen de desvanecimiento.
    - ✓ Este margen tiene en cuenta las interferencias (FMi3 y FMi6)
- 3.4.4 Efectos del desvanecimiento por caminos múltiples**
- **Datos:**
    - ✓ Se requiere información sobre el clima, terreno, frecuencia y distancia del enlace, así como la firma del receptor.
  - **Atenuación:**
    - ✓ Efecto de la atenuación plana.

- ✓ Se calcula el componente de atenuación Rayleigh en función del margen de desvanecimiento.
- **Selectividad**
  - ✓ Efecto de la selectividad.
  - ✓ Cálculo de la componente debida a la selectividad introducida por el Notch.
  - ✓ En una función de la firma del receptor.
  - ✓ Esta componente es despreciable para enlaces de baja y media capacidad
  - ✓ Debe tomarse en cuenta para enlaces de 140 Mb/s
- **Total:**
  - ✓ Cálculo de la suma de atenuación y selectividad.
  - ✓ Se efectúa con la ponderación adecuada entre componentes.
  - ✓ Solo la primera componente se tiene en cuenta hasta 34 Mb/s.
  - ✓ La selectividad es importante para modulación QAM y TCM.
- **Margen Neto:**
  - ✓ Determinación del margen de desvanecimiento Neto (NFM3 y NFM6)
  - ✓ Se requiere para obtener el efecto sobre enlaces de alta capacidad por encima de 34 Mb/s, mediante la firma.
- **Factor Po:**
  - ✓ Determinación del factor de ocurrencia Po.
  - ✓ Se trata de una función del clima, rugosidad del terreno, frecuencia y distancia del enlace.
- **Porcentaje:**
  - ✓ Cálculo de la probabilidad.
  - ✓ Se trata del porcentaje de tiempo que se puede superar el margen NFM en forma proporcional a Po.
  - ✓ Tiene relación con la BER mediante las recomendaciones de calidad G.821 y G.826.
  - ✓ La asimilación es desde NFM3 a US/SES y NFM6 a DM.
- **Comparación:**
  - ✓ Comparación de los valores calculados.

- ✓ Se toma como referencia los objetivos proporcionales al trayecto desde 2500 Km. Si el valor calculado es inferior al objetivo se concluye en forma satisfactoria esta parte del cálculo.
- **Mejoras:**
  - ✓ Mejoras sobre la calidad del enlace.
  - ✓ Si el valor calculado es superior al objetivo se procede a implementar mejoras sobre el enlace como el incremento del margen de desvanecimiento.
- **Diversidad:**
  - ✓ Uso de diversidad
  - ✓ En los casos en que es necesario se aplica la diversidad de frecuencia, diversidad de espacio o combinaciones de frecuencia y espacio.
  - ✓ En cada caso se obtienen ventajas en cuanto hace a la calidad y costos crecientes por materiales o uso de portadoras.

#### **3.4.5 Objetivos proporcionales del ITU-R**

- **Objetivos:**
  - ✓ Objetivos para calidad SES y DM e indisponibilidad US.
  - ✓ Se trata de los objetivos definidos por los organismos internacionales ITU-T y ITU-R para el trayecto de referencia de 2500 Km de longitud.
- **Calidad:**
  - ✓ Atribución del objetivo de calidad SES y DM
  - ✓ De acuerdo con el ITU-R el valor se distribuye en forma proporcional a la distancia del enlace.
- **Corte:**
  - ✓ Atribución del objetivo de indisponibilidad US.
  - ✓ También en este caso, se distribuye en forma proporcional a la distancia.

#### **3.4.6 Calidad de corte por la lluvia**

- **Datos:**
  - ✓ Información sobre la región geográfica, frecuencia y distancia del enlace.
  - ✓ Margen de desvanecimiento FM.
- **Densidad J:**
  - ✓ Densidad instantánea de lluvia J.

- ✓ Se determina en base a la región geográfica y se obtiene un valor medido en mm/h.
- ✓ Se trata de la densidad de lluvia que se supera el 0.01% del tiempo anual.
- **Longitud**
- ✓ Cálculo de la atenuación por unidad de longitud en dB/Km.
- ✓ Es proporcional a la densidad de lluvia y a la frecuencia del enlace.
- **Efectiva:**
- ✓ Determinación de la longitud efectiva.
- ✓ Se trata del diámetro equivalente de la celda de lluvia en función de la longitud del enlace. En base a este valor se obtiene el cálculo de la atenuación total por lluvia para la longitud efectiva.
- **Atenuación:**
- ✓ Determinación del valor de atenuación en dB.
- ✓ Corresponde al 0.01% del tiempo.
- ✓ Se calcula sobre la base del valor del porcentaje de corte (US%) para el margen de atenuación FM3 dB.
- ✓ Una leve mejora sobre los US puede introducirse mediante el incremento del margen FM3.

#### 3.4.7 Cálculo de corte por falla del equipo

- **Datos Iniciales:**
- ✓ Se requiere el tiempo medio entre fallas de quipos MTBF y
- ✓ Tiempo medio de reparación MTTR.
- ✓ El MTTR es una función de la organización del mantenimiento.
- **1 + 0**
- ✓ Calculo de la indisponibilidad de un sistema 1 + 0
- ✓ Con muy pocas excepciones no se cumple el objetivo US y por lo tanto se requiere del uso de protección (1+1) ó (N+1)
- **N + 1**
- ✓ Calculo de la indisponibilidad de un sistema N + 1
- ✓ Debe ser usado en todos los enlaces para dar cumplimiento al objetivo de US.

- ✓ Sólo por razones económicas puede admitirse enlaces 1 + 0 en baja capacidad (2 y 8 Mb/s)
- **Total:**
  - ✓ Sumatoria de las componentes
  - ✓ Se trata de obtener el valor total de corte debido a las componentes de desvanecimiento por caminos múltiples, al efecto de la lluvia y a la falla de equipos.
- **Objetivo:**
  - ✓ Comparación con el objetivo de indisponibilidad US.
  - ✓ Es proporcional a la distancia.
  - ✓ En caso de no cumplir dicho objetivo debido a la lluvia puede intentarse un incremento en el margen FM3, reducción en la banda de frecuencia usada o reducción de la longitud del enlace.
  - ✓ Si la causa es la falla de equipos por usar un sistema sin protección 1 + 0 se debe colocar una protección del tipo Hot StandBy.
- **Mejoras:**
  - ✓ Falta de cumplimiento del objetivo de corte.
  - ✓ Se requiere analizar la causa principal e implementar las acciones contra la falla de equipos (usar protección con conmutación) o lluvia (reducir la longitud del enlace).

## CAPITULO IV

### COMPARACION TÉCNICA ENTRE LAS TECNOLOGÍAS DE COMUNICACIÓN

#### 4.1 Comparación técnica entre las tecnologías móviles

En lo que sigue se mostraran tablas comparativas de los diferentes sistemas de comunicación más usados actualmente para tomar en cuenta sus ventajas y desventajas a la hora de escoger uno de ellos para diseñar un sistema triple play para las zonas rurales.

##### 4.1.1 Familia 3GPP2

La Tabla 4.1 resume las características más relevantes de la familia de tecnologías 3GPP2: CDMA2000 1x, CDMA2000 1xEV-DO (sus distintos Releases) y también se incluye CDMA2000 1xEV-DV, aunque su desarrollo esté descontinuado.

**Tabla 4.1 Comparaciones de la familia 3GPP2**

Tecnología		1x	1xEV-DO Rev0	1xEV-DO RevA	1xEV-DO RevB	1xEV-DV
Dúplex		FDD	FDD	FDD	FDD	FDD
BW canal		1.25 MHz	1.25 MHz	1.25 MHz	1.25 MHz	1.25 MHz
Método de acceso		CDMA	TDMA/CDMA	TDMA/CDMA	TDMA/CDMA	TDMA/CDMA
Modulación		QPSK (DL) HPSK (UL)	BPSK/QPSK/ 8-PSK/16-QAM	BPSK/QPSK/ 8-PSK/16-QAM	BPSK/QPSK/ 8-PSK/16-QAM/ 64-QAM	QPSK/8-PSK/ 16-QAM
Tasa de datos peak	DL	153 kbps	2.4 Mbps	3.1 Mbps	14.4/3.6/46.5 Mbps <sup>1</sup>	3.09 Mbps
	UL	153 kbps	153 kbps	1.8 Mbps	5.27/9.3/2.7 Mbps <sup>2</sup>	451.2 kbps/ 1.8 Mbps
Velocidad burst		144 kbps	800 kbps	600-1200 Kbps	600-1200 Kbps	¿?
Chip rate		1.2288 Mbps	1.2288 Mbps	1.2288 Mbps	1.2288 Mbps	1.2288 Mbps
Throughput estación base		¿?	¿?	¿?	2.45 Mbps	2.6 Mbps
Throughput Avg. usuario base		50-70 kbps	300-500 kbps	¿?	¿?	¿?
Throughput teórico máximo	FL	614 kbps	2.4 Mbps	3 Mbps	14.4 Mbps	¿?
	RL	614 kbps	153 kbps	1.8 Mbps	5.3 Mbps	¿?
Throughput sector Avg.	FL	0.675-1.05 Mbps	1.08-2.61 Mbps	2.25-3.15 Mbps	¿?	¿?
	RL	0.75-0.975 Mbps	0.75-0.948 Mbps	1.5-1.62 Mbps	¿?	¿?

<sup>1</sup>Estas velocidades se logran @1-carrier/@3-carrier/@15-carrier, respectivamente.

<sup>2</sup> Ídem a lo anterior

(5 MHz)						
Tecnología de antena	Sectorizada	Sectorizada	Sectorizada	Sectorizada	Sectorizada	Sectorizada
Disponibilidad	Sí	Sí	2006	2007	NA	
Eficiencia espectral [bps/Hz]	0.25-0.37	¿?	¿?	¿?	1	
Espectro	411-493 MHz, 824-925 MHz, 1750-1990 MHz	411-493 MHz, 824-925 MHz, 1750-1990 MHz	411-493 MHz, 824-925 MHz, 1750-1990 MHz	411-493 MHz, 824-925 MHz, 1750-1990 MHz	411-493 MHz, 824-925 MHz, 1750-1990 MHz	411-493 MHz, 824-925 MHz, 1750-1990 MHz
Reutilización en frecuencia	1	1	1	1	1	1

#### 4.1.2 Familia 3GPP

La Tabla 4.2 resume las características más relevantes de la familia de tecnologías 3GPP: GSM, GPRS, EDGE, WCDMA, HSDPA, HSUPA, TD-SCDMA y TD-CDMA.

**Tabla 4.2 Comparación de la familia 3GPP**

Tecnología	GSM	GPRS	EDGE	WCDMA	HSDPA Rel5	HSDPA Rel6	TD-SCDMA	TD-CDMA	
Dúplex	TDD	TDD	TDD	TDD/FDD	TDD/ FDD	TDD	TDD	TDD	
BW canal	200 KHz	200 KHz	200 KHz	5 MHz	5 MHz	5 MHz	1.6 MHz	5 MHz	
Método de acceso	TDMA/ FDMA	TDMA	TDMA/ FDMA	TDMA/ CDMA	TDMA/ CDMA	TDMA/ CDMA	CDMA	CDMA	
Modulación	GMSK	GMSK	8-PSK/ GMSK	QPSK (DL) HPSK (UL)	QPSK/ 16-QAM	QPSK/ 16-QAM	QPSK/ 8-PSK	QPSK	
Chip rate	N.A.	N.A.	N.A.	3.84 Mbps	1.28/3.84 Mbps	1.28/3.84 Mbps	1.28 Mbps	1.28/3.84 Mbps	
Tasa de datos peak	DL	14.4 kbps	163 Kbps	474 Kbps	2.63 Mbps	14.1 Mbps	14.1 Mbps	2 Mbps	2.4 Mbps
	UL	9.6 kbps	163 kbps	474 Kbps	2.25 Mbps	2.3 Mbps	5.76 Mbps	2 Mbps	2.4 Mbps
Throughput teórico máximo	FL	9.6 kbps	171.2 Mbps	474 Kbps	2.63 Mbps	14.06 Mbps	14.06 Mbps	2 Mbps	14 Mbps
	RL	9.6 kbps	171.2 kbps	474 Kbps	2.25 Mbps	2.25 Kbps	4.88 Mbps	2 Mbps	¿?
Tasa de datos promedio	¿?	30-40 Kbps	100-130 Kbps	220-320 Kbps	550-1100 Kbps	¿?	¿?	¿?	
Tecnología de antena	Sectorizada	Sectorizada	Sectorizada	Sectorizada	Sectorizada	Sectorizada	Sectorizada	Sectorizada	
Disponibilidad	1991	1997	1999	2005	2005	2005-2006	2005	2005	
Eficiencia espectral [bps/Hz]	< 0.52	< 0.86	≈ 1.0	0.521 (< 0.77 por móvil)	≈ 1.6 (< 2.88)	≈ 1.6 (< 2.88)	≈ 1.5	1.2/1.52	
Espectro [MHz]	450-486, 824-894, 876-960, 1710-	450-486, 824-894, 876-960, 1710-	450-486, 824-894, 876-960, 1710-	824-894, 830-885, 1710-1880, 1710-2155, 1850-1990,	824-894, 830-885, 1710- 1880, 1710-	824-894, 830-885, 1710-1880, 1710-2155, 1850-1990,	1900-1920 [WLL], 2010-2025 [China],	1900-1920, 2010-2025.	



	1880, 1850-19990	1880, 1850-19990	1880, 1850-19990	1920-1980, 2110-2170 (FDD)	2155, 1850-1990, 1920-1980, 2110-2170 (FDD)	1920-1980, 2110-2170 (FDD)		
Reutilización en frecuencia	7/21	3/9-4/12	13/9-4/12	1	1	1	1 ó 3	1

## 4.2 Comparación técnica entre las tecnologías fijas

### 4.2.1 Tecnologías fijas inalámbricas

Aquí se incluyen las tecnologías: WiMAX fijo y móvil, WiBro, Flash-OFDM, iBurst, Mobile-Fi y WiFiber.

**Tabla 4.3 Comparación de las tecnologías fijas inalámbricas.**

Características	802.16-2004	802.16e	WiBro	Flash-OFDM	iBurst	Mobil-Fi	WiFiber
<b>Estándar</b>	IEEE 802.16	IEEE 802.16	IEEE 802.16	IEEE 802.20	IEEE 802.20	IEEE 802.20	¿?
<b>Espectro</b>	2-11 GHz	2-11 GHz	2.3 GHz	450 MHz	1.9GHz	400 MHz – 3.5 GHz	71-76/ 81-86/ 92-95 GHz
<b>BW Canal</b>	1.5 – 20 MHz escalable	1.5 – 20 MHz escalable	9 MHz	2x1.25 MHz	5/10 MHz	1.5 – 5 MHz escalable	5 GHz
<b>Duplexación</b>	FDD/ TDD	TDD/ FDD/ H-FDD	TDD	FDD	TDD	TDD/FDD	¿?
<b>Acceso Múltiple</b>	OFDMA	SOFDMA	SOFDMA	OFDMA	TDMA/ FDMA/ SDMA	FDMA/ TDMA/ OFDMA	¿?
<b>Modulación</b>	OFDM, QPSK, 16QAM, 64QAM	OFDM/ QPSK/16QAM/ 64QAM	QPSK/ 16QAM/ 64QAM	BPSK/ QPSK/ 16QAM	BPSK/ QPSK/ 8PSK/ 16QAM/ 64QAM	OFDM	BPSK/ 16QAM
<b>Cobertura célula</b>	3-5 km (outdoor)	3-5 km (indoor)/ 6-10 km (outdoor)	~ 1 km	0.6/1.6/5.7 km (outdoor)	~10 km	~ 15 km	< 4 km
<b>Tasa de datos</b>	75 Mbps (máx) 20-30 Mbps (tip)	15 Mbps (máx) 3-5 Mbps (tip)	3 Mbps/ 512 kbps (DL) 1 Mbps/ 128 kbps (UL)	3.2 Mbps/ 950 kbps (DL/UL)	1 Mbps/ 345 kbps (UL/DL)	1 Mbps/ 300 kbps (UL/DL)	1.25/2.7/ 12.5 Gbps
<b>Eficiencia Espectral</b>	< 3.75 bps/Hz	< 3 bps/Hz	2/1 bps/Hz (DL/UL)	1.7 bps/Hz	4 bps/Hz	< 1.25 bps/Hz	1- 4 bps/Hz
<b>Re-uso de frecuencia</b>	1:2, 1:3	1	~1	¿?	¿?	< 1	¿?
<b>Movilidad</b>	-	120 km/h	60 km/h	250 km/h	25 km/h	250 km/h	¿?

Tabla 4.4 Comparación de las tecnologías fijas cableadas.

Tecnología		ADSL2+	GPON	GEAPON	GbE	10 GbE
Estándar		ITU-T G.992.3	ITU-T G.983	IEEE 802.3ah	IEEE 802.3ab/ IEEE 802.3z	IEEE802.3ae
Red		LAN/MAN	LAN/MAN	LAN/MAN	LAN/MAN	MAN/WAN
Disponibilidad		2003	2003	2005	1997	2002
Cobertura		1 - 1.5 km (5 km máx)	10 - 20 km (37 km máx)	10 - 20 km	25 m - ~ 5 km	15 m - ~ 40 km
Tasa de datos	DL	24 Mbps	1244.16 /2488.32 Mbps	1.25 Gbps	1 Gbps	10 Gbps
	UL	1.2 Mbps	155.52/622.08/ 1244.16/2488.32 Mbps	1.25 Gbps	1 Gbps	10 Gbps
Tasa de datos típica (usuario)	DL	16 Mbps	31.25/15.625 Mbps	31.25 Mbps (32 ONT)	NA	NA
	UL	800 kbps	31.25/15.625 Mbps	31.25 Mbps (32 ONT)	NA	NA
Ancho de banda/Capacidad		4 kHz (voz)/475 kHz (UL)/1650 kHz (DL)	1-2 Gbps	1.25 Gbps	350/500/900/ 1000/1400 MHz	500/1500/ 2000 MHz
Transmisión		Full-Duplex	Full-Duplex	Full-Duplex	Full-Duplex/ Half-Duplex	Full-Duplex
Velocidades de transmisión		Asimétrica	Simétrica/ Asimétrica/ Escalable	Simétrica	Simétrica	Simétrica
Modulación		OFDM/ QAM	?	?		QAM (UTP)
Acceso múltiple		-	TDMA	TDMA	CSMA/CD	¿'?
Duplexación		FDM/TDM	TDM/ WDM/ CDWM	TDM/WDM	TDM/WDM	WDM/DWDM/Serial
Medio Físico		Par trenzado	Fibra óptica	Fibra óptica	Fibra óptica multimodo/ monomodo, UTP CAT5	Fibra óptica multimodo/monomodo, coaxial
Arquitectura		Punto-multipunto	Punto-multipunto	Punto-multipunto	Punto-a-punto/ Punto-multipunto	Punto-a-punto/ Punto-multipunto
Nro. Sub-canales	DL	256 - 512	-	-	-	-
	UL	32 - 64	-	-	-	-
Asignación long. de onda	UL	NA	1260 - 1360 nm	1260 - 1360 nm	850/1300/ 1550 nm	850/1300/ 1550 nm
	DL	NA	1260 - 1360 nm (1F)/ 1480 - 1500 nm (2F)	1480 - 1500 nm	850/1300/ 1550 nm	850/1300/ 1550 nm
Nro. Splits (PON)		NA	32/64/128	16/32/64	NA	NA
Codificación		Trellis	NRZ. scrambling	8B/10B	8B/10B ó PAM5x5	8B/10B ó 64B/66B / PAM-10
Encriptación		Sí	Sí (AES)	No	Sí	Sí
FEC		Sí	Sí	No	Sí	Sí

### 4.3 Otras comparaciones técnicas

#### 4.3.1 Comparación de sistemas móviles y WiMAX móvil

En las Tablas 4.5, 4.6 y 4.7 se muestra la comparación de las tecnologías celulares con WiMAX móvil.

**Tabla 4.5 Comparativa entre las tecnologías celulares y WiMAX móvil**

Características	GSM	GPRS	EDGE	WCDMA	HSDPA	1x	1xEV-DO	802.16e	
<b>Espectro</b>	450-486/ 824-894/ 876-960/ 1710- 1880/ 1850- 1990 [MHz]	450-486/ 824-894/ 876-960/ 1710- 1880/ 1850- 1990 [MHz]	450-486/ 824-894/ 876-960/ 1710-1880/ 1850-1990 [MHz]	824-894/ 830-885/ 1710- 1880/ 1710- 2155/ 1850- 1990/ 1920- 1980/ 2110 - 2170 [MHz]	824-894/ 830-885/ 1710-1880/ 1710-2155/ 1850-1990/ 1920-1980/ [MHz]	411-493/ 824-925/ 1750-1990 [MHz]	412-493/ 824-925/ 1750-1990 [MHz]	2-11 GHz	
<b>BW Canal</b>	200 kHz	200 kHz	200 kHz	5 MHz	5 MHz	1.25 MHz	1.25 MHz	1.5 – 20 MHz escalable	
<b>Duplexación</b>	TDD	TDD	TDD	CDM/TDD	CDM/TDD	CDM	CDM/TDD	TDD/FDD/H- FDD	
<b>Acceso Múltiple</b>	FDMA/ TDMA	TDMA	TDMA/FDMA	TDMA/ CDMA	TDMA/ CDMA	CDMA	TDMA/ CDMA	SOFDMA	
<b>Modulación</b>	GMSK	GMSK	8-PSK/ GSMK	QPSK/ BPSK	QPSK/ 16QAM	QPSK/ HPSK	BPSK/ QPSK/ 8-PSK/ 16-QAM	OFDM/ QPSK/ 16QAM/ 64QAM	
<b>Tasa de datos</b>	<b>DL</b>	9.6 kbps	163 kbps	474 kbps	2.63 Mbps	14.03 Mbps	153 kbps	3.1 Mbps	15 Mbps (máx) 3-5 Mbps (tip)
	<b>UL</b>	9.6 kbps	163 kbps	474 kbps	2.25 Mbps	2.25 Mbps	153 kbps	1.8 Mbps	
<b>Eficiencia Espectral [bps/Hz]</b>	<0.52	<0.86	~ 1	0.521 (< 0.77 x móvil)	~1.6 (< 2.88)	0.25-0.37	0.96	< 3	
<b>Re-uso de Frecuencia</b>	7/21	3:9/4:12	3:9/4:12	1	1	1	1	1	

**Tabla 4.6 Comparativa WiMAX móvil y sistemas celulares B3G**  
**[Fuente: WiMAX Forum]**

Características		1xEV – DO Rev A	HSPA	WiMAX Móvil
Estándar base		CDMA2000/IS-95	WCDMA	IEEE 802.16e-2005
Método dúplex		FDD	FDD	TDD/FDD <sup>14</sup>
Multiplexación Downlink		TDM	CDM/TDM	OFDMA
Acceso múltiple uplink		CDMA	CDMA	
Ancho de banda de canal		1.25 MHz	5 MHz	5/7/8.75/10 MHz
Tamaño de frame	DL	1.67 ms	2 ms	5 ms TDD
	UL	6.67 ms	2.1 ms	
Modulación DL		QPSK/8PSK/16QAM	QPSK/16QAM	QPSK/16QAM/64QAM
Modulación UL		BPSK/QPSK/8PSK	BPSK/QPSK	QPSK/16QAM
Codificación		Turbo	CC, Turbo	CC, Turbo
Peak DL sobre la tasa de datos aérea		3.1 Mbps	14 Mbps	46 Mbps, DL/UL=3 32 Mbps, DL/UL=1 (10 MHz BW)
Peak UL sobre la tasa de datos aérea		1.8 Mbps	5.8 Mbps	7 Mbps, DL/UL=1 4 Mbps, DL/UL=3
HARQ		4-canales rápido, IR síncrono	6 canales rápido CC asíncrono	Multicanal CC asíncrono
Despacho		Despacho rápido DL	Despacho rápido DL	Despacho rápido DL/UL
Handover		Soft virtual	Hard iniciado por la red	Hard optimizado por la red
Diversidad Tx y MIMO		Diversidad de lazo abierto simple	Diversidad de lazo abierto y cerrado simple	STBC, SM
Beamforming		No	Sí (pilotos dedicados)	Sí

**Tabla 4.7 Resumen capacidad AMC**

Tecnología	1xEV – DO Rev 0	1xEV – DO Rev A	1xEV – DO Rev B	HSDPA	HSPA	WiMAX Móvil
Modulación DL	16QAM/8PSK/QPSK		64QAM/16QAM/8PSK/QPSK	16QAM/QPSK		64QAM/16QAM/QPSK
Tasa de código DL	Turbo: 1/3, 1/5			Turbo, CC: 1/4, 2/4, 3/4, 4/4		Turbo, CC, Repetición: 1/12, 1/8, 1/4, 1/2, 2/3, 3/4, 5/6
Modulación UL	Fijo (BPSK)	BPSK/QPSK/8PSK		Fija (BSPK)	BPSK/QPSK	16QAM/QPSK/64QAM (opcional)
Tasa de código UL	Fijo	Turbo: 1/2, 1/4		Fija	Turbo, CC: 2/3, 3/4, 4/4	Turbo, CC, Repetición: 1/12, 1/8, 1/4, 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 (opcional)

<sup>14</sup>FDD será considerada para perfiles WiMAX futuros basado en las oportunidades de mercado y los requerimientos regulatorios específicos.

### 4.3.2 Comparación de WiMAX fijo y móvil

Dado que esta es una de las tecnologías que causan más revuelo actualmente, se incluyen las comparativas de las versiones WiMAX basado en el estándar IEEE 802.16-2004 fijo y nómada y de WiMAX basado en el IEEE 802.16e, portátil y móvil.

#### 4.3.2.1 WiMAX Fijo

Las principales características de WiMAX , fijo o nómada, se indican en la Tabla 4.8.

**Tabla 4.8 Comparativa 802.16d Fijo y Nómada.**

Características	Fijo	Nómada
Tipo de Servicios	Datos IP (hasta 4 Mbps bidireccionales), VoIP, voz TDM, ViDoIP, Backhauling	Datos IP (hasta 2 Mbps bidireccionales), VoIP, ViDoIP, Backhauling
Diseño Estación Base	Macro/Micro células (desplegada en torres, edificios), pico-células	Macro/Micro células (desplegada en torres, edificios), pico-células
Cobertura de Célula Típica	Macro-célula: 10 – 15 km, micro-célula: 1 – 10 km, pico-célula: < 1 km	
Arquitectura de Red	IP (servicios de datos) core network/ TDM (servicios de voz) core network	IP (servicios de datos) core network
Requerimientos Link Budget	130 – 140 dB NLOS para outdoor CPES / 160 – 165 dB NLOS para indoor CPES	160 – 165 dB
Tipo CPE	Outdoor (techo, parte superior de una ventana) / Indoor (escritorio)	Tarjetas PC, dispositivos periféricos PC/PDA, chips embebidos
Estándar	802.16-2004	802.16-2004
Re-uso de Frecuencia	1:2, 1:3	1:2, 1:3
Disponibilidad	2005	2006
Perfiles WIMAX	3.5 GHz -> 3.5 MHz (FDD, TDD), 7 MHz (TDD, FDD) (a considerar 1.75 MHz) 5.8 GHz -> 10 MHz (TDD), (a considerar 5 MHz) 2.5 GHz -> 5 MHz (TDD)	
Modulación	Outdoor CPE: OFDM256/ Indoor CPE: OFDM256 con sub-canalización opcional sobre el UL (16 sub-canales), STC/AAS, MRC	OFDM256 con sub-canalización opcional sobre el UL (16 sub-canales), STC/AAS, MRC

### 4.3.2.2 WiMAX Móvil

Las principales características de WiMAX , portátil o móvil, se indican en la Tabla 4.9.

**Tabla 4.9 Comparativa 802.16e portátil y móvil**

<b>Característica</b>	<b>Portátil</b>	<b>Móvil</b>
<b>Movilidad</b>	Movilidad pedestre (5 [km/h]) No se garantiza QoS durante el handover.	Movilidad vehicular (120 [km/h]) QoS garantizado durante el handover.
<b>Roaming &amp; Handover</b>	Hacia infraestructura 3G y WiFi del mismo o diferente operador.	
<b>Tipos de Operadores</b>	ILEC, CLEC, MNO, MSO, redes privadas	
<b>Suscriptores Objetivo</b>	1º usuarios de empresas y agencias, seguidos de usuarios residenciales.	Clientes generales (residenciales/empresariales)
<b>Tipo de Servicio</b>	Datos IP (hasta 2 Mbps DL, 256 kbps UL), VoIP como línea secundaria, ViDoIP	Datos IP (hasta 2 Mbps DL, 256 kbps UL), VoIP como línea primaria, ViDoIP
<b>Diseño Estación Base</b>	Micro-células, pico-células (postes de teléfonos/luz, edificios, etc.)	
<b>Cobertura Típica de Célula</b>	Micro-célula: 1 – 3 km, pico-célula: < 1 km	
<b>Requerimientos Link Budget</b>	160 – 165 dB (NLOS)	
<b>Arquitectura de Red</b>	Redes de Radio-Acceso (RAN) con gateways para diferentes tipos de core network (por ejemplo: 3GPP, 3GPP2)	
<b>Tipo CPE</b>	Tarjetas de PC, periféricos, chip embebidos fijos/nómades	Chips embebidos en notebooks y dispositivos <i>handheld</i> , fijos/nómades
<b>Estándar</b>	802.16e	802.16e
<b>Perfiles WiMAX Propuestos</b>	3.5 GHz -> 3.5 MHz, 7 MHz, (a considerar 1.75 MHz) 2.3/2.5 GHz -> 5 MHz, 10 MHz Espectro bajo 1 GHz es un candidato 5.8 GHz -> 10 MHz (probablemente no), 5 MHz a considerar	
<b>Esquema duplexación</b>	FDD/TDD	
<b>Disponibilidad</b>	2007	2009
<b>Modulación y otras características</b>	SOFDMA 512, 1024 OFDMA256 Modo de almacenamiento de energía Full Handoff ASCA AMC/HARQ	SOFDMA 512, 1024 OFDMA256 Modo de almacenamiento de energía Full Handoff FUSC/PUSC/OPUSC/OFUSC AMC/HARQ

## 4.4 Comparación de las arquitecturas de los sistemas celulares

### 4.4.1 Comparación de los sistemas celulares por generaciones

Para esta comparación, mostrada en la Tabla 4.10, se consideran las tecnologías: 2G, 2.5G y 3G.

**Tabla 4.10 Comparación de las arquitecturas celulares.**

Característica	2G	2.5G	3G
Núcleo de Red	MSC/VLR, GMSC, HLR/AuC/EIR	MSC/VLR, GMSC, SGSN, GGSN, HLR/AuC/EIR, CGF	3G MSC/VLR (con interworking y transcodificación añadidos), GMSC, HLR/AuC/EIR, 3G-SGSN, GGSN, CGF
Protocolos Núcleo	MM, CM, BSSAP, SCCP, ISUP, TCAP, MAP, MTP 3, MTP 2, MTP 1	GMM/SM/SMS, MM, CM, GTP, SDCP, NS, FR, LLC, BSSGP, BSSAP, BSSAP+, SCCP, TCAP, MAP, ISUP, MTP 3, MTP 2, MTP 1	GMM/SM, MM, CM, BSSAP, RANAP, GTP, SCCP, MTP3B, M3UA, SCTP, Q.2630.1 (NNI), TCAP, MAP, ISUP, MTP 3, MTP 2, MTP 1, Q.2140, SSCOP
	Transporte TDM	Transporte TDM y Frame Relay	Transporte ATM e IP
Acceso	BTS, BSC, MS	BTS, BSC, MS	Nodo B, RNC, MS
	FDMA, TDMA, CDMA	TDMA, CDMA, EDGE	W-CDMA, CDMA2000, IWC-136
Protocolos Acceso	MM, CM, RR, LAPDm, LAPD, BSSAP, SCCP, MTP 3, MTP 2, MTP 1	MAC, RLC, GMM/SM/SMS, LLC, SDCP, BSSGP, NS, FR, RR, BSSAP, SCCP, MTP 3, MTP 2, MTP 1	GMM/SM, MAC, RLC, PDCP, RRC, Q.2630.1 (UNI+NNI), NBAP, RNSAP, RANAP, SCCP, GTP-U, Q.2140, Q.2130, SSCOP, CIP
Handsets	Terminales sólo voz	Nuevo tipo de terminales, modo dual TDMA/CDMA, terminales para voz y datos, WAP sin soporte multimedia	Nuevo tipo de terminales, múltiples modos, terminales para voz, datos y video, WAP
Bases de datos	HLR, VLR, EIR, AuC	HLR, VLR, EIR, AuC	HLR mejorado, VLR, EIR, AuC
Tasas de datos	Hasta 9,6 kbps	Hasta 57,6 kbps (HSCSD)/115 kbps (GPRS)/384 kbps (EDGE)	Hasta 2 Mbps
Aplicaciones	Voz avanzada, SMS	SMS, Internet	Internet, Multimedia
Roaming	Restringido, no global	Restringido, no global	Global
Compatibilidad	No compatible con 3G	No compatible con 3G	Compatible con 2G, 2.5G y Bluetooth

#### 4.4.2 Comparación de las arquitecturas de los sistemas inalámbricos 802.11, 802.16 y 3G

Finalmente, en la Tabla 4.11, se comparan los sistemas 802.11, 802.16 y 3G.

**Tabla 4.11 Comparación de los sistemas inalámbricos**

Parameter	Fixed WiMAX	Mobile WiMAX	Wi-Fi	3G (HSPA)
<b>Standards</b>	IEEE 802.16-2004	IEEE 802.16e-2005	IEEE 802.11a/g/n	3GPP Release 6
<b>Frequency</b>	3.5 and 5.8 GHz initially	2.3 GHz, 2.5 GHz and 3.5 GHz	2.4 GHz, 5 GHz	800/900/1,800 /1,900 MHz
<b>Bandwidth</b>	3.5MHz and 7MHz in 3.5GHz band ; 10 MHz in 5.8GHz	3.5 MHz, 7MHz, 5MHz, 10MHz and 8.75MHz initially	20MHz for 802.11a/g; 20/40MHz for 802.11n	5MHz
<b>Peak DL data rate</b>	9.4Mbps in 3.5 MHz with 3:1 DL-to-UL ratio TDD;6.1Mbps with 1:1	46Mbps with 3:1 DL-to-UL ratio TDD; 32Mbps with 1:1	54 Mbps shared using 802.11a/g; more than 100Mbps peak layer 2 throughput using 802.11n	14.4 Mbps using all 15 codes; 7.2Mbps with 10 codes
<b>Peak UL data rate</b>	3.3 Mbps in 3.5Mhz using 3:1 DL-to-UL ratio;6.5Mbps with1:1	7Mbps in 10 MHz using 3:1 DL-to-UL ratio; 4 Mbps using 1:1		1.4 Mbps initially; 5.8Mbps later
<b>Modulation</b>	QPSK, 16QAM,64QAM	QPSK, 16QAM,64QAM	BPSK, QPSK,16QAM, 64QAM	QPSK, 16QAM
<b>Duplexing</b>	TDD, FDD	TDD initially	TDD	FDD
<b>Multiplexing</b>	TDM	TDM/OFDMA	CSMA	TDM/CDMA
<b>Cell coverage</b>	5-10 km (up to 50 km)	2-5 km	Indoor : 30 m Outdoor: 300 m	1.5-5 km

#### 4.5 Fundamentos de redes triple play con accesos IP de banda ancha

El servicio triple play sobre redes IP se basa en el encapsulado de información de telefonía, Internet y televisión en paquetes IP distribuidos por las redes de banda ancha *backbone* y de acceso al usuario.

Los requerimientos de banda ancha son mayores que para los accesos típicos para Internet, debido a que tres flujos diferentes de tráfico pueden estar presentes simultáneamente por usuario.

Valores típicos de velocidades requeridas para estos flujos son:

- 0.2 Mbps por flujo de telefonía (1 llamada).
- 1.0 Mbps para flujo de datos (internet, otros).



- 4.0 Mbps por flujo de video (televisión PAL calidad DVD). Puede variar entre 3 y 6 Mbps.

Se denomina *streaming media* a la clase de información de tipo *broadcast* que tiene un flujo ininterrumpido y sincrónico, como es el caso de la multimedia de audio y video. Su transporte y decodificación exigen una alta calidad de servicio (QoS) extremo a extremo en la red para que los paquetes IP sean recibidos en rígidos intervalos de tiempo.

El flujo de datos e Internet no tiene estas exigencias por la forma en que la información se compone y presenta al usuario y por como éste utiliza la misma en WEB browsers, mensajería, email, chat, etc.

Además de los servicios de telefonía VoIP e Internet, que han madurado y tienen un buen nivel de estandarización, dos servicios principales se ofrecen en el área de video:

- Video por Demanda (VoD), con películas que el usuario selecciona en el menú de su TV interactiva.
- Canales de TV, similares a los ofrecidos por operadores de TV por cable ó satelital.

El servicio VoD es personalizado (tráfico *unicast*), mientras que el de TV es de uso general (tráfico *broadcast* ó *multicast*). Para el servicio VoD, uno ó más servers de video almacenan centenares de títulos en formatos comprimidos MPEG (2 ó 4) ó Windows Media 9 (WM9).

Cada server VoD maneja típicamente 200 flujos (*streams*) diferentes y simultáneos de video calidad DVD (con las tecnologías actuales) y puede almacenar entre 250 y 500 películas de 4 GBytes. El número de servers VoD está relacionado con el tráfico de la red. Siendo tecnologías muy compactas pueden permitir, en un rack estándar de 19" clase telco, 3.000 flujos de 4 Mbps diferentes y simultáneos y más de 3.000 títulos diferentes que pueden ser explorados y seleccionados por el usuario desde su TV.

El servicio de canales de TV (TVoIP) tiene más requerimientos en el *Headend* (Centro de Control) que el de VoD, ya que para conformar una programación de, por ejemplo, 100 canales se deben manejar tres fuentes de provisión de contenido:

- Programación recibida desde uno ó más satélites, típicamente paga, en MPEG-2 y encriptado.
- Programación recibida off-air, con antenas comunes de TV, que puede ser gratuita ó como la satelital.
- Programación creada localmente, en el caso de que la red administre un canal privado.

Para prestar un buen servicio en redes Triple Play que permita competir con los operadores de cable, se requiere:

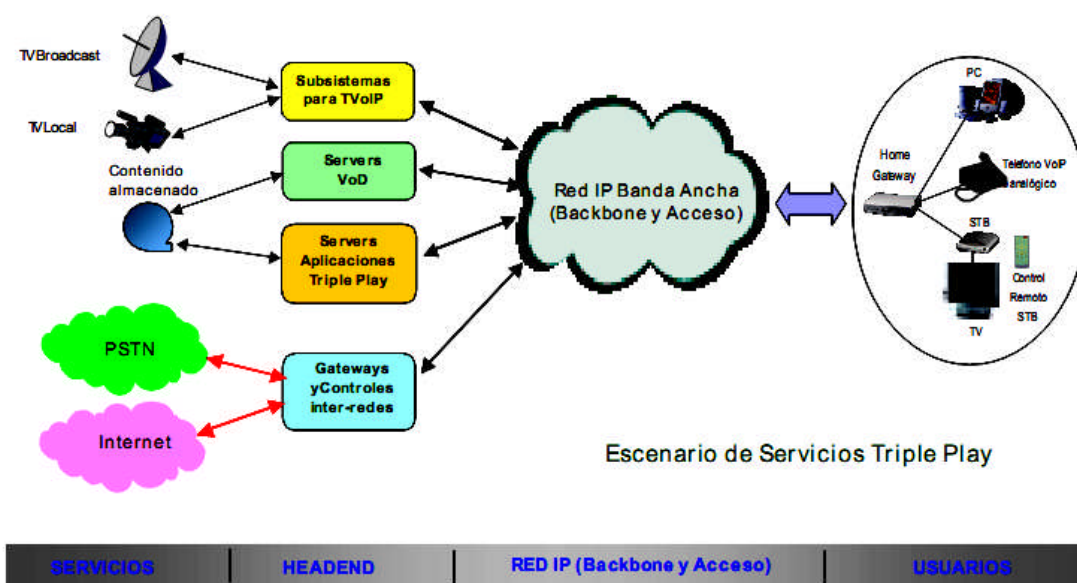
- Una red *backbone* de alta capacidad, para acomodar miles de flujos de video con alto QoS.
- Una red de acceso a usuarios de banda ancha, con 8 Mbps ó más por usuario, con alto QoS.
- Un *Headend* (Centro de Control) que realice operaciones de recepción, procesamiento y distribución en IP de canales de TV, administre servidores VoD para distribución de películas bajo demanda de usuarios y servidores de aplicaciones para atención de usuarios, portales WEB, juegos, Guías, etc
- Un subsistema de telefonía VoIP de alcance global y un *gateway* con la Internet.
- El *Middleware* para la gestión de los servicios de distribución de contenido.

Proveniente de la industria de *broadcasting*, la denominación *middleware* agrupa el conjunto de procesos listados, entre los que la mayor visibilidad es respecto de los que posibilitan la interactividad del usuario con la red de servicios en todos los órdenes, como son:

- Selección de un canal de TV en vivo con el control remoto.
- Selección de un título de un video para su presentación.
- Programación y selección de playback del Personal Video Recorder (PVR).
- Navegación por la cuenta de usuario y operaciones con perfiles, autorizaciones, límites, preferencias, etc.
- Operaciones con email y mensajería.
- Navegación por portales de la red para acceder a noticias del sitio y generales, shopping, entretenimiento.
- Activación y ejecución de juegos basados en servidores de la red.

- Home gateways IP, con múltiples puertos RJ-45, para distribuir accesos de telefonía, Internet y Video.
- STB en los TV de usuarios para decodificación de flujos de video y audio y funciones interactivas.

El diagrama de la Figura 4.1 esquematiza la mayoría de los elementos mencionados en una red Triple Play.



**Figura 4.1 Escenarios par un servicio de triple play**

Triple Play implica llevar telefonía, Internet más servicios de datos y video (canales de TV y películas) en forma unificada a los usuarios, para incrementar la facturación por usuario con nuevas fuentes de ingreso.

#### 4.5.1 Consideraciones sobre la infraestructura para triple play

Se ha mencionado que la banda ancha e IP son tecnologías fundamentales para Triple Play.

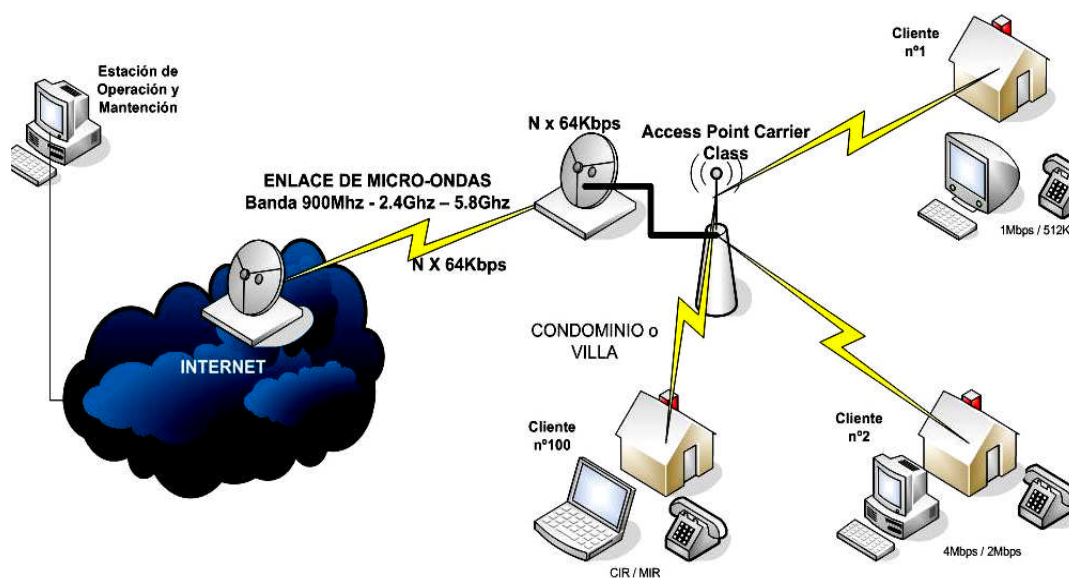
En el caso de la industria del cable, poco más del 20% de los accesos permite TV Digital y cable módems tal como fueron concebidos, pues la mayoría de los cables coaxiales tienen un ancho de banda inferior a 500 MHz, en vez de los 980 MHz requeridos. En muchos países se soluciona esta deficiencia con redes coaxiales de 500 MHz en paralelo a las existentes para cable módems y TV digital, por razones de costos.

No disponer de suficiente ancho de banda en la red coaxial es el talón de Aquiles del cable, ya que funcionará bien con canales de TV pero estará limitada en la cantidad de flujos *unicast* que requiere Video bajo Demanda. Recíprocamente, las redes IP BA de las telcos están bien preparadas para tráfico *unicast masivo*, pudiendo manejar un gran número de flujos VoD diferentes y terminar los mismos con buen QoS en los sitios de usuario. En cambio, el tráfico *multicast* ó *broadcast* de canales de TV le impone restricciones de QoS, muy particularmente en el tiempo de zapping.

Las razones de estas diferencias radican en la última milla de las redes de acceso. En el cable, toda la oferta de contenido de canales está presente en el acceso del usuario (sobre 500 ó 1000 MHz), con lo cual el zapping de canales es casi instantáneo, siendo el televisor quien impone demoras por sincronismo de señales.

En las redes xDSL, con limitado ancho de banda final, solo un canal por vez está disponible para el usuario. El zapping invoca procesos en toda la red IP para que un nuevo flujo de un canal diferente sea enviado a ese usuario.

#### 4.5.2 Soluciones inalámbricas para servicios de Internet y teléfono en zonas rurales



**Figura 4.2 Solución de servicio de Internet de alta velocidad para Condominios – Edificios Periféricos – Villas (100 abonados en un radio disperso de 10 Km con LOS)**

En el área de las telecomunicaciones existen diversas plataformas inalámbricas que se han implementado con el objetivo de poder aumentar la conectividad en las más variadas zonas geográficas.

Entre las Plataformas Inalámbricas más usadas en la actualidad tenemos:

- Punto - Multipunto
- DECT
- VSAT
- Wifi
- Pre-Wimax y WiMAX
- WLL

La solución de banda ancha que más destaca es WiMAX por la adaptabilidad de su modulación al tipo de propagación (LOS, NLOS) y por dar una cobertura tipo celular, entre los principales beneficios.

Esta solución permite brindar servicios de:

- Internet
- Telefonía
- Video

Y puede ser utilizada para dar cobertura a un

- Pueblo Rural
- Población Rural
- Aplicaciones de Telemetría o Tele vigilancia Remota.

Esta aplicaciones ya han sido probadas e implementadas en zonas rurales de otros países.

#### **4.6 Las problemática de las comunicaciones en las zonas rurales del Perú**

Proveer una conexión de alta velocidad y de buena calidad para todas las áreas en un país es uno de los retos que cada gobierno tiene que superar. En las ciudades grandes no es un problema debido a la existencia de una infraestructura cableada por fibra o cobre, mientras que en las áreas rurales no son tan fáciles. Hay áreas rurales donde los servicios de banda ancha están limitados por conexiones de telefonía de baja velocidad o sin ninguna conexión para Internet en absoluto.

Para los operadores el extender la infraestructura cableada puede resultar tan caro y sin sentido económico debido a la baja densidad de población de estas áreas rurales y que están a grandes distancia de las áreas urbanas. Aunque los satélites pueden usarse para servir a estas áreas, tiene algunas desventajas tales como un limitado ancho de banda para el flujo de subida, la indisponibilidad del espectro y un alto retardo. Sin embargo, WiMAX puede ser una solución perfecta debido a su costo bajo de instalación y mantenimiento, su escalabilidad que le permite sumar una celda nueva fácilmente y también puede proveer acceso de alta velocidad.

Muchas veces, en las zonas rurales no se cuenta con suficiente infraestructura para una debida instalación de los diferentes servicios básicos. Algunos de los problemas típicos encontrados en zonas rurales son:

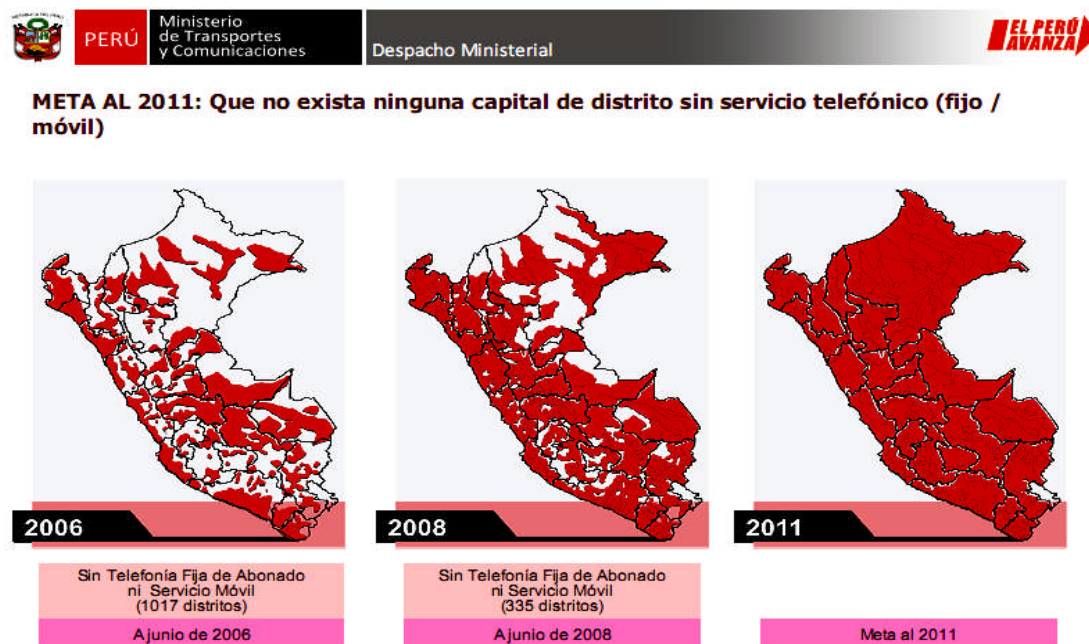
- Falta de facilidades confiables como alimentación eléctrica, agua, transporte normal, carreteras, entre otras.
- Escasez o ausencia de personal técnico.
- Condiciones topográficas complejas (lagos, ríos, montañas, etc).
- Severas condiciones climáticas.
- Bajo nivel de actividad económica basado principalmente en agricultura, pesca, artesanías, etc.
- Bajo ingreso per cápita.
- Infraestructura social poco o nada desarrollada (salud, educación, etc.)
- Baja densidad poblacional en el área

Debido a estas características de las zonas rurales, en Mayo del 1993 se crea FITEL (Fondo de Inversión en Telecomunicaciones) como un mecanismo de equidad que financie la provisión de servicios de telecomunicaciones en áreas rurales y lugares considerados de preferente interés social.

Los proyectos con fondos de FITEL para las zonas rurales y de fronteras en sus inicios era sólo para telefonía, posteriormente fue para televisión y finalmente para acceso a Internet; siendo algunos de ellos para telefonía e Internet. No existe a la fecha un proyecto de FITEL ya instalado de servicio triple play, ni tampoco se ha implementado WiMAX en los proyectos mencionados, La tecnología implementada

es CMDA. Recién este año se ha firmado convenios con operadores de nuestro país para brindar servicios de Banda Ancha Rural (BAR).

Una de las metas del MTC (Ministerio de Transportes y Comunicaciones) en cuanto a telefonía, se muestra en la siguiente Figura 4.3



**Figura 4.3 Densidad del servicio de telefonía.**

WiMAX es una alternativa muy importante a tomar en cuenta para acelerar el despliegue de sistemas de comunicación de banda ancha para brindar servicios triple play (voz, video e internet).

#### **4.7 Área rural para implementar un sistema WiMAX**

Se ha escogido la provincia de Huarochirí, del departamento de Lima, para diseñar un sistema WiMAX para brindar servicio de triple play con algunas de sus distritos y/o poblados dentro de su delimitación.

##### **4.7.1 Datos geográficos**

###### **4.7.1.1 Localización**

Actualmente el distrito de Huarochirí ocupa la zona que se extiende a la orilla del río Mala en su parte alta, desde su nacimiento hasta su confluencia con el río canyaca; se ubica bajo la alfombra celestial de la cuenca alta del río Mala, entre las cumbres eternas de Koriwanka – Chancuya y Suni, a una distancia de 151 Km. de la ciudad de

Lima, a una altitud de 3146 m.s.n.m., a 10° 13' latitud sur 76° 17' longitud oeste del meridiano Greenwich, perteneciente a las cordilleras occidental y central a los andes peruanos, correspondiente a la jurisdicción de la región Lima. Ver figura 4.4 con su ubicación en el departamento de Lima.



**Figura 4.4 Ubicación geográfica de la provincia de Huarochiri**

#### 4.7.1.2 Límites

Por el Norte con las provincias de Canta y Lima, por el Sur con las provincias de Yauyos y cañete, por el Oeste con la provincia de Lima y por el Este con el departamento de Junín.

#### 4.7.1.3 División política

Se indica lo más relevante respecto a su división política que se muestra en la Tabla 4.12.

La capital de la Provincia: Matucana

No de Distritos: 32

**Tabla 4.12 Datos de altura sobre el nivel del mar, superficie, población y densidad poblacional.**

	Altitud m.s.n.n.	Superficie (Km <sup>2</sup> )	Población	Densidad Poblacional (Hab/Km <sup>2</sup> )
<b>Huarochiri</b>		<b>5,657.93</b>	<b>100,226</b>	<b>17.71</b>
Matucana	2,378	179.44	4,559	25.41
Antioquía	1,550	387.98	1,258	3.24
Callahuanca	1,761	57.47	2,379	41.40
Carampoma	3,408	234.21	971	4.15
Chicla	3,793	244.10	6,372	26.10
Cuenca	2,780	60.02	416	6.93



Huachupampa	2,920	76.02	1,262	16.60
Huanza	3,408	227.01	1,863	8.21
Huarochirí	3,146	249.09	2,386	9.58
Lahuaytambo	3,338	81.88	849	10.37
Langa	2,856	80.99	1,055	13.03
Laraos	3,660	104.51	1,312	12.55
Mariatana	3,534	168.63	1,543	9.15
Ricardo Palma	966	34.59	5,757	166.44
San Andrés de Tupicocha	3,606	83.35	1,241	14.89
San Antonio	3,438	563.59	5,275	9.36
San Bartolomé	1,600	43.91	1,867	42.52
San Damián	3,235	343.22	1,507	4.39
San Juan de Iris	3,400	124.31	1,515	12.19
San Juan de Tantaranche	3,436	137.16	1,334	9.73
San Lorenzo de Quinti	2,680	467.58	1,701	3.64
San Mateo	3,149	425.60	5,201	12.22
San Mateo de Otao	2,000	123.91	1,875	15.13
San Pedro de Casta	3,180	79.91	1,140	14.27
San Pedro de Huancayre	3,135	41.75	425	10.18
Sangallaya	2,738	81.92	671	8.19
Santa Cruz de Cocachacra	1,426	41.50	2,194	52.87
Santa Eulalia	1,036	111.12	10,338	93.03
Santiago de Anchucaya	3,384	94.01	564	6.00
Santiago de Tuna	2,902	54.25	640	11.80
Santo Domingo de los Olleros	2,830	552.32	2,903	5.26
Surco	2,018	102.58	27,850	271.50

#### 4.7.2 Coordenadas geográficas de algunos distritos

En la Tabla 4.13 se indican las coordenadas del centro de algunos distritos de Huarochirí, obtenidas a través de las diferentes páginas web de los municipios distritales.

**Tabla 4.13 Coordenadas de algunos distritos de Huarochiri**

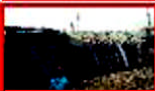
<b>Distritos</b>	<b>Latitud Sur</b>	<b>Longitud Oeste</b>
Huarochirí	12° 13'	76° 17'
Lahuaytambo	12°05'06.6"	76°12'53.1"
Langa	12°06'50.5"	76°14'35.9"
Mariatana	12° 15' 00"	76° 20' 00"
Marcahuasi <sup>4</sup>	11° 46' 40,9"	76° 35' 26,3"
Matucana	11°52'17.6"	76°12'49.8"

<sup>4</sup> Pertenece al distrito de San Pedro de Casta

San Andrés de Tupicocha	11° 59' 51"	76° 28' 23"
San Bartolomé	11° 54' 34"	76° 31' 30"
San Damián	12°01'45.4"	76°12'49.8"
San Lorenzo de Quinti	12°06'53.7"	76°03'25.8"
San Mateo	11°48' 49.9"	76°07'37.9"
Santa Eulalia	11°52' 17.6"	76°27'22.3"
Santiago de Tuna	11°59'29.2"	76°19'47.9"
Santo Domingo de los Olleros	12° 12' 30"	76° 30' 43"
San Juan de Lanca <sup>5</sup>	11° 52' 27"	76° 32' 48"

#### 4.7.3 Datos estadísticos de la pobreza

En las Tablas 4.13 y 4.14 se indica los niveles de pobreza en la provincia de Huarochirí, así como la pobreza de uno de sus distritos Mariatana. En las Tablas 4.15 a 4.17 se muestran más datos estadísticos de la provincia de Huarochirí.

	Población	Total Pobres %	Pobres Extremo %	No Pobres %
Barranca	136.466	29%	3.00 %	71.00 %
Cajatambo	9.642	60.7%	28.70 %	39.30 %
Canta	16.283	33.6%	6.10 %	66.40 %
Cañete	226.843	31.5%	3.10 %	68.50 %
Huaral	169.564	32.3%	4.70 %	67.70 %
Huarochirí	83.736	39.6%	13.40 %	60.40 %
Huaura	203.579	29.5%	4.10 %	70.50 %
Oyón	23.307	45.1%	8.40 %	54.90 %
Yauyos	30.225	61.9%	30.60 %	38.10 %


**Tabla 4.13 El distrito más pobre según el censo del 2007**

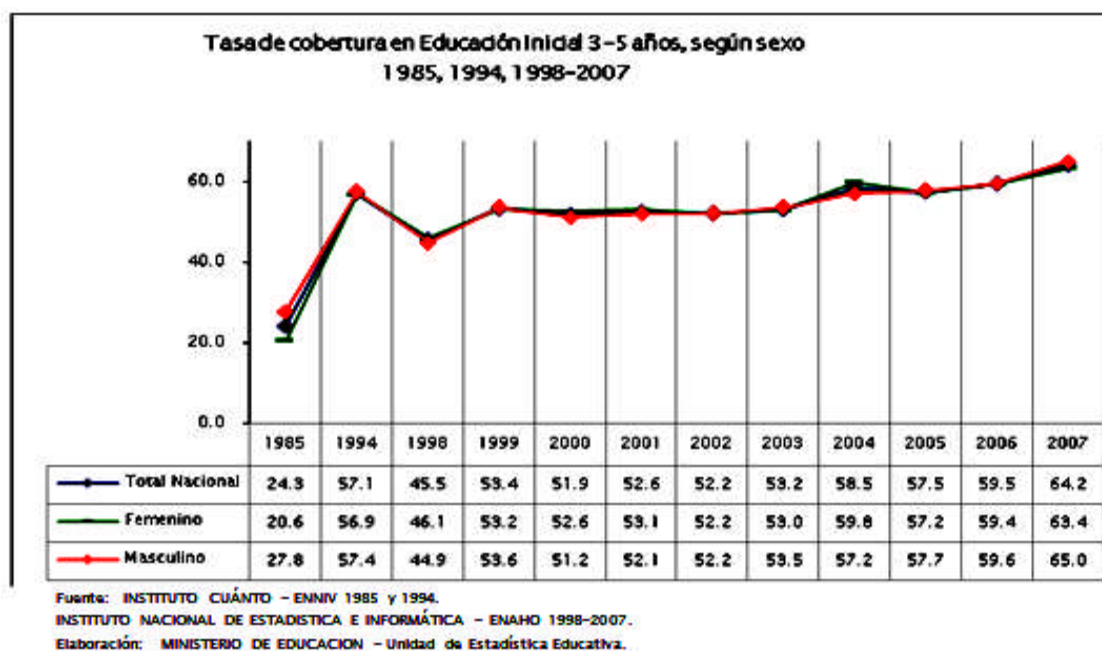
Provincia	Distrito	Población	Pobres	Pobres Extremos	No Pobres	Ranking Nacional
Barranca	Supe	20.904	34.7%	4.9%	65.3%	1470
Cajatambo	Gorgor	2.624	85.1%	59.3%	14.9%	220
Canta	Canta	3.588	39.8	4.5%	60.2%	1371
Cañete	Nuevo. Imperial	21.508	42.6%	5.6%	57.4%	1332
Huaral	Sumbilca	1.206	40.5%	10.2%	59.5%	1384
Huarochirí	Mariatana	1.631	82.7%	51.4%	17.3%	293
Huaura	Leoncio Prado	2.075	85.6%	57.1%	14.4%	203
Oyón	Cochamarca	1.682	57.5%	15.5%	42.5%	1010
Yauyos	Lincha	810	87.5%	60.8%	12.5%	134

**Tabla 4.14 Nivel de pobreza del distrito de Mariatana comparado con otros distritos de otras provincias de Lima.**

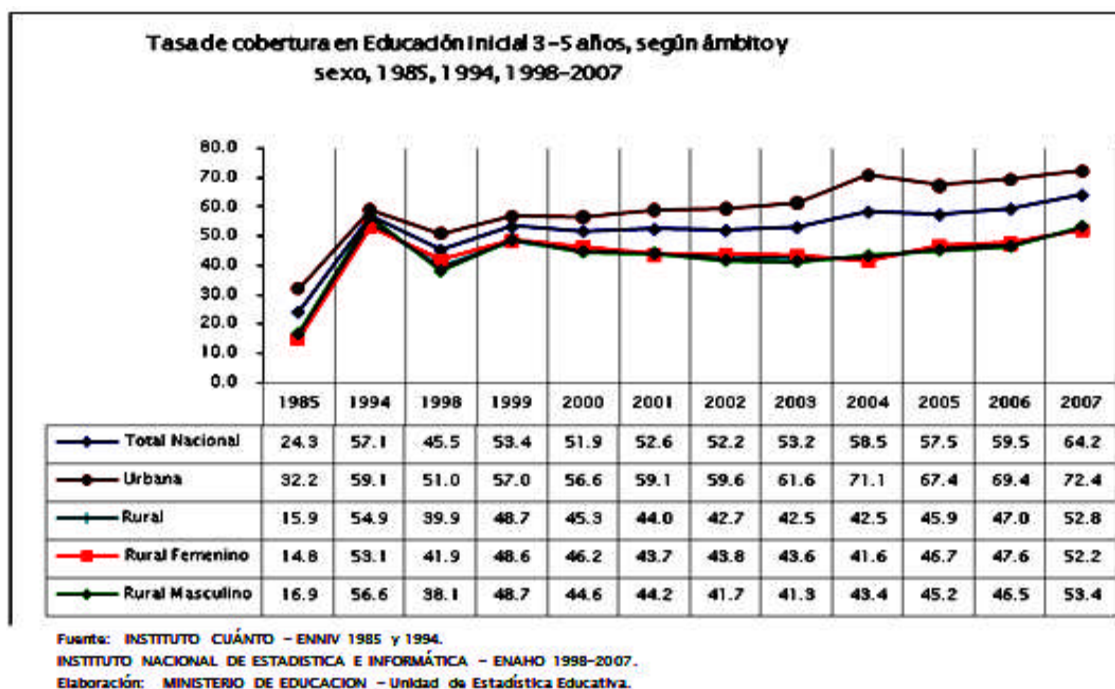
<sup>5</sup> Pueblo de San Mateo de Otao

**Tabla 4.15 Nivel de pobreza de cada uno de los  
distritos de la provincia de Huarochirí**

 <b>Ministerio de Salud</b> <small>Directorio de Salud III - Lima Sur</small> <small>Personas que abastecemos Personas</small> <b>Oficina de Informática,</b> <b>Telecomunicaciones y Estadística</b>						
<b>POBLACION EN POBREZA Y EXTREMA POBREZA</b>						
<b>POR DISTRITOS 2006</b>						
UBIGEO	DIRECCION DE SALUD, PROVINCIA	TOTAL	% de Pobreza Distrital	Pobres	Extremada mente Pobres	% de Pobreza Extrema Distrital
D	DISTRITO					
	<b>DISA DE LIMA NORTE</b>	<b>862,210</b>		<b>224,426</b>	<b>69,960</b>	
<b>150700</b>	<b>HUAROCHIRI</b>	<b>84,128</b>	<b>28.08</b>	<b>13,792</b>	<b>6,128</b>	<b>11.78</b>
150701	MATUCANA	5,335	10.41	556	58	1.09
150702	ANTIOQUIA	1,244	31.31	421	132	9.82
150703	CALLAHUANCA	605	4.86	28	1	0.17
150704	CARAMPONA	532	26.51	141	37	6.95
150705	CHICLA	6,212	11.09	689	76	1.22
150706	CUENCA	380	62.54	238	149	39.21
150707	HUACHUPAMPA	422	6.57	28	2	0.47
150708	HUANZA	621	31.23	195	61	9.82
150709	HUAROCHIRI	1,535	29.84	458	137	8.93
150710	LAHUAYTAMBO	774	29.07	225	65	8.40
150711	LANGA	1,157	22.14	258	57	4.88
150712	LARAOS	264	34.20	90	31	11.74
150713	MARATANA	1,655	75.40	1,248	941	56.86
150714	RICARDO PALMA	7,218	10.52	759	80	1.11
150715	SAN ANDRES DE TUPICOCHA	1,479	76.12	1,126	857	57.94
150716	SAN ANTONIO	1,582	37.49	593	222	14.03
150717	SAN BARTOLOME	1,150	11.27	131	15	1.29
150718	SAN DAMIAN	1,717	65.00	1,116	725	42.22
150719	SAN JUAN DE IRIS	227	1.91	4	-	-
150720	SAN JUAN DE TANTARANCHO	590	18.33	108	20	3.39
150721	SAN LORENZO DE QUINTI	1,624	34.40	562	193	11.81
150722	SAN MATEO	4,765	15.30	729	112	2.35
150723	SAN MATEO DE OTAZO	1,910	24.43	467	114	5.97
150724	SAN PEDRO DE CASTA	985	22.46	221	50	5.08
150725	SAN PEDRO DE HUANCAYRE	248	26.22	65	17	6.85
150726	SANGALLAYA	681	46.55	317	148	21.73
150727	SANTA CRUZ DE COCACHACRA	2,237	7.29	163	12	0.54
150728	SANTA EULALIA	11,219	8.50	962	82	0.72
150729	SANTIAGO DE ANCHICAYA	557	18.30	102	19	3.41
150730	SANTIAGO DE TUNA	472	31.35	148	46	9.75
150731	SANTO DOMINGO DE LOS OLIVEROS	2,362	50.80	1,200	610	25.83
150732	SURCO	2,137	16.56	354	59	2.76



**Tabla 4.16 Porcentaje de la población de 3 a 5 años de edad matriculada en programas de Educación Inicial, según género, 1985, 1994, 1998-2007**



**Tabla 4.17 Porcentaje de la población de 3 a 5 años de edad matriculada en programas de Educación Inicial, según área y género, 1985, 1994, 1998-2007**

## CAPITULO V

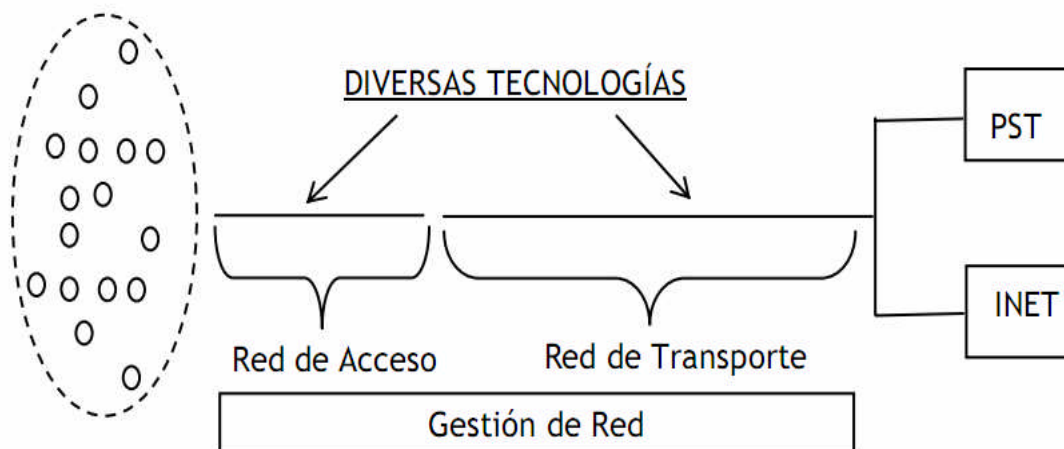
### INGENIERIA DEL PROYECTO

#### 5.1 Arquitectura de una red inalámbrica

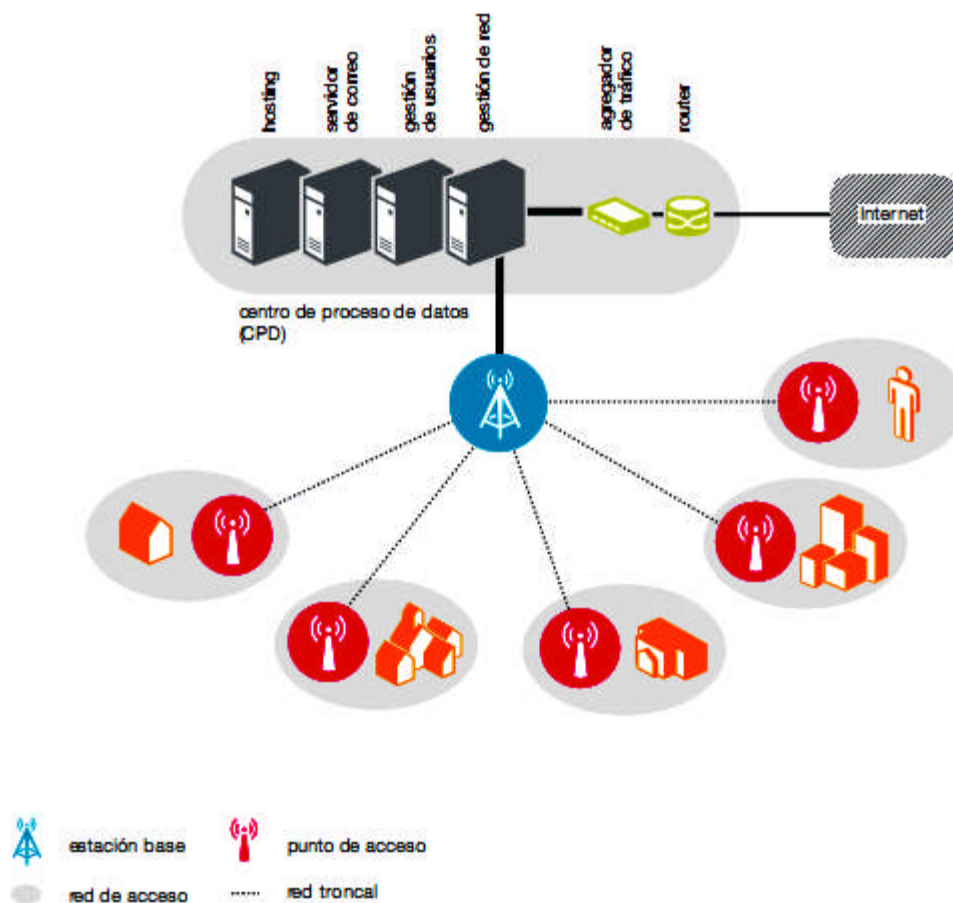
La arquitectura de red que mejor encaja con un proyecto de despliegue con tecnología inalámbrica esta formado por varios elementos:

- **Red troncal (RT):** es la que permite interconectar los diferentes emplazamientos que se van a utilizar en la red. Es el nexo de unión entre entre la red de acceso y centro de proceso de datos. Tiene requerimientos elevados de ancho de banda y disponibilidad, ya que concentra las comunicaciones de todos los usuarios que se conectan a la red de acceso. Según los casos, se puede subdividir también en red troncal principal y red troncal secundaria.
- **Red de acceso (RA):** Es la red que despliega la cobertura inalámbrica para el acceso de los usuarios finales. Esta interconectada con la red troncal. Suele tener menores requerimientos en cuanto a disponibilidad y ancho de banda soportado.
- **Centro de procesos de datos (CPD):** En él se instalará el acceso troncal a Internet y todos los servicios necesarios para gestionar la red, los usuarios, la tarificación, etc.

A continuación se muestran: un diagrama de bloques y un diagrama funcional de la arquitectura en las Figuras 5.1 y 5.2:



**Figura 5.1 Diagrama de bloques de la arquitectura de una red.**



**Figura 5.2** Esquema funcional de la arquitectura de una red inalámbrica.

## 5.2 Criterios de diseño

La ingeniería del presente proyecto abarcará:

- La red troncal primaria.
- La red troncal secundaria.
- La red de acceso.

Mediante esta red se conectarán las capitales distritales de la provincia de Huarochiri que se indican en la Tabla 5.1.

**Nota:** los valores consignados en la Tabla 5.1 han sido tomados directamente del mapa digitalizado generado por el software de Radiomobile.

Distritos	Altitud (msnm)	Superficie (Km <sup>2</sup> )	Población	Densidad Poblacional (Hab/Km <sup>2</sup> )	Latitud Sur	Longitud Oeste
Antioquia	2,378	179.44	4,559	25.41	12°04'48"	76°31'11"
Huarochoiri	3,146	249.09	2,386	9.58	12°08'51"	76°14'05"
Langa	2,856	80.99	1,055	13.03	12°08'00"	76°25'59"
Maritana	3,534	168.63	1,543	9.15	12°14'44"	76°19'55"
Sto Domingo de los Olleros	2,830	552.32	2,903	5.26	12°13'29"	76°31'21"

**Tabla 5.1 Datos de las capitales distritales a conectarse en red.**

Los servicios que se desean incorporar, sobre IP y denominados triple play, son los siguientes:

- TV por cable inalámbrico ó Video conferencia y VoD.
- Voz (telefonía).
- Data (Internet).

Respecto al servicio de triple play podemos indicar lo siguiente:

- El Triple Play apenas está empezando a tomar fuerza en Perú, Al adoptar la tecnología IP es cada vez más fácil ofrecer los servicios convergentes y proporcionar los tres servicios por un mismo medio.
- Un aspecto que influye en la adopción del Triple Play es sin duda el económico. Paquete de 3 servicios = 30% a 40% menos que cada servicio por separado.
- Y una de las ventajas más obvias que ofrece el Triple Play es la unificación de servicios, haciendo más fácil su administración y pago con la seguridad además que el cliente tiene la seguridad de seguir contacto con la atención de un mismo proveedor con el cual se siente a gusto.
- Pero el mercado actual sigue cambiando y los clientes cada vez son más conocedores y buscan lo último en la evolución tecnológica. Ahora buscan contar con más opciones, con un contenido personalizado, siempre disponible y accesible sin importar en qué lugar se encuentren y con los medios que tengan a su alcance.

Algunos de los principales criterios que se ha tomado en cuenta para la elección de la red son:



- Los establecimientos tienen que tener ubicación accesible, ya sea por carretera o por río. Debe existir, prioritariamente, línea de vista (LOS) entre las estaciones. Se tendrán enlaces con diversidad de espacio para saltos con más de 20 Km. de distancia.
- Un factor a tomar en cuenta es el valor máximo de potencia de transmisión permisible, que está regulado por el Ministerio de Transportes y Telecomunicaciones (MTC). Por ello cuando la distancia de separación de los puntos a conectar es grande, existe la necesidad del uso de por lo menos un repetidor.
- Para la elaboración del proyecto, se ha hecho uso de conceptos involucrados en conectividad de radioenlaces como la visibilidad directa o línea de vista, el cálculo de altura de torres, y zonas de Fresnel. Estos factores determinarán si la ruta elegida será realmente efectiva.
- Se denomina zona de Fresnel al área (de forma elíptica) que sirve de propagación a una señal de radio. Esta zona se extiende por encima y por debajo de la línea recta entre el emisor y el receptor y para que se considere útil se debe de mantener alrededor del 60% de esa zona totalmente libre de obstáculos (Figura 5.3).
- El valor de la claridad es calculado sobre la base del radio de la primera zona de Fresnel, y para ello se hace uso de las Ecuaciones (5.1) y (5.2):

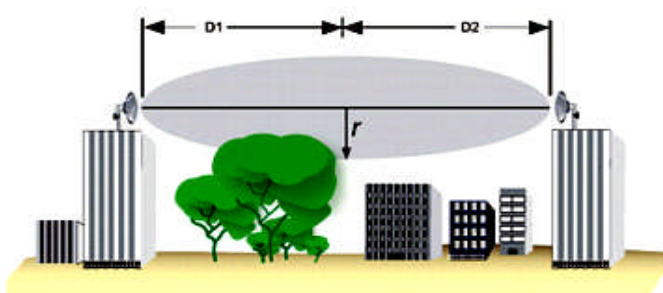
$$r = \sqrt{\frac{\lambda x D_1 x D_2 x 1000}{D}} \quad (5.1)$$

$$C_t = 0.6x \sqrt{\frac{\lambda x D_1 x D_2 x 1000}{D}} + \frac{D_1 x D_2}{39} \quad (5.2)$$

Donde:

- $r$  : radio de la primera zona de Fresnel
- $C_t$  : valor teórico de la claridad (dlearance)
- $D_1$  : Distancia al punto más próximo a la línea de vista
- $D_2$  : Complemento de  $D_1$
- La claridad (vano) requerida se calcula para asegurar la propagación en el espacio libre, todos los obstáculos potenciales deben estar por arriba de un valor

específico. Se debe asegurar que la claridad real sea mayor a 0.6 del radio de la 1<sup>ra</sup> zona de Fresnel para la condición de peor caso que es con  $k = 2/3$ .



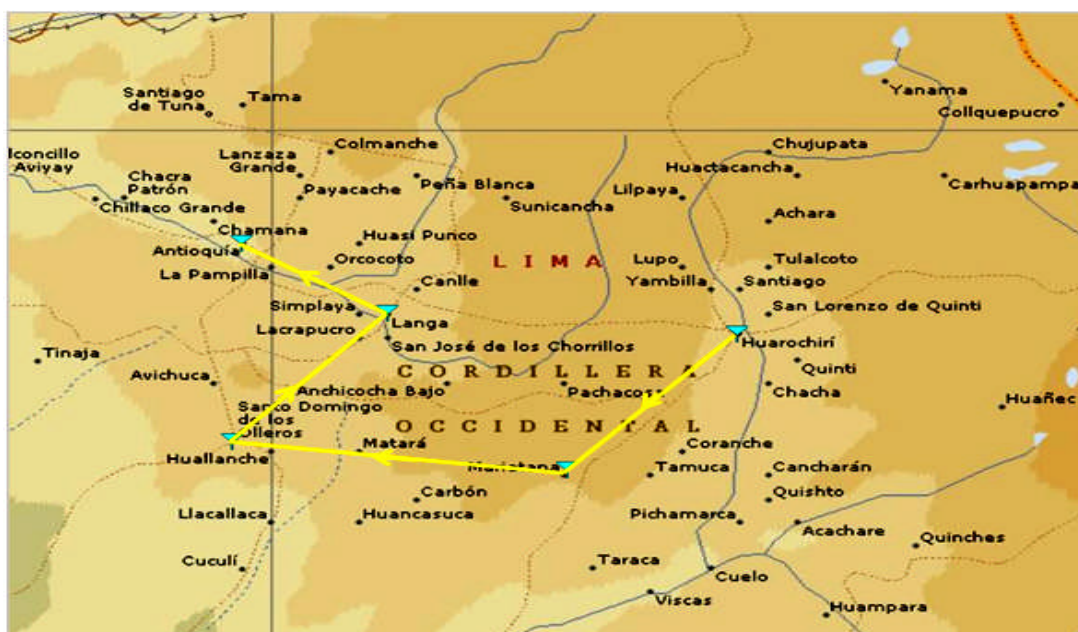
**Figura 5.3 Zona de Fresnel de un enlace LOS y las variables involucradas**

### 5.3 Topología de la red

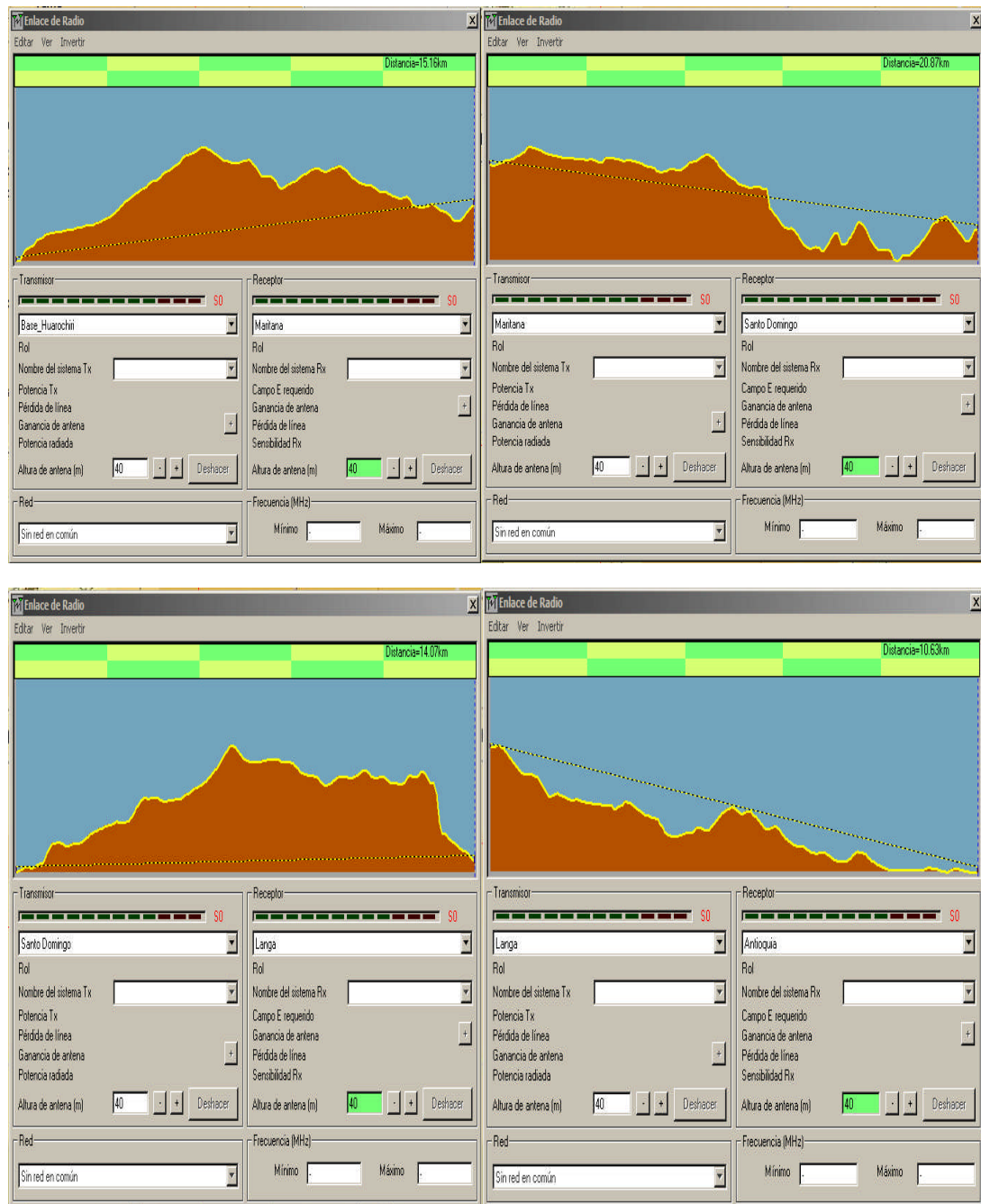
#### 5.3.1 Topología inicial

La nueva red permitirá que todos los poblados de la Tabla 5.1 accedan a los servicios de “banda ancha”, y que desde un Centro de Control (CC), ha ubicarse en Huarochiri, dichas estaciones se puedan gestionar remotamente.

Inicialmente se escogió a cada distrito como nodo y considerando una altura de la antena de 40 metros, se muestran en la Figura 5.4 la red inicial, y en la Figura 5.5 las LOS para cada tramo de la red. Se usa para ello el software de Radiomobile.



**Figura 5.4 Topología de la red planteada inicialmente, tomando como nodo a cada poblado de la Tabla 5.1**



**Figura 5.5 LOS para los tramos de una topología inicial que unen los poblados de la Tabla 1**

Se puede observar de las figuras anteriores que esta topología de red no es la más apropiada. En el análisis de la mejor ubicación de los nodos de red se encontró que existen muchos cerros que impiden la visibilidad, similares a los mostrados en las figuras anteriores.

### 5.3.2 Topología final

Después de probar múltiples opciones se selecciono la red mostrada en la Figura 5.6 en forma funcional.

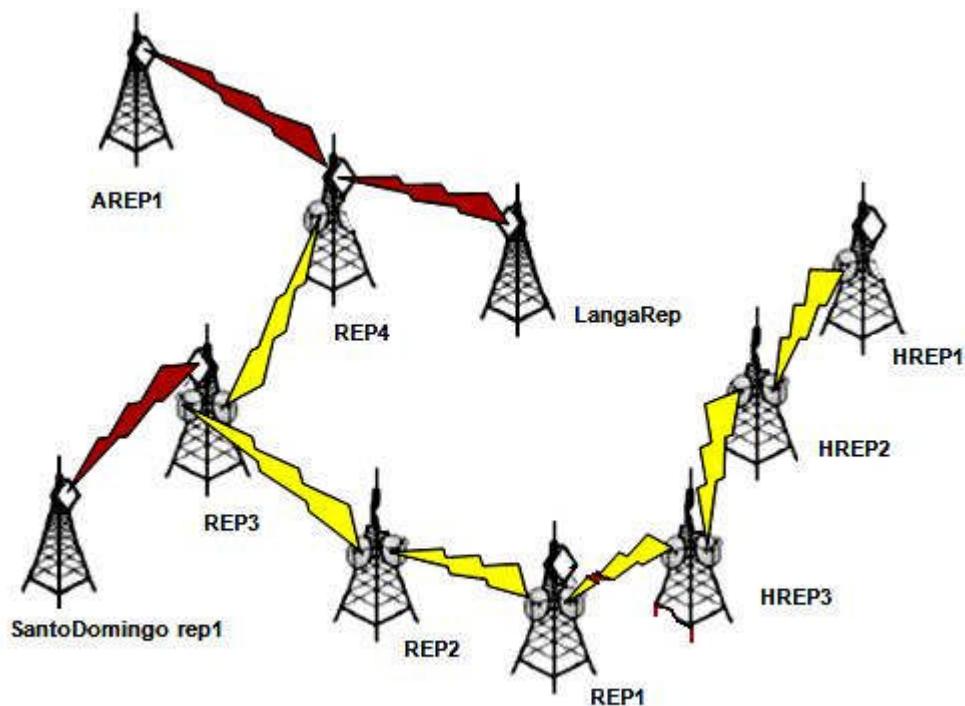


Figura 5.6 Esquema funcional de la topología final seleccionada.

Esta red está conformada por:

- **Red Troncal:** Cinco radioenlaces de microondas punto a punto. Todos los enlaces en polarización vertical. Ver Tabla 5.2.

Tramo	Distancia (Km)	Frecuencias de trabajo (MHz)
HREP1-HREP2	5.68	12765 y 13031
HREP2-HREP3	4.50	12961 y 13227
HREP3-REP1	6.09	12765 y 13031
REP1-REP2	7.05	12961 y 13227
REP2-REP3	9.01	12765 y 13031
REP3-REP4	6.09	12961 y 13227

Tabla 5.2 Distancias y frecuencias de trabajo de los tramos de la red troncal

- **Red de Acceso:** Conexiones punto a punto y multipunto, en la banda de 5.8 GHz (5725 – 5850 GHz) que brinda canales de hasta 10 MHz, y que no requiere licencia, eliminando el pago por utilización de espectro, en tecnología WiMAX.

Tramo	Distancia (Km)	Frecuencia de trabajo (MHz)
REP3-Santo Domingo rep1*	5.56	5725-5850
REP4-AREP1*	8.69	5725-5850
REP4-LangaRep*	2.22	5725-5850
REP1-Mariatana**	1.95	5725-5850
HREP1-BH**	1.67	5725-5850
LangaRep-Langa	0.22	5725-5850
Santo Domingo rep1-Santo Domingo	1.04	5725-5850

**Tabla 5.3 Distancias y frecuencias de trabajo de los tramos de la red de acceso**

\*En los nodos **REP1**, **REP3** y **REP4** se ubicarán estaciones base para conexión **PaP** mientras que en los nodos **Santo Domingo rep1**, **AREP1** y **LangaRep** se ubicaran estaciones base para conexión **PmP** para dar cobertura a las poblaciones de Santo Domingo de los Olleros, Antioquia y Langa, en los cuales los pobladores usarán una unidad de servicio (SU).

\*\* La estación base ubicada en **REP1** dará cobertura a la población de **Mariatana** por medio de una conexión **PmP**. En forma análoga se da para **HREP1** y **BH** (la ciudad de Huarochirí).

Todas las estaciones que quieran incorporarse en un futuro podrán colgar tanto de las estaciones de la red troncal como de las de acceso.

La velocidad de transmisión para acceder a la red troncal será de 28 Mbps en el mejor de los casos. WiMAX permite velocidades muy superiores, pero los equipos, para la red de acceso, son evidentemente mucho más caros, así que se han escogido los terminales Alvarion RB-28, BU-28 de la estación base BreezeNET B y también la estación base BreezeACCESS VL para la implementación, que se consideran suficientes para las necesidades de los pobladores de los distritos de la Tabla 5.1.

Al tratarse de una plataforma IP, todo será configurable con un software que se obtiene al comprar los equipos. Se tendrá que habilitar una sesión remota para acceder a la configuración de cualquier elemento de la red desde un Centro de Control (CC).

## 5.4 Esquema de conexionado del equipamiento

A continuación se muestra la configuración de la conexión de los equipos en cada emplazamiento. Los radioenlaces SDH utilizarán el cable coaxial como conexión entre unidades de interior (IDU) y unidades de exterior (ODU), mientras que los enlaces WiMAX se basan en cable UTP mallado (o SFTP “Shielded and Foiled Twisted Pair”). Para la conexión entre las unidades de interior y la red local (LAN) existente se empleará el cable UTP (Unshielded Twisted Pair) CAT5e.

### 5.4.1 Equipamiento de la red elegida

#### 5.4.1.1 Equipamiento en REP4

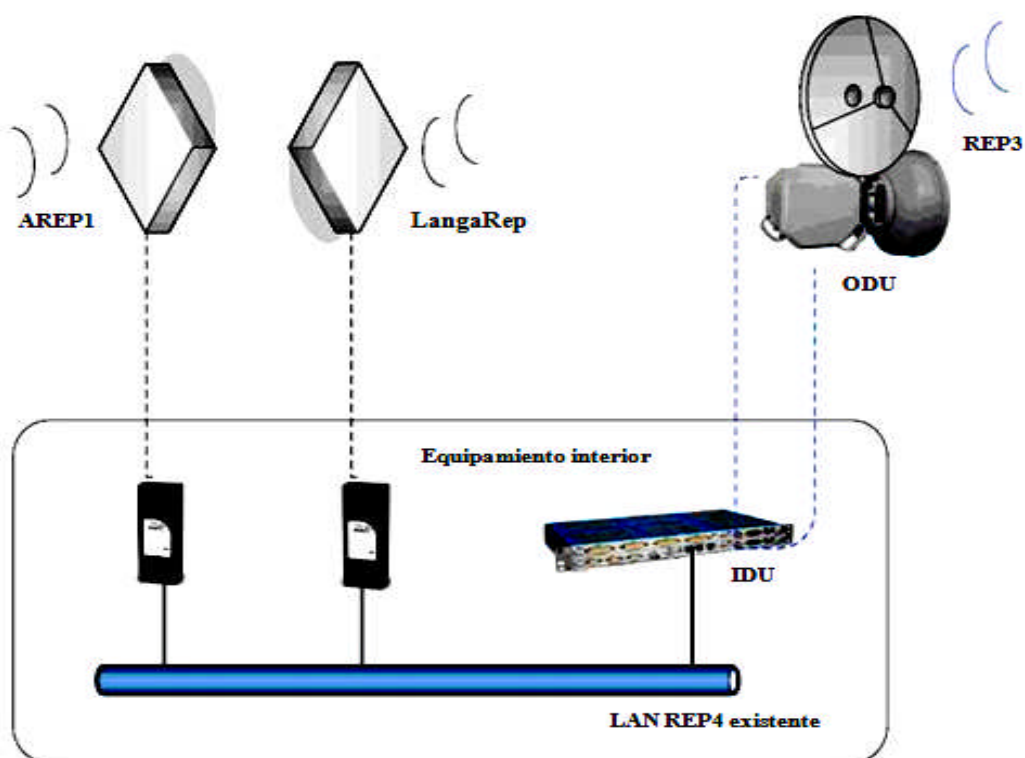


Figura 5.7 Equipamiento en la repetidora REP4

### 5.4.1.2 Equipamiento en REP3

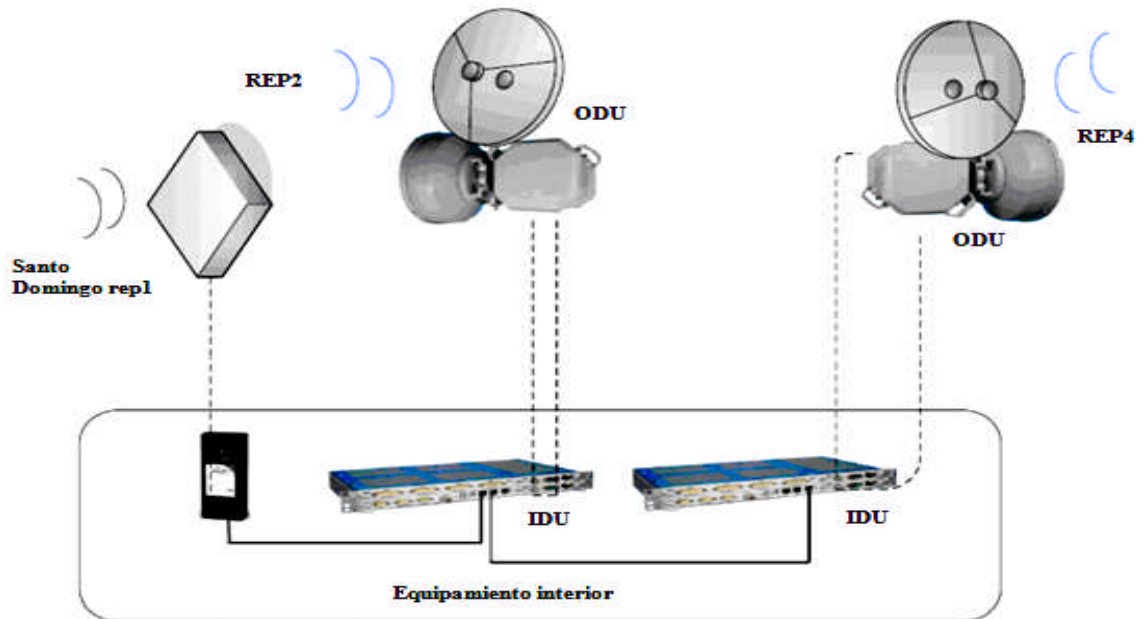


Figura 5.8 Equipamiento en la repetidora REP3.

### 5.4.1.3 Equipamiento en REP2, HREP3 y HREP2

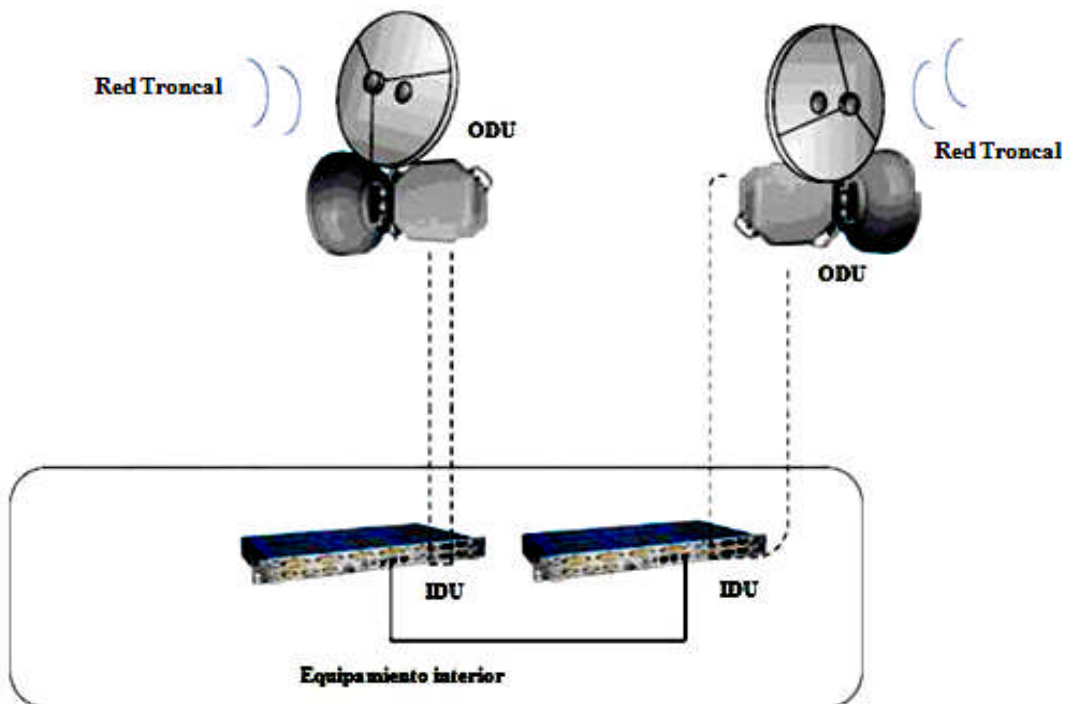


Figura 5.9 Equipamiento en las repetidoras REP2, HREP3, HREP2.

#### 5.4.1.4 Equipamiento en REP1

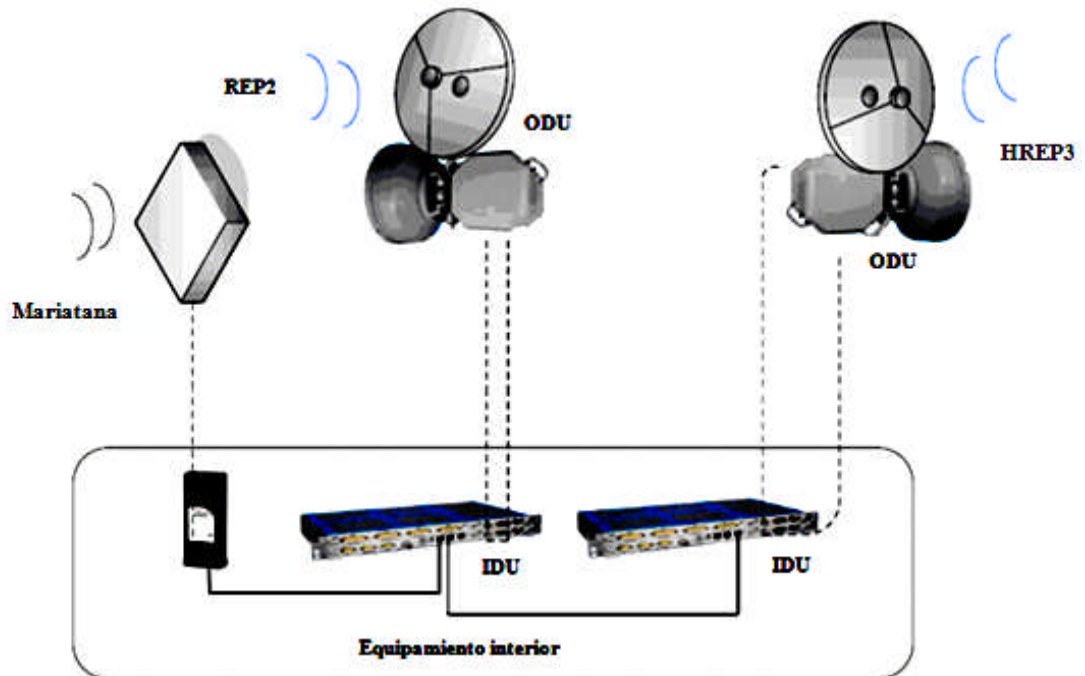


Figura 5.10 Equipamiento en la repetidora REP1.

#### 5.4.1.5 Equipamiento en HREP1

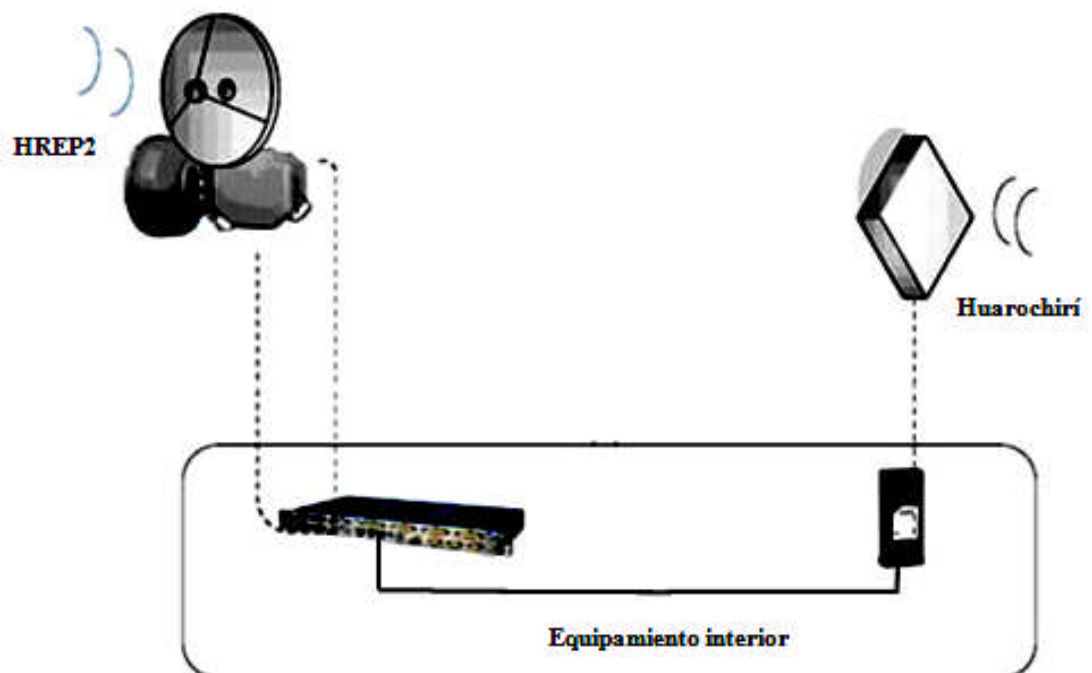


Figura 5.11 Equipamiento en la repetidora HREP1.



#### 5.4.1.6 Equipamiento en Santo Domingo rep1 y LangaRep

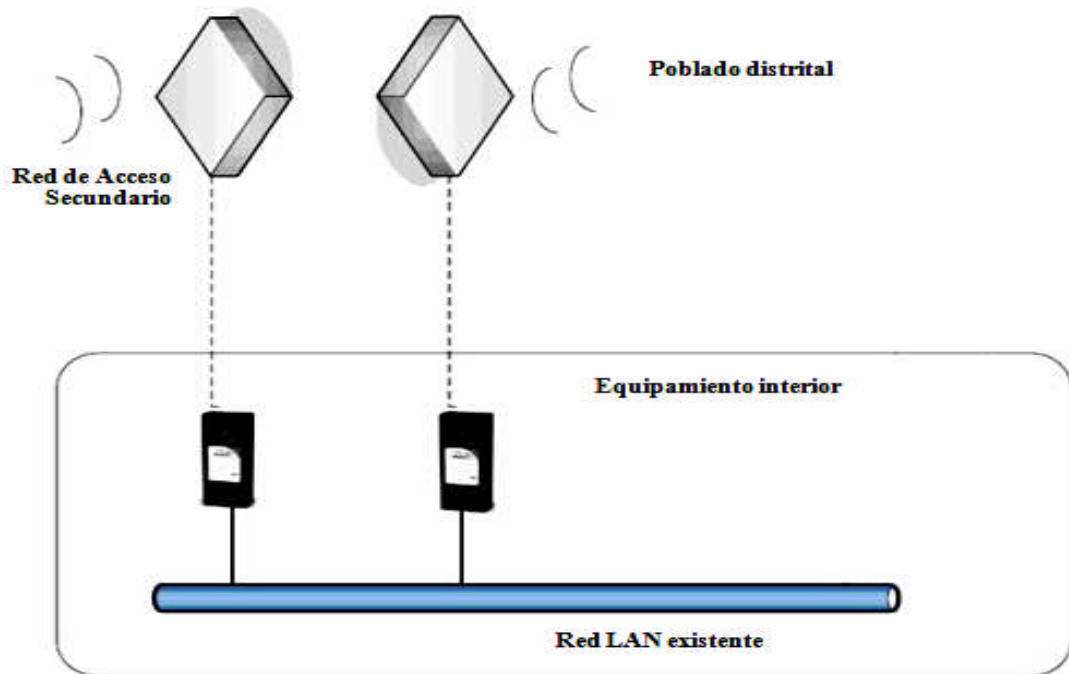
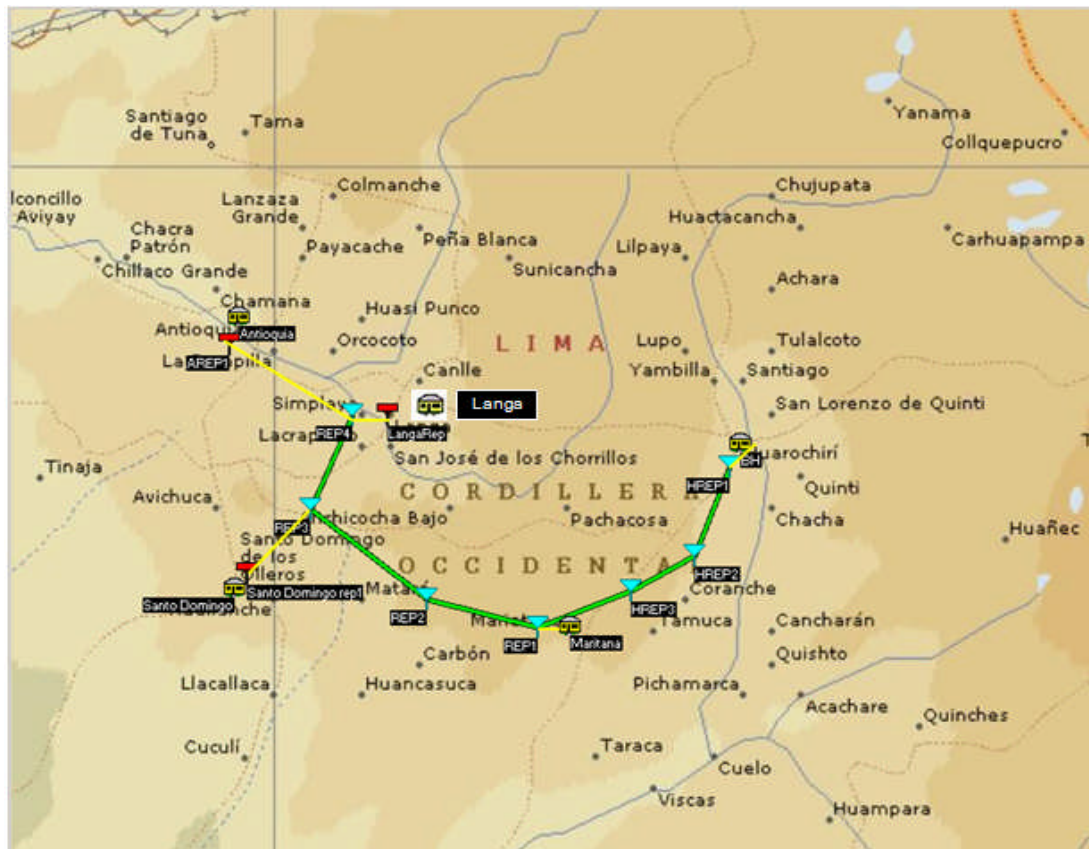


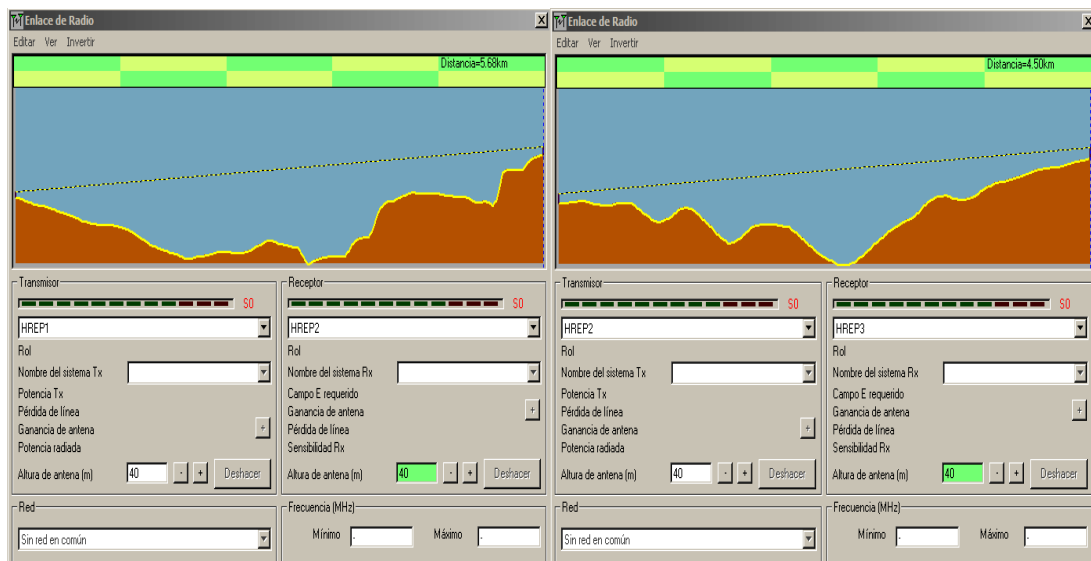
Figura 5.12 Equipamiento en las estaciones base.

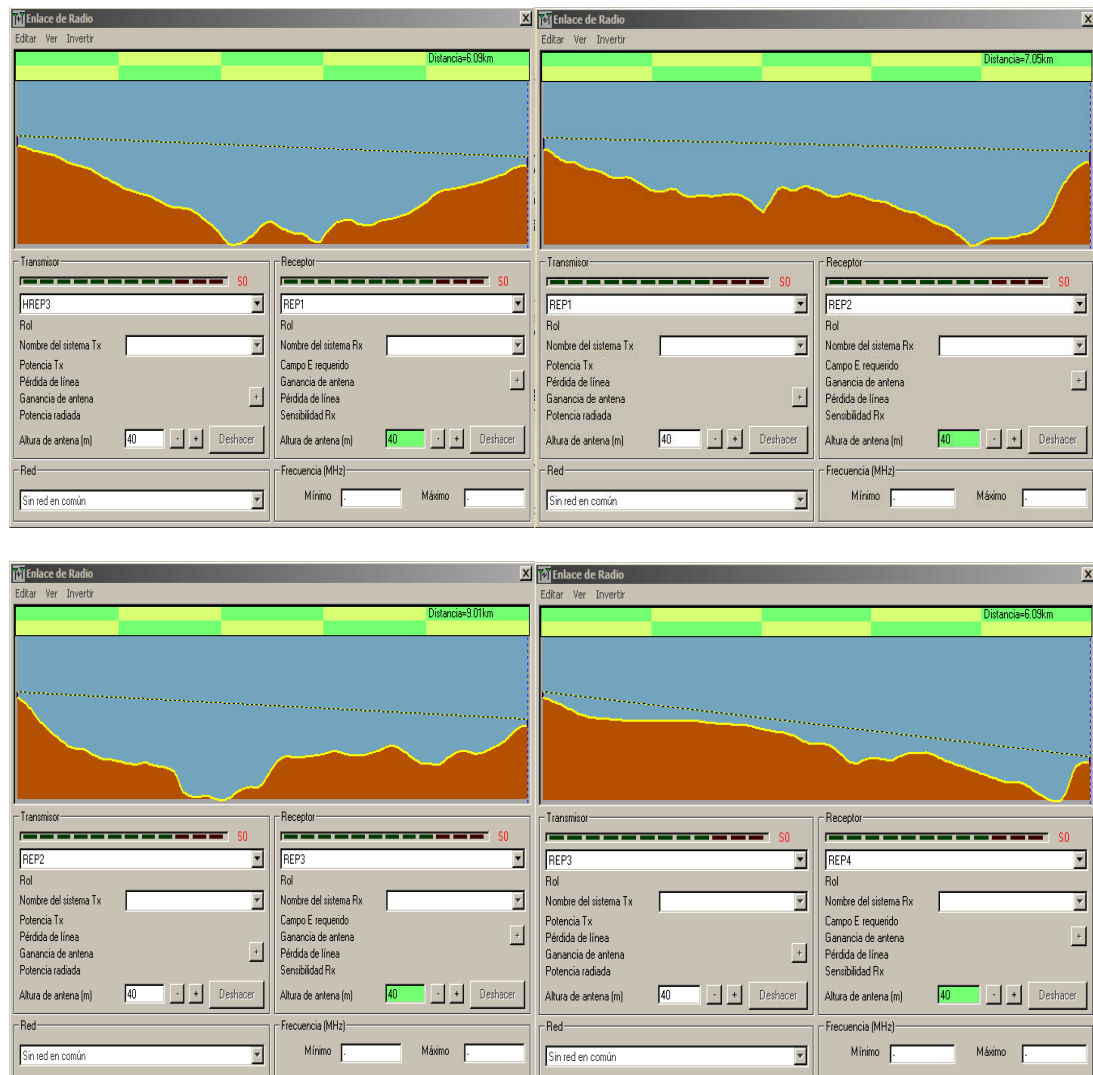
#### 5.4.2 LOS de la red troncal

En la Figura 5.13 se muestra en el mapa la red elegida. En trazo verde es la Red Troncal y en trazo amarillo la Red Secundaria y las figuras de casas representan los poblados de distritos conectarse. En las Figura 5.14 se muestran las LOS de la Red Troncal usando Radiomobile.



**Figura 5.13 Topología de la red elegida. Red Troncal, en línea verde, y Red Secundaria en línea amarilla.**





**Figura 5.14 LOS para los tramos de la Red Troncal.**

### 5.4.3 LOS de la red de acceso

En las Figura 5.15 se muestra la topología de la red de acceso y en la figura de 5.16 se muestran los LOS de los tramos indicados. En esta red se utilizará tecnología WiMAX en la banda de frecuencia no licenciada de 5,725 MHz a 5,825 MHz.

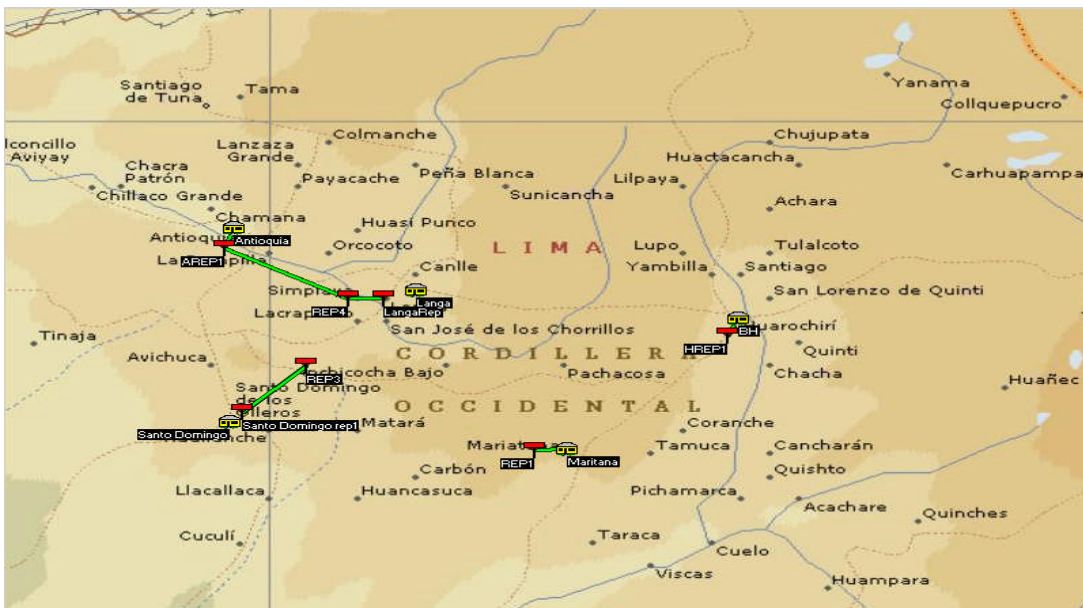
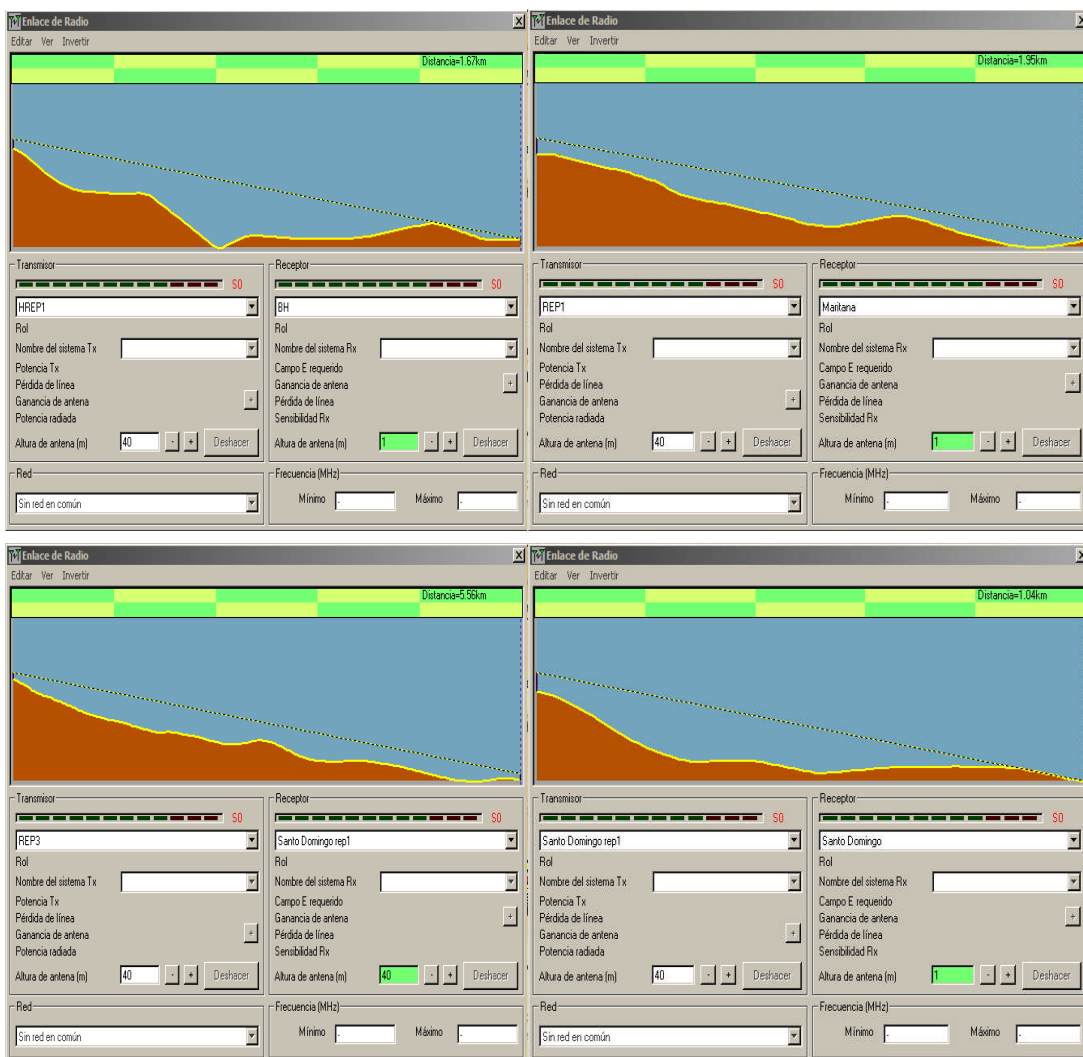
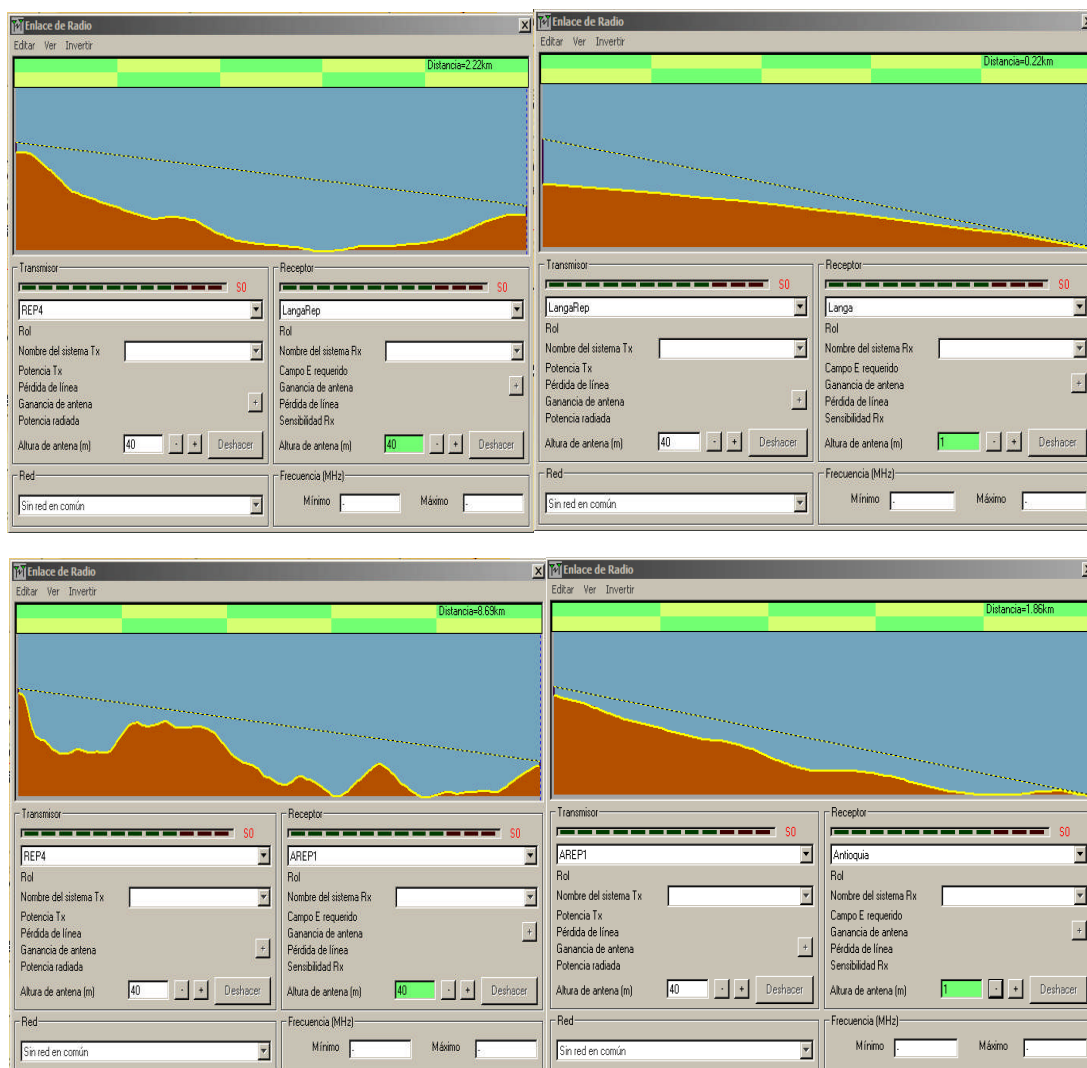


Figura 5.15 Topología de la Red de Acceso





**Figura 5.16 LOS de los tramos correspondientes a la Red de Acceso, con el Centro de Control en Huarochirí (BH).**

#### 5.4.4 Interfaces de control

Para establecer las dimensiones de red en términos de VLAN (Virtual Local Area Network), en primer lugar hay que estimar el número de equipos configurables a los que hay que asignar un direccionamiento IP, que en un futuro puede necesitar el cliente en cada emplazamiento. Para ello se aplicará subnetting, con lo que obtendremos la máscara de red a utilizar en esta red.

Los subnets tienen la utilidad de distribuir direcciones IP y no tener que utilizar las máscaras de clase B (1 subnet de 65534 hosts) o C (256 subnets de 254 hosts cada una), quedando algo intermedio que se ajuste a las necesidades.

En la figura 5.17 se muestra la estación base (SB) y unidad de acceso (UA) en el Centro de Control y las unidades suscriptoras (SU) en configuración de Célula Única – Sector Único, así como las diferentes posibilidades de acceder a la estación base a través de las unidades suscriptoras.

### BreezeACCESS VL

#### ARQUITECTURA Célula Única – Sector Único

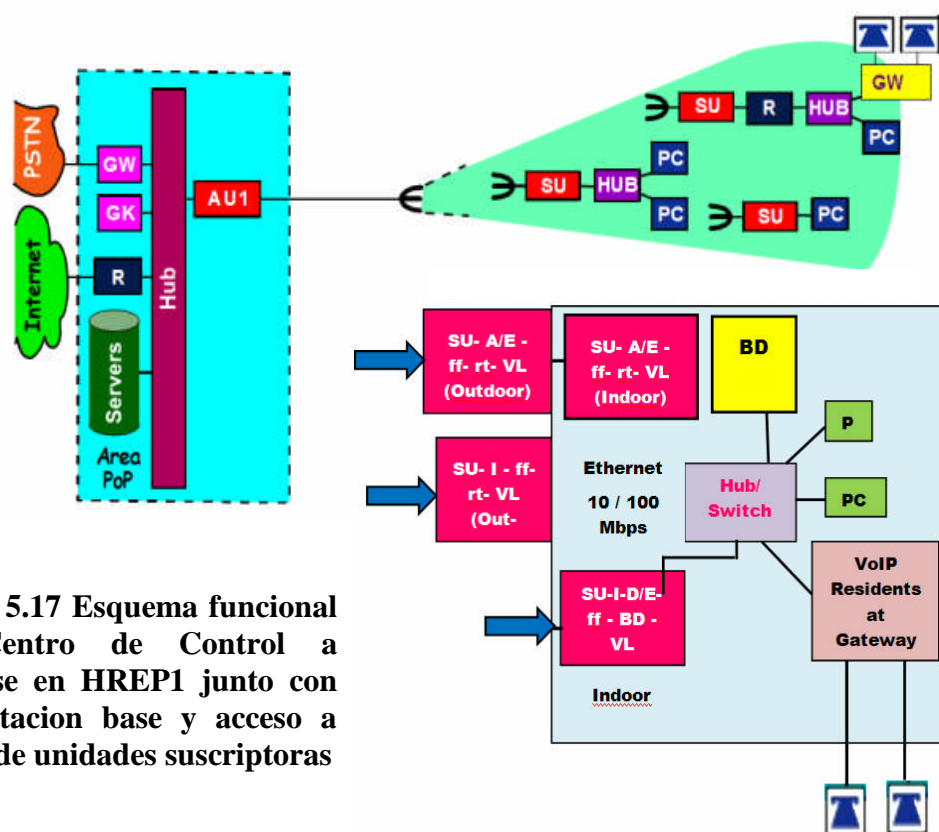


Figura 5.17 Esquema funcional del Centro de Control a ubicarse en HREP1 junto con una estación base y acceso a través de unidades suscriptoras

Notas:

- No se necesita sincronización
- AU - Access Units
- SU - Subscriber Units
- AU/SU actúa como un bridge
- AUS limitado a 8 SU (sólo SU-3, SU-6 o SU-I; SU-54 con upgrade) pero puede actualizarse a AU
- AU-D-ODU y E-BS-ODU no se pueden intercambiar

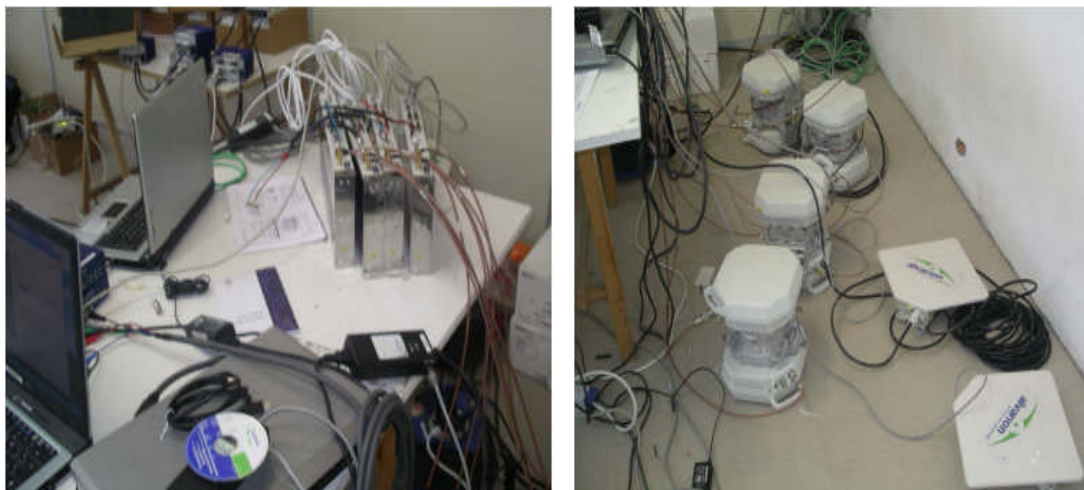
- **SU-I** es compacta y para indoor (~ SU-6)
- **ff** - banda de frecuencia
- **dg** - apertura horizontal de la antena de la BS (grados)
- **rt** - tasa de funcionamiento (3, 6 ó 54Mbps)

#### 5.4.5 Configuración previa de los equipos

Se simulará el montaje de cada emplazamiento, y todo se configurará previamente a la instalación. De este modo, se garantizará que no haya ningún error de diseño de red a la hora de la puesta en servicio, evidenciando que cualquier problema físico es lo que impediría el correcto funcionamiento.

Por un lado se separarán los equipos de interior (IDU) de los equipos de exterior (ODU), cosa que nos ayudará a aislar los problemas de configuración de los problemas de radio. En la figura 5.18, se pueden observar todos los elementos de red conectados.

En primer lugar se busca la conectividad entre dispositivos, cada uno con una dirección IP a asignarse y todos con la misma máscara de red, entonces, se comprueba la conectividad enviando y recibiendo paquetes desde la LAN de cada estación. En el anexo, se detallan los parámetros más relevantes de configuración para cada equipo.

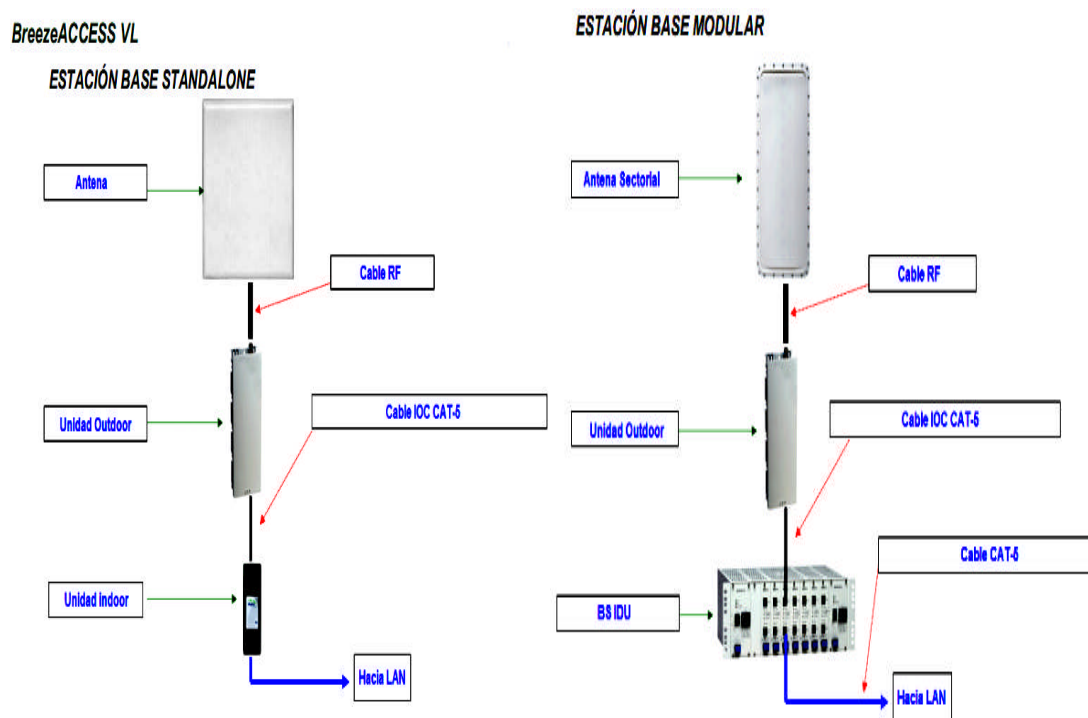


(a)

(b)

**Figura 5.18** Preinstalación de las (a) IDU y (b) ODU

De manera similar se preinstala el IDU y ODU de la estación base PMP BreezeACCESS VL mostrado en la Figura 5.19.



**Figura 5.19 Estacion Base del modelo BreezeACCESS VL y sus componentes.**

De esta compañía también se instalarán las unidades suscriptoras (SU) que tienen como características:

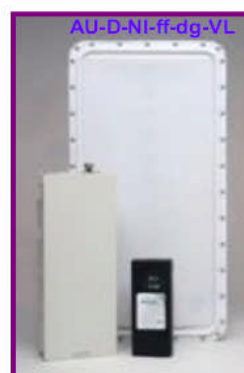
- Instaladas en el cliente.
- Permite conexión de datos del cliente a la estación base.
- Proporciona una plataforma eficiente para Internet de alta velocidad y servicios de Intranet.
- Permite acceso inmediato a los servicios.

Estas se muestran en la Figura 5.20

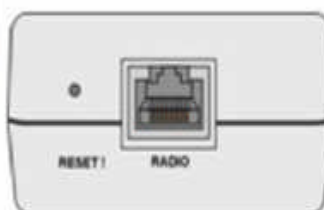


### ACCESS UNITS (AU)

MODELO	CARACTERISTICAS		
	Forma	Antenas	
		Integrada	Externa
AU-D-BS-ff-dg-VL	Tarjeta Indoor en BS-SH-VL&unidad Outdoor	-----	Si
AU-D-NI-ff-dg-VL	Stand Alone	-----	Si



- ff – banda de frecuencia
- dg – apertura horizontal de la antena de la BS (grados)



SERIE SU-A/E

5,8 GHz.



SU-I-D/E IDU



SU-E-ODU (antena externa)



SU-A-ODU (antena integrada)

Figura 5.20 Diversas unidades suscriptoras (SU) para acceder a la estación base o Unidad e Acceso (AU)

## 5.5 Tecnologías utilizadas

Como existen dos niveles de red, se pueden utilizar dos tecnologías distintas.

La red principal utiliza una tecnología radioenlace y la secundaria en tecnología WiMAX.

### 5.5.1 Radioenlace

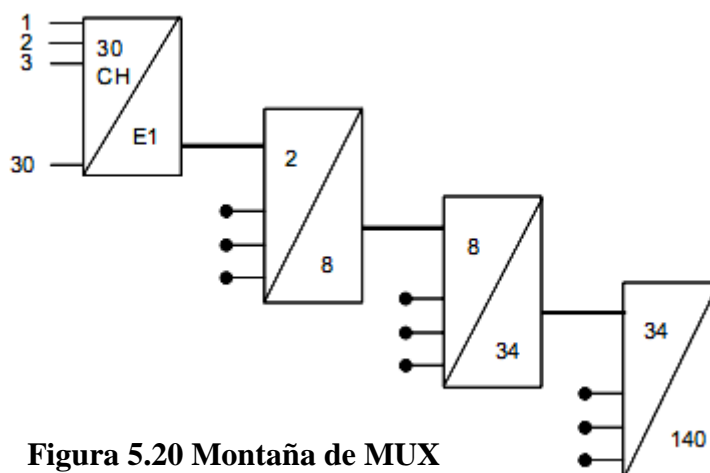
La red troncal se basará en radioenlaces que operarán en frecuencias dedicadas en la banda de 13 GHz, con configuración redundante 1+1 para garantizar la total fiabilidad de conexión, y además se necesitará una velocidad de transmisión importante para que pueda soportar todos los servicios, así que con un canal E3 (34 Mbps reales) en cada sentido habrá suficiente. Se recomienda pedir frecuencias en esta banda. El MTC regula la banda de 12,75 a 13,25 GHz, y establece canalizaciones de 28 MHz para radioenlaces de 34 Mbps.

Se presenta un problema que afecta al sistema de energía, y es que nos encontramos en una cota alta de cerros que no dispone de conexión eléctrica. Resulta que, en muchos casos, no se puede compartir la energía con propietarios de zonas aledañas al emplazamiento, así que la solución será diseñar un sistema independiente de alimentación basado en energía solar. Se puede asumir el coste porque los equipos a instalar no consumen mucha energía. Éstos son:

- 2 terminales SDH (Synchronous Digital Hierarchy o Jerarquía Digital Sincrónica), con configuración redundante 1+1.
- 1 o 2 terminal WiMAX.
- 1 Switch.

Los equipos de la red troncal, usan interfaces SDH o Ethernet, a elección del usuario, que soportan una mayor velocidad de transmisión que los PDH. Por este motivo, en este proyecto se remarcan los conceptos básicos de SDH con técnica de multiplexado sincrónico.

En los sistemas PDH (Jerarquía Digital Plesiosíncrona) las tasas más altas de 34 Mbps y 140Mbps son creados con una jerarquía de multiplexación denominada “muxmountain” que se muestran en la figura 5.20 y en la Tabla 5.4 se encuentra las velocidades de transmisión estándares de la jerarquía americana y europea.



**Figura 5.20 Montaña de MUX**

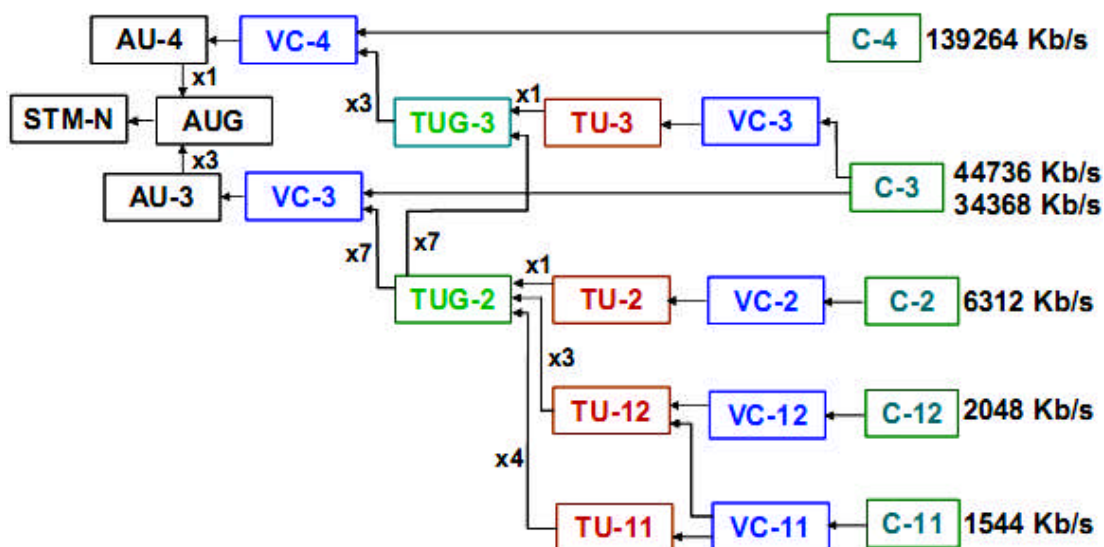
PDH (Norte América)	Bit Rate	PDH (ITU)	Bit Rate
T1 (DS 1)	1.544 Mbps	E1	2.048 Mbps
T2 (DS 2)	6.312 Mbps	E2	8.448 Mbps
T3 (DS 3)	44.736 Mbps	E3	36.368 Mbps
T4 (DS 4)	139.264 Mbps	E4	139.264 Mbps

**Tabla 5.4 Diversas velocidades de transmisión para un PDH estándares**

Con la demanda de más ancho de banda y la necesidad de estandarización, manejabilidad y flexibilidad en las redes, un nuevo estándar fue desarrollado por el ITU. Este trabajo comenzó alrededor de 1986 y en 1988 el primer estándar SDH fue aprobado. El objetivo era tener un conjunto de estándares mundiales que pudieran permitir interoperabilidad de diferentes equipos dentro de la misma red.

Los estándares fueron basados sobre el estándar óptico SONET y fueron diseñados para asegurar que la tasa de bits de Norte América 1,544 Kbps y Europa 2,048 Kbps pudieran ser acomodados

Para tener un estándar internacional real y confiable todas las interfaces con tasas de bit PDH deben ser acomodadas en la estructuras del SDH. Esto se hace permitiendo a varias interfaces ser ubicadas dentro de la trama SDH, como se muestra en la Figura 5.21.



**Figura 5.21 Estructura de mapeo del SDH**

A manera de ejemplo, consideremos el mapeo de una señal de 2Mbps dentro de una trama SDH, siendo la señal original PDH de 2048kbps con una variación de 50 ppm. Esto es insertado dentro de un contenedor (C -12) donde la justificación toma lugar usando técnicas de relleno clásicas, esto se hace para compensar por las variaciones de frecuencias permitidas en las tasas de bits de PDH y SDH.

El relleno de bits asegura que las variaciones de 50 ppm en la señal PDH no resulten en errores cuando se desmapea (des-arregla) en el destino final. La tasa de bits del tributario contenida dentro de cada contenedor virtual es mostrada en la Tabla 5.5.

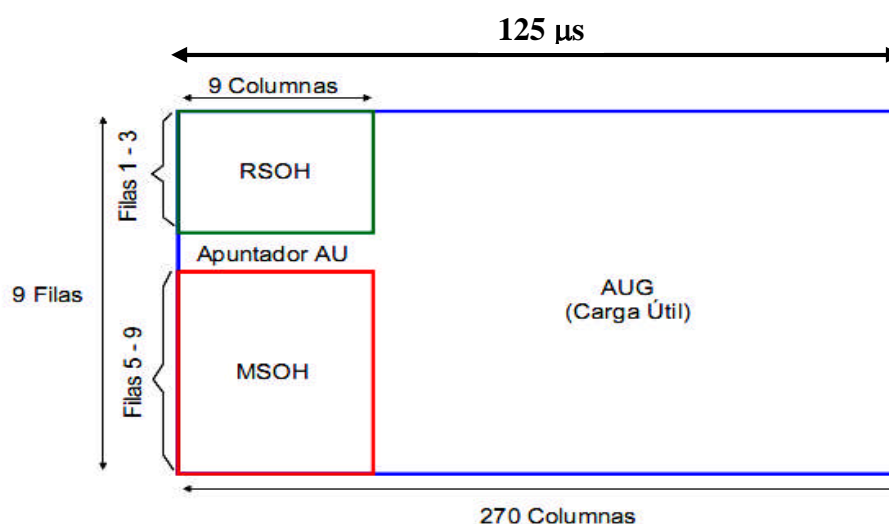
**Tabla 5.5 Bit Rate soportadas por cada contenedor virtual**

Contenedor Virtual	Bit Rate tributario
VC-11	T1 (1.544 Mbps)
VC-12	E1 (2.048 Mbps)
VC-3	E3 (34.368 Mbps) ó T3 (44.736 Mbps)
VC-4	E4 (139.264 Mbps) ó ATM (149.76 Mbps)

La primera jerarquía de velocidad síncrona fue definida como STM-1 (Synchronous Transport Module, Módulo de Transporte Síncronico) de 155.520 Mb/s. Este valor coincide con el triple de STS-1 de la red SONET (3 x 51.84 Mb/s = 155.52 Mb/s). Los siguientes niveles se obtienen como N x STM-1, habiendo

definido el CCITT el  $4 \times \text{STM-1} = 622.08 \text{ Mb/s}$  y  $16 \times \text{STM-1} = 2488.32 \text{ Mb/s}$  (aproximadamente  $2.5 \text{ Gb/s}$ ), encontrándose en discusión sistemas STM-8, STM-12 y STM-64 ( $10 \text{ Gb/s}$ ). Todas las señales tributarias, de cualquier jerarquía y origen, deben poder acomodarse a la estructura sincrónica del STM-1.

En la Figura 5.22 se muestra la estructura de la trama SDH. La trama básica SDH consiste de una matriz de bytes de 8-bits organizados dentro de 270 columnas y 9 filas, con una duración de trama de  $125 \mu\text{s}$ . Hay principalmente 3 áreas de interés: Sección de la cabecera extra (SOH), Puntero (Apuntador) AU y Carga útil (Payload)



**Figura 5.22 Estructura de la trama del módulo de transporte sincrónico STM-1**

El equipo de SDH consiste en cuatro bloques constructivos básicos:

- Un multiplexor terminal,
- Un multiplexor add-drop (ADM),
- Un conmutador (switch) de conexión cruzada (crossconnect), y
- Un regenerador. Debido a que el regenerador es un dispositivo de fibra óptica no será tratado aquí.

Los sistemas SDH pueden requerir equipos de sincronización externa pero deben mantener los estándares establecidos por la UIT. La UIT fija los límites para el jitter (variación de la señal) y el wander (variaciones aleatorias de larga duración) en una red.

Los beneficios de un sistema SDH son:

- Estándares internacionales comunes.
- Multiplexación simple (no montañas de MUX).
- Administración de redes enclavadas (embedded),
- El estándar SONET esta coexistiendo en vez de ser reemplazado por el SDH estos cambios no se darán en un futuro cercano debido al crecimiento explosivo de las redes SONET en Norte América.
- Existen estándares para las tasas de transporte básicas especialmente en STM-1 y superiores.
- La estandarización es lenta para sub STM-1 y sub-sub STM-1, las cuales son de interés para el funcionamiento las redes de radio en la porción de acceso de las redes de telecomunicaciones.
- Interoperabilidad de redes de elementos síncronos han sido probadas en América en varios foros de interoperabilidad de SONET, pero hay un largo camino perdido en SDH.

### 5.5.2 WiMAX

La tecnología WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) es un estándar de transmisión inalámbrica de datos que puede proporcionar accesos concurrentes en áreas de hasta 48 Km de radio y a velocidades de hasta 70 Mbps sin requerir línea directa de visión (NLOS).

Teniendo en cuenta que no se utiliza una banda de frecuencias reservada, las interferencias pueden afectar considerablemente a las prestaciones de dicha tecnología, de modo que se suelen conseguir velocidades cercanas a los 15 Mbps cubriendo cerca de 20 Km de radio de cobertura en condiciones normales.

A continuación, en la Tabla 5.6, se mencionan las características principales de la red de acceso diseñada en este proyecto:

Topología	PaP y PmP
Conexión	LOS/NLOS
Modulación	OFDM
Zona	No urbana

Canalización	20 MHz
Duplexación	TDD
Banda de frecuencia	5.8 GHZ
Ganancia de las antenas	21 dB
EIRP	30 dBm

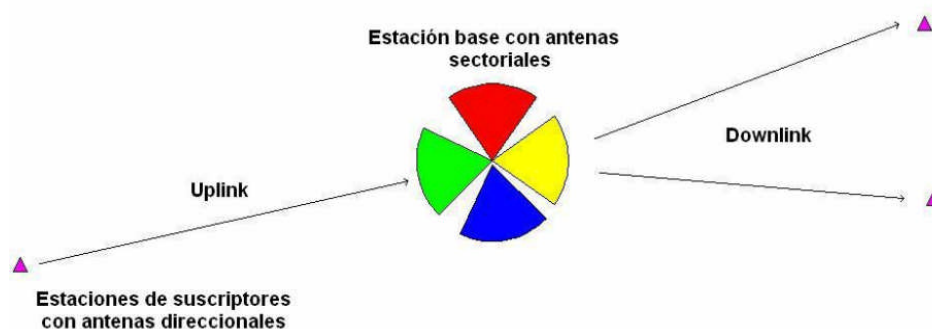
**Tabla 5.6 Características de la red de acceso**

WiMAX permite topologías PaP (Punto a Punto) o PmP (Punto a Multipunto), las cuales se emplean en este proyecto. La parte PaP está formada por 2 equipos radio, 2 antenas del tipo patch de alta ganancia (21 dB), y una comunicación directa entre los 2 equipos. No requiere LOS (línea directa de visión) gracias a la modulación empleada, pero si el camino principal viene por rebote, reduce considerablemente la velocidad de transmisión del enlace. Se define una estación base y una remota, y desde una unidad base se puede configurar todo el enlace, es decir, tanto la estación base como la remota.

En las configuraciones punto-multipunto (PMP), un enlace WiMAX se realiza a partir de una estación base (BS) central con antenas sectoriales, en estas redes pueden haber estaciones con 2 sectores (a 180°), 4 sectores (a 90°) u 8 sectores (a 45°) todo depende del tipo de antena que se utilice y de la zona que se pretende dar cobertura. Dentro de un sector y para una determinada frecuencia (canal) todas las estaciones (BS) reciben la misma potencia o partes de la misma.

Las transmisiones en el enlace de bajada (downlink, DL) suelen ser broadcast, de forma que todas las estaciones de usuario reciben toda la información y escojen la que valla dirigida a ellos. En el enlace de subida (uplink, UL) las estaciones de usuario comparten el canal mediante mecanismos de gestión de demanda. Un grafica que lo ilustra se muestra en la Figura 5.23.

En la red de acceso los equipos para PmP (estación base) se dan en las ubicaciones HREP1, REP1, Santo Domingo rep1, LangaRep y AREP1 a la frecuencia de 5.8 GHz, utilizando para esta topología PmP antenas sectoriales u omnidireccionales en las estaciones base y con antenas directivas en las remotas.



**Figura 5.23 Configuración punto-multipunto**

En los lugares remotos a ser cubiertos por la estaciones base, los pobladores harán uso de una Unidad de Servicio (SU). Los lugares remotos a cubrir son: Mariatana, Santo Domingo de los Olleros, Langa y Antioquia.

El hecho de tener los emplazamientos en zonas rurales se traduce en la menor presencia de múltiples obstáculos e interferencias. De lo contrario, sería arriesgado poder proporcionar los servicios de banda ancha requeridos con total fiabilidad. La banda de trabajo es la de 5.8 GHz, y al no necesitar licencia, presenta mayor rapidez en el despliegue de implantación del servicio. Como toda banda de frecuencias de libre explotación, se limita la EIRP (Potencia Isotrópica Radiada Equivalente), en este caso a 1 W (30 dBm).

La modulación utilizada es OFDM (Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal), una técnica avanzada de transmisión digital muy robusta frente al multipath. Utiliza 256 porta-doras ortogonales, y se basa en una aplicación de FFT/IFFT (Transformada Rápida de Fourier / Transformada Rápida de Fourier Inversa) que separa la información de cada portadora.

Esta red de acceso permite la utilización de cualquier aplicación IP genérica (interoperabilidad), cosa que satisface las necesidades del mismo. Para promover el estándar (IEEE 802.16d para enlaces fijos) y ayudar a asegurar la compatibilidad e interoperabilidad a través de múltiples fabricantes, se creó el WiMAX-Forum.

En la actualidad existen más de 300 empresas que participan en el WiMAX-Forum, y de entre los operadores se destacan los siguientes:

- Alvarion
- Airspan
- Aperto Networks



- Axxcelera
- Proxim Wireless
- Redline Communications

El utilizado en este proyecto pertenece a Alvarion (Israel), compañía líder en el mercado de la tecnología WiMAX y pre WiMAX.

### **5.6 Cálculos de los radioenlaces**

A continuación se estudiará la viabilidad técnica de la solución propuesta. Los cálculos correspondientes para un radioenlace de microondas se realizarán usando el software Radiomobile v9.9.5.

Se presentan a continuación los resultados de la simulación de todos los vanos (claridad) de este proyecto, el cual contiene los planos detallados de todo el territorio geográfico de interés, en este caso, de la provincia de Huarochiri. El objetivo de los vanos de la red troncal es cumplir los requisitos del protocolo de calidad G.826 de UIT-R, haciendo la simulación de cada vano. Los parámetros requeridos por la simulación son los siguientes:

- Datos geográficos de los extremos.
- Frecuencia de transmisión.
- Potencia de los equipos y ganancia de las antenas.
- Disponibilidad del enlace (objetivo de BER), valorando atenuaciones debidas a factores climatológicos.
- Pérdidas adicionales.

#### **5.6.1 Cálculos de las claridades de la red troncal**

El resultado de la simulación son los perfiles de los enlaces, que muestran la visibilidad de los extremos y la viabilidad en función de la posible obstrucción de la zona de Fresnel, las pérdidas del espacio libre y la potencia recibida a cada extremo del enlace. Con esta herramienta de simulación radioeléctrica, Radiomobile, se obtienen unos valores muy precisos, ya que se tiene en cuenta una serie de parámetros estadísticos que detallan el entorno climatológico de la zona.

Parte fundamental del diseño es verificar si la señal enviada llegará al receptor con el nivel necesario que permita reconocer la información transmitida y así poder procesarla; para ello el equipo receptor define el nivel de potencia que como mínimo

debe recibir (sensibilidad), en nuestro caso la sensibilidad del equipo a utilizar es de  $-77.5$  dBm.

$$Pr = Pt + Gt + Gr - Lp - Lr - Lt \quad (5.3)$$

Donde:

- $Pr$  : Potencia recibida en la entrada del receptor en dBm.
- $Pt$  : Potencia de salida del transmisor en dBm
- $Lt, Lr$  : Atenuación del cable en la transmisión y recepción
- $Gt, Gr$  : Ganancia de las antenas
- $Lp$  : Potencia de perdida por propagacion en el espacio libre
- $Pu$  : Potencia umbral de recepción (sensibilidad del receptor)

**Margen de Umbral (Mu):** es la diferencia entre la potencia recibida por el equipo y la sensibilidad que éste soporta.  $Mu = Pr - Pu$

En forma grafica, en la Figura 5.24, se muestra el presupuesto de enlace, es decir un balance de las perdidas y ganancias en un radioenlace.

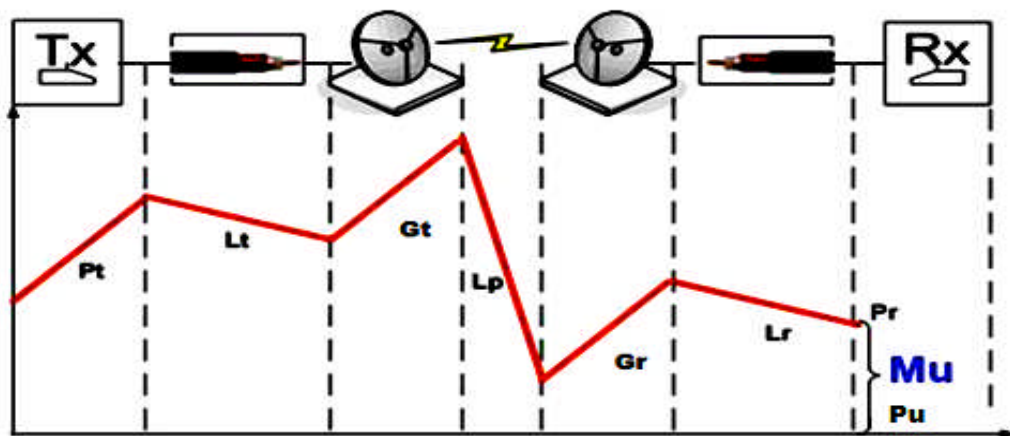


Figura 5.24 Diagrama de un presupuesto de enlace

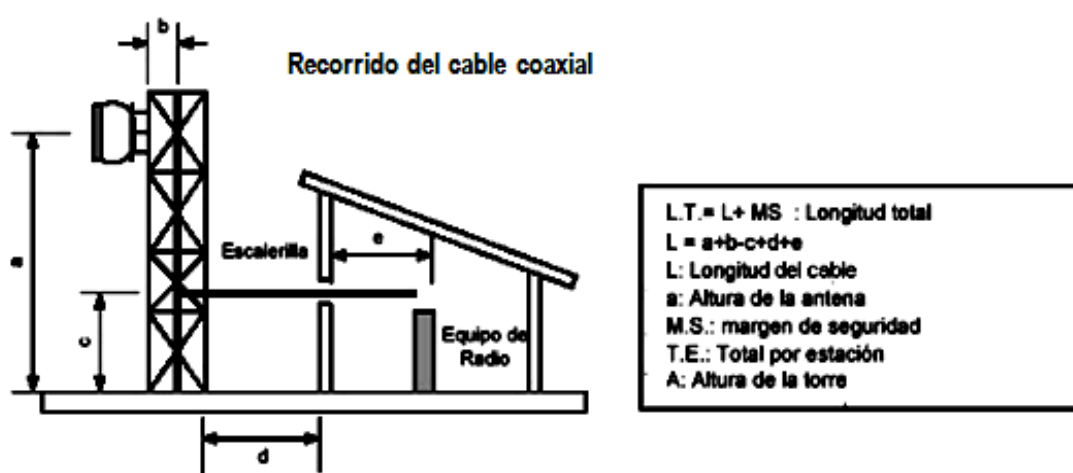
Para el calculo se tomaran los siguientes valores de potencia (tomado de las características de los equipos) y consideraciones del enlace:

- $Pt = Pr = 100$  mW /  $20$  dBm
- $Gt = Gr = 41$  dBi
- Sensibilidad: Menor a  $-77.5$  dBm (según especificaciones del equipo)

- $L_t = 4$  dB (en promedio)
- Polarización: Vertical
- Clima: Continental sub-tropical

Para estimar la atenuación del cable y conectores tomamos como modelo de referencia la caseta mostrada en la Figura 5.25.

Estos valores deberán asegurar un Margen de Umbral mayor a 10 dB para todos los enlaces.



#### CÁLCULO DE LONGITUD DE CABLE COAXIAL PARA LAS ESTACIONES REPETIDORAS

ESTACION	ALTURA TORRE (m)	a	b	c	d	e	L	M.S.	T.E.	FACTOR DE ATENUACION	ATENUACION
HREP1	12	12	1	2	5	3	23	3	26	0.15 dB/m	3.9
HREP2	12	12	1	2	5	3	23	3	26	0.15 dB/m	3.9
HREP3	12	12	1	2	5	3	23	3	26	0.15 dB/m	3.9
REP1	12	12	1	2	5	3	23	3	26	0.15 dB/m	3.9
REP2	12	12	1	2	5	3	23	3	26	0.15 dB/m	3.9
REP3	12	12	1	2	5	3	23	3	26	0.15 dB/m	3.9
REP4	12	12	1	2	5	3	23	3	26	0.15 dB/m	3.9

**Figura 5.25** Calculo de la atenuacion en cada estación repetidora.

A continuación presentaremos los resultados de la simulación de cada enlace, donde se podrán apreciar las pérdidas debido al trayecto ( $L_p$ ), azimut, nivel de recepción (Rx level), EIRP, margen de umbral (Rx Relative) y el trazado del perfil.

Los tipos de umbral de recepción que utiliza Radiomobile para presentar sus resultados de simulación son: S unidades, dBm, mV, dBmV. El significado de la codificación en unidades de S se muestra en el Cuadro 5.1.

**Cuadro 5.1 Significado del umbral de recepción  
codificado en unidades de S**

Referencia código S	Margen de fading respecto al umbral de sensibilidad del receptor
S0	$M \leq -1.5 \text{ dB}$
S1	$-1.5\text{dB} < M < 1.5 \text{ dB}$
S2	$1.5\text{dB} \leq M \leq 4.5 \text{ dB}$
S3	$4.5\text{dB} < M < 7.5 \text{ dB}$
S4	$7.5\text{dB} \leq M \leq 10.5 \text{ dB}$
S5	$10.5\text{dB} < M < 13.5 \text{ dB}$
S6	$13.5\text{dB} \leq M \leq 16.5 \text{ dB}$
S7	$16.5\text{dB} < M < 19.5 \text{ dB}$
S8	$19.5\text{dB} \leq M \leq 22.5 \text{ dB}$
S9	$22.5\text{dB} < M < 27 \text{ dB}$
S9 + 10	$27\text{dB} \leq M < 39 \text{ dB}$
S9 + 20	$39\text{dB} \leq M < 49 \text{ dB}$
S9 + 30	$49\text{dB} \leq M < 59 \text{ dB}$

Las **unidades S**, representan con un color distinto para cada nivel de señal respecto de la sensibilidad del receptor. Cada valor de S se corresponde con un rango de valores del margen de *fading* (Mu) en un punto determinado del radioenlace, siendo

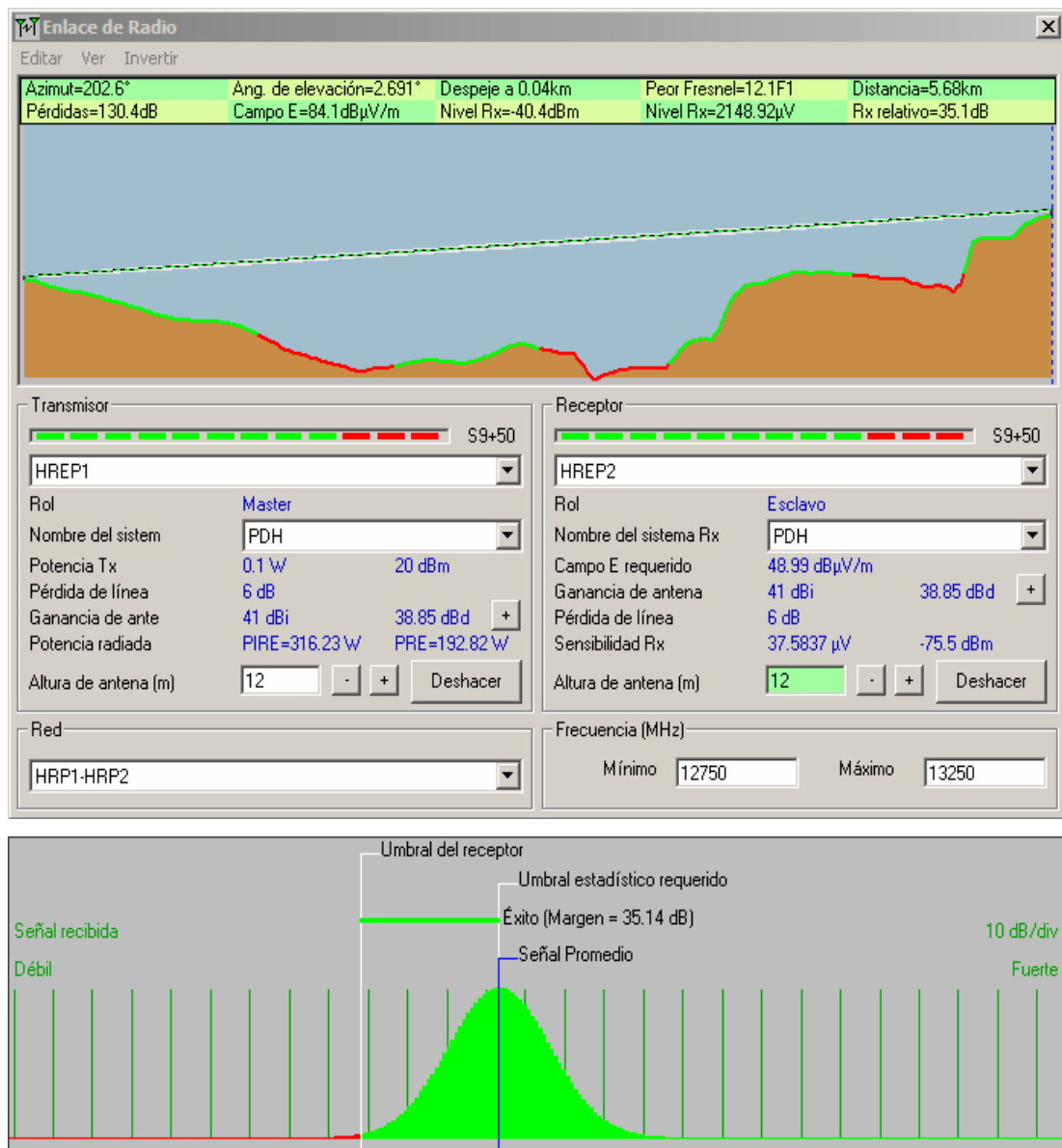
$$Mu = Pr - Pr_{\min}$$

Con:

Pr = potencia recibida en un punto.

Pr<sub>min</sub> = sensibilidad del receptor.

### 5.6.1.1 Cálculos de la claridad entre HREP1 y HREP2

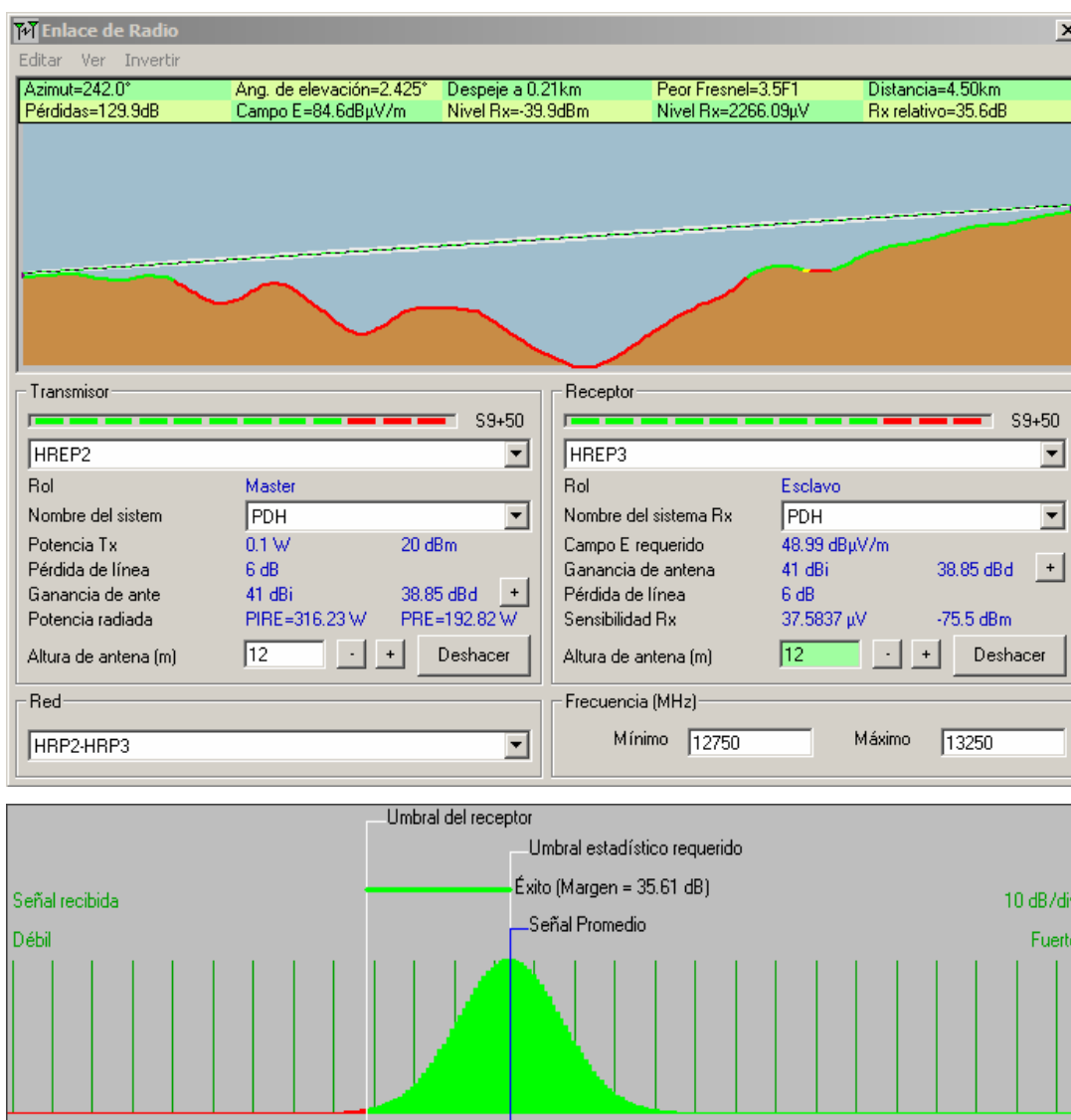


- **EIRP** = 316.23 W / 55 dBm
- $L_p$  = 130.4 dB
- $P_r$  = -40.4 dBm
- $M_u$  = 35.1 dB

La viabilidad técnica de los 2 radioenlaces SDH es más que segura. En el vano entre HREP1 y HREP2, tenemos 35.1 dB de margen en la señal de recepción para seguir trabajando con las prestaciones deseadas. Los resultados eran esperados

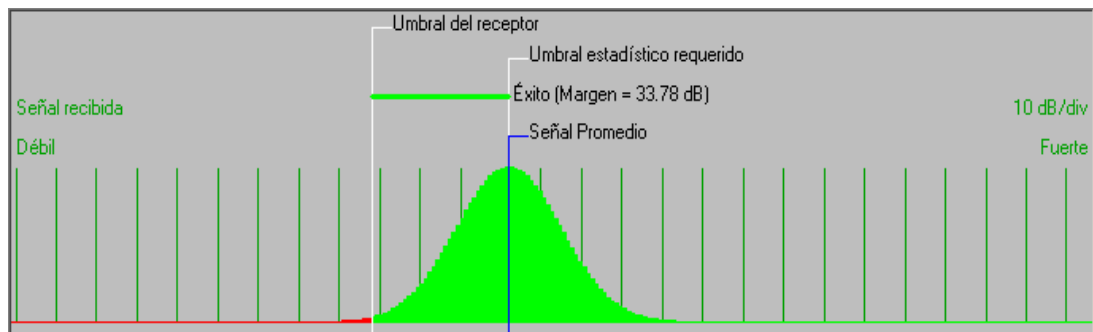
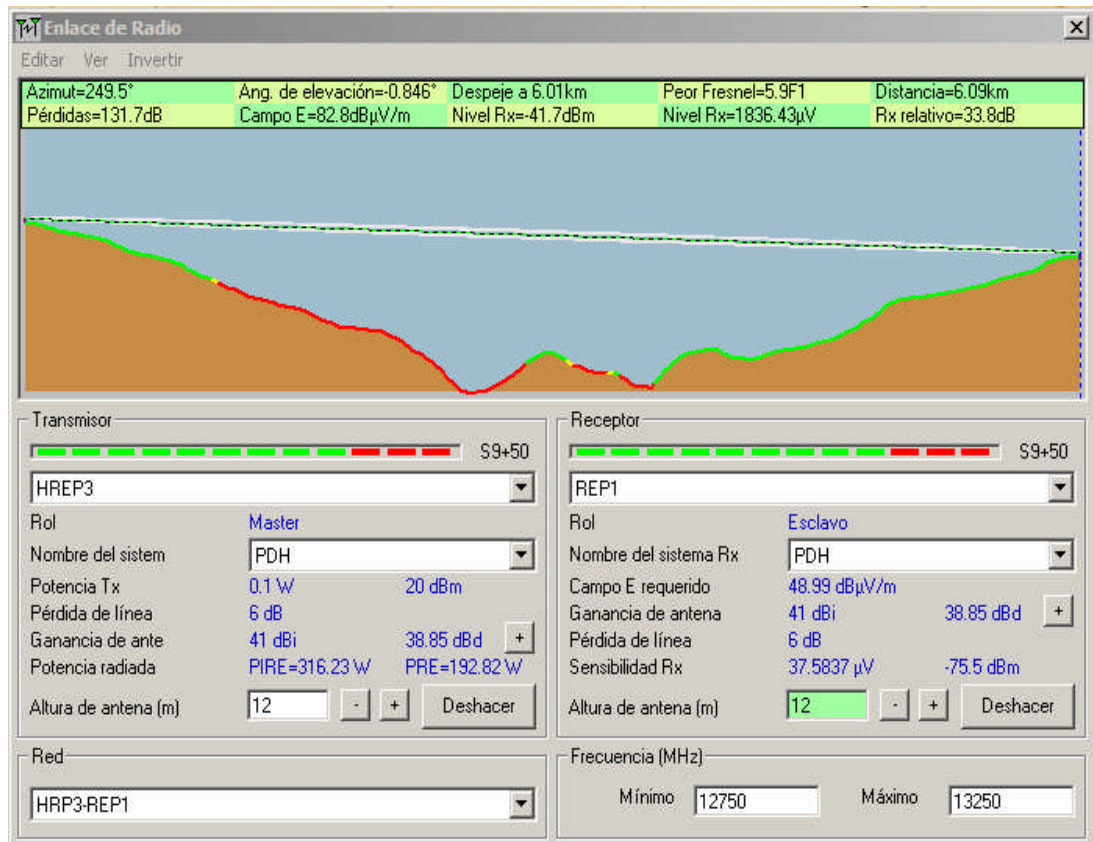
porque hay línea directa de visión entre emplazamientos. No solo son suficientes, sino que apenas hay obstrucción de la zona de Fresnel, eso significa que no se necesitará elevar a una altura considerable las antenas. Por lo tanto, la instalación será mucho más sencilla y barata, porque no hará falta tanto herraje de sujeción a torre, y lo podremos situar en el mismo tejado del emplazamiento.

### 5.6.1.2 Cálculos de la claridad entre HREP2 y HREP3



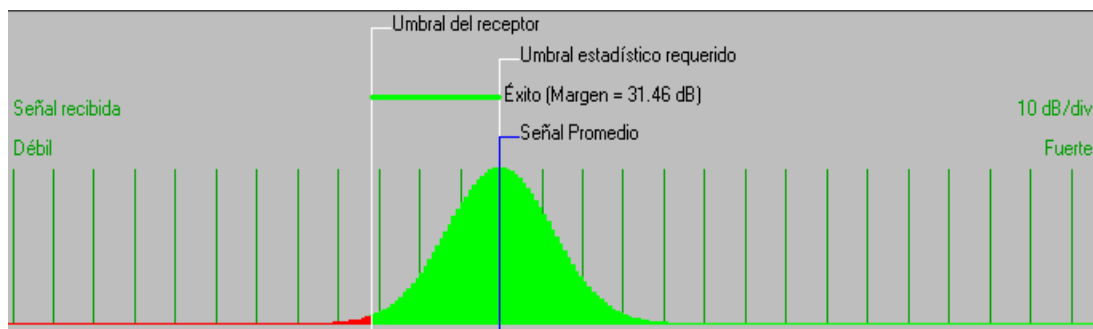
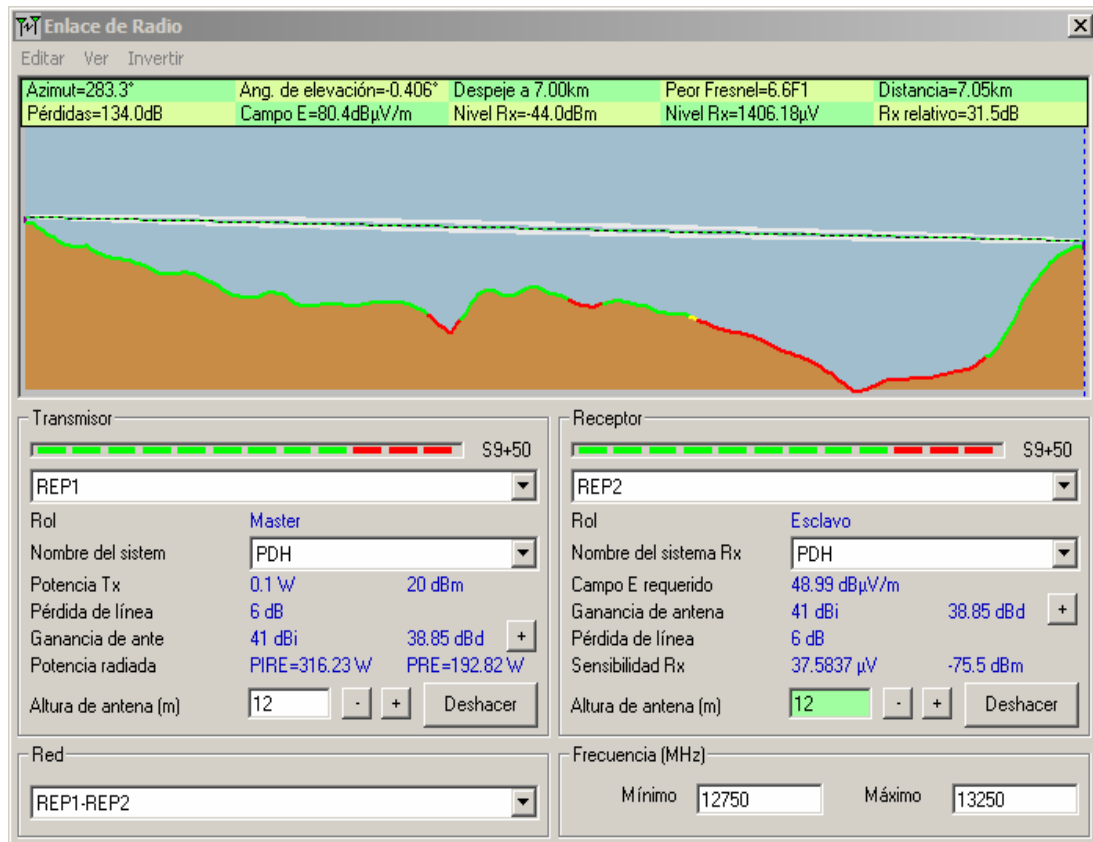
- **EIRP** = 316.23 W / 55 dBm
- **Lp** = 129.9 dB
- **Pr** = -39.9 dBm
- **Mu** = 35.6 dB

### 5.6.1.3 Cálculos de la claridad entre HREP3 y REP1



- **EIRP** = 316.23 W / 55 dBm
- **L<sub>p</sub>** = 131.7 dB
- **P<sub>r</sub>** = - 41.7 dBm
- **M<sub>u</sub>** = 33.8 dB

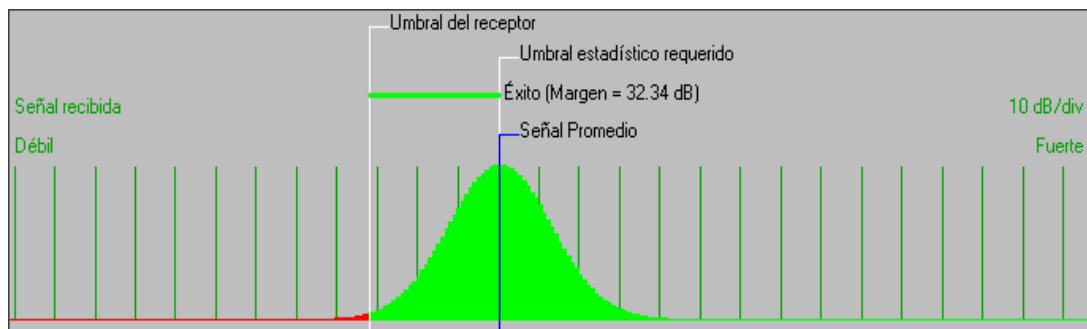
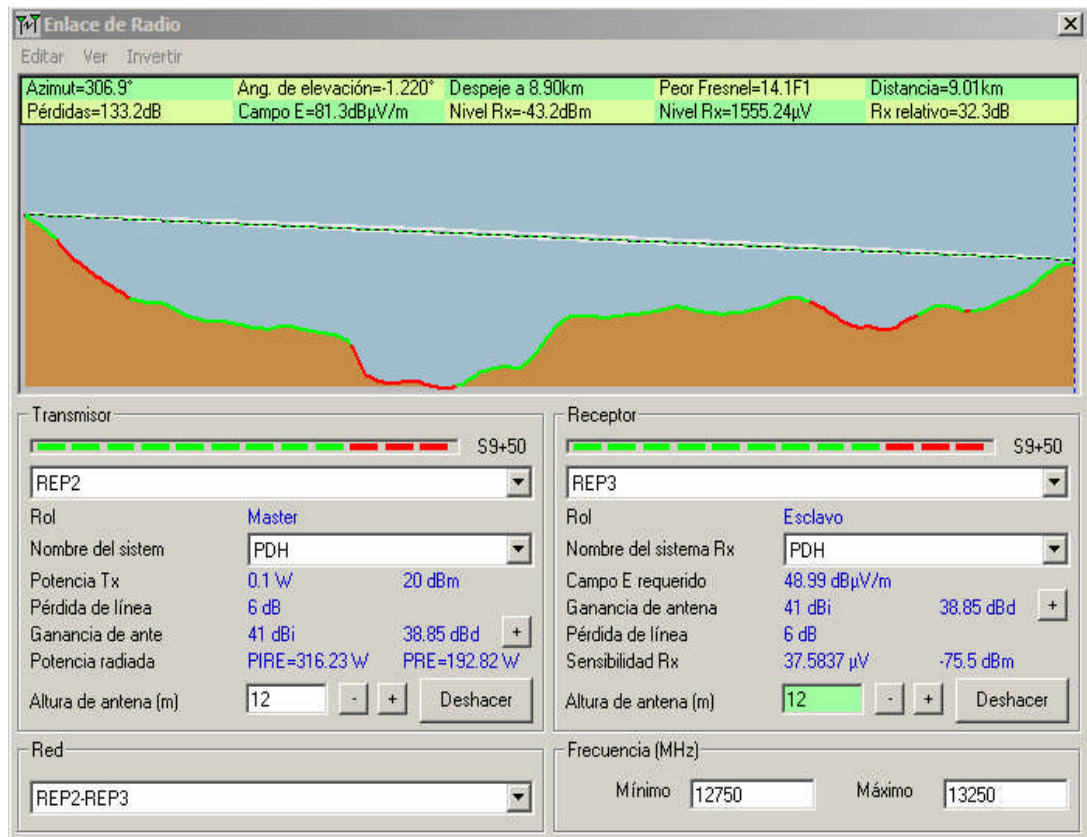
### 5.6.1.4 Cálculos de la claridad entre REP1 y REP2



- **EIRP** = 316.23 W / 55 dBm
- **L<sub>p</sub>** = 134.0 dB
- **Pr** = -44.0 dBm
- **Mu** = 31.5 dB

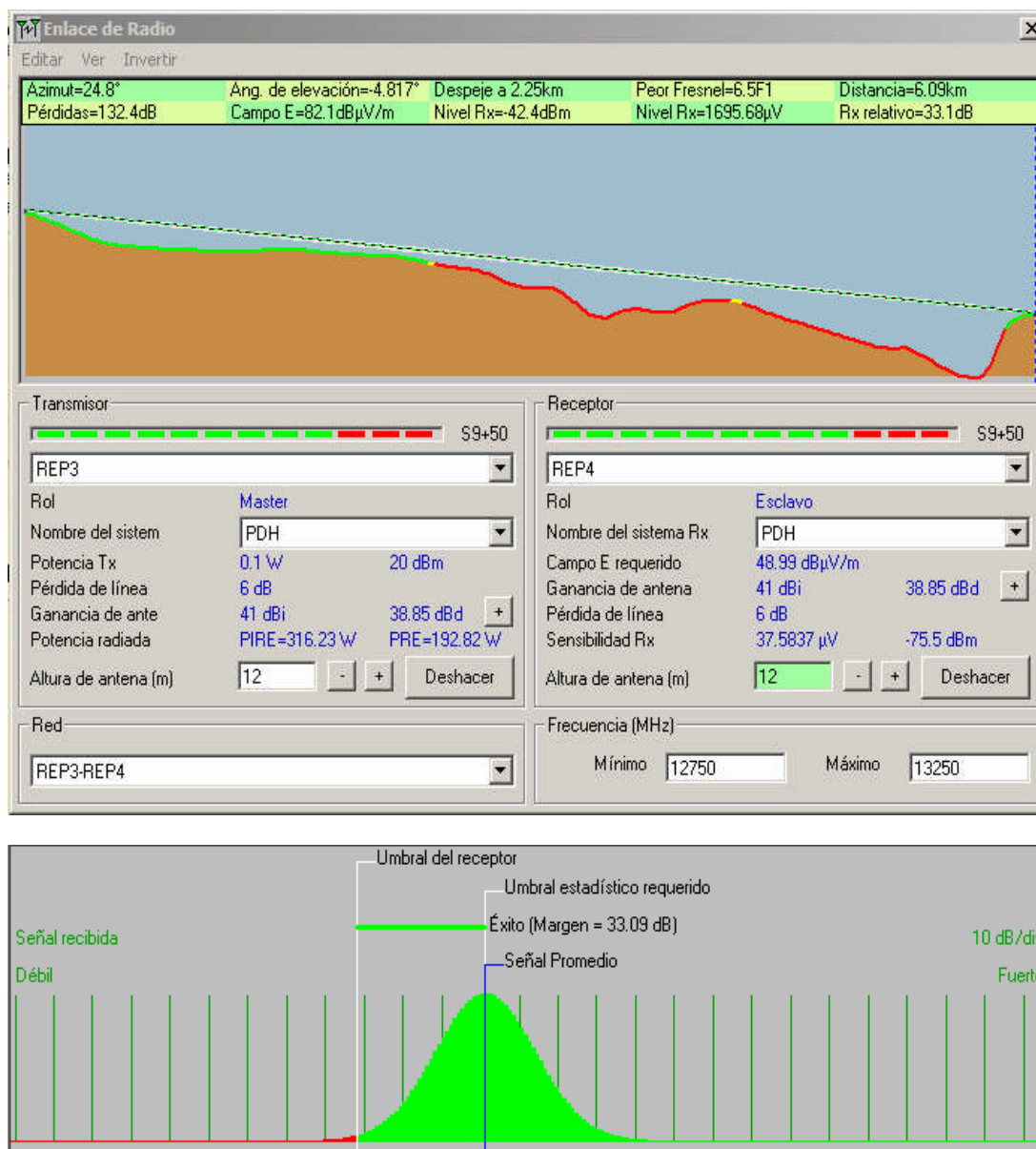


### 5.6.1.5 Cálculos de la claridad entre REP2 y REP3



- **EIRP** = 316.23 W / 55 dBm
- **Lp** = 133.2 dB
- **Pr** = -43.2 dBm
- **Mu** = 32.3 dB

### 5.6.1.6 Cálculos de la claridad entre REP3 y REP4



- **EIRP** = 316.23 W / 55 dBm
- **Lp** = 132.4 dB
- **Pr** = -42.4 dBm
- **Mu** = 33.1 dB

La viabilidad técnica de los 5 radioenlaces SDH es más que segura. El vano entre estos tramos da alrededor de 30 dB de margen para variaciones de la señal de recepción, suficiente para seguir trabajando con las prestaciones deseadas. Los

resultados eran esperados porque hay línea de visión directa entre emplazamientos. No solo son suficientes, sino que apenas hay obstrucción de la zona de Fresnel, eso significa que en las instalaciones no se necesitará elevar a una altura considerable las antenas. Por lo tanto, la instalación será mucho más sencilla y barata, porque no hará falta tanta ferretería de sujeción a torre.

### 5.7 Análisis de tráfico

La red debe contemplar una capacidad de transmisión suficiente para brindar los siguientes servicios de una manera confiable, con un buen grado de servicio (QoS) y con un buen rendimiento:

- Videoconferencias
- Voz sobre IP (VoIP)
- Envío de datos (Internet)

Para lo cual describiremos el cálculo del ancho de banda que demandará cada una de las aplicaciones y así poder determinar el tráfico total de la red.

#### 5.7.1 Tráfico de voz

Según los datos del INEI del último Censo en los distritos elegidos alrededor del 30% de la población total está en su denominada área urbana a la que debe dar cobertura la estación base, y que cada familia tiene en promedio 3 hijos.

Considerando una ocupancia del servicio de voz del 50%, una velocidad de bits estándar de 64 kbps para telefonía IP, en la Tabla 5.7 se indica las velocidades de datos para cada poblado.

Distritos	Población	Área Urbana	No Familias	Velocidad de datos (mbps)	Velocidad mínima (mbps)
Antioquia	4,559	1368	456	29.2	14.60
Huachochiri	2,386	716	239	15.3	7.65
Langa	1,055	317	106	6.8	3.40
Maritana	1,543	463	155	10.0	5.00
Sto Domingo de los Olleros	2,903	871	291	18.7	9.35
	<b>TOTAL</b>	<b>2487</b>	<b>1247</b>	<b>80.0</b>	<b>40.00</b>

**Tabla 5.7 Estimación de la demanda de velocidades de datos para voz**

La solución de voz permitirá que cada computador se pueda convertir en un teléfono, de manera que, el punto ocupado actualmente por un anexo se puede convertir en un nuevo punto de datos, por lo que se estaría optimizando la utilización del cableado estructurado.

Para que una solución de VoIP funcione bien, la red debe ser capaz de priorizar paquetes de voz por encima de los paquetes ordinarios de datos. Se deberá tener productos que incluyan varias estrategias estándar para priorizar tráfico de voz. Estas estrategias incluyen el uso de calidad de servicio (QoS), priorización de puertos, priorización de servicios y uso de asignación de la prioridad a los bits.

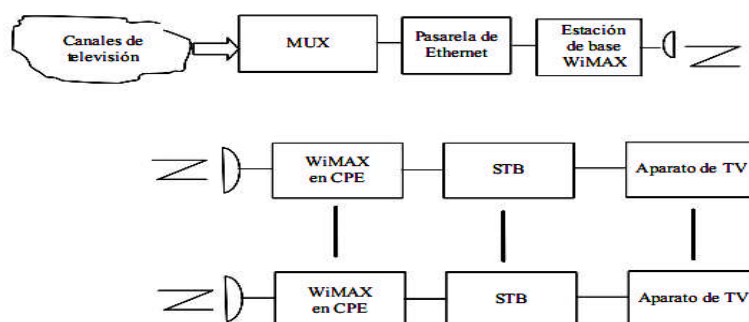
### **5.7.2 Tráfico de vídeo**

El vídeo puede servirse/enviarse como un fichero o en tiempo real. A esta última forma de enviar el vídeo se le conoce como streaming. Streaming video o vídeo en tiempo real, es la tecnología que permite la transmisión y recepción de imágenes y sonidos de manera continua a través de una red. A diferencia de otros formatos de audio y vídeo, en los que es necesario esperar que el archivo sea cargado en el equipo para su visualización, esta tecnología permite apreciar el contenido conforme se va teniendo acceso a la información del archivo.

El servidor de streaming permite visionar el vídeo de forma continua porque hace uso de un buffer, donde van cargándose algunos segundos de la secuencia antes de que sean mostrados. Entonces cuando se detecta un periodo de congestión de red, se visualizarán los datos que tenemos ya almacenados en el buffer. De esta forma el cliente obtiene los datos tan rápido como el servidor y la red lo permitan.

En este caso podríamos calcular el ancho de banda necesario para transmisión de video en base a la cantidad de píxeles de la ventana, cantidad de imágenes por segundo, técnicas de compresión, etc; pero no podemos asegurar que todos los parámetros que estemos considerando en el diseño serán respetados.

En nuestro caso, como criterio de diseño y tratándose de comunicaciones rurales donde el uso de los recursos deben ir acompañados por políticas de uso y mantenimiento, los servicios de video-conferencia requieren una capacidad de datos de por lo menos 500 Kbps para transmisiones aceptables que permitan una calidad tolerable.



**Figura 5.26 Diagrama en bloques de la televisión interactiva sobre la base de la tecnología WiMAX**

Para la cantidad de clientes de la Tabla 5.8 para VoD que tiene un flujo tipo unicast, se estimara en 1.5 Mbps cada flujo de datos por película para garantizar niveles de servicio aceptables para los mismos y bajo el sistema de video comprimido en mpeg-4, para obtener una calidad de una señal NTSC. Se considerara una ocupancia del 20%

Distritos	Población	Área Urbana	No Familias	Velocidad datos (Mbps)	Velocidad datos Mínima (Mbps)
Antioquia	4,559	1368	456	684.0	136.8
Huachochiri	2,386	716	239	358.5	71.7
Lana	1,055	317	106	159.0	31.8
Maritana	1,543	463	155	93.0	18.6
Sto Domingo de los Olleros	2,903	871	291	232.5	46.5
<b>TOTAL</b>		<b>2487</b>	<b>1247</b>	<b>1526.0</b>	<b>305.4</b>

**Tabla 5.8 Estimación de la demanda de velocidad de bits para video**

### 5.7.3 Tráfico de datos

Para la determinación de la velocidad de bits para datos, se va a tomar los valores típicos de velocidades, para soportar aplicaciones o servicios como: correo electrónico, Internet, antivirus, DNS y Active Directory, bases de datos, SMS (Actualización de Parches y Software), descarga de archivos de Internet y otras aplicaciones.

Se considera una velocidad mínima para los datos entre 500 Kbps y 600 Kbps y un teléfono IP por familia. Tomaremos el valor de 600 Kbps para nuestro cálculos y garantizando una velocidad mínima del 20% del calculado. Ver Tabla 5.9.

Distritos	Población	Área Urbana	No Familias	Velocidad datos (Mbps)	Velocidad Mínima (Mbps)
Antioquia	4,559	1368	456	273.6	54.72
Huachochiri	2,386	716	239	143.4	28.68
Langa	1,055	317	106	63.6	12.72
Maritana	1,543	463	155	93.0	18.60
Sto Domingo de los Olleros	2,903	871	291	174.6	34.92
<b>TOTAL</b>		<b>2487</b>	<b>1247</b>	<b>80.0</b>	<b>139.64</b>

**Tabla 5.9 Estimación de la demanda de velocidad para datos**

#### 5.7.4 Demanda de ancho de banda total

Un resumen de los calculos estimados de la demanada de voz, data y vídeo se muestra en la Tabla 5.10.

Distritos	Población	No Familias	Velocidad datos Mínimo de Voz (Mbps)	Velocidad datos Mínimo de Vídeo (Mbps)	Velocidad datos Mínimo de Data (Mbps)	Velocidad datos Mínima Total (Mbps)
Antioquia	4,559	456	14.60	136.8	54.72	206.12
Huachochiri	2,386	239	7.65	71.7	28.68	108.03
Langa	1,055	106	3.40	31.8	12.72	47.92
Maritana	1,543	155	5.00	18.6	18.60	42.20
Sto Domingo de los Olleros	2,903	291	9.35	46.5	34.92	90.77
<b>TOTAL</b>		<b>1247</b>	<b>40.00</b>	<b>305.4</b>	<b>139.64</b>	<b>495.04</b>

**Tabla 5.10 Estimación de la demanda de velocidad de datos total por distrito**

Los equipos de la red troncal son configurables para una capacidad de 4 x STM-1 = 622.08 Mb/s, incluso hasta 16xSTM-1, por lo que queda un margen para demandas futuras. En la Figura 5.27 se muestra algunas de las características de los equipos usados para la red troncal.

Los equipos para la red de acceso especifican 72 Mbps por sector, hasta un máximo de 432 Mbps, por lo que en algunos casos se requerirá de más de un sector para cubrir la demanda estimada.

### TYPICAL APPLICATIONS

- > High Capacity Long Haul SDH Backbone Networks (NxSTM-1)
- > Back-up transmission medium to Fiber Optics
- > STM-1 / STM-4 / STM-16 ring closure
- > Spur Links for Optical SDH Backbones / Rings
- > New radio infrastructure in difficult environment

### MSTU MAIN SIGNAL TRANSMISSION UNIT

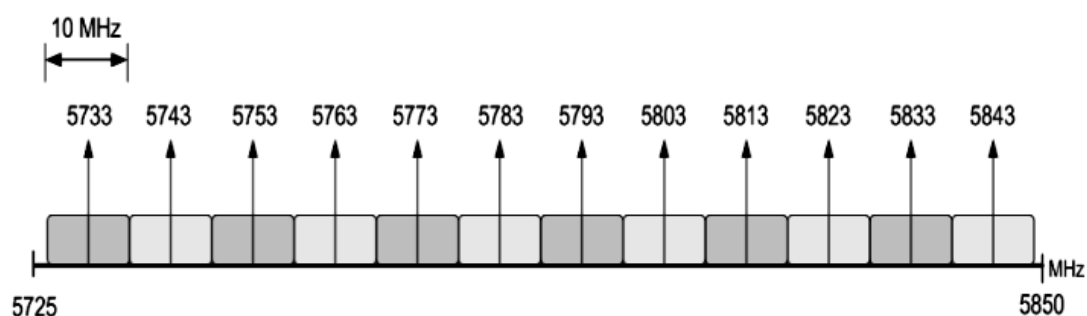
The adopted high integration allows to package in a single board (MSTU) the Transmitter (TX), Receiver (RX), Mo-demodulator and base band functions. Minimization of frequency dependent spare part has been achieved using of wide-band techniques: MSTU can cover a complete half band. Easy operation and maintenance: no adjustment or provisional settings are required.



**Figura 5.27 Características de la capacidad de los equipos para la red troncal**

## 5.8 Distribución de las frecuencias

Para la distribución de frecuencias, se dividió la banda de 5725 – 5850 GHz como especifica el perfil 5.8T1 definido por WiMAX, que contempla TDD y canales de 10 MHz, no se reserva banda de guarda, sino que se alterna los canales para evitar interferencia. En la Figura 5.28 se muestra la división de la banda y las posibles frecuencias que pueden utilizarse en cada celda y en la Tabla 5.11 la asignación de frecuencias.



**Figura 5.28 División de la banda de frecuencias**

BS1	
Canal 1	5733
Canal 2	5743

Canal 3	5753
<b>BS2</b>	
Canal 4	5763
Canal 5	5773
Canal 6	5783
<b>ENLACE PUNTO-PUNTO</b>	
Canal 8	5803

**Tabla 5.11 Distribución de frecuencias**

### 5.9 Sistema de energía solar para la red

Puesto que en los emplazamientos donde se ubicarán las repetidoras no hay conexión eléctrica, se ha optado como medio del suministro eléctrico un sistema basado en placas solares y baterías.

#### 5.9.1 Dimensionado

Se considera que todos los equipos se alimentan a 48V DC, y se sobredimensiona el sistema de energía para una autonomía de 3 días sin radiación solar aprovechable. Todo hace pensar que en esta zona, cercana a la costa y habitualmente muy soleada, difícilmente tengamos ausencia de luz solar un tiempo superior a los 3 días, no obstante, es un tiempo prudente que permitiría actuar con rapidez en caso de avería del sistema de energía.

Los requisitos de energía en este emplazamiento se detallan en la Tabla 5.12.

Equipo	Cantidad	Potencia (W)	Rendimiento (%)	Utilización	Consumo (W.h/día)
<b>Red Troncal sin WiMAX</b>					
Red Troncal	2	250	100	24 h/día	12,000
<b>Red Troncal con WiMAX PmP</b>					
Equipo SDH	2	250	100	24 h/día	12,000
Equipo WiMAX PmP	1	240	100	24 h/día	5,750
<b>TOTAL (W.h/día)</b>					<b>17,750</b>



<b>Red Troncal con WiMAX PaP</b>					
Equipo SDH	2	250	100	24 h/día	12,000
Equipo WiMAX PaP	1	25	100	24 h/día	600
<b>TOTAL (W.h/día)</b>					<b>12,600</b>
<b>Estacion Base</b>					
Punto-Multipunto	1	240	100	24 h/día	5,750

**Tabla 5.12 Requerimientos de la demanda de energía para los equipos de los nodos con y sin WiMAX y la estacion base**

### 5.9.2 Cálculos para determinar el número de módulos y baterías

Los datos para el cálculo del sistema de energía se muestran en la Tabla 5.13:

**Tabla 5.13 Parámetros de interés**

Tensión del sistema (VS)	48 VDC
Tensión nominal del módulo fotovoltaico (VM)	24 VDC
Corriente media del módulo (CM)	4.75 A
Consumo total de instalación (E)	16,720 W.h
Pérdidas totales del sistema (e1)	15%
Profundidad descarga de la batería (DOD)	60%
Días de autonomía de la batería (A)	3
Irradiante (G)	3.54
% Energía fotovoltaica (E%)	100%

De este modo el número de paneles fotovoltaicos necesarios para proporcionar la potencia requerida viene dado por la siguiente fórmula (5.4). El número de módulos consiste en dividir la cantidad de potencia que se necesita entre la energía que proporciona cada módulo fotovoltaico. El parámetro de la irradiante (G) es un valor estadístico tabulado que modula la intensidad de radiación solar en la zona de interés. Al tratarse de una zona muy soleada, tanto en invierno como en verano, nos encontramos con un valor elevado, de lo contrario, el valor sería la unidad (esta información la facilita el fabricante ATERSA al realizar un pedido de paneles fotovoltaicos).

$$N^{\circ} \text{módulos} = \frac{E\% \cdot E \cdot (1 + e1)}{G \cdot CM \cdot VM} = \frac{1 \times 17750 \times (1 + 0.15)}{3.54 \times 4.75 \times 24} = 52.66 \quad (5.4)$$

La capacidad de batería necesaria para dar 3 días de autonomía viene dada por la fórmula 5.5. Consiste en relacionar el consumo que queremos cubrir en caso de radiación solar no aprovechable con la descarga de la batería.

$$\text{Capacidad} = \frac{E \cdot A}{DOD \cdot VS} = \frac{17750 \times 3}{0.6 \times 48} = 1849 \text{ Ah} \quad (5.5)$$

La capacidad comercial estándar más cercana es la de 600Ah, dado que la tensión de batería es de 12V DC. Para alcanzar la tensión del sistema es necesario instalar 4 baterías en serie. En la actualidad se recomienda el uso de baterías de electrolito helado, en lugar de baterías estándar de electrolito líquido. La principal ventaja es que estas no requieren mantenimiento, puesto que no hay evaporación.

Realizando calculos similares, en la Tabla 5.14 se indican el número de módulos y el número de baterías

**Tabla 5.14 Número de módulos de celdas fotovoltaicas y número de baterías**

NODO	Total de W.h/día	N° de módulos fotovoltaicos por elemento de red	N° de baterías por elemento de red	N° de elementos de red
Red Troncal con WiMAX PaP	12,600	38	3	3
Red Troncal con WiMAX PmP	17,750	53	4	2
Red Troncal sin WiMAX	12,000	36	2	3
Estación Base de la red acceso	5,750	18	1	3

### 5.9.3 Equipamiento para la energía solar

El sistema de alimentación estará formado por los siguientes elementos:

- 382 módulos fotovoltaicos de silicio monocristalino, marca ATERSA modelo A-160, de 160Wp a 24V, con una inclinación de 60°. (114 para troncal PaP, 106 para PmP, 108 para red troncal, 54 para estaciones base)
- 10 regulador de carga con tecnología digital y corrección automática de niveles de carga, marca ATERSA modelo LEO3 75/75A a 48V.

- 26 baterías estacionarias, compuestas por 6 módulos de 2V, marca TUDOR modelo OPZV 600, de 600Ah en 100 horas de descarga. Incluye bancada y accesorios de montaje. (6 para PaP, 8 para PmP, 6 para troncal y 2 para estacion base)
- 10 cargador de baterías, 220V AC / 48V DC, modelo K2000/4860M de 60A.

### 5.10 Costos del proyecto

Los costos que se consideran son los siguientes: Costos del hardware del sistema de comunicación WiMAX para la zona rural de Huarochirí, costos del equipamiento electromecánico y obras civiles, costo de la dirección técnica, costo de la mano de obra calificada y costos de transporte. Los costos, donde corresponde, incluyen el impuesto general a las ventas (I.G.V.)

No se consideran costos de software para radio enlace, porque este tipo de software es de libre disponibilidad en Internet.

#### 5.10.1 Costos del hardware del sistema de comunicación WiMAX

**Tabla 5.15 Costos del hardware del sistema de comunicación WiMAX**

Item	Especificaciones	Unid.	Cant.	Precio Unit. (US\$)	Sub-Total (US\$)
<b>01.00</b>	<b>Radioenlaces</b>				
	<b>Terminales Radioenlaces</b>				
01.01	Terminal PDH/SDH ALPLUS 2 1+1 (Ethernet – 3x 10/100 BaseT, STM-1, STM-4, STM-16)	U	12	20,000	240,000
	<b>Material IDU - ODU</b>				
01.02	Latiguillo TNC-N hembra, 2m / terminal	U	24	80	1,920
01.03	Kit de conectores N macho	U	24	120	2,880
<b>02.00</b>	<b>Antenas y anclajes</b>				
02.01	Antena 13 GHz HP polarización simple de 120 mm	U	12	2,500	30,000

02.02	Radomo aerodinámico para antena de de 120 mm	U	12	850	10,200
02.03	Latiguillo guía de onda 13 GHz de 1 m	U	12	700	8,400
02.04	Kit de montaje para ODU 1+1 y antena	U	12	300	3,600
<b>03.00</b>	<b>WiMAX PUNTO A PUNTO</b>				
	<b>Terminal Base para PaP</b>				
03.01	ALVARION BU-B28 Base Unit, 28 Mbps	U	3	2,500	7,500
	<b>Terminal Remoto</b>				
03.02	ALVARION RB-B28 Remote Bridge, 28 Mbps	U	3	2,500	7,500
	<b>Terminal Base para PmP</b>				
03.03	ALVARION ACCSSES UNIT (AU) AU-D-BS	U	5	4,000	20,000
<b>04.00</b>	<b>SISTEMA DE ENERGÍA SALTO INTERMEDIO</b>				
04.01	Módulo fotovoltaico 160 Wp a 24 V	U	382	1,000	382,000
04.02	Regulador de carga a 48 V, 75 A	U	10	3,000	30,000
04.03	Batería estacionaria de hielo 12 V 600 Ah	U	26	3,500	91,000
04.04	Cargador de baterías 220 V / 48 V , 60 A	U	10	2800	28,000
04.05	Herraje sujeción módulos fotovoltaicos a torre	U	10	800	8,000
<b>TOTAL DE COSTO DEL HARDWARE</b>				<b>US \$</b>	<b>845,800</b>

### 5.10.2 Costos del equipamiento electromecánico y obras civiles

**Tabla 5-16. Costos del equipamiento electromecánico y obras civiles**

Item	Descripción	Cant.	Precio Unit.	Sub-Total
------	-------------	-------	--------------	-----------

			(US\$)	(US\$)
<b>01.00</b>	Torres metálicas para la red troncal, de 12 m de altura.	7U	1000	7,000.00
<b>02.00</b>	Torres metálicas para la red de acceso, de 20 m de altura.	3U	1800	5,400.00
<b>03.00</b>	Caseta para equipo de radio de las redes troncal y de acceso (de 4mx3mx3m) a razón de 100 dólares por metro cuadrado construido.	10U	1200	12,000.00
	<b>TOTAL DE COSTO DE EQUIP E.M. Y O.C.</b>		<b>US \$</b>	<b>24,400.00</b>

### 5.10.3 Costos de la dirección técnica y de la mano de obra calificada

Se está considerando que la dirección técnica para la ejecución del proyecto estará a cargo de un ingeniero electrónico especialista en instalaciones de sistemas de radio enlaces y sistemas de comunicaciones inalámbricos.

Además, se está considerando que la mano de obra calificada estará a cargo de tres técnicos con experiencia en instalaciones de torres de radio enlace e instalación de equipas para energía solar. Adicionalmente, se está considerando un maestro albañil para la contracción de las casetas para alojar los equipos de radio. Los honorarios previstos para la dirección técnica ascienden al 10% de los costos netos del Hardware y equipamiento electromecánico y de obras civiles. Por otro lado, los honorarios previstos para la mano de obra calificada ascienden al 15% de los costos anteriores:

- Dirección Técnica **US\$ 87,020**
  - Mano de Obra calificada **130,530**
- TOTAL DIREC. TÉCNICA Y MANO DE OBRA CALIFICADA US\$ 217,550.00**

#### 5.10.4 Costos totales

Para el cálculo de los costos totales, Tabla 5.17, adicionalmente a los costos anteriores, se está considerando los costos de pruebas, expediente de replanteo y los costos de movilidad y transporte en un monto igual al 5% de la suma de los costos de costos del hardware del sistema de comunicación WiMAX hardware y costos del equipamiento electromecánico y obras civiles.

**Tabla 5.17 Resumen de costos**

<b>Item</b>	<b>Descripción</b>	<b>Sub-Total (US\$)</b>
01.00	Costos del Hardware del Proyecto	845,800.00
02.00	Costos del equipamiento E.M. y Obras Civiles	24,400.00
03.00	Dirección Técnica y Mano de Obra Calificada	217,550.00
	<b>TOTAL NETO</b> (US\$)	<b>1'087,750.00</b>
	I.G.V.	206,672.50
	<b>TOTAL GENERAL</b> (US\$)	<b>1'294,422.50</b>

#### 5.11 Cronograma de tiempos para la ejecución del proyecto

<b>ACTIVIDADES</b>	<b>TIEMPO EN MESES</b>						
	1	2	3	4	5	6	7
Diseño del Sistema							
Adquisición de Equipos							
Instalación							
Pruebas							
Capacitación							

#### Notas:

1. La adquisición de los equipos incluye el proceso de selección, firma de contratos, importación, internamiento y nacionalización de los equipos, asimismo su entrega en el sitio de instalación, al ser varios los proveedores, los tiempos de arribo a la obra serán distintos, pero dentro del plazo.
2. Las pruebas incluyen el comisionamiento de los equipos.

## CONCLUSIONES

Después del desarrollo del presente trabajo de tesis de competencia profesional, se tiene las siguientes conclusiones:

1. El objetivo principal fue diseñar un sistema de comunicaciones que permitirá ampliar el servicio de triple play empleando herramientas de bajo costo y de libre disponibilidad, para su aplicación a las zonas rurales, y en el caso de la presente tesis en la zona de Huarochirí, con la finalidad de permitir el acceso a la información; hecho que permitirá el desarrollo personal y comunitario de compatriotas que no gozan de accesos a las tecnologías de la información.
2. No ha sido necesario recurrir al uso de la cartografía impresa, que proporciona por el Instituto Geográfico Nacional, a un costo monetario determinado, sino se ha hecho uso de la cartografía digital disponible en servidores accesibles mediante la Internet, sin costo alguno.
3. Se han facilitado los cálculos para el radio enlace con el uso del software Radiomobile, gratuito y disponible en Internet, evitando los laboriosos cálculos que requerían de ecuaciones, nomogramas y ábacos, permitiendo una determinación inicial de los emplazamientos de la red de comunicaciones en forma sencilla, lógicamente que para una aplicación netamente comercial es necesario el empleo de software profesional tipo el softwright como ejemplo así como de mapas digitalizados de buena resolución.
4. Se ha hecho una estimación realista del ancho de banda de la red de comunicaciones, así como su velocidad de transferencia para brindar el servicio de triple play.
5. Se ha especificado el equipamiento comercialmente disponible para la implementación de la red diseñada que usan la tecnología SDH y WiMAX.
6. La zona geográfica rural donde se ha emplazado los puntos de la red es muy accidentada, por lo que dicho emplazamiento o despliegue será dificultoso.
7. De acuerdo a la estimación de costos realizada, se debería disponer de una cuantiosa inversión, por lo que es imperiosa la participación del estado peruano

para hacer realidad el proyecto “Sistema WiMAX para una zona rural”, particularizado en la provincia de Huarochirí, del departamento de Lima.

8. Es conveniente la realización de campañas de medición de las características de los medios de propagación en las zonas urbanas y rurales para tener mayor precisión en los cálculos de la capacidad de los sistemas de comunicación inalámbrica.
9. Es muy necesario y conveniente que el estado peruano propicie la creación de una base de datos de la cartografía digital de todo el territorio nacional, con una razonable precisión y a costos razonables; lo que facilitará realizar los cálculos de radio enlaces, ya que a la fecha sólo existe alguna cartografía digital, limitada a Lima metropolitana y de elevado costo; los mapas obtenidos de Internet de manera gratuita, generalmente tienen poca resolución.
10. Los equipos o terminales de abonados (CPEs) cada año bajan de precio por lo que su costo puede fácilmente ser prorrateado en uno o dos años dentro del costo del servicio mensual.



## BIBLIOGRAFIA

1. Comunicaciones y redes de computadores 7Ed, William Stallings, Prentice Hall, 2004.
2. Wireless Communications Principle and Practice 2Ed, Theodore S. Rappaport, Prentice Hall, 2002.
3. Essential of radio wave propagation 2Ed, Christopher Haslett, Cambridge University Press, 2008.
4. Introduction to RF Propagation, John S. Seybold, John Wiley & Sons, 2005.
5. Digital communications-Fundamentals and Applications 2Ed, Bernard Sklar, Prentice Hall, 2001.
6. Digital Communications, Ian Glover, Peter Grant, Prentice Hall 3Ed, 2000.
7. Diseño de una herramienta de planificación de sistemas WiMAX, Pablo Gonzales García, Julio 2006, Universidad Politécnica de Catalunya, trabajo de fin de carrera en Telecomunicaciones.
8. Desarrollo e Implementación de una Interfaz sobre Esquemas de Modulación y Demodulación OFDM, José Andrés Uribe Parada, Valdivia 2007, Facultad de Ciencias de la Ingeniería, Universidad Austral de Chile, trabajo final de carrera.
9. Ampliación y sobredimensionado de red para soportar servicios de banda ancha, Marc de Gràcia i Ferré, Enero de 2007, Universidad Politécnica de Catalunya, Trabajo final de carrera.
10. Metodologías, criterios y herramientas para la planificación de redes inalámbricas, Marco Antonio Muñoz Valdebenito, Mayo de 2007, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Chile.
11. Worldwide Interoperability for Microwave Access (WiMAX): Evolución, principios de funcionamiento y su aplicación práctica, Capisto Carlos Mariano, Enero 2008, Facultad de Ingeniería y Ciencias Exactas, Universidad Argentina de la Empresa.
12. Estudio de radiopropagación VHF extendido y ubicación de antena para comunicación tierra-aire, José Luis Torres Jiménez, Medellín 2006, Universidad Pontificia Bolivariana, Facultad de Ingeniería Electrónica.

13. WiMAX: IEEE 802.16, Lopez Vizcaino, June 2008, Telecommunications Engineering, TAMPERE POLYTECHNIC.
14. Planning and Modelling of WLAN/WiMAX Networks, Annett Ihlefeld, February 2006, Fakultät Informatik, Technische Universität Dresden.
15. Áreas rurales cuentan con nuevas opciones tecnológicas, Boletín Técnico de OSIPTEL
16. Mobile WiMAX – Part I: A Technical Overview and Performance Evaluation, WiMAX Forum, August 2006
17. Mobile WiMAX – Part II: A Comparative analysis, WiMAX Forum, May 2006
18. Fixed, nomadic, portable and mobile applications for 802.16-2004 and 802.16e WiMAX networks; WiMAX Forum, November 2005
19. Outdoor propagation prediction for WiMAX (802.16a) Signals, Shivakumar Thayanithy, May 2007, Project Report of degree Master of Engineering, Faculty of Electrical Engineering, Universiti Teknologi Malaysia.
20. Tutorial de Radio Mobile, Grupo de Radiocomunicación Departamento SSR, ETSIT- UPM, Febrero de 2007.
21. Radiomobile: Ayudas para la configuración y uso, Daniel Magnoli, Radioaficionado Argentino, Setiembre de 2006.
22. Manual para Radiomobile para Windows, Salvador García Castellón, El Salvador, Diciembre de 2007.
23. Diseño e implementación de radioenlaces y estaciones repetidoras Wi-Fi para conectividad de escuelas rurales en zona sur de Chile, Hugo Durney W., César Castro, SENACITEL 2006, Colombia
24. Simulación de radioenlaces utilizando Radiomobile, Laboratorio de Transmisores y Antenas UTEM Chile
25. An introduction to Radiomobile, Ian D. Brown, RadCom October 2006.
26. <http://www.cplus.org/rmw/english1.html>, página oficial del software Radiomobile.
27. <http://www.docstoc.com/docs/2148514/Tutorial-de-Radio-Mobile>.
28. <http://www.scribd.com/doc/12867873/mobile-WiMAX-link-budget>, Coverage of mobile WiMAX, Mobile WiMAX Group.