



UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERIA
FACULTAD DE ELECTROTECNIA Y COMPUTACION
Carrera de Ingeniería Electrónica

TRABAJO MONOGRAFICO

**Simulación de la Interfaz de Radio Wimax con la Utilización de Modelos de
Canales SUI**

Autores: Esaú Manuel Bautista Hidalgo Carnet: 2008-15441

Danilo de Jesús Guzmán Hernández Carnet: 2003-19284

Tutor: MSc. Cedrick Dalla-Torre Parrales

*Managua, Nicaragua
Diciembre del 2012*

AGRADECIMIENTO

Quiero agradecer, por el logro de este proyecto, el cual no solo se extiende a la entrega de esta tesis, sino que a la coronación de la carrera de ingeniería electrónica, a Dios, el cual me ha dotado con la inteligencia y constancia para poder expresar mis ideas y crear nuevas técnicas y tecnologías, aplicando los conocimientos adquiridos.

A mis maestros que me dieron el conocimiento necesario, el cual me ayudo a ver el mundo de otra forma (científicamente e investigativa)

A mi padre que desde pequeño me incentivo hacia la creatividad, base fundamental para desarrollar el ingenio que nos convierte en verdaderos Ingenieros.

DEDICATORIA

Este logro se lo dedico especialmente a mi Padre, Publio Marcelo Bautista Días, quien aunque no pudo presenciar el momento en el que corone mi carrera, siempre tuvo la fe en que lo haría sin ningún problema

Tambien quiero dedicar esta tesis a mi hija, Alice Anielka Bautista Espinoza, siendo mi motivación para seguir adelante y hacer de este mundo un lugar mejor y duradero.

RESUMEN

La presente investigación propone el estudio sobre las características y especificaciones funcionales y posibilidades de implementación como modelos de simulación, de diversos modelos de canales inalámbricos utilizados en el diseño e implantación de sistemas o redes de comunicaciones tipo WiMAX (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*) y UWB (*Ultra Wide Band*).

La primera fase de este proyecto consistió en la clasificación de los modelos de canal inalámbricos y la identificación de aquellos que aplican a las condiciones de trabajo de los sistemas definidos por los estándares WiMAX-UWB. La segunda fase se corresponde con el análisis comparativo de estos modelos, sus posibilidades y requerimientos para una efectiva implementación, y los procedimientos para el análisis de resultados. Lo antes expuesto, permite optimizar algunos procesos relacionados con el diseño de estas redes debido a que facilita el obtener, a priori, conclusiones importantes para el desarrollo de un proyecto de esta naturaleza.

Finalmente se presentan las conclusiones de la investigación y sugerencias para dar continuidad al trabajo considerando otras alternativas y tendencias.

ÍNDICE

	Pág.
INTRODUCCION	I
OBJETIVOS	III
JUSTIFICACION	IV
CAPITULO 1:SEÑALES UWB Y WIMAX	1
1.1 Señales UWB	2
1.1.1 Aplicación y capacidades del sistema	8
1.1.2 Ecuación de Transmisión	10
1.1.3 Función de Transferencia	15
1.2 Señales WiMAX	16
1.2.1 Esquemas de Modulación	17
1.2.2 Capa Física (PHY)	18
1.2.3 Capa Control de Acceso al Medio (MAC)	19
1.2.4 Corrección de Errores	19
1.2.5 Control de Potencia	20
1.2.6 Bandas de Frecuencias	20
CAPITULO 2:ESPECIFICACIONES UWB-WiMAX	22
2.1 Standard UWB IEEE 802.15	22
2.2 Estándares de WiMAX IEEE 802.16	31
CAPITULO 3:ESTIMACION DE PARAMETROS	35
3.1 Modelos de Canal y Técnicas de Medida en UWB	35
3.2Parámetros Básicos en UWB	47
3.3 Modelos y Parámetros de Canal en WiMAX	54
CONCLUSIONES	65
BIBLIOGRAFÍA	66
ANEXOS	
ANEXO 1: FAMILIA DE STANDARS IEEE802	

INTRODUCCION

La presente investigación propone el estudio sobre las características y especificaciones funcionales y posibilidades de implementación como modelos de simulación de diversos modelos de canales inalámbricos utilizados en el diseño e implantación de sistemas o redes de comunicaciones tipo WiMAX (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*) y UWB (*Ultra Wide Band*).

La primera fase de este proyecto consiste en la clasificación de los modelos de canal inalámbricos y la identificación de aquellos que aplican a las condiciones de trabajo de los sistemas definidos por los estándares WiMAX-UWB. La segunda fase corresponde al análisis comparativo de estos modelos, a sus posibilidades y requerimientos para una efectiva implementación, y los procedimientos para el análisis de resultados obtenidos desde el software de evaluación. Lo antes expuesto, permite optimizar algunos procesos relacionados con el diseño de estas redes debido a que facilita el obtener, a priori, conclusiones importantes y con ello realimentación a otras actividades en el desarrollo de la ejecución de un proyecto de esta naturaleza.

Las actividades de planeación, diseño, despliegue y mantenimiento de redes inalámbricas implican el uso de una serie de herramientas computacionales que han sido creadas con el objetivo de predecir el comportamiento de estas redes para tomar decisiones basadas en los resultados obtenidos de dicha aplicación. Uno de los aspectos más complejos relacionados con los sistemas inalámbricos es la manera como se modela el medio de propagación de las señales, el canal de radio y el ambiente en el cual se encuentra inmerso un sistema particular.

Actualmente existe gran variedad de modelos que han sido desarrollados para dar soluciones particulares a los problemas que surgen en cada caso y ambiente de aplicación específico; y aunque en general las soluciones planteadas han ofrecido hasta el momento buenos resultados, existe una notable dificultad relacionada con la elección del modelo óptimo para la situación en estudio, lo que le resta considerable flexibilidad a los procesos mencionados anteriormente.

Debido a la importancia misma de las tecnologías involucradas, es necesario desarrollar herramientas que mejoren significativamente los procesos de análisis, diseño e implementación de redes inalámbricas de telecomunicaciones, a la vez que permitan optimizar los procesos de aprendizaje y las actividades de entrenamiento de estudiantes, personal técnico y científico en las empresas, universidades y centros de investigación.

Por ello, nuestro esfuerzo se concentra en la definición del estado del arte en modelamiento de canales de radio, y en la clasificación de los modelos más representativos. Partiendo de esta clasificación general, se ha dirigido la atención a la particularización de los modelos aplicables a las tecnologías WiMAX-UWB, y así conformar un modelo general de capas inferiores para estos sistemas. Se inicia realizando una revisión de los modelos de canal existentes que aplican a esta tecnología, extrayendo un subconjunto de ellos de acuerdo a criterios como el grado de aproximación, la correspondencia con los casos particulares a analizar, el nivel de complejidad para su implementación, entre otros, considerando las topografías a las cuales puedan ser aplicables.

Finalmente se concluirá y se presentarán propuestas para dar continuidad al trabajo considerando otras alternativas y tendencias.

OBJETIVOS

Objetivo General

Desarrollar un estudio acerca de los diferentes modelos de canal móvil utilizados en el análisis de radiopropagación móvil de redes y sistemas tipo WiMAX-UWB independientemente del servicio de datos que soporte la red y del tipo de escenario que se desee modelar.

Objetivos Específicos

- Realizar un estudio de los canales WiMAX y UWB, sus características y requerimientos funcionales, así como las diferentes maneras en que se pueden realizar mediciones de este canal necesarias para un posterior análisis de datos y modelado de canal.
- Describir la metodología de implementación de un modelo de canales móviles en una red-sistema WiMAX-UWB a partir de sus requerimientos funcionales.
- Describir desde el punto de vista de fabricante, usuario y operador el impacto que tienen dentro de la red-sistema ante la presencia de diferentes objetos reales presentes en el entorno de estudio la modelación del radiocanal móvil.

JUSTIFICACION

Existes la necesidad en la carrera de electrónica disponer de documentación actualizada, pertinente y de buen nivel académico respecto a la elección y requerimientos para la utilización de modelos de canales móviles utilizados en el diseño y predicción de radiopropagación móvil, específicamente en sistemas WiMAX-UWB.

Estas técnicas son indispensables conocerlas y poder desarrollarlas, por cuanto contribuyen en modo significativo a garantizar de manera óptima un uso eficiente del espectro de frecuencias con que un operador brinda servicio en una determinada área de cobertura, evitando perdidas por desvanecimiento o los efectos nocivos de las múltiples trayectorias, mejorar la calidad de transmisión desde el punto de vista de potencia de los transmisores inclusive la cantidad de puntos de radiación requeridos lo que, sin lugar a dudas, impactara sensiblemente en el desempeño del sistema en materia de tráfico, congestión, reutilización de frecuencias, traspaso, crecimiento de usuarios, etc.

Por ello, el manual que se derivará como culminación de este trabajo de monografía, será una excelente referencia en esta materia para todos los interesados en el tema y muy especialmente los estudiantes de los años terminales de la carrera de electrónica y de telecomunicaciones de nuestra universidad, esto por tratarse de una temática muy poco tratada en aulas de clase y de mucha necesidad para los interesados en incursionar dentro del ámbito de la ingeniería de diseño y tráfico en redes móviles de comunicaciones.

CAPÍTULO 1

SEÑALES UWB Y WIMAX

Introducción

Ultra-WideBand (UWB) está emergiendo como posible solución para las comunicaciones inalámbricas de corto alcance y alta conectividad debido a su bajo costo y a sus sistemas de baja complejidad. Además permite obtener altas tasas de transmisión de datos en aplicaciones para varios usuarios.

La tecnología se reguló en febrero de 2004, cuando la comisión federal de los Estados Unidos (FCC) le otorgó un espectro de frecuencia comercial. Desde ese momento diversos grupos de investigación tanto académicos como de la industria (UWB task group, UWB forum, Hewlett Packard, Intel, Microsoft, Phillips, Texas Instruments, entre otros), produjeron importantes y definitivas innovaciones en su desarrollo.

Paralelamente se realizan conferencias mundiales sobre el tema, como la conferencia de París (IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies for UWB communications) en junio de 2004, y la que próximamente se realizará en Suiza (IEEE International Conference on Ultra-Wideband) **en septiembre de 2005**.

Para diseñar un sistema completo UWB con transmisor, receptor, estimación y esquemas de acceso múltiple, es necesario conocer el canal en el que se transmite esta señal. El gran ancho de banda implica además, una alta resolución en el tiempo, por lo cual las características de las múltiples reflexiones de la señal, que conforman la respuesta impulso del canal, necesitan ser estimadas con precisión.

WiMAX es el acrónimo de la tecnología denominada **Interoperabilidad** Mundial para Acceso de Microondas (por sus siglas en inglés *Worldwide Interoperability for Microwave Access*). Su creación se basa en la necesidad de tener acceso de banda ancha de última milla, principalmente en zonas rurales o zonas geográficamente inaccesibles con sistemas cableados.

WiMAX es un sistema basado en el estándar IEEE 802.16 que permite la conexión inalámbrica de banda ancha teniendo una amplia área de cobertura. Existen dos variantes prácticas de este estándar; la IEEE 802.16d (sistemas fijos) y la IEEE 802.16e (Sistemas Móviles).

WiMAX es un concepto parecido a WiFi, entre las diferencias principales están que por medio de WiMAX obtenemos mayor cobertura y mayor ancho de banda. WiFi está diseñado para ambientes inalámbricos internos, siendo una alternativa para el cableado estructurado y con capacidad sin línea de vista (NLOS) pero con pocos metros de alcance. Con WiFi teóricamente se transmiten de 11 a 54 Mbps a distancias de 350 metros. WiMAX está diseñado para dar soluciones de última milla en redes metropolitanas (MAN), puede entregar todos los niveles de servicio necesarios para un Carrier dependiendo del contrato con el suscriptor, distintos servicios de paquetes como IP y Voz sobre IP (VoIP), así como servicios conmutados (TDM), E1s/T1s, voz tradicional, interconexiones ATM y Frame Relay.

1.1 Señales UWB

Cuando hablamos de UWB hacemos referencia a una tecnología de transmisión vía radio basada en la transmisión de pulsos con unos tiempos de subida y bajada extremadamente cortos (entre algunas decenas de picosegundos y pocos nanosegundos), con una energía relativamente baja. A diferencia de las primeras transmisiones inalámbricas en las que la comunicación se realizaba mediante una señal a una frecuencia concreta (portadora) donde se incorporaba una información (moduladora) y donde el ancho de banda era bastante reducido, la transmisión por pulsos se traduce en el dominio de la frecuencia en un espectro de gran ancho de banda. En la Fig. 1.2, podemos observar las diferencias tanto en el dominio temporal como en el frecuencial entre la modulación con portadora (a la izquierda) y la transmisión de pulsos (a la derecha), donde T es el periodo de la envolvente de la modulación con portadora y la anchura del pulso respectivamente.

Desde las primeras investigaciones aplicadas sobre el tema, han pasado por varias denominaciones, como: “carrier-free modulation”, “baseband modulation” o “impulse radio”, siendo el de “Ultra Wide Band” el último apelativo que se le ha asociado.

Recientemente, a partir del año 2002, al ser publicadas por el FCC (Federal Communications Commission) de EE.UU. unas nuevas reglas bajo las cuales los sistemas UWB podían ser usados para aplicaciones de comunicaciones de datos personales, estos sistemas despertaron un gran interés por parte de muchos colectivos, gracias sobre todo, a las altas capacidades que pueden obtenerse en la transmisión de datos de manera inalámbrica con dispositivos de bajo coste. Estos beneficios son factibles gracias al uso de un gran ancho de banda y una densidad espectral de potencia extremadamente baja, lo que nos permite compartir el espectro con otros sistemas, ya sean de banda ancha o de banda estrecha, Fig. 1.1.

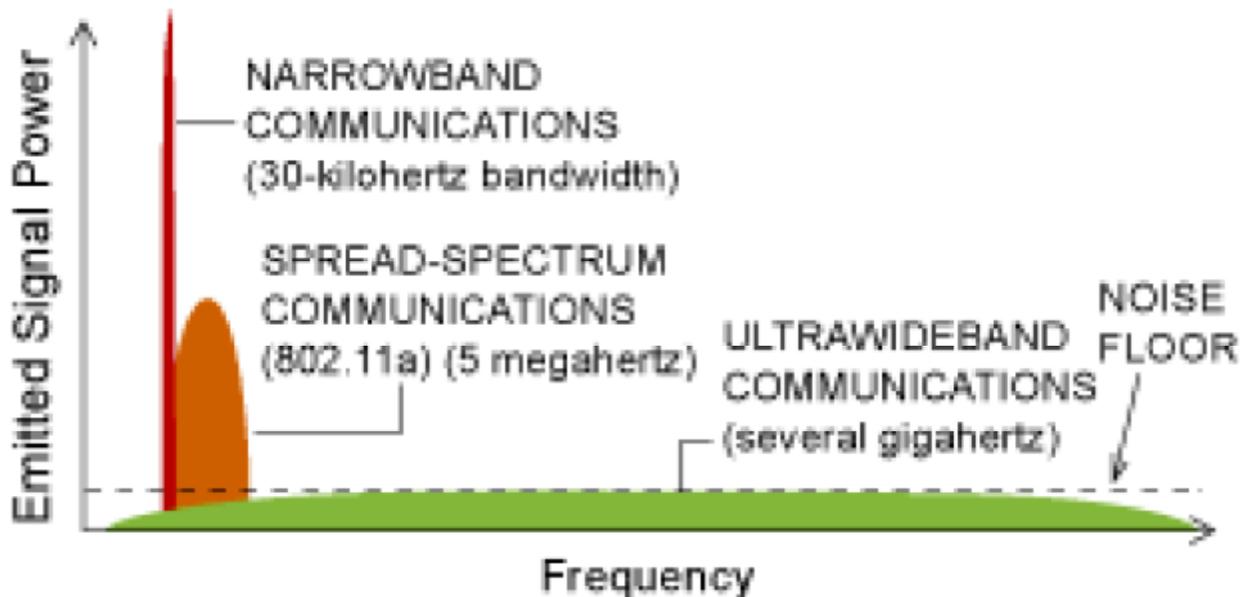


Fig. 1.1: Espectros comunicaciones

Cuando hablamos de UWB hacemos referencia a una tecnología de transmisión vía radio basada en la transmisión de pulsos con unos tiempos de subida y bajada extremadamente cortos (entre algunas decenas de picosegundos y pocos nanosegundos), con una energía relativamente baja. A diferencia de las primeras transmisiones inalámbricas en las que la comunicación se realizaba mediante una señal a una frecuencia concreta (portadora) donde se incorporaba una información (moduladora) y donde el ancho de banda era bastante reducido, la transmisión por pulsos se traduce en el dominio de la frecuencia en un espectro de gran ancho de banda.

Podemos observar las diferencias tanto en el dominio temporal como en el frecuencial entre la modulación con portadora (a la izquierda) y la transmisión de pulsos (a la derecha), donde T es el periodo de la envolvente de la modulación con portadora y la anchura del pulso respectivamente.

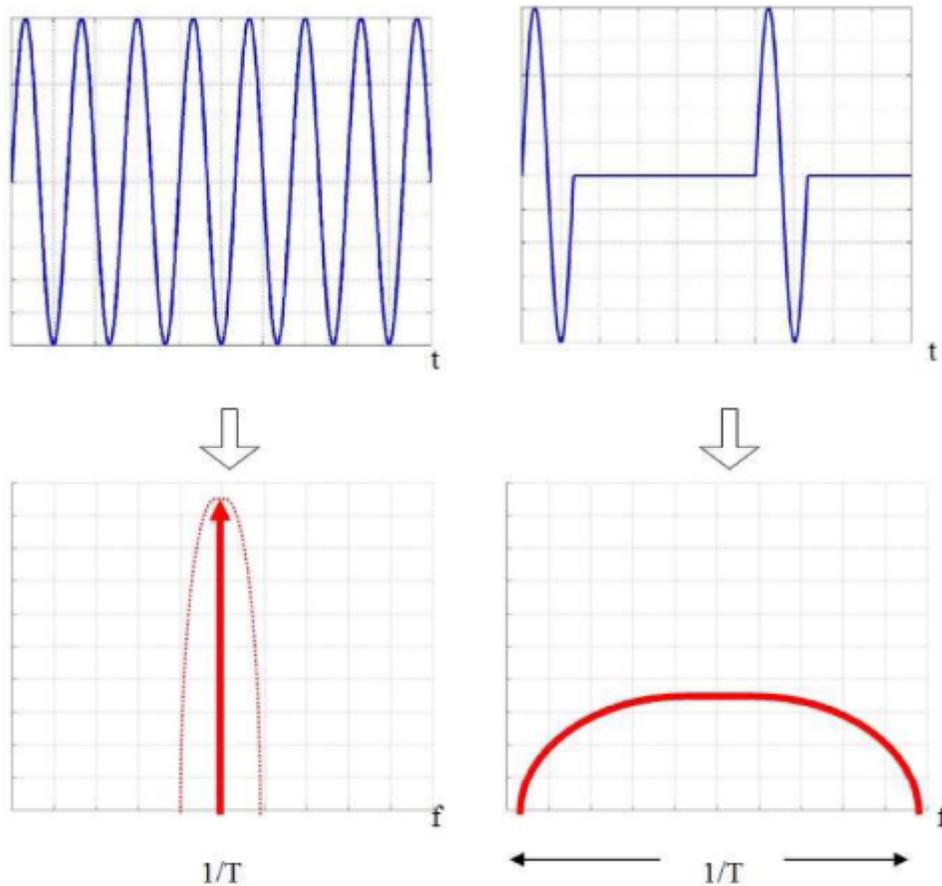


Fig. 1.2: Modulación con portadora y transmisión de pulsos

En el año 2002, la Comisión Federal de Comunicaciones de EE.UU. propuso la definición de sistemas UWB como aquellos cuyo ancho de banda relativo fuera mayores a 0.25 o que presentará, como mínimo, un ancho de banda de 1.5GHz. Con las fórmulas propuestas por la comisión:

$$BW = f_H - f_L \quad 500 \text{ MHz}$$

$$f_C = \frac{f_H + f_L}{2}$$

$$B_f = \frac{BW}{f_c} = \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L/2} = 2 \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} \quad 0.25$$

donde BW (*Bandwidth*) es el ancho de banda del sistema, $H f$ es la frecuencia superior, 10 dB por debajo del valor máximo de la densidad espectral de potencia: PSD (*Power Spectral Density*), $L f$ es la frecuencia inferior también 10 dB por debajo de éste valor (ver figura) y $C f$ es la frecuencia central de transmisión, que se define como la media entre la frecuencia superior e inferior a -10 dB.

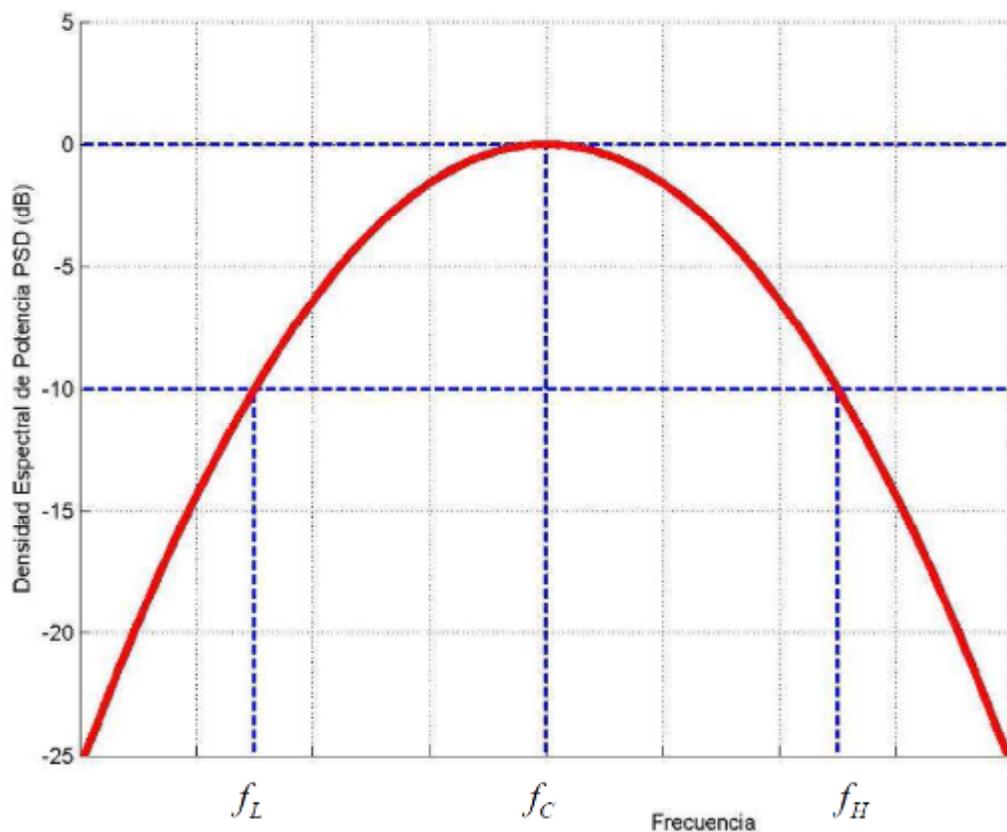


Fig. 1.3: Definiciones frecuenciales FCC

Gracias a este gran ancho de banda, y a las señales de baja potencia, los sistemas UWB presentan características tales como altas capacidades, gran número de usuarios simultáneos (al poder dividir todo el ancho de banda en diferentes subbandas), sistemas resistentes al multicamino y a las interferencias destructivas y buena resolución temporal.

Por otra parte, y también debido al gran ancho de banda que presentan los sistemas UWB, estos han de compartir el espectro frecuencial con muchos otros sistemas, los cuales pueden causar y/o sufrir interferencias. Por esta razón los diferentes organismos que regulan el espacio radioeléctrico han establecido unos límites de emisión para los sistemas UWB, con la intención de que sean compatibles con el resto de comunicaciones ya instauradas, aspecto que tendrán que considerar en gran medida los posibles fabricantes de dispositivos UWB.

En EE.UU. el organismo encargado de la limitación de los sistemas UWB es el FCC, el cuál propuso una máscara espectral que fijaba los límites de emisión para los sistemas UWB de interior o de uso personal. Los valores establecidos podemos observarlos en la Tabla 3 donde se muestran los valores de PIRE (Potencia Isotrópica Radiada Efectiva) o EIRP (*Effective Isotropic Radiated Power*) en dBm/MHz para diferentes intervalos de frecuencia (en MHz):

Tabla 1.1: Máscara frecuencial FCC

960 - 1610	1610 - 1900	1990 - 3100	3100 - 10600	>10600
-75.3	-53.3	-51.3	-41.3	-51.3

A partir de estos datos y la definición de sistemas UWB dada por el FCC, se observa que las frecuencias y ancho de banda de los sistemas UWB destinados a comunicación de datos son los siguientes:

Tabla 1.2: Definiciones UWB FCC

f_L	3.1 GHz
f_H	10.6 GHz
f_C	6.85 GHz
BW	7.5 GHz

La razón que justifica la poca potencia que se permite radiar en la banda comprendida entre los 0.96 GHz y los 1.61GHz se debe a la presión ejercida por distintos grupos de diferentes servicios, tales como la telefonía móvil, sistema de posicionamiento global (GPS) y aplicaciones militares. Por lo tanto, el límite de emisión en la banda de uso de los sistemas UWB destinados a comunicaciones (de 3.1 a 10.6 GHz) se sitúa en -41.3 dBm.

En el ámbito europeo hay 2 grupos que se encargan del estudio y regulación de la tecnología UWB: CEPT SE 24 (*European Conference of Postal and Telecommunications Administrations Spectrum Engineering Committee 24*) y ETSI TG31a (*European Telecommunications Standards Institute*). Las máscaras propuestas por estos organismos (en su borrador del informe, punto 2) podemos verlas en la Tabla 4, con los valores de PIRE en dBm y la frecuencia en GHz.

Tabla 1.3: Máscara frecuencial europea

F<3.1	3.1<f<10.6	f>10.6
$-51.3+87\log(f/3.1)$	-41.3	$-51.3+87\log(10.6/f)$

En la Fig. 1.4 se muestran las máscaras espectrales impuestas por los organismos europeos y americanos para comunicaciones de uso personal. A pesar de que las limitaciones americana y europea discrepan en algunas bandas frecuenciales, en la banda de mayor interés (de 3.1 a 10.6 GHz) ambas coinciden, lo cual es un paso adelante para el futuro uso de dispositivos en ambas localizaciones geográficas.

Por otra parte, diferentes países asiáticos entre los que se encuentran Japón, Corea, China, Singapur y Taiwán muestran especial interés en la tecnología UWB con una participación activa en las actividades del IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) en lo referente a esta tecnología. Un caso particular es Singapur, donde ya podemos encontrar licencias experimentales, si bien con unas máscaras más restrictivas que las especificaciones europeas o americanas (6dB por debajo).

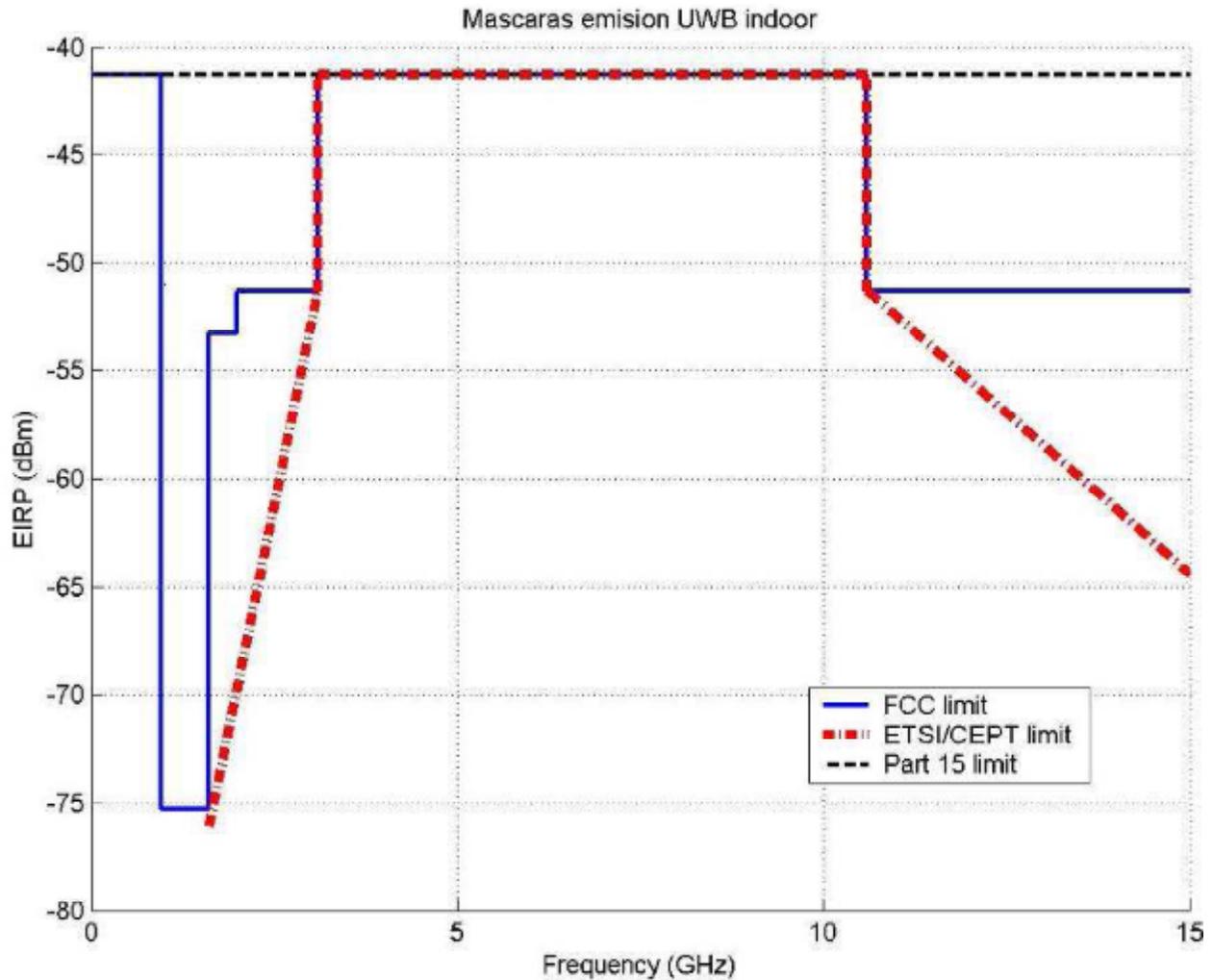


Fig. 1.4: Máscaras emisión UWB indoor

1.1.1 Aplicación y capacidades del sistema

Los campos de aplicación de los sistemas UWB a diferencia de muchos otros sistemas de usos más restringidos, presenta una gran cantidad de campos donde puede ser utilizado.

La tecnología que gira en torno a los sistemas UWB ha cambiado mucho en la historia reciente. En los últimos 20 años, UWB ha sido usado para aplicaciones orientadas al mundo militar, tales como localización y radar (gracias a la gran resolución temporal) y comunicaciones militares (gracias a las altas capacidades) entre otras. Aplicaciones no destinadas al mundo militar también son por ejemplo sistemas GPR (*Ground Penetrating Radar*), aplicaciones de salvamento así como monitorización e imágenes médicas.

A pesar de ello, las aplicaciones actuales de UWB están más encarradas al consumidor. Dentro de estas, nos encontramos sobretodo tres campos de gran importancia, en función del beneficio que se explota de los sistemas UWB, bien resolución temporal o bien ancho de banda. A partir de estas características, se abren tres vías para la comercialización de dispositivos UWB (algunas ya comentadas anteriormente):

- Comunicaciones inalámbricas de alta velocidad como por ejemplo redes PAN (*Personal Area Network*) con la interconexión de diferentes dispositivos de uso personal (dispositivos de video, dispositivos de audio, impresoras,...) o redes WLAN para conexión a *Internet* o a otros ordenadores.
- *Sensor Networks*: donde a partir de diferentes nodos que extraen información pueden obtenerse datos sobre el entorno donde nos encontramos de cara a por ejemplo localización de objetos en una sala (*Positioning* o *Location*) o características físicas sobre un objeto desconocido (*Imaging*).
- Sistemas de localización, donde se explota la gran resolución temporal que presentan los sistemas UWB, lo que permite un posicionamiento y una localización muy precisa.



Fig. 1.5: Aplicaciones UWB

Como ya se ha comentado, una de las principales ventajas que presentan los sistemas UWB destinados a la transmisión de datos (Multimedia en la Fig. 1.5) son las altas capacidades que se obtienen. Una forma sencilla de justificar estas elevadas capacidades, es a partir de la ley de Shannon de 1948, que nos da la capacidad máxima para canales de comunicaciones ideales con presencia de ruido blanco:

$$C = BW \log_2 (1 + SNR) \text{ [bps]}$$

$$SNR = \frac{PG_{TX}G_{RX}}{N_F kTB} \left(\frac{\lambda_C}{4\pi} \right) \frac{1}{R^n}$$

donde C es la capacidad máxima teórica para el canal, BW es el ancho de banda del sistema y SNR la relación Señal-Ruido del mismo (*Signal to Noise Ratio*), definido también en la fórmula superior.

Tal como podemos observar, la capacidad del sistema depende básicamente de la tecnología usada (ancho de banda, potencia emitida y ganancias de las antenas) y de las condiciones de propagación (ruido y distancia entre antenas). Por lo tanto, para aplicaciones de transmisión de datos en sistemas UWB (con gran ancho de banda y distancias relativamente cortas), las capacidades obtenidas serán muy elevadas.

Los estándares fijan las capacidades de los sistemas UWB en función de la distancia entre transmisor y receptor entre los 100 y los 500 Mbps. Estos datos son entre 100 y 500 veces la velocidad de las comunicaciones siguiendo el estándar *Bluetooth*, sobre 50 veces la velocidad del estándar WI-FI (802.11b) y unas 10 el 802.11a para redes del tipo WLAN (*Wireless Local Area Network*). Así pues, se perfila como una muy buena alternativa a los sistemas de transmisión de datos inalámbricos actuales.

1.1.2 Ecuación de Transmisión

Para todo sistema de comunicaciones formado por un transmisor y un receptor, se establece un balance de potencia entre ambos. Le ecuación que rige esta transferencia de potencia es la llamada ecuación de transmisión.

Hay muchos modelos en la literatura que asumen antenas ideales que radian de manera isotrópica (tanto transmisoras como receptoras) y donde la potencia recibida es función de la frecuencia.

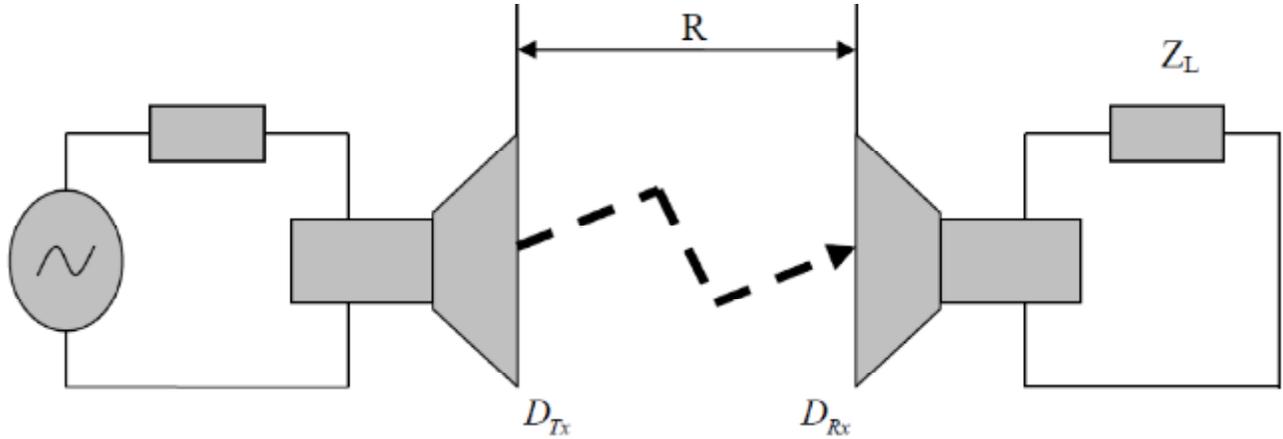


Fig. 1.6: Sistema transmisión espacio libre

Para una situación como la de la FIGURA 2.4, en la que se establece una transmisión entre dos antenas separadas una distancia R , si nos encontramos en condiciones de propagación en el espacio libre la relación entre la potencia recibida y la transmitida por éstas es la que podemos ver en la ecuación de transmisión:

$$P_R = P_T D_{Tx} D_{Rx} \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2$$

donde P_T es la potencia transmitida, P_R la potencia recibida, D_{Tx} y D_{Rx} la ganancia de las antenas transmisoras y receptoras respectivamente, R la distancia entre antenas y λ la longitud de onda.

El área efectiva de la antena A_{Rx} o A_{Tx} se relaciona con la ganancia a partir de la siguiente relación:

$$D = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_{ef}$$

Como puede observarse en las expresiones anteriores, las fórmulas proporcionadas, son válidas cuando se trabaja a una única frecuencia, lo cual nos hace deducir que estas

fórmulas no podrán ser usadas directamente en los canales UWB (como veremos en posteriores apartados) al presentar éste un gran ancho de banda.

Por otra parte, es bien sabido que las antenas están diseñadas para funcionar en una frecuencia o un margen de frecuencias determinado, es decir, presentan un ancho de banda. A causa de esto, su respuesta no será la misma para todas las frecuencias y por lo tanto nos encontraremos con parámetros que se verán afectados con la frecuencia (ver apartado “Conceptos básicos sobre antenas UWB”). Además, el instrumental de medida así como el cableado tampoco presentarán un comportamiento plano en todo el ancho de banda por lo que sus efectos no podrán ser tampoco obviados.

$$P_T \rightarrow P_T(f); G_T \rightarrow G_T(f); A_{ef} \rightarrow A_{ef}(f)$$

Sería deseable que el producto $P_T(f) G_T(f)$ fuera lo más plano posible en el ancho de banda de interés. Por lo tanto, una aproximación de primer orden es considerar una respuesta frecuencial plana para una antena isotrópica.

A partir de este resultado, podemos observar que ya se pone de manifiesto la importancia que tiene el ancho de banda usado sobre la potencia recibida (teniendo en cuenta por otra parte, las consideraciones previas).

A pesar de todo esto, los entornos donde nos encontraremos con los sistemas UWB nada tienen que ver con una propagación en el vacío, ya que se producirá en entornos interiores, donde no habrá un único camino directo entre transmisor y receptor, sino un multicamino muy intenso. La primera aproximación a este tipo de entornos, es la suposición de un rayo directo entre antena transmisora y receptora, acompañado de otro producido por una única reflexión. Lo introducimos en el siguiente apartado, donde ya podrán observarse las diferencias entre entornos con y sin reflexiones.

Propagación con una única reflexión

Una evolución de la propagación en el espacio libre, es considerar una relación de potencias entre antena transmisora y receptora en un sistema de comunicaciones, en una

situación LOS (*Line Of Sight*) en la que además, nos encontramos con una reflexión de la señal emitida, tal y como se muestra en la imagen.

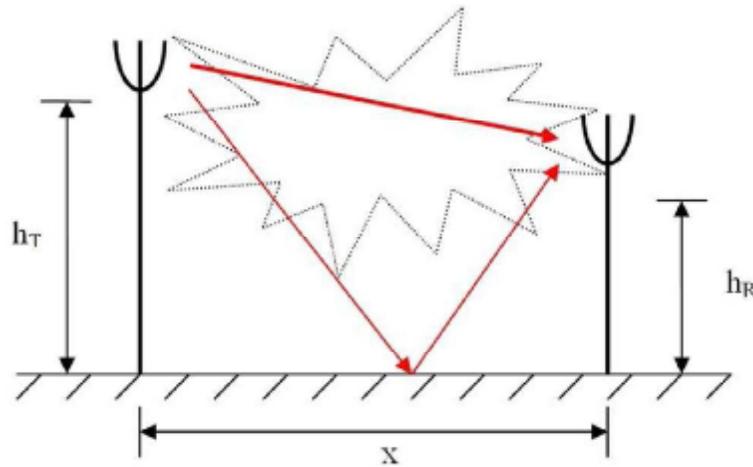


Fig. 1.7: Propagación con una única reflexión

Es fácil llegar a la expresión que nos muestra las pérdidas que se producen en esta circunstancia y con las consideraciones del apartado anterior (para una única frecuencia).

$$L = 10 \log \left[\left(\frac{\lambda}{4\pi x} \right)^2 \left\{ 1 + \gamma^2 + 2\gamma \cos \left(\frac{2\pi \Delta l}{\lambda} + \phi \right) \right\} \right]^{-1}$$

donde x es la distancia entre las dos antenas, λ la longitud de onda de la señal, $\gamma \exp(j\phi)$ el coeficiente de reflexión de la superficie en la que se produce la reflexión, y Δl la diferencia entre los caminos recorridos por el rayo directo y el reflejado. Cuando la distancia entre antenas es mucho mayor que las alturas de éstas ($x \gg h_T, h_R$), puede aplicarse la siguiente relación:

$$\Delta l \cong \frac{2h_T h_R}{x}$$

y también suponer una reflexión perfecta ($\gamma = 1, \phi = \pi$).

En la siguiente imagen, podemos ver las diferencias que existen en las pérdidas por propagación entre el caso de transmisión directa en el vacío o con una única reflexión.

Se ha calculado para las dos frecuencias extremo según las especificaciones del FCC (para alturas de antenas de 1 metro).

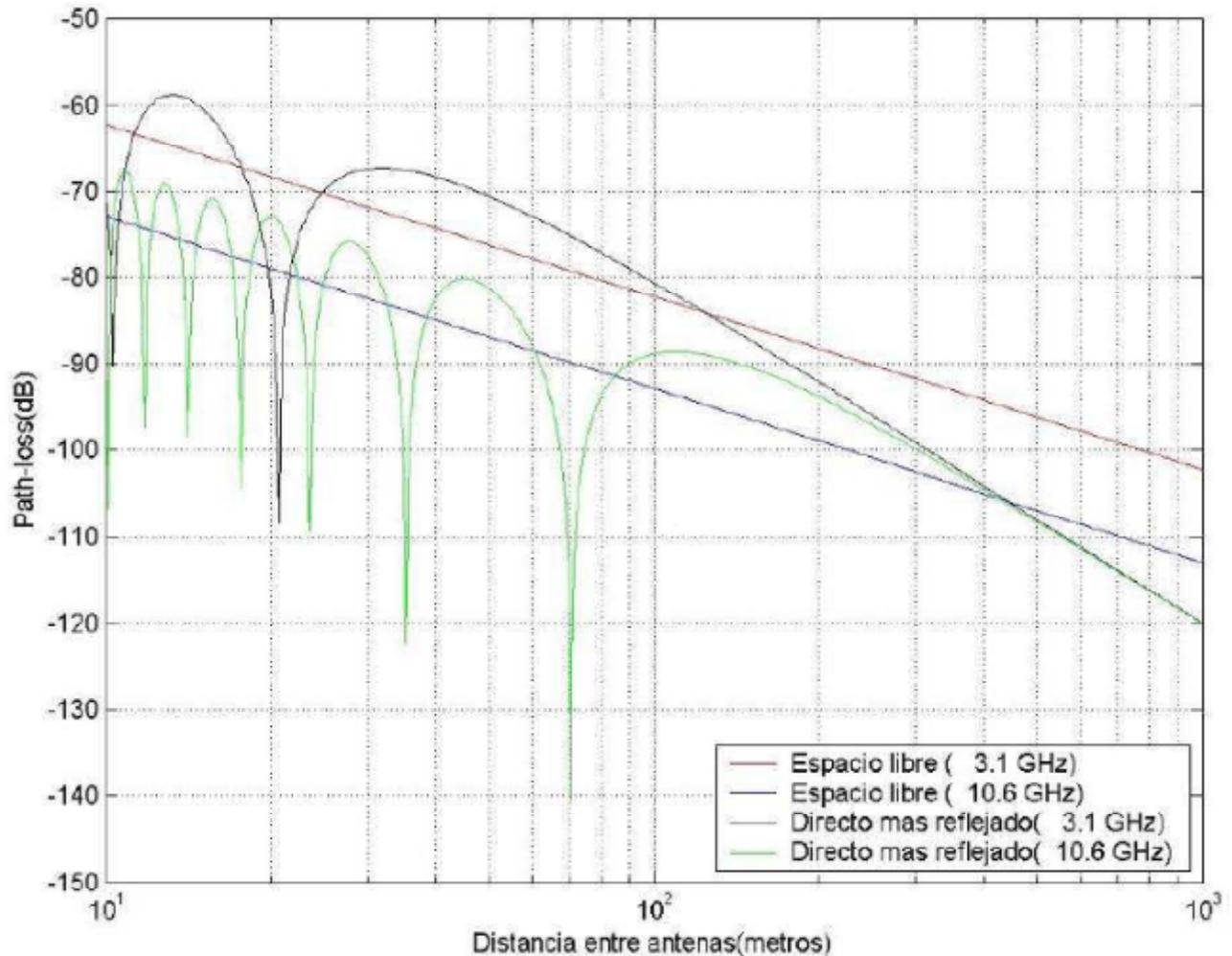


Fig. 1.8: Comparación pérdidas por propagación

Como puede observarse, nos encontramos ya un cambio sustancial en el comportamiento de este parámetro con la presencia de una única reflexión. Es aquí cuando vemos la complejidad que tendrá un entorno real, donde no tendremos una única reflexión, sino multitud de ellas, y donde la gran parte de las aproximaciones y suposiciones, tanto de este modelo como del modelo de propagación en espacio libre no serán válidas.

1.1.3 Función de Transferencia

Como hemos visto hasta ahora, a partir de la ecuación de transmisión y su derivación cuando tenemos dos rayos (uno directo y otro fruto de una reflexión), todos los cálculos son aplicables para una única frecuencia o un ancho de banda muy estrecho entorno a ésta, lo cual implica que las fórmulas mostradas sólo serán válidas para este margen frecuencial. Además, como también ha sido comentado, muchos de los parámetros que influyen en el cálculo presentan un comportamiento variable con la frecuencia, por lo que las suposiciones realizadas para los cálculos tampoco pueden considerarse siempre ciertas, ya que el resultado será función de la frecuencia.

Otra forma de ver el canal de comunicaciones, es en el dominio temporal, donde también nos encontraremos con diferentes factores que influirán en el comportamiento global del sistema. Así pues, en un sistema de comunicaciones, como ya se ha hablado anteriormente, se establece una relación de potencias de la siguiente manera:

$$V_R = V_T * h_T(t) * h_R(t) * h(t) * f(t)$$

donde:

V_R : señal captada por el receptor.

V_T : señal emitida por el transmisor.

$h_T(t)$, $h_R(t)$: funciones de transferencia de las antenas transmisora y receptora respectivamente.

$h(t)$: función de transferencia o respuesta impulsional del canal.

$f(t)$: otros efectos (cables, instrumental,...)

Como ya veíamos en el dominio frecuencial, son muchos los factores que influyen en el resultado final de la transmisión. Finalmente, ha de ser el conjunto de todos ellos los que han de cumplir con las especificaciones y máscaras propuestas por los organismos reguladores para las comunicaciones UWB, por lo que será necesario un estudio por separado de cada uno de ellos.

Por lo tanto, a partir de las dos ecuaciones, tanto en el dominio frecuencial como en el dominio temporal:

$$P_R = P_T D_{Tx} D_{Rx} \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2$$

$$V_R = V_T * h_T(t) * h_R(t) * h(t) * f(t)$$

vemos que hay tres factores principales que serán motivo de estudio para el correcto funcionamiento de los sistemas UWB: las señales transmitidas, las antenas usadas, y el comportamiento del canal.

1.2 Señales WiMAX

WiMAX ofrece enlaces de hasta 50 Km con una capacidad de 72 Mbps como enlace punto a punto con línea de vista (LOS) y ofrece rangos sin línea de vista de hasta 7 Km para una distribución punto multipunto.

Entre las características más importantes del sistema WiMAX están:

- Utiliza la modulación OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), la que permite la transmisión en distintas frecuencias simultáneamente. El espaciamiento de frecuencias es ortogonal con lo que se garantiza que no exista interferencia entre estas.
- Soporta mecanismos de antenas inteligentes, los cuales mejoran la eficiencia espectral en sistemas inalámbricos y distintos tipos de antenas.
- Soporta redes punto multipunto y redes de malla.
- Presenta una calidad de servicio (QoS) para los operadores NLOS tal que la señal no se distorsiona severamente por la existencia de edificios ni otras posibles causas de interferencia.
- Soporta las multiplexación TDM y FDM, tal que permite la interoperabilidad entre los sistemas FDM y los TDM.
- Como medidas de seguridad, incluyen mecanismos de criptografía y seguridad propios del sistema.
- Posee un ajuste dinámico del tamaño del paquete de transmisión.
- Tiene aplicaciones de voz, datos y video.

- El sistema WiMAX presenta técnicas de modulación adaptativa dependiendo de las condiciones de la relación señal a ruido (SNR).
- Técnicas como FEC, codificación convolutiva, y otros algoritmos son usados para poder detectar y corregir errores, tal que ayudan a mejorar la relación señal a ruido o SNR. Se incorpora el ARQ (Automatic repeat request), para solucionar los errores que no puede solucionar la FEC.
- Algoritmos de control de potencia son implementados en las estaciones base de tal manera que regular los niveles de potencia en los CPE (Customer Premise Equipment), de tal forma que la potencia recibida en la estación base sea ya predeterminada.

1.2.1 Esquemas de Modulación

Las técnicas de modulación adaptativa de los sistemas WiMAX permiten ajustar el esquema de modulación de la señal dependiendo de las condiciones de la relación señal ruido que existen en el enlace de radio. Cuando el enlace de radio presenta una alta calidad, la más alta modulación es usada, dando al sistema la mayor capacidad. Durante un desvanecimiento de la señal, el sistema WiMAX puede desplazar a la señal a un esquema de modulación menor para mantener la calidad y estabilidad del enlace. Esta característica permite al sistema superar los desvanecimientos selectivos en el tiempo.

La capa física incluye OFDM, Duplexación por División de Tiempo (TDD), Duplexación por División de Frecuencia (FDD), Quadrature Phase Shift Keying (QPSK) y Quadrature Amplitude Modulation (QAM). Los tipos de modulación (BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM), donde BPSK es el método menos eficiente, y se emplea donde las estaciones del suscriptor (SS) están más alejadas de las estaciones base o BS, y por lo tanto se requiere mayor potencia para realizar la transmisión. Por otro lado, se utiliza 64QAM, donde las SS están relativamente cerca del BS, y se requiere menos potencia para la transmisión.

Según la relación señal a ruido, la modulación a utilizar será:

Tabla 1.4: Esquemas de modulación según SNR

SNR (dB)	Modulación
6	BPSK
9	QPSK
16	16QAM
22	64QAM

1.2.2 Capa Física (PHY)

En la capa física, el flujo de datos está formado por una secuencia de ráfagas de igual longitud. Los modos de operación de duplexación por división de frecuencia y duplexación por división de tiempo, se consideran tanto como para el enlace de subida (UL) y el enlace de bajada (DL).

En el modo de duplexación por división de frecuencia, las ráfagas de UL y DL, son transmitidas simultáneamente y sin interferencia, gracias a que estas son transmitidas a distintas frecuencias. En el modo de duplexación por división de tiempo, las ráfagas de UL y DL son transmitidas de manera consecutiva.

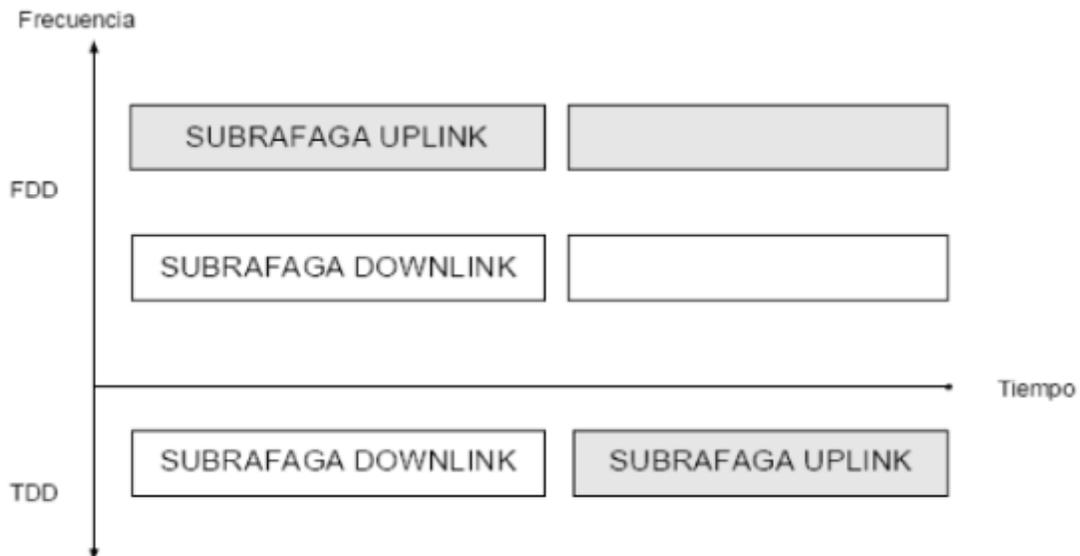


Fig. 1.9: Secuencia de ráfagas.

1.2.3 Capa de Control de Acceso al Medio (MAC)

Está diseñada para accesos a las aplicaciones punto multipunto de banda ancha de muy alta tasa de datos y con una distinta variedad de requerimientos de calidad de servicios (QoS), por lo que está orientada a la conexión.

Permite que el mismo terminal sea compartido por múltiples usuarios. El sistema ha sido diseñado para incluir multiplexación por división del tiempo de voz y datos, protocolo de Internet (IP), y voz sobre IP (VoIP).

La capa MAC está subdividida en tres subcapas: Convergencia, Parte Común y Seguridad.

En la Parte Común se maneja el ancho de banda, se establecen la conexión, y los protocolos de unidad de datos (PDUs). También se encarga de hacer el intercambio de la unidad de servicios de datos de la MAC (SDU) con la capa de convergencia.

La subcapa de convergencia es la encargada de adaptar las unidades de datos de protocolos de alto nivel al formato MAC SDU y viceversa. También se encarga de clasificar los SDUs de la MAC entrantes a las conexiones a las que pertenecen.

La subcapa de seguridad es la encargada de la autenticación, establecimiento de llaves y encriptación. Es en ella donde se realiza el intercambio de los PDUs de la MAC con la capa física.

1.2.4 Técnicas de Corrección de Errores

Las técnicas de corrección de errores han sido incorporadas a WiMAX para reducir los requerimientos de relación señal ruido. La técnica de corrección de errores (FEC) Reed-Solomon Externo, y la codificación convolutiva, son usados para detectar y corregir errores.

Estas técnicas de corrección ayudan a recuperar tramas erróneas, que pueden haber sido perdidas por desvanecimientos selectivos de frecuencia o ráfagas de errores.

El ARQ (Requerimiento de repetición automática) es usado para corregir errores que no pueden ser corregidos por el FEC. Esto mejora significativamente el BER para similares niveles umbrales.

1.2.5 Control de Potencia

El control de potencia está implementado por la estación base, la cual manda información sobre el control de potencia a cada equipo premisa del cliente (CPE) para que regule su nivel de potencia de transmisión, de forma que el nivel recibido en la estación base sea un nivel predeterminado. El control de potencia reduce sobre todo el consumo de potencia del CPE y la potencial interferencia con otras estaciones base co-localizadas. Para LOS la potencia transmitida por el CPE es aproximadamente proporcional a la distancia a la estación base. Para NLOS esto depende altamente del nivel de obstaculización existente.

1.2.6 Bandas de Frecuencia

Existen bandas de frecuencia que pueden ser licenciadas o no licenciadas. Una empresa puede utilizar tanto un espectro licenciado o no licenciado, la diferencia entre uno y otro es que el espectro no licenciado es gratis, sin embargo no está libre de posibles interferencias entre empresas operadoras.

Actualmente el estándar está enfocado en porciones del espectro que están en el rango de 2 a 11 GHz, bandas centimétricas donde el rango de los anchos de banda asignados son estrechos en comparación con los anchos de banda asignados entre 10 a 60 GHz (bandas milimétricas). Estas al tener bandas más amplias acomodan mejor cantidades mayores de información. Por lo que estas son usadas para entornos LOS y gran tasa de datos. Mientras que las bandas en centímetros tienen muy buen desempeño para multipuntos, NLOS y distribución en la última milla.

El estándar IEEE 802.16 establece que el ancho de banda mínimo por canal debe ser de 1.75 MHz, siendo el valor óptimo de 10 MHz para tener una buena calidad de transmisión y ocupar efectivamente el espectro.

Banda de 2.4GHz

La banda de 2.4GHz es no licenciada y ofrece aproximadamente un ancho de banda de 80MHz. Esta banda no es usada por Wi-Fi aunque ha sido demostrado como un buen servicio para WLAN. En un futuro podría usarse para dar movilidad al usuario.

Bandas de 5GH.

Las tres mayores bandas de frecuencia: Banda baja, 5150 – 5350 MHz, banda media, 5470 – 5725 MHz, y banda superior, 5725 a 5850 MHz.

Wi-Fi opera en el rango de bajas y medias. En el caso de WiMAX, está opera en el rango superior, 5725 a 5850 MHz, porque en esta banda hay pocos servicios que compitan y puedan causar interferencia, por lo que se espera que WIMAX se desarrolle en esta banda no licenciada. También por esta razón comúnmente se dice que la banda sin licencia para WiMAX corresponde a la banda de 5.8 GHz.

WiMAX Forum

Actualmente WIMAX está siendo desarrollado y promovido por el grupo WiMAX Forum, este es una organización conformada por alrededor de 250 industrias entre las que se encuentran fabricantes de chips, equipos de comunicaciones y prestadores de servicios. Su función es de vigilar la interoperabilidad entre distintos equipos que utilizan esta tecnología y generar recomendaciones para la correcta implementación de este tipo de sistemas.

CAPITULO 2

ESPECIFICACIONES UWB-WiMAX

2.1 Standard UWB IEEE 802.15.3

El estándar IEEE 802.15.3 surgió de la necesidad de formar WPANs que fueran capaces de transmitir datos de manera rápida, y eficiente. Para lograr esto era necesario formar un grupo de trabajo que se encargara de desarrollar las bases para implementar este estándar. Con esto la IEEE autoriza en diciembre de 1999 la creación del grupo de trabajo IEEE 802.15.3 quien fue el encargado de publicar en Agosto de 2003 el primer borrador de dicho estándar, en el que se especifican (como en todos los estándares de la familia 802.11, 802.15, 802.16, etc.) los requerimientos en la capa física (PHY) y para el control de acceso a medios (MAC).

A principios del año 2003, con la aprobación de la FCC, para la utilización y delimitación de un gran ancho de banda para las señales de RF denominadas ultra wide band (UWB), la IEEE designa otro grupo de trabajo que tienen los mismos objetivos del grupo de trabajo IEEE 802.15.3, solo que este nuevo grupo es el encargado de estandarizar el uso de las recién aprobadas UWB. Este nuevo grupo así como su estándar son conocidos como el IEEE 802.15.3a, los cuales se encuentran (noviembre de 2003) estudiando las propuestas de las principales compañías interesadas en manufacturar y comercializar productos que utilicen este nuevo estándar.

Características principales

El grupo de trabajo IEEE 802.15.3 se preocupó en desarrollar un estándar que fuera barato en su implementación y en sus costos de operación, por lo que este estándar es poco complejo. Otra razón para que sea sencillo es que mientras más simple sean los protocolos, el formato de las tramas, la modulación, etc., de un estándar la transmisión de datos es más eficiente y por lo tanto más rápido.

La red formada con este estándar tiene características que la hacen segura ya que cuenta con encriptación compartida de información basada en el estándar Advanced Encryption Standard (AES 128).

Es fácil de utilizarse e implementarse. Tiene un coordinador dinámico de selección y de handover. No depende de una red con backbone. Además está diseñado para trabajar en un ambiente multirutas.

Principales aplicaciones

El IEEE 802.15.3 tiene muchas aplicaciones potenciales. Este estándar se puede implementar prácticamente en “cualquier dispositivo que sea digno de utilizar un microprocesador”[5]. Productos tan disparatados como juguetes, termómetros, y relojes se podrían ver beneficiados con este estándar. Por medio de una modesta cuota, los usuarios podrían actualizar sus juguetes y hacerlos un poco más interesantes.

Las lecturas de los termómetros en un hospital se podrían recoger automáticamente por medio de este tipo de redes y ser guardadas para tener una historia clínica detallada de la evolución de algún paciente.

Sin embargo algunas de las aplicaciones más interesantes dentro del hogar es la distribución de video. Con este estándar se puede implementar fácilmente una transferencia de alta velocidad de video digital de una cámara aun dispositivo de televisión, sistemas de teatro en casa, conexiones de una PC a un proyector, juegos de video interactivo. De igual forma se pueden hacer transferencias de datos de alta velocidad, para conectar reproductores de mp3, impresoras, escáners, productos personales y cámaras digitales a una computadora.

Características MAC del 802.15.3

Este estándar tiene una topología centralizada en una conexión orientada tipo adhoc. El dispositivo coordinador (PNC) mantienen la sincronía y el tiempo dentro de la red, controla el ingreso de nuevos dispositivos a la red, asigna los tiempos para conexiones entre los dispositivos 802.15.3, etc.

El tipo de comunicación entre dispositivos es peer to peer y soporta QoS multimedia; con una arquitectura TDMA de super-tramas con GTS (Guaranteed Time Slots), además tiene técnicas de autenticación y encriptación.

Una parte importante de este estándar es que cuenta con varios modos de ahorro de energía (asíncronos y sincronizados). De igual forma para el ahorro de energía se busca la simplicidad; todas las negociaciones de QoS y de control de flujo se hacen en la capa 3; el PNC solo maneja solicitudes de tiempo en el canal.

El estándar se caracteriza por ser robusto. La selección de canales es dinámica y existe un control de energía de transmisión por link. Otra característica que le da fuerza al estándar es el protocolo de handover.

Capacidades de seguridad

Una característica importante en este estándar es que los niveles de seguridad pueden variar, de acuerdo a las necesidades del usuario.

1. El modo 0 significa que no existe seguridad.
2. El modo 1 permite al usuario restringir el acceso a la picored. El usuario puede especificar, de forma externa, que dispositivos pueden formar parte de la conexión asíncrona.
3. El modo 2 proporciona autenticación por criptografía, protección de la información del usuario e integración de comandos.
4. El modo 3 ofrece protección de la información del usuario, integridad de los datos y los comandos así como autenticación por criptografía.

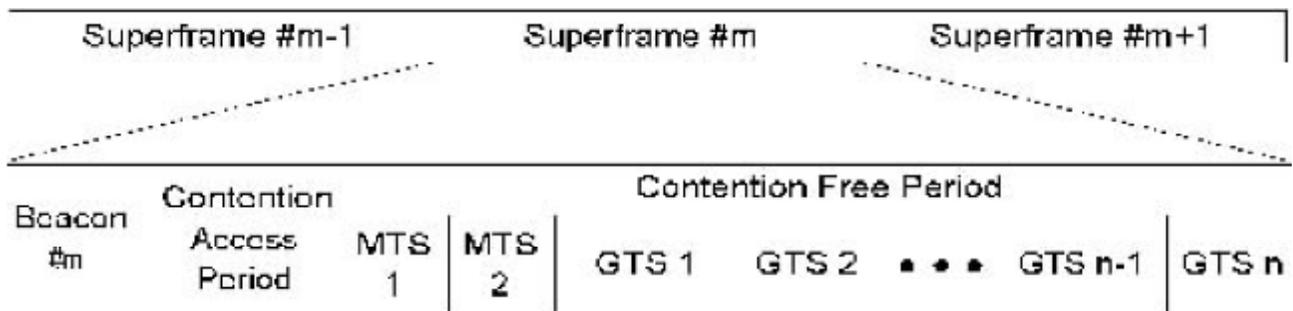


Fig. 2.1: Estructura en el tiempo de las Superframes

- [1]. Beacon; transmite información de control a toda la picored, localización de recursos (GTS) por trama y proporciona sincronización en tiempo.
- [2]. Periodo opcional de acceso a contención (CAP) (CSMA/CA); utilizado en la autenticación, solicitud y respuesta de asociación, parámetros de flujo, negociación y demás comandos del frame.
- [3]. Periodo libre de contención (CFP); formado por ranuras de tiempo unidireccionales (GTS) que son asignadas por el dispositivo maestro, para transmisión datos de forma asíncrona o sincronizada; de manera opcional se encuentra el Management Time Slots (MTS) en lugar del CAP para frames de comandos.

Calidad de servicios (QoS).

“Qos es típicamente definido como el estado latente requerido para saltar la inestabilidad de una corriente continua de datos a una tasa deseada”. El estado latente puede ser utilizado para almacenar una trama de datos para que los efectos no determinados de la transmisión se puedan reducir.

Pequeñas cantidades de inestabilidad se pueden manejar sin consecuencias por el dispositivo receptor. Es necesario sincronizar los requerimientos adicionales puestos en sistemas en donde hay tramas de datos múltiples, como en la distribución de audio en sistemas de teatro en casa de múltiples bocinas.

La capa física (PHY).

El IEEE 802.15.3 trabaja en la banda libre ISM (industrial, scientific, medical) de los 2.4 GHz. El grupo de trabajo definió cinco rangos de velocidad de transmisión: 11, 22, 33, 44 y 55 Mb/s.

El tipo de modulación utilizada por este estándar es BPSK (o PSK), y QPSK (cuando se transmite sin codificación de datos).

Los canales tienen un ancho de banda de 15 MHz. Con 3 o 4 canales libres de traslape (3 canales alineados con el IEEE 802.11b, para su coexistencia).

La potencia de transmisión de datos es aproximadamente de 8 dBm. Para un rango de aproximadamente de 30 – 50 metros.

El IEEE 802.15.3 trabaja en la misma banda libre que el 802.11, pero pueden coexistir en un mismo ambiente dado que los sistemas 802.15.3 causan menos interferencia ya que ocupan un ancho de banda menor y transmite con menos potencia.

Estado actual del IEEE 802.15.3a

El grupo de trabajo IEEE 802.15.3a (también llamado “TG3a”), estableció los requerimientos técnicos y los criterios de selección de una capa física para una WPAN (ver tabla 2.1), y actualmente está discutiendo propuestas sometidas por varias compañías, como Intel, Texas Instruments, Motorola y Xtreme Spectrum. El grupo de trabajo IEEE 802.15.3a estableció metas enfocadas al bajo consumo de energía y bajos costos para asegurar que el estándar para una WPAN se lograra implementar con tecnología CMOS. “Dichos requerimientos se asegurarán que la capa física para altos rangos de transmisión propuestos por el IEEE 802.15.3a se puedan integrar fácilmente en dispositivos WPAN que ya tengan capas MAC y de red implementadas con tecnología CMOS”.

Tabla 2.1: Requerimientos técnicos de capa física en WPAN con UWB

Parámetro	Valor
Rango de datos (medidos en la PHY)	110,220 y 480 (opcional)
Rango	10m, 4m y por debajo
Consumo de energía	100 mW y 250 mW
Modos de manejo de energía	Ahorro de energía, modo dormido, etc.
Susceptibilidad a interferencia	Sistemas robustos de la IEEE, PER < 8% para un paquete de 1024 Bytes.
Picoredes colaterales	4
Capacidades de co-existencia	Interferencia reducida de los sistemas IEEE, potencia de interferencia promedio de por lo menos de 6 dBm por debajo del nivel mínimo de sensibilidad.
Costo	Similar a Bluetooth
Actualizaciones	Compatible con versiones anteriores del IEEE

	802.15, adaptable a varias regiones (US, Europa, Japón).
Adquisición de señales	< 20 us para la adquisición desde el inicio del preámbulo al inicio del encabezado.
Antena	El tamaño y la forma son consistentes con el dispositivo original.

El flexible estándar que desarrollará el TG3a permitirá rangos de datos de 110-480 Mbps (rangos de datos necesarios para USB inalámbricas), arquitecturas WPAN con costos efectivos, y operará sobre la capa MAC de la IEEE 502.15.3 la cual está bien definida. El nuevo estándar TG3a permitirá un amplio rango de transmisión, incluyendo los requerimientos multimedia sobre los 100 Mbps, tales como video conferencias inalámbricas.

Desde que el grupo de trabajo IEEE 802.15.3a empezó a escuchar las propuestas en marzo de 2003, muchas compañías han hecho sus propuestas y colaborado para formar coaliciones que apoyen una sola idea para la implementación del estándar. En julio de 2003, Intel y Texas Instruments unificaron sus esfuerzos para proponer que utilice bandas múltiples y utilice modulación OFDM.

Después de su reunión en julio de 2003, TG3 tiene dos principales preocupaciones: (1) la proposición de Texas Instruments para utilizar multi-bandas moduladas en OFDM que utiliza canales de 528 MHz (tres canales principales en bandas bajas y cuatro canales opcionales en bandas superiores) y (2) la propuesta de banda doble con spread spectrum de Stream Spectrum y Motorola, en donde hay una banda alta (alrededor de los 5.2 – 5.8 GHz en la banda libre) y una banda baja (de 3.1 GHz a un poco antes de los 5.2 – 5.8 GHz) y que utiliza todo el espectro UWB.

Si el proceso de estandarización termina de acuerdo a lo previsto por el TG3a, los primeros dispositivos para las WPANs de alta velocidad **estarán disponibles antes del año 2005.**

Como se muestra en la tabla 2.2, Texas Instruments (TI) prefiere un sistema de canales en la UWB. En el grupo A hay tres bandas para operaciones estándares. En el grupo C hay cuatro bandas que se utilizarían para uso opcional en áreas en donde haya picoredes

simultáneas (esto se utilizaría solo en las regiones más próximas dado que las pérdidas por propagación limitan las señales en estas frecuencias tan altas). Las bandas de los grupos B y D se reservarían para futuras expansiones. Cada banda utilizaría frequency hopping con multiplexado ortogonal y multiplexado de división de frecuencia (TFI – OFDM), lo que permitiría a cada banda en el UWB ser dividido en un conjunto de canales ortogonales (con una mayor duración en el periodo de los símbolos). Debido al incremento en la longitud del periodo en los símbolos OFDM, esta modulación puede reducir exitosamente los efectos de ISI. Sin embargo, su robusta tolerancia a las múltiples trayectorias, afecta la complejidad del transceptor, incrementa la necesidad de combatir la interferencia entre portadoras y restringe los elementos lineales de los circuitos amplificadores.

Tabla 2.2: Descripción de propuesta TI para Capa Física OFDM – Multi-banda

Asignación de Espectro	
No. De bandas	3 (Primera generación de bandas), 10 bandas opcionales.
Ancho de Banda	528 MHz
Rango de Frecuencias	Grupo A: 3.168 – 4.752 GHz Grupo B: 4.752 – 6.072 GHz. Grupo C: 6.072 – 8.184 GHz. Grupo D: 8.184 – 10.296 GHz.
Modulación	TFI-OFDM , QPSK.
Método Coexistencia	Banda Nula para WPAN (~5 GHz.).
Método Acceso Simple	Intercalación en tiempo-frecuencia.
Picos Simultáneos	4
Corrección Errores	Convolutional Code.
Tasa de Códigos	11/32 @110 Mbps, 5/8 @ 200 Mbps. 3/4 @ 480 Mbps.
Margen de Enlace	5.3 dB @ 10 m @ 110 Mbps 10.0 dB @ 4m @ 200 Mbps 11.5 dB @ 2m @ 480 Mbps.
Periodo de Símbolo	312.5 ns OFDM símbolo.

La propuesta de Xtreme Spectrum-Motorola utiliza una banda dual como se muestra en la tabla 2.3, que emplea pulsos de corta duración para transmitir en cada banda, teniendo ancho de banda en exceso de 1 GHz (frecuentemente referido como un impulso de radio). El diseño de Xtreme Spectrum se beneficia de la ganancia por codificación lograda gracias

al uso de spread spectrum de secuencia directa con 24 chips/símbolo. Sin embargo, tiene menos flexibilidad para adaptarse a las regulaciones, de países que han limitado el espectro de la UWB del autorizado por la FCC.

Tabla 2.3: Propuesta de Xtreme Spectrum-Motorola para UWB

Asignación de Espectro	
No. De bandas	2
Ancho de Banda	1.368 GHz, 2.736 GHz
Rango de Frecuencias	3.2– 5.15 GHz. 5.825 – 10.6 GHz.
Modulación	BPSK, QPSK, DS-SS.
Método Coexistencia	Banda Nula para WPAN (~5 GHz.).
Método Acceso Múltiple	CDMA
Picos Simultáneos	8
Corrección Errores	Código Convolutional. Código Reed-Solomon.
Tasa de Códigos	½ @ 110 Mbps. RS (225,223) @ 200 Mbps. RS (225,223) @ 480 Mbps.
Margen de Enlace	6.7dB @ 10 m @ 114 Mbps. 11.9 dB @ 4m @ 200 Mbps. 1.7 dB @ 2m @ 600 Mbps.
Periodo de Símbolo	731 ps (banda baja). 365.5 ps (banda alta).

Impulsos de radio (IR) vs. Multi bandas UWB.

Las dos propuestas más importantes consideradas por el IEEE 802.15.3a difieren, principalmente, en su posición en el espectro. Los impulsos de radio (IR), la propuesta típica para las comunicaciones en UWB, involucra la utilización impulsos de poca duración que ocupen una sola banda de varios GHz. Los datos son comúnmente modulados con PPM (modulación de posición de pulso); y se puede soportar a múltiples usuarios utilizando un esquema de salto de tiempo (time-hopping). La propuesta de Xtreme Spectrum, similar a dos bandas independientes de IR, que utiliza una señal de spread spectrum de secuencia directa (DS-SS) con una tasa elevada de datos.

La otra propuesta para utilizar el espectro UWB es un sistema multi-banda en donde las bandas de frecuencia que va de los 3.1 a los 10.6 GHz se divida en varias bandas pequeñas. Cada una de dichas bandas debe tener un ancho de banda mayor a 500 MHz

para cumplir con la definición de la FCC de las UWB. La técnica de salto de frecuencia entre dichas bandas se puede utilizar para facilitar accesos múltiples. Las compañías que conforman la coalición Multi-bandas-OFDM apoyan esta propuesta ya que tiene gran flexibilidad para adaptarse a las regulaciones espectrales de diferentes países y evita la transmisión en bandas ocupadas.

Comparación de desempeño en una OFDM vs. DS-SS IR.

En presencia de una gran interferencia en una banda estrecha, un sistema multibanda podría dejar la banda que sufre el problema, por lo que se reduciría su eficiencia de banda su capacidad en general. Un sistema que trabaje con impulsos de radio podría mitigar dichos efectos debido al proceso inherente de ganancia en los sistemas DS-SS.

OFDM puede ser visto como varios canales estrechos, paralelos, o como subbandas, por lo que cada sub-banda esta paralela en el espectro. Esto significa que OFDM no requiere un ecualizador digital en su dispositivo de recepción, mientras que el receptor IR CDMA requiere de un ecualizador RAKE. El periodo de símbolo más largo utilizado en OFDM lo hace menos sensible a los pequeños cambios en el tiempo en el receptor, que a diferencia de los IR, tienen impulsos de tiempo mucho más cortos. La resistencia de OFDM a fallos en frecuencias selectivas tiene repercusiones en una importante interferencia en las portadoras **8ICI**) en sus propias sub-bandas de transmisión, y gran sensibilidad a los rangos dinámicos (por lo que se requiere un pico mayor de energía, y por lo tanto mayor consumo de baterías). Los defensores de IR argumentan que debido a los impulsos largos utilizados en la propuesta de multi-bandas OFDM, que no puede capturar los beneficios de las técnicas de procesamiento de señal utilizados para mitigar los efectos negativos, que tiene las señales al tomar varios caminos, de este método y con esto mejorar la detección de señales y precisar mediciones.

“El valor cuadrático medio (RMS) del retraso de propagación en un ambiente indoor (~25 ns o menos) es mayor que un pulso IR, pero es mucho menor a la aproximación multi-banda OFDM. Por lo tanto, el canal parece plano y desvanecido para la sub-banda de la aproximación OFDM, lo que causaría desvanecimiento y dificultades de propagación. Si además hay simultáneamente multipaths se produciría un profundo desvanecimiento en un lugar específico”[9]. Mientras que la aproximación de IR aprovecha los multi-caminos

gracias a su alta resolución en tiempo, pero requiere procesamiento de señales para ecualizar los multi-caminos para mejorar la recepción.

La propuesta de multi-bandas, tiene gran flexibilidad para coexistir con otras aplicaciones inalámbricas internacionales y para aceptar posibles regulaciones gubernamentales, fuera de Estados Unidos, que reduzcan el espectro de las UWB. OFDM es un método de acceso múltiple muy nuevo y complejo que está ganando popularidad.

2.2 Standard WiMAX IEEE 802.16

El grupo IEEE 802.16 está dedicado al acceso inalámbrico de banda ancha (BWA). Su objetivo es proponer un grupo de estándares para WMAN. Este grupo está dividido en dos secciones principales, los estándares dedicados a sistemas fijos y los dedicados a sistemas móviles.

WiMAX es el nombre comercial que se le dio al grupo de estándares IEEE 802.16, los estándares existentes son:

IEEE 802.16.

Esta versión de WiMAX considera un rango de espectro de 10 a 66 GHz. Para este estándar la línea de vista era necesaria, y el multidireccionamiento utilizaba técnicas de multiplexación ortogonal por división de frecuencia (OFDM). Así se soportan canales con un ancho de banda mayor a 10 MHz. Este primer estándar fue diseñado para conexiones punto a punto.

IEEE 802.16a

Este es la actualización del estándar anterior. Considera el rango del espectro de frecuencia de 2 a 11 GHz. Utiliza rangos de frecuencia tanto licenciados como no licenciados, además incorpora la capacidad NLOS y características de calidad de servicio. Esta versión da mayores capacidades a la capa de control de acceso al medio o MAC.

Se incorporo un soporte para FDD y TDD proveyendo para ambas transmisión de datos duplex y half duplex en el caso donde FDD es usado. Son soportados protocolos como

Ethernet, ATM e IP. Este estándar es para conexiones fijas de última milla punto a punto y punto multipunto.

IEEE 802.16c

Este estándar se ocupó sobretodo del rango de 10 a 66 GHz. Sin embargo, también desarrolla otros aspectos como la evolución del funcionamiento y la prueba y ensayo de los posibles perfiles del sistema. La metodología de perfiles del sistema evoluciona para definir qué características podrían ser obligatorias y qué características opcionales. El intento es definir a los fabricantes los elementos obligatorios que se deben considerar para asegurar la interoperabilidad. Los elementos opcionales tales como diversos niveles de los protocolos de la seguridad incorporados permiten que los fabricantes distingan sus productos por precio, funcionalidad y el sector de mercado.

IEEE 802.16d (IEEE 802.16-2004)

Éste es el reemplazo del estándar IEEE 802.16a. Este estándar final soporta numerosos elementos obligatorios y opcionales. Teóricamente podría transmitir hasta para un rango de datos de 70Mbps en condiciones ideales, aunque el rendimiento real podría ser superior a 40Mbps.

Debe tenerse presente que para este estándar se tiene tres tipos de modulación para la capa PHY: modulación con una sola portadora, modulación con OFDM de 256 portadoras y de 2048 portadoras, pero el elegido es OFDM de 256 portadoras, debido a que en el proceso de cálculo para la sincronización se tiene menor complejidad respecto a la utilización del esquema de 2048 portadoras.

IEEE 802.16e

IEEE 802.16e conserva las técnicas actualizadas en el Fixed WIMAX, a las cuales se agrega un soporte robusto para una banda ancha móvil. Está basado en la técnica SOFDMA, la que soporta 2K, 1K, 512 y 128 portadoras. El sistema de OFDM permite que las señales sean divididas en muchos sub-canales de baja velocidad para aumentar la resistencia a la interferencia multidireccional. Por ejemplo, un canal de 20MHz es subdividido en 1000 canales, cada usuario individual podría permitirle un número dinámico

de los sub-canales basados en su distancia y necesidades de la celda (4, 64, 298, 312, 346, 610 y 944).

Tabla 2.4: Standard IEEE802.16

IEEE 802.16 Standards			
Items	802.16	802.16a/ REVd	802.16e
Completado	Diciembre 2001	802.16a Enero 2003 802.16a/REV d: Q 2004	Mediados 2005
Espectro	10 – 66 GHz	< 11GHz	< 6GHz
Condiciones de Canal	Solamente LOS	Sin LOS	Sin LOS
Bit Rate	32 – 134 Mbs y canalización de 28MHz	Hasta 75Mbs y canalización de 20MHz	Hasta 15 Mbs y canalización de 5MHz
Modulación	QPSK, 16QAM y 64 QAM	OFDM 256, OFDMA 64QAM, 16QAM, QPSK, BPSK	Igual a REVd
Movilidad	Fijo	Fijo y Portables	Móvil y Roaming Regional
Ancho de Banda de Canal	20, 25 y 28 MHz	BW seleccionable entre (1.25 – 20) MHz, con hasta 16 sub canales lógicos	Igual a REVd
Radio Típico de Celda	1 a 3 millas	1 a 3 millas; máximo rango 30 millas basadas en torres elevadas, ganancia de antena y potencia transmitida (entre otros parámetros)	1 a 3 millas

El estándar IEEE 802.16d

Este estándar es también conocido como IEEE 802.16-2004 y es el que determina las características del Fixed WiMAX o WiMAX fijo. En este nos encontramos con entornos fijos punto a punto, punto multipunto, y entornos portables, es decir que la estación receptora puede presentar un desplazamiento de un punto a otro pero a una velocidad tan baja que no afecta al sistema y sigue trabajando como un entorno fijo.

En este estándar se consideran los entornos sin línea de vista y un rango de frecuencia entre 2 y 11GHz, y distancias de hasta 50 Km en entornos LOS, y 7 Km en entornos NLOS.

El estándar IEEE802.16a/d define la interfaz WirelessMAN-OFDM, en la cual se utilizan 256 portadoras. La interfaz WirelessMAN-OFDM de 256 portadoras es favorable debido a que en el proceso de cálculo de la transformada rápida de fourier (FFT) se tiene una baja relación o tasa entre el promedio y el nivel pico y se tienen requerimientos menos estrictos para la sincronización de frecuencia. Las 256 subportadoras están asignadas de la siguiente manera:

- 192 son usadas para datos del usuario.
- 56 nulos por banda de guarda.
- 8 usadas con símbolos pilotos permanentes.

CAPITULO 3

ESTIMACION DE PARAMETROS

3.1 Modelos de Canal y Técnicas de Medida en UWB

En todos los sistemas de comunicaciones inalámbricas, una caracterización y modelado preciso del radio canal es necesario para cualquier actividad de diseño y simulación de sistemas de comunicaciones. Para ello, han de realizarse campañas de medida con el objetivo de recolectar datos del canal, que nos permitan a partir de un procesado de los datos determinar las características y el comportamiento del canal, que podremos ver reflejadas en su respuesta impulsional.

A la hora de la caracterización de canales, nos encontramos básicamente con dos tipos de métodos: determinísticos y estadísticos. Cuando el canal se encuentra afectado por factores desconocidos y/o aleatorios, una predicción exacta del mismo mediante modelos determinísticos no será posible. Por otra parte, como ya se ha comentado anteriormente, UWB está pensado especialmente para entornos interiores, y el canal se verá afectado por el multicamino, por lo que, los modelos que puedan elaborarse de canal UWB serán estadísticos. Éstos, a partir de medidas en este tipo de entornos (como pueden ser habitaciones, oficinas, laboratorios, etc), realizadas en situaciones LOS (Line of Sight) y NLOS (Non Line of Sight) nos ofrecerán un modelo que describirá el comportamiento del canal dentro de un intervalo de confianza.

Una de las ventajas de este método es que tanto el sistema como los parámetros del canal que afectan a la propagación de las señales UWB se tienen en cuenta, sin realizar ninguna presunción sobre ninguno de ellos. De todas maneras, también presenta desventajas, tales como el consumo de tiempo, la limitación producida por las características del equipamiento de medida (sensibilidad, ancho de banda, dispersión,...) y la atenuación producida por los cables y las conexiones.

También cabe comentar que para llevar a cabo las medidas de canales UWB últimamente se han realizado multitud de estudios, que establecen dos categorías principales, que explotan los dos dominios en que se basan las comunicaciones: medidas directas en el

dominio temporal, mediante el uso de osciloscopios digitales (DSO: *Digital Sampling Oscilloscope*) y medidas indirectas en el dominio frecuencial mediante analizadores escalares de redes (SCA: *Scalar Network Analyzer*) o vectoriales (VNA: *Vector Network Analyzer*).

Aunque la medida directa en el dominio temporal nos proporciona una visión más directa y realística de la realidad para los sistemas de comunicación UWB, requiere de equipos de mayor complejidad para su realización, tales como los generadores de pulsos y los DSO. Además, la sensibilidad de los osciloscopios digitales es generalmente menor a la que pueden presentar los analizadores de redes en el dominio frecuencial.

Ambas técnicas son explicadas a continuación de manera más detallada, donde se muestran las ventajas y desventajas de cada una de ellas, así como los dispositivos y su configuración para llevar a cabo las medidas de manera correcta.

Entornos multicamino

Como ya se ha comentado anteriormente, las aplicaciones UWB de gran capacidad, tendrán lugar en entornos *indoor* tales como casas particulares, oficinas, aulas, etc. Esto producirá que la señal, en su camino entre el transmisor y el receptor se encuentre con multitud de objetos y superficies que creen reflexiones o réplicas de la señal transmitida originalmente.

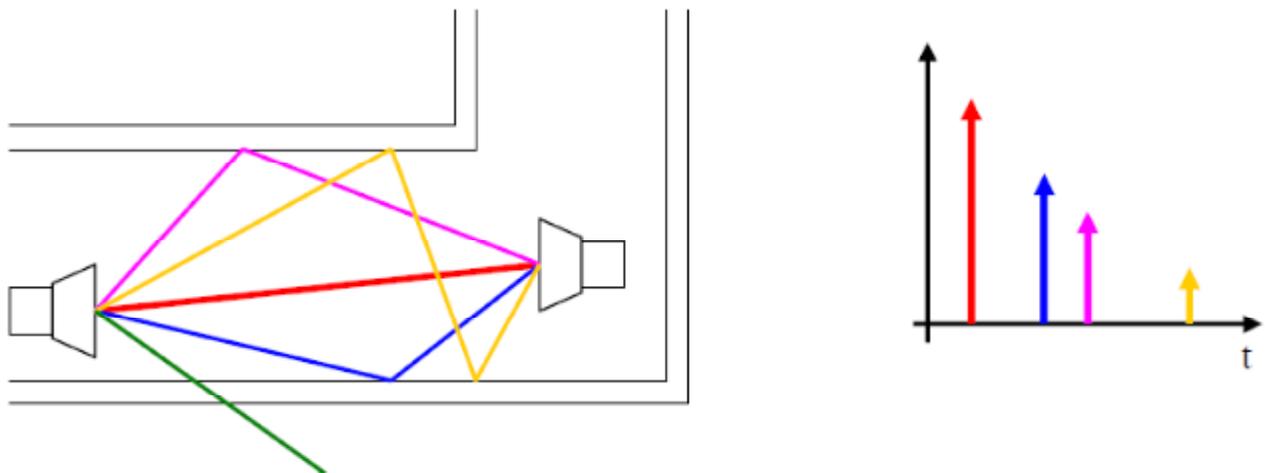


Fig. 3.1: Entornos multicamino

Por lo tanto, la señal recibida en el transmisor y que se propaga a través del canal inalámbrico, consiste en un conjunto de múltiples réplicas o ecos de la señal transmitida originalmente producidas por diferentes reflexiones (conocido como multicamino o *multipath*). Los diferentes componentes de la señal multicamino o MPCs (*MultiPath Components*) se caracterizan por sus diferentes amplitudes y atenuaciones, en función de las distancias recorridas y las pérdidas ocasionadas por los diferentes materiales que las producen. Cuando se habla de modelar un canal, como veremos en apartados posteriores, nos referimos a modelar de manera correcta los parámetros que describen a los MPC. Por otra parte, no siempre nos encontraremos con escenarios LOS (*Line Of Sight*) donde haya una visión directa entre antena transmisora y receptora, sino que muchas veces ambas antenas no la tendrán (escenarios NLOS: *Non Line Of Sight*), por lo que la primera señal que tendremos en recepción será fruto de alguna reflexión.

En primera aproximación, se muestra un modelo simplificado de un canal con *multipath*, el cuál puede ser representado convenientemente a partir de la siguiente expresión matemática, que no es otra cosa que la respuesta impulsional discreta del canal:

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l \delta(t - lT_m)$$

Donde α es el factor de amplitud del l -ésimo rayo, función del tiempo y de la distancia entre antenas transmisora y receptora. El parámetro T_m es la mínima resolución temporal del pulso. L es el número máximo de componentes del multicamino que pueden llegar a ser detectados y $\delta(t)$ es la función matemática delta de Dirac. Esta expresión también es conocida a veces como el perfil de intensidad del multicamino o PDP (*Power Delay Profile*) si en lugar de la respuesta impulsional del canal tenemos su perfil de potencia.

$$P(t) = |h(t)|^2 = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l^2 \delta(t - lT_m)$$

como podremos ver, esta expresión es la que queremos tener totalmente caracterizada, para así poder realizar una estimación lo más correcta posible del comportamiento del canal.

Técnicas en el dominio temporal

Las técnicas en el dominio temporal son utilizadas como una manera directa para la caracterización de los canales de comunicación UWB. El objetivo es obtener un modelo de la respuesta impulsional del canal, ya que idealmente, ésta caracteriza totalmente un dispositivo o un sistema dentro de su ancho de banda de funcionamiento.

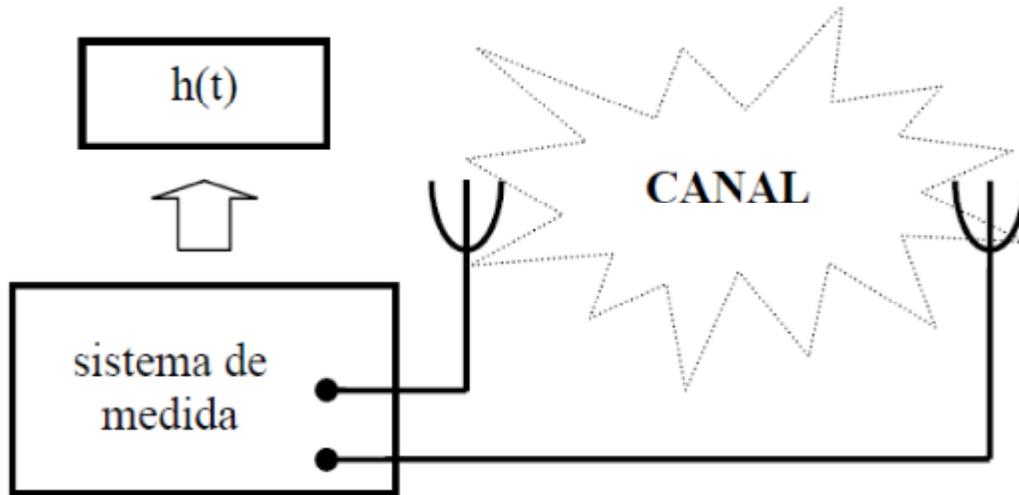


Fig. 3.2: Sistema de medida canal UWB dominio temporal

Debido a las propiedades de la convolución, para un sistema lineal e invariante, caracterizado por una respuesta impulsional $h(t)$, tenemos que su respuesta a una señal Delta de Dirac será:

$$y(t) = h(t) * x(t) = \{x(t) = \delta(t)\} = h(t) * \delta(t) = h(t)$$

De todas maneras, no es posible la medida directa de la respuesta impulsional real (tanto de dispositivos como de sistemas) puesto que se requeriría como entrada una señal Delta de Dirac completamente ideal, que físicamente es imposible de lograr. En la práctica, para la caracterización de canales UWB en el dominio temporal se usan pulsos de muy corta duración. Esto es factible gracias al gran ancho de banda de los sistemas UWB, que permiten el uso de pulsos temporales muy estrechos.

Por ejemplo, para el ancho de banda especificado por la FCC, de 7.5 GHz, obtendríamos pulsos de resolución temporal $1/7.5 \text{ GHz} = 133 \text{ psec}$.

La técnica para llevar a cabo las medidas de sondeo de canales UWB en el dominio temporal requiere de un generador de pulsos, un osciloscopio de muestreo digital, un par de antenas transmisora y receptora y un generador de señales de disparo (*trigger generator*). En esta configuración, el generador de pulsos haría las funciones de la fuente de señales UWB, el cual excitaría uno de los extremos del canal con un tren periódico de pulsos de corta duración con una separación lo suficientemente larga como para que todas las reflexiones que se han producido en el entorno (el canal bajo estudio) sean recibidas en el otro extremo del canal durante el tiempo de separación entre dos pulsos consecutivos. Este generador ha de conectarse a la antena transmisora mediante un cable de banda ancha y bajas pérdidas, con el objetivo de minimizar la degradación de la señal (tanto atenuación como dispersión).

Cuando se desean transmitir potencias mayores que las ofrecidas por el generador de señal, se puede usar un amplificador de potencia de banda ancha en el punto de alimentación de la antena transmisora. Este amplificador debería de ofrecer una ganancia constante y una fase lineal conocida, con el fin de minimizar la distorsión de la señal, como mínimo en el ancho de banda de interés. El conjunto formado por la antena receptora y el osciloscopio digital (DSO: *digital sampling oscilloscope*) formarían el receptor. Para poder mejorar el nivel de potencia recibida, debe usarse un LNA (*Low Noise Amplifier*) colocado en el puerto de salida de la antena receptora. Este amplificador, ha de presentar las mismas características que el amplificador en transmisión.

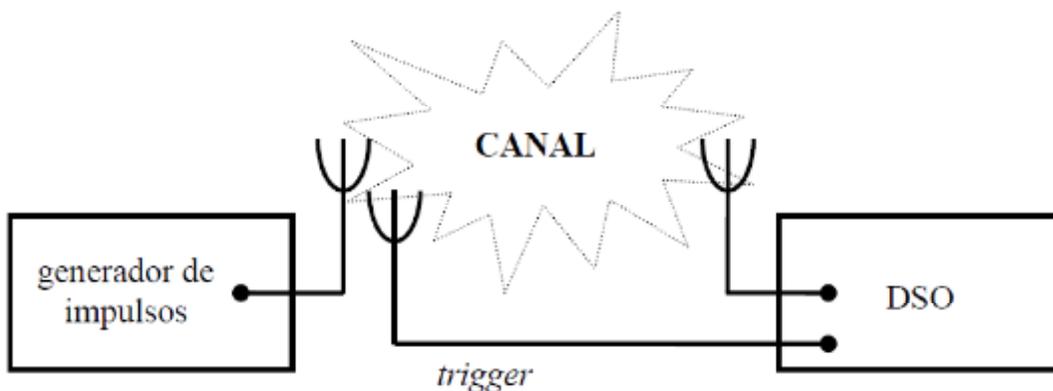


Fig. 3.3: Sistema de medida canal UWB dominio temporal con trigger

Otro de los puntos claves en las medidas temporales es la sincronización entre las partes transmisora y receptora del sistema, básicamente entre el generador de pulsos y el DSO. Una primera manera de conseguirlo es usar una muestra del pulso radiado mediante una antena situada cerca de la antena receptora que produzca un disparo (*trigger*) en el osciloscopio y de esta manera conseguir la sincronización (Fig. 3.3). Este método no requiere de un generador de disparo, pero la señal capturada puede ser débil y que por lo tanto no tenga la potencia suficiente para activar el *trigger* del osciloscopio, al no superar un cierto nivel mínimo. Otra desventaja que presenta este método es que la señal capturada puede presentar a menudo interferencias a causa de reflexiones provocadas por objetos cercanos, lo cual puede producir disparos incorrectos.

Otro método que ofrece menos problemas es usar un generador de disparo con dos salidas, una de ellas para el sondeo del canal, y la otra para obtener la sincronización del transmisor con el receptor (Fig. 3.4). La secuencia de disparo en este caso, está formada de tal manera que un predisparo se envía al osciloscopio digital, mientras que otro retrasado se envía al transmisor. La diferencia temporal entre ambos ha de ser ajustada para compensar el retraso introducido por el cableado y por la propagación en el canal.

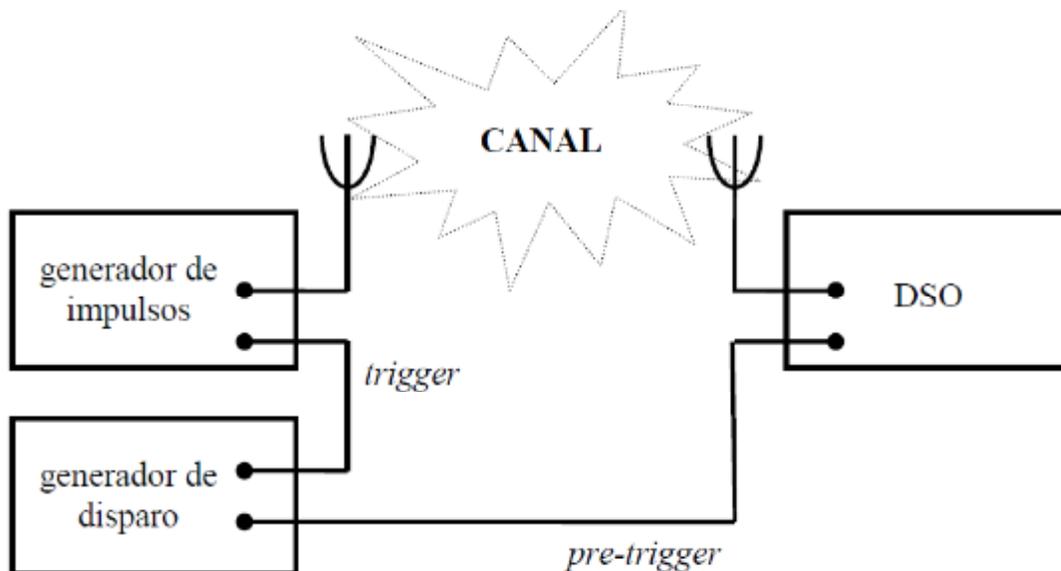


Fig. 3.4: Sistema de medida canal UWB dominio temporal con generador de disparo

Debido al ancho de banda extremadamente ancho de los sistemas UWB, el canal es susceptible a interferencias y ruido de varias fuentes. Generalmente, nos encontramos con dos categorías de ruido: ruido de banda ancha y ruido de banda estrecha. El ruido de banda estrecha se debe normalmente a interferencias electromagnéticas producidas por sistemas cercanos. Para eliminar este tipo de ruido, la señal es en primer lugar transformada al dominio frecuencial mediante la transformada de Fourier, donde se realiza un filtrado en banda base para eliminar el espectro del ruido; acto seguido se vuelve a convertir al dominio temporal mediante la antitransformada de Fourier.

El ruido de banda ancha, sin embargo, puede reducirse significativamente mediante un promediado de múltiples adquisiciones (que puede realizar generalmente el mismo osciloscopio).

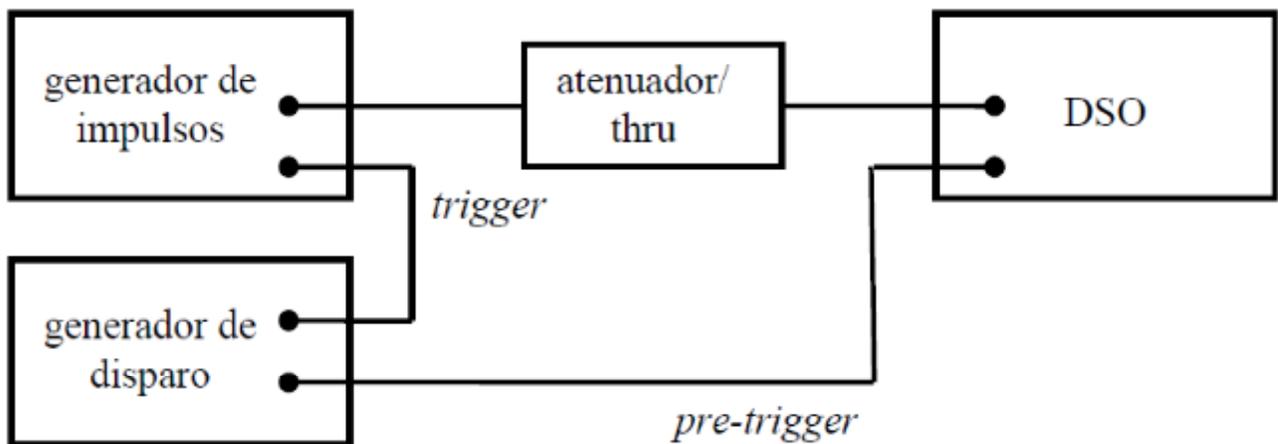


Fig. 3.5: Sistema de calibración temporal canal UWB

Otro aspecto importante es la calibración del conjunto de dispositivos utilizados en la medida. El objetivo de la calibración es eliminar de los datos medidos la influencia del equipo de medida (ya que no presentan unas características ideales). Para realizar esta calibración, ha de medirse la respuesta del equipo mientras el canal se reemplaza por un atenuador o un *thru* (transición sin atenuación). En el caso de utilizar un atenuador, éste ha de presentar un nivel de atenuación constante, así como fase lineal en el ancho de banda de la señal de interés. El valor de atenuación se elige para asegurar un nivel apropiado de señal a la entrada del osciloscopio digital (en función de la ganancia de los amplificadores en caso de ser usados y de la atenuación de los cables).

De esta manera, la respuesta impulsional del canal puede obtenerse eliminando de las medidas la influencia que provoca todo el sistema de medida, mediante una deconvolución con la calibración del equipo (Fig. 3.5).

Las siguientes fórmulas, son un reflejo de lo explicado hasta ahora, mostrando las diferencias que añade el sistema de medida sobre los datos recogidos y la manera de eliminar su influencia:

$$y(t) = x(t) * h'(t)$$

Con canal:

$$h'(t) = h_{CANAL}(t) * h_{CABLES}(t) * h_{INSTRUMENTOS}(t)$$

Sin canal:

$$h''(t) = h_{CABLES}(t) * h_{INSTRUMENTOS}(t)$$

Aplicando la calibración:

$$h(t) = \frac{h'(t)}{h''(t)} = h_{CANAL}(t)$$

Técnicas de medida en el dominio frecuencial

Las medidas de canal UWB en el dominio frecuencial se basan en la realización de un barrido a lo largo del ancho de banda de interés. De esta manera puede explorarse un gran ancho de banda dividiendo éste en múltiples sub-bandas. Una de las principales ventajas que presenta este método sobre el dominio temporal es que se consigue un margen dinámico mucho mayor, lo que resulta en una mejor y mayor precisión de los datos.

Cada una de las medidas que se realizan se encuentra representada por su función de transferencia en el dominio complejo: $H(f)$, descrita tanto por su término de amplitud como de fase.

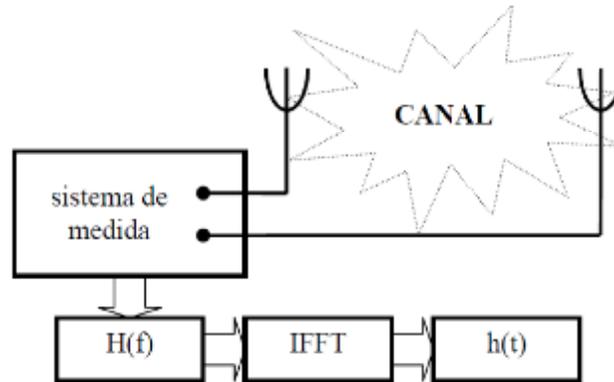


Fig. 3.6: Sistema de medida canal UWB dominio frecuencial

Aplicando la transformada inversa de Fourier sobre la función de transferencia del canal obtenemos la respuesta impulsional del mismo, que nos proporcionará la información necesaria para la caracterización del canal UWB.

$$X[\omega] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[nT] \cdot e^{-j\omega nT} \xrightarrow{IFT} x[nT] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} X[\omega] \cdot e^{j\omega nT}$$

Para llevar a cabo la medida de la función de transferencia se utiliza típicamente un analizador de redes vectorial, el cuál es capaz de proporcionarnos la relación en formato complejo entre la respuesta de un DUT (*Device Under Test*) y la excitación que se ha proporcionado al mismo (esta respuesta corresponde al parámetro S_{21} en una red de cuatro puertos), donde además la sincronización de todas las unidades se realiza internamente, y a diferencia de las medidas en el dominio temporal, no es necesaria una sincronización externa al sistema.

$$H(f) = H_{TX}(f)H_{CH}(f)H_{RX}(f) = \frac{Y(f)}{X(f)} = S_{21}$$

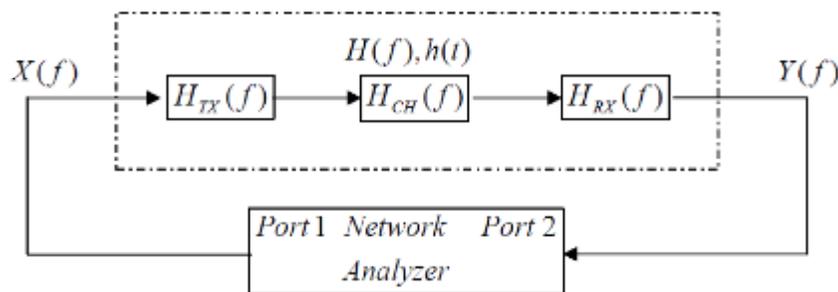


Fig. 3.7: Medida canal con analizador de redes

En nuestro caso, el DUT (Device Under Test) está formado por los cables usados en la medida, las antenas y el canal. Un analizador de redes escalar, proporciona una manera alternativa para medir la amplitud de la función de transferencia, no así la fase de la misma.

Usando el método escalar en el dominio frecuencial, únicamente obtenemos el módulo de la función de transferencia. Sin embargo, ambas magnitudes, tanto módulo como fase, son requeridas para la conversión de los datos del dominio de la frecuencia al dominio temporal para obtener la respuesta impulsional del sistema. Así pues, se usará un VNA para obtener la función de transferencia del canal mediante la realización de una medida compleja del parámetro S_{21} .

El funcionamiento de un VNA ideal, consiste en una transmisión periódica de sinusoides de diferente frecuencia durante un espacio de tiempo, de la forma:

$$x(t) = 2g_T(t) \cos(2\pi kFt)$$

donde $g_T(t)$ es una ventana temporal que modela el tiempo de muestreo, F es el paso frecuencial y k indica el punto de medida.

Una de las limitaciones con las que nos encontramos al usar este método, es el tiempo de barrido que presentan los VNAs. Este tiempo viene limitado por el tiempo de coherencia del canal. Si el tiempo de barrido supera al tiempo de coherencia del canal, este puede ser susceptible de errores, por lo que han de ser usadas otras técnicas que requieran de menos tiempo para recoger los datos (por ejemplo las temporales). Esto supone lo mismo que partir con la premisa de que el canal será estacionario como mínimo durante la misma duración en que tiene lugar el barrido frecuencial. Otra de las limitaciones de este método es el máximo retardo del canal. Así pues, el límite superior para la detección de retardos (τ_{MAX}) se define como:

$$\tau_{MAX} = N - 1 / B$$

donde N es el número de puntos en frecuencia de la traza y B el ancho de banda en el que se realiza la medida.

Otro de los problemas con los que hay que enfrentarse y que presenta la mayor limitación en esta configuración de medida, es la longitud de los cables usados.

Conforme se incrementa la frecuencia, las pérdidas de los cables también se incrementan de manera casi exponencial, causando una reducción considerable en el margen dinámico de la medida, así como posibles reflexiones causadas por los cables y las conexiones que hay que realizar.

Como también se comentó en el apartado de medidas en el dominio temporal, el nivel de ruido inherente asociado al canal establece el nivel de potencia bajo el cual las señales recibidas no serían detectadas. En este caso también podemos determinar dicho ruido sustituyendo la antena transmisora por una carga mientras continuamos midiendo en recepción, con el sistema transmisor en funcionamiento.

Al igual que en las medidas en el dominio temporal, es necesario independizar la medida de la instrumentación y cables usados para la realización de las medidas, que añaden factores de escala y retardos que no son representativos del canal que estamos midiendo. Por esta razón, para realizar la calibración del sistema, se necesita de una medida sin el canal de propagación. Esto se consigue conectando directamente entre sí los cables de antena transmisora y receptora mediante una transición o un atenuador calibrado (con las mismas características que los usados en el dominio temporal). Una vez realizada dicha conexión, ha de guardarse la medida, consistente en una traza frecuencial. Para eliminar posteriormente los efectos de la instrumentación en la medida basta con sustraer de la medida del canal (en dB) los valores obtenidos en la calibración (también expresados en dB).

Como ya habíamos visto: $H(f) = H_{TX}(f) H_{CH}(f) H_{RX}(f)$

Y mediante la calibración: $H_{CAL}(f) = H_{TX}(f) H_{RX}(f) \Rightarrow (H(f) / H_{CAL}(f)) = H_{CH}(f)$

En las dos imágenes que tenemos a continuación, extraídas de medidas reales, podemos observar lo explicado anteriormente. En la Fig. 3.8 se muestra una traza frecuencial de la medida de calibración.

En la Fig. 3.9, podemos observar los mismos datos pasados al dominio temporal, y por lo tanto, hacemos una idea del retardo añadido por los cables y el sistema de medida, que en este caso es de aproximadamente 60 ns.

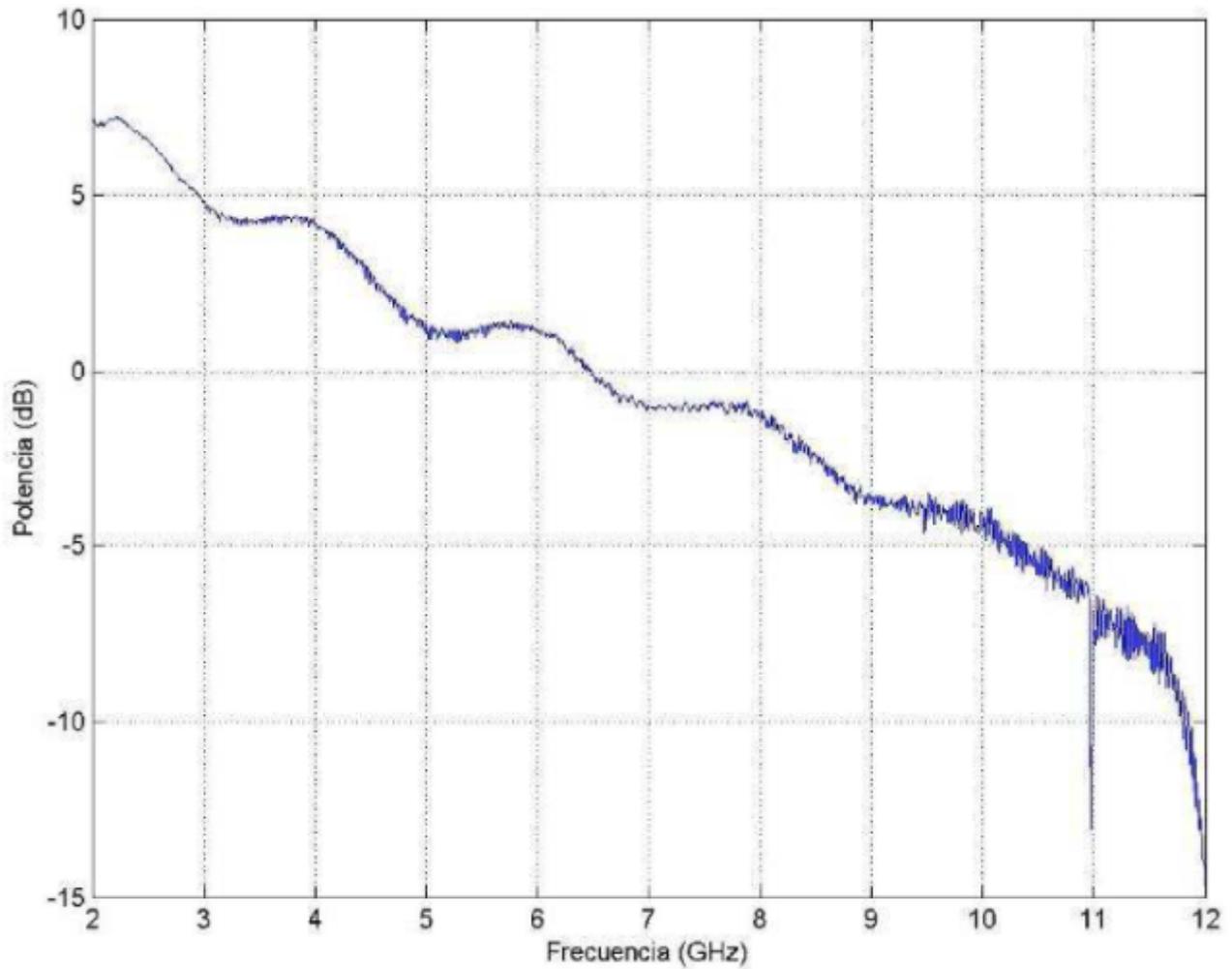


Fig. 3.8: Traza frecuencial calibración medidas reales

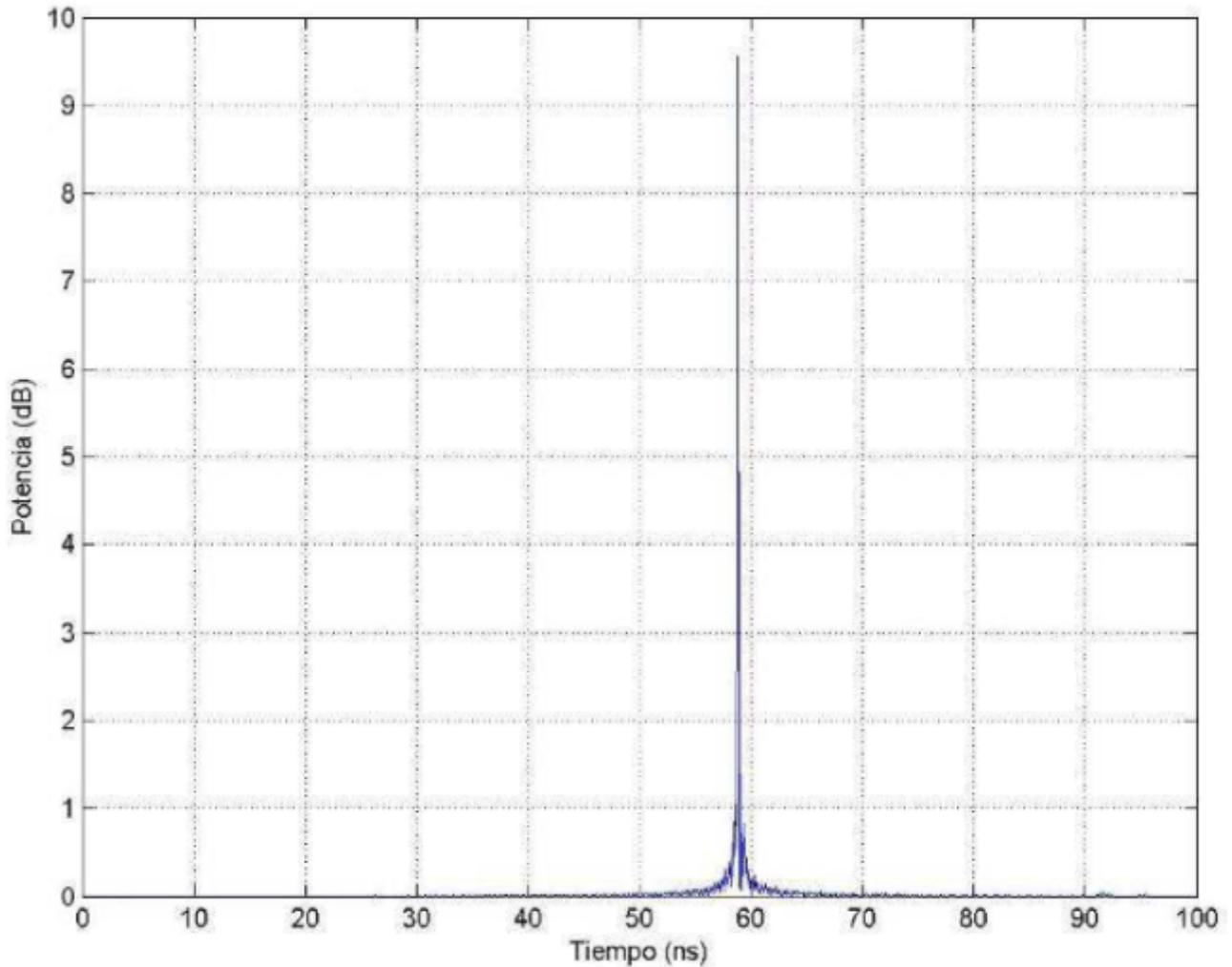


Fig. 3.9: Respuesta temporal calibración medidas reales

3.2 Parámetros Básicos en UWB

Respuesta impulsional / Power Delay Profile

Uno de los parámetros básicos y tal vez el más importante de todos ellos a la hora de la caracterización de un canal, como ya se ha comentado en el apartado de “Técnicas de medida canales UWB” es la respuesta impulsional del sistema, que nos caracteriza de forma global el comportamiento del canal, como es bien sabido.

$$h(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \beta_k \delta(t - \tau_k)$$

donde los parámetros β_k y τ_k han de ser modelarse a partir de las medidas realizadas, ya que son respectivamente, la distribución de las amplitudes de las diferentes componentes del *multipath* y la distribución de los tiempos de llegada.

A pesar de ello, los datos que serán recogidos serán discretos, por lo que el eje temporal estará dividido en intervalos, que vendrán determinados por la mínima resolución temporal del sistema de medida; bien por la mínima resolución temporal de los pulsos usados, o bien por la resolución frecuencial si los datos se toman en este otro dominio.

Hay otra forma de ver estos datos, que es a partir del perfil temporal de potencia o PDP, que nos muestra la potencia recibida en función del tiempo para comunicaciones inalámbricas. Se define de la siguiente manera:

$$P(t) = |h(t)|^2 = \sum_{l=0}^{N-1} \beta_k^2 \delta(t - \tau_k)$$

En la mayoría de sistemas de banda estrecha, la resolución temporal es pequeña, lo cual implica que no pueden diferenciarse entre componentes del *multipath* que llegan separados por tiempos menores a la resolución del canal $1/B$, donde B es el ancho de banda. Así pues, la interferencia de múltiples componentes puede ser constructiva o destructiva, ocasionando situaciones de desvanecimiento. En los sistemas UWB, la resolución temporal ($Dt = 1/BW = 1/7.5GHz \approx 133ps$) es mucho mayor que en los sistemas de banda estrecha. Esto hace posible la detección de muchos más componentes del *multipath*, y que la probabilidad de interferencia entre dos o más componentes sea menor que en los sistemas de banda estrecha, ya que pueden ser diferenciados de manera más precisa que en el resto de sistemas.

En las siguiente figuras podemos observar en primer lugar dos trazas frecuenciales de datos reales, la primera de ellas para una situación LOS entre transmisor y receptor (Fig. 3.10), y la segunda para una situación NLOS (Fig. 3.11). A continuación se muestran estos datos convertidos al dominio temporal, una vez ha sido eliminado el efecto de los cables y el instrumental de medida (ver capítulo “Técnicas de medida canales UWB”) y finalmente las dos PDPs, obtenidas mediante el promediado de diferentes realizaciones.

Como puede observarse existen diferencias sustanciales entre ambas situaciones que serán comentadas con posterioridad.

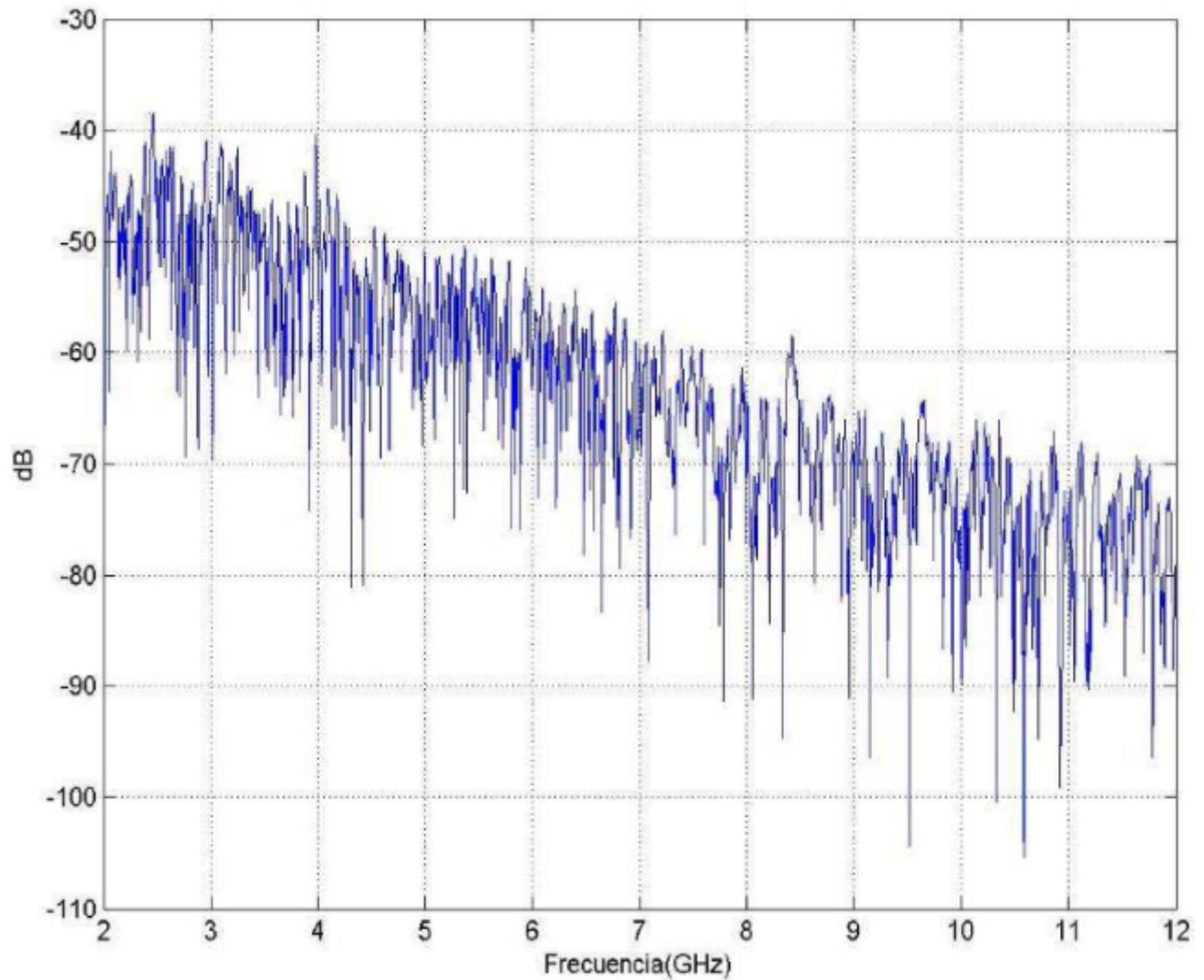


Fig. 3.10: Traza Frecuencial medida LOS

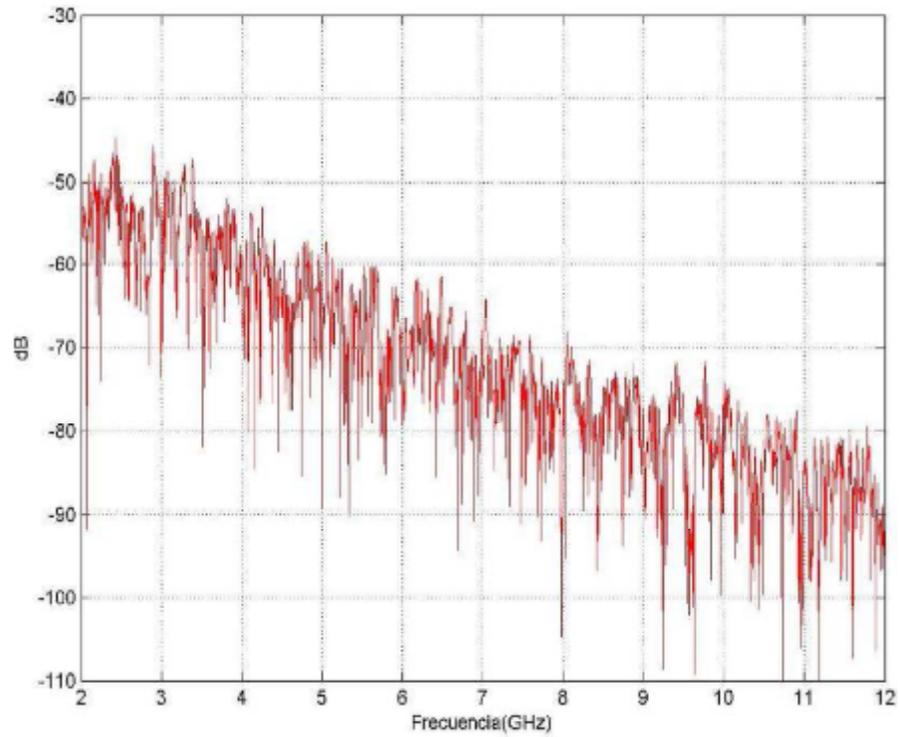


Fig. 3.11: Traza Frecuencial medida NLOS

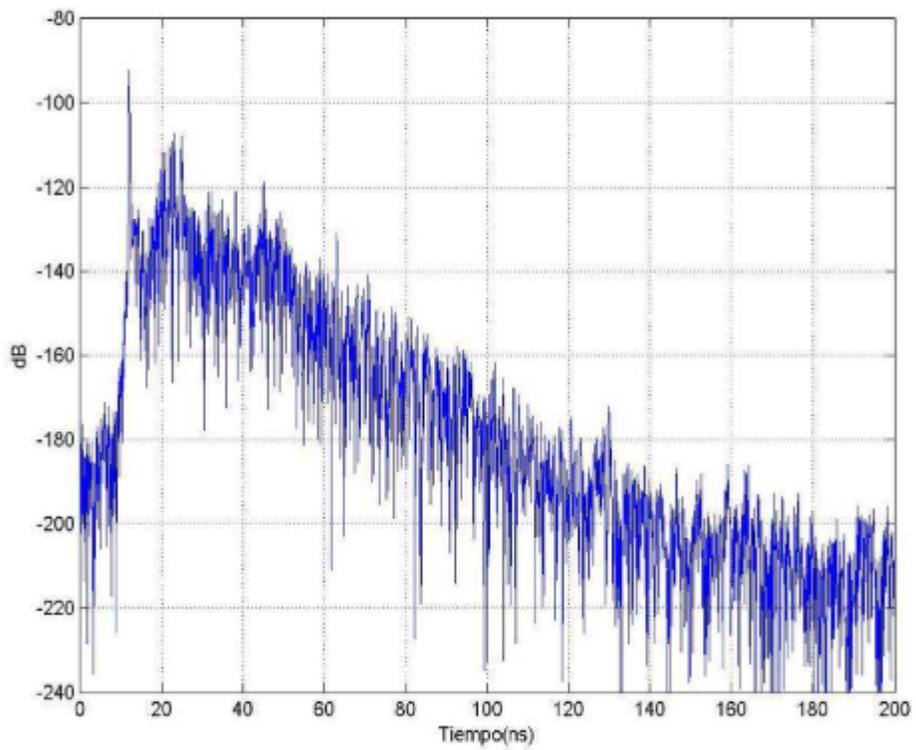


Fig. 3.12: Traza Temporal medida LOS

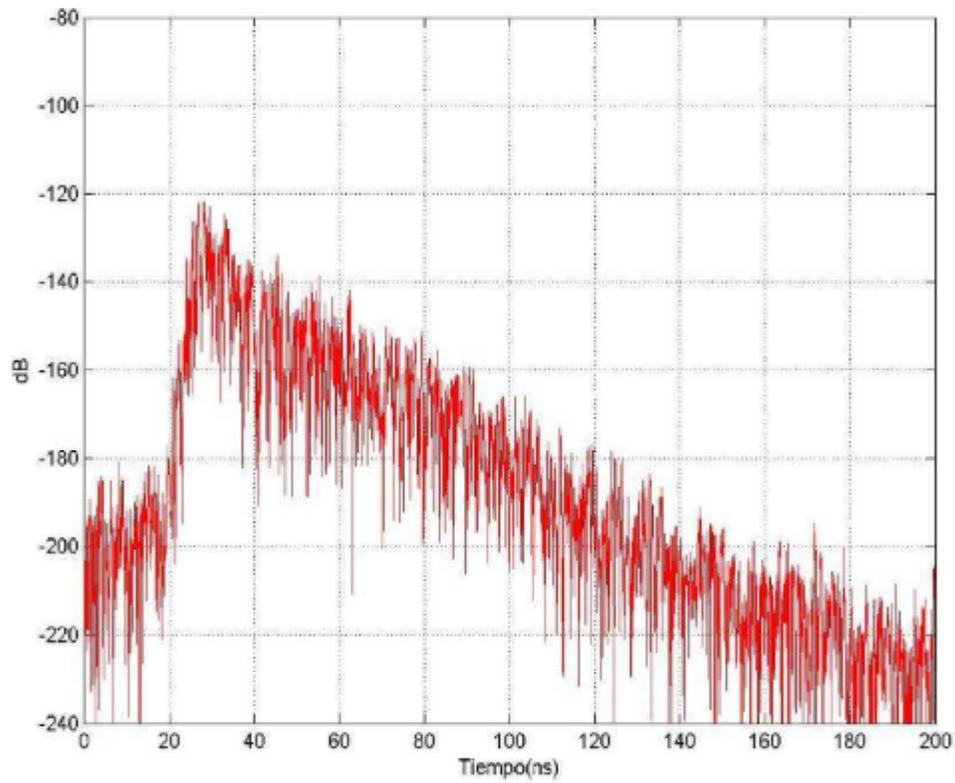


Fig. 3.13: Traza Temporal medida NLOS

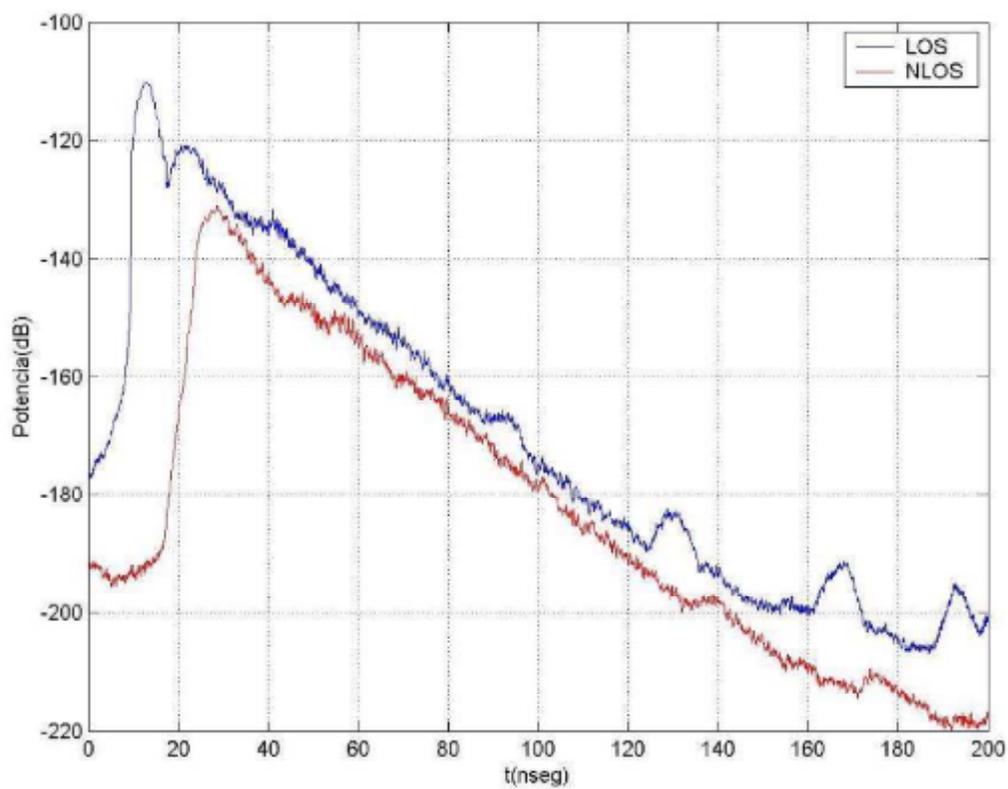


Fig. 3.14: PDP Situaciones medidas LOS - NLOS

Tiempos de llegada

Otro parámetro de gran importancia dentro del estudio de un perfil de potencia para un sistema de transmisión de datos la constante del tiempo de caída o de pérdida de señal. Este parámetro es una medida de la caída exponencial de la PDP en relación al retardo temporal. La importancia de este parámetro recae en que nos proporcionará el límite de la máxima velocidad de transmisión de pulsos sin solapamiento entre ellos además de indicarnos en el dominio temporal la distribución de llegada de los diferentes rayos producidos por el escenario multicamino.

Dentro de los parámetros relacionados con los tiempos de llegada uno de gran importancia es el *Root Mean Square (RMS) delay spread* o “raíz cuadrada media” de la distorsión del tiempo de llegada. El RDS (*RMS delay spread*) es una medida de la cantidad de señal dispersada por el canal, y se define como la raíz cuadrada del segundo momento central de la PDP.

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\tau_m^2 - (\tau_m)^2}$$

$$\tau_m = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)}, \tau_m^2 = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k^2}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)}$$

donde a_k , τ_k , $P(\tau_k)$ son los coeficientes de ganancia, el retraso y el valor de la PDP del k-ésimo rayo que forma parte del multicamino respectivamente.

El parámetro τ_m o la media del retardo, describe el tiempo medio de la transmisión del transmisor al receptor. El *delay spread* total, indica el máximo retardo con el que nos encontramos a causa del multicamino, como podemos ver en la siguiente imagen.

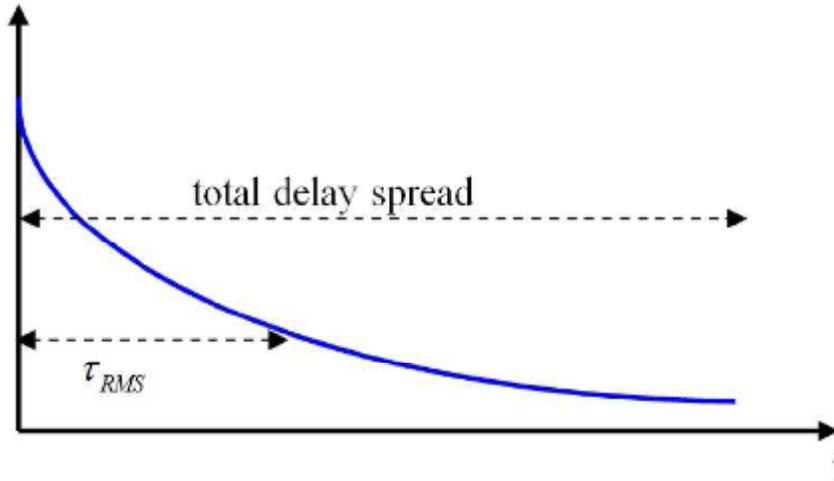


Fig. 3.15: Parámetros temporales

Path-loss

El modelado de canal incluye la modelización de la atenuación de la señal con la distancia. Esta atenuación se conoce generalmente como *path-loss* (“pérdidas por camino”). Este parámetro es una característica fundamental de la propagación de señales electromagnéticas y se incluye en los diseños de sistemas, para predecir de manera aproximada la potencia recibida.

Tradicionalmente, para enlaces en el espacio libre, como se ha visto anteriormente, las pérdidas por propagación para enlaces a una única frecuencia se estudian a través de la fórmula de Friis, que predice que la potencia de la señal será inversamente proporcional al cuadrado de la distancia entre transmisor y receptor. A causa del gran ancho de banda de los sistemas UWB, junto con las presunciones que se hacían para el cálculo de propagación en el espacio libre (ganancias constantes, etc), el canal en nuestro caso presenta unas pérdidas que varían a lo largo de la banda que ocupa la señal, puesto que nos encontramos con multitud de efectos tales como: refracción, reflexión, difracción, absorción,... por lo que este parámetro, también ha de ser derivado de medidas experimentales.

A pesar de esto, si algo es cierto, es que las pérdidas se incrementan exponencialmente con la distancia. En media, las pérdidas por propagación para una separación d entre transmisor y receptor:

$$P_R = Ad^{-\gamma}$$

$$PL_{[dB]}(d) = PL_{[dB]}(d_0) + 10\gamma \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right)$$

donde d_0 es la distancia de referencia y γ es el exponente de pérdidas, que dependerá en gran medida del entorno, por lo que su valor variará en función del escenario (estructura, materiales, configuración LOS/NLOS,...). Algunos estudios incluso añaden a dicha expresión una variable aleatoria de distribución gaussiana para modelar los efectos de pequeña escala dentro de las pérdidas por propagación.

$$PL_{[dB]}(d) = PL_{[dB]}(d_0) + 10\gamma \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) + X_\sigma$$

En la bibliografía pueden encontrarse valores para este exponente (γ) en función de diferentes tipos de edificios, extraídos a partir de campañas de medida realizadas en estos diferentes tipos de entorno.

3.3 Modelos y Parámetros de Canal en WiMAX

El canal de propagación es el medio que enlaza al transmisor con el receptor, este medio es inalámbrico y difiere de los canales cableados por la propagación multitrayecto. Se analizan parámetros importantes como la potencia recibida, y se analiza sus estadísticas.

Aplicando los conceptos de WiMAX y las reglas impuestas por el estándar IEEE 802.16d junto con los conceptos descritos en las siguientes secciones de este capítulo sobre canal de propagación y los datos que se especifican en los modelos SUI, también especificados en este capítulo, estamos en la capacidad de crear un software que nos permita el análisis del canal de propagación aplicado la tecnología WiMAX y el desempeño de la modulación OFDM en esta tecnología.

Veremos como la potencia recibida decrece en función de la distancia. El retardo de propagación nos indica que si transmitimos una señal de duración T , la señal recibida tendrá una duración T' mayor a T , lo cual nos lleva a tener interferencia intersimbólica; la

cual puede ser controlada o incluso hasta eliminada con una correcta adición de un prefijo cíclico a la señal.

El canal radio de un sistema de comunicación inalámbrico es a menudo descrito como LOS o NLOS. En un enlace LOS, una señal viaja a través de un camino directo y sin obstáculos desde el transmisor al receptor. El enlace LOS requiere que la mayor parte de la primera zona de Fresnel esté libre de cualquier obstrucción. Si este criterio no se cumple, entonces se produce una significativa reducción en el nivel de intensidad de la señal recibida.

En un enlace NLOS, una señal alcanza el receptor a través de reflexiones, difracciones y dispersiones debido a que se presentan obstáculos a lo largo del trayecto. La señal que llega al receptor está formada por una composición de señales que llegan a través de las anteriores formas de propagación. Estas señales tienen diferentes tiempos de retardo, atenuaciones, polarizaciones y estabilidad relativa frente a la señal que se transmite por el camino directo.

En este apartado describiremos lo referente a transmisiones NLOS de un sistema fijo. Cuando los obstáculos que se presentan a lo largo del trayecto tienen una superficie suave, las ondas son reflejadas y parte de su energía es absorbida por el obstáculo, mientras que si la superficie del obstáculo es áspera, las ondas se dispersan. Finalmente, las ondas también se pueden difractar cuando estas chocan con los filos de los obstáculos.

El parámetro más importante para analizar el canal de propagación es la ganancia de este, la cual es menor a la unidad, así como las pérdidas en el espacio libre. Otro de los parámetros importantes es el desplazamiento Doppler de frecuencia, las ondas que presentan este desplazamiento crean una secuencia de desvanecimientos.

El efecto Doppler es un parámetro muy importante en los sistemas móviles ya que el desplazamiento de frecuencia o frecuencia Doppler depende de la velocidad de la SS. Sin embargo este es un parámetro importante del canal, aunque sea muy pequeño ya que es una medida de la tasa de cambio del canal.

Normalmente la frecuencia Doppler fluctúa entre los valores de 1 Hz y 1KHz para sistemas móviles. En sistemas fijos este valor se encuentra entre 0 y unos cuantos Hertz.

Canales invariantes en el tiempo

Los canales invariantes en el tiempo se refieren a los sistemas fijos, es decir, las ondas que llegan al receptor son ondas que no varían su amplitud en función de la posición del receptor, ver Fig. 3.16.

El receptor puede presentar un pequeño movimiento, pero a una velocidad baja que no representa un desplazamiento Doppler significativo, esto se da cuando la posición del receptor varía dentro de un área menor a 10 longitudes de onda de diámetro.

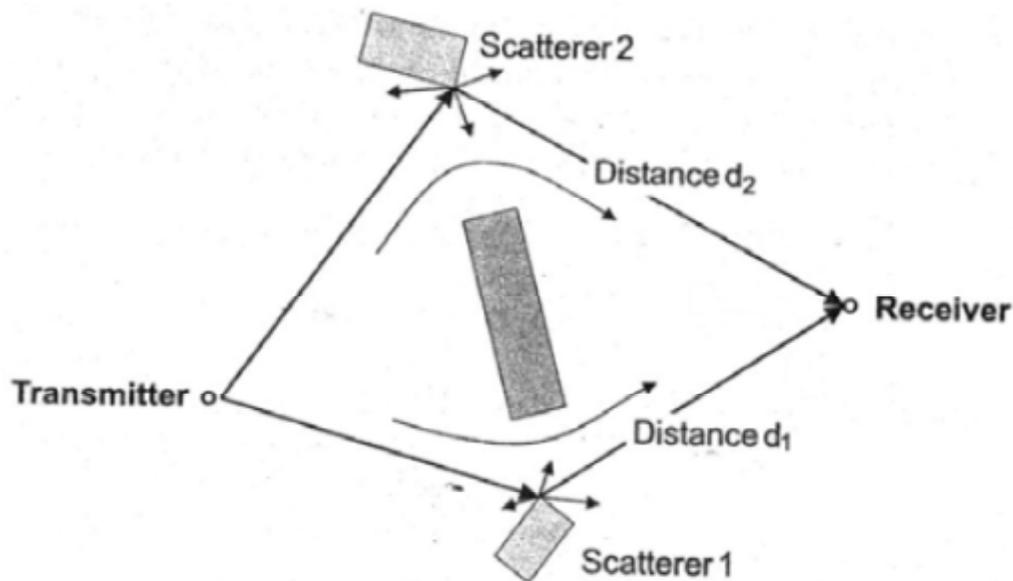


Fig. 3.16: Sistema invariante en el tiempo

Desvanecimientos

Es la disminución de la potencia recibida con relación a su valor medio a largo plazo, debido a los multitrayectos, existen fluctuaciones del valor de la potencia recibida respecto al valor calculado a una distancia d del transmisor.

La profundidad del desvanecimiento es la diferencia entre el valor nominal y el nivel recibido. La duración del desvanecimiento es el tiempo que media entre la pérdida y recuperación del nivel.

Desvanecimiento por Multitrayecto

Se debe a la existencia de dos o más trayectos de propagación además del directo, este puede producirse por reflexiones en el suelo o en capas de la atmósfera y es selectivo en frecuencia por lo que produce distorsión y atenuación.

El modelo estadístico está dado según las condiciones y pueden ser del tipo:

- **Rice:** Cuando existe línea de vista.
- **Rayleigh:** Cuando no existe línea de vista.

Los desvanecimientos multitrayecto se pueden dividir en planos o selectivos dependiendo si afectan a toda la banda transmitida o solo a una parte de esta.

Un desvanecimiento plano atenúa el espectro de la señal uniformemente en toda la banda y no es selectivo en frecuencia. Se debe a la reducción de la intensidad del camino directo, dando lugar a una depresión media de la intensidad de la señal.

En los desvanecimientos selectivos la aparición de caminos múltiples en sistemas de banda ancha da lugar a la existencia de un desvanecimiento selectivo en frecuencia, que provoca una distorsión en la señal. La función de transferencia del medio de propagación varía con la frecuencia lo que produce distorsión de amplitud y fase en la señal.

Distribución de Rayleigh

La distribución de Rayleigh es una función de distribución continua. Se suele presentar cuando un vector bidimensional tiene sus dos componentes, ortogonales, independientes y siguen una distribución normal. Su valor absoluto seguirá entonces una distribución de Rayleigh.

Esta distribución también se puede presentar en el caso de números complejos con componentes real e imaginaria independientes y siguiendo una distribución normal. Su valor absoluto sigue una distribución de Rayleigh.

La función densidad de probabilidad de esta distribución es:

$$pdf = \frac{r}{\sigma^2} \cdot \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad r \geq 0$$

Donde σ^2 es la varianza. Las propiedades de la distribución de Rayleigh son las siguientes:

Valor esperado:	$\bar{r} = \sigma \cdot \sqrt{\frac{\pi}{2}}$
Media cuadrática:	$\bar{r}^2 = 2\sigma^2$
Varianza:	$\sigma_r^2 = 0.492\sigma$
Valor medio:	$\tilde{r} = 1.177\sigma$

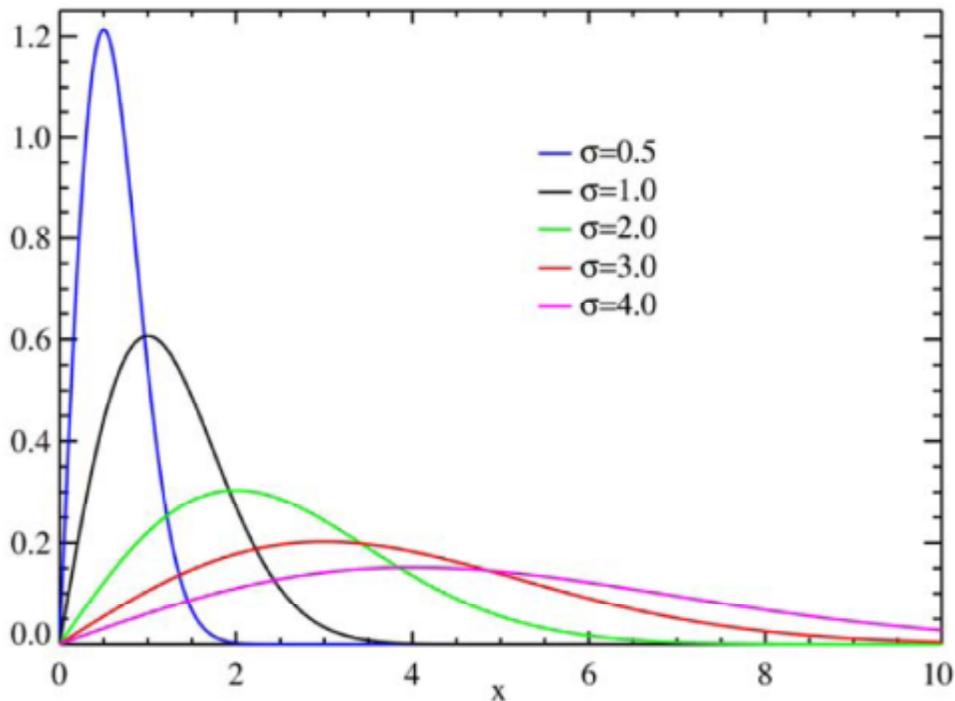


Fig. 3.17: Distribución de Rayleigh

La función de distribución acumulativa (CDF), se define como la probabilidad de que la realización de la variable aleatoria tenga un valor menor a x, en otras palabras, indica la probabilidad de que un cierto nivel de potencia no sea excedido. La CDF está dada por,

$$cdf = 1 - \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right)$$

Tasa de Nivel de Cruce (LCR)

El level cross rate (LCR) o tasa de nivel de cruce, es una cantidad que nos permite observar la tasa de ocurrencia de los desvanecimientos, y depende del nivel en consideración. Una caída de nivel de 30 dB por debajo del valor medio ocurrirá raramente en comparación a una caída de 3 dB. La expresión para el cálculo del LCR es la siguiente:

$$LCR = \sqrt{2\pi \ln(2)} \left(\frac{r}{\bar{r}}\right) 2^{-\left(\frac{r}{\bar{r}}\right)^2}$$

Duración Promedio de los Desvanecimientos (ADF)

El average duration of fades (ADF) o duración promedio de los desvanecimientos es el tiempo promedio que dura una caída de nivel por debajo del nivel medio. Este es una relación entre la CDF y el LCR de la siguiente forma:

$$ADF = CDF / LCR$$

Canales de Propagación Aplicados a WiMAX

Los parámetros del modelo de propagación dependen del terreno, densidad boscosa, altura de la antena, etc. El canal inalámbrico está caracterizado por:

- Pérdida en el espacio libre.
- Retardo de propagación por multitrayecto.
- Características de desvanecimiento.
- Interferencia co-canal.

El modelo más comúnmente utilizado en la predicción y simulación de la señal recibida es el modelo de Okumura-Hata, el cual es válido para frecuencias de 500 a 1500 MHz, y su extensión a 2000 MHz, en distancias mayores a 1 Km y antenas con alturas mayores a 30 m.

Sin embargo este modelo no es aplicable para antenas de altura pequeña, o terrenos montañosos con densidad boscosa media o alta, ni para el rango de frecuencias a los que WiMAX se aplica.

Pérdidas en el Espacio Libre

Existen tres categorías de terrenos, estas son:

- **Tipo A:** Terrenos montañosos, con densidad boscosa media o alta.
- **Tipo B:** Terreno plano, con densidad boscosa media.
- **Tipo C:** Terreno plano con densidad boscosa baja.

Para los escenarios nombrados, la pérdida en el espacio libre en dB está dada por:

$$PL = A + 10\gamma \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + s \quad \text{para } d > d_0$$

Donde,

$$A = 20 \log(4 \pi d_0 / \lambda)$$

Donde d_0 es la distancia más cercana a la estación base e igual a 100 m, λ es la longitud de onda en m, d es la distancia entre 100 m y 7 Km, y γ es el exponente de la pérdida de espacio libre y esta dado por:

$$\gamma = a - h_b + c / h_b$$

Donde h_b es la altura de la antena de la estación base en metros, y se encuentra en el rango de 10 a 80 m, a, b, c y s son constantes que dependen del terreno.

Tabla 3.1: Coeficientes de pendientes del Terreno

Constante	Tipo A	Tipo B	Tipo C
a	4.6	4	3.6
b	0.0075	0.0065	0.005
c	12.6	17.1	20
s	10.6	9.4	8.2

Para que el modelo sea aplicable a las condiciones mencionadas debemos realizar una corrección en frecuencia y altura de la estación suscriptora. Estas correcciones son:

$$PL_{TOTAL} = PL + PL_f + PL_h$$

Donde PL_f es la corrección en frecuencia dada por:

$$PL_f = 6 \log (f/2000)$$

La frecuencia está dada en MHz, PL_h es la corrección debida a la altura de la estación suscriptora dada por:

$$PL_h = -10.8 \log\left(\frac{h}{2}\right) \quad \text{Para terrenos Tipo A y B}$$

$$PL_h = -20 \log\left(\frac{h}{2}\right) \quad \text{Para terrenos Tipo C}$$

Donde h es la altura de la estación suscriptora entre 2 y 10 m.

Retardo de Propagación por Multitrayecto

Debido al ambiente de dispersión, el canal presenta un retardo por multitrayecto, este es el siguiente:

$$\tau_{rms}^2 = \sum_j P_j \tau_j^2 - \tau_{avg}^2$$

Done,

$$\tau = \sqrt{\sum_j P_j \tau_j^2}$$

τ_j : representa el retardo de la j-esima componente.

P_j : (potencia de la j-esima componente) / Potencia total.

Características de Desvanecimiento

Distribución de los Desvanecimientos y Factor K

El desvanecimiento de una señal de banda estrecha puede ser caracterizado por una distribución de Ricean. La clave de esta distribución es el factor K, que se define como la relación entre la potencia del componente fijo y la potencia del componente disperso. La distribución del factor K de banda estrecha es una distribución lognormal, con su media en función de la estación del año, altura de la antena, el ancho del lóbulo de la antena, y la distancia y aproximadamente igual a 8 dB.

$$K = F_s F_h F_b K_0 d^\gamma u$$

Donde:

F_s : Es el factor de la estación, igual a 1 en verano y primavera, y a 2.5 en invierno y otoño.

F_h : Es el factor de la antena receptora, con su altura en metros: $F_h (h / 3)^{0.46}$

F_b : Es el factor del ancho del lóbulo, el ancho del lóbulo dado en grados: $F_b (b / 17)^{0.62}$

K_0 y γ : son los coeficientes de regresión e iguales a 10 y -0.5 respectivamente.

u : Es una variable lognormal con media 0 dB y desviación estándar de 8 dB.

d : Es la distancia entre la estación base y la estación suscriptor.

Para cada eco se genera un grupo de coeficientes gaussianos con media cero y varianza de 0.5 tanto para la parte real como imaginaria de forma que la potencia promedio total sea igual a 1. Esto nos lleva a una distribución de Rayleigh, la cual es equivalente a la distribución de Ricean con un factor $K = 0$. Para casos en los que $K > 0$, un componente constante del canal m es adherido a los coeficientes complejos. La razón entre la parte constante m y la variable Rayleigh corresponde al factor K . La potencia de cada eco queda dada por:

$$P = |m|^2 + \sigma^2$$

Donde m es la constante del canal y σ^2 es la varianza de los coeficientes complejos. El factor K entonces esta dado por:

$$K = |m|^2 / \sigma^2$$

De las dos ecuaciones anteriores, podemos derivar las ecuaciones para la potencia de la parte constante y gaussiana:

$$\sigma^2 = P (1 / K+1)$$

$$|m|^2 = P (K / K+1)$$

Espectro Doppler

En canales inalámbricos fijos la densidad espectral de potencia (PSD) de componentes dispersos es llamada PSD redondeada (Fig. 3.18) y está dada por:

$$S = \begin{cases} 1 - 1.72f_0^2 + 0.785f_0^4 & |f_0| \leq 1 \\ 0 & |f_0| > 1 \end{cases}$$

Donde: $f_0 = f/f_m$, f_m representa la máxima frecuencia Doppler.

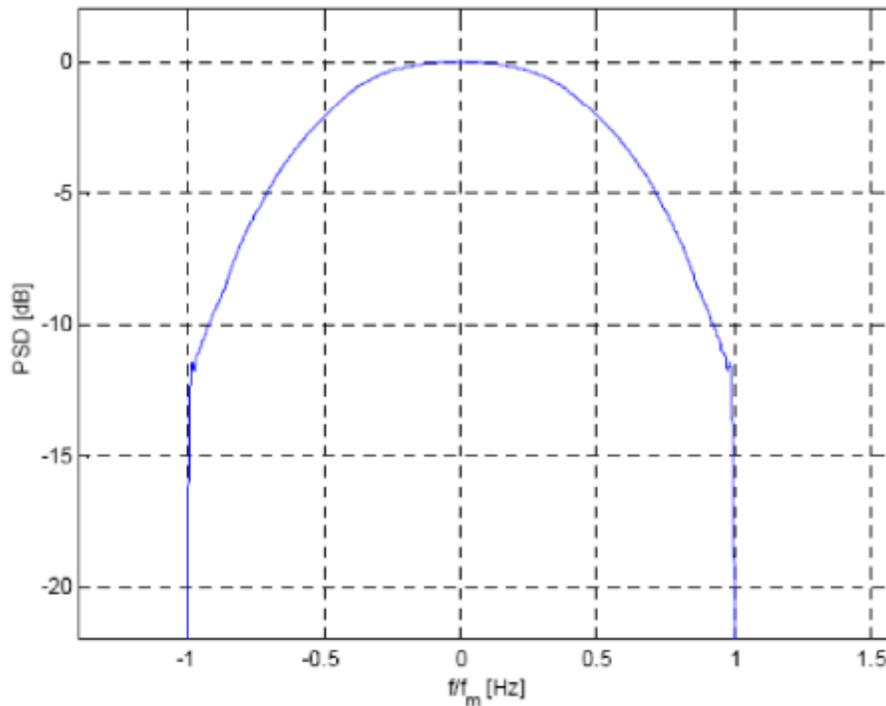


Fig. 3.18: PSD redondeada

Finalmente para encontrar el grupo de coeficientes con esta PSD, se correlacionan los coeficientes imaginarios con un filtro cuya respuesta en frecuencia es: $H = (S)^{1/2}$.

Interferencia Co-Canal (C/I)

Los cálculos para la C/I usan un modelo de pérdidas en el espacio libre que toman en cuenta una media y un desvanecimiento lognormal, pero no para desvanecimientos temporales rápidos. En los casos de NLOS, el desvanecimiento temporal nos lleva a admitir cierto margen de desvanecimiento, el valor de este margen depende del factor K del desvanecimiento, la QoS requerida y el uso de cualquier medida de mitigación de desvanecimiento en el sistema.

Existen dos formas de encontrar este margen como se muestra en la Fig. 3.19, una de ellas es que la CDF de C/I sea desplazada hacia la izquierda o la C/I que se requiere para un canal sin desvanecimiento se incrementa debido al margen de desvanecimiento.

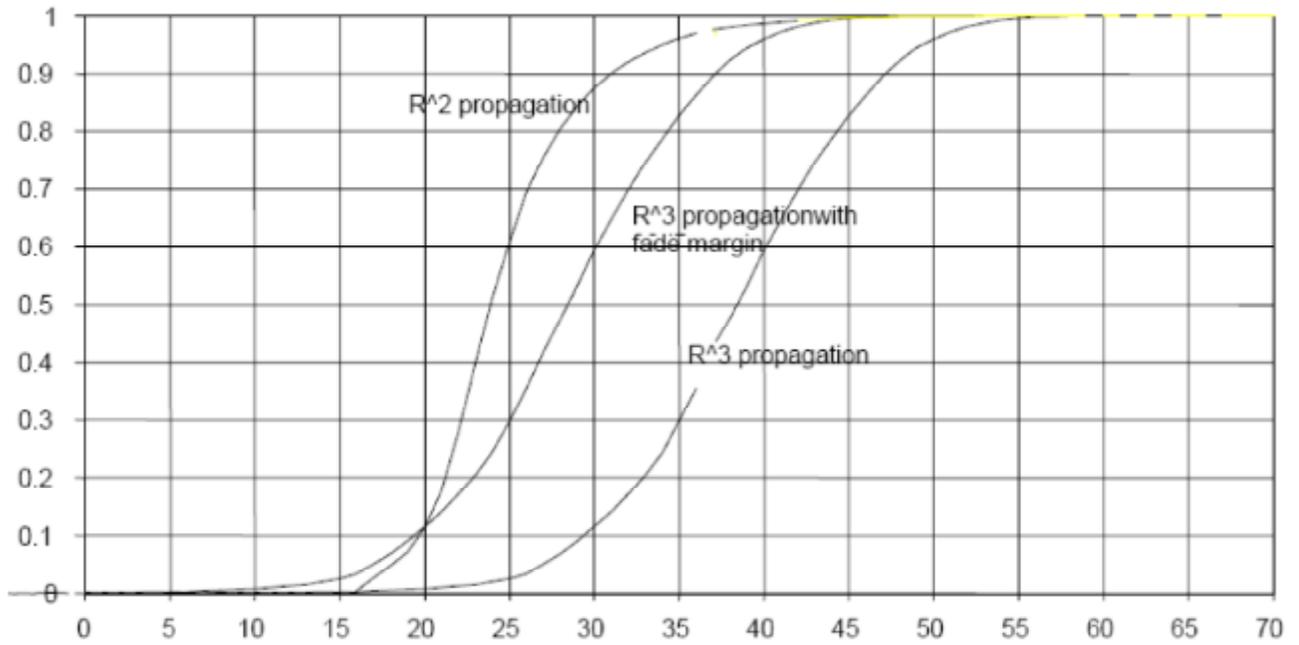


Fig. 3.19: Efectos del margen de desvanecimiento en distribuciones C/I

CONCLUSIONES

A lo largo de este proyecto, se han estudiado en primer lugar las características más importantes de todas las partes constituyentes de un sistema de comunicaciones Ultra Wide Band y WiMAX. Desde la importancia de los pulsos usados, pasando por las antenas que hacen la función de transmisores y receptores de la señal, incluyendo el comportamiento del canal para las frecuencias y características dadas, intentando dar a entender que la viabilidad de un sistema UWB recae en que la funcionalidad de todas y cada una de sus partes sea correcta. En caso contrario no podrán ser explotadas todas las capacidades y beneficios del gran ancho de banda que nos ofrecen los sistemas UWB.

En primer lugar se han explicado y expuesto las peculiaridades de los diferentes métodos y configuraciones de ensayos disponibles para un correcto estudio del canal de un sistema UWB-WiMAX, tanto los métodos que hacen uso del dominio temporal, como aquellos que lo hacen del frecuencial.

Con esto se ha puesto de manifiesto no tan sólo la viabilidad del sistema de medida formado por un analizador de redes vectorial en el dominio frecuencial sino también de la metodología y procesado sobre las medidas realizadas.

La mayor diferencia entre modelo y las medidas reales obtenidas recae en que los modelos que no suponen un multipath excesivamente denso, serán difíciles de encontrar en entornos reales, puesto que distan de lo ideal y presentan alta cantidad de elementos que son fuentes de ecos y reflexiones que no son deseadas.

De igual forma, WiMAX es una tecnología inalámbrica que busca satisfacer la necesidad de acceso de banda ancha de última milla, y es capaz de dar todos los niveles de servicio para un carrier de datos, es decir que también se la puede aplicar como una red backbone para el transporte de datos a una alta tasa de transmisión.

BIBLIOGRAFÍA

1. 802.16 IEEE Standard for Local and metropolitan area networks. Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless. IEEE Computer Society and the IEEE Microwave Theory and Techniques Society. 8 Abril, 2002.
2. OFDM PHY SAP Interface Specification for 802.16 Broadband Wireless Access Base.
3. Stations Intel Corporation, 22 Mayo 2006.
4. Seong Taek Chung and Andrea J. Goldsmith, Degrees of Freedom in Adaptive Modulation: A Unified View.
5. Randy H. Katz, Digital Modulation, CS Division University of California, Berkeley.
6. Tecnologías Inalámbricas de Banda Ancha Intel, Tecnologías y estándares <http://www.intel.com/cd/network/communications/emea/spa/179913.htm>
7. Tecnologías Inalámbricas de Banda Ancha WiMAX. Intel, Acceso basado en tecnología inalámbrica de banda ancha WiMAX. <http://www.intel.com/netcomms/technologies/wimax/index.htm>
8. OFDM PHY SAP Especificaciones para la interfaz de las estaciones base de BWA para 802.16 Intel, 22 Mayo 2006. http://www.intel.com/netcomms/technologies/wimax/PHY_SAP_API_227.pdf
9. IEEE 802.16. Wikipedia, 21 Marzo 2007 http://es.wikipedia.org/wiki/IEEE_802.16
10. WiMAX. Wikipedia, 21 Agosto 2007 <http://es.wikipedia.org/wiki/WiMAX>
11. Modelo OSI. Wikipedia, 1 Octubre 2007 http://es.wikipedia.org/wiki/Modelo_OSI
12. Aprobada la segunda norma IEEE 802.16e de WiMAX para móviles Tecnowimax, 10 Diciembre 2005. <http://www.tecnowimax.com/2005/12/>
13. Codificación <http://web.usc.es/~elusive/simula3.html>
14. Códigos de codificación del canal <http://www.isa.cie.uva.es/proyectos/codec/teoria4.html>

ANEXOS

ANEXO 1



IEEE STANDARDS ASSOCIATION

Tomado de: <http://standards.ieee.org/about/get/802/802.html>

IEEE 802® Standards

- 802: Overview & Architecture
- 802.1: Bridging & Management
- 802.2: Logical Link Control
- 802.3: Ethernet
- 802.11: Wireless LANs
- 802.15: Wireless PANs
- 802.16: Broadband Wireless MANs
- 802.17: Resilient Packet Rings
- 802.20: Mobile Broadband Wireless Access
- 802.21: Media Independent Handover Services
- 802.22: Wireless Regional Area Networks