

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE MADRID

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR



PROYECTO FIN DE CARRERA

**Efecto del sistema UWB sobre
sistemas de telecomunicaciones
con bandas de operación por
debajo de los 3 GHz**

Alicia Jiménez Tejero

Octubre 2008

**Efecto del sistema UWB sobre sistemas de
telecomunicaciones con bandas de operación por
debajo de los 3 GHz**

AUTOR: Alicia Jiménez Tejero

TUTOR: Bazil Taha Ahmed

Grupo de Radiocomunicaciones y Comunicaciones Ópticas

Dpto. de Ingeniería Informática
Escuela Politécnica Superior
Universidad Autónoma de Madrid
Octubre 2008

ACTA DE EXAMEN

PROYECTO FIN DE CARRERA

Título: Efecto del sistema UWB sobre sistemas de telecomunicaciones con bandas de operación por debajo de los 3 GHz

Autora: Alicia Jiménez Tejero

Tutor: Bazil Taha Ahmed

Tribunal (aprobado en COA 08/01/2008):

Presidente: Antonio Aguilar Morales

Vocal: Sergio López Buedo

Secretario: Bazil Taha Ahmed

Presidente suplente: Jorge A. Ruiz Cruz

Vocal suplente: Luis de Pedro Sánchez

Fecha de lectura: Madrid, a de Octubre de 2008

Calificación:

Agradecimientos:

En primer lugar agradecer a mi tutor, Bazil Taha Ahmed, su ayuda constante y paciencia infinita pues, desde el primer día que acudí a su despacho, me ha hecho el camino llano. También quería darles las gracias a todas aquellas personas que siempre han estado a mi lado, que me han hecho reír y siempre me han dado razones para mantener una sonrisa, porque son los que me han ayudado a levantarme cuando he caído, porque me han hecho más placentero el camino que he elegido y porque siempre han creído en mí. Porque sin el apoyo incondicional de mi familia, el de mi novio y el de mis amigos no sería como soy.

A todos ellos quiero dedicarles este proyecto desde mi más profundo afecto.

Alicia Jiménez Tejero.

Palabras clave:

- ✓ DAB
- ✓ DTV
- ✓ NEXRAD
- ✓ SNIR.
- ✓ UWB
- ✓ WIFI
- ✓ WIMAX

Resumen:

Los sistemas UWB trabajan con un ancho de banda de 7,5 GHz, recorriendo las frecuencias de 3,1 a 10,6 GHz. A pesar de este gran ancho de banda, las interferencias que puede ocasionar el sistema UWB no sólo se restringen a la banda de trabajo, sino que pueden afectar también a sistemas que trabajan en las bandas laterales debido a la no idealidad práctica del sistema utilizado.

En este proyecto analizamos el impacto que la tecnología UWB tiene sobre otras tecnologías que trabajan a una frecuencia menor a 3 GHz para así proporcionar una máscara de emisión UWB mejorada.

Limitamos el estudio a las bandas de 2,4 GHz en la que trabaja WiFi, a la de 2,5 GHz sobre la que trabaja 'pre-WIMAX', 650 MHz donde se sitúa el sistema de televisión digital DTV, en 188.5 MHz y 1464.5MHz sobre las que trabaja DAB y el sistema de radar NEXRAD que se caracteriza por trabajar en la frecuencia central de 2.85 GHz.

El análisis se realizará sobre diferentes escenarios mediante la comparación de los datos recogidos entre la transmisión sin interferencia y con interferencia.

Key words:

- ✓ DAB
- ✓ DTV
- ✓ NEXRAD
- ✓ SNIR.
- ✓ UWB
- ✓ WIFI
- ✓ WIMAX

Abstract:

UWB systems work with a 7.5 GHz bandwidth, covering frequencies from 3.1 to 10.6 GHz. Despite this big bandwidth, interferences that UWB system may cause are not only restricted to the work band but can also affect to the secondary bands. This is due to the non ideality in practice of the systems used.

The aim of this proyect is to analyze the impact of the UWB technology over some other technologies that work on a frequency below 3 GHz and provide a mask of UWB emissions improved.

Our study will be limited to the bands of 2.4 GHz, where WIFI works on, the 2.5 GHz where 'pre-WIMAX' system is placed, 650 MHz where digital television works on, in 188.5 and 1464.5 MHz that are characterized for digital audio broadcasting or DAB, and 2.85 GHz for NEXRAD systems.

The analysis will be performed on different scenarios by comparing data collected between the transmission with and without interference.

ÍNDICE DE CONTENIDOS

Portada	I
Acta de examen.....	III
Agradecimientos.....	IV
Palabras clave.....	V
Resumen.....	V
Key words.....	VI
Abstract.....	VI
Capítulo 0: Introducción.....	1
0.1 Motivación.....	1
0.2 Objetivos.....	2
0.3 Estructura.....	3
Capítulo 1: Sistemas de radiofrecuencia.....	4
1.1 Introducción.....	4
1.2 Conceptos básicos de radiofrecuencia.....	5
1.2.1 PIRE.....	5
1.2.2 SNR.....	5
1.2.3 LOS/NLOS.....	6
1.2.4 Multitrayecto: shadow-fading y multipath fading.....	6
1.2.5 Indoor/Outdoor.....	7
1.2.6 Modelos de propagación.....	8
1.2.7 Limitaciones del sistema.....	9
1.2.8 Antenas.....	11
Capítulo 2: Sistemas UWB.....	15
2.1 Tecnología.....	15
2.2 Modelos de propagación.....	21
Capítulo 3: Efectos producidos por UWB sobre WiFi y WIMAX.....	26
3.1 Introducción a los sistemas inalámbricos.....	26

3.2 WiFi, Wireless Fidelity.....	27
3.2.1 Tecnología.....	27
3.2.2 Modelo de propagación.....	29
3.2.3 Resultados.....	33
3.3 WIMAX, WorldWide Interoperability for Microwave Access.....	43
3.3.1 Tecnología.....	43
3.3.2 Modelo de propagación.....	46
3.3.3 Resultados.....	52
 Capítulo 4: Impacto producido por UWB sobre DAB y DTV.....	 65
4.1 Introducción a los sistemas de radio y televisión digitales.....	65
4.2 DAB.....	66
4.2.1 Tecnología.....	66
4.2.2 Modelo de propagación.....	69
4.2.3 Resultados.....	74
4.3 DTV.....	84
4.3.1 Tecnología.....	84
4.3.2 Modelo de propagación.....	86
4.3.3 Resultados.....	88
 Capítulo 5: Impacto producido por UWB sobre NEXRAD.....	 103
5.1 Introducción a los sistemas de RADAR.....	103
5.2 NEXRAD.....	104
5.2.1 Tecnología.....	104
5.2.2 Modelo de propagación.....	106
5.2.3 Resultados.....	114
 Capítulo 6: Conclusiones y líneas futuras de investigación.....	 126
6.1 Conclusiones.....	126
6.2 Líneas futuras de investigación.....	129
 Referencias.....	 130
 Glosario de acrónimos.....	 135

Anexos.....	141
Anexo A: Tipos de distribuciones.....	141
Anexo B: Señales UWB.....	143
Anexo C: Máscara de UWB.....	152
Anexo D: Códigos MATLAB.....	153
D.1 WiFi.....	153
D.2 WIMAX.....	160
D.3 DAB.....	171
D.4 DTV.....	178
D.5 NEXRAD.....	188
 Bibliografía.....	 195

INDICE DE FIGURAS

Figura 1.1: Diagrama de radiación en dos dimensiones de una antena.....	14
Figura 2.1: Las máscaras de emisión aceptadas por la FCC y las propuestas por ETSI/CEPT en aplicaciones de comunicación de datos para casos indoor y outdoor....	17
Figura 2.2: Resumen de las tres técnicas de modulación disponibles para UWB.....	19
Figura 2.3: Aplicaciones electrónicas para UWB en casa.....	20
Figura 3.1: Célula de cobertura WiFi con un transmisor y receptor WiFi y un transmisor interferente UWB.	30
Figura 3.2: SNIR para un PIRE WiFi de 20 dBm y un ancho de banda de canal de 20MHz.	34
Figura 3.3: SNIR para un PIRE WiFi de 18 dBm y un ancho de banda de canal de 20MHz.	34
Figura 3.4: SNIR para un PIRE WiFi de 16 dBm y un ancho de banda de canal de 20MH.....	35
Figura 3.5: SNIR para un PIRE WiFi de 14 dBm y un ancho de banda de canal de 20MHz.	35
Figura 3.6: Tipos de modulaciones utilizadas y velocidad binaria respecto de la distancia con una potencia de transmisión para WiFi de 20 dBm.....	39
Figura 3.7: Tipos de modulaciones utilizadas y velocidad binaria respecto de la distancia con una potencia de transmisión para WiFi de 18 dBm.....	40
Figura 3.8: Tipos de modulaciones utilizadas y velocidad binaria respecto de la distancia con una potencia de transmisión para WiFi de 16 dBm.....	41
Figura 3.9: Tipos de modulaciones utilizadas y velocidad binaria respecto de la distancia con una potencia de transmisión para WiFi de 14 dBm.....	42
Figura 3.10: Célula de cobertura con una BS y un SS WIMAX y un transmisor interferente UWB (Sin escala).....	48
Figura 3.11: Antenas omnidireccionales a la izquierda y trisectorización a la derecha.....	49
Figura 3.12: SNIR respecto de la distancia para un ancho de banda de canal de 1.5MHz, frecuencia central de 2.5 GHz para una PIRE WIMAX de 53 dBm.....	52
Figura 3.13: SNIR para un ancho de canal de 2.5 MHz y frecuencia central 2.5GHz.....	53

Figura 3.14: SNIR para un ancho de canal de 5 MHz y frecuencia central 2.5GHz.....	53
Figura 3.15: SNIR para un ancho de canal de 10 MHz y frecuencia central 2.5GHz.....	54
Figura 3.16: SNIR para un ancho de canal de 20 MHz y frecuencia central 2.5GHz.....	54
Figura 3.17: SNIR para un ancho de canal de 27.5 MHz y frecuencia central 2.5GHz.....	55
Figura 3.18: SNIR para un ancho de canal de 1.25 MHz y frecuencia central 3.5GHz.....	55
Figura 3.19: SNIR para un ancho de canal de 2.5 MHz y frecuencia central 3.5GHz.....	56
Figura 3.20: SNIR para un ancho de canal de 5 MHz y frecuencia central 3.5GHz.....	56
Figura 3.21: SNR para un ancho de canal de 10 MHz y frecuencia central 3.5GHz.....	57
Figura 3.22: SNR para un ancho de canal de 20 MHz y frecuencia central 3.5GHz.....	57
Figura 3.23: SNR para un ancho de canal de 27.5 MHz y frecuencia central 3.5GHz.....	58
Figura 3.24: Rango de cobertura par cada tipo de modulación y tasa binaria para diferentes densidades de potencia y anchos de banda de canal (1.25, 2.5, 5MHz) a la frecuencia central de 2.5 GHz de y una simulación de 100 m. a 1 km.....	60
Figura3.25: Rango de cobertura par cada tipo de modulación y tasa binaria para diferentes densidades de potencia y anchos de banda de canal (10, 20, 27 MHz) a la frecuencia central de 2.5 GHz de y una simulación de 100 m. a 1 km.....	61
Figura3.26: Rango de cobertura par cada tipo de modulación y tasa binaria para diferentes densidades de potencia y anchos de banda de canal (1.25, 2.5, 5MHz) a la frecuencia central de 3.5 GHz de y una simulación de 100 m. a 1 km.....	63
Figura3.27: Rango de cobertura par cada tipo de modulación y tasa binaria para diferentes densidades de potencia y anchos de banda de canal (10, 20, 27 MHz) a la frecuencia central de 3.5 GHz de y una simulación de 100 m. a 1 km.....	64
Figura 4.1: Esquema del sistema de radio digital.	68

Figura 4.2: Ejemplo de cobertura para una transmisión DAB en Madrid (desde Torrespaña).	70
Figura 4.3: Pérdidas de propagación respecto a la altura de la antena receptora para la frecuencia central de 188.5 MHz.	75
Figura 4.4: Pérdidas de propagación respecto a la altura de la antena receptora para la frecuencia central de 1464.5 MHz.	75
Figura 4.5: SNIR recibida en la tercera planta, en función de la frecuencia central elegida para el estudio, 1464.5MHz, el ancho de banda de canal de 1.5 MHz y la densidad espectral de potencia UWB.	76
Figura 4.6: SNIR recibida en la segunda planta, en función de la frecuencia central elegida para el estudio, 1464.5MHz, el ancho de banda de canal de 1.5 MHz y la densidad espectral de potencia UWB.	77
Figura 4.7: SNIR recibida en la primera planta, en función de la frecuencia central elegida para el estudio, 1464.5MHz, el ancho de banda de canal de 1.5 MHz y la densidad espectral de potencia UWB.	77
Figura 4.8: SNIR recibida en la tercera planta, en función de la frecuencia central elegida para el estudio, 188.5MHz, el ancho de banda de canal de 1.5 MHz y la densidad espectral de potencia UWB.	78
Figura 4.9: SNIR recibida en la segunda planta, en función de la frecuencia central elegida para el estudio, 188.5MHz, el ancho de banda de canal de 1.5 MHz y la densidad espectral de potencia UWB.	78
Figura 4.10: SNIR recibida en la primera planta, en función de la frecuencia central elegida para el estudio, 188.5MHz, el ancho de banda de canal de 1.5 MHz y la densidad espectral de potencia UWB.	79
Figura 4.11: Radio normalizado de alcance de la célula DAB la banda L (1452-1477) MHz.	81
Figura 4.12: Radio normalizado para la célula DAB en la banda L a una distancia de 1m.	81
Figura 4.13: Radio normalizado de alcance de la célula DAB la banda VHF (174-230)MHz.	82
Figura 4.14: Radio normalizado para la célula DAB en la banda VHF a una distancia de 1m.	83
Figura 4.15: Ejemplo de cobertura para un sistema TDT en Madrid (Emisión desde Torrespaña) con una fuente interferente UWB en la misma localización que el receptor.	

El receptor es una televisión analógica acompañada por un set-top-box o decodificador digital, necesario para poder recibir la señal digital terrenal.....	88
Figura 4.16: Pérdidas de propagación respecto a la altura de la antena receptora para la frecuencia central de 650 MHz.....	89
Figura 4.17: SNIR para tecnología DVB-T, recibida en la primera planta en función del ancho de banda de canal de 6MHz y la densidad espectral de potencia UWB.....	90
Figura 4.18: SNIR recibida para un ancho de banda de 7 MHz, en condiciones anteriores.	91
Figura 4.19: SNIR recibida para un ancho de banda de 8 MHz, en condiciones anteriores.	91
Figura 4.20: SNIR recibida en la segunda planta en función del ancho de banda de canal de 6MHz y la densidad espectral de potencia UWB.....	92
Figura 4.21: SNIR recibida para un ancho de banda de 7 MHz, en condiciones anteriores.....	92
Figura 4.22: SNIR recibida para un ancho de banda de 8 MHz, en condiciones anteriores	93
Figura 4.23: SNIR recibida en la tercera planta en función del ancho de banda de canal de 6MHz y la densidad espectral de potencia UWB.....	93
Figura 4.24: SNIR recibida para un ancho de banda de 7 MHz, en condiciones anteriores	94
Figura 4.25: SNIR recibida para un ancho de banda de 8 MHz, en condiciones anteriores.....	94
Figura 4.26: Índice de modulación respecto de la distancia, para una potencia de transmisión de 70 dBm. En la tercera planta, para los anchos de banda de canal de 6,7 y 8MHz.	96
Figura 4.27: Índice de modulación dependiente del tipo de modulación, respecto de la distancia, para una potencia de transmisión de 70 dBm. En la segunda planta, para los anchos de banda de canal de 6,7 y 8MHz.....	97
Figura 4.28: Índice de modulación dependiente del tipo de modulación, respecto de la distancia, para una potencia de transmisión de 70 dBm. En la primera planta, para los anchos de banda de canal de 6,7 y 8MHz.....	98
Figura 4.29: Radio normalizado de alcance de DTV para la frecuencia de 650 MHz cuando transmisor y receptor DTV se hallan dentro de la ciudad.....	99
Figura 4.30: Zoom sobre la gráfica Figura 4.29.....	100

Figura 4.31: Radio normalizado de alcance para la célula DTV en la ciudad a una distancia de 1m. de un dispositivo UWB.....	100
Figura 4.32: Radio normalizado de alcance para la célula DTV fuera de la ciudad a una distancia de 1m. de un dispositivo UWB.....	101
Figura 4.33: Zoom sobre la gráfica Figura 4.32.....	101
Figura 4.34: Radio normalizado de alcance para la célula DTV en la ciudad a una distancia de 1m. de un dispositivo UWB.....	102
Figura 5.1: Tiempo de duración de un pulso, período de escucha y tiempo de repetición de pulso.....	107
Figura 5.2: Sistema de RADAR con una antena de UWB outdoor como elemento interferente.	113
Figura 5.3: Ganancia dependiente del ángulo de elevación. Gráfica basada en mediciones realizadas con esa antena y es simétrico respecto al eje vertical.....	114
Figura 5.4 : Densidad espectral de potencia UWB (en dBm/MHz) para un rango del 95%, para una altura constante de 30 metros para la antena de UWB y los distintos ángulos de 0, 2 y 4 grados.	116
Figura 5.5 : Densidad espectral de potencia UWB (en dBm/MHz) para un rango del 95%, altura constante de 15m para la antena de UWB y los distintos ángulos de 0, 2 y 4 grados.....	117
Figura 5.6 : Densidad espectral de potencia UWB (en dBm/MHz) para un rango del 95%, altura constante de 5m para la antena de UWB y los distintos ángulos de 0, 2 y 4 grados.	117
Figura 5.7: Densidad espectral de potencia UWB en función de la distancia para un rango nominal del 97.5%, altura de la antena de 30 metros y distintos ángulos de 0, 2 y 4°.....	119
Figura 5.8: Densidad espectral de potencia UWB en función de la distancia para un rango nominal del 97.5%, altura de la antena de 15 metros y distintos ángulos de 0, 2 y 4°.....	119
Figura 5.9: Densidad espectral de potencia UWB en función de la distancia para un rango nominal del 97.5%, altura de la antena de 5 metros y distintos ángulos de 0, 2 y 4°.....	120
Figura 5.10: Área de cobertura normalizada para RADAR, una distancia mínima de 50m, una altura de la antena transmisora UWB de 30m y un ángulo de inclinación mecánico de 4°	120

Figura 5.11: Área de cobertura normalizada para RADAR, una distancia mínima de 50m, una altura de la antena transmisora UWB de 30m y un ángulo de inclinación mecánico de 2° y un rango del 97.5%.....	121
Figura 5.12: Área de cobertura normalizada para RADAR, una distancia mínima de 50m, una altura de la antena transmisora UWB de 30m y un ángulo de elevación mecánico de 0° y un rango del 97.5%.....	121
Figura 5.13: Densidad espectral de potencia UWB en función de la distancia para un rango nominal del 95%, altura de la antena 30 m, pérdidas de pared y distintos ángulos de 0,2,4°.....	123
Figura 5.14: Densidad espectral de potencia UWB en función de la distancia para un rango nominal del 97.5%, altura de la antena 30 m, pérdidas de pared y distintos ángulos de 0,2,4°.....	123
Figura 5.15: Área de cobertura normalizada para RADAR, con un ángulo de elevación mecánico de 2° y pérdidas extra.....	124
Figura 5.16: Área de cobertura normalizada para RADAR, con un ángulo de elevación mecánico de 0° y pérdidas extra.....	124
Figura 6.1: Máscaras de emisión para UWB para el caso indoor.....	128
Figura 6.2: Máscaras de emisión UWB para el caso outdoor en la frecuencia de 2.85GHz.	129
Figura B.1: Pulsos gaussianos de derivadas de orden ‘n’ junto con la máscara normalizada propuesta por la FCC.....	143
Figura B.2: Modulaciones tipo PPM, PAM, OOK y Bi-Phase.....	144
Figura B.3: Caracterización de Time Hopping.....	145
Figura B.4: Espectro TH-PPM sin y con ‘aleatorización de polaridad’.....	146
Figura B.5: Pulso gaussiano combinado mediante la 7ª y 14ª derivadas del modelo MUI (que cumple la máscara propuesta por la FCC).....	146
Figura B.6: Caracterización de Spread Spectrum.....	147
Figura B.7: Espectro DSSS sin y con ‘Scramble’(que cumple la máscara propuesta por la FCC).....	147
Figura B.8: Período del pulso MB-OFDM.....	149
Figura B.9: División del espectro MB-OFDM.....	149
Figura B.10: Grupo 1 del espectro de MB-OFDM dividido en las tres primeras bandas.....	150
Figura B.11: Banda 1 del espectro modulada en OFDM.....	150

Figura B.12: Espectro MB-OFDM práctico que cumple su máscara espectral de emisión.....	151
Figura C.1: Máscaras de emisión para las tecnologías de: GSM-900, GSM-1800, UMTS-2000,UMTS-2600, IS-136, WiFi, WIMAX, DAB, DTV, NEXTRAD.....	152

INDICE DE TABLAS

Tabla 2.1: Máscara de emisión propuesta por la FCC para la tecnología UWB.....	16
Tabla 3.1: Relación del Índice de modulación con el Tipo de modulación utilizado.....	37
Tabla 3.2: Rangos de cobertura par cada tipo de modulación y densidad de potencia UWB a un PIRE WiFi de 20 dBm para una anchura de canal de 20 MHz.....	38
Tabla 3.3: Especificaciones WiFi.....	42
Tabla 3.4: SNIR según el tipo de modulación y el FEC utilizado.....	48
Tabla 3.5: Rango de cobertura par cada tipo de modulación y densidad de potencia a 2.5 GHz de frecuencia central y un ancho de banda de canal de 27.5 MHz, que es el caso peor, para la simulación de 100 m. a 1 km.....	59
Tabla 3.6: Rango de cobertura par cada tipo de modulación y densidad de potencia a 3.5 GHz de frecuencia central y un ancho de banda de canal de 27.5 MHz, que es el caso peor, para la simulación de 100 m. a 1 km.....	62
Tabla 3.7: Especificaciones WIMAX.....	64
Tabla 4.1: Asignación de las bandas de frecuencia por países.....	66
Tabla 4.2: Pérdidas de propagación respecto a la frecuencia central y la altura de la antena receptora.....	74
Tabla 4.3: Especificaciones DAB.....	83
Tabla 4.4: SNIR respecto del tipo de modulación a utilizar.....	87
Tabla 4.5: Rango de cobertura para una simulación de 1 a 80km, 650 MHz y un ancho de banda de 8 MHz, que es el caso peor.....	95
Tabla 4.8: Especificaciones TDT.....	102
Tabla 5.1: Distancia de coordinación en km para un radio de cobertura del 95%.....	116
Tabla 5.2: Distancia de coordinación en km para un radio de cobertura del 975%.....	118
Tabla 5.3: Distancia de coordinación (en km) para un radio de cobertura del 975% y pérdidas extra.....	122
Tabla 5.4: Especificaciones de NEXRAD.....	125

Capítulo 0

Introducción

0.1 *Motivación*

La aparición de nuevas tecnologías y mejora de las anteriores es consecuencia de las necesidades y exigencias de la sociedad, que requiere transmisiones/recepciones con buena calidad a velocidades elevadas, con costes relativamente bajos y en el menor tiempo posible. Así surge la tecnología Ultra Wide Band, UWB. Con ella se pretende conseguir un sistema inalámbrico, discreto, de bajo coste, con un consumo de potencia muy bajo y con una tasa de transmisión máxima. Esta alta capacidad que permite transmitir gran cantidad de información se consigue utilizando una banda de frecuencias que abarca 7.5 GHz, desde los 3.1 GHz.

UWB está diseñado como tecnología inalámbrica para redes de área personal (WPAN) de corto alcance posibilitando el funcionamiento de escáneres, ratón, altavoces y demás periféricos sin ningún cable. Otra aplicación, del mismo campo, sería el compartimiento de datos, audio y voz entre aparatos electrónicos de toda la casa, pudiéndose ver fotografías digitales en una gran pantalla dirigidas desde la cámara de forma inalámbrica o enviando datos desde un ordenador personal o PDA a un proyector o televisión.

Otra posibilidad de esta tecnología es la obtención de una imagen tridimensional en el espacio de un objeto o persona situado hasta 20 metros detrás de una pared. Es un sistema de radar que utiliza la tecnología UWB y cuyas aplicaciones principales son situaciones de rescate y seguridad en incendios o desastres naturales. [1]

Las ventajas que trae implícitas este sistema conseguirán que en poco tiempo sea utilizado popularmente provocando la desaparición o mejora de algunos de los sistemas actuales. Por ejemplo, Bluetooth, que no tiene cabida en el mercado junto con este sistema, considera la opción de adoptar el estándar UWB para mejorar su producto y así no desaparecer del mercado. Otro ejemplo podrían ser los puertos FireWire y USB que podrían ser reemplazados por conexiones inalámbricas por la comodidad que esto

alberga, por su facilidad de uso y por su velocidad similar. Así, UWB actuaría como capa de transporte inalámbrica sobre la cual se implementarían diferentes protocolos, entre ellos USB, FireWire u otros [2].

0.2 *Objetivos*

El principal objetivo de este proyecto es investigar el efecto interferente de un solo transmisor UWB sobre diferentes tecnologías que trabajan en una banda situada por debajo de los 3 GHz, estudiando la relación señal a ruido e interferencia que obtenemos en el receptor o el rango de cobertura que abarca con y sin interferencia. Se proporcionarán resultados sobre la SNR de la tecnología en cuestión sin ningún elemento interferente y a la vez la SNIR con un elemento interferente trabajando con distintas densidades de potencia. Para estos casos, estudiaremos los valores de densidad de potencia recomendados por la FCC, un valor que consideramos mejorado y un intermedio meramente comparativo. También se estudiará si los límites de radiación proporcionados por las especificaciones de la FCC son suficientes para no afectar drásticamente a las tecnologías propuestas. En caso negativo, propondremos una máscara de emisión mejorada que, otorgando un rango de cobertura que disminuye el original (sin interferencia) en un 2.5 %, aún tiene calidad suficiente para que el cliente la reciba sin poder apreciar una pérdida de calidad en la señal debido a la interferencia ocasionada.

El estudio se realizará dependiendo de la tecnología escogida y con ella, del rango que puede abarcar y su localización, por eso se puede dividir en dos puntos de vista: casos indoor, cuyo alcance está limitado a interiores, calculado generalmente en metros, donde transmisor y receptor se localizan en el mismo edificio, y casos outdoor que alcanzan mayores rangos de cobertura, de bastantes kilómetros y destacan en exteriores o largos alcances. Nuestro análisis no sólo dependerá de la distancia entre transmisor y receptor sino que es importante destacar que nuestro transmisor UWB debe transmitir a un nivel muy bajo de potencia, estará cerca del receptor, a alrededor de un metro de distancia, y que los distintos escenarios, los diferentes anchos de canal utilizados, las alturas de las antenas o pérdidas del sistema por obstrucción de árboles o paredes serán datos que también varíen nuestros resultados.

0.3 Estructura

El proyecto se divide en seis capítulos. El capítulo cero abarca el estado del arte que introduce las motivaciones para desarrollar este trabajo. El primero es una introducción donde se explican ciertos datos que se van a manejar durante el resto del proyecto, como las posibles limitaciones de un sistema. El siguiente es una introducción al sistema Ultra Wide Band, para entender el funcionamiento de esta tecnología y funcionalidades prácticas para las que se ha desarrollado. También se introducen los modelos de propagación UWB y una descripción sobre las antenas de utilización posibles. En el capítulo 3 se estudian los efectos producidos por UWB como elemento interferente sobre las tecnologías inalámbricas WiFi y WIMAX. Se hará una breve introducción a las tecnologías mencionadas y se entrará en detalle con cada una, junto con sus pérdidas de propagación, desarrollando para cada una, una serie de conclusiones acompañadas por gráficas y tablas que aportan veracidad al proyecto. En el capítulo 4, las tecnologías a tratar serán la televisión y radio digitales, DAB y DTV, donde para seguir el esquema propuesto del capítulo anterior, se comenzará por una pequeña introducción a estas dos tecnologías, se desarrollarán las fórmulas implícitas para el cálculo de las pérdidas de transmisión y se expondrán las diferentes conclusiones con la inclusión de gráficas y tablas que avalan lo explicado. El capítulo 5 abarca la tecnología NEXRAD, empieza por una pequeña definición de RADAR, luego se describe el funcionamiento del sistema de Next Generation Radar o NEXRAD y más concretamente el modelo WSR-88D. Se estudiará la ecuación de radar, sus pérdidas de propagación y finalmente se relatarán las conclusiones generadas. El capítulo 6 aporta unas conclusiones generales del proyecto, que permiten dibujar una nueva máscara de emisión para UWB mejorada. Es decir, una máscara que proporciona la máxima densidad espectral de potencia con la que podría trabajar UWB, en presencia de las tecnologías desarrolladas a lo largo de este trabajo y para las bandas propuestas. Finalmente, existen los apartados de referencias que avalan la información expuesta recogida en otras fuentes, el glosario de términos utilizados a lo largo de todo el proyecto, los anexos, donde se pueden encontrar los programas de simulación en MATLAB para la generación de la mayoría de las gráficas integradas y datos representados en tablas, y finalmente la bibliografía, donde para seguir con el estudio de los temas aquí tratados, se recomiendan varios libros.

Capítulo 1

Sistemas de radiofrecuencia

1.1 Introducción

A mediados de los 80, la FCC modificó la regulación del espectro que gobernaba los dispositivos sin licencia. Esta modificación autorizaba la modulación en espectro ensanchado (tipo de modulación sólo permitida hasta entonces en el plano militar) a los productos utilizados en redes inalámbricas que operan en los planos industrial, científico y médico o bandas ISM. Estas frecuencias ISM están a lo largo de tres bandas de frecuencia, localizadas en los 900MHz, los 2.4GHz y los 5GHz. Generalmente estas frecuencias permiten a usuarios de productos inalámbricos operar sobre ellas sin requerir licencia alguna, aunque puede variar dependiendo del país. Sin embargo, los productos por sí mismos deben cumplir unos requisitos que se deben certificar antes de salir a la venta, como en EEUU que deben operar con una potencia de transmisión por debajo de 1watio o una ganancia máxima o PIRE que no se salga de ciertos rangos [3].

Las bandas ISM son:

- 900MHz (902-928MHz)
- 2.4GHz (2.4-2.4835GHz) -- IEEE 802.11b
- 5GHz (5.15-5.35GHz y 5.725-5.825GHz) -- IEEE 802.11a, HIPERLAN/1 e HIPERLAN/2. Esta banda es conocida también por la banda UNII y tiene 3 subbandas: UNII1 (5.150-5.250 GHz), UNII2 (5.250-5.350 GHz) y UNII3 (5.725-5.825 GHz).

El espectro puede utilizarse con licencia o sin licencia. La mayor ventaja de desplegar un sistema sin licencia es que no hay que recurrir a la FCC (u órgano regulatorio equivalente) para conseguir la licencia. Sin embargo, puede provocar o sufrir cierta interferencia sobre otros sistemas aunque el tipo de tecnología utilizada en estas frecuencias supuestamente minimiza esa posibilidad.

UWB difiere sustancialmente de las estrechas frecuencias de banda de radio (RF) y tecnologías “spread spectrum” (SS), como el Bluetooth y el 802.11, ya que usa un ancho de banda muy amplio para transmitir información. Por lo tanto, UWB es capaz de transmitir más información en menos tiempo que las tecnologías citadas. Además, mientras que Bluetooth, WiFi, teléfonos inalámbricos y demás dispositivos de radiofrecuencia están limitados a frecuencias sin licencia en las bandas ISM, UWB hace uso de un espectro de frecuencia legalizado. Puede usar frecuencias que van desde 3.1 GHz hasta 10.6 GHz: una banda de más de 7 GHz de anchura. Cada canal de radio tiene una anchura de más de 500 MHz, dependiendo de su frecuencia central. El hecho de estar compartiendo bandas de frecuencia con otros dispositivos, ha hecho que aunque esto les permite tener una alta productividad, han de estar relativamente cerca. [4]

1.2 Conceptos básicos de radiofrecuencia [5,6,7,8]

1.2.1 PIRE

La potencia de radiación isotrópica efectiva se da en dBm y recibe el nombre de *PIRE* o *EIRP* (Effective Isotropic Radiation Power). Es la potencia máxima radiada de emisión en relación con una antena ideal que emite igualmente en todas direcciones. Esta potencia engloba la potencia de la tarjeta, la ganancia de la antena y las pérdidas de cable y conectores. Normalmente tienen un límite legal, aunque muchas puede verse modificado por las regulaciones del país.

1.2.2 SNR

La relación señal a ruido o *SNR* es la que determina la calidad con la que la señal llega al receptor. El ruido disminuye la calidad de la señal transmitida y es aditivo. También se puede medir la señal transmitida respecto de una señal que interfiere con el sistema, *SIR* o *SNIR*, si se tienen en cuenta tanto el ruido como la interferencia. En este proyecto se tienen en cuenta ambos, el ruido y el efecto interferente de la tecnología Ultra Wideband sobre otras diferentes.

1.2.3 LOS/NLOS

La comunicación por radiofrecuencias es la propagación de una señal entre transmisor y receptor para un rango de frecuencias posible entre 30KHz y 300 GHz en un medio que experimenta variaciones aleatorias en sus características físicas, lo que modifica la intensidad de campo de la señal provocando posibles fluctuaciones a lo largo de puntos equidistantes del transmisor y en el tiempo. Las variaciones de campo se describen mediante diferentes distribuciones estadísticas dependiendo de si existe visión directa (line-of-sight o *LOS*) entre transmisor y receptor o no (*OLOS* o *NLOS*); es decir cuando hay o no obstáculos entre ellos. Cuando existe *LOS* las variaciones son modeladas con una distribución de Rician o con una distribución logarítmica normal, mientras que en el caso de *NLOS* las variaciones se modelan con una distribución de Rayleigh. Una tercera distribución más exacta que las anteriores es la de Nakagami [Anexo A].

1.2.4 Multitrayecto: shadow-fading y multipath fading

En caso *NLOS*, con múltiples obstáculos entre transmisor y receptor, la señal es *multiruta* y puede llegar a su destino por múltiples caminos, padeciendo difracción, reflexión, refracción y dispersión. Por todos estos efectos y debido a la longitud de la ruta y del modo de propagación, las señales *multicamino* no llegan a la vez, sufriendo diferentes retrasos y atenuaciones dependiendo del camino tomado. Además, en modulaciones digitales aún existe otro posible efecto a tener en cuenta, la interferencia entre símbolos o ISI, un símbolo anterior al que se está recibiendo interfiere debido a una o más reflexiones.

Estos retrasos se deben a que la distancia recorrida por la onda reflejada es mayor que la recorrida por la onda transmitida. Este efecto *multicamino* afecta al promedio de la señal recibida, ésta fluctúa a medida que el receptor se aleja o se acerca a él. Esta fluctuación es causada por el efecto shadowing, es decir, por un obstáculo delante del sistema receptor que provoca una reducción en la potencia recibida y recibe el nombre de *shadow-fading*.

Por otro lado, el desfase provocado por las distintas rutas de las señales *multicamino* causa que la amplitud de la señal cambie constantemente, esta fluctuación

recibe el nombre de *multipath fading*. Este fenómeno, también llamado *distorsión multicamino*, se supera mediante un sistema de *diversidad de antenas*, que utiliza dos antenas idénticas situadas en zonas muy cercanas proveyendo de cobertura a la misma célula o área.

Otro efecto además del *shadowing* y el *multipath fading*, es el *doppler spread* pero supondremos para este proyecto que todo el sistema, transmisor y receptor, están fijos, aunque sean portátiles o móviles.

1.2.5 Indoor/Outdoor

Por otro lado hay que diferenciar entre los casos *indoor* y *outdoor*. Como su propio nombre indica, *indoor* implica que la antena emisora está colocada dentro del edificio y todo el proceso de transmisión de la señal ocurre dentro del mismo. *Outdoor* significa lo contrario.

La propagación en interiores difiere de la comunicación radio tradicional en que la distancia de radio de cobertura es mucho menor (en metros) y la variación en el entorno de trabajo es mayor con un pequeño cambio de posición. La construcción de edificios, los muros y paredes, la altura del techo y obstrucciones internas, como mobiliario, productos, trasiego de personas, deben ser consideradas en este caso. Por ejemplo, las construcciones de cemento y de acero tienen distintas características en cuanto al radio de propagación, el papel tiene un efecto muy pequeño en la penetración de la señal y paredes y suelos sólidos o muros prefabricados de hormigón limitan la señal pudiendo penetrar una o dos paredes sin degradar la cobertura (varía dependiendo del material utilizado en su construcción). La madera permite una penetración de 5 o 6 paredes y un grueso metal provocaría reflexión consiguiendo muy poca penetración.

Para los cálculos en situaciones *indoor*, siempre suponiéndonos en el caso más desfavorable, el *fading* de la tecnología UWB va a ser siempre positivo, es decir, no hay obstáculos entre emisor y receptor y la señal se transmite directamente, el *fading* para la otra tecnología será negativo, pues nos interesa realizar los cálculos para que haya desvanecimiento entre la antena emisora y receptora. Así, se resta o se añade $k \cdot \sigma$. Donde k es una constante de pérdidas que toma un valor dependiendo del porcentaje de la población que va a recibir un buen servicio, por ejemplo, para una probabilidad del 99.9% de acierto, tomamos un valor de 3.33, que es el que mayoritariamente utilizaremos. En el caso de que nuestra constante tome valor nulo, estaremos evitando el

margen extra de probabilidad de fallo y por tanto el resultado será una probabilidad de acierto del 50% para ofrecer el servicio. Sigma, es la desviación típica del *shadowing*. En caso *indoor* varía generalmente entre 1.6-3.3. Nosotros hemos decidido utilizar siempre 2 para visión directa o espacio libre y 3.3 en el resto de casos *indoor*, donde existen más pérdidas a la hora de que el receptor reciba la señal transmitida. Dependiendo del rango de cobertura y las cualidades de la tecnología bajo estudio, es posible que la antena transmisora no se encuentre en la misma zona que la receptora, es por ello que añadimos unas pérdidas medias de pared de 10 dB.

Para el caso *outdoor*, suponiendo también el caso más desfavorable, tendremos en cuenta el *fading* y las *pérdidas de pared*, es decir, la atenuación producida en la señal al atravesar cualquier pared entre habitaciones. La desviación típica del *fading* en ciudad, para una situación abierta, o transmisión directa, es de 3.1 y para una ciudad altamente poblada con altos edificios esta constante toma un valor entre (4-5).

Tanto el *shadowing* como las pérdidas de pared se la añadirán a las pérdidas de propagación, restándole calidad a la señal a recibir.

1.2.6 Modelos de propagación

Los modelos de propagación son muy utilizados en la planificación de redes, particularmente en estudios de viabilidad en la transmisión y durante el despliegue inicial. Se utilizan frecuentemente, una vez ya desplegado el sistema, para estudiar como puede o no afectarle un sistema interferente; en este caso estudiaremos si la nueva tecnología UWB interfiere con las distintas tecnologías que hemos propuesto. Para ello, se pueden categorizar en tres tipos: estocásticos, que mediante series de variables aleatorias modelan un escenario, deterministas basados en las leyes gubernamentales sobre las ondas electromagnéticas que determinan la potencia de una señal recibida en una zona localizada, y empíricos, basados en observaciones y medidas que predicen las pérdidas de propagación.

En nuestro caso vamos a utilizar los modelos empíricos a lo largo de nuestro proyecto. Podemos dividirlos a su vez en otras dos categorías: de tiempo dispersivo, como el *modelo desarrollado en la universidad de Stanford (Stanford University Interim) o SUI* bajo el grupo de trabajo IEEE802.16 (the Institute of Electrical and Electronic Engineers), y de tiempo no dispersivo como *ITU-R o HATA*.

1.2.7 Limitaciones del sistema

Un sistema siempre queda limitado por aquellas señales que disminuyen notablemente la calidad de la señal recibida, o bien que determinan la distancia máxima de la señal transmitida. Concretamente nos referimos al *ruido* y a la *interferencia* producida por una señal no deseada que se acopla a la deseada.

El *ruido* es inevitable en los sistemas electrónicos y puede provocar falsas respuestas en estos sistemas, la degradación en el comportamiento de los mismos o simplemente hacerlos ineficaces para desarrollar la actividad para la que fueron creados. Los *ruidos* son de naturaleza no determinística, es decir, no se puede predecir exactamente su forma de onda. Muchas veces el *ruido* se caracteriza en el dominio de la frecuencia debido a su correspondiente densidad espectral de potencia, de tensión o de corriente. La evolución de esta densidad espectral en función de la frecuencia da nombre a los tipos de ruidos: *ruido blanco*, que tiene un nivel constante en la banda de frecuencias considerada, *rosa*, si su nivel decrece con la frecuencia, o *azul* si crece. También existe un *ruido marrón*, que se da en la naturaleza. Estos tipos de *ruido* pueden variar de un rango de frecuencias a otro. Por otro lado los equipos electrónicos presentan diferentes tipos de *ruido*, como el *térmico*, *de disparo (efecto Schottky)*, *el de parpadeo*, *transición...*

Por ejemplo, el *ruido térmico* implica que la temperatura de un cuerpo conductor está por encima de un cero absoluto, con los portadores de carga de su interior en movimiento aleatorio y con velocidad creciente con la temperatura, generándose una *potencia de ruido* cuya densidad espectral crece con la temperatura. Para una temperatura dada, resulta ser un *ruido blanco* en un ancho de banda muy grande y a mayor ancho de banda considerado, mayor es la *potencia de ruido térmico* a considerar.

El *ruido* viene definido por la expresión:

$$P_n = \alpha \cdot k \cdot T \cdot bw \quad (1.1)$$

Que para nuestro caso, admitiendo plena adaptación de la resistencia de carga y la del circuito generador de ruido tomamos $\alpha=1$. Resultado aproximado para las frecuencias que tratamos en este proyecto y para una temperatura ambiente.

Por otro lado, la magnitud del *ruido* generado por un dispositivo electrónico se puede expresar mediante el factor de ruido, F , que es el cociente de la señal a ruido encontrada en la entrada por la *relación señal a ruido* en la salida. Cuando se expresa en dB toma el nombre de *figura de ruido* (1.3). Parámetro importante ya que la reducción del ruido generado por los equipos depende del cuidado de su diseño.

La *potencia media de ruido* (1.2 y 1.4), exclusivamente térmico, se calcula con: una temperatura T_0 que recibe el nombre de ‘normalizada’ o ‘estándar’ y tiene un valor de 290°K, la constante de Boltzmann (relación entre temperatura absoluta y energía con valor $k = 1.3806503 \cdot 10^{-23}$ J/K) y el ancho de banda considerado, en Hz.

$$pn = k \cdot T_0 \cdot bw \quad (1.2)$$

$$NF(dB) = 10 \cdot \log_{10}(F) \quad (1.3)$$

En dB, la fórmula consecuente es:

$$Pn = -114 + Bw + NF \quad (1.4)$$

Para un dispositivo real:

$$pn = k \cdot T_{equiv} \cdot bw \quad (1.5)$$

Con T_{equiv} una temperatura equivalente de ruido, que es la temperatura a la que un cuerpo negro produce una potencia de ruido igual a la de nuestro dispositivo, en el ancho de banda de interés. Por ello, se añade un margen práctico de implementación, que denominamos M , en dB.

Por otro lado, los sistemas pueden estar limitados por *interferencia*. Que es el proceso que altera, modifica o incluso puede destruir una señal durante su trayecto en el canal entre emisor y receptor. La *interferencia* aparece cuando dos o más ondas coinciden en el espacio y en el tiempo. Pueden ser *constructivas* o *destructivas*, dependiendo del efecto que tengan sobre la información transmitida. Así, vamos a estudiar si la tecnología UWB interfiere destructivamente o no con otros sistemas. Para

ello, calcularemos la potencia que recibe el receptor de la tecnología en estudio desde nuestro transmisor UWB cercano al mismo, generalmente tomaremos una distancia de uno o dos metros entre ambos.

Como lo que nos interesa es comprobar que la máscara de emisión impuesta para esta tecnología no es idónea, partiremos de las densidades espectrales de potencia recomendadas, a las que añadiendo el ancho de banda de un canal en decibelios nos da como resultado la potencia de transmisión de UWB (1.6) y que nos servirá para hallar la señal recibida en el receptor víctima (1.7). La señal recibida será la potencia transmitida, más la ganancia de la antena UWB junto con las pérdidas de cable y conectores que en este caso consideramos despreciables, la ganancia de la antena receptora y las pérdidas de propagación entre los dos dispositivos.

$$P_{tx} = D_{potencia} + 10 \cdot \log_{10}(bw) \quad (1.6)$$

$$S = P_{tx_uwb} + G_{tx_uwb} + G_{rx_victima} - L_{p_uwb} \quad (1.7)$$

Para hallar el *SNIR*, señal recibida limpia *de ruido e interferencia* o potencia que finalmente recibimos, es necesario hallar *el ruido y la interferencia* en medidas naturales, sumarlas, pasarlo a decibelios y restárselo a la señal que idealmente recibimos. Si a este valor le restamos, directamente en decibelios, el ruido, obtenemos la *sensibilidad*, que es un término también muy importante ya que te da la potencia recibida mínima para obtener la información transmitida con calidad suficiente y necesaria.

1.2.8 Antenas

El “*Institute of Electrical and Electronics Engineers*” (IEEE) define una *antena* como “aquella parte de un sistema transmisor o receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas” (IEEE Std. 145-1983).

En realidad una *antena* es un trozo de material conductor al cual se le aplica una señal que radia al espacio libre. Para poder transmitirla debe convertir la onda guiada

por la línea de transmisión (el cable o guía de onda) en ondas electromagnéticas, a las que se les puede dotar de un carácter direccional.

Las funciones básicas de la *antena* son transmitir y recibir imponiendo en cada caso las condiciones particulares sobre la *direccionalidad* de la antena, *los niveles de potencia* que se deben soportar, las *frecuencias de trabajo* y otros parámetros.

La banda de frecuencia de trabajo va a definir el tipo de *antena* e incluso sus propiedades más importantes, puesto que el tamaño eléctrico de las antenas es la relación entre su longitud (l) y la longitud de onda ($\lambda=c/f$, siendo c la velocidad de la luz en el vacío $3 \cdot 10^8$ m/s y f la frecuencia). El *tamaño de la antena* es muy importante, está relacionado con la longitud de onda, generalmente siendo un submúltiplo de ésta; por eso, a mayores frecuencias, menor tamaño de la antena, pues son inversamente proporcionales.

Implementar un buen sistema de la *antena* puede mejorar tanto la calidad del mismo como el *área de cobertura*, así para optimizar el conjunto de transmisión-recepción es importante seleccionar correctamente la antena a utilizar y su emplazamiento. Por ejemplo, con un *tipo de antena*, bien localizada, se puede eliminar *la interferencia multicamino* (interferencia que provoca un aumento en la energía de la antena y la posible pérdida de datos irrecuperables). El sistema de la *antena* incluye numerosos componentes, entre ellos la misma *antena*, *un montaje hardware*, *conectores*, *cableado* y en algunos casos, *filtros* para rayos. El *cable de la antena* introduce *pérdidas en el sistema*, tanto en el transmisor como en el receptor. Del mismo modo que su longitud aumenta, también lo hacen las pérdidas introducidas. Para una eficiencia óptima, el cable debe ser mínimo. En nuestro proyecto será despreciable.

Una *antena* ofrece a un sistema inalámbrico propiedades fundamentales en cuanto a *ganancia*, *dirección* y *polarización*. La *ganancia* se mide en un incremento de la potencia y la dirección es la forma de radiación en la transmisión. La magnitud de la *ganancia* se mide en decibelios, generalmente es un rango entre dos valores. Éstos están referidos o bien a una *antena isotrópica* (dBi) o a una *antena dipolo*(dBd). Una *antena isotrópica* es una *antena* teórica con una radiación uniforme en las tres dimensiones que se dice tiene una *ganancia* de cero (dB) comparado consigo misma. El *diagrama de*

radiación para una *antena dipolo* presenta un *campo omnidireccional* en el *plano azimuth* (polarización vertical) y *direccional*, compuesto por dos lóbulos, en el *plano de elevación* (polarización horizontal). Como su radiación está más concentrada, tienen una mayor *ganancia*, 2.14 dB sobre una *antena isotrópica* o bien 2.14 dBi. Así, al aumentar la *ganancia* se consigue mayor *cobertura* pero sólo en una cierta dirección. Asociados al *diagrama de radiación* (Figura 1.1), se definen una serie de parámetros, como el *lóculo principal*, que es la porción del diagrama, delimitada por regiones de menor radiación, que contiene la dirección de máxima radiación. Luego, existen también los *lóculos secundarios*, que representan radiaciones indeseadas que pueden dar lugar a interferencias con otros sistemas y los laterales.

Las *antenas* no ofrecen ninguna potencia añadida a la señal, simplemente redirigen la energía que reciben del transmisor. Existen principalmente dos tipos de antenas: *omnidireccionales* y *direccionales*. Las primeras están diseñadas para ofrecer un *diagrama de radiación* de 360°, cubriendo todas las direcciones posibles. Las *antenas directivas* redirigen esta energía proveyendo, de una mayor una sola dirección, disminuyéndola en otras direcciones que no interesan. Según crece la *ganancia en este tipo de antenas*, el *ángulo de radiación* decrece, proveyendo de una mayor *distancia de cobertura* en esa dirección. Entre este *tipo de antenas* encontramos las redes de dipolos como: *yagi*, las de *panel* (*planas, quad o patch*), los *platos parabólicos*, (diagrama muy estrecho y el instalador debe ser muy exacto en su objetivo) *microstrip*, *VHF* y *UHF*...

[4]

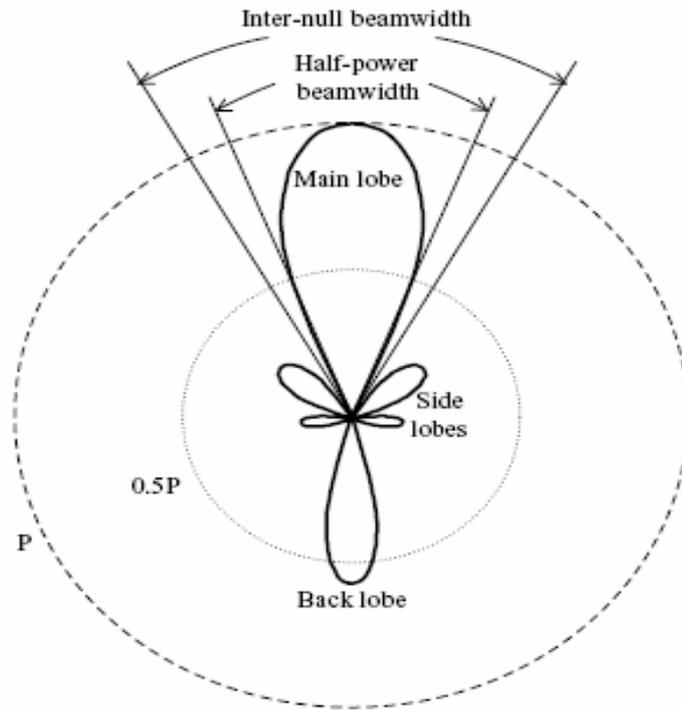


Figura1.1. Diagrama de radiación en dos dimensiones de una antena [4].

Capítulo 2

Sistemas UWB

2.1 Tecnología

En febrero del año 2002 la Comisión Federal de Comunicaciones, o FCC, fijó 7.5 gigahertzios de espectro para un uso sin licencia en aparatos que utilizaran una tecnología UWB en aplicaciones de comunicaciones en la banda de 3.1-10.6 GHz y con una densidad de potencia de transmisión limitada.

Los estándares basados en tecnología UWB son IEEE 802.15.3a de alta tasa binaria, y el 802.15.4a de baja tasa binaria.

Se define, por la FCC, como cualquier sistema de comunicaciones inalámbricas que ocupa una parte fraccional del ancho de banda superior al 20% respecto a la frecuencia central, $Bw/fc \geq 20\%$ o que ocupe más de 500 MHz de ancho de banda absoluto.

Debe cumplir las dos siguientes condiciones [9]:

1.- Este dispositivo no debe causar interferencias dañinas, es decir, que obstruya, degrade o interrumpa repetidamente un servicio de comunicaciones vía radio.

2.- Este dispositivo debe aceptar cualquier interferencia recibida incluyendo aquellas que causen una operación indeseada. Lo que implica que aquellos aparatos que funcionen sin licencia deberán poder coexistir en un ambiente inestable e incontrolado.

UWB debe cumplir más requisitos ya que no sólo trabaja en un rango de frecuencias sin licencia, sino que también lo hace sobre aquellas frecuencias que requieren una.

3.- Este dispositivo debe emitir a baja potencia con el objetivo de optimizar el uso del espectro y no interferir sobre los canales adyacentes. Esta baja potencia está regulada mediante una máscara de emisión propuesta por la FCC (Tabla 2.1) en USA y por la CEPT en Europa.

Hay distintas máscaras de emisión UWB dependiendo de la aplicación para la que se halla diseñado el sistema. Durante este proyecto nos centraremos únicamente en la de sistemas de comunicaciones (Para más información sobre las máscaras según aplicaciones [10]).

El espectro de UWB consiste en:

- Espectro principal, que va de 3.1-10.6 GHz.
- Un espectro residual inferior, de 0-3.1 GHz sobre el que realizaremos nuestros estudios.
- Espectro residual superior, que idealmente ocupa de 10.6 GHz a infinito.

Idealmente, en los espectros residuales la densidad de potencia de UWB no debería existir y trabajaremos para que sea el mínimo posible y no cause interferencia sobre otros sistemas de comunicación.

Tabla 2.1: Máscara de emisión propuesta por la FCC.

Frecuencia (MHz)	Indoor	Outdoor
	PIRE (dBm/MHz)	PIRE (dBm/MHz)
Debajo de 960	-41.3	-41.3
960 - 1610	-75.3	-75.3
1610 - 1990	-53.3	-63.3
1990 - 3100	-51.3	-61.3
3100 - 10600	-41.3	-41.3
Por encima de 10600	-51.3	-61.3

En Europa los órganos que se encargan de regular la tecnología radio UWB (UWB-RT) son básicamente dos: La ETSI (European Telecommunications Standards Institute) y la CEPT (Conférence Européenne des administrations des Postes et des Télécommunications). Mientras, las organizaciones ITU e ISO/IEC estudian otras economías y trabajan juntas para poder asegurar un mercado global en el desarrollo de esta nueva tecnología. Generalmente ETSI/CEPT siguen las recomendaciones de la FCC, pero no necesariamente adoptan directamente sus regulaciones. Así, tras las continuas interferencias, la CEPT rediseñó la máscara disminuyendo linealmente la

densidad de potencia antes de 3.1GHz y a partir de 10.6 GHz, tanto para el caso indoor como para el outdoor. A continuación mostramos la Figura 2.1 con las máscaras de emisión aceptadas por la FCC y las propuestas por ETSI/CEPT y aprobadas en 2005 por la FCC para los sistemas de comunicación [11].

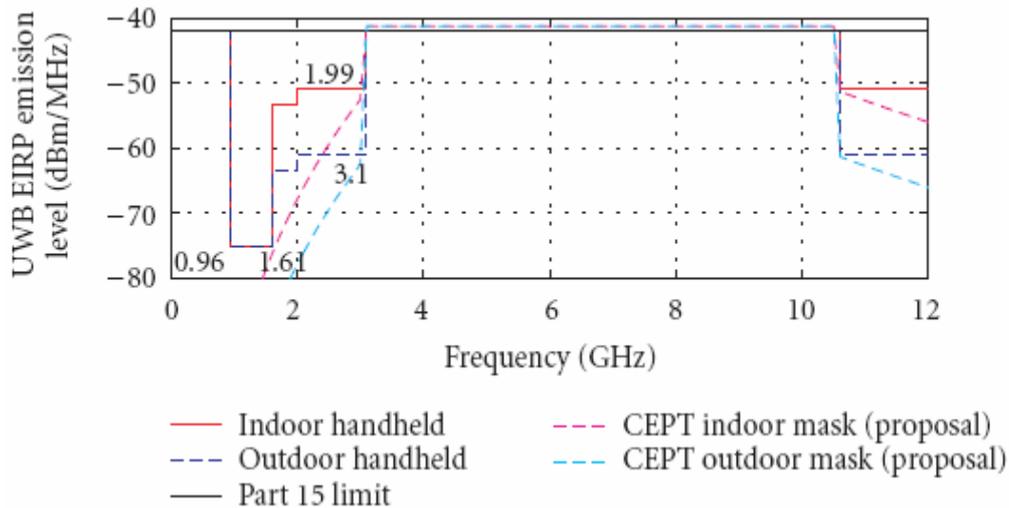


Figura 2.1: Las máscaras de emisión aceptadas por la FCC y las propuestas por ETSI/CEPT en aplicaciones de comunicación de datos para casos indoor y outdoor [11].

Por otro lado, la ITU-R se encarga de estudiar diferentes aspectos de esta nueva tecnología, en cuanto a los aparatos y su utilización en el espectro (ITU-R 226/1), la aplicación de la máscara, la compatibilidad de UWB con otros servicios de radiocomunicación (ITU-R 227/1), técnicas apropiadas de medida[11]...

La ecuación de Shannon de la capacidad máxima de canal en bps de un sistema,

$$C = Bw \cdot \log_2(1 + \frac{S}{N}), \quad (2.1)$$

Donde, Bw es el ancho de banda en Hz, y S/N la potencia de señal y ruido en watos. Esta ecuación nos aporta información respecto a tres variables para mejorar la capacidad de un canal. Por tanto, aumentando el ancho de banda, aumentando el SNR mediante un nivel de modulación mayor o aumentando el número de canales mediante separación espacial (ej:MIMO) mejoramos la capacidad. De esta fórmula podemos decir que los

sistemas UWB tienen un gran potencial para comunicaciones inalámbricas de gran capacidad al tener un ancho de banda de 7.5 GHz. Por otro lado, al tener tanto ancho de banda, se puede perder parte de éste para reducir potencia de señal e interferencias de otras fuentes y disminuir, así, la probabilidad de error.

Los sistemas UWB se han basado siempre en señales tipo radar en forma de pulsos de muy corta duración, gaussianos principalmente del orden de pico o nano segundos, y que reciben el nombre de pulsed UWB o impulse radio que se adaptan directamente a la antena sin necesidad de portadoras; la ventaja de este tipo de señal es que es banda base. Cada pulso tiene un anchísimo espectro que debe cumplir la máscara de emisión, es decir bajos niveles de potencia, por eso mismo, los pulsos tienen poca energía. Esta limitación en potencia deja a UWB para aplicaciones indoor de corto alcance pero con grandes tasas binarias, o bien para alcances mayores pero menor capacidad. Esta variedad en las posibilidades se debe a su estructura en la capa física. Así, esa baja potencia de transmisión requiere una secuencia de varios pulsos de baja potencia para transmitir un bit de información, y que reciben el nombre de tren de pulsos. A mayor número de pulsos transmitidos por bit, menor tasa binaria, pero mayor alcance conseguido. Se utilizan varios tipos de esquemas de modulación en banda base con señales ortogonales y antipodales como PPM, PAM (pulse amplitude modulation), OOK (On-Off Keying) o Bi-Phase modulation o incluso BPSK (Bi-Phase) o QPSK (Quaternary-Phase) que transmiten varios bits por símbolo. Y se utilizan distintas técnicas (Cuadro resumen Figura 2.3) como Time-Hopping (TH), Direct-Sequence (DS) ambas con micro pulsos, como los explicados anteriormente, y carrier based o multiportadoras como por ejemplo OFDM [12].

[Para mayor información dirigirse al ANEXO B].

UWB Technique	OFDM	TDMS/FDMA Pulses	DSSS/CDMA
Bands	3 to 13	3 to 13	2
Bandwidths	528 MHz	550 MHz	1.368 GHz, 2.736 GHz
Frequency ranges	3.168 GHz – 4.752 GHz 4.752 – 10.296	3.325 GHz – 4.975 GHz, 4.975 GHz – 10.475 GHz	3.1 GHz – 5.15 GHz 5.825 GHz – 10.6 GHz
Modulation Scheme	OFDM, QPSK	M-ary Bi-Orthogonal Keying (M-BOK), QPSK	BPSK, QPSK, M-BOK
Error correction	Convolutional code	Convolutional code, Reed-Solomon code	Convolutional code, Reed-Solomon code
Code rates	11/32 rate at 110 Mbps, 5/8 rate at 200 Mbps, 3/4 rate at 480 Mbps	6/32 rate at 110 Mbps, 5/16 rate at 200 Mbps, 3/4 rate at 480 Mbps	1/2 rate at 110 Mbps, RS(255,223) at 200 Mbps, RS(255,223) t 480 Mbps
Link margin	5.3/6 dB at 10 m / 110 Mbps, 10.7 dB at 4 m / 200 Mbps, 6.2 dB at 4 m / 480 Mbps	6.3 dB at 10 m / 108 Mbps, 8.0 dB at 4 m / 288 Mbps, 4.0 dB at 4 m / 577 Mbps	6.1 dB at 10 m / 110 Mbps, 11.1 dB at 4 m / 200 Mbps, 6.1 dB at 4 m / 600 Mbps
Symbol period	312.5 ns OFDM symbol	3 ns	23 or 17.5 ns (Low band), 11.7 or 8.9 ns (High band)
Multipath mitigation method	1-tap (robust to 60.6 ns delay spread)	frequency interleaving of MBOK chips; time frequency codes; feed forward filter	Decision feedback equalizer

Figura 2.2: Resumen de las tres técnicas disponibles para UWB [12].

UWB tiene grandes ventajas que lo hacen atractivo para consumidores:

- Alta velocidad de transmisión.
- Transmisores y receptores de bajo coste y baja complejidad.
- Baja potencia de transmisión. Bajo consumo.
- Baja interferencia.
- Alta resolución temporal, resistentes para señales multicamino y jamming.

Para transmisión sinusoidal, las ondas de baja frecuencia tienen la característica de poder atravesar las paredes, puertas y ventanas debido a que la longitud de onda es más larga que la del material que atraviesa (pues según crece la frecuencia la longitud de onda decrece y viceversa). Todo lo contrario pasa con ondas de alta frecuencia, que

se reflejan en paredes y puertas ya que su longitud de onda es mucho menor que la de estos materiales. Es por esta razón, que hay muchas aplicaciones posibles en el campo de radares, como el rescate de víctimas enterradas, detección de minas terrestres, radares que atraviesan paredes o tierra... [1]

Aunque, principalmente, el campo de aplicaciones para el que inicialmente fue diseñado son las redes WPAN, o sea, la electrónica en el hogar (Figura 2.3) o la oficina, donde no se requiere un gran alcance para la comunicación inalámbrica entre periféricos, como impresoras, escáneres, monitores y ratones, con el PC o la distribución de señales HDTV a distintos receptores de TV.

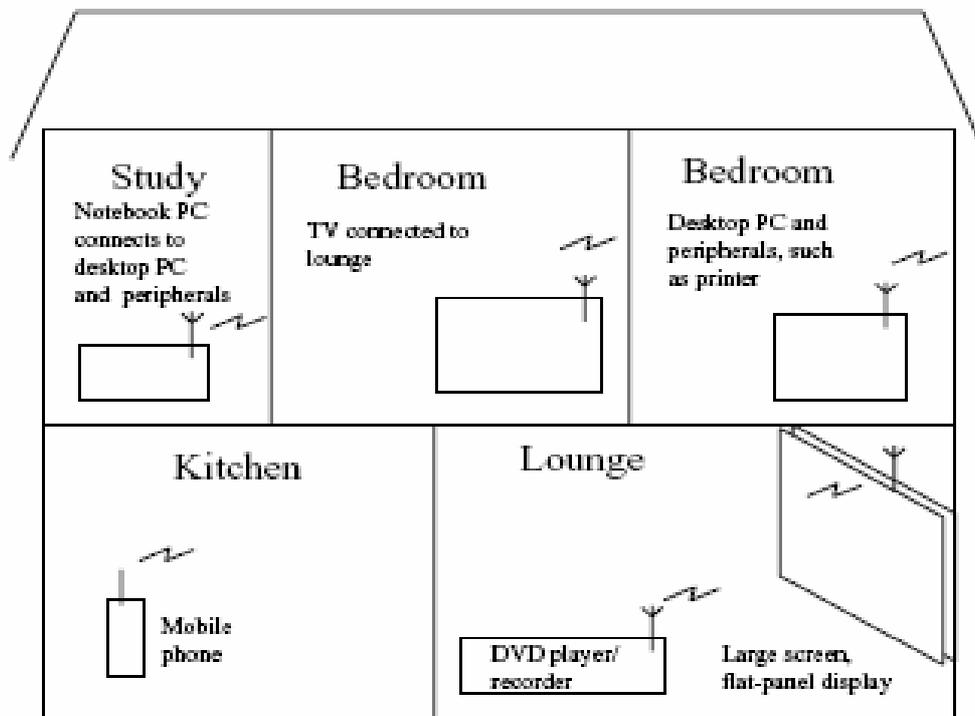


Figura 2.3: Aplicaciones electrónicas para UWB en casa [5].

Otras aplicaciones posibles combinando todas sus ventajas son:

- WLAN
- Control de datos y voz
- Sensores de colisión, proximidad y altitud, y con ello, mejoras anti-colisión.

- Monitorización de fluidos.
- Detección de movimientos.
- Sistemas de geolocalización
- Aplicaciones médicas...

Las ventajas que trae implícitas este sistema, como su gran capacidad o su naturaleza inalámbrica, conseguirán que en poco tiempo sea utilizado popularmente provocando la desaparición o mejora de algunos de los sistemas actuales. Por ejemplo, para el caso de Bluetooth, que no tiene cabida en el mercado junto con este sistema, se considera la opción de adoptar el estándar UWB para mejorar el producto y así no desaparecer del mercado. Otro ejemplo podrían ser los puertos FireWire y USB que podrían ser reemplazados por conexiones inalámbricas por la comodidad que esto alberga, por su facilidad de uso y por su velocidad similar. UWB actuaría como capa de transporte inalámbrica sobre la cual se implementarían diferentes protocolos, entre ellos USB y FireWire. [2-3]

2.2 Modelo de propagación

Los sistemas UWB se caracterizan por ser inmunes al multitrayecto. Si examinamos los pulsos descritos con anterioridad, podemos imaginar que interferirán siempre y cuando llegue un pulso en el plazo de un ancho de pulso, de otra forma será imposible la interferencia. Si los pulsos no se solapan, se pueden filtrar en el dominio del tiempo e ignorarlos. Suponiendo un símbolo por pulso, no se producirá interferencia y mediante un receptor de RAKE se puede sumar toda la energía recibida.

Para UWB, en la mayoría de los casos utilizaremos, para hallar las pérdidas de propagación, el modelo de One Slope. Y para el caso donde UWB interfiere con NEXRAD, utilizaremos el modelo de “Two Slope”. [10]

One Slope es el modelo, en un espacio cuasi-libre con shadowing, normalmente más apropiado cuando la distancia entre el transmisor UWB y receptor radio es menor a 7 metros. Es el modelo más simple que presenta una dependencia lineal entre las pérdidas de propagación y la distancia. Método sencillo, modelo empírico. Las pérdidas de propagación se pueden definir como el ratio de la potencia transmitida sobre la

recibida medida en decibelios. La ecuación de análisis por regresión que muestra las pérdidas de propagación para una distancia d es:

$$L_p(d) = L_p(d_0) + 10 \cdot n \cdot \log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) - \xi \quad (2.2)$$

Donde d_0 es el punto de referencia a 1 m y n es el exponente de propagación, que en el espacio libre es 2; la potencia recibida decae con el inverso del cuadrado de la distancia entre receptor y transmisor o lo que es lo mismo 20dB por cada década de distancia y $L_p(d_0)$ son las pérdidas de propagación halladas en d_0 :

$$L_p(d_0) = 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{4 \cdot \pi}{\lambda}\right) + 10 \cdot n_1 \cdot \log_{10}(d_0) \quad (2.3)$$

La antena emisora UWB va a estar en el interior del edificio, es una situación indoor. Por otro lado, y suponiéndonos en el caso más desfavorable, el fading de la tecnología UWB va a ser siempre positivo, es decir, no hay obstáculos entre emisor y receptor y la señal se transmite directamente. Por lo tanto, habrá que restar $\xi = \eta(0, \sigma)$, variable aleatoria Gaussiana de media cero y con una desviación estándar que representa el efecto del shadowing, (pérdidas por desviación respecto del valor medio de la amplitud de la señal transmitida). Donde $\xi = k \cdot \sigma$, k es una constante de pérdidas que toma un valor dependiendo del porcentaje de la población que va a recibir un buen servicio, por ejemplo, para una probabilidad del 99.9% de acierto, tomamos un valor de 3.33, que es el que mayoritariamente utilizaremos. En el caso de que nuestra constante tome valor nulo, estaremos evitando el margen extra de probabilidad de fallo y por tanto el resultado será una probabilidad de acierto del 50% para ofrecer el servicio. σ , es la desviación típica del shadowing. En caso indoor varía generalmente entre [1.6-3.3]. Nosotros hemos decidido utilizar siempre 2 por visión directa o espacio libre. Elegimos una distancia de [1-2] m. a la que el transmisor UWB se encuentra del dispositivo receptor.

Two Slope es el modelo que vamos a utilizar al hablar de una interferencia sobre un sistema de NEXRAD, que es un radar meteorológico utilizado mayoritariamente en América. El modelo de propagación de Two Slopes con shadowing logarítmico tiene un

exponente de propagación de n_1 hasta R_b y de n_2 a partir de la misma. En este caso, suponiéndonos en el mejor de los casos para UWB, $n_1 = 2$, con visión directa hacia el radar durante los primeros metros y $n_2 = [4-5]$, 4 en este caso, para una distancia mayor, que provoca un mayor debilitamiento de la señal.

$$R_b = \frac{h_{UWB} \cdot h_{radar} \cdot 4}{\lambda} \quad (2.4)$$

Donde, h_{uwb} es la altura de la antena de UWB, que tomará valores de 3, 15 y 30 metros, h_{radar} es la altura de la antena de radar que consta de 30 metros y λ es la longitud de onda, hallada como la velocidad de la luz entre la frecuencia central de la tecnología en estudio.

$$L_p(d) = L_p(d_0) + 10 \cdot n_1 \cdot \log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) + \xi_1 = 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot d}{\lambda}\right) - \xi_1$$

$$d \leq R_b \quad (2.5)$$

$$L_p(d) = L_p(d_0) + 10 \cdot n_2 \cdot \log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) + \xi_2 = 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot R_b}{\lambda}\right) + 10 \cdot n_2 \cdot \log_{10}\left(\frac{d}{R_b}\right) - \xi_2$$

$$d > R_b \quad (2.6)$$

$\xi_x = \eta(0, \sigma_x)$ son variables aleatorias Gaussianas de media cero y con una desviación estándar de σ_x que representan el efecto del shadowing como se ha explicado para el modelo de One Slope. Para este caso, el recorrido mayoritario de la señal interferente de UWB se realiza fuera del edificio hacia el radar, es por ello que nos encontramos ante una situación outdoor. Por consiguiente, los valores de sigma toman mayores magnitudes [3-6] a diferencia del caso anterior.

Se han propuesto muchos tipos de antenas para aplicaciones de UWB. La impedancia característica de cada tipo difiere por el material, la forma y las características de propagación, ya que la estructura de la antena para cada diseño, es diferente. La impedancia de la antena es una función generalmente compleja. Es más, la resistencia y reactancia de la antena son dependientes en la frecuencia por una función no lineal.

Aunque para este proyecto hemos supuesto la reciprocidad en la transmisión y recepción de una antena UWB en el dominio del tiempo, se sabe por estudios realizados, como por ejemplo el del Dr. Motohisa Kanda, de NBS, que 'la respuesta transitoria de una antena que está transmitiendo es proporcional al tiempo derivado de la respuesta del transitorio de esa misma antena cuando está recibiendo la señal', es decir, no son iguales; éste se traduce en un factor " $j\omega$ " en el dominio de la frecuencia. Para una sola frecuencia, este factor se convierte en un desfase de 90° , sin embargo, se ignora en el diseño de la antena proponiendo la misma ganancia. Este valor variará notoriamente al trabajar en el dominio del tiempo según actúe de antena UWB transmisora o receptora, es decir derivando o integrando. Para estudios de medidas se recomiendan las antenas cónicas para transmisión, ya que radian un campo electro-magnético que es igual en forma de onda al voltaje que le llega (no ocurre lo mismo si se utiliza como antena receptora, pues su salida será la integral del campo eléctrico incidente), y las de tipo TEM horn para recepción, que a la salida dirige un voltaje en forma de onda igual al campo eléctrico incidente. Otra buena antena receptora también utilizada en investigación, es la $D \cdot \dot{}$, que aporta a la salida la primera derivada del campo eléctrico incidente. Las antenas monopolo también se han utilizado para estudios de metrología.

Hay otros modelos que cumplen las características implícitas para UWB que tienen en cuenta el gran ancho de banda de la señal a transmitir y la linealidad requerida en la transmisión, como por ejemplo, la banda de emisión. Antenas: dipolos, Horn, espiral, bicónicas, guías de onda, Vivaldi...

Las antenas de alta ganancia o direccionales concentran toda su energía en un ángulo sólido más estrecho que las antenas omnidireccionales. Una antena isotrópica tiene una ganancia de 0 dBi por definición (pero es una antena ideal, físicamente no realizable). Un dipolo tiene una ganancia de unos 2.2 dBi. Una antena de alta ganancia tipo Horn y una de tipo reflector pueden tener ganancias de 10 o 20 dBi o mayores. La eficiencia está incluida como definición de ganancia de antena, así si un dipolo con una eficiencia del 50% (-3dB) tendrá una ganancia de alrededor de -1.8 dBi. Por otro lado, por debajo de la banda de utilización, las ganancias resultantes son menores. Es por ello, que consideramos despreciable la ganancia de la antena UWB a lo largo de este proyecto.

Una aplicación punto a punto conecta dos o más usuarios estáticos que serán servidos preferentemente por una antena direccional, sin embargo, usuarios móviles generalmente requerirán de un número de micro células omnidireccionales. Estas

células individuales pueden estar unidas mediante una infraestructura tipo LAN cableada o utilizando repetidores de señal inalámbrica.

Empresas fabricantes: Empresas que trabajan con tecnología UWB son Farr Research, en Albuquerque., Time Domain, XtremeSpectrum, Wisair, Motorola, Texas Instrument, Sony, Nokia, General Atomics, Intel, que fabrica diferentes dispositivos como Intel ® Wireless Link 1480 UWB Media Access Controller (MAC) o un chip CMOS PCI-E UWB que promueve la utilización de esta tecnología, o Communication Research Laboratory (CRL) en Japón [5].

Capítulo 3

Impacto producido por UWB sobre WiFi y WIMAX

3.1 *Introducción a los sistemas inalámbricos*

Los sistemas inalámbricos o también llamados Fixed-Wireless, se pueden utilizar para prácticamente cualquier aplicación también realizada sobre cable, tanto si el cable es un circuito T1, un cable de televisión, de Ethernet o de fibra óptica. De hecho, los sistemas inalámbricos están diseñados para emular las conexiones de cable, hasta el punto en que se utilizan en ambas, algunas interfaces y protocolos como T1, Frame Relay, Ethernet o ATM. Estos sistemas están generalmente diseñados y centrados en la transmisión de datos y acceso a Internet, aunque por su flexibilidad también transmiten voz y programas de televisión (imagen). En general, podemos decir que las aplicaciones sobre cable también es posible realizarlas por sistema inalámbrico, salvo en el caso de los satélites geosíncronos donde el retardo sobrepasa el cuarto de segundo. En el resto, los parámetros tales como retardos, tasa de error y tasas binarias, tanto para el cable como para los sistemas inalámbricos tienen calidades cada vez más parecidas.

IEEE 802 define estándares internacionales para que, más tarde, sean reconocidos por la ISO en redes de área local (LAN) o redes de área metropolitana (MAN) como 802.3 conocido como Ethernet. Normalmente estos proyectos comprenden las capas de transmisión física y de enlace (PHY y MAC):

IEEE 802.11 redes de área local inalámbricas o WLAN.

IEEE 802.15 redes de área personal inalámbricas o WPAN.

IEEE 802.16 redes de área metropolitana o WMAN.

Las principales ventajas de estas redes son:

- Ubicuidad: las redes inalámbricas proporcionan acceso a la información en tiempo real, desde cualquier lugar del área de cobertura, sin cables y con cierta movilidad posible.
- Sencillez y rapidez de instalación por no necesitar de cables.
- Flexibilidad para reconfigurar la red de forma sencilla.
- Escalabilidad: Es fácil la incorporación de nuevos usuarios y el despliegue con diversas topologías.

Inconvenientes:

- Interferencias con redes próximas por selección de frecuencias iguales o cercanas, o con otros servicios radioeléctricos por compartir una misma zona del espectro.
- Potencia de emisión reducida que limita la cobertura.
- Pequeña anchura de banda que proporciona pocos canales.
- Seguridad limitada.

La elección de las antenas es un factor importante en el diseño de redes inalámbricas, ya que una selección inadecuada puede acarrear una zona de sombra que dificulta la recepción o una falta de cobertura en zonas donde debería haberla. Y un exceso de potencia puede dar cobertura a zonas más alejadas, interfiriendo con otras células o facilitando la tarea a un hacker.

3.2 *WiFi: Wireless Fidelity*

3.2.1 Tecnología

WiFi son las siglas de Wireless Fidelity. Es un conjunto de estándares para redes inalámbricas basado en los estándares IEEE 802.11 (Ethernet inalámbrica). Actualmente abarca los estándares de: 802.11b, 802.11a, 802.11g ofreciendo conectividad, fiabilidad y seguridad tanto entre terminales inalámbricos como en redes con hilos asegurando compatibilidad entre equipos de distintos fabricantes que lo cumplan, consiguiendo máximas tasas teóricas de 11Mbps.

El 802.11b fue estandarizado por la IEEE para evitar problemas con los sistemas propietarios de la primera generación. Utiliza una codificación avanzada de CCK (Complementary Code Keying, cuyos códigos tienen una alta distancia media, así en entornos multitrayecto, la probabilidad de bit es reducida), lo que le permite alcanzar teóricamente los 11Mbps, y una tecnología DSSS. Además desarrolló mecanismos de protección como WEP (Wired Equivalent Privacy, se encarga de la autenticación, protección de tramas y confidencialidad), poco eficaz. Su gran implantación es debida a que la banda que usa es gratuita y los dispositivos son de bajo precio.

El 802.11a fue una evolución del anterior, puede llegar hasta 54 Mbps, emplea la tecnología de OFDM y opera en la banda de 5 GHz, lo que provoca un menor rango de cobertura por la atenuación sufrida en esta banda.

El 802.11g emplea OFDM también y consigue los 54 Mbps en la banda de 2.4 GHz. Permite la interoperabilidad con el 802.11b con tecnología DSSS y a 11 Mbps. Consigue un mecanismo de seguridad más robusto que los anteriores, llamado WPA (Wi-Fi Protected Access).

Estos tres estándares consiguen, para el nivel máximo de potencia permitido, una cobertura en espacios abiertos de 300m y de alrededor de 100m en interiores. El estándar 802.11n, que proporcionará mayor ancho de banda, estará estandarizado a finales de este año y el estándar 802.11y, que aporta mayores velocidades, está pendiente de aprobación. Hay más estándares que mejoran aspectos importantes como la calidad de servicio, la seguridad, la itinerancia y el control de la potencia [13,14].

En Europa, el desarrollo de las LAN inalámbricas se centra alrededor de los estándares HIPERLAN (High performance radio LAN). El estándar HIPERLAN/2 es similar al estándar IEEE802.11a. En particular tiene un diseño de capa de enlace similar y opera también en la banda de los 5GHz, como la banda U-NII. También tiene la máxima tasa binaria de 54 Mbps y un rango de cobertura de aproximadamente de 30 m. Difieren en el protocolo de acceso y el soporte construido con calidad de servicio [15].

IEEE 802.11 define tres posibles opciones para la elección de la capa física:

- Espectro expandido por secuencia directa o DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum). La secuencia que se utiliza para modular los bits se denomina

secuencia de Baker. Utiliza tres tipos de modulación: DBPSK, DQPSK y CCK, que es la que mayor tasa consigue.

- Espectro expandido por salto de frecuencias o FHSS (Frequency Hopping Spread Spectrum). Esta técnica también utiliza la zona de los 2.4GHz, la cual se organiza en 79 canales con un ancho de banda de 1MHz cada uno. El número de saltos por segundo es regulado por cada país, así, por ejemplo, Estados Unidos fija una tasa mínima de saltos de 2.5 por segundo. El estándar IEEE 802.11 define la modulación en frecuencia FSK (Frequency Shift Keying), con una velocidad de 1Mbps ampliable a 2Mbps.
- Luz infrarroja en banda base. Modulaciones de 16-PPM y 4-PPM. No está muy desarrollado.

Circunstancias que pueden hacer que la velocidad de transmisión disminuya:

- La distancia, a mayor distancia menor velocidad.
- Posibles obstáculos como paredes, campos magnéticos....
- Posibles interferencias en el espectro por saturación (mayor número de usuarios, mayor número de dispositivos).

Las clasificaciones de las antenas pueden atender a muchos criterios, los principales son la ubicación de la antena (de interiores o exteriores) y la fórmula del lóbulo de emisión de radiación (antenas omnidireccionales, direccionales o sectoriales y muy directivas). Los valores usuales de ganancia están comprendidos generalmente entre 2 y 24 dB. Por otro lado, debido a que en la banda de 2.4 y 5 GHz la atenuación es elevada por cobre coaxial, se debe emplear cableado especial de baja atenuación y procurar que la distancia entre el punto de acceso y la antena no sea muy elevada. [7]

3.2.2 Modelo de propagación

Generalmente WiFi es una tecnología que ofrece conexión a Internet en una zona controlada y concreta y que no abarca grandes distancias, por ejemplo su uso está extendido en locales, cafés, universidades... De hecho, actualmente, con la comercialización del I-Phone se han desplegado numerosos 'hot spot' o zonas habilitadas para conectarse a Internet mediante esta tecnología.

El módulo fundamental de su arquitectura es la célula, que se define como zona dentro de la cual pueden interconectarse vía radio los terminales o estaciones cliente, STA. Para este estándar se definen tres modelos de arquitectura posibles: el modo infraestructura, modo ad-hoc y un modo que combina las dos anteriores. Dependiendo de la arquitectura elegida, la célula puede, además, contener un punto de acceso, o AP, que conecte la red inalámbrica a la red fija. Si existe uno, la célula estará gobernada por éste y actuará como estación base con capacidad de gestión y arbitraje del tráfico y los accesos, y por su naturaleza se puede comunicar con otras células o con redes fijas [14-16]. Independientemente de la arquitectura utilizada, en nuestra simulación, vamos a suponer que un transmisor WiFi está colocado dentro de un recinto amplio, también se localizará un receptor WiFi y un elemento interferente, un transmisor UWB. Es por ello, que consideraremos una situación indoor, donde las células o zonas de cobertura son pequeñas (de metros), del tipo micro-célula rectangular (Figura 3.1). Estudiaremos la densidad de potencia utilizada por el transmisor UWB, la máscara indoor que debe cumplir a esa frecuencia y así, poder estudiar su comportamiento; en este caso la máscara FCC dicta -51.3 dB/MHz.

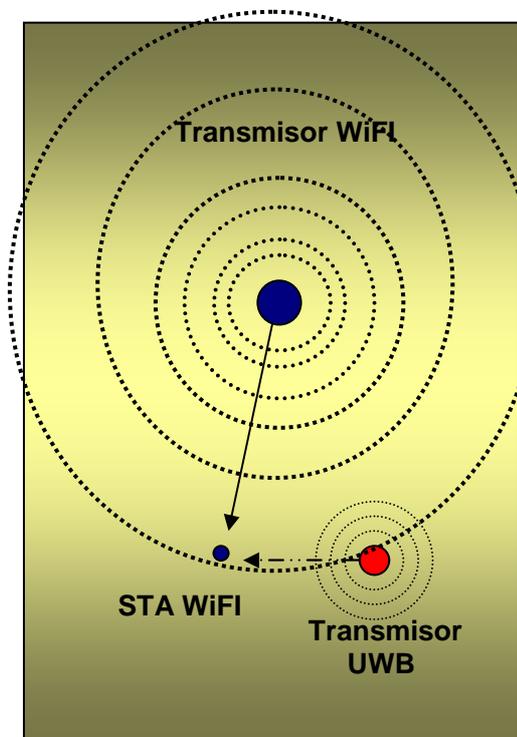


Figura 3.1: Célula de cobertura con un transmisor y receptor WiFi y un transmisor interferente UWB.

La potencia máxima de emisión engloba la potencia de la tarjeta WiFi, la ganancia de la antena, y las pérdidas de cable y conectores. El límite legal de energía irradiada (EiRP) para WLAN es generalmente 100mW (= +20dBm) pero depende de las regulaciones del país. Los valores normales para la potencia de la antena se encuentran entre los 20 y los 50 mW, por ejemplo, si se elige un valor de 50mW, 17 dBm, se puede elegir una antena de hasta 3 dB para cumplir esos 20 dBm máximos.

El estudio de WiFi y de cómo UWB interfiere con esta tecnología a una frecuencia inferior a 3 GHz lo realizamos a una frecuencia de 2.4 GHz. La técnica utilizada en esta banda es DSSS, los canales útiles para WiFi abarcan el rango de frecuencias de 2401 a 2483 GHz, se divide el espectro en catorce canales para la comunicación inalámbrica, definidos según su frecuencia central, con una separación de 5 MHz entre ellos. Sin embargo, hay que tener en cuenta que la disponibilidad de dichos canales se somete a las regulaciones de cada país. Así, en EEUU y Canadá sólo disponen de los canales 1 a 11, mientras en Europa y Australia, podemos utilizar los trece primeros canales. Aunque en España sólo se utilizan los canales 10 y 11, cuyas frecuencias centrales son 2457 y 2462 GHz. Nosotros calculamos la frecuencia media de la banda de canales para poder trabajar con ella. El ancho de banda total es de 83,5 MHz y cada canal sin solapamiento ocupa 22 MHz.

Para calcular las pérdidas de propagación en la transmisión WiFi utilizaremos la fórmula de “Two Slopes”, con dos exponentes de propagación; el primero implica espacio libre, visión directa, fácil transmisión con $n_1=2$ y el segundo es típico en casos indoor o recintos cerrados, cuando esta transmisión se da entre dispositivos más alejados, $n_2 = 3.3$ que utilizaremos a partir de $d_0 = 5$ metros.

$$L_p(d) = L_p(d_0) + 10 \cdot n_1 \cdot \log_{10}(d/d_0) + \xi \quad d \leq d_0 \quad (3.1)$$

$$L_p(d) = L_p(d_0) + 10 \cdot n_2 \cdot \log_{10}(d/d_0) + \xi \quad d > d_0 \quad (3.2)$$

Tomando $L_p(d_0)$, como las pérdidas halladas en el punto de referencia d_0 , tenemos la ecuación 3.3.

$$L_p(d_0) = 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{4 \cdot \pi}{\lambda}\right) + 10 \cdot n_1 \cdot \log_{10}(d_0) \quad (3.3)$$

Finalmente, realizando unos cálculos sencillos, nos sale la siguiente relación suponiendo que la propagación es en espacio libre con $n_1 = 2$ hasta d_0 .

$$L_p(d) = 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot d}{\lambda}\right) + \xi \quad d \leq d_0 \quad (3.4)$$

$$L_p(d) = 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot d_0}{\lambda}\right) + 10 \cdot n_2 \cdot \log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) + \xi \quad d > d_0 \quad (3.5)$$

$\xi_x = \eta(0, \sigma_x)$ son variables aleatorias Gaussianas de media cero y con una desviación estándar de σ_x que representan el efecto del shadowing, que son las pérdidas por desviación respecto del valor medio de la amplitud de la señal transmitida. Toma un valor de [1.6 – 3.1] dB con LOS. [10]

En el estándar IEEE Std 802.11™-2007 se miden los mínimos niveles de entrada en el conector de la antena tomando un factor de ruido de 10dB y un margen de implementación de 5dB, así que nosotros tomaremos los mismos valores para poder calcular, mediante una comparativa de las sensibilidades de nuestro trabajo con las del estándar, unas gráficas de las modulaciones que deberían utilizarse y las velocidades binarias de transmisión que se conseguirían. La sensibilidad mínima recogida en el estándar para un espaciado de canal de 20 MHz de un sistema WIFI resulta de $S = [-82, -81, -79, -77, -74, -70, -66, -65]$, lo que aporta veracidad a los resultados. [17]

Una vez hallado el SNIR podemos calcular la sensibilidad, tal que Sensibilidad = SNIR + P_n , y así hallar cuales son los tipos de modulación existentes y su velocidad binaria. La velocidad binaria en este caso es variable ya que dependerá del tipo de

modulación y el FEC utilizados. La velocidad binaria o tiempo de transmisión de bit se halla restándole al ancho de banda relativo o práctico (que son 4, 8 y 16) las bandas de guarda, resultando 3, 6 y 12. Esta cifra se multiplica por la eficiencia espectral y se obtiene la velocidad binaria. $FEC * \log(\text{modulación})$, ejemplo: 64QAM1/2 $\rightarrow \frac{1}{2} * \log_2(64)$

Las posibles antenas utilizadas para esta tecnología a 2.4GHz serían de multipolarización, omnidireccionales, parabólicas, planares, de polarización circular, sectoriales, yagi... Vamos a utilizar en el proyecto una posible antena de tipo dipolo omnidireccional con ganancia de 5 dBi apta para la comunicación inalámbrica en la banda de 2.4-2.485 MHz [18].

3.2.3 Resultados

La relación señal a ruido, o SNR no sólo desciende con menor potencia de señal, o mayor ruido introducido, sino que también desciende con la distancia, debido a la atenuación existente a lo largo de la propagación y así, a mayores pérdidas de propagación, menor señal llega al receptor. Por otro lado, la señal obtenida en el receptor será aún menor si existe una señal interferente que se acople a la misma. Para este caso, se estudia el SNIR, es decir, la señal que llega al receptor y a la que se le debe eliminar el ruido y la interferencia. Así, en las figuras siguientes (Figura3.2-Figura3.5) se observa como el valor de la señal a ruido desciende con la distancia y vemos como se aprecia una bajada en la SNIR al disminuir la potencia de transmisión. Por otro lado, también se observan las diferencias de SNR y SNIR, puesto que hemos añadido una curva donde no existe interferencia UWB, otra que es la magnitud de densidad de potencia UWB que propone la FCC, otra que es la que proponemos nosotros para reducir la cobertura de señal original en un 3% máximo, cifra indetectable que ofrece una buena calidad, y por último una cifra intermedia a modo comparativo.

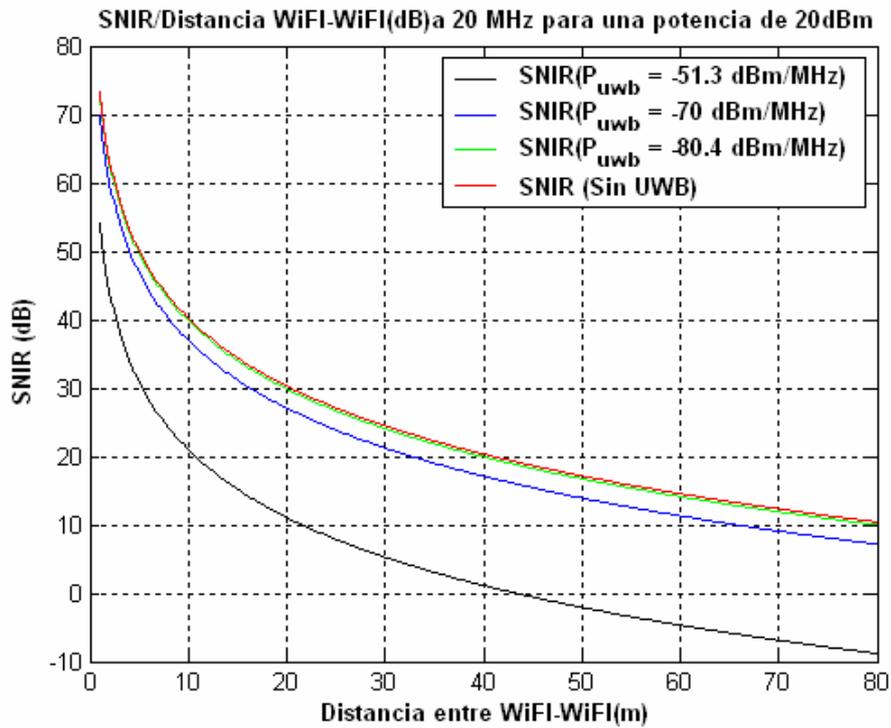


Figura 3.2: SNIR para un PIRE WiFi de 20 dBm y un ancho de banda de canal de 20MHz.

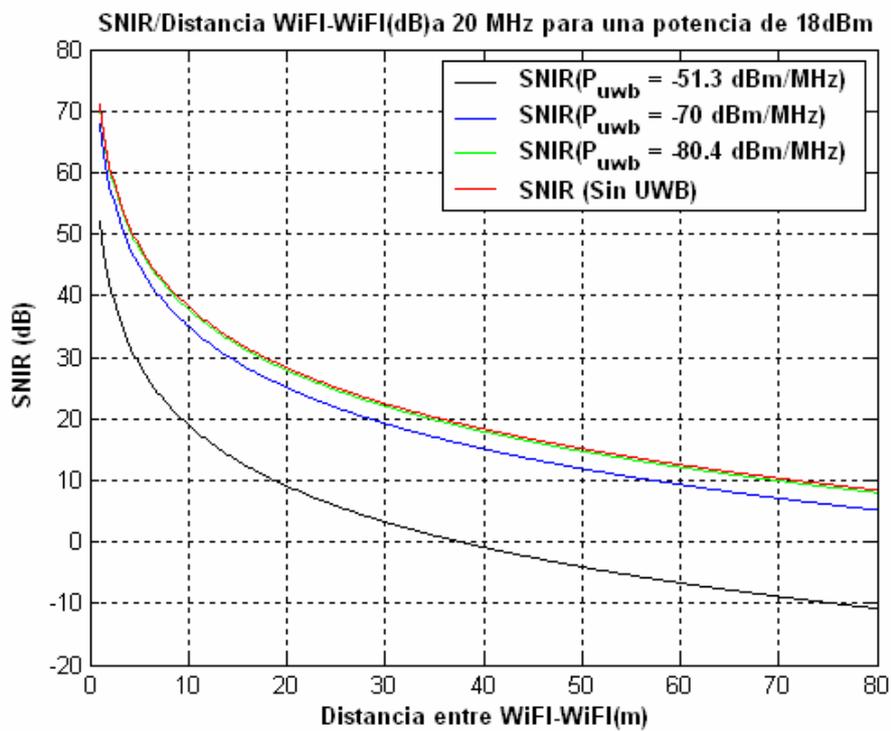


Figura 3.3: SNIR para un PIRE WiFi de 18 dBm y un ancho de banda de canal de 20MHz.

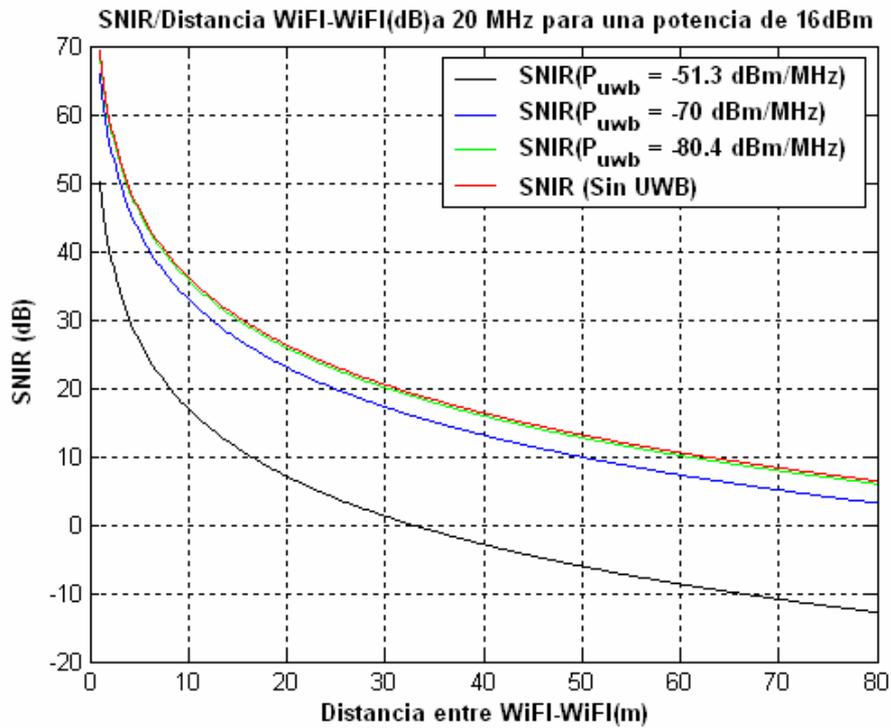


Figura 3.4: SNIR para un PIRE WiFi de 16 dBm y un ancho de banda de canal de 20MHz.

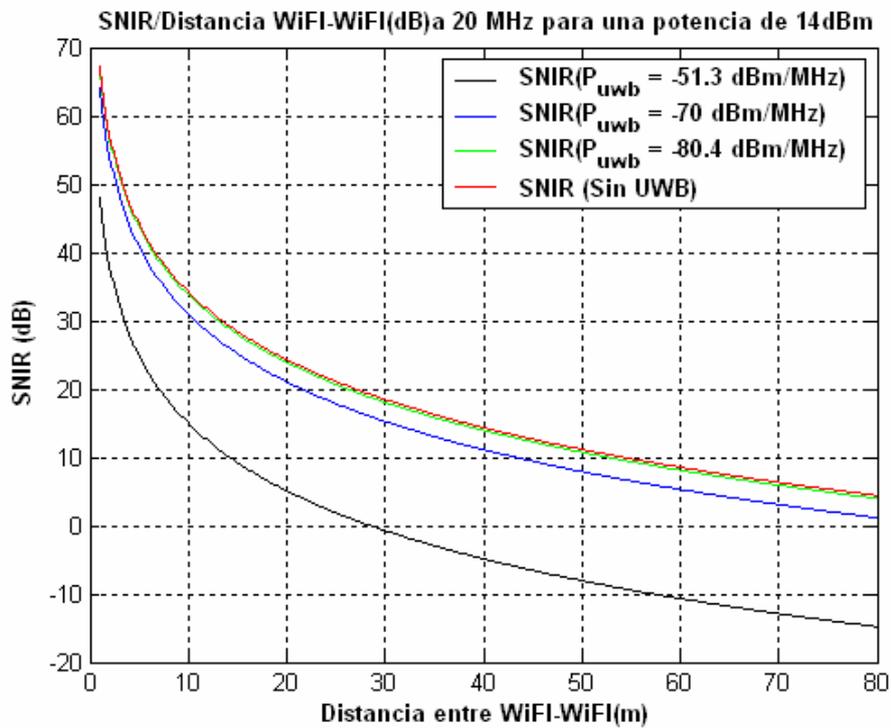


Figura 3.5: SNIR para un PIRE de 14 dBm y un ancho de banda de canal de 20MHz.

Se observa que:

A mayor potencia de transmisión, mayor SNR o SNIR en el receptor.

A mayor densidad de potencia UWB, menor SNIR.

A mayor ancho de banda de canal, menor SNR o SNIR.

El sistema OFDM provee a WLAN con capacidades de carga para datos de 6, 9, 12, 28, 24, 36, 48 y 54 Mb/s. Es obligatorio el soporte en transmisiones y recepciones de tasas 6,12 y 24 Mb/s. El sistema utiliza 52 subportadoras que utilizan modulaciones binarias o en cuadratura (BPSK o QPSK) o también modulaciones de 16 o 24 amplitud en cuadratura QAM.

El código de corrección de errores o FEC (Forward Error Correction o código convolucional) se utiliza con unas tasas de $1/2$, $2/3$ o $3/4$.

La tasa de transmisión de datos que representa la tasa a la que el último PPDU fue recibido. Los valores permitidos de tasa binaria son: 6, 9, 12, 18, 24, 36, 48 y 54 Mb/s para un espaciado de 20 MHz [15].

Observando las siguientes gráficas (Figura 3.6 – Figura 3.9) de tipos de modulación y tasas binarias vamos a observar como este tipo de modulación depende de la potencia de transmisión, la interferencia obtenida y por supuesto la distancia. Así, podemos estar recibiendo información mediante la mejor modulación (64QAM) que aporta gran velocidad al servicio, y otro cliente más lejano obtener un servicio mediante una modulación de QPSK a una velocidad mucho menor.

En las gráficas siguientes de ‘Tipos de modulación’ (Figura 3.6-3.9) el eje de ordenadas indica los índices asignados al tipo de modulación que se podrían utilizar dependiendo de la distancia. Ambos términos se relacionan según se indican en la tabla 3.2.

Tabla 3.1: Relación del Índice de modulación con el Tipo de modulación utilizado.

Índice de modulación	Tipo de modulación
1	BPSK $\frac{1}{2}$
2	BPSK $\frac{3}{4}$
3	QPSK $\frac{1}{2}$
4	QPSK $\frac{3}{4}$
5	16QAM $\frac{1}{2}$
6	16QAM $\frac{3}{4}$
7	64QAM $\frac{1}{2}$
8	64QAM $\frac{3}{4}$

Utilizando la máxima potencia, vamos a realizar una tabla (véase Tabla 3.2) con un espaciado de frecuencia de 20 MHz que refleje numéricamente la disminución de calidad de señal y por qué no se puede plantear la cifra proporcionada por la FCC como solución.

Podemos asegurar viendo los resultados reflejados en la tabla, Tabla 3.2, que para 20 MHz sin interferencia consigue una transmisión de calidad máxima hasta los 25 metros y tomando las medidas de la FCC, hasta los 6.5 (diferencia de 18.5 metros) lo que implica una pérdida de calidad del 25.9%. Además pierde la recepción a partir de los 21 metros. Con la cifra que proponemos (-80.4dBm) perdemos 0.6 metros de calidad óptima, modulación 64QAM $\frac{3}{4}$, que representa perder casi un 3% de cobertura. Lo cual es un dato bastante alentador para cualquier cliente que tenga contratado un servicio mediante WiFi. Para el resto de las frecuencias, figuras: Figura 3.6 - Figura 3.9.

Tabla 3.2: Rangos de cobertura para cada tipo de modulación y densidad de potencia UWB a un PIRE WiFi de 14 dBm para una anchura de canal de 20 MHz.

Tipo de modulación	-51.3 dBm/MHz	-80.4 dBm/MHz	Sin UWB
BPSK $\frac{1}{2}$	20.1 – 21.5 m.	74.7 – 80 m.	76.9 – 80 m.
BPSK $\frac{3}{4}$	17.5 – 20.1 m.	64.9 -74.7 m.	66.9 –76.9 m.
QPSK $\frac{1}{2}$	15.3 – 17.5 m.	56.5 - 64.9 m.	47.1– 66.9 m.
QPSK $\frac{3}{4}$	12.3 – 15.3 m.	45.9 – 56.5 m.	47.1 – 58.1m.
16QAM $\frac{1}{2}$	9.3 – 12.3 m.	34.6 – 45.9 m.	35.6 –47.1 m.
16QAM $\frac{3}{4}$	7.1– 9.3 m.	26.3 –34.7 m.	25.1– 35.7 m.
64QAM $\frac{1}{2}$	6.5 – 7.1 m.	24.5 -26.3 m.	25.1 – 26.9m.
64QAM $\frac{3}{4}$	0 – 6.5 m.	0 - 24.5 m.	0 – 25.1 m.

Obviamente observaremos (Figura 3.6 – Figura 3.9) que a mayor potencia transmitida, mayor alcance y mayor índice de modulación. Por supuesto, también a menor potencia PIRE de UWB, menor interferencia y por tanto, mayor alcance e índice de modulación.

Para la potencia UWB propuesta por la FCC el índice de modulación desciende bruscamente al igual que la tasa binaria conseguida alcanzando una distancia entre 20 y 30 metros dependiendo de la potencia de transmisión. Traducido en porcentaje es una diferencia del 25-40% respecto al alcance conseguido sin interferencia UWB, lo que significa un descenso de calidad demasiado grande e inaceptable. Nosotros sólo vamos a admitir un 2.5-3 % de bajada en la calidad de la señal pues consideramos que es una cifra que el usuario puede tolerar.

Independientemente de la potencia de transmisión comprobamos que con un tipo de modulación de 64QAM conseguimos una velocidad binaria máxima de 54 Mb/s en caso de un espaciado de canal de 20 MHz.

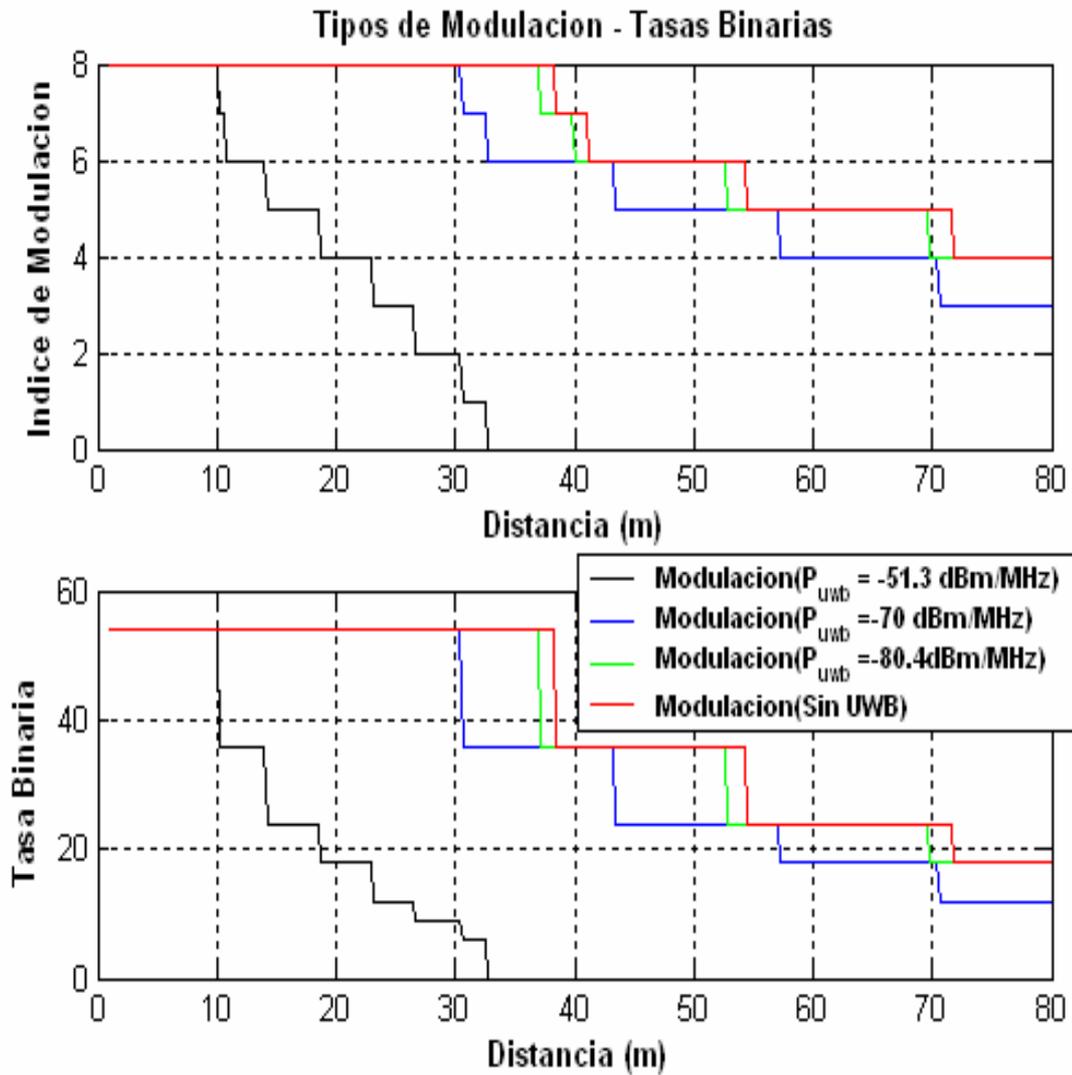


Figura 3.6: Tipos de modulaciones utilizadas y velocidad binaria respecto de la distancia con una potencia de transmisión para WiFi de 20 dBm.

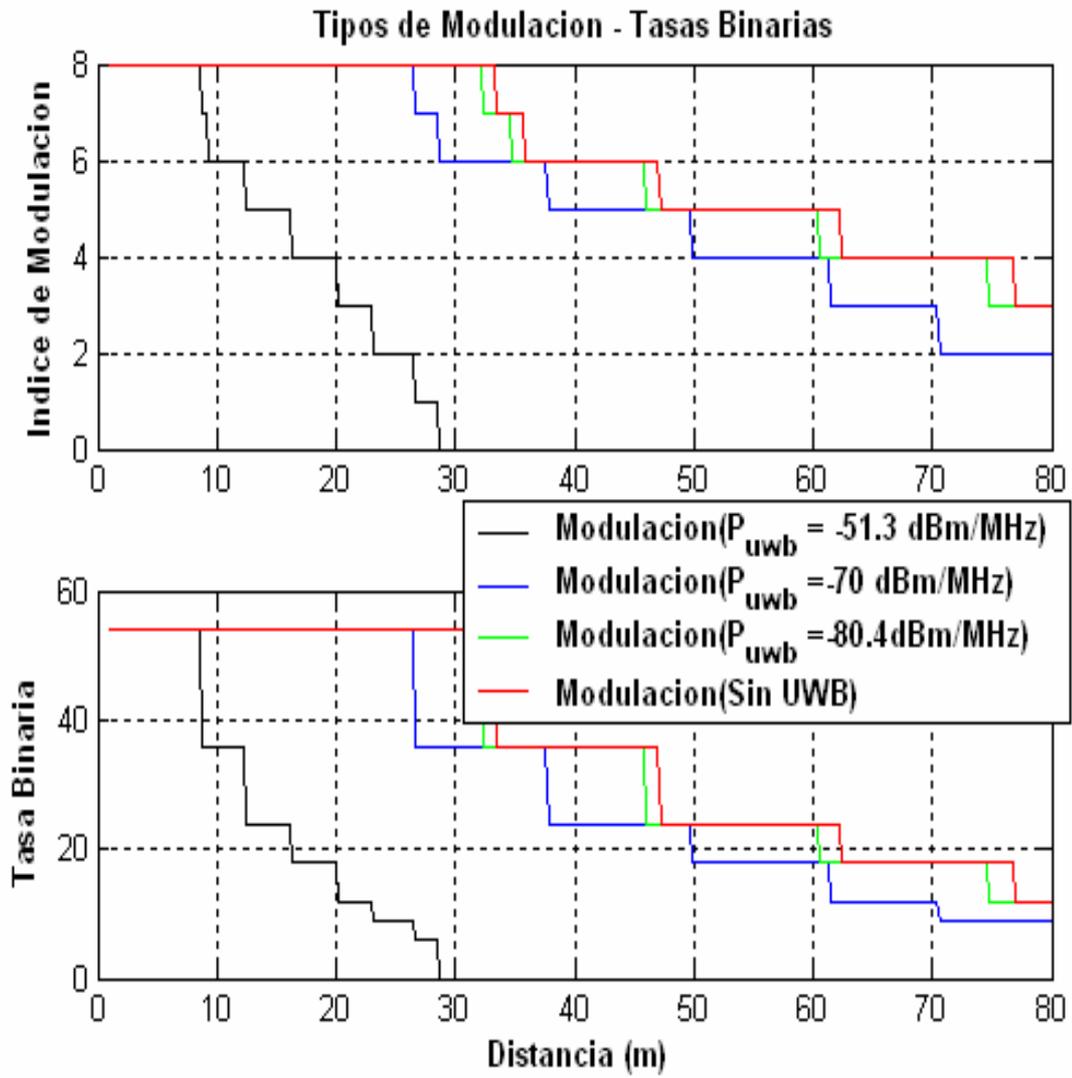


Figura 3.7: Tipos de modulaciones utilizadas y velocidad binaria respecto de la distancia con una potencia de transmisión para WiFi de 18 dBm.

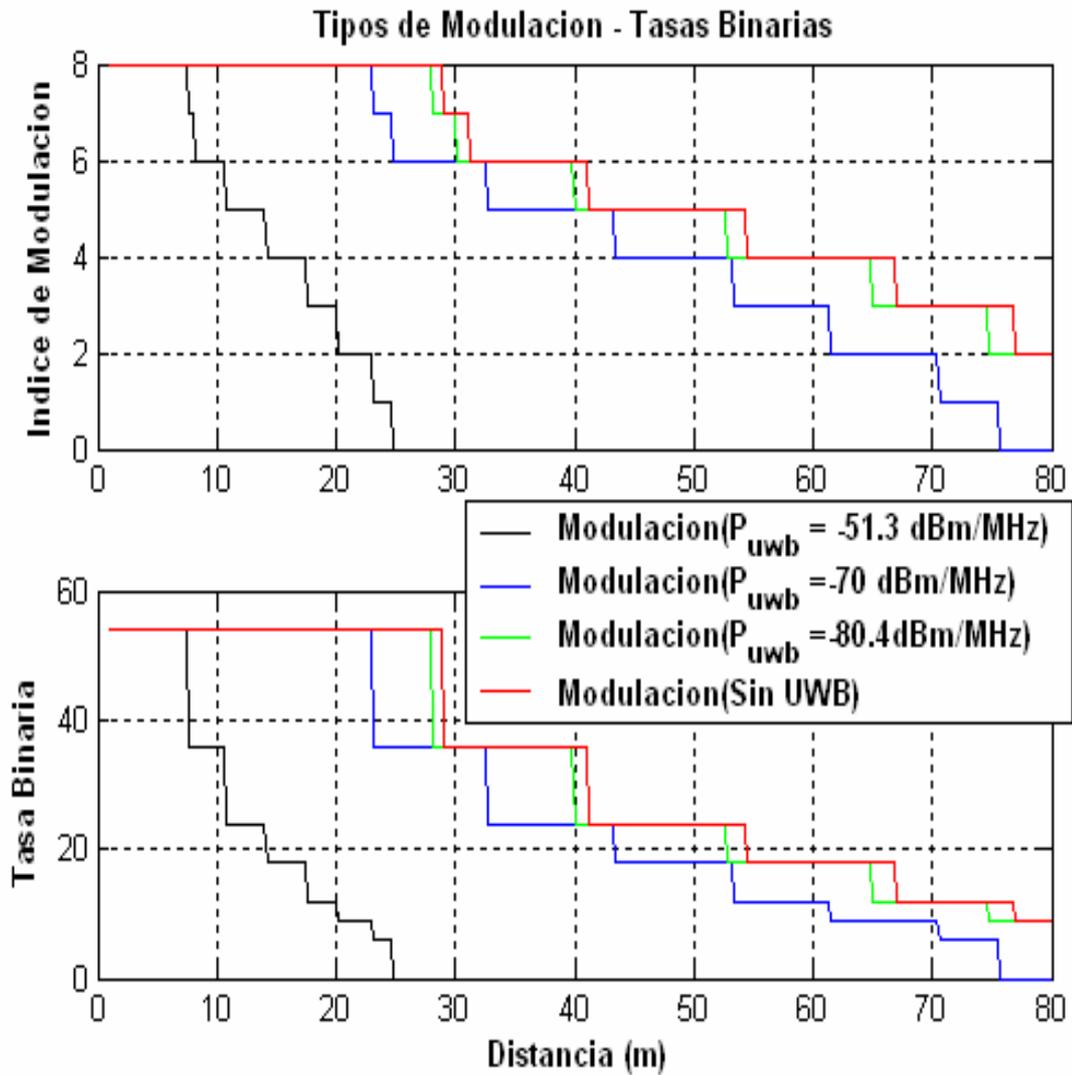


Figura 3.8: Tipos de modulaciones utilizadas y velocidad binaria respecto de la distancia con una potencia de transmisión para WiFi de 16 dBm.

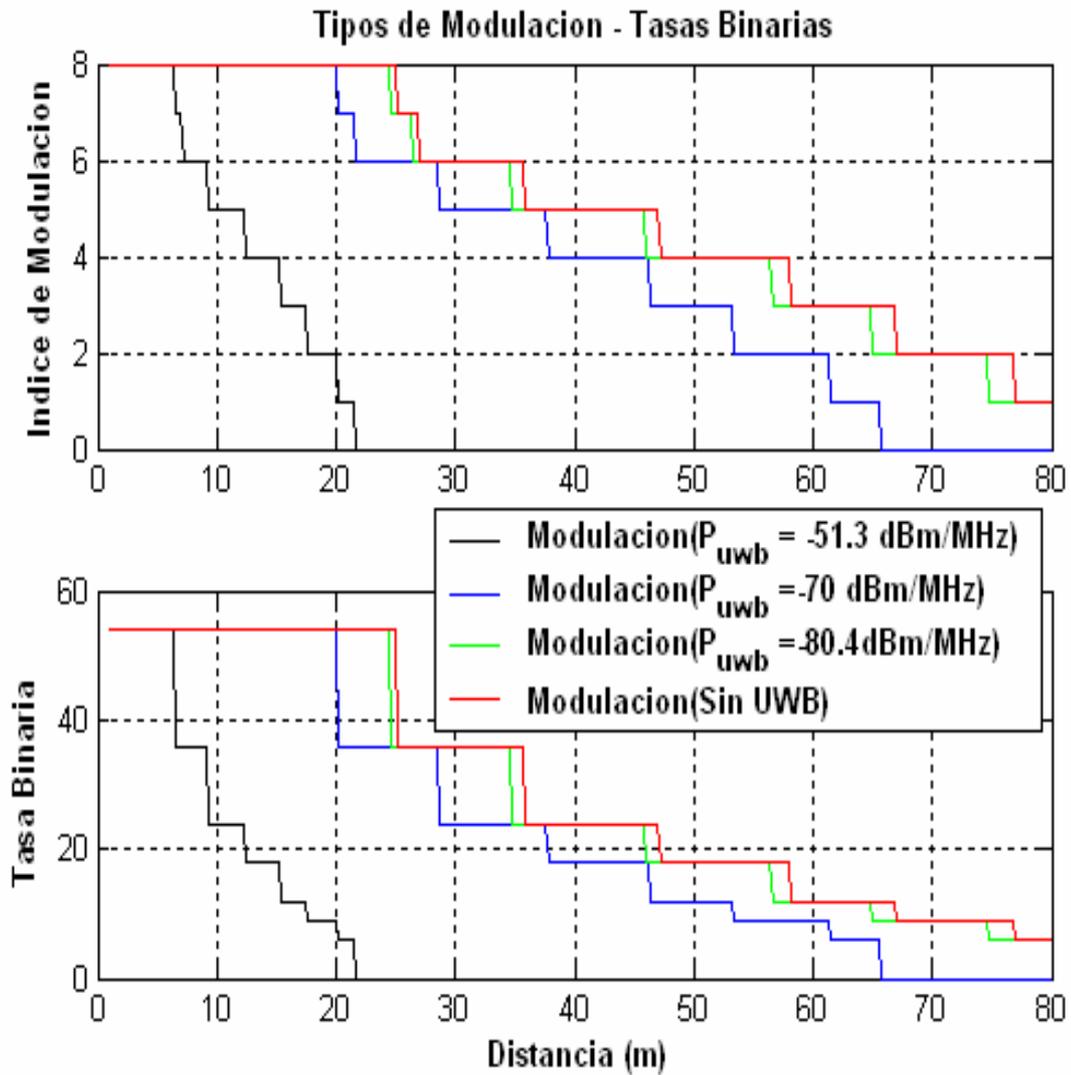


Figura 3.9: Tipos de modulaciones utilizadas y velocidad binaria respecto de la distancia con una potencia de transmisión para WiFi de 14 dBm.

Tabla 3.3: Especificaciones WiFi.

Parámetros	Valores
Bandas de operación en frecuencia	2.4418 GHz
Ancho de banda del canal	20 MHz
Factor de ruido (NF)	10 dB
Margen de implementación (M)	5 dB
Potencia de ruido en el receptor	-114 dBm
Potencia transmitida WiFi	20 dBm – 14 dBm
Ganancia máxima antena receptora	5 dB

3.3 *WIMAX: WorldWide Interoperability for Microwave Access*

3.3.1 Tecnología

Con el desarrollo de la tecnología WiFi especialmente con el despliegue de zonas calientes o hot-spot's, las tecnologías inalámbricas de banda ancha para dar acceso a Internet cobran gran interés. Tras muchos esfuerzos, el estándar IEEE 802.16 está considerado una tecnología de nueva generación para reemplazar el Wireless Local Loop (WLL) típico en telecomunicaciones, consiguiendo un trabajo comparable al cable tradicional, T1, xDSL...

Así, como para WiFi se crea WiFi Alliance para promover IEEE 802.11 LAN, se crea la corporación WIMAX Forum para promover la adopción de este estándar. IEEE 802.16 es definido en un principio como FBW y más tarde, para reflejar los múltiples escenarios que tienen sus aplicaciones, se define como BWA. Vulgarmente toma el nombre de WIMAX. Por otro lado, WIMAX está trabajando para desarrollar un estándar común, HIPERMAN.

En abril 2002, IEEE 802.16 fue publicado para operar en la banda de 10-66 GHz, considerando, como una aplicación principal, que fuera de visión directa. Sin embargo, en Enero 2003 se publicó IEEE 802.16a donde se propuso la banda de 2-11 GHz para operar sin visibilidad directa, (es decir, cuando el área entre emisor y receptor está obstruida por algún elemento) con el propósito de conseguir así mayor número de aplicaciones.

WIMAX fijo combina largos rangos de transmisión con altas tasas de capacidad. Ésto ocurre con una estación base aislada, pero para aplicaciones celulares se necesitan potencia y eficiencia espectral para conseguir buenos resultados. Al ser una tecnología de acceso inalámbrico de banda ancha, WIMAX es capaz de proveer de ubicuidad para el acceso a Internet, dejando a los usuarios de bordes o finales estar conectados a Internet independientemente de su localización. Ésto contribuye a decrementar las zonas rurales a donde el acceso a Internet mediante cable no es económicamente rentable para los operadores de cable. En el consorcio WEIRD (WIMAX Extension to Isolated Research Data Networks), proyecto fundado por la Comisión Europea con el fin de extender la tecnología WIMAX y estudiar los posibles escenarios de utilización, se

identifican varios escenarios de servicios de emergencias donde WIMAX podría alcanzar un papel muy importante; entre ellos la monitorización ambiental de volcanes con posible erupción, la telemedicina (con aplicaciones en tiempo real) o la prevención de fuegos en zonas fácilmente incendiarias con videocámaras.

La interfaz de aire WIMAX mobile adopta una tecnología de acceso múltiple por división en frecuencia ortogonal escalable (SOFDMA) para alcanzar una realización multi-usuario en unos entornos de visión no directa (NLOS). Además, cobra un importante interés debido a sus bajos costes de infraestructura y la alta tasa de transferencia en comparación con los sistemas de tercera generación.

IEEE 802.16 Wireless MAN tiene una conexión orientada MAC y su capa física PHY está basada en visión no directa por radio en la banda de 2-11 GHz. Para bandas con licencia, el ancho de banda de canal debe estar limitado al ancho de banda provisto y regulado dividido entre una potencia de dos, y cuyo mínimo es 1.25 MHz y el tamaño asignado a cada operador dependerá del regulador de cada país. Está definido en tres tecnologías diferentes: SC o single carried, una única portadora, OFDM orthogonal frequency division multiplexing y OFDMA orthogonal frequency division multiplexing access. La comunicación basada en tramas se realiza por ráfagas en cada enlace. En Octubre 2004 se revisa el estándar y sale publicado como IEEE 802.16-2004. La versión móvil se desarrolla en IEEE 802.16e, oficialmente conocido como "Physical and Medium Access Control Layers for Combine Fixed and Mobile Operation in License Bands" y popularmente conocido como 'Mobile WIMAX', y que utiliza OFDMA principalmente en bandas con licencia. WiBro es coreano, se basa en IEEE 802.16-2004 y IEEE 802.16e para proveer de servicios móviles. Los tres requisitos básicos de este sistema fueron: a) banda de frecuencia de 2.3 GHz, b) Ancho de banda de canal de 9MHz, o efectivo de 8.75, c) TDD o time division duplexing.

Un año después se publica el estándar IEEE 802.16e-2005 con las especificaciones de radio para las capas Medium Access Control (MAC) y la capa física (PHY) para combinar WIMAX fijo y móvil. Las especificaciones están limitadas a la interfaz por aire entre cliente y estación base.

El último estándar IEEE 802.16e-2005/ETSI HIPERMAN incorpora los últimos avances tecnológicos como OFDMA y MIMO con el fin de combinar eficazmente los accesos de alta tasa de fijo y móvil para convertirlo en un potente candidato para la red

de 4G. Nacido para soportar tecnología IP nativo, WIMAX Forum incluye una arquitectura de red para soportar la tecnología de acceso, que sigue la tendencia de Redes de Nueva Generación (NGN), donde las aplicaciones son independientes de la tecnología de transporte mediante una arquitectura horizontal, pero vertical en cuanto a la infraestructura de telecomunicaciones.

En mayo 2007 en Japón, Mobile WIMAX es recomendado como OFDMA TDD WMAN, dejando 50MHz de ancho de banda en la banda internacional de 2.57-2.62 GHz para el espectro 3G TDD, aunque aún no ha sido aprobado. [19]

WIMAX competirá con las LAN's inalámbricas, los servicios celulares de tercera generación (3G) y posiblemente con servicios cableados como DSL (digital subscriber line) y cable. Su habilidad para suplantar o competir con estos sistemas dependerá de su rendimiento y coste. Muchos fabricantes de ordenadores y PDAs (personal digital assistants) planean incorporar WIMAX tan pronto como sea capaz de satisfacer una demanda de acceso constante a Internet e intercambio de emails desde cualquier localización. Otra aplicación futura sería la conexión entre distintos hot spots y éstos a Internet.

Entre otras ventajas incluye:

- 1.- Despliegue rápido, incluso en zonas donde el cable no tiene fácil acceso.
- 2.- Facilidad para vencer las limitaciones físicas de la infraestructura tradicional cableada.
- 3.- Costes de instalación razonables para soportar unas tasas de acceso altas.

Aplicaciones de acceso basadas en topología de punto multipunto incluyen:

- 1.- Infraestructura celular (backhaul)
- 2.- Ancho de banda bajo demanda
- 3.- Ancho de banda residencial
- 4.- Servicios inalámbricos nómadas.

Como consecuencia de lo anterior, obtenemos las siguientes características:

- 1.- Tasas de transferencias altas.
- 2.- Alto grado de escalabilidad.
- 3.- Calidad de servicio (QoS).
- 4.- Alto grado de seguridad.
- 5.- Una cobertura radio excelente.

Características:

- 1.- Las bandas de estudio serán la de 2.5 y 3.5 GHz, ambas con licencia.
- 2.- Puede alcanzar los 50 km. La cobertura puede ser LOS, NLOS exteriores y NLOS interiores.
- 3.- Puede haber de 1 a 25 células (cada una de alrededor de 7km) por punto de acceso.
- 4.- Es una modulación adaptativa con técnicas avanzadas para antenas. Así, con técnicas SDMA, AAS, MIMO y smart antennas se consigue aumentar la ganancia de RF, alcances mayores y aumento de la eficiencia espectral.
- 5.- Velocidades variables entre 1 y 70 Mbps.
- 6.- Soporte calidad de servicio, QoS
- 7.- Para WIMAX Mobile, los anchos de banda de canal son proporcionales a 1,25, desde esa misma cifra hasta los 20 MHz. Para WIMAX fijo, los anchos de banda son proporcionales a 1.75 hasta los 28 MHz actualmente.

3.3.2 Modelo de propagación

El estándar 802.16 define dos posibles topologías de red: PMP o Punto a multipunto y topología mesh. La mayor diferencia radica en que para la primera el tráfico sólo tiene lugar entre la estación base BS y la estación terminal o suscriptora, SS. En el segundo caso, el tráfico puede ser cursado a través de diferentes SS hasta la BS o sencillamente entre SSs. Otra diferencia existente es la localización de la BS, para la topología PMP se encuentra en el centro del sistema, mientras que no ocurre lo mismo para el modo 'mesh', cuyos elementos de red se les denomina nodos.

La red 'mesh' es una arquitectura de red "en malla" que permite que cada receptor actúe simultáneamente como emisor. De esta forma, cada nuevo dispositivo que se añade a la red utiliza capacidad de ésta, pero también aporta recursos. Se trata

por tanto de un modelo similar a la estructura de routers de Internet. Al no ser necesaria una comunicación directa con el punto de destino, se puede aumentar significativamente el número de dispositivos sin aumentar (de forma notoria) el nivel de interferencia. Como ejemplo de aplicación de esta arquitectura, se ha mencionado su utilización en los sistemas móviles de cuarta generación. [20]

Simularemos una red PMP, que es un modelo sencillo de red inalámbrica. Este tipo de enlaces se utilizan habitualmente en conexiones dedicadas de alto rendimiento o enlaces de interconexión de alta capacidad. Al ser un sistema celular cada estación base cubrirá una célula y cada célula tendrá su frecuencia de utilización. Las células pueden tener una geometría circular, triangular, cuadrangular y hexagonal. Entre ellas, se unen para formar clusters, y en ellos no se pueden repetir las frecuencias, ya que la interferencia cocanal debe ser controlada. Sin embargo, se unen clusters, repitiéndose las frecuencias, pues sino no habría manera de dar cobertura a todo un país. [21] Existe una distancia mínima (D) entre los centros de las celdas de frecuencias de reutilización, que es directamente proporcional al patrón de reutilización (PR), o número de celdas por cluster, e inversamente proporcional al radio de la célula (R).

$$PR = \frac{1}{3} \cdot \left(\frac{D}{R}\right)^2 \quad (3.6)$$

La forma de controlar la interferencia cocanal es hallando la relación de protección y conseguir que la potencia interferente cocanal existente sea mayor a este valor. Por otro lado, como en la práctica hay células que tienen más tráfico que otras, lo que se hace es subdividir éstas en otras más pequeñas, generalmente se divide entre dos el radio de la célula tantas veces como se haga necesario.

Además, decidimos que la transmisión se realice en una macro-célula hexagonal entre la BS y uno de los receptores (el resto están apagados) que se encuentra fijo, aunque tiene movilidad para poder desplazarse; ya que para este trabajo hemos supuesto un sistema WIMAX Mobile (Figura 3.10). Al ser móvil, la SS toma el valor de MSS, Mobile Subscriber Station.

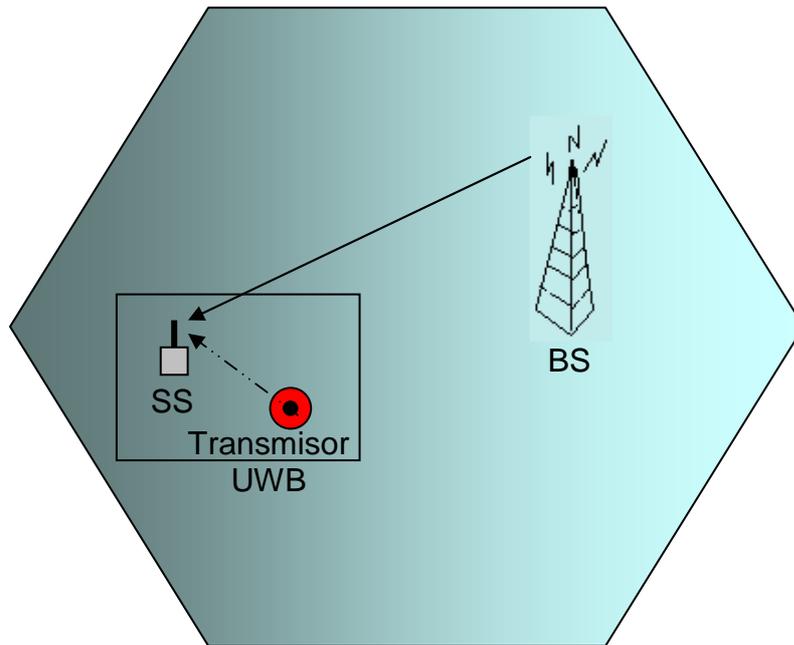


Figura 3.10: Célula de cobertura WIMAX con su BS, un SS y un transmisor interferente (Sin escala).

Los parámetros del sistema simulado están establecidos atendiendo al modo OFDMA en el estándar 802.16. La señal a ruido con ratio de interferencia o SINR requerida para lograr una BER o tasa de error por bit de 10^{-6} para los distintos tipos de modulación y códigos FEC utilizados en el programa se muestran en la tabla 3.4 [19].

Tabla 3.4: SINR según el tipo de modulación y el FEC utilizado.

Tipo de modulación	FEC	SINR
BPSK	1/2	6.4
QPSK	1/2	9.4
	3/4	11.2
16-QAM	1/2	16.4
	3/4	18.2
64-QAM	2/3	22.7
	3/4	24.4

WIMAX utiliza modulación adaptativa, esto significa que dependiendo de la calidad de la señal recibida, nivel del C/I, se cambia el tipo de modulación. Así, para un usuario cercano a la antena de la BS con una buena señal probablemente se tendrá una modulación 64QAM, pero para un usuario que este en los límites de la celda WIMAX podría llegar a utilizar una modulación BPSK.

Una estación base representa un coste muy alto para un operador de red, por ello, en vez de cubrir una única zona por célula, que es lo que se consigue con una BS omnidireccional, se puede recurrir a la n-sectorización, que permite agrupar n BS en un lado de la célula cubriendo n células distintas. Cada célula recibe el nombre de sector. Generalmente se usa la tri-sectorización (Figura 3.11), con antenas direccionales, de 120° para cubrir los 360° y tener visión total [20].

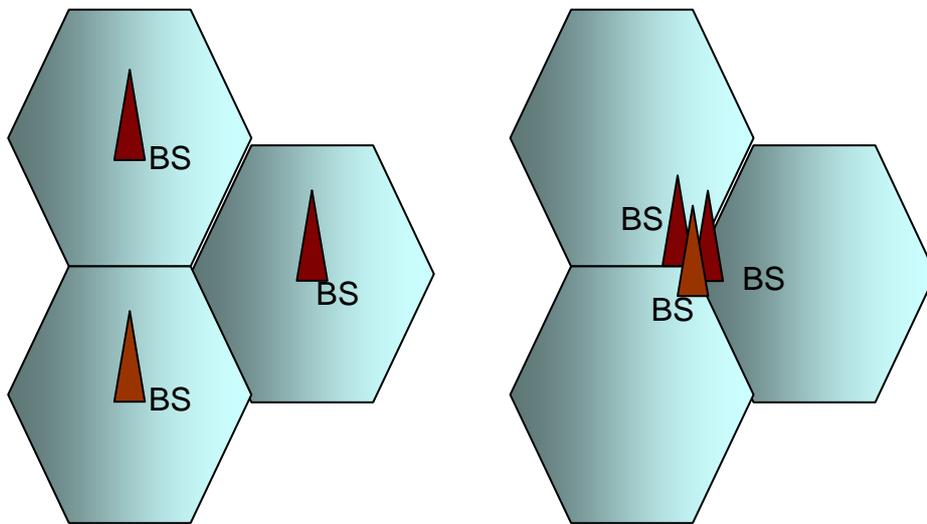


Figura 3.11: Antenas omnidireccionales a la izquierda y trisectorización a la derecha.

Las capacidades y alcances que pueden conseguirse con WIMAX dependen de los siguientes factores: tipo de antena, tipo de topología celular, atenuación por propagación, atenuación por lluvia para frecuencias mayores de 8GHz, lo que implica que en nuestro proyecto no lo tendremos en cuenta, influencia del multitrayecto para distancias mayores a los 10km, el compromiso existente entre la capacidad ofrecida al cliente y la cobertura para una potencia media constante y la posibilidad de que nuestra estación base sea de altas prestaciones con diversidad de transmisión y recepción, sistemas avanzados de antenas y mayor potencia de transmisión que la estación

convencional. Sin embargo, hemos supuesto una topología macro-celular con una estación base tri-sectorial, de 18 dBi, con las características básicas de WIMAX, ya que nuestro estudio es genérico [23].

Las pérdidas de propagación reducen de la densidad de potencia de una onda electromagnética según se propaga por el espacio. Vamos a utilizar la fórmula del modelo de Erceg-Greenstein, aplicada al grupo de trabajo de IEEE 802.16 para obtener la distancia máxima de cobertura. Este modelo de propagación está basado en medidas experimentales en USA y toma el nombre de Modelo de SUI. Fue desarrollado para frecuencias menores a 11 GHz. Definido para la banda de frecuencia de los sistemas Multipoint Microwave Distribution System (MMDS) en USA, para una banda de frecuencias de 2.5 a 2.7 GHz. Su aplicación para la banda de 3.5GHz utilizada en UK aún no ha sido claramente establecida.

El modelo de SUI se puede categorizar por tres tipos de terrenos distintos llamados A, B y C (rural, suburbano y urbano). ‘A’ está asociado a grandes pérdidas de propagación y es generalmente utilizado para terrenos montañosos con grandes densidades de follaje. El terreno tipo C implica unas pérdidas de propagación bajas o mínimas y se aplica en terrenos llanos con poca densidad de árboles y grandes claros. El terreno tipo B (3.7), que utilizamos en nuestro proyecto, se caracteriza por mantenerse en un punto intermedio entre los anteriores; puede contener un conjunto de características típicas de A y C [19,22].

$$L_p = A + 10 \cdot \gamma \cdot \log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) + iPLf + iPLf + s_{90\%} \quad (3.7)$$

En este caso d_0 es el punto de referencia a 100 metros.

γ es debido a árboles o edificios.

El efecto s_{90} (3.13) es un factor de distribución logarítmica que tiene en cuenta el factor de shadowing-fading (representa las pérdidas por desvanecimientos del tipo apantallamiento o sombra del shadowing sigue una distribución normal, de media nula y una desviación estándar dependiendo en el tipo de terreno que hemos elegido. En este caso, este factor es el obtenido con un porcentaje de 90%).

$$A = 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot d_0}{\lambda}\right) \quad \text{Con } d_0 = 100\text{m.} \quad (3.8)$$

$$\gamma = a - b \cdot h_b + \frac{c}{h_b} \quad \text{Con } h_b = \text{altura de estación base.} \quad (3.9)$$

Elegimos una distancia mayor a los 100 metros tomados de distancia base, como distancia entre la antena base transmisora y la receptora. La altura de nuestra antena base estará a unos 30-50 metros y la altura de la antena receptora tendrá una altura más pequeña, de unos 10 metros. Además, supondremos que es portátil, de tipo indoor. Para poder llegar a esta localización, la señal deberá atravesar paredes, es por ello, que introduciremos unas pérdidas de pared.

Si tomamos un terreno tipo B, que es un terreno intermedio entre montañoso y plano, para una ciudad como Madrid obtenemos los siguientes datos (3.10-3.12).

$$a = 4 \quad (3.10)$$

$$b = 0.0065 \quad (3.11)$$

$$c = 17.1 \quad (3.12)$$

$$s_{90\%} = 12.3 \text{ dB. Es la variación shadowing-fading.} \quad (3.13)$$

La fórmula anterior (3.7) es válida para una frecuencia de 2GHz y una antena receptora de 2 metros, es por ello que introducimos dos términos de corrección (3.14 - 3.15).

$$iPLf = 6 \cdot \log_{10} \left(\frac{f}{2000} \right) \quad f: \text{ frecuencia de portadora.} \quad (3.14)$$

$$iPLh = -10.8 \cdot \log_{10} \left(\frac{h}{2} \right) \quad (3.15)$$

Elegimos el peor caso, es decir, la tecnología interferente tiene un shadowing positivo, y sin embargo, WIMAX lo tiene negativo. Además, le incluimos las pérdidas de pared que va a encontrar al llegar al edificio receptor, aunque obviamente éstas apenas van a afectar a la señal ya que la atenuación del trayecto las hace casi inapreciables.

Nota: Si al modelo de propagación de One Slope le añadimos los términos de corrección y, para una distancia grande entre emisor y receptor en un escenario outdoor,

gamma toma el valor de un exponente de propagación alrededor de 4, valor típico para una ciudad densamente poblada y lo que provocará gran atenuación y debilitamiento de la señal en su recorrido, se observa como deriva en un modelo mejorado y que recibe el nombre de SUI.

Inicialmente ejecutamos nuestro programa a una frecuencia central de 2.5 GHz y, observando las conclusiones desarrolladas, decidimos estudiar los resultados acaecidos a una frecuencia mayor, a 3.5 GHz, que parecen aportar una clara conclusión que no debemos dejar pasar inadvertida.

UWB utilizará el modelo de propagación de one slop indoor [Capítulo 2.2].

3.3.2 Resultados

La potencia media transmitida debe ser la misma cualquiera que sea el tipo de modulación. Así, vamos a realizar comparaciones de la máscara oficial con la propuesta.

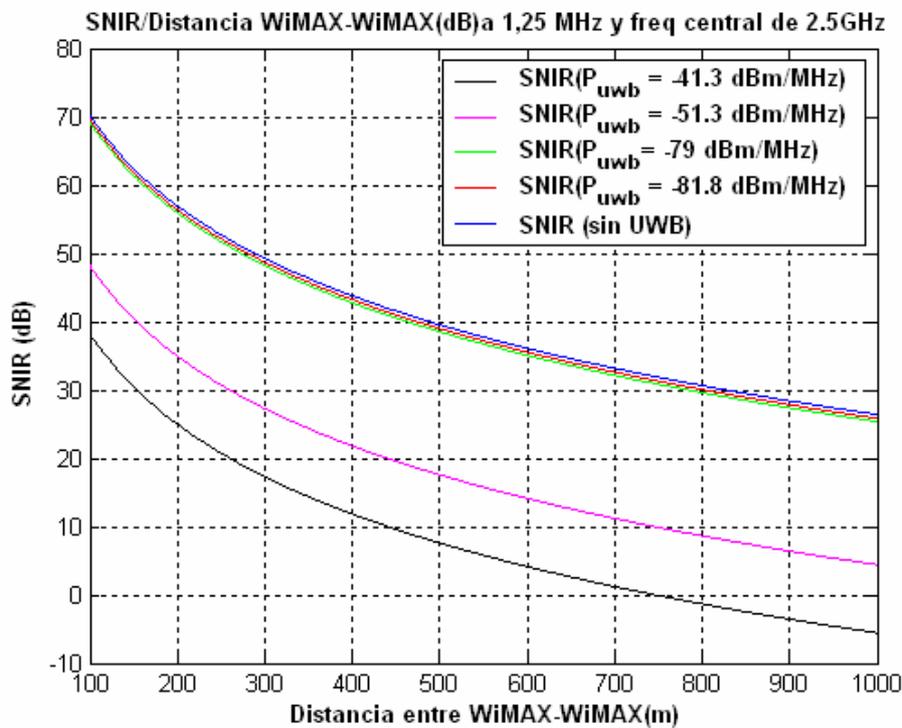


Figura 3.12: SNIR respecto de la distancia para un ancho de banda de canal de 1.25MHz, frecuencia central de 2.5 GHz para una PIRE WIMAX de 53 dBm.

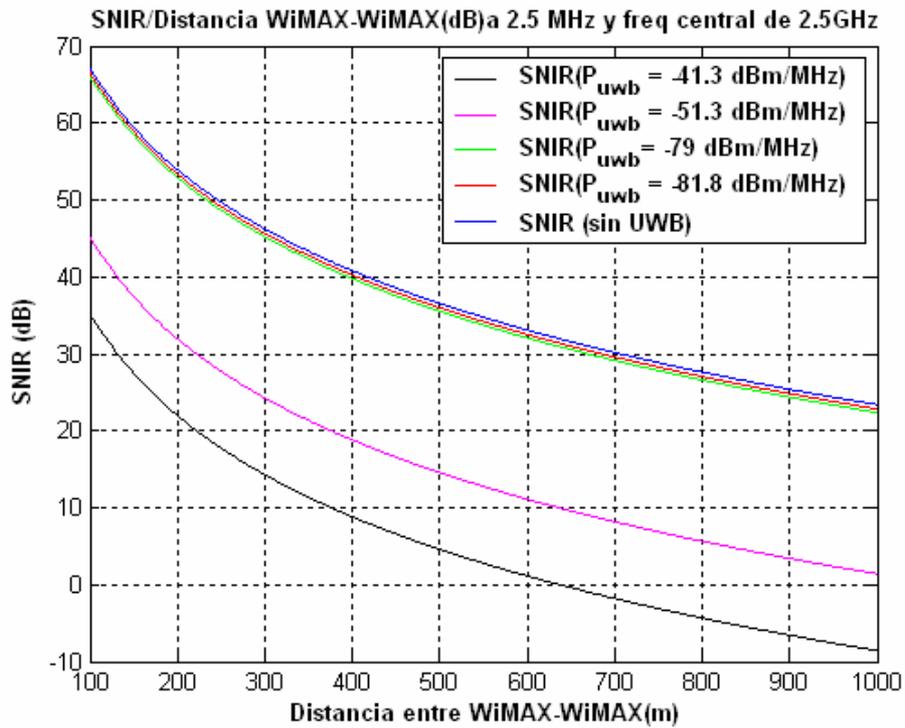


Figura 3.13: SNR para un ancho de canal de 2.5 MHz y frecuencia central 2.5GHz.

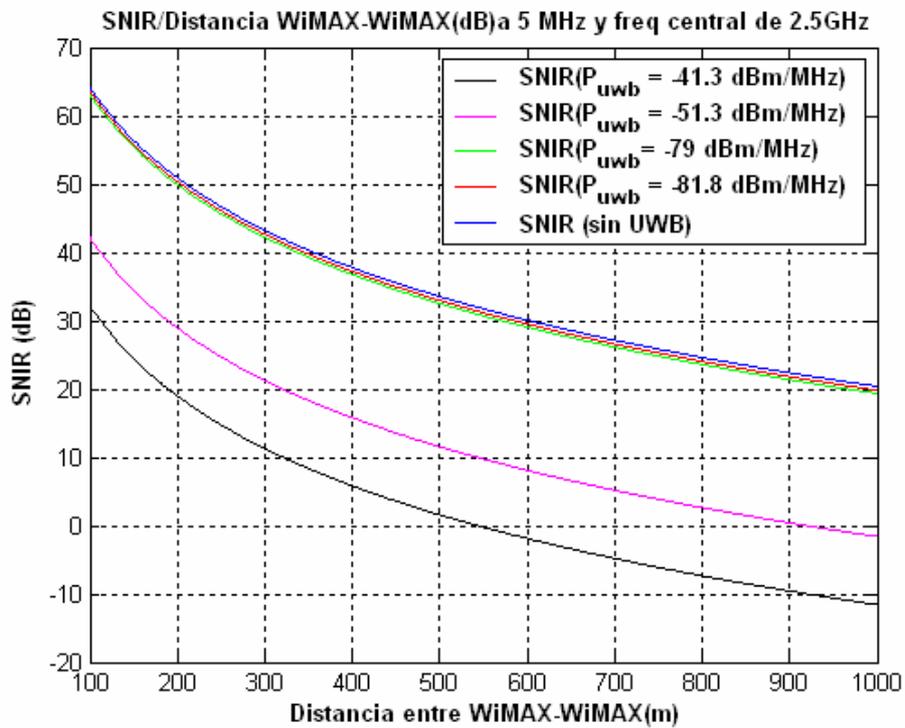


Figura 3.14: SNR para un ancho de canal de 5 MHz y frecuencia central 2.5GHz.

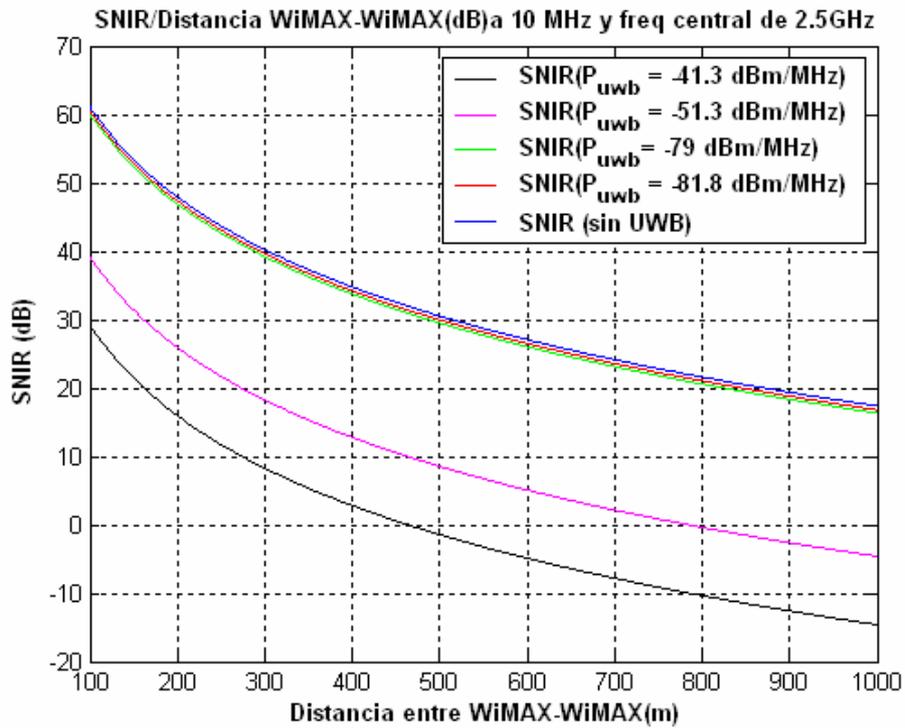


Figura 3.15: SNR para un ancho de canal de 10 MHz y frecuencia central 2.5GHz.

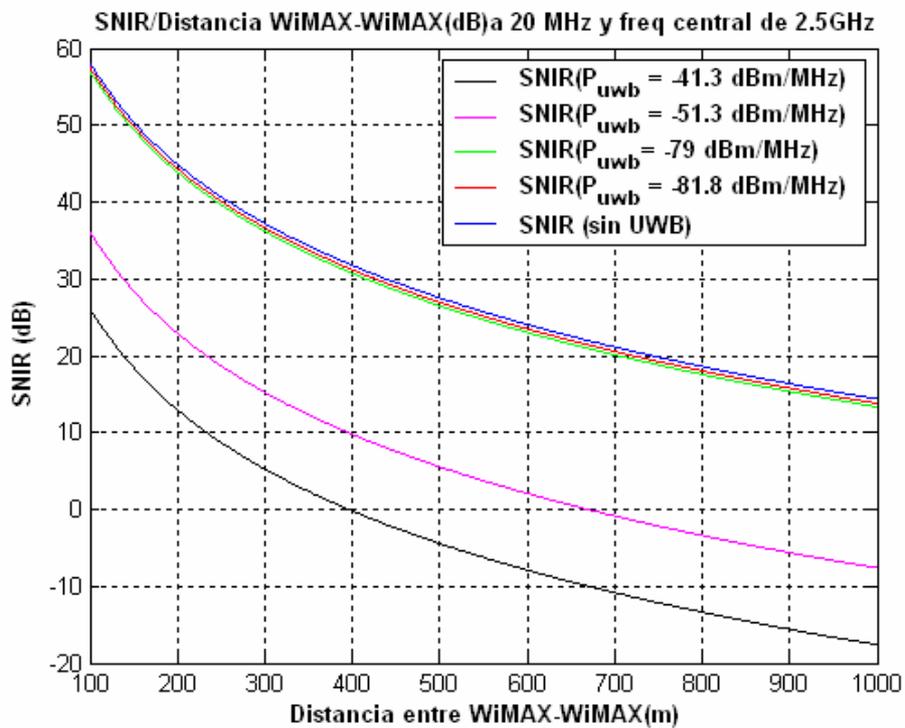


Figura 3.16: SNR para un ancho de canal de 20 MHz y frecuencia central 2.5GHz.

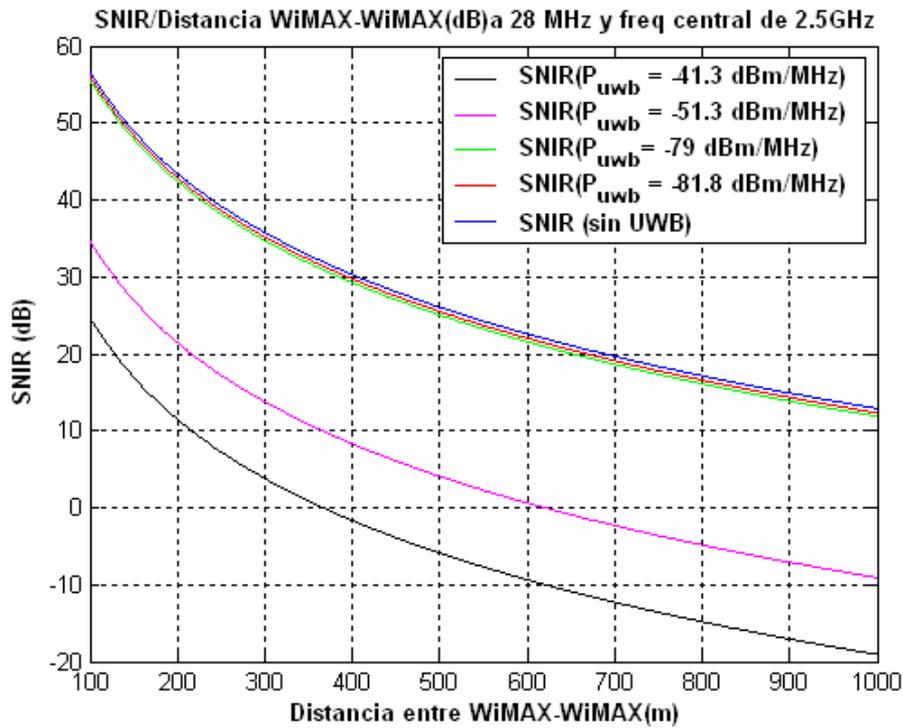


Figura 3.17: SNR para un ancho de canal de 28 MHz y frecuencia central 2.5GHz.

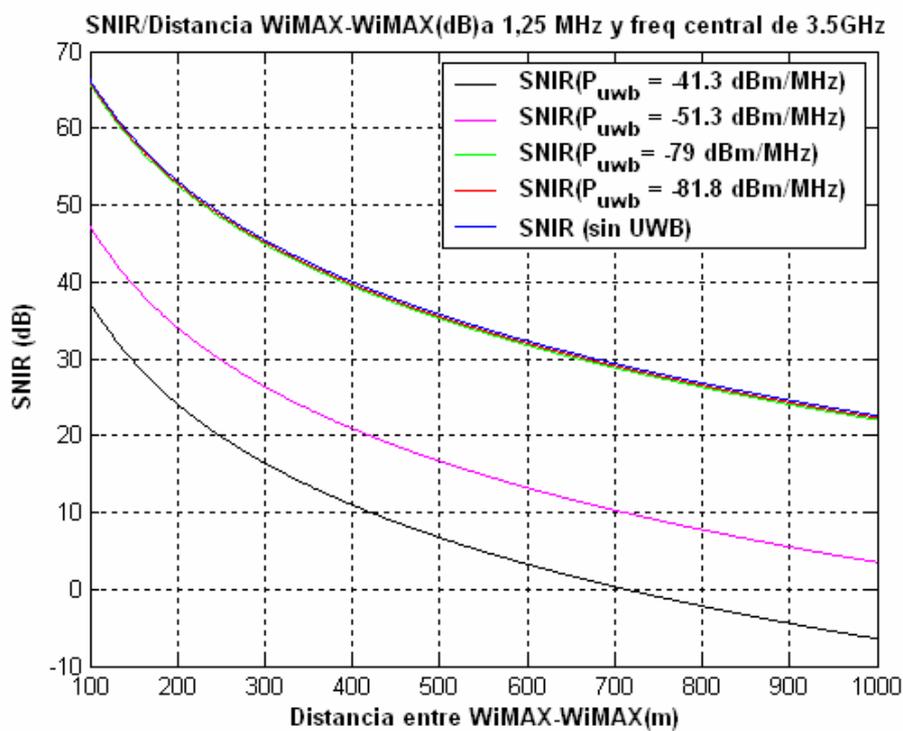


Figura 3.18: SNR para un ancho de canal de 1.25 MHz y frecuencia central 3.5GHz.

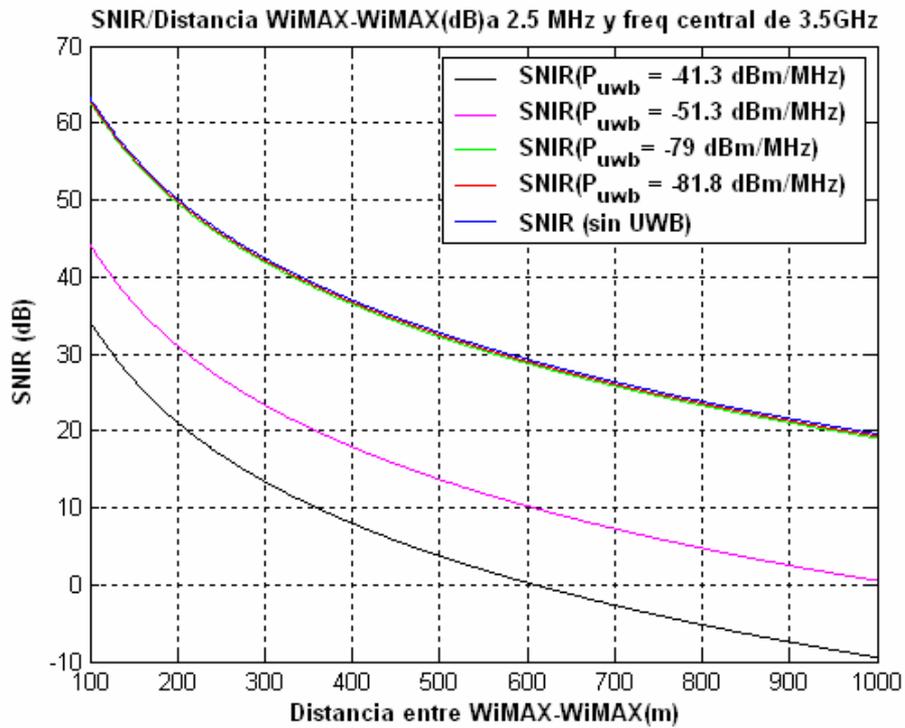


Figura 3.19: SNR para un ancho de canal de 2.5 MHz y frecuencia central 3.5GHz.

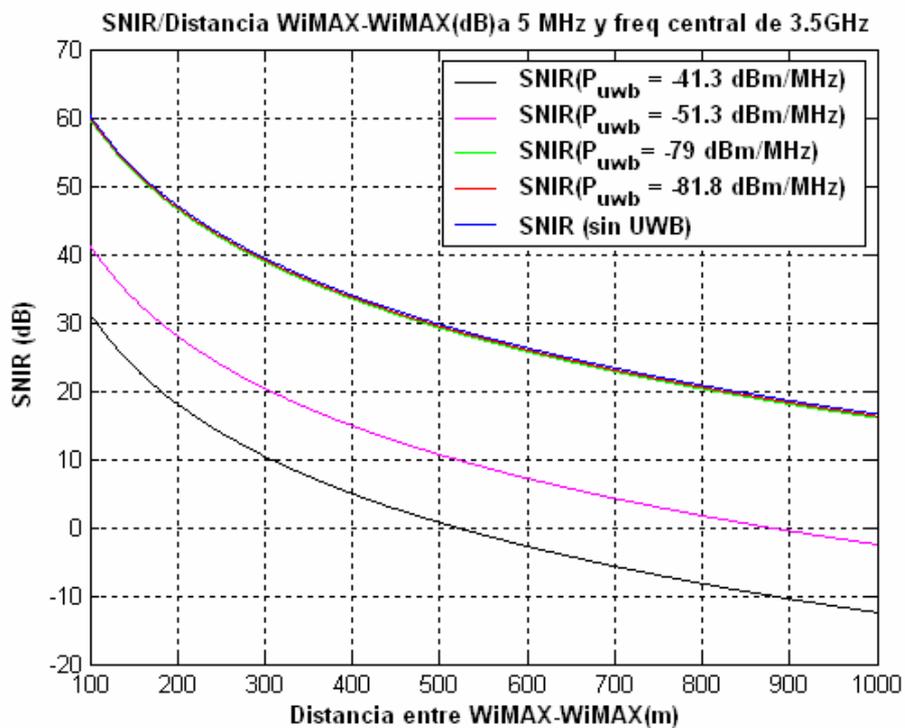


Figura 3.20: SNR para un ancho de canal de 5 MHz y frecuencia central 3.5GHz.

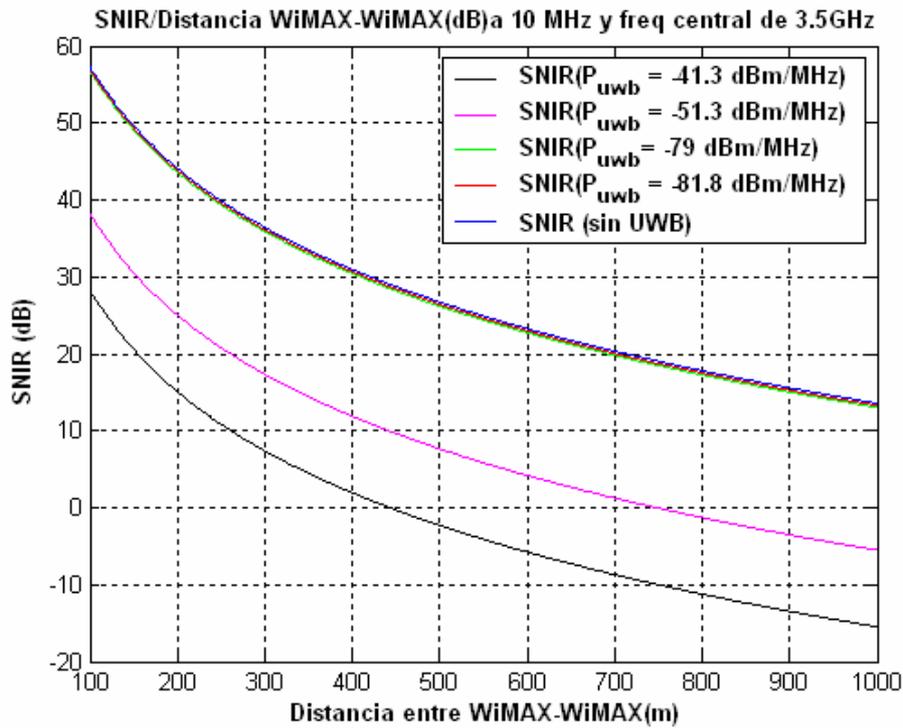


Figura 3.21: SNR para un ancho de canal de 10 MHz y frecuencia central 3.5GHz.

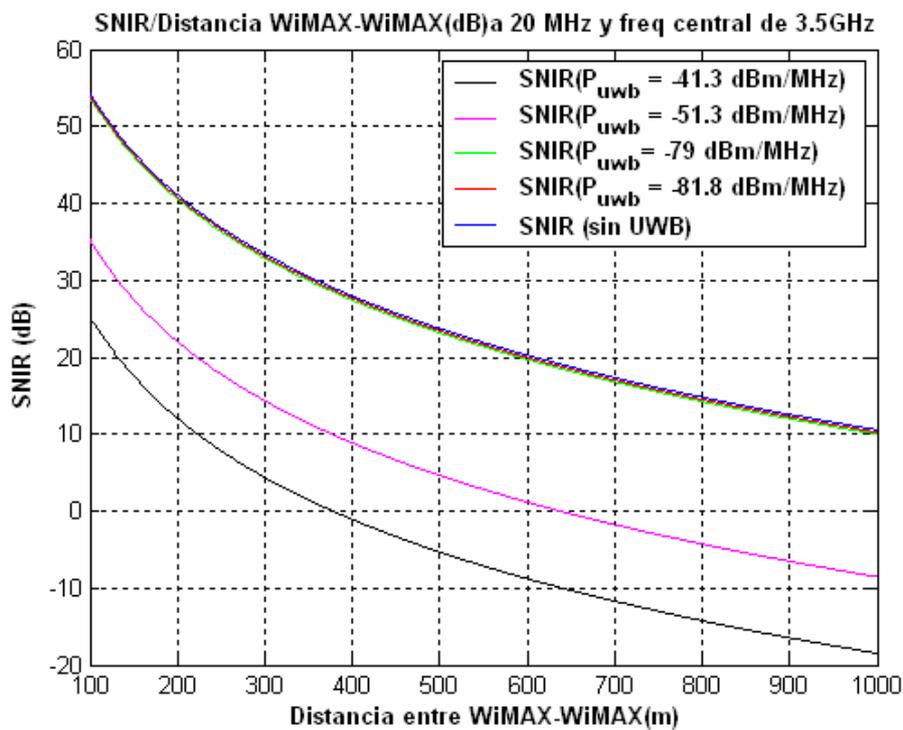


Figura 3.22: SNR para un ancho de canal de 20 MHz y frecuencia central 3.5GHz.

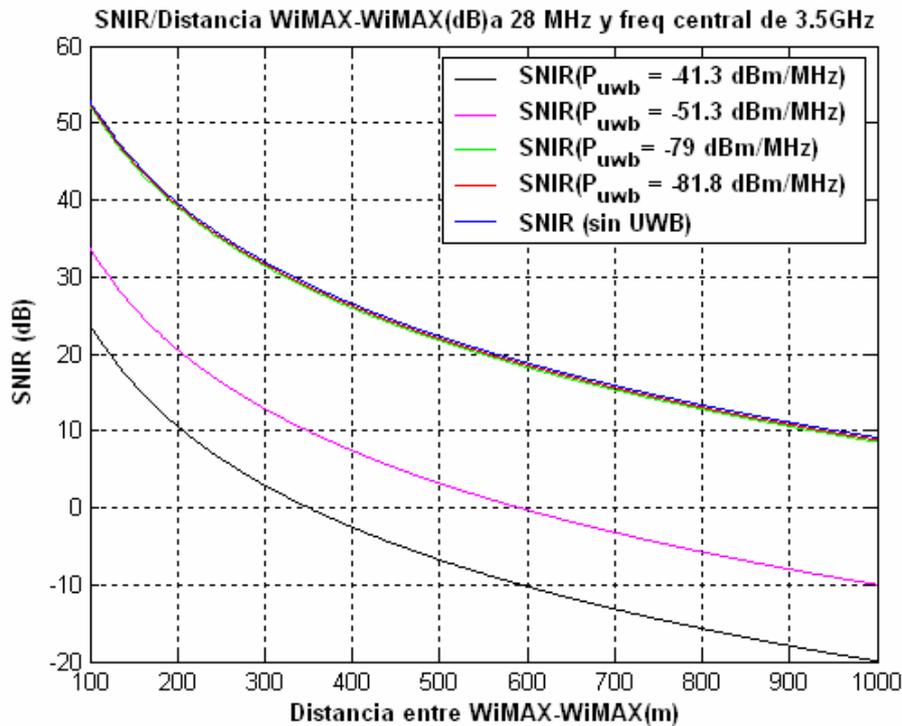


Figura 3.23: SNR para un ancho de canal de 28 MHz y frecuencia central 3.5GHz.

Son posibles tres tipos de modulación: QPSK, 16QAM y 64QAM. Las portadoras piloto usan siempre modulación BPSK. La modulación, como ya mencionamos más arriba, es adaptativa, y puede cambiar en función de las características de propagación del canal radio, si éstas empeoran, se pasa a un tipo de modulación de menos niveles. A continuación mostramos las gráficas que determinan el tipo de modulación a utilizar con la cobertura alcanzada, pues según aumenta la distancia, aumentan las pérdidas de propagación y con ellas desciende el tipo de modulación a utilizar.

Tomando como referencia las gráficas de las modulaciones (Figura 3.24 y Figura 3.27), vamos a crear una tabla comparativa (Tabla 3.5 y Tabla 3.6) sobre el rango de cobertura obtenido. Para esas figuras, la leyenda será la misma que para los casos anteriores, donde cada color representa una densidad de potencia utilizada por UWB en cada simulación y que se ha suprimido para tener visibilidad de toda la imagen.

Tabla 3.5: Rango de cobertura para cada tipo de modulación y densidad de potencia a 2.5 GHz de frecuencia central y un ancho de banda de canal de 28 MHz, que es el caso peor, para la simulación de 100 m. a 1 km.

Tipo de modulación	-51.3 dBm/MHz	-81.8 dBm/MHz	Sin UWB
BPSK $\frac{1}{2}$	442.5 – 489.5 m	-	-
QPSK $\frac{1}{2}$	388.5– 442.5 m.	-	-
QPSK $\frac{3}{4}$	331.5– 388.5 m.	-	-
16QAM $\frac{1}{2}$	278.5 - 331.5 m.	839.5 -1000 m.	886.5–1000 m.
16QAM $\frac{3}{4}$	224.5– 278.5 m.	676.5 – 839.5 m	714.5-886.5 m.
64QAM $\frac{2}{3}$	200.5 –224.5 m.	609.5 – 676.5 m	643.5–714.5 m
64QAM $\frac{3}{4}$	0 –200.5 m.	0 – 609.5 m.	0 – 643.5 m

Observamos que para -81.8 dBm/MHz, obtenemos un rango de cobertura que difiere en un 3% respecto del original. Sin embargo, para la cifra propuesta por la FCC, se consigue un 31% de diferencia con la original para la mejor modulación y consigue una cobertura hasta los 489.5 metros que representa un 50% sobre los 1000 metros simulados; es una cifra no válida.

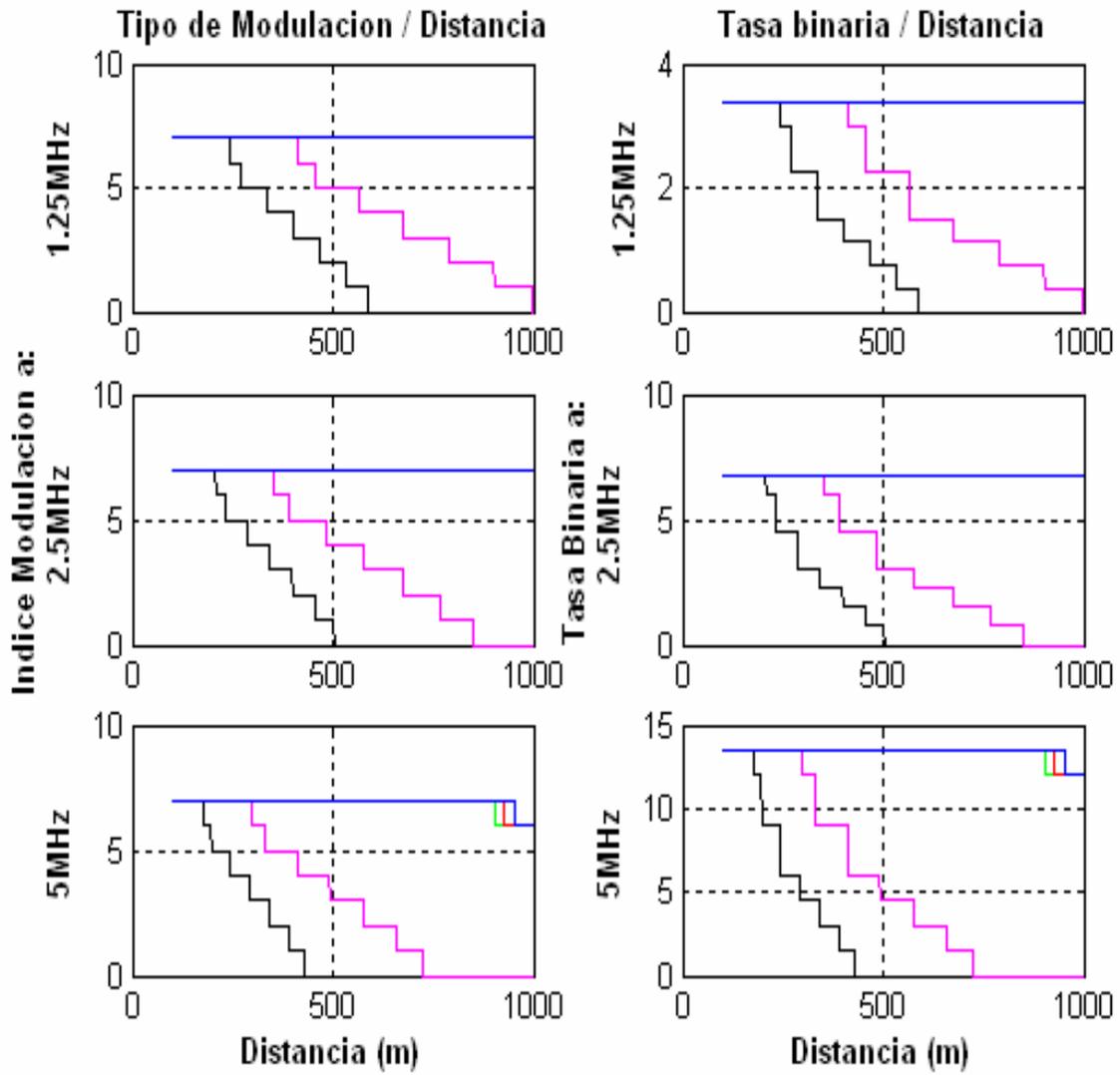


Figura 3.24: Rango de cobertura par cada tipo de modulación y tasa binaria para diferentes densidades de potencia y diferentes anchos de banda de canal (1.25, 2.5, 5 MHz), a la frecuencia central de 2.5 GHz, para una simulación de 100 m. a 1 km.

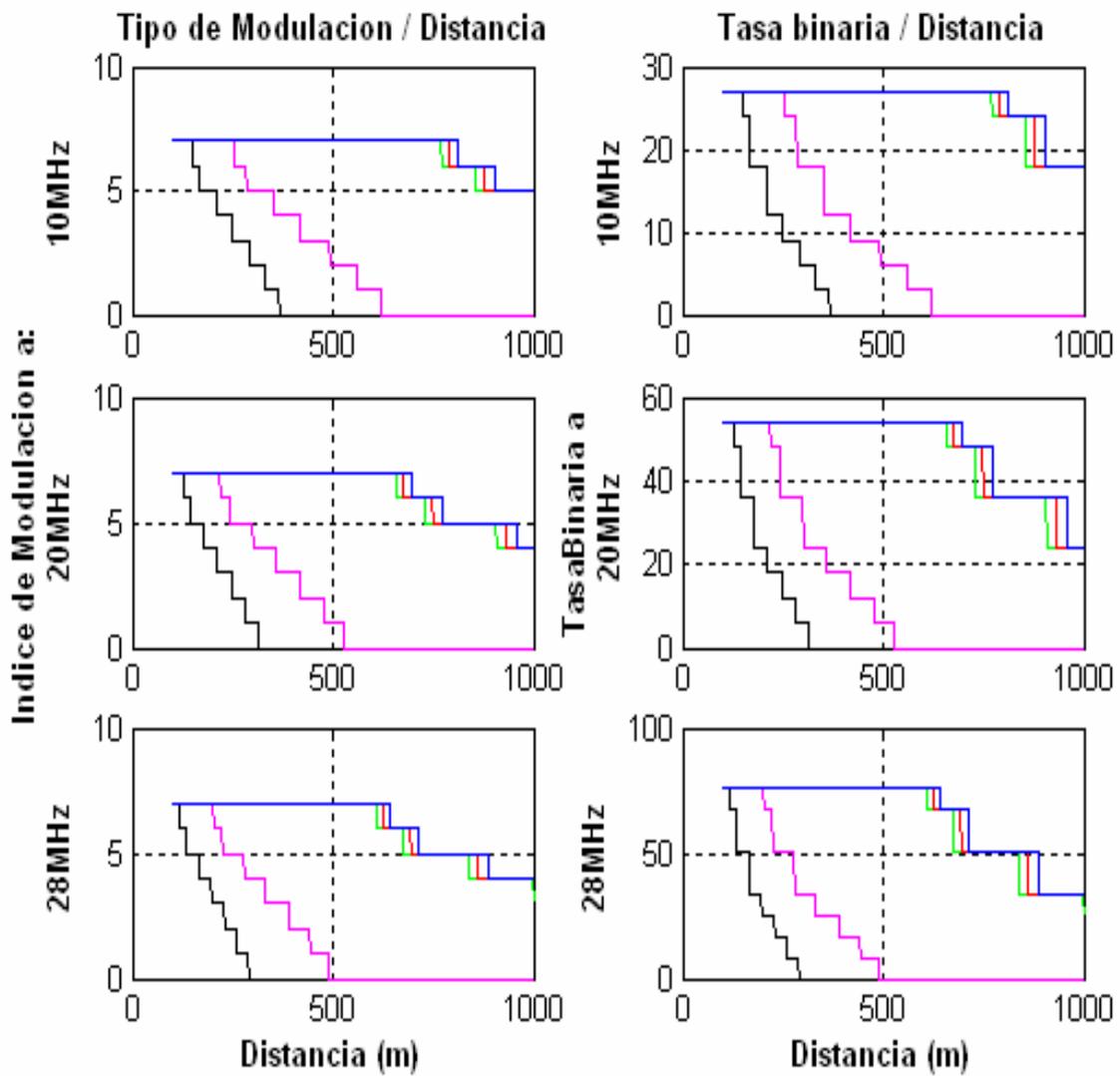


Figura 3.25: Rango de cobertura par cada tipo de modulación y tasa binaria para diferentes densidades de potencia y diferentes anchos de banda de canal (10, 20, 28MHz), a la frecuencia central de 2.5 GHz, para una simulación de 100 m. a 1 km.

Tabla 3.6: Rango de cobertura par cada tipo de modulación y densidad de potencia a 3.5 GHz de frecuencia central y un ancho de banda de canal de 28 MHz, que es el caso peor, para la simulación de 100 m. a 1 km.

Tipo de modulación	-41.3 dBm/MHz	-79 dBm/MHz	Sin UWB
BPSK $\frac{1}{2}$	250.5 – 276.5 m	-	-
QPSK $\frac{1}{2}$	219.5 – 250.5 m	995.5 – 1000 m.	-
QPSK $\frac{3}{4}$	187.5 – 219.5 m	850.5 – 995.5 m	863.5 - 1000m
16QAM $\frac{1}{2}$	157.5 – 187.5 m	714.5 – 850.5m	725.5 -863.5 m
16QAM $\frac{3}{4}$	126.5 - 157.5 m	575.5 – 714.5m	584.5 –725.5m
64QAM $\frac{2}{3}$	114.5 – 126.5 m	518.5 – 575.5m	526.5 - 584.5m
64QAM $\frac{3}{4}$	0 – 114.5 m.	0 – 518.5 m.	0 – 526.5 m

Observamos que para -79 dBm/MHz, obtenemos una diferencia de un 3% respecto del original. Para la cifra propuesta por la FCC, hay un 22% de diferencia con la original para la mejor modulación y sólo tiene una cobertura hasta los 276.5 metros que representa un 27.6% sobre los 1000 metros simulados; es una cifra inadmisibile. Es por ello, que la única posibilidad es reducir la densidad espectral de potencia transmitida por UWB en esta banda asumiendo un escenario de un único transmisor de este tipo de -79 dBm/MHz.

Por otro lado, si UWB transmite con MB-OFDM no existe forma posible para transmitir a una potencia tan baja y no interferir con WIMAX y por ello la única solución posible sería la anulación de la primera banda del primer grupo y por tanto, o se trabaja con un tercio de la velocidad binaria conseguida, o bien se elimina el grupo entero, ya que utilizando la técnica de DAA no se reduce la máscara del espectro lo suficiente como para funcionar correctamente. Para el caso de DSSS, no se podría utilizar la banda baja por las mismas razones. Y para el caso del pulso con TH, deberíamos encontrar un pulso mediante una derivada gaussiana que cumpliera nuestra máscara en esa zona. Con esta explicación, se observa que WIMAX actualmente, para su banda licenciada de 3,5 GHz, tendrá problemas de interferencia con UWB a menos

que éste evite emitir en esta banda [Para más información acerca de las máscaras de transmisión MB-OFDM, DSSS y TH ver Anexo B].

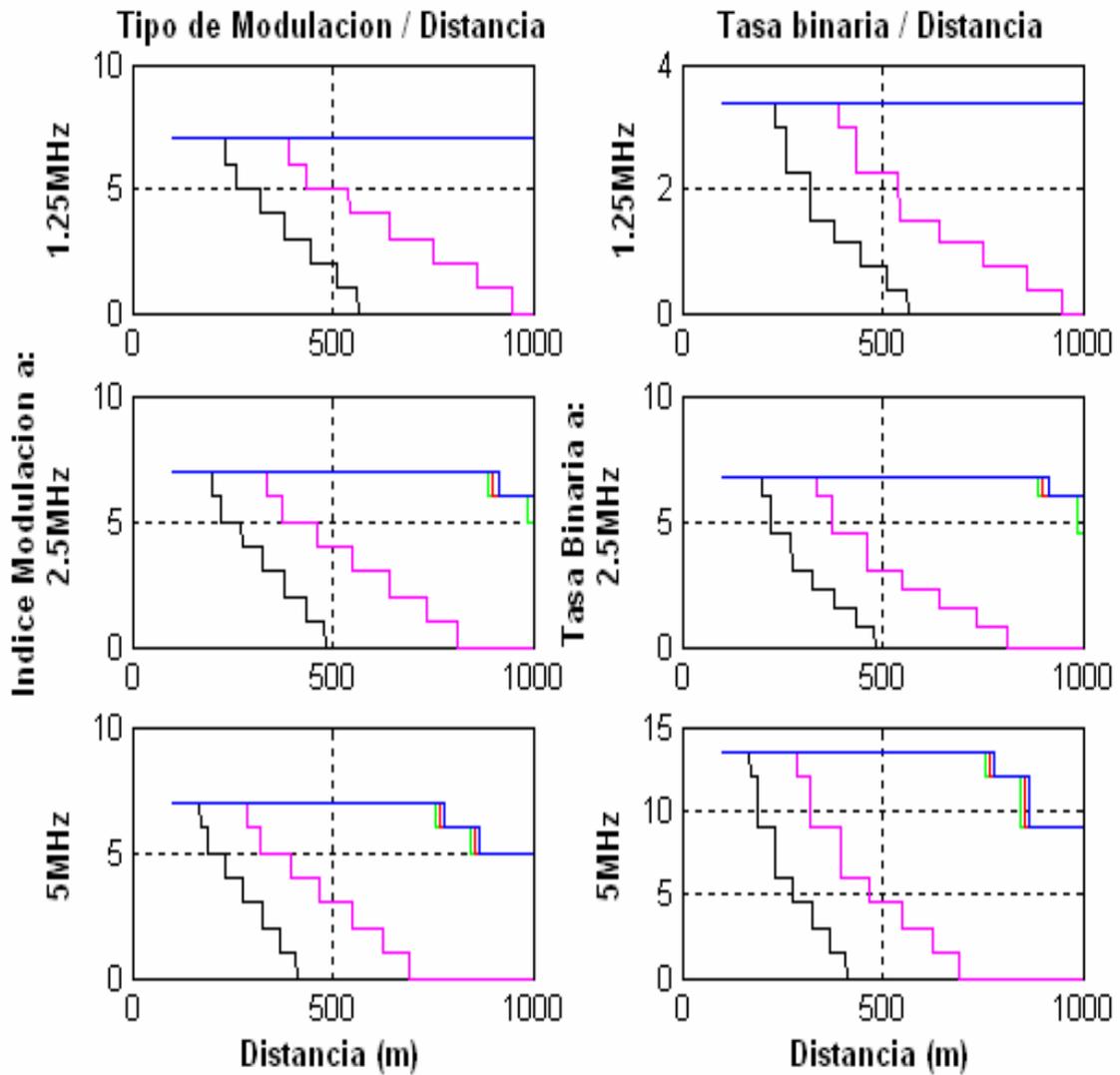


Figura 3.26: Rango de cobertura par cada tipo de modulación y tasa binaria para diferentes densidades de potencia y anchos de canal (1.25, 2.5, 5MHz), a la frecuencia central de 3.5 GHz de, para la simulación de 100m. a 1km.

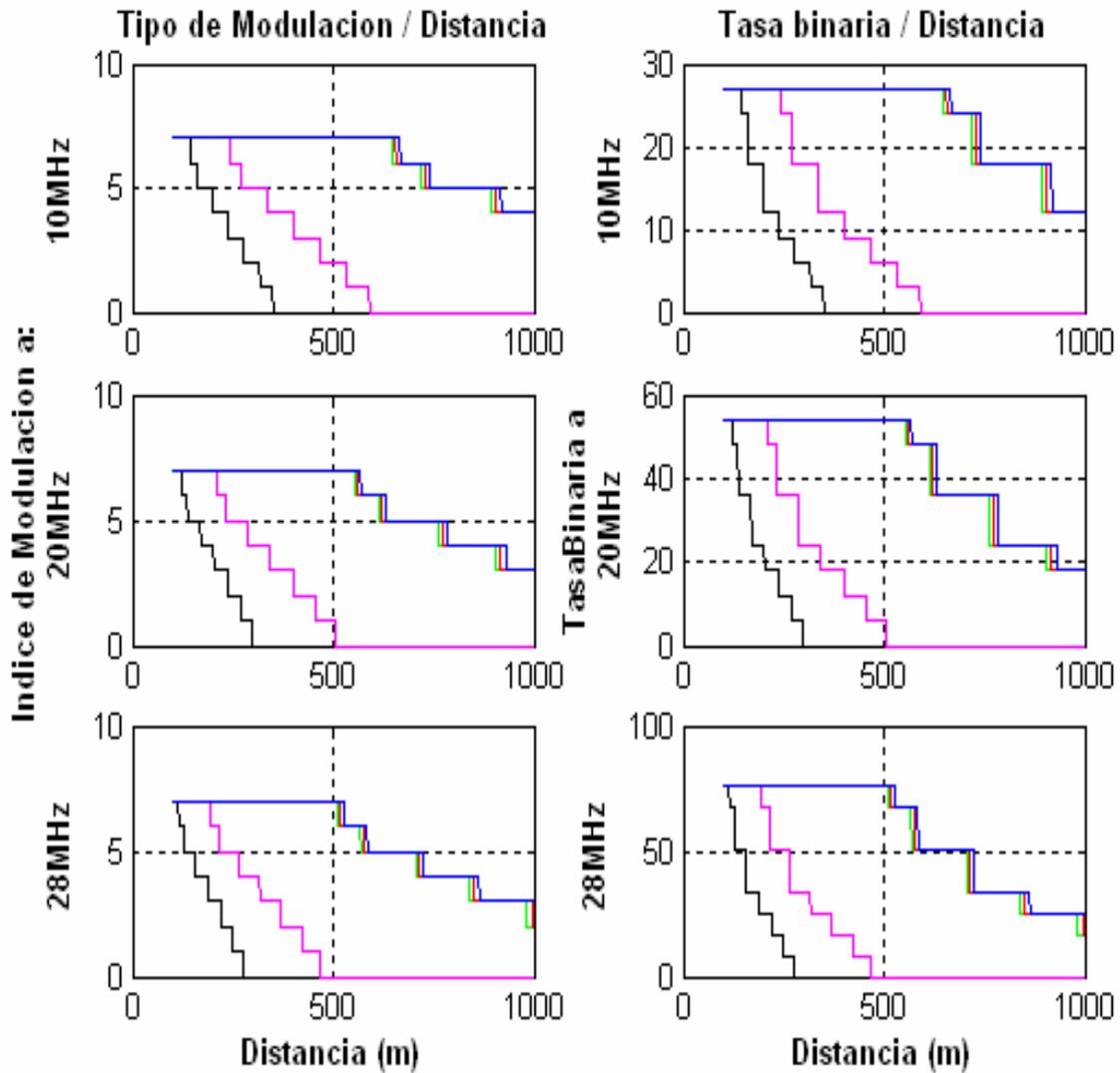


Figura 3.27: Rango de cobertura par cada tipo de modulación y tasa binaria para diferentes densidades de potencia y anchos de canal (10, 20, 28MHz), a la frecuencia central de 3.5 GHz de, para la simulación de 100m. a 1km.

Tabla 3.7: Especificaciones WIMAX.

Parámetros	Valores
Bandas de operación en frecuencia	2.5 y 3.5 GHz.
Ancho de banda del canal	1.25, 2.5, 5, 10, 20, 28 MHz
Factor de ruido (NF)	7 dB
Margen de implementación (M)	3 dB
Potencia de ruido en el receptor	-114 dBm
Potencia transmitida WIMAX	53 dBm
Ganancia máxima antena receptora	5 dB

Capítulo 4

Impacto producido por UWB sobre DAB y DTV

4.1 *Introducción a los sistemas digitales*

Podemos apreciar claras ventajas de los sistemas digitales frente a los analógicos, como:

- Regeneración: el ruido no es acumulativo
- Integración de diferente tipo de información (bits).
- Menor coste.
- Mayor eficiencia espectral (si compresión).
- Nuevas aplicaciones (DSP).
- Mayor robustez y versatilidad.
- Protección contra errores en la transmisión.

Podemos resumir las ventajas de utilizar tecnología digital en que ésta permite incorporar medidas de salvaguarda (mayor robustez en la codificación de canal...) para asegurar la fidelidad de la representación digital recibida de la señal fuente (por ejemplo, el resultado de la codificación de fuente) y la regeneración de la señal sin una degradación acumulativa. Añadiéndole a estas ventajas, el progreso en cuanto a los avances en tecnología de microprocesadores y programación que ayudan a mejorar cada día los sistemas digitales.

Hoy en día, la mayoría de las señales son representadas, almacenadas o transmitidas de forma digital; como por ejemplo los compact disk o CD de música, la televisión de alta definición o HDTV... Estos formatos, sobre los analógicos, proveen de una calidad mejorada en términos de ancho de banda para el audio o de resolución en imágenes.

Las técnicas de codificación de fuente con compresión, codificación de canal con entrelazado y modulación OFDM destacan en los sistemas DAB y DTV-T.

4.2 DAB: Digital Audio Broadcasting

4.2.1 Tecnología

Digital Audio Broadcasting o radiodifusión sonora digital reconocido por la IUT (International Union for Tele-communications) o ITU.

La radio FM, que en su origen fue diseñada para receptores fijos, actualmente está muy limitada debido al espectro saturado y a la propagación multitrayecto que debilita la señal. Así, se busca ganar en calidad de audio y servicio, otorgando nuevas frecuencias y mayor protección al multitrayecto, además se persiguen mejoras software como el añadido de información visual auxiliar o una mejora en la presentación. Y con todo ello, quedan implícitas las razones económicas, que buscan nuevas oportunidades de negocio añadiendo más servicios, mejor calidad, transmisión de datos y competencia de los medios de reproducción de consumo (CD, Minidisc, DCC) y de transmisión (satélite, cable). Actualmente, más de 300 millones de personas en todo el mundo pueden recibir más de 600 servicios diferentes de radio digital [24].

Tras estudios, demostraciones y experimentos desde 1988, en Junio 1992 hay un Primer simposio internacional sobre DAB. Poco a poco se irá otorgando importancia a esta nueva tecnología digital, hasta que en marzo de 1995 cobra importancia suficiente y se crea el Forum EuroDAB. En Septiembre del mismo año comienzan servicios regulares en U.K., Suecia y Dinamarca. Y en junio de 1995 hay una reunión en Wiesbaden (Alemania) con la que se consigue [25]:

Tabla 4.1: Bandas según países.

- Reparto de frecuencias a nivel europeo.
- Limitación a dos prioridades por país.
- Bandas preferidas de frecuencias:
 - 1.- Banda 3 de VHF (174 - 230 MHz).
 - 2.- Banda L (1452 - 1467 MHz).
- Protección servicios existentes.

País	Bandas de frecuencia
Alemania	VHF, L
España	VHF, L
Francia	L
Italia	VHF, L
Portugal	VHF
Reino Unido	VHF

Planificación de Wiesbaden [25]:

- Estructura Hexagonal: Cerrada.
- Distancia entre Tx: 60 km.
- Altura efectiva antena transmisora: 150 m.
- P.R.A. transmisor central: 100 W (Band III), 10 W (Band I).
- Diagrama radiación Tx central: Omnidireccional.
- P.R.A. Tx periféricos: 1 kW (Band III), 100 W (Band I).
- Azimut del lóbulo principal de radiación: En la dirección hacia el transmisor central.

En julio 2001 se cubre el 50% de la población en España sobre provincias de Madrid, Barcelona, Granada, Sevilla, Málaga, Bilbao, Valencia, Alicante, etc. [26]

Características DAB [27]:

- Digitalización de las señales de audio con compresión digital y diferentes gamas de tasas de bits.
- Eficiencia en la utilización del espectro (SFN y baja potencia).
- Recepción libre de distorsión.
- Mejora de la recepción móvil (COFDM). OFDM es utilizado para el esquema de modulación por su resistencia al multipath fading.
- Amplio rango de frecuencias de transmisión (30-3000 MHz).
- Calidad de sonido CD.
- Multiplexación de 6 a 10 estaciones de radio en una sola frecuencia. Multiplexación de diferentes programas con señales de datos y otros servicios (asociados al programa y adicionales). La señal múltiplex es de RF.
- Flexibilidad: los servicios pueden reconfigurarse dinámicamente.

La señal fuente es audio de calidad muestreada a 48kHz y codificado en PCM con 16 bits por muestra. La señal digital es por tanto de 768 kbps por canal de audio y el doble en estéreo. Como la tasa binaria es muy alta, deberá reducirse por algoritmos de compresión del codificador, que tanto la reducirá según el modo de codificación que se utilice. Transmite en cuatro modos de codificación diferentes: monocanal que consigue tasas de entre 32 y 192 kbps, dual (dos canales independientes), estéreo (canales R y L) y “joint-stereo” o estéreo combinada (conjunta R y L), estas tres últimas consiguen tasas

entre 64 y 384 kbps. La codificación y compresión se realiza mediante el método MUSICAM , un sistema de codificación que funciona descartando sonidos que no serán percibidos por el oído humano [28].

Por ejemplo, las señales de audio transmitidas pueden tener diferentes tasas de muestreo y formatos multicanal diferentes e incluso pueden garantizar grados de calidad diferenciada para distintos receptores. La representación digital permite a los sistemas transmitir datos, como mensajes o cuotas para utilizar algoritmos de encriptación o conseguir acceso a los suscriptores en los puntos receptores.

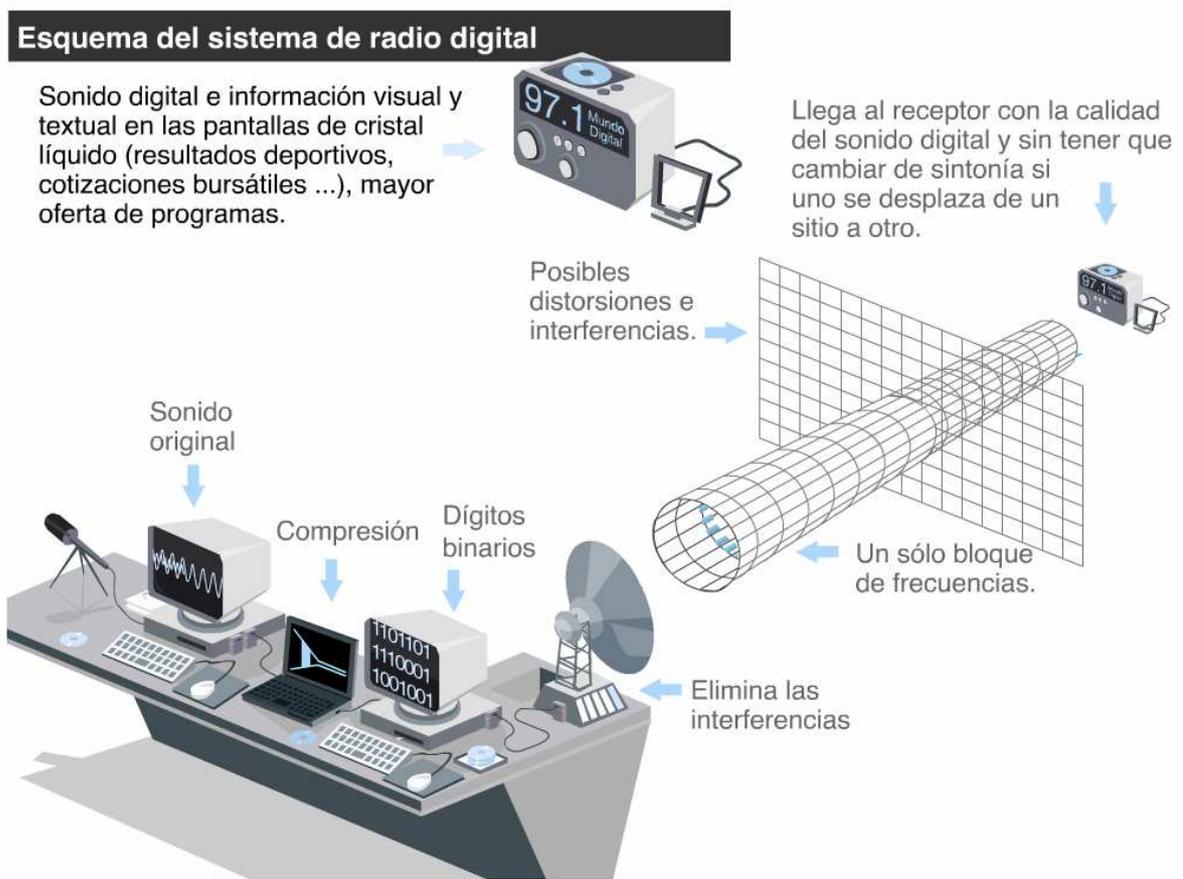


Figura 4.1: Esquema del sistema de radio digital [28].

Claves para el éxito:

- Variedad de servicios para la guía dinámica de rutas, navegación, situación geográfica, nuevas emisoras, filtros de idiomas, hora, fecha...que recibe el nombre de DMB (Digital Multimedia Broadcasting) [29].
- Fácil renovación cíclica del equipo de audio en el coche.
- Buen precio.
- Gran cobertura en muchas carreteras. Resuelve los problemas de la recepción en movimiento, así, según se vaya moviendo la plataforma móvil, el lóbulo principal tiene que estar en constante visibilidad con el satélite, lo que obliga a que la antena construida en el coche deba ser pequeña y que pueda tener una forma que se integre y acomode al diseño del coche. Para conseguir este efecto, la solución más económica será utilizar una antena de baja ganancia, con un lóbulo de forma toroidal. Esta forma dota de una ganancia constante en el plano azimutal y una ganancia directiva en un plano elevado. El satélite utiliza transmisión TDM utilizando QPSK. Esta técnica de modulación es eficiente en el espectro y permite al satélite trabajar cerca de su punto de saturación. Esto contrasta con OFDM, que requiere que el amplificador de potencia del satélite trabaje por debajo de este punto aunque se pierda, con ello, eficiencia en la potencia.

4.2.1 Modelo de propagación

Estudiamos la transmisión de una tecnología DAB con una fuente de interferencia UWB añadida linealmente en las bandas de frecuencia de actuación de la misma, que son la banda VHF de 174 a 230 MHz y Banda L de 1452 a 1467 MHz . El espaciado de canal es de 1.5 MHz y se pueden aplicar 256, 512, 1k y 2k FFT.

La antena transmisora estará a una altura de 200 metros y se transmitirá directamente a cada planta del edificio. Los edificios tienen una altura media de 50 metros, ya que pertenecen a una gran ciudad (Figura 4.2).

Como el dispositivo transmisor de UWB estará dentro del edificio suponemos un escenario indoor para esta tecnología, donde utilizaremos la fórmula de pendiente única

para calcular las pérdidas de propagación del transmisor UWB a la antena de la radio DAB receptora de cada casa a una distancia de entre 1 y 2 metros.

Por otro lado, para el cálculo de las pérdidas de propagación en la transmisión/recepción de la señal DAB vamos a utilizar el método de Hata para $f < 1500$ MHz utilizando las frecuencias medias 188.5 MHz y 1464.5MHz. Para estas frecuencias la máscara propone unas densidades de potencia de -41.3 y -75 dB/MHz respectivamente. La altura media de los edificios de la ciudad son 50 m., y la de la antena transmisora 200 metros. Debido a las limitaciones de este modelo tanto en distancia como en altura de la antena receptora, vamos a utilizarlo sólo para un radio de 10 km., para una ciudad grande en un entorno homogéneo y para las tres primeras plantas de los edificios; a partir de los 10 km. y 10 m. ya no utilizaremos HATA sino propagación por difracción. Es el modelo apropiado para hallar las pérdidas por difracción por obstáculos agudos o redondeados para una distancia grande, el cual, es un método analítico a diferencia del resto. Las fórmulas son proporcionadas por la UIT-R 526.

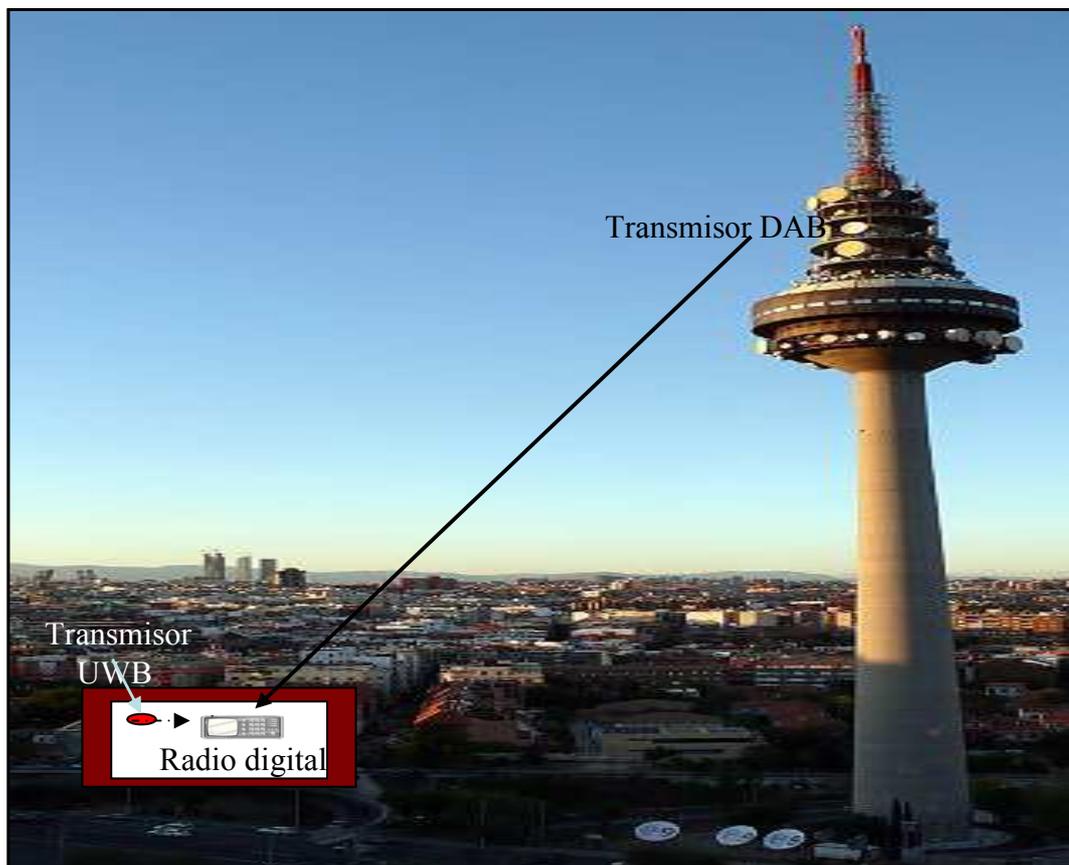


Figura 4.2: Ejemplo de cobertura para una transmisión DAB en Madrid (Torrespaña) [36].

Modelo de HATA:

Es el modelo más utilizado cuando no se pueden determinar los parámetros del terreno de una forma precisa. Solamente cuatro parámetros son necesarios: frecuencia, distancia entre transmisor y receptor, altura de la estación base o transmisora dependiendo de la tecnología a utilizar, y altura a la que se encuentra el receptor. Existen varias modalidades sobre el modelo de HATA dependiendo de la frecuencia de funcionamiento principalmente.

El primer modelo de HATA, que es el que utilizamos aquí, tiene validez sobre los siguientes rangos:

- Frecuencia: 150-1500MHz.
- Altura estación base: 30- 200m.
- Altura estación receptora: 1-10m.
- Distancia: 1-20 km.

Si:

h_t = altura de la antena transmisora.

h_r = altura de la antena receptora en casa del cliente y se considera que está orientada para una recepción óptima.

R = distancia desde la antena transmisora y la receptora.

h_{edif} = altura media de los edificios.

f = frecuencia

Para hallar las pérdidas de propagación por el modelo de HATA es necesario calcular los siguientes datos:

Para ciudad grande:

$$ahr = 3.2 \cdot \log_{10}(11.75 \cdot h_r)^2 - 4.97 \quad (4.1)$$

Para ciudad pequeña-mediana:

$$ahr = (1.1 \cdot \log_{10}(f) - 0.7) \cdot h_r - (1.56 \cdot \log_{10}(f) - 0.8) \quad (4.2)$$

$$b = 1 + (0.14 + 0.000187 \cdot f + 0.00107 \cdot h_t) \cdot [\log_{10}(0.05 \cdot r)]^{0.8} = 1 \quad \text{Para } R < 20\text{km} \quad (4.3)$$

$$L_p = 69.55 + 26.16 \cdot \log_{10}(f) - 13.82 \cdot \log_{10}(h_t) - ahr + (44.9 - 6.55 \cdot \log_{10}(h_t)) \cdot (\log_{10}(r))^b \quad (4.4)$$

Modelo de propagación por difracción UIT-R 526 [30]: Para hallar las pérdidas de propagación por el modelo de propagación por difracción UIT-R 526 es necesario calcular algunas variables necesarias que se encuentran a continuación.

La distancia entre antena transmisora y obstáculo (4.5).

$$d1 = \sqrt{(h_t - h_{edif})^2 + (R \cdot 1000)^2} \quad (4.5)$$

La distancia entre obstáculo y antena receptor (4.6).

$$d2 = \sqrt{(h_{edif} - h_r)^2 + (m \cdot 1000)^2} \quad (4.6)$$

También es necesario hallar el ángulo formado por la diferencia de alturas de las antenas y la distancia entre ellas (4.7).

$$\theta = a \tan\left(\frac{(h_t - h_r(o))}{m \cdot 1000}\right) \quad (4.7)$$

La altura de la antena transmisora sobre el punto de difracción (4.8).

$$h_1 = (d - R) \cdot 1000 \cdot \tan(\theta) \quad (4.8)$$

Altura desde el punto de difracción a la antena (4.9)

$$h_2 = h_{edif} - h_r - h_1 \quad (4.9)$$

Altura perpendicular del punto de difracción sobre la recta que une las dos antenas (4.10). Se irá haciendo cada vez más pequeña con la distancia hasta obtener un término de difracción nulo.

$$h = h_2 \cdot \cos(\theta) \quad (4.10)$$

El coeficiente de difracción (v) (4.11) es una medida adimensional que sirve para después poder hallar las pérdidas por difracción (4.12) y así obtener las pérdidas de propagación totales (4.13).

$$v = h \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot (\frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2})}{h}} = \theta \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot d_1 \cdot d_2}{\lambda \cdot (d_1 + d_2)}} = 2.58 \cdot 10^{-3} \cdot \sqrt{\frac{f \cdot d \cdot h}{d_1 \cdot d_2}} \quad (4.11)$$

$$L_{difraccion} = L_D(v) = 6.9 + 20 \cdot \log_{10}(v - 0.1 + \sqrt{(v - 0.1)^2 + 1}) \text{ [dB]} \quad \text{Con } v < -0.7 \quad (4.12)$$

$$L_p \approx 32.45 + 20 \cdot \log_{10}(\text{frecuencia}) + n \cdot 10 \cdot \log_{10}(m) + L_D \quad (4.13)$$

Para hallar las pérdidas de propagación cuando los edificios tienen más de tres plantas, utilizaremos el modelo de HATA (4.4) para las tres primeras, espacio libre (4.15) para los pisos más altos que están en visión directa con la antena y, para las plantas intermedias, aproximaremos linealmente.

La fórmula de visión directa es:

$$l_b = \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot d}{\lambda} \right)^2 \quad (4.14)$$

En dB es directamente,

$$L_b = 32.45 + 20 \cdot \log_{10}(\text{frecuencia}) + 20 \cdot \log_{10}(\text{distancia}) \quad (4.15)$$

4.2.1 Resultados

Aunque no se puede apreciar por el tamaño de la imagen, a 1.5 metros de altura, en la primera planta encontramos unas pérdidas de 137.1 dB, a 4 metros o segunda planta descienden las pérdidas de propagación a 133.12, y a 130.72 dB a 6.5 metros que sería la tercera planta. A partir de ahí aproximamos linealmente. A partir de los 200 metros de altura y suponiendo visión directa con la antena transmisora encontramos unas pérdidas calculadas con la fórmula de espacio libre de 98 dB. Estas medidas se han tomado para una distancia constante de 10 km y una frecuencia de 188.5 MHz.

Para la otra banda de frecuencias, con frecuencia media de 1464.5 MHz, las pérdidas de propagación son de 160.3934dB para el primer piso, de 156.4155 dB para el segundo piso y de 154.0168 dB para el tercero. A partir de los 200 metros obtenemos unas pérdidas de 115.7638 dB por espacio libre (Tabla 4.2). A mayor frecuencia de utilización, mayores pérdidas de propagación. Observamos que para las tres primeras plantas, la diferencia es de 23.3 dB, sin embargo para visión directa, para una misma distancia de 10 km, la frecuencia de utilización es la condicionante con una diferencia de 17.76 dB. (Figura 4.3 y Figura 4.4).

A mayor frecuencia central sobre la que transmitimos, mayor es la potencia necesaria para transmitir a un rango tan amplio.

Tabla 4.2: Pérdidas de propagación de la altura de la antena receptora para las 2 frecuencias

	1° planta	2° planta	3° planta	Visión directa
188.5 MHz	137.1011dB	133.1232dB	130.7245 dB	98 dB
1464.5 MHz	160.3934dB	156.4155 dB	154.0168 dB	115.7638 dB
Δ	23.2923 dB	23.2923 dB	23.2923 dB	17.76 dB

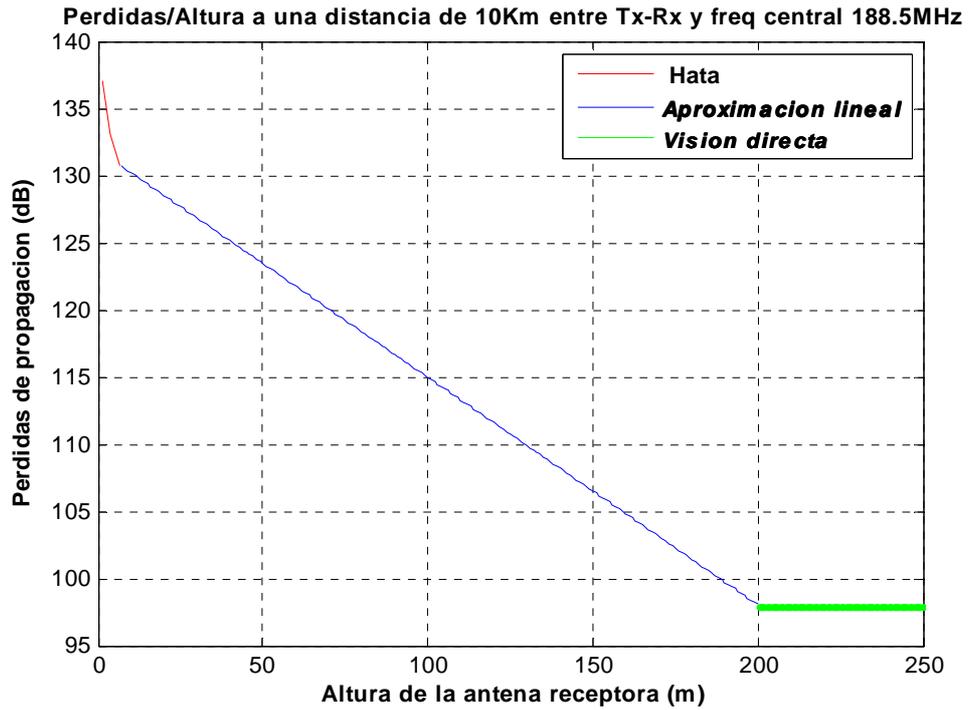


Figura 4.3: Pérdidas de propagación respecto a la altura de la antena receptora para la frecuencia central de 188.5 MHz.

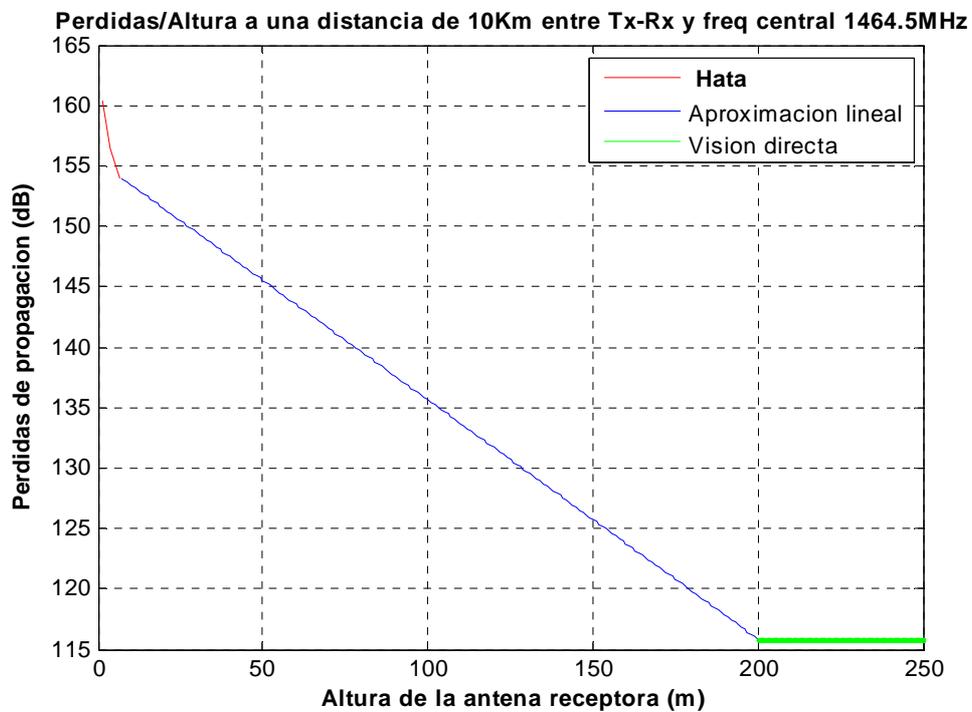


Figura 4.4: Pérdidas de propagación para la frecuencia central de 1464.5 MHz.

En las gráficas que se muestran a continuación (Figura 4.5 – Figura 4.10) sobre la señal a ruido e interferencia, se puede destacar cómo la señal desciende bruscamente con la distancia dentro de la ciudad debido al gran afluente de objetos (edificios, coches, personas...), que son los que realmente limitan la cobertura para este sistema. A partir del radio de la ciudad, 10 km en este caso, y debido a la escasa densidad de población, vemos como es la distancia recorrida la que realmente limita el alcance de la señal de radio. Por eso existen dos exponentes diferentes de propagación.

Debido a que la mínima señal a ruido requerida para un canal de Rayleigh es de 12 dB [31], tanto la señal sin UWB como la que utiliza nuestra máscara (para 188,5 MHz, nuestra máscara propone -106 dBm/MHz, y para 1464.5 MHz, -88 dBm/MHz) no van a sobrepasar esta magnitud, al menos hasta los 60 km, que es la distancia que actualmente se consigue con buena calidad. Comparamos con la máscara propuesta por la FCC y convenimos que no se debe permitir la utilización de esta máscara para las frecuencias de utilización de DAB, pues están por debajo de los 12 dB.

A mayor altura, menores pérdidas de propagación y mayor SNIR.

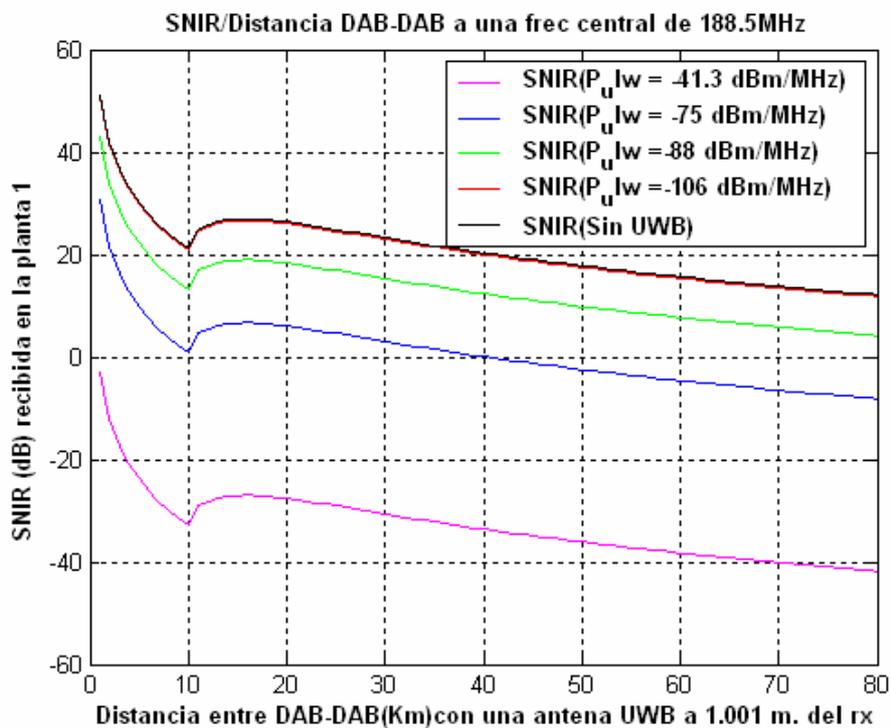


Figura 4.5: SNIR recibida en la primera planta, en función de la frecuencia central de 188.5MHz, ancho de banda de canal de 1.5 MHz y la densidad espectral de potencia UWB.

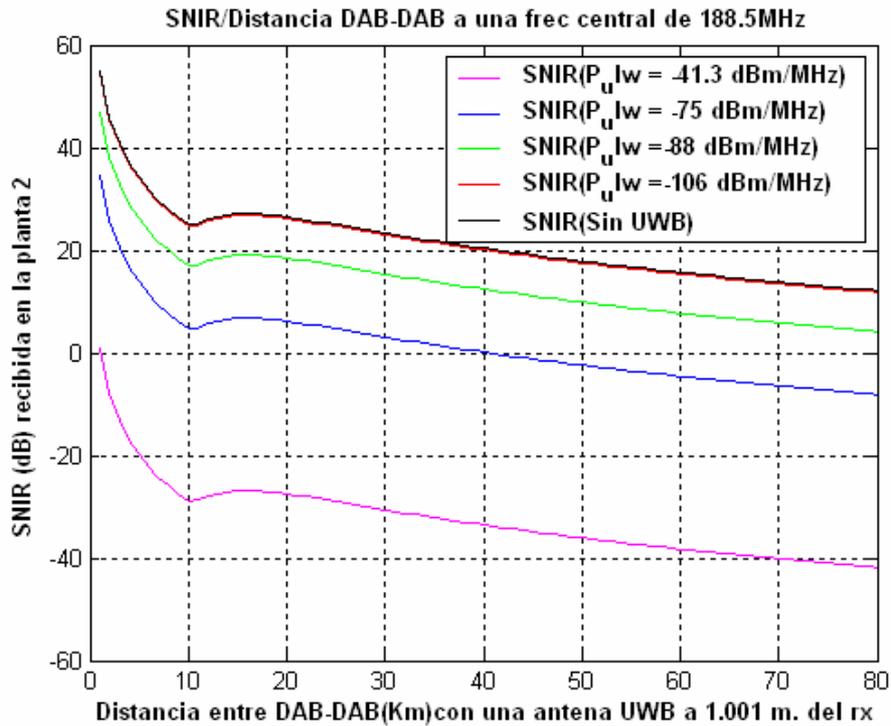


Figura 4.6: SNIR recibida en la segunda planta en las mismas condiciones anteriores.

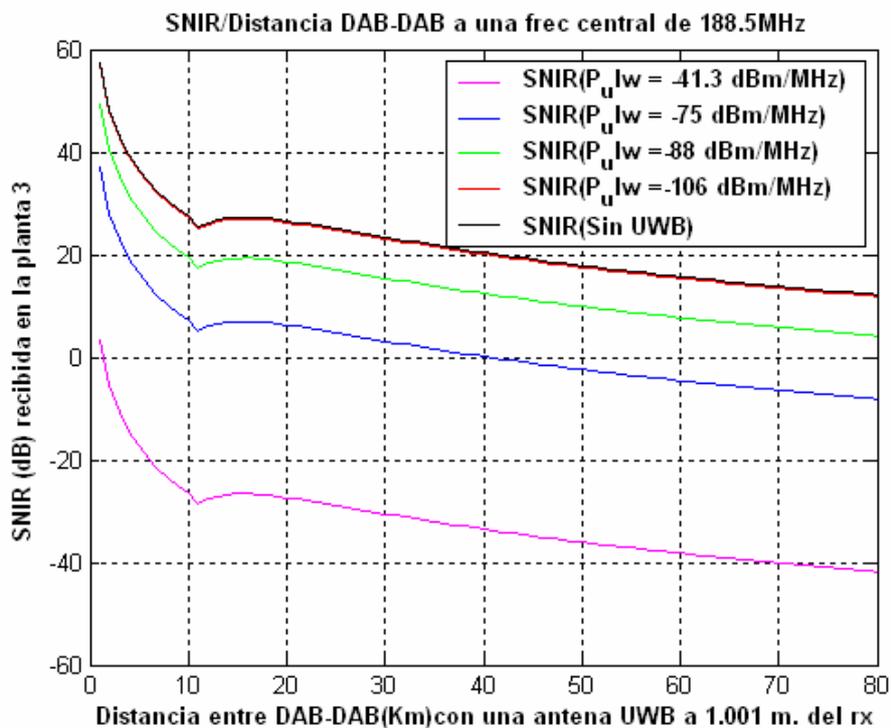


Figura 4.7: SNIR recibida en la tercera planta en las mismas condiciones anteriores.

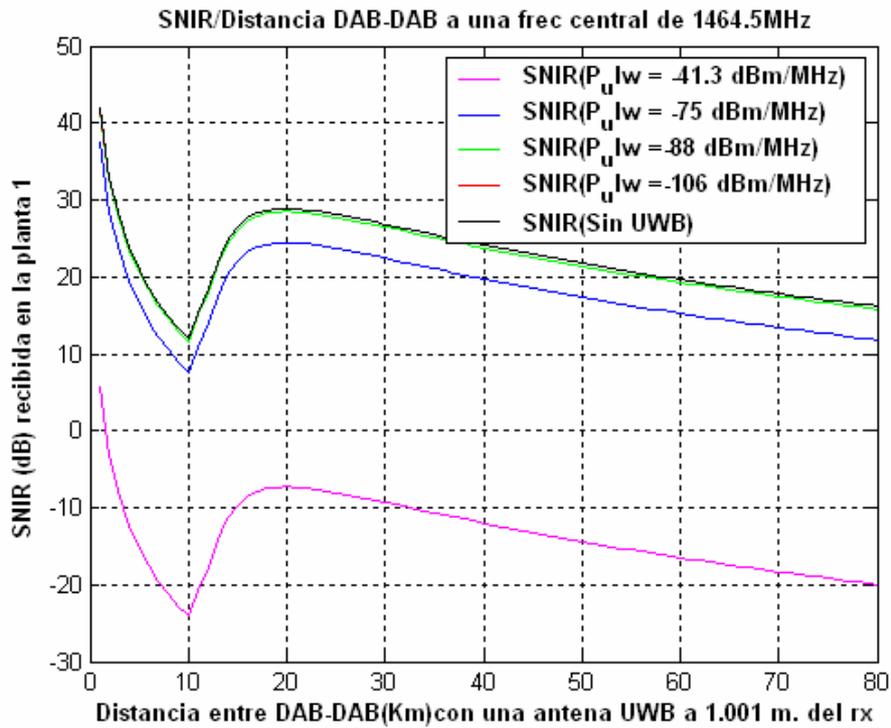


Figura 4.8: SNIR recibida en la primera planta de un edificio, en función de la frecuencia central 1464.5MHz y la densidad espectral de potencia UWB.

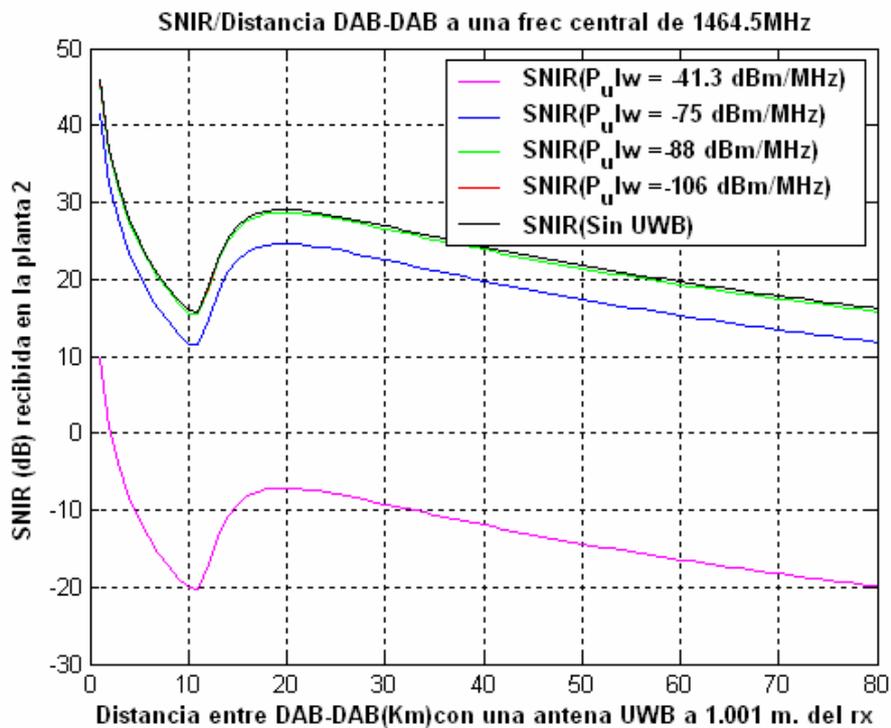


Figura 4.9: SNIR recibida en la segunda planta en las mismas condiciones anteriores.

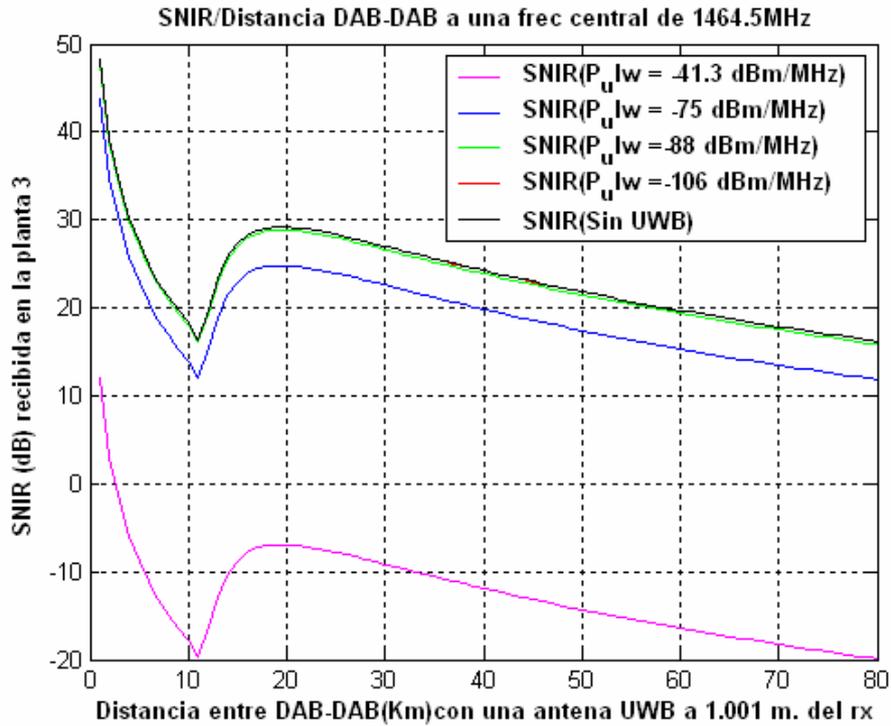


Figura 4.10: SNIR recibida en la tercera planta en las mismas condiciones anteriores.

El efecto de interferencia de UWB reduce el alcance de la célula de DAB. El radio normalizado de ésta se halla como en (4.16). Buscamos en cualquier caso, un rango de cobertura de al menos un 97% sobre el alcance original de la tecnología DAB sin elementos interferentes.

$$R_{dab} = \sqrt[5]{\frac{n_{DAB}}{(n_{DAB} + i_{UWB})}} \quad (4.16)$$

Tomamos la parte de la ecuación de HATA que opera con la distancia eliminando los factores de corrección, la constante y el término en frecuencia, y creamos un paralelismo para obtener el exponente de propagación de la señal de radio digital dentro de la ciudad, es decir para el radio de 10km que hemos elegido para nuestra presentación. Que es el exponente de propagación que limita el alcance dentro de la ciudad.

$$(44.9 - 6.55 \cdot \log_{10}(ht)) \cdot (\log_{10}(r))^b = 10 \cdot n \cdot \log_{10}(r) \quad (4.17)$$

Como $b=1$, operamos y queda (4.18).

$$n = 4.49 - 0.655 \log_{10}(ht) \quad (4.18)$$

Dado que cada receptor DAB debe ser capaz de recibir la señal más allá de los límites de la ciudad, la potencia transmitida por el emisor DAB debe ser suficientemente alta como para cubrir ese alcance. Actualmente cubre al menos 60 km de cobertura. Es por esta misma razón, que no nos preocupará tanto este exponente como el de fuera de la ciudad, que es el que debe limitar el alcance real de la cobertura para una señal DAB, exponente con valor de 3,1 tras realizar un paralelismo entre la ecuación mostrada en la (4.17, derecha) y la (4.13).

Para una frecuencia central de 1464.5 MHz, Banda L, con una máscara de emisión que cumpla nuestra propuesta (-88dBm/MHz), se consigue una cobertura de prácticamente del 100% a partir de 2 metros, consiguiendo a partir de 1 sobrepasar un rango del 97% entre las dos antenas. Sin embargo, para la máscara de emisión de la FCC de -75 dBm/MHz conseguimos un radio del 95% a partir de los 3 m, con casi un 75% a partir de 1 (Figura 4.11). Resultados gráficos en la Figura 4.12 donde se aprecia un solapamiento casi total para una distancia de un metro entre transmisor UWB y receptor DAB y nuestra densidad espectral de potencia Sin embargo, para la máscara de la FCC, se observa un área de cobertura demasiado pequeño. Hemos evitado introducir la magnitud de -106 dBm/MHz ya que solapa el área de cobertura que cubre el área sin UWB, lo que implica que para esta cantidad, el porcentaje del radio de trabajo sería del 100%.

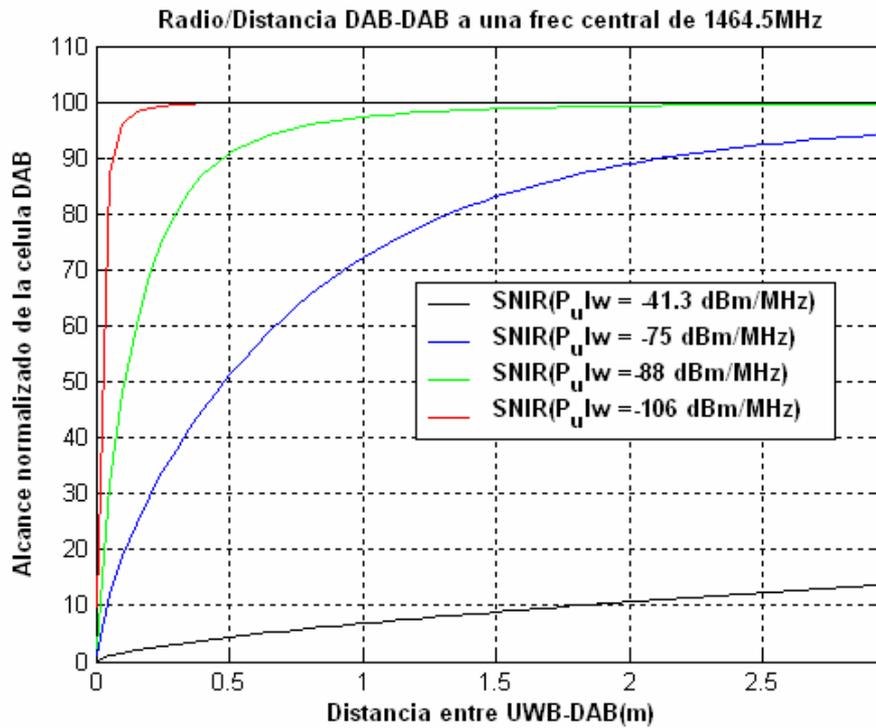


Figura 4.11: Radio normalizado de alcance de la célula DAB la banda L (1452-1477) MHz

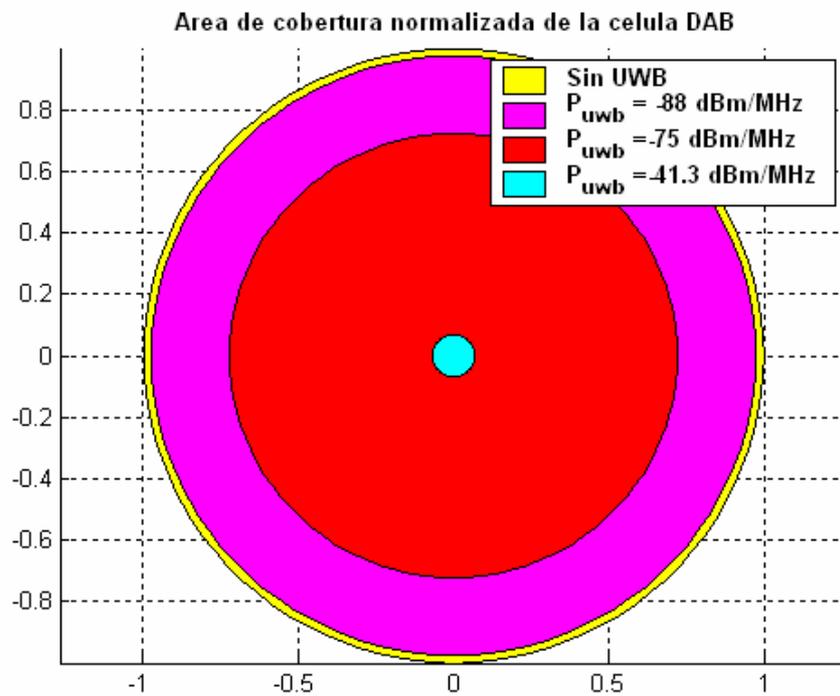


Figura 4.12: Radio normalizado para la célula DAB en la banda L a una distancia de 1m.

Para la la banda VHF, con frecuencia central 188.5 MHz y con una máscara de emisión que cumpla nuestra propuesta (-106 dBm/MHz), se consigue una cobertura prácticamente del 97% a partir de una distancia 1 metro entre las dos antenas, DAB receptora y UWB emisora. Sin embargo, para -41.3 dBm/MHz, que es la máscara prevista para 188.5 MHz, conseguimos un radio del 50% a partir de los 3 m lo que es intolerable (Figura 4.13). Resultados más destacados en el gráfico de la Figura 4.14 donde se aprecia un solapamiento casi total para una distancia de un metro entre transmisor UWB y receptor DAB y nuestra densidad espectral de potencia. Sin embargo, para la máscara de la FCC, se observa un área de cobertura demasiado pequeño.

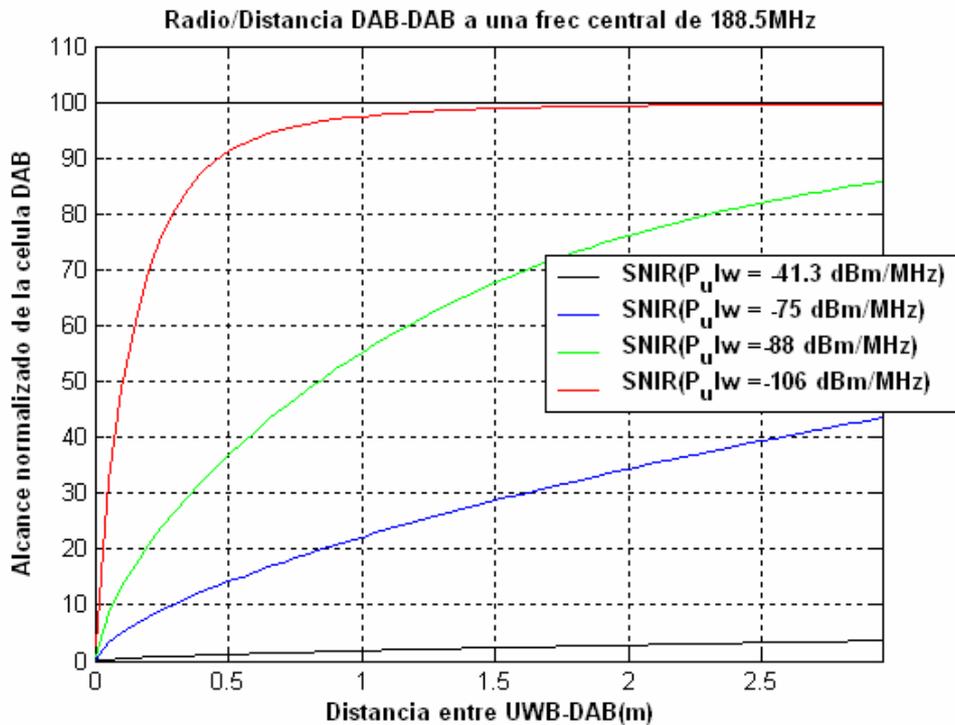


Figura 4.13: Radio normalizado de alcance de la célula DAB la banda VHF (174-230) MHz.

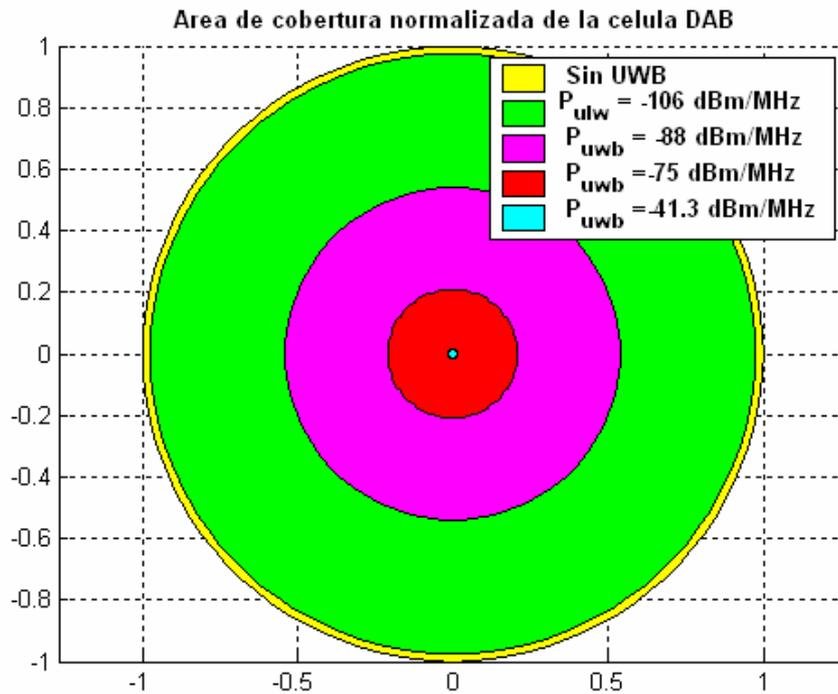


Figura 4.14: Radio normalizado para la célula DAB en la banda VHF a una distancia de 1m.

Tabla 4.3: Especificaciones DAB.

Parámetros	Valores
Bandas de operación en frecuencia	188.5 MHz y 1.4645 GHz
Ancho de banda del canal	1.5 MHz
Factor de ruido (NF)	6 dB
Margen de implementación (M)	5 dB
Potencia de ruido en el receptor	-114 dBm
Potencia de transmisión DAB	0.5 kW para 188,5 MHz. 13 kW para 1464.5 MHz
Ganancia del lóbulo principal	despreciable

4.3 *DTV: Digital Television*

4.3.1 Tecnología

La Televisión Digital constituye el futuro de la televisión. En 2010 en España y, por ende, en la Ciudad de Madrid, se producirá el apagón analógico y todas las emisiones de TV serán digitales [32].

Hay varios estándares de televisión digital o DTV en el mundo, de ahí que países distintos adopten diferentes estándares. Dos ejemplos son DVB y ATSC. DVB o Digital Video Broadcasting es el estándar europeo establecido por la ETSI mientras que ATSC es el americano, establecido por la ATSC [33], Advanced Television System Committee. DVB [34] tiene tres variantes dependiendo del tipo de difusión: DVB-T o televisión digital terrenal (TDT), DVB-C para transmisión por cable y DVB-S por satélite en banda L. Se ha estudiado la posibilidad de utilizar tecnología DVB-RCT en el canal de retorno para proporcionar servicios bidireccionales de datos de alta velocidad para el acceso de banda ancha. El proyecto de radiodifusión de vídeo digital en Europa ha adoptado la norma DVB-RCT (canal de retorno terrenal).

DVB-T, que es la versión terrestre de la televisión digital utiliza una modulación COFDM que hace posible alojar la emisión en los canales de la televisión analógica con anchura de banda de 7MHz en las bandas VHF (I y II) y de 8 MHz en las de UHF (IV y V) y así poder ir reemplazándola. Así, con este tipo de modulación y según la elección de parámetros de codificación de canal, se contemplan diferentes modos de operación. Cada uno permite adecuar las emisiones para diferentes tipos de redes SFN o MFN, modalidades de recepción y grado de protección contra errores. Los dos sistemas básicos son el modo 2k y el modo 8k, dos niveles jerárquicos de codificación y modulación de canal.

- El modo 2k destaca en operaciones de un solo transmisor y para pequeñas redes SFN (Single Frequency Network) limitadas en distancia. Se transmiten 1705 portadoras, de las cuales 1512 son de información de vídeo y audio. El resto son señales auxiliares.

- Para operaciones con un solo transmisor y para grandes y pequeñas redes SFN, se define el modo 8k. Que transmite 6817 portadoras, de las cuales 6048 son de información. La separación entre portadoras obviamente es menor que para el otro modo, en este caso es de 1,116 kHz, cuatro veces menos.

Para el correcto funcionamiento de las redes SFN es necesario que los diferentes emisores estén sincronizados en frecuencia y en tiempo, iniciando la transmisión de cada símbolo COFDM de forma simultánea.

El procesado de la señal de vídeo y audio tiene cierto paralelismo con el DAB: primero se digitalizan las señales de vídeo y audio a difundir, es decir, codificación de fuente mediante el estándar MPEG-2, luego se añaden señales auxiliares de control y datos para constituir el ‘múltiplex’ de programa. Varios múltiplex se ensamblan para formar el múltiplex de transporte que se lleva al centro de difusión.

La tasa de bits que puede transmitirse depende del tiempo de guarda y de la tasa de código convolucional, es decir, del grado de protección empleado, del tipo de modulación y de la relación portadora/ ruido o C/N.

Consideraciones generales [35]:

1.- QPSK puede transmitir entre 5 y 10 Mbps y 1-2 programas de televisión de calidad normal. $C/N = [5-15]$.

2.- 16QAM puede transmitir entre 10 y 21 Mbps lo que proporciona una capacidad de 2-4 programas de televisión de calidad normal. $C/N = [10-20]$.

3.- 64QAM la tasa binaria varía entre 15-31 Mbps y permite transmitir de 3 a 6 programas. $C/N = [20-28]$.

4.3.2 Modelo de propagación

Estudiamos la transmisión (Figura 4.15) de una tecnología DTV con una fuente de interferencia UWB añadida linealmente en las bandas de frecuencia de actuación de la misma, que son la banda de 470 a 862 MHz (frecuencia de corte 666 MHz), la banda de 526 a 806 MHz (frecuencia de corte de 666 MHz) y la banda de 470 a 890 (cuya frecuencia de corte es de 680MHz). Nosotros vamos a aproximar las bandas a 650 MHz para realizar la simulación; como la frecuencia de corte real es más alta, los porcentajes sobre el radio de cobertura serán aún mayores que los estimados. Para esta frecuencia la máscara propone una densidad de potencia de -41.3 dBm/MHz. El espaciado de canal es de 6, 7 u 8 MHz.

Por otro lado, para el cálculo de las pérdidas de propagación en la transmisión/recepción de la señal DTV vamos a utilizar el método de Hata para $f < 1500$ hasta los 10 km. y a partir de esa distancia, y por las limitaciones que este modelo conlleva, utilizaremos el modelo de propagación por difracción propuesto por UIT-R 526.

Suponemos una altura media de los edificios de la ciudad de 50 metros y la de la antena transmisora de 200 metros. Desde ella transmitiremos con una potencia de 10 kW. Generalmente esta cifra se encuentra entre los 10 - 50 kW.

En ambos casos suponemos unas pérdidas de pared posibles debido a que la antena de la radio está en una habitación y por tanto la señal transmitida deberá atravesar alguna pared para llegar a esa situación. Para las pérdidas por pared supondremos una magnitud de alrededor de 10 dB.

Para los cálculos remitirse al apartado anterior, DAB (Capítulo 4.2.2).

Para televisión digital terrestre obtenemos, para una distribución de Rayleigh (Anexo A), una señal a ruido dependiendo del tipo de modulación utilizado (Tabla 4.4).

Tabla 4.4: SNIR respecto del tipo de modulación a utilizar.

Tipo de modulación	SNIR (dB)
QPSK_1/2	5.4
QPSK_2/3	8.4
QPSK_3/4	10.7
QPSK_5/6	13.1
QPSK_7/8	16.3
16QAM_1/2	11.2
16QAM_2/3	14.2
16QAM_3/4	16.7
16QAM_5/6	19.3
16QAM_7/8	22.8
64QAM_1/2	16.0
64QAM_2/3	19.3
64QAM_3/4	21.7
64QAM_5/6	25.3

Como el dispositivo transmisor de UWB estará dentro del edificio suponemos un escenario indoor, donde utilizaremos la fórmula de pendiente única para calcular las pérdidas de propagación del transmisor UWB a la antena de la radio DTV receptora de cada casa a una distancia de entre 1 y 2 metros. Para una consulta más profunda, capítulo1 UWB.



Figura 4.15: Ejemplo de cobertura para un sistema TDT en Madrid (Emisión desde Torrespaña) con una fuente interferente UWB en la misma localización que el receptor. El receptor es una televisión analógica acompañada por un set-top-box o decodificador digital, necesario para poder recibir la señal digital terrenal [36].

4.3.3 Resultados

Aunque no se puede apreciar por el tamaño de la imagen (Figura 4.16), a 1.5 metros de altura, en la primera planta encontramos unas pérdidas de 151.1648 dB, a 4 metros o segunda planta descienden las pérdidas de propagación a 147.1869, y a 144.7882 dB a 6.5 metros que sería la tercera planta. A partir de ahí aproximamos linealmente. A partir de los 200 metros de altura y suponiendo visión directa con la antena transmisora encontramos unas pérdidas calculadas con la fórmula de espacio libre de 108.7083 dB. Estas medidas se han tomado para una distancia constante de 10 km y una frecuencia de 650 MHz. La densidad de potencia UWB es de -92.8 dBm/MHz.

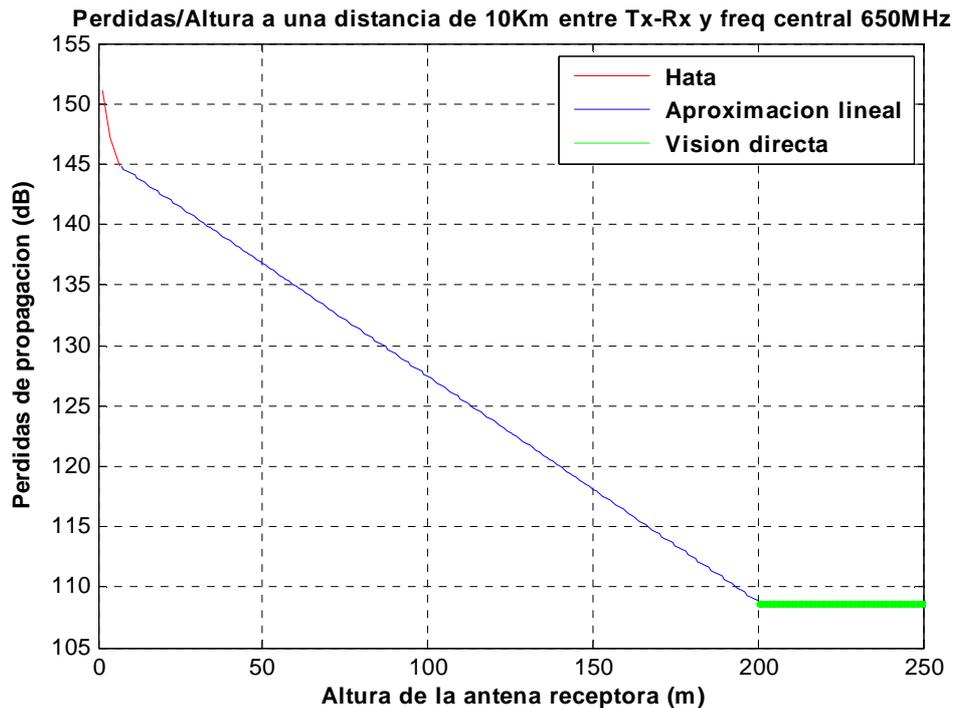


Figura 4.16: Pérdidas de propagación respecto a la altura de la antena receptora para la frecuencia central de 650 MHz.

La televisión digital propuesta suponemos que recibe la señal mediante una antena comunitaria sobre el edificio. La potencia de transmisión de la antena emisora debe ser, por tanto, suficiente para transmitir con calidad más allá de los límites de la ciudad. Como actualmente se transmite hasta un rango de 60 , tomaremos esta cifra como el mínimo imprescindible que suponemos para nuestra simulación con la antena sobre el edificio. Sin embargo, también vamos a tener en cuenta la posibilidad de que se estrope la antena y los usuarios quieran, mientras espera a ser arreglada, añadir una antena, colocada encima del televisor, capaz de recibir la señal digital. Es por esta razón que para televisión digital los dos exponentes de propagación son importantes, ya que en esta situación puede limitar el alcance de cobertura la ciudad con su gran afluencia de edificios, gente y objetos o bien la atenuación por distancia fuera de la ciudad. Observaremos en próximas gráficas que en la ciudad, la señal a ruido e interferencia desciende bruscamente debido a un gran exponente de propagación y a partir de los 10 km, fuera del radio de la ciudad, la curva desciende más lentamente.

Vamos a buscar una cifra que alcance calidad suficiente en la transmisión. Para ello debe utilizar una modulación de 16QAM como mínimo. Como se explicó más arriba la SNIR para este tipo de modulación comprende valores entre 10 y 20 dB, por lo

tanto observaremos como las señales sin interferencia UWB y con interferencia UWB pero utilizando la máscara que nosotros proponemos (en este caso de -92.8 dBm/MHz) no bajan por debajo de este valor. Si ocurre esto para la máscara recomendada por la FCC, luego son valores que están por debajo de una calidad que no va a admitir el cliente. Tras simulaciones, para el caso de una antena sobre el edificio, el peor caso que podemos encontrar es una modulación de 16QAM $3/4$ para 80 km, o de 16 QAM5/6 dentro de los 60 km estimados inicialmente, donde la transmisión viene limitada principalmente por el alcance dentro de la ciudad.

Para el caso en que las antenas se disponen en el interior del edificio, sobre el televisor, mostramos las gráficas siguientes (Figura 4.17-Figura 4.25) de SNIR para la primera (peor caso), segunda y tercera plantas de un edificio que son los peores casos dentro de un edificio de grandes dimensiones. A alturas mayores, mejor señal llega al receptor y, por tanto, con mayor calidad. Para 8 MHz, peor caso, vemos que el exponente de propagación en ciudad limita en calidad más que el exponente fuera de ella, ya que no llega ni a una modulación buena de 16QAM en los 10 km. A mayor ancho de banda de canal, peor es la SNIR recibida. Como los anchos de banda de canal son muy parecidos, la diferencia es mínima pero apreciable.

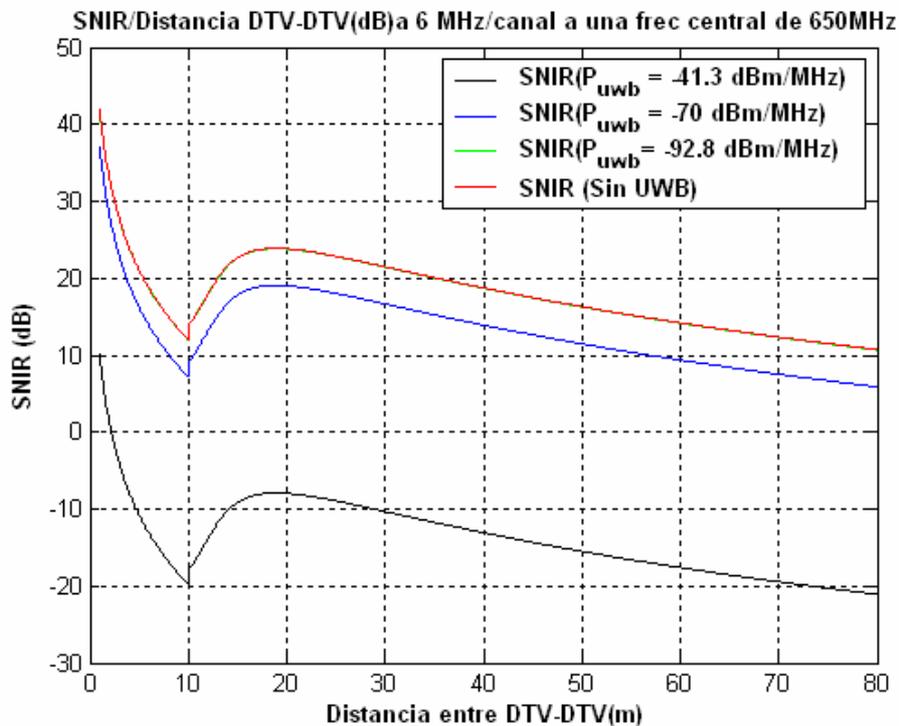


Figura 4.17: SNIR recibida en la primera planta en función del ancho de banda de canal de 6MHz y la densidad espectral de potencia UWB.

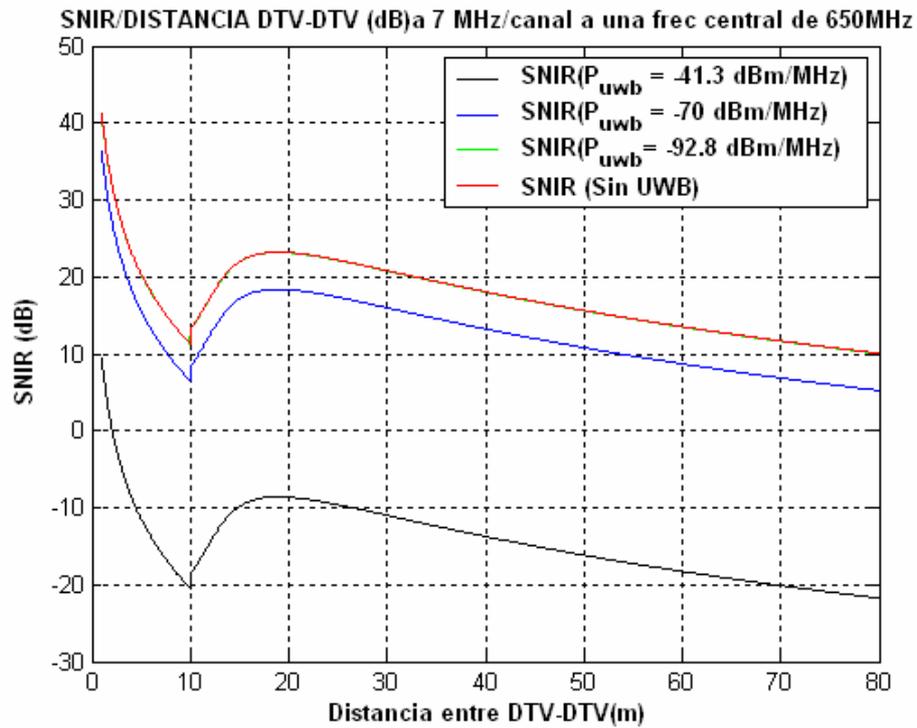


Figura 4.18: SNIR recibida para un ancho de banda de 7 MHz, en condiciones anteriores.

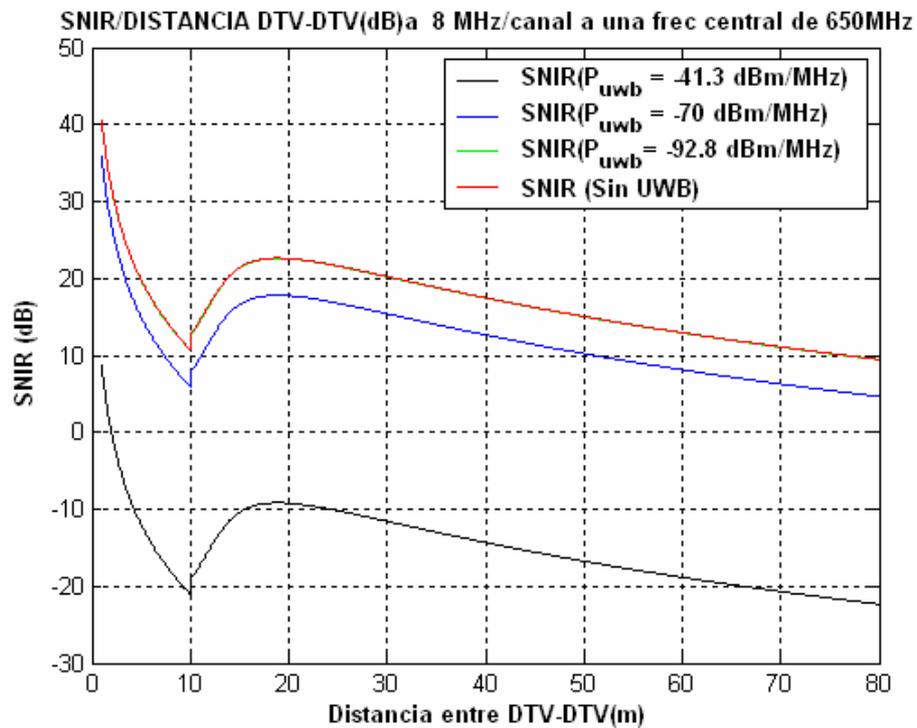


Figura 4.19: SNIR recibida para un ancho de banda de 8 MHz, en condiciones anteriores.

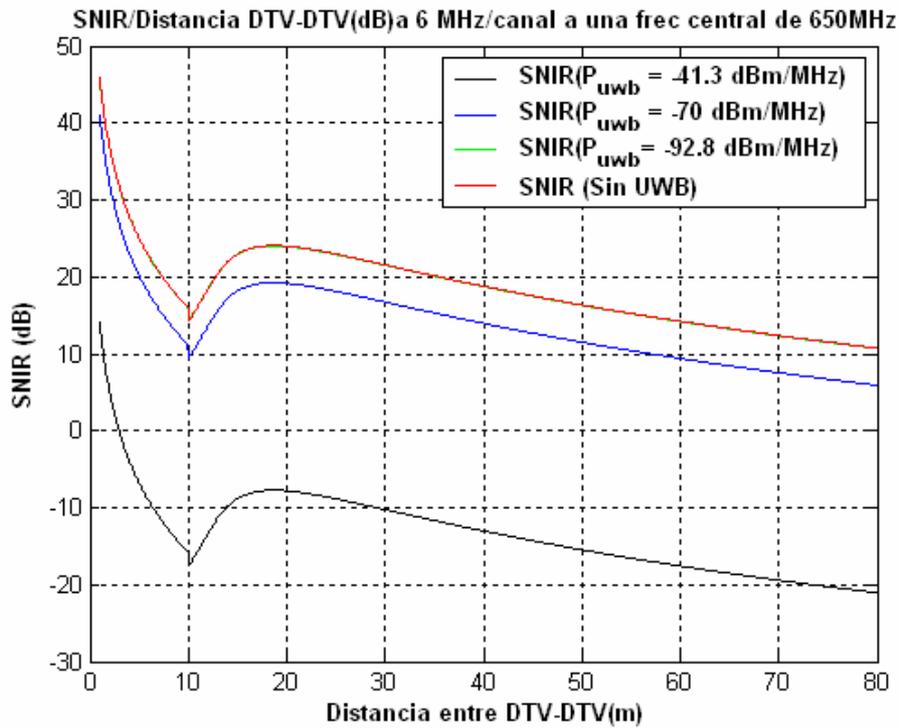


Figura 4.20: SNIR recibida en la segunda planta en función del ancho de banda de canal de 6MHz y la densidad espectral de potencia UWB.

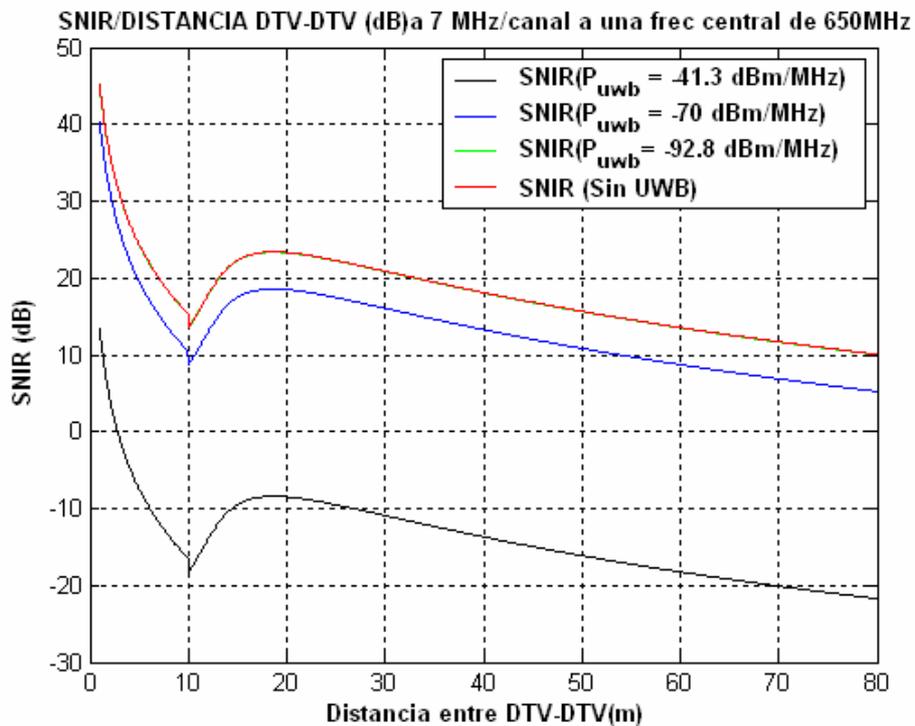


Figura 4.21: SNIR recibida en la segunda planta en función del ancho de banda de canal de 7 MHz y la densidad espectral de potencia UWB.

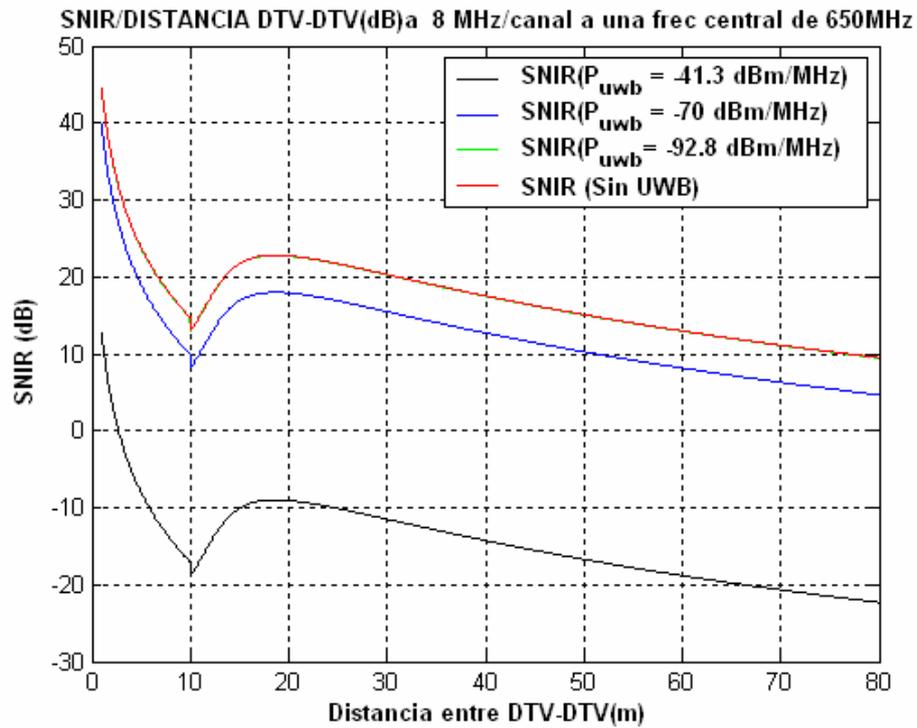


Figura 4.22: SNIR recibida para un ancho de banda de 8 MHz, en condiciones anteriores.

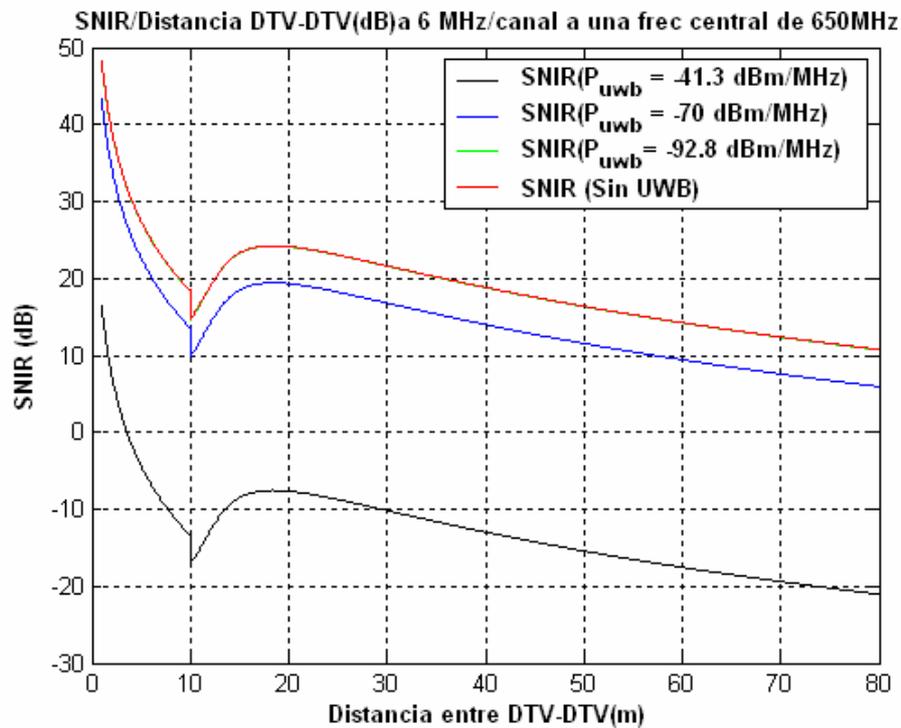


Figura 4.23: SNIR recibida en la tercera planta en función del ancho de banda de canal de 6MHz y la densidad espectral de potencia UWB.

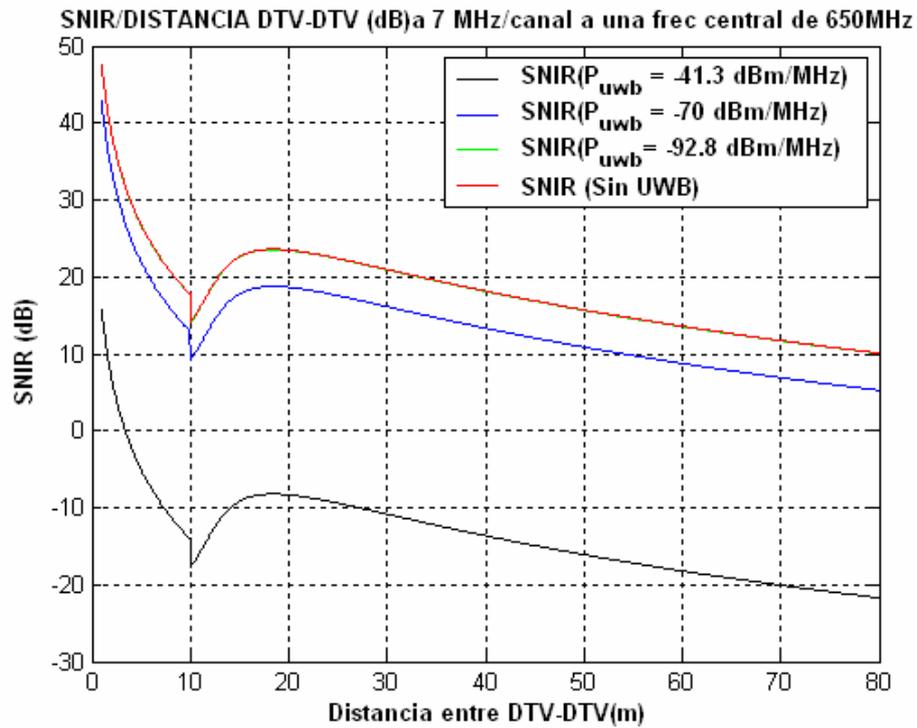


Figura 4.24: SNIR recibida para un ancho de banda de 7 MHz, en condiciones anteriores.

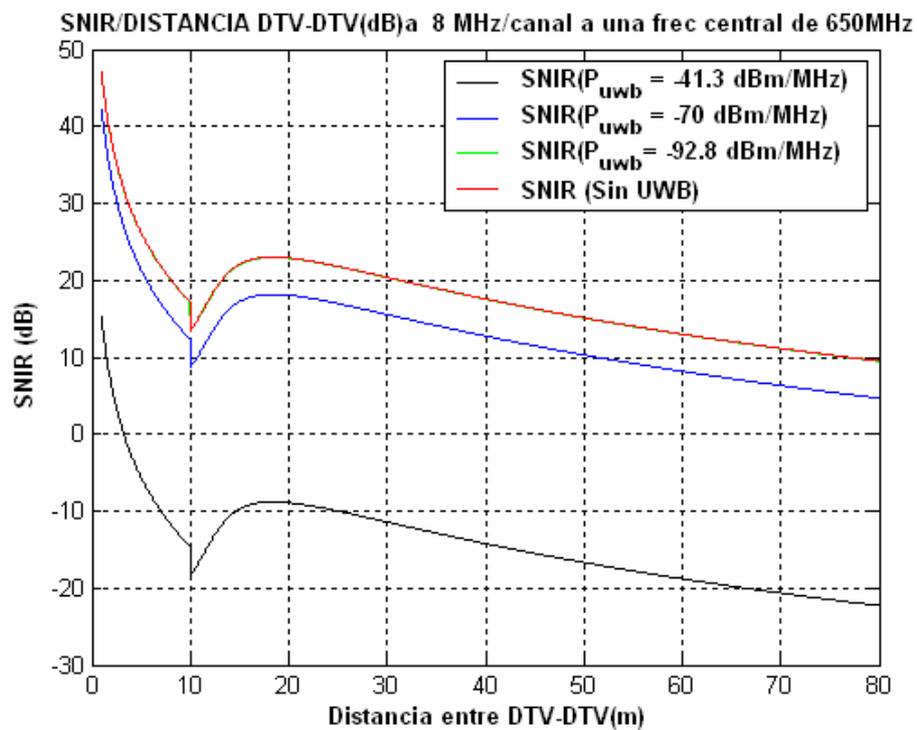


Figura 4.25: SNIR recibida para un ancho de banda de 8 MHz, en condiciones anteriores.

Tabla 4.5: Rango de cobertura para una simulación de 0 a 80km, 650 MHz y un ancho de banda de 8 MHz, que es el caso peor, para un receptor encima de la televisión.

Índice de modulación	Tipo de modulación	-41.3	-92.8	Sin UWB
1	QPSK 1/2	0.1	-	-
2	QPSK 2/3	-	9.775-10.025 70.175-80	72.475-80
3	QPSK 3/4	-	9.425-9.775 67.325-70.175	9.675-10.025 69.525-72.475
4	16QAM_1/2	-	8.075-9.425 10.025-10.475 57.375-67.325	8.375-9.675 10.025-10.275 59.325-69.525
5	QPSK_5/6	-	7.475-8.075 10.525-11.025 52.175-57.375	7.675-8.375 8.375-10.825 53.975-59.325
6	16QAM_2/3	-	6.475-7.475 11.025-11.825 44.425-52.175	6.675-7.675 10.825-11.625 46.025-53.975
7	64QAM_1/2	-	6.325-6.475 11.825-11.975 43.225-44.425	6.525-6.675 11.625-11.775 44.775-46.025
8	QPSK_7/8	-	6.175-6.375 11.975-12.175 41.625-43.225	6.325-6.525 11.775-11.975 43.175-44.775
9	16QAM_3/4	-	5.025-6.175 12.175-13.575 32.025-41.625	5.175-6.325 11.975-13.325 33.375-43.175
10	16QAM_5/6=64QAM_2/3	-	4.175-5.025 13.575-16.125 23.025- 32.025	4.325-5.175 13.325-15.425 24.725-33.375
11	64QAM_3/4	-	3.825-4.175 16.125-23.025	3.975-4.325 15.425-24.725
12	16QAM_7/8	-	3.175-3.825	3.275-3.975
13	64QAM_5/6	-	2.575 -3.175	2.675 -3.275
14	64QAM_7/8	-	0 – 2.575 km	0 – 2.675 km

Para la máscara FCC no obtenemos ninguna modulación para la que se pueda transmitir esta señal.

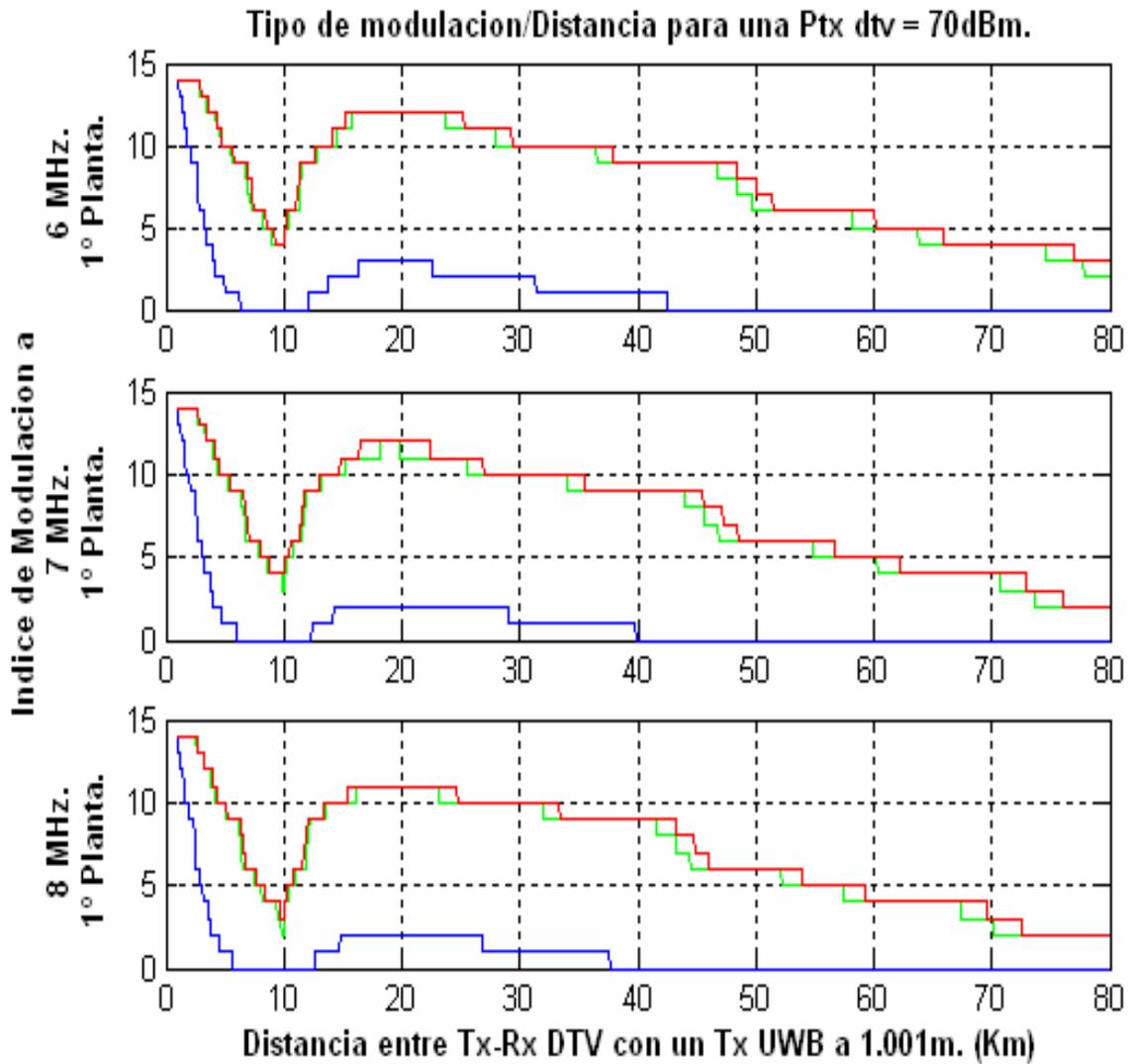


Figura 4.26: Tipo de modulación respecto de la distancia, para una potencia de transmisión de 70 dBm. En la primera planta, para los anchos de banda de canal de 6,7 y 8MHz.

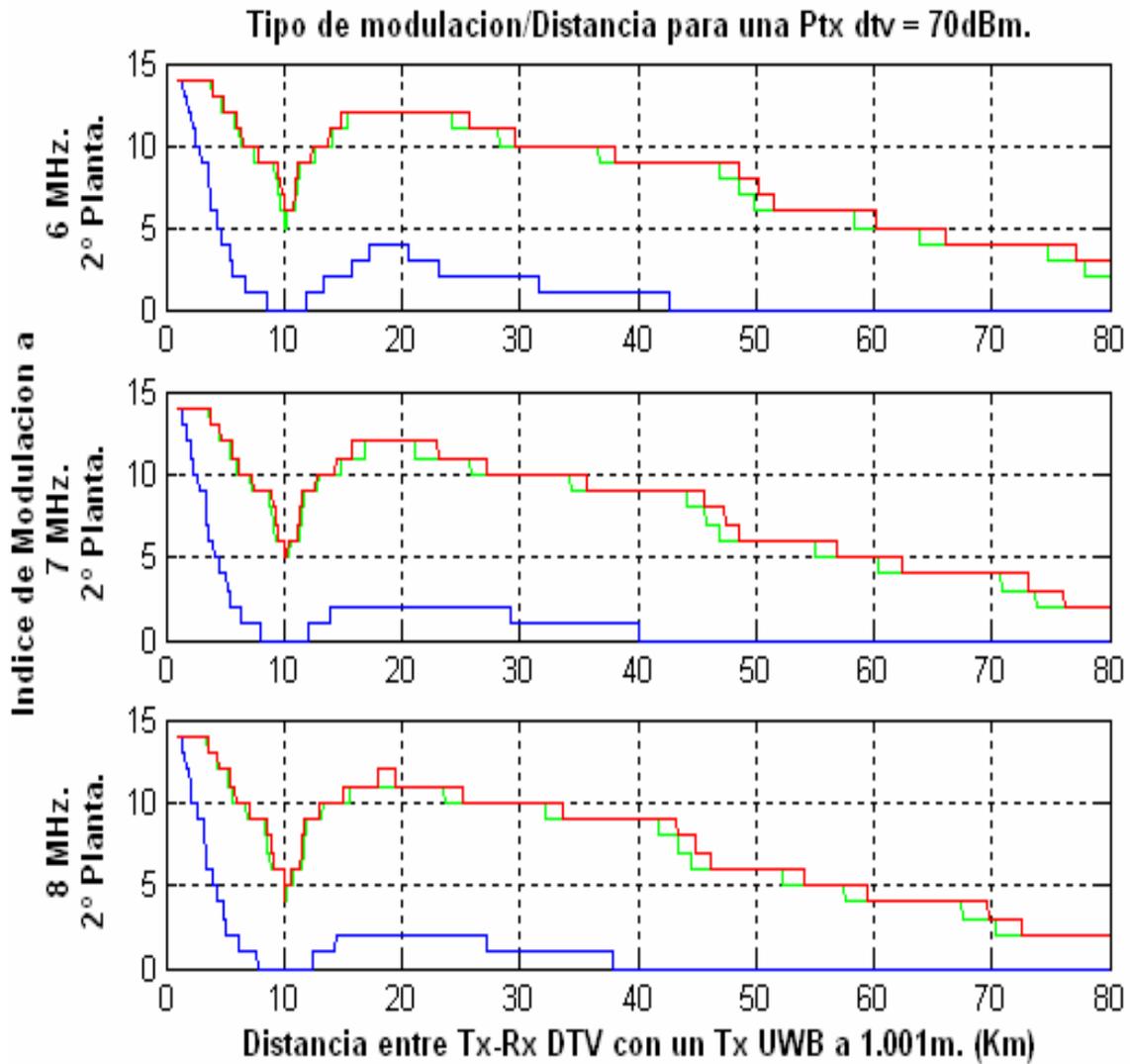


Figura 4.27: Índice de modulación dependiente del tipo de modulación, respecto de la distancia, para una potencia de transmisión de 70 dBm. En la segunda planta, para los anchos de banda de canal de 6,7 y 8MHz.

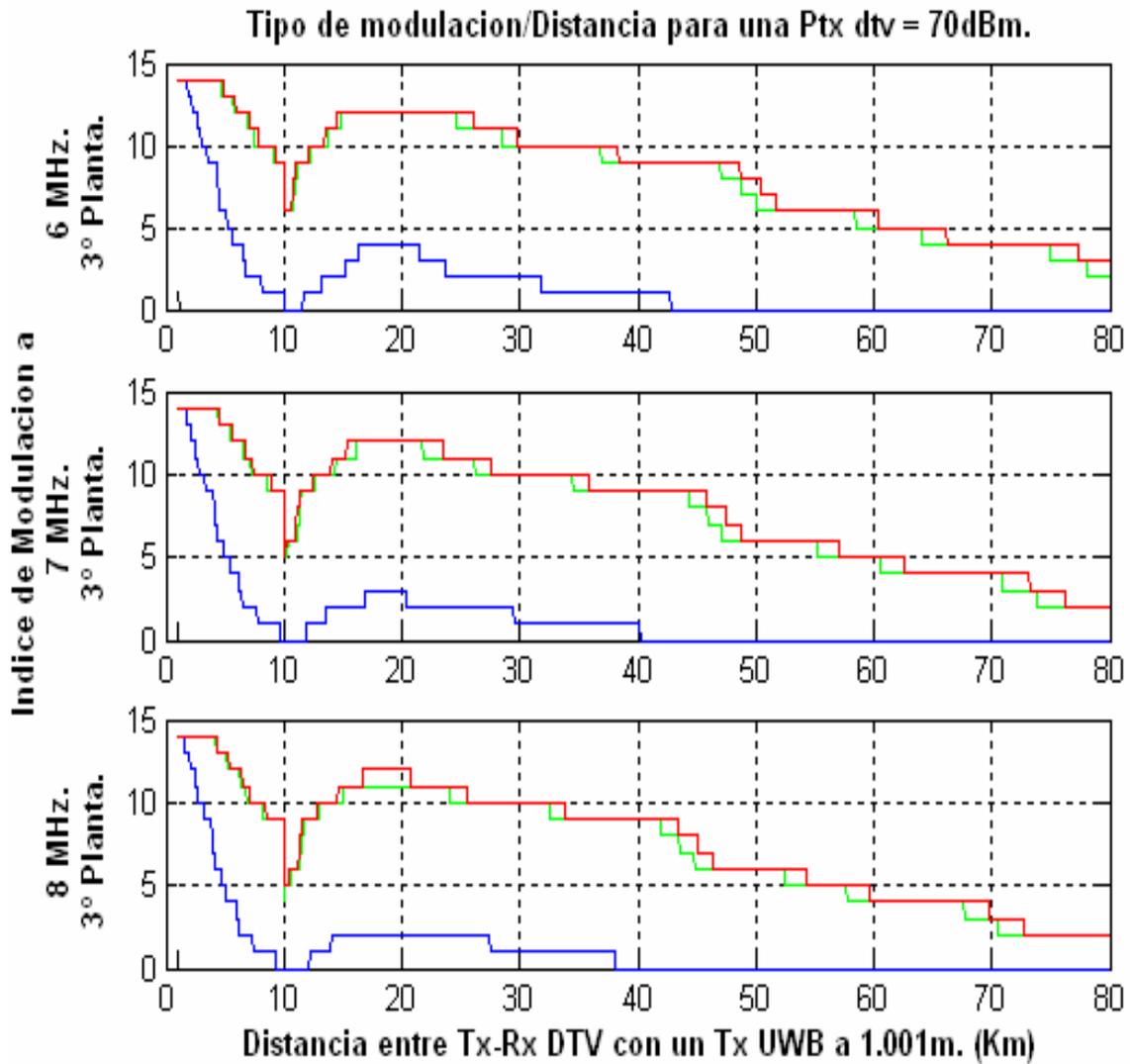


Figura 4.28: Índice de modulación dependiente del tipo de modulación, respecto de la distancia, para una potencia de transmisión de 70 dBm. En la tercera planta, para los anchos de banda de canal de 6,7 y 8MHz

La interferencia UWB reduce el alcance de la célula de DTV. El radio normalizado se halla en (4.19).

$$R_{DTV} = \sqrt[5]{\frac{n_{DTV}}{(n_{DTV} + i_{UWB})}} \quad (4.19)$$

Buscamos en cualquier caso, un rango de cobertura de al menos un 97% sobre el alcance original de la tecnología DTV sin elementos interferentes; para ello, obtenemos el exponente de propagación de la señal de televisión digital al igual que hicimos con la tecnología DAB, dentro y fuera de la ciudad. Para una mayor explicación, dirigirse al apartado 4.2.3.

Para este rango de frecuencia, con una máscara de emisión que cumpla nuestra propuesta (-92.8 dBm/MHz), se consigue una cobertura de prácticamente del 100% a partir de 2m entre receptor DTV y transmisor UWB, consiguiendo a partir de 1 m sobrepasar un rango del 97% entre las dos antenas. Sin embargo, para la máscara de emisión de la FCC de -41.3 dBm/MHz conseguimos un radio del 10% a partir de los 3 m, con un 5% a partir de 1m (Figura 4.29- Figura 4.34).

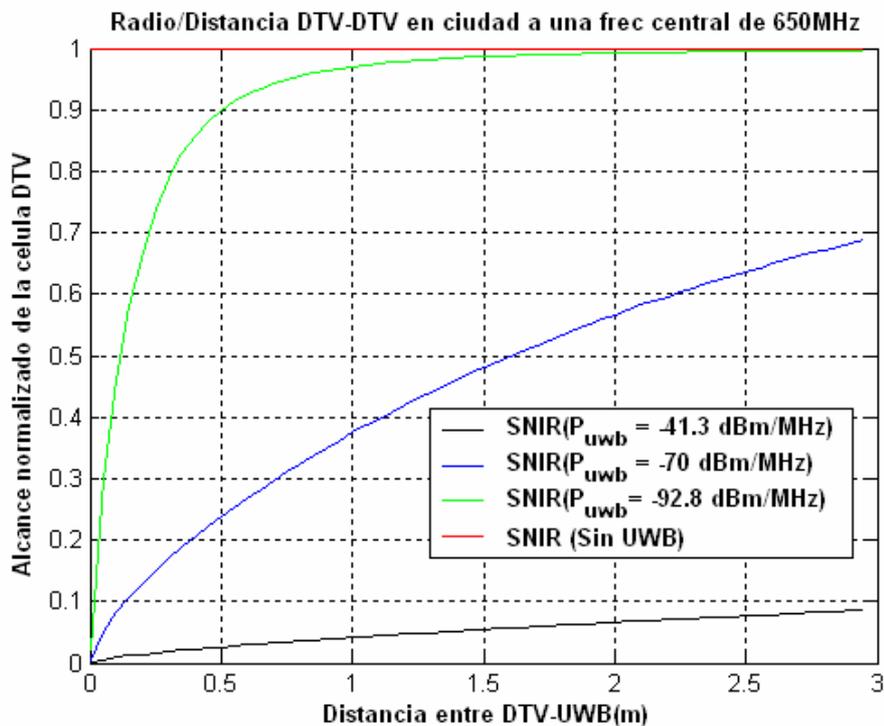


Figura 4.29: Radio normalizado de alcance de DTV para la frecuencia de 650 MHz cuando transmisor y receptor DTV se hallan dentro de la ciudad.

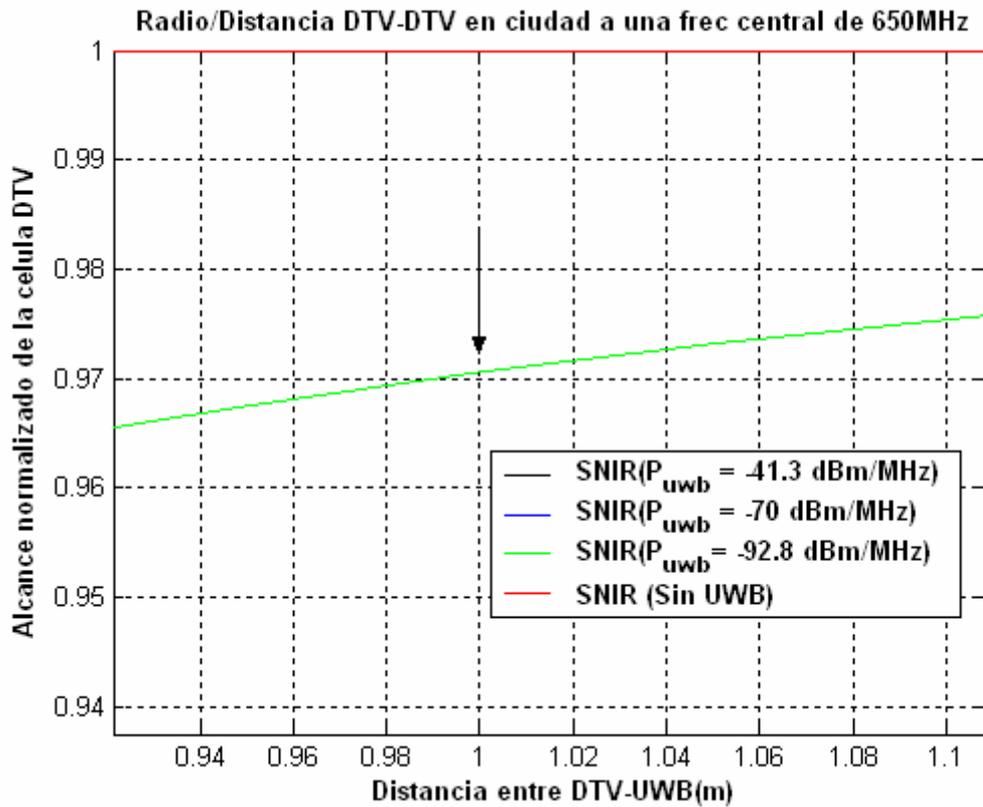


Figura 4.30: Zoom sobre la gráfica Figura 4.29.

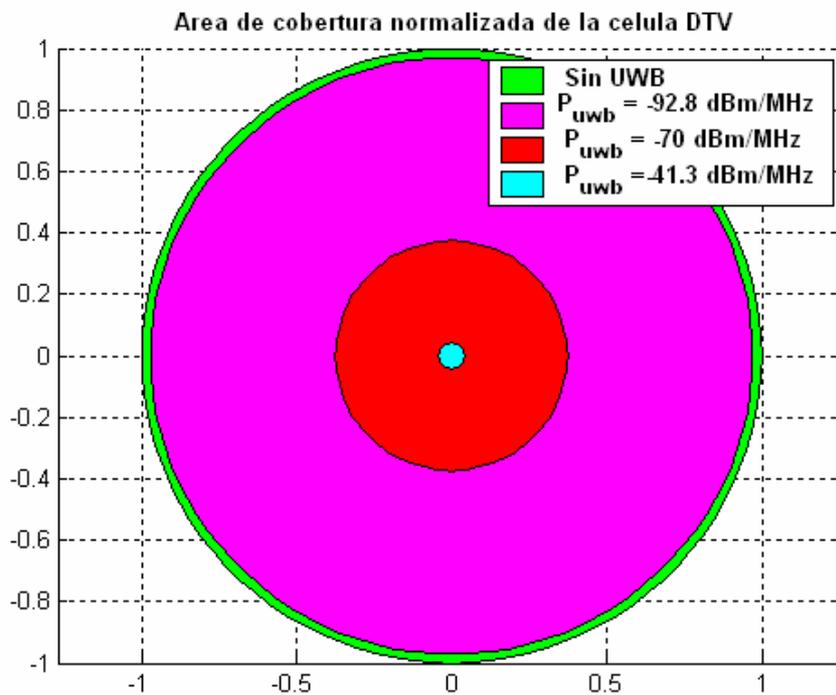


Figura 4.31: Radio normalizado para la célula DTU en la ciudad con un dispositivo UWB a una distancia de 1m.

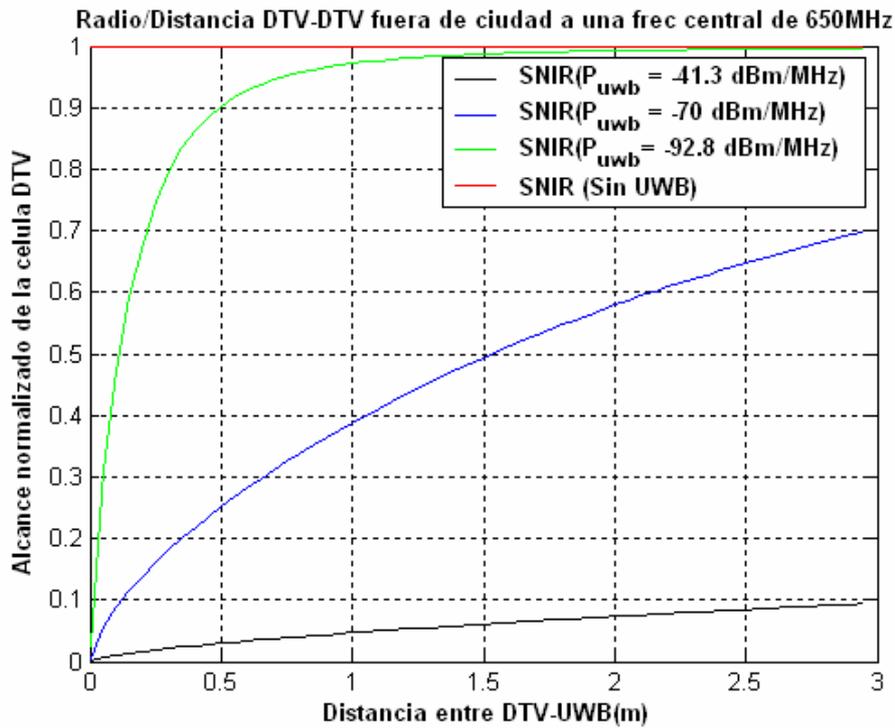


Figura 4.32: Radio normalizado de alcance de DTV para la frecuencia de 650 MHz cuando receptor DTV se halla fuera de la ciudad.

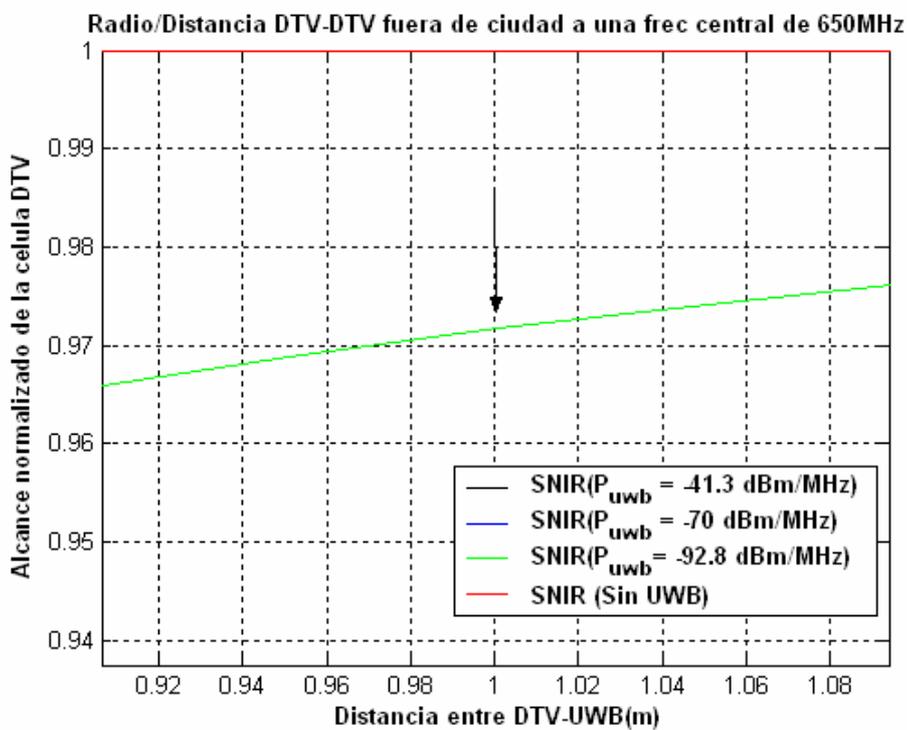


Figura 4.33: Zoom sobre la gráfica Figura 4.32.

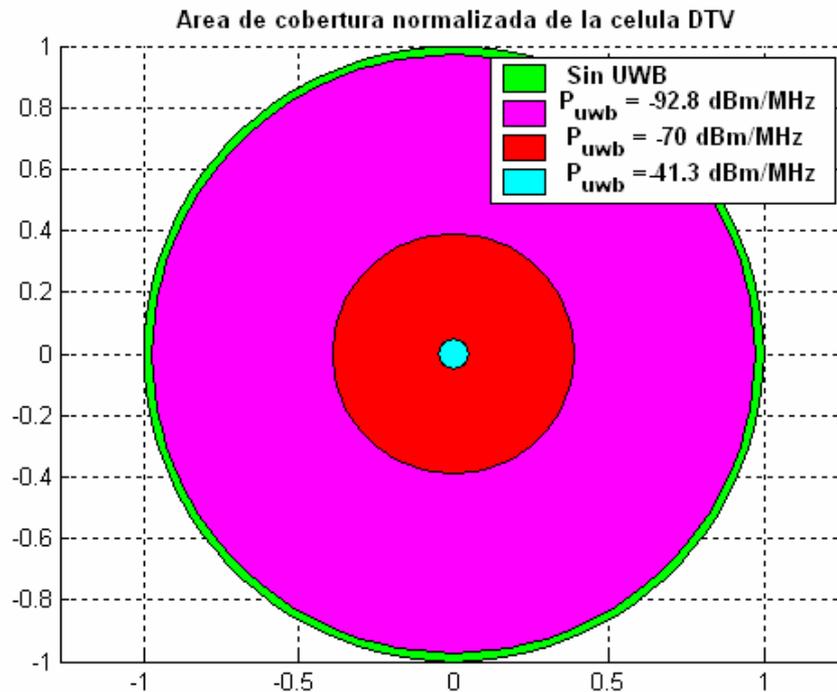


Figura 4.34: Radio normalizado para la célula DTV fuera de la ciudad con un dispositivo UWB a una distancia de 1m.

El radio conseguido en Figura 4.29 es un poco menor que en la Figura 4.32, también se observa en las gráficas con zoom; luego, el exponente de propagación que limita la cobertura es el de dentro de la ciudad, $n = 3,1$. Por lo que es el que debemos utilizar en los cálculos.

Tabla 4.6: Especificaciones TDT

Parámetros	Valores
Banda de operación en frecuencia	650 MHz
Ancho de banda del canal	6, 7, 8 MHz
Factor de ruido (NF)	8 dB
Margen de implementación (M)	5 dB
Potencia de ruido en el receptor	-114 dBm
Potencia de transmisión DTV	10 kW , 70 dBm
Ganancia del lóbulo principal	despreciable

Capítulo 5

Impacto producido por UWB sobre NEXRAD

5.1 *Introducción a los sistemas de RADAR*

RADAR o Radio Detection and Ranking, es la emisión de ondas electromagnéticas y el análisis de las ondas recibidas del entorno. Sus funciones son detectar, localizar e identificar a pesar de la presencia de posibles interferencias como ruido, clutter (eco de señales no deseadas) y jamming (interferencias).

Todos los sistemas de radar utilizan un transmisor de radio de alta frecuencia que emite un haz de radiación electromagnética, con una radiación de longitud de onda comprendida entre varios centímetros y un metro. Esta energía radiada se concentra en un haz que al emitirse al exterior y por efecto de la difracción toma una forma cónica. Dentro de la cual la energía no se distribuye uniformemente sino en forma de lóbulo, es decir, es mucho mayor en el centro y decrece rápidamente al alejarse de éste. Los objetos existentes en la trayectoria del haz reflejan las ondas de nuevo hacia el emisor. El radar se fundamenta en las leyes de la reflexión de las ondas de radio, implícitas en las ecuaciones de Maxwell (1861). Este procedimiento de emisión y escucha se repite para cada dirección radial en la que se realiza el muestreo. De esta forma fijado un cierto ángulo de la antena respecto de la horizontal, usualmente llamado elevación, el radar efectúa un barrido de la atmósfera girando 360 grados [37].

Un radar meteorológico tiene la posibilidad de observar la lluvia de forma remota sobre grandes extensiones, con una detallada discretización espacial a intervalos de tiempo breves.

Las medidas de rango y resolución se suelen dar en millas náuticas y a veces en millas statute, por lo tanto, para la conversión debemos saber que $1 \text{ km} = 0.54 \text{ millas náuticas} = 0.62 \text{ millas statute} = 3281 \text{ pies}$.

5.2 *NEXRAD o Next Generation Radar*

5.2.1 Tecnología

El radar meteorológico NEXRAD obtiene información del tiempo (precipitación o viento) basado sólo en la energía que retorna al lugar de origen. Es decir, el radar emite una señal, si ésta choca con un objeto como gota de lluvia, pájaro, etc, llamado “blanco”, la energía se dispersa en todas direcciones, de forma que una fracción es devuelta en dirección al radar. Esta señal reflejada la recibe el radar en su período de escucha para poder ser estudiar la fuerza del pulso recibido, el tiempo de transmisión y recepción de la señal y el desplazamiento de fase del pulso; por ejemplo, la distancia al blanco se determina registrando el tiempo transcurrido entre la emisión y recepción de la energía, sabiendo que la misma se transmite a la velocidad de la luz. Contando todos los pulsos enviados, transmite 7 segundos por hora y el resto simplemente está a la espera de recibir de vuelta alguna de las señales enviadas.

El desplazamiento en frecuencia entre transmisión y recepción se llama Doppler. NEXRADAR es un radar tipo Doppler porque tiene la habilidad de detectar el desfase del pulso que depende de las gotas de lluvia u otros. Este desfase es medido para poder hallar con él la velocidad del objeto desde o hacia el radar. Con el estudio del movimiento de los objetos se puede estimar la velocidad del viento en dirección al radar y con ello detectar la formación de tornados para avisar a la población con mayor antelación.

Un radar meteorológico, como el modelo WSR-88D de NEXRAD, es capaz de detectar precipitación a 80 millas náuticas del radar, lluvia intensa o nieve a 140 millas náuticas, pero no siempre detecta llovizna, o precipitaciones ligeras. También detecta ecos e interferencias, como se explicaron anteriormente, que se observan en muchas de las imágenes de los radares. Normalmente existe un área inmediata alrededor del radar, con un radio de aproximadamente 20 millas náuticas, que se denomina “ground clutter” (o ecos de suelo) y que muestra apenas continuidad en el tiempo. Es resultante de la energía reflejada existente fuera del lóbulo central del radar, proveniente de la superficie terrestre y edificios. Otro tipo de eco es que el se produce bajo condiciones temporales

estables, como las típicas noches claras calmadas; el lóbulo del radar se refracta casi directamente hacia la tierra a una cierta distancia, proveyendo una imagen de ecos intensos. Este fenómeno anómalo de propagación, que recibe el nombre de AP es menos común que el ground clutter del que hablábamos anteriormente. También, hay ciertas zonas con baja elevación en líneas de costa que detectan eco producido por las olas, recibe el nombre de “sea return”. Ecos en objetos que están en el aire también son comunes, por ejemplo, los producidos por la migración de las aves, que aparecen normalmente de noche entre finales de febrero y finales de mayo o de agosto a noviembre, ecos debidos a insectos que aparecen durante julio y agosto... El área que cubren o la intensidad con que la cubren depende en las condiciones de propagación de las ondas de radio, pero suelen aparecer en las 30 millas náuticas del radar produciendo reflexiones. Finalmente los aviones producen ecos puntuales y normalmente lejanos al radar e interferencias (jamming). Los radares, por limitaciones prácticas, también tienen un ángulo muerto que recibe el nombre de “Cone of silence”, es una zona cercana donde no pueden escanear, que es justamente la localizada encima de ellos. Por este motivo, cerca del radar no hay información debido al máximo ángulo de elevación del radar que es de 19.5° . De todas formas, es fácil descartarlos y retirarlos de la imagen ya que los radares Doppler tienen la posibilidad de eliminar todos aquellos ecos cuya velocidad en dirección al radar es nula, algo que cumplen en general los ecos de suelo entre otros. El problema es que también parte de la lluvia será eliminada. Además, los ecos localizados siempre en la misma zona del radar pueden descartarse mediante máscaras. Aunque es mucho más eficaz combinar las dos técnicas para hacer desaparecer la mayor parte de los ecos producidos por las causas anteriores [38].

El WSR-88D (NEXRAD) obtiene información del tiempo (precipitación y viento) , es una red de más de 150 radares Doppler, los cuales son desarrollados por el Nacional Weather Service (NWS), el Department of Defense (DOD) y por la Federal Aviation Administration (FAA) [38].

La forma de la antena, la longitud de onda de la energía transmitida en pulsos discretos y la longitud del tiempo de transmisión determinan la forma y el volumen de cada pulso del radar. La duración del pulso cuando opera en modo corto es de $1.57 \cdot 10^{-6}$ s y en el modo de pulso largo es de $4.7 \cdot 10^{-6}$ s.

Este radar consigue imágenes diferentes [39]:

1.- Reflektividad base: Eco moderado. Las imágenes están disponibles en varios ángulos de elevación de la antena (inclinaciones) y se utiliza para descubrir la precipitación, evaluar la estructura de la tormenta, localizar límites atmosféricos y determinar el granizo potencial. Rango máximo es de 230.14 km aproximadamente.

2.- Reflektividad Compuesta: Despliegue de intensidad de eco máxima de cualquier ángulo de elevación en cada rango del radar con el fin de revelar rasgos de estructura de tormenta importantes y tendencias de intensidad de tormentas. Rango máximo es de 460.26 km y altura 12,5. Como la onda del radar a esta distancia alcanza altitudes muy altas en la atmósfera, se obtiene información de tormentas intensas y sistemas tropicales a gran distancia.

3.- Precipitación cada hora: Evalúa las intensidades de lluvia cuando existen advertencias de inundaciones y declaración de tiempo especiales. Rango máximo de 200 km.

4.- Precipitación total de tormenta: Localiza el diluvio potencial encima de áreas urbanas y rurales estimando el escurrimiento de la cubeta total y manteniendo las acumulaciones de lluvia durante el evento. Rango máximo desde el radar 200 km.

5.2.2 Modelo de propagación

Para determinar la localización precisa de un objeto será importante tener en cuenta tres factores clave como el azimuth, el ángulo de elevación y la distancia al objeto.

La distancia al objeto será la mitad del tiempo que tarda en recibir el radar una reflexión desde que transmite una señal, y multiplicado por la velocidad de la luz que es la velocidad a la que el pulso viaja. El tiempo que tarda un pulso en transmitirse desde el radar y volver hasta él más un tiempo de guarda que evita posibles falsos ecos o una transmisión antes de una posible recepción es el tiempo desde el principio de un pulso al próximo pulso, tiempo de repetición del pulso (PRT) o el tiempo de escucha del radar y su inversa es la frecuencia de repetición de pulso (PRF) o número de pulsos

transmitidos por segundo por el radar. En la Figura 5.1 podemos observar las diferencias entre el ancho de un pulso o duración de éste, el tiempo de escucha que es el 99.8% del tiempo y el PRT [39].

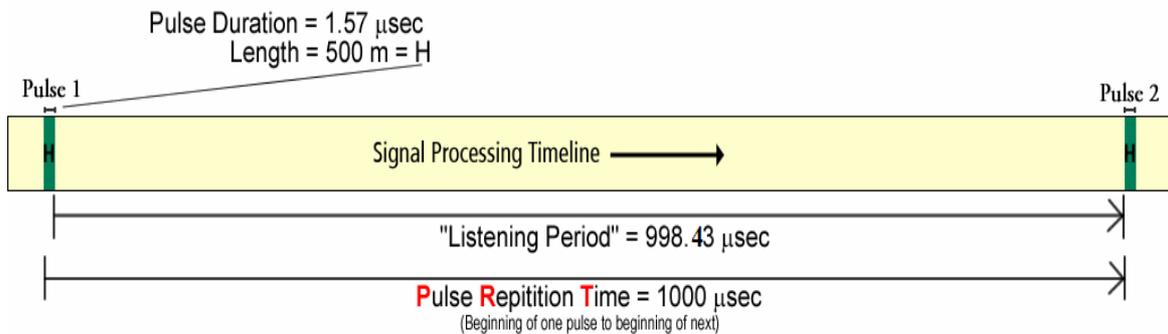


Figura 5.1: Tiempo de duración de un pulso, período de escucha y tiempo de repetición de pulso [39].

Podemos obtener imágenes en 2D o en 3D. Para conseguir una imagen en 3D necesitamos solapar información del plano horizontal con el vertical. Para el primero se captura información para una rotación completa o de un sector determinado de la antena (variando el azimuth) para un ángulo de elevación constante y para completar la información del plano vertical se repiten las medidas para distintos ángulos de elevación (en azimuth constante) representando una atmósfera local.

Estudiamos la transmisión en un sistema NEXRAD [40] con una fuente de interferencia UWB añadida linealmente en la banda de frecuencia de actuación de la misma, desde los 2.7 a los 3 GHz con una frecuencia central de 2.85 GHz, que será la que utilicemos en esta simulación. La anchura de canal es de 0.55 MHz y la antena transmisora está a una altura de 30 metros. Aunque en el peor de los casos una antena de radar meteorológico apuntaría hacia adelante, generalmente tienen una pequeña inclinación hacia arriba que recibe el nombre de ángulo mecánico o ángulo de inclinación, por eso y para incluir mayor veracidad al proyecto, hemos convenido añadirlo. Con la inclinación de la antena del radar se consigue que el lóbulo principal gane altitud y volumen con la distancia.

Por la radiación, estos radares suelen tener una distancia restringida a personal cualificado y es por ello que imposibilita la detección de una antena UWB en un

entorno de al menos 50 metros. Nuestra simulación deberá trabajar a partir de esta distancia y para una inclinación de fábrica (ángulo mecánico) de la antena respecto de la horizontal de 0, 2 y 4 grados.

Hallamos la potencia recibida en el radar de la siguiente manera [41]:

La densidad de potencia a una distancia 'd' para una antena de radar omnidireccional que transmite a una potencia de transmisión p_t sería:

$$w_r = \frac{p_t}{4 \cdot \pi \cdot d^2} \quad [\text{W/m}^2] \quad (5.1)$$

Y para una antena directiva con ganancia máxima g:

$$w_r = \frac{p_t \cdot g}{4 \cdot \pi \cdot d^2} \quad [\text{W/m}^2] \quad (5.2)$$

Debido a la gran distancia que separa el radar del objeto, aproximamos el frente de onda incidente (esférico) a un frente de onda plano y hallamos la potencia interceptada o recibida por el blanco. Donde σ o RCS es la superficie equivalente del blanco, que representa la fracción de potencia incidente dispersada hacia el radar.

$$p_{cr} = w_r \cdot \sigma = \frac{p_t \cdot g \cdot \sigma}{4 \cdot \pi \cdot d^2} \quad [\text{W}] \quad (5.3)$$

Suponiendo que el blanco radia de forma isotrópica una potencia p_c , la densidad de potencia para el objeto sobre el radar a una distancia d sería:

$$w_c = \frac{p_c}{4 \cdot \pi \cdot d^2} \quad [\text{W/m}^2] \quad (5.4)$$

Donde, suponiendo que la potencia que radia el objeto es la misma que recibe del radar, $p_c = p_{rc}$, sustituimos y queda que :

$$w_c = \frac{p_t \cdot g \cdot \sigma}{(4 \cdot \pi \cdot d^2)^2} \text{ [W]} \quad (5.5)$$

La potencia recibida en el radar es:

$$p_r = w_c \cdot \text{area} = \frac{p_t \cdot g \cdot \sigma \cdot \text{area}}{(4 \cdot \pi \cdot d^2)^2} \text{ [W]} \quad (5.6)$$

Donde el área equivalente de recepción se relaciona directamente con la ganancia de la antena receptora:

$$\text{area} = \frac{g \cdot \lambda^2}{4 \cdot \pi} \text{ [m}^2\text{]} \quad (5.7)$$

$$p_r = \frac{p_t \cdot g^2 \cdot \sigma \cdot \lambda^2}{(4 \cdot \pi)^3 \cdot d^4} \text{ [W]} \quad (5.8)$$

En principio si la señal mínima o sensibilidad con la que puede operar el equipo receptor es s_{\min} , el alcance máximo vendrá dado por:

$$r_{\max} = \frac{p_t \cdot g^2 \cdot \sigma \cdot \lambda^2}{(4 \cdot \pi)^3 \cdot s_{\min}} \text{ [m]} \quad (5.9)$$

Obviamente esta ecuación no incluye ni pérdidas del sistema, ni efectos de propagación...

Para incorporar el ruido, relacionamos la señal a ruido con la sensibilidad y el mismo ruido:

$$s_{\min} = snr \cdot n = \frac{pt \cdot g^2 \cdot \sigma \cdot \lambda^2}{(4 \cdot \pi)^3 \cdot r_{\max}^4} \quad [\text{W}] \quad (5.10)$$

Incorporamos las pérdidas por transmisión, que logarítmicamente restan alcance a la señal recibida o, en unidades naturales, dividen la ecuación anterior. Las pérdidas de propagación del radar son, con una señal que se transmite por el espacio libre hasta el objeto y del objeto hacia el radar, el doble de las pérdidas que se sufren sólo hasta el objeto. Y por tanto:

$$Lp = 2 \cdot n \cdot 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot d}{\lambda}\right) = 40 \cdot \log_{10}\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot d}{\lambda}\right) [\text{dB}] \quad (5.11)$$

Es por ello, que el exponente de propagación para el radar es 4, donde para el espacio libre en cada sentido es 2.

Teniendo como datos la potencia de transmisión, el RCS para una distancia determinada (ej: 4cm^2 a los 100 km), la ganancia, el snr mínimo, el ruido y la distancia máxima, que son datos que te ofrece la página de características del radar, podemos hallar la potencia de recepción, el RCS para una distancia máxima, o la potencia de transmisión necesaria para llegar a una determinada distancia. Y teniendo en cuenta la interferencia UWB sobre el radar, obtenemos una snr nueva, snir, donde al ruido se le añade la interferencia:

$$s = snir \cdot (n + i) [\text{W}] \quad (5.12)$$

$$S = 10 \cdot \log_{10}(s) [\text{dB}] \quad (5.13)$$

De esta forma, es fácil hallar el nivel mínimo de interferencia necesario para obtener una potencia de recepción menor a la sensibilidad mínima, y por tanto, perder calidad.

Los sistemas de RADAR funcionan bien siempre y cuando reciban una señal a ruido (SNR) mayor o igual a 16 dB [42]. Cualquier interferencia que provoque una disminución de la cifra anterior degradaría la calidad en la detección de la señal transmitida y posteriormente recibida obteniendo una menor probabilidad de detección o acierto. Para que este caso no llegue a ocurrir la interferencia recibida por otra tecnología debe ser menor o igual a una décima parte del ruido acoplado a la señal del radar.

El criterio de protección para NEXTRAD de aparatos que utilizan UWB es de un ratio I/N= -6 dB para interferencia agregada por un solo transmisor interferente. Este criterio está contenido en la recomendación 1464 ITU-R “*Characteristics of and Protection Criteria for Radionavigation and Meteorological Radars Operating in the Frequency Band 2700-2900 MHz.*” Lo que implica un radio de cobertura del 80% respecto del original. Nosotros lo vamos a cumplir puesto que buscamos una densidad de potencia UWB que no conlleve a dichos efectos drásticos, sino a un efecto casi nulo, que degrade el radio, únicamente, en un 3 o 5%. Buscamos un radio de cobertura que no descienda de un 3% o un 5% respecto de la cobertura original o sin interferencia, así, para un rango normalizado del 97% o del 95%:

Radio normalizado o $Rn = (\text{Señal de ruido} \div \text{señal de ruido con interferencia ocasionada})^{1/\text{exponente de propagación}}$

$$Rn = \sqrt[4]{\frac{n}{n+i}} = \sqrt[4]{\frac{1}{1+(i/n)}} \quad (5.14)$$

$$i/n = \frac{(1-Rn)^4}{Rn^4} \quad (5.15)$$

El ruido en unidades naturales se halla como:

$$n = 10^{\left(\frac{-114+10\cdot\log_{10}(Bw)+NF+M}{10}\right)} \quad (5.16)$$

(Para una mayor explicación: mirar apartado de limitaciones del sistema)

Conociendo el ruido, hallamos el valor máximo de la interferencia para esos dos radios.

Por la fórmula de Friis:

Pr - Potencia recibida UWB en el radar, o lo que es lo mismo, la señal de interferencia recibida en el radar.

Pt - Potencia transmitida desde el transmisor UWB.

Gradar - Ganancia del radar hacia el transmisor de UWB.

Lp_uwb - Pérdidas de propagación producidas en la transmisión de la señal UWB hacia el radar. Para hallar el cálculo, remitirse al capítulo 1.

Lextra – Pérdidas extra debidas a obstáculos como pared, edificios o árboles dependiendo de la zona en la que se encuentre el transmisor.

$$Pr = Pt + G_{\text{radar}} + Lp_{\text{uwb}} + Lextra = i \quad (5.17)$$

Hallando la potencia de transmisión, podemos hallar la densidad de potencia UWB que debemos recibir para obtener un alcance en la cobertura del radar del 97 o 95%, sabiendo que ésta depende del ancho de banda del canal y de la densidad de potencia transmitida.

En la Figura 5.2 se muestra todo el desarrollo explicado anteriormente, es decir, la figura es un ejemplo de la potencia interceptada por el blanco tras ser emitida por el radar, y cómo una fracción de la misma es dispersada en sentido opuesto.

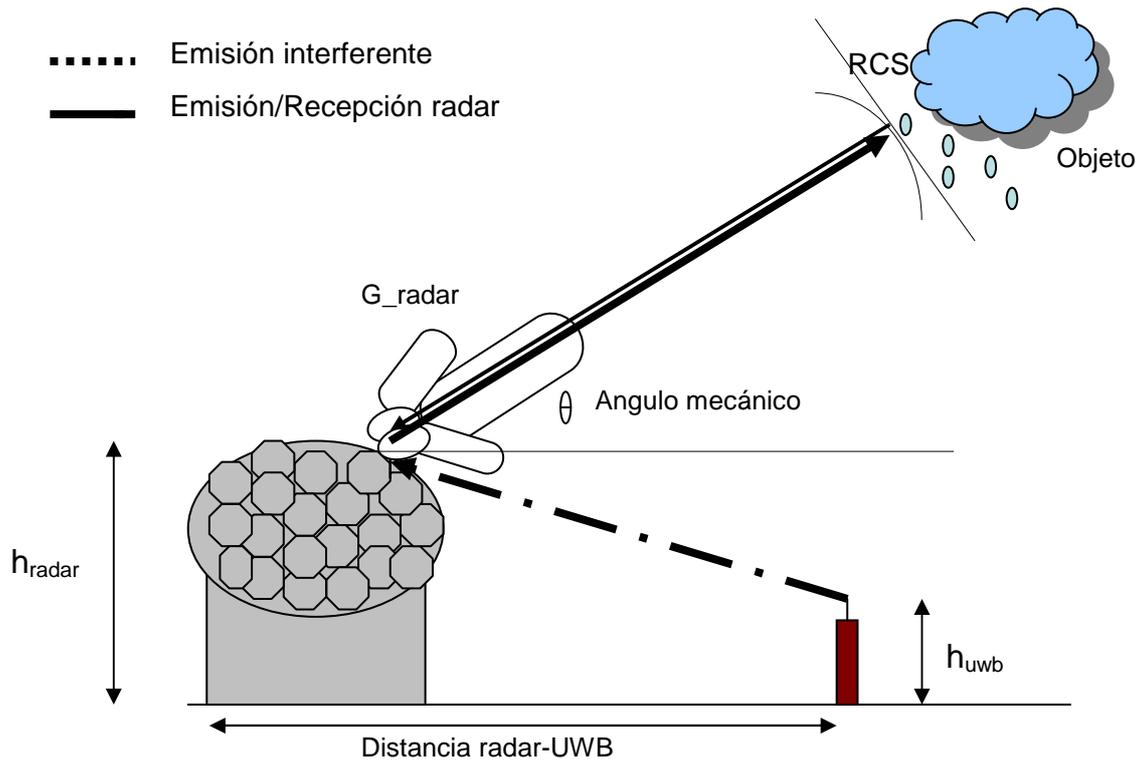


Figura 5.2: Sistema de RADAR con una antena de UWB outdoor como elemento interferente.

La antena utilizada será una antena parabólica giratoria de polarización horizontal [43]. La ganancia máxima de la antena es de 45 dB, sin embargo, por el diagrama de radiación (Figura 5.3) se puede observar que, por su directividad, no aporta la misma ganancia en todas direcciones ni ángulos. Es por ello, que dependiendo de la inclinación de la antena junto con el ángulo producido por la horizontal y la recta que une radar y transmisor UWB, la ganancia hacia el transmisor UWB no tomará ese valor sino uno menor.

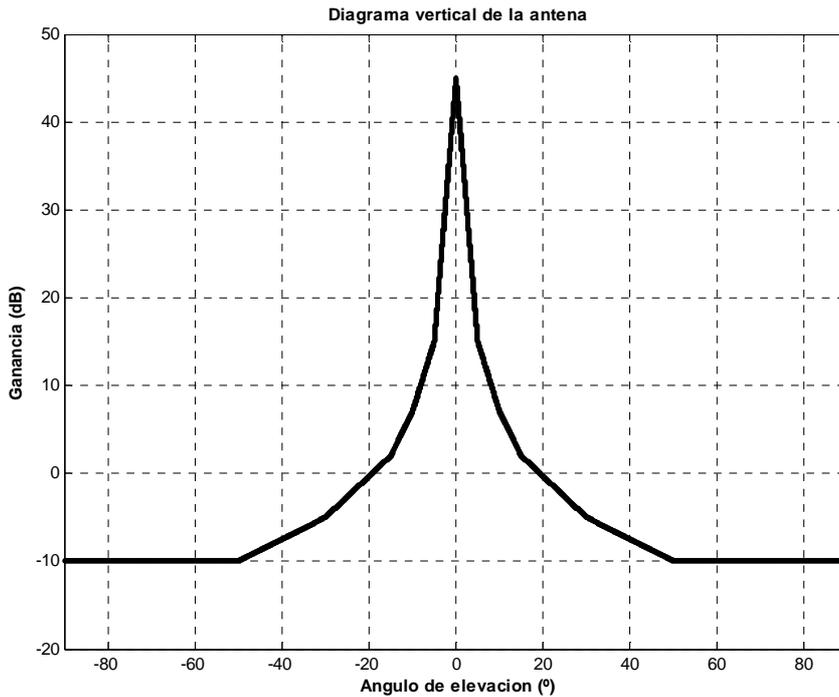


Figura 5.3: Ganancia dependiente del ángulo de elevación. Gráfica basada en mediciones realizadas con esa antena y es simétrico respecto al eje vertical [44].

5.2.3 Resultados

Para un escenario de tipo outdoor la máxima densidad de potencia permitida según la FCC es de -61.3 dBm/MHz . Vamos a estudiar el efecto ocasionado por UWB sobre la antena de NEXRAD representando las densidades de potencia de UWB permitidas para conseguir un rango de cobertura predeterminado. Las gráficas contienen la densidad de potencia en función de la distancia para un rango entre los 50m y los 5 km, ya que a partir de ahí la densidad de potencia superaría la máscara propuesta y, por tanto, para esa zona no sería necesario modificarla.

La distancia de coordinación es la distancia para la cual la máscara propuesta no se cumple y es necesario disminuirla para evitar posibles interferencias. El punto de máxima distancia coincide con la densidad espectral de potencia UWB recomendada por la máscara de emisión y por ello, a partir de este punto, la máscara se cumple.

En las gráficas siguientes (Figura 5.4 – Figura 5.9) vamos a observar, para un rango determinado del 95 o 97.5% la densidad de potencia UWB respecto de la

distancia desde la antena del radar hasta la de UWB para una altura constante de la antena UWB (5, 15,30 m.) y distintos ángulos de inclinación de la antena del radar (0, 2, 4°). Comprobaremos que a mayor inclinación de la antena del radar, mayor es el ángulo entre el lóbulo principal de radiación de esta antena con la de UWB, y por tanto, menor interferencia ocasionada y con ello menor distancia de coordinación. Sin embargo, a mayor altura de la antena receptora, menores obstáculos y mejor visión entre las antenas, lo que provoca mayor interferencia, y con ella, mayor distancia de coordinación. Por ejemplo, para la antena de 30 metros la interferencia UWB será inyectada directamente hacia el receptor de NEXRAD por el lóbulo principal, por lo que el efecto será máximo.

En el caso de que exista una cierta distancia de coordinación, habrá que disminuir la densidad de potencia permitida de UWB fijada por la FCC para obtener una máscara de emisión mejorada.

En la Tabla 5.1 obtenemos para un porcentaje de cobertura del 95% respecto del original que para las alturas de 15 y 5 metros, la distancia de coordinación es cero para los tres ángulos. Sin embargo, para 30 metros de altura, observamos que existen ciertas distancias de coordinación para los diferentes ángulos mecánicos (Figura 5.4-Figura 5.6). Estos casos deben intentar ser evitados. Además, a continuación se muestran unos resultados más gráficos de los radios normalizados para el caso peor, que es la distancia mínima de 50m, para una altura de la antena transmisora UWB de 30m y para los diferentes ángulos. (Figura 5.7-Figura 5.9). Obviamente a mayor ángulo de inclinación, menor es la interferencia producida y el radio consecuente apenas aporta un porcentaje mayor al que se obtiene con la máscara FCC. Sin embargo, para un ángulo mecánico de 0°, caso peor, se puede ver como la máscara FCC consigue un alcance muy pequeño en comparación con la nuestra.

Tabla 5.1: Distancia de coordinación en km para un radio de cobertura del 95%.

Radio de cobertura del 95%		Inclinación mecánica de la antena de RADAR (°)		
		0	2	4
Altura de la antena UWB (m.)	5	0	0	0
	15	0	0	0
	30	1	0.25	0.062

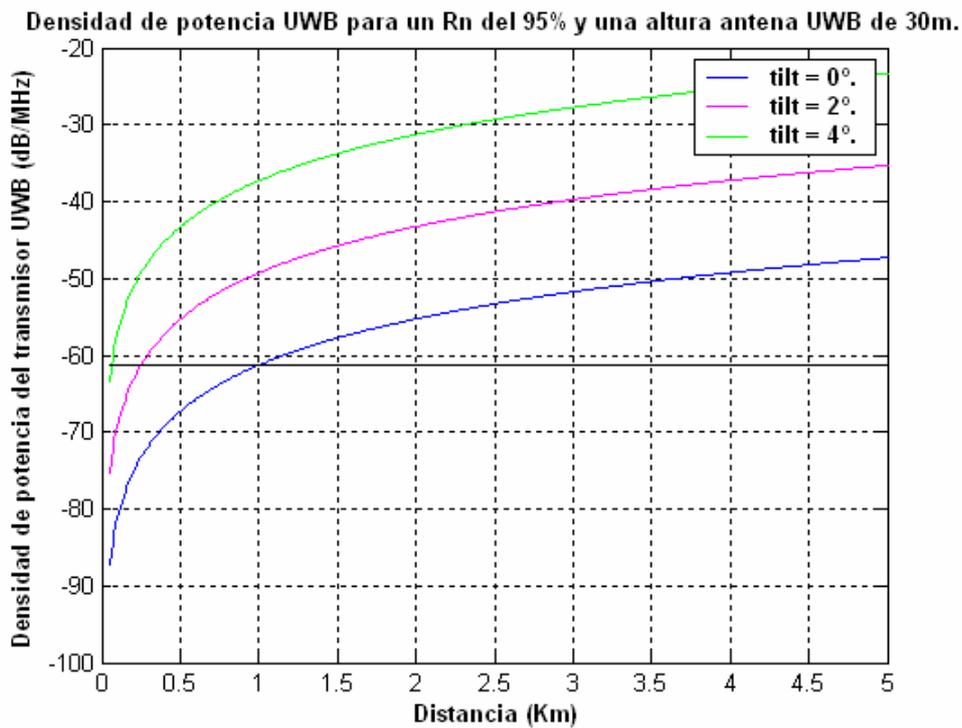


Figura 5.4 : Densidad espectral de potencia UWB (en dBm/MHz) para un rango del 95%, altura de 30m para la antena de UWB y los distintos ángulos de 0, 2 y 4 grados.

Densidad de potencia UWB para un Rn del 95% y una altura antena UWB de 15m.

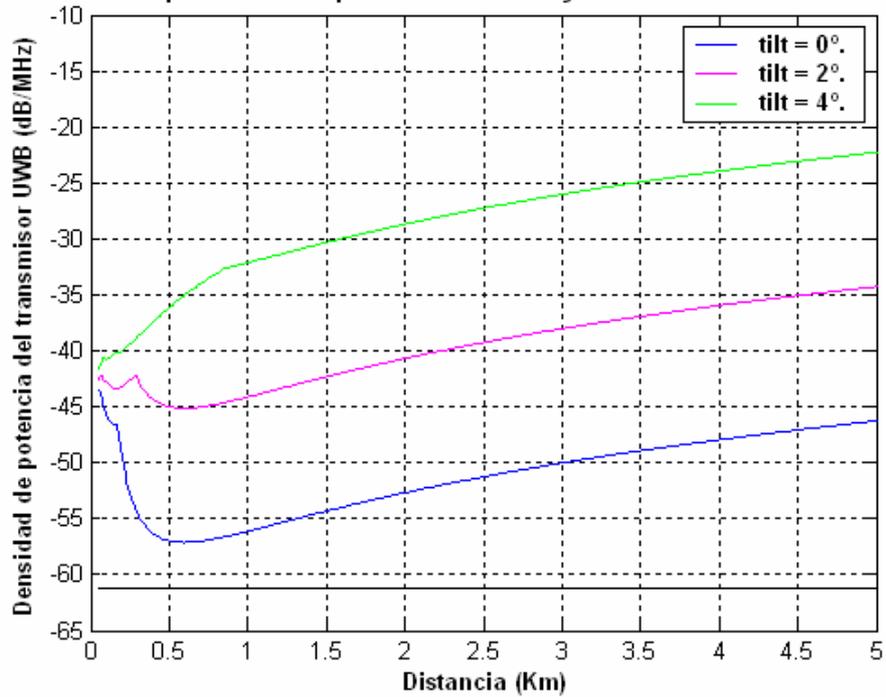


Figura 5.5: Densidad espectral de potencia para 15m y mismas condiciones anteriores.

Densidad de potencia UWB para un Rn del 95% y una altura antena UWB de 5m.

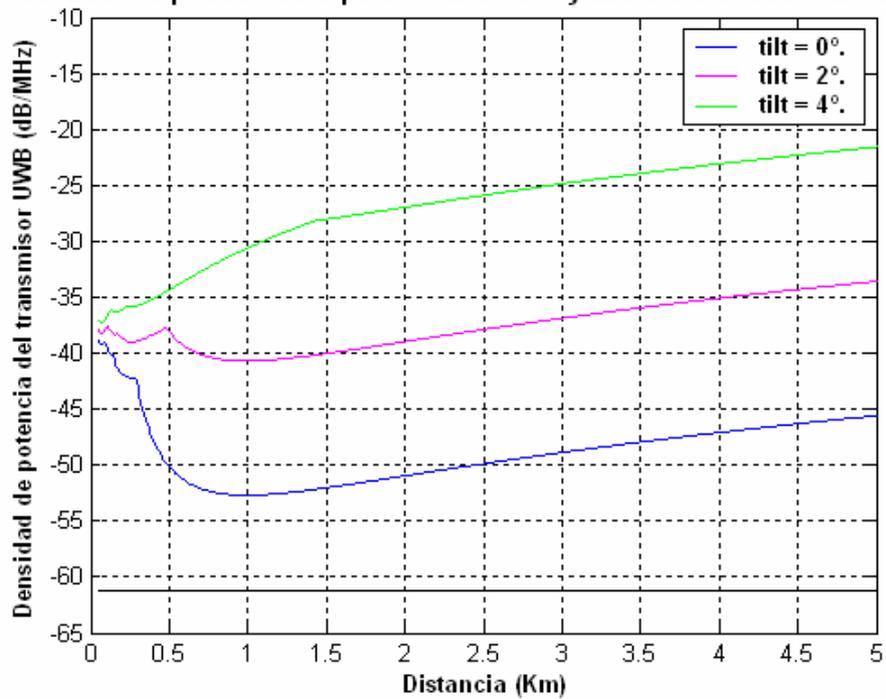


Figura 5.6: Densidad espectral de potencia para 5m y mismas condiciones anteriores.

En la Tabla 5.2 obtenemos para un porcentaje de cobertura del 975% respecto del original que para alturas de 5 y 15 metros de la antena transmisora y 0, 2 y 4° de la del radar las distancias de coordinación resultantes son nulas. Sin embargo, sí existen para todos los ángulos estudiados en una antena transmisora de 30 metros. Lógicamente, al buscar un radio de cobertura mayor, encontramos distancias de coordinación mayores que en el caso anterior.

En las gráficas (Figura 5.7 - Figura 5.9) para un porcentaje del rango del 975% respecto del original (alcance sin interferencia), una altura de 5, 15 o 30 metros, para los distintos ángulos de 0, 2 y 4 grados, obtenemos la densidad espectral de potencia respecto de la distancia conseguida. En las figuras (Figura 5.10 - Figura 5.12) se muestran unos resultados más gráficos de los radios normalizados para la distancia mínima de 50m, una altura de la antena transmisora UWB de 30m y para los diferentes ángulos. Obviamente a mayor ángulo de elevación, menor es la interferencia producida y el radio consecuente apenas aporta un porcentaje mayor al que se obtiene con la máscara FCC. Sin embargo, para un ángulo mecánico de 0°, caso peor, se puede ver como la máscara FCC consigue un alcance muy pequeño en comparación con la nuestra.

Tabla 5.2: Distancia de coordinación en km para un radio de cobertura del 975%.

Radio de cobertura del 975%		Inclinación mecánica de la antena de RADAR (°)		
		0	2	4
Altura de la antena UWB (m.)	5	0	0	0
	15	0	0	0
	30	1.46	0.37	0.1

Densidad de potencia UWB para un Rn del 97.5% y una altura antena UWB de 30m.

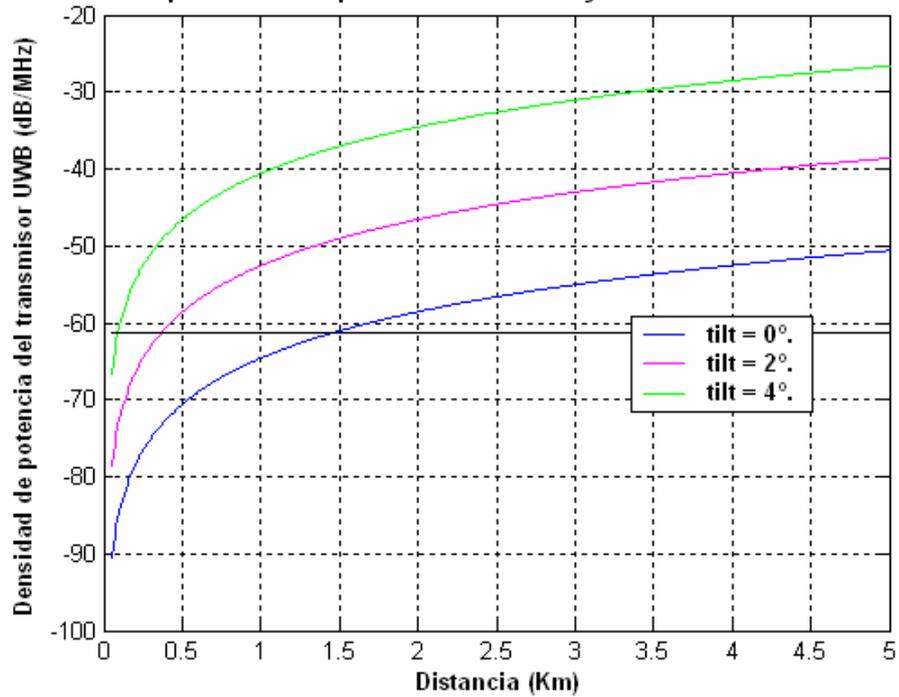


Figura 5.7: Densidad espectral de potencia UWB en función de la distancia para un rango nominal del 97,5%, altura de la antena de 30 m y distintos ángulos de 0,2 y 4°.

Densidad de potencia UWB para un Rn del 97.5% y una altura antena UWB de 15m.

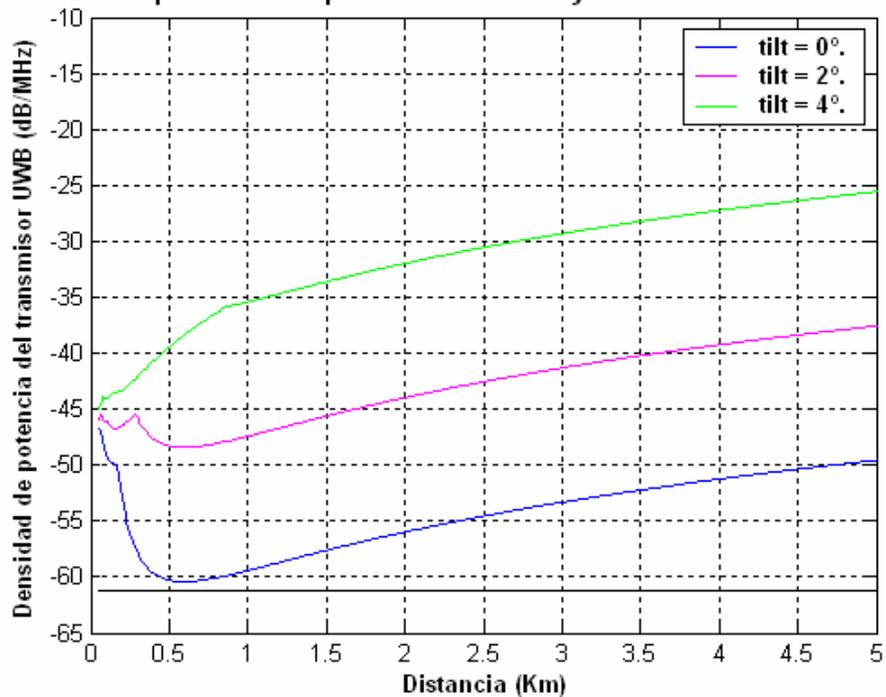


Figura 5.8: Densidad espectral de potencia para altura de 15m y condiciones anteriores.

Densidad de potencia UWB para un Rn del 97.5% y una altura antena UWB de 5m.

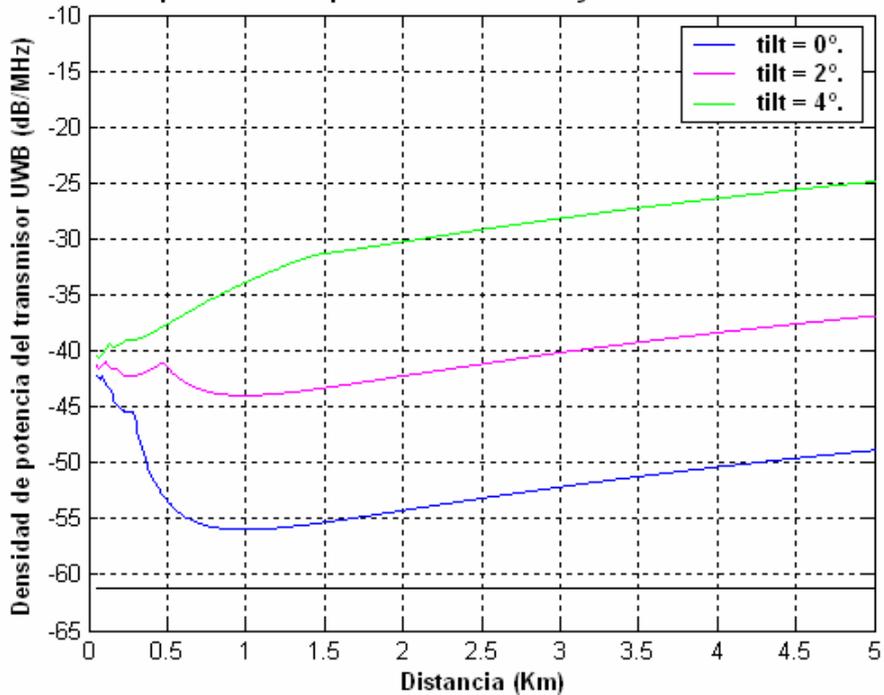


Figura 5.9: Densidad espectral de potencia para altura de 5m y condiciones anteriores.

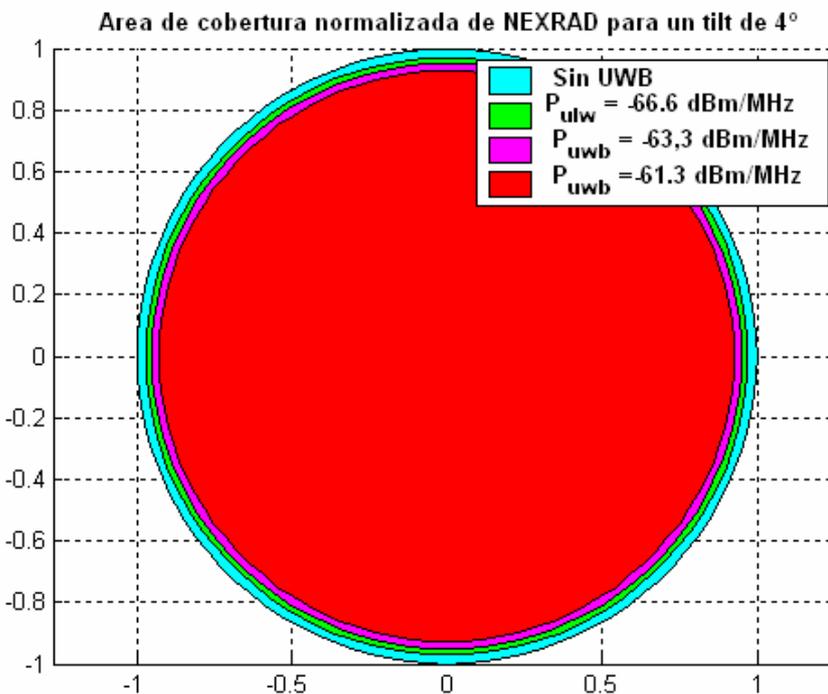


Figura 5.10: Área de cobertura normalizada para RADAR, con una inclinación mecánica de 4°.

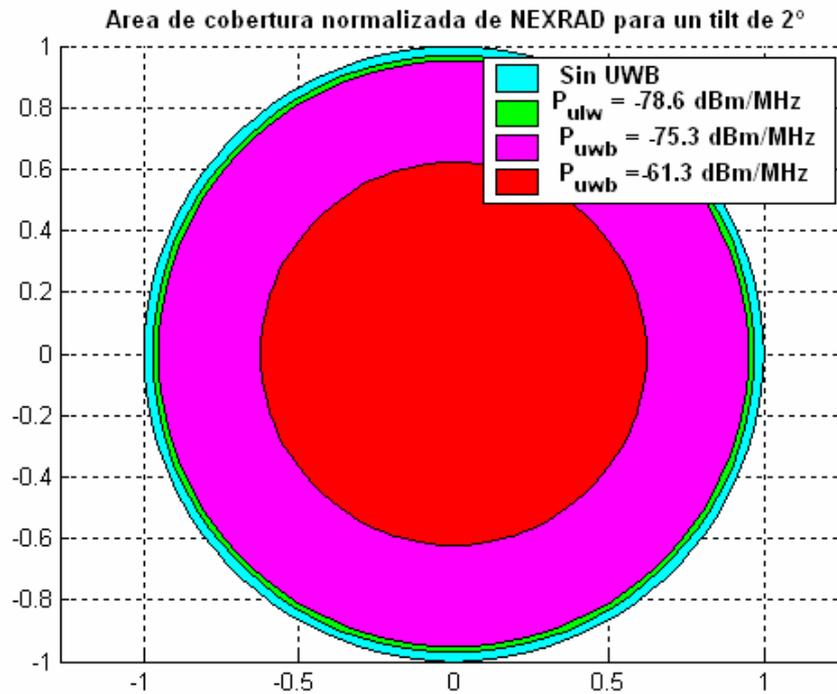


Figura 5.11: Área de cobertura normalizada con una inclinación mecánica de 2°.

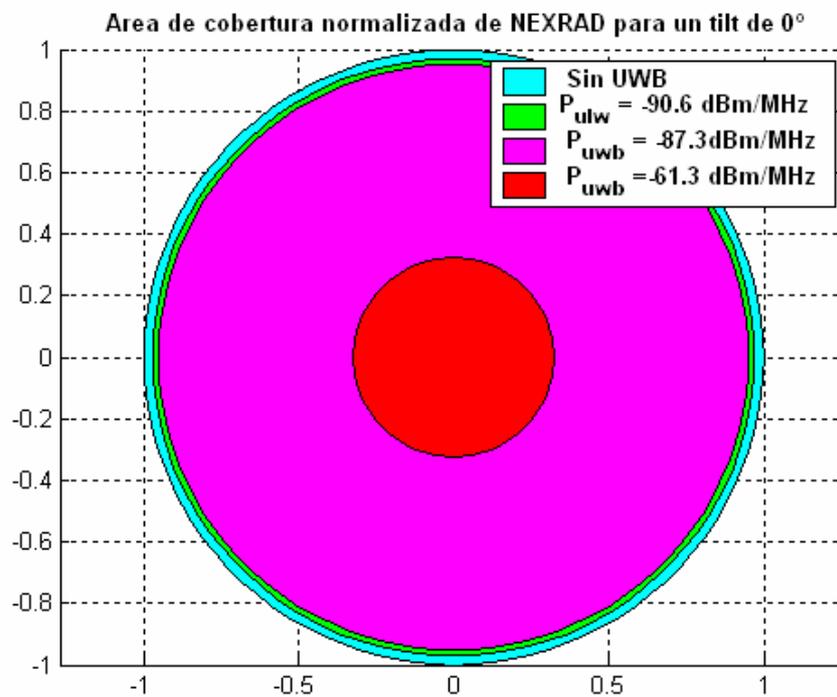


Figura 5.12: Área de cobertura normalizada con una inclinación mecánica de 0°.

El radar no puede estar en el centro de la ciudad ya que necesita al menos 50 metros alrededor de aislamiento, y por eso, es probable que esté a las afueras o en una zona poco poblada. En esta zona, se debería prohibir la emisión UWB outdoor, para distancias de 1.5km en estas circunstancias, ya que podría provocar resultados trágicos.

Por otro lado, podemos suponer que, en estas zonas, hay árboles que obstaculizan la visión directa entre antenas. Para unas pérdidas Lextra de 10 dB que simulan pérdidas al atravesar árboles, la distancia de coordinación es nula para alturas de antena UWB de 5 y 15 metros. En el hipotético caso de que la señal atravesara árboles de al menos 30 metros, entre una antena radar y una UWB a 30 metros de altura ambas, entonces encontraríamos una distancia de coordinación (Figura 5.13, 5.14). Como en los casos anteriores, también vamos a representar el radio pero únicamente para los casos donde existe cierta distancia de coordinación, es decir, distancia 30 metros, ángulos de inclinación de 0 y 2° (Figura 5.15 y 5.16)

Tabla 5.3: Distancia de coordinación (km) para rangos de cobertura del 95 y 97,5% y pérdidas extra

Altura de la antena UWB de 30 m.	Inclinación mecánica de la antena de RADAR (°)		
	0	2	4
%Radio de cobertura 95%	0.315	0.08	0
%Radio de cobertura 97.5 %	0.46	0.115	0

Densidad de potencia UWB para un Rn del 95% y una altura antena UWB de 30m.

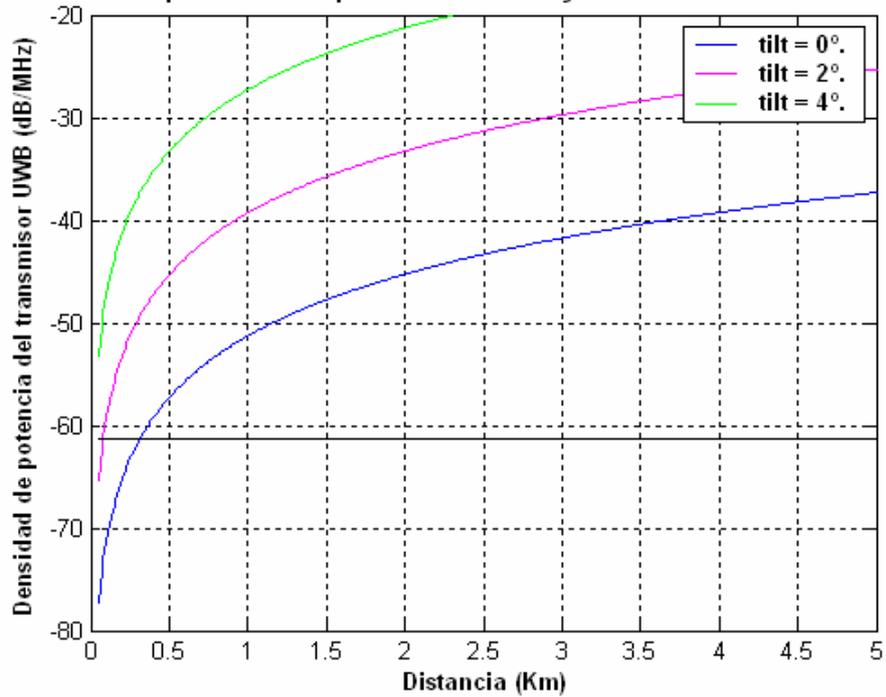


Figura 5.13: Densidad espectral de potencia UWB en función de la distancia para un rango nominal del 95%, altura de la antena de 30 m, pérdidas extra y distintos ángulos de 0, 2, 4°.

Densidad de potencia UWB para un Rn del 97.5% y una altura antena UWB de 30m.

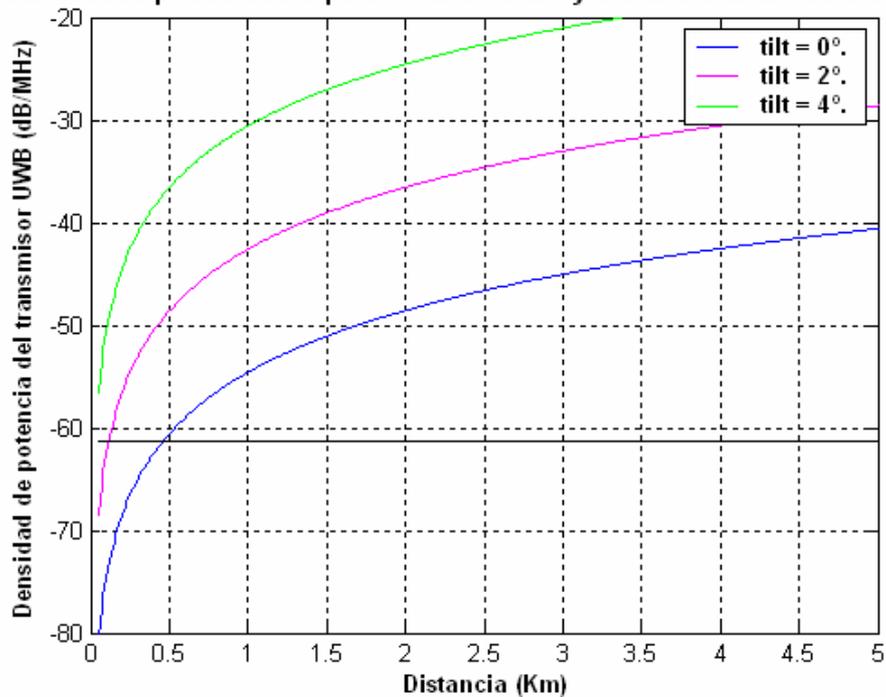


Figura 5.14: Densidad espectral de potencia UWB en función de la distancia para un rango nominal del 97.5%, altura de la antena 30 m, pérdidas de pared y distintos ángulos de 0, 2, 4°.

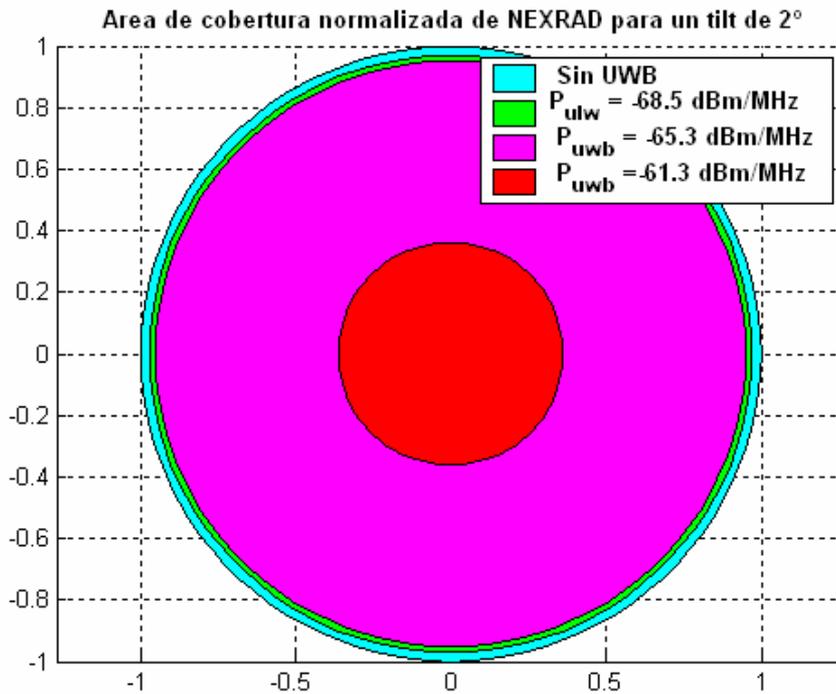


Figura 5.15: Área de cobertura normalizada para RADAR, con una inclinación mecánica de 2° y pérdidas extra.

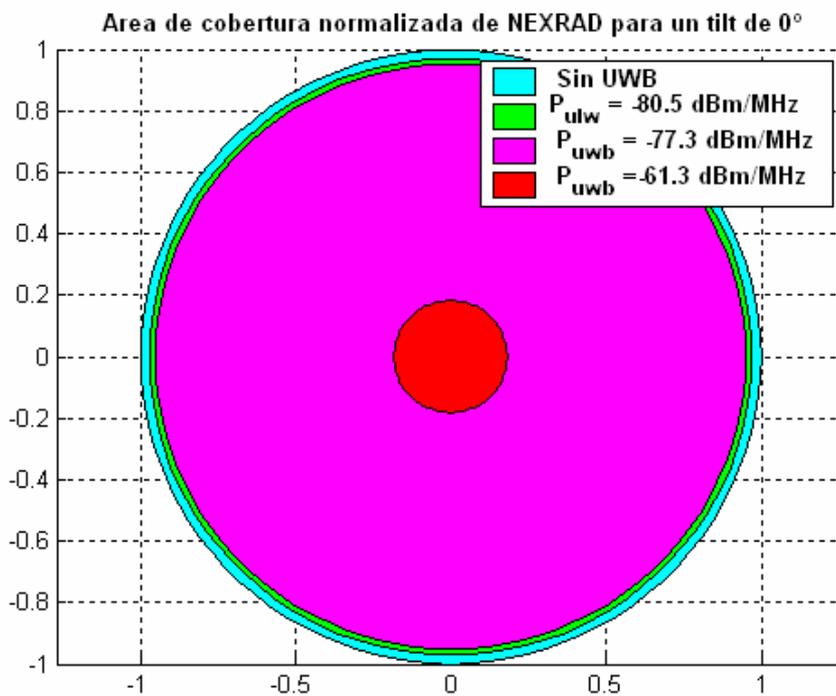


Figura 5.16: Área de cobertura normalizada para un ángulo de 0° y condiciones anteriores.

Tras el estudio realizado, y para evitar una posible interferencia entre el radar meteorológico y una antena transmisora UWB, es necesario o bien por ley obligar a que el sistema supere la mayor distancia de coordinación hallada anteriormente, o bien disminuir la densidad de potencia UWB proporcionada por la FCC a -90.6 dBm/MHz. Esta densidad es la necesaria para superar el peor de los casos, o sea un rango de cobertura del 97.5%, con una antena transmisora UWB de 30 metros de altura y un ángulo mecánico de 0 grados.

Tabla 5.4: Especificaciones de NEXRAD

Parámetros	Valores
Banda de operación en frecuencia	2.7-3.0 GHz
Ancho de banda del canal	550 KHz
Factor de ruido (NF)	2.6 dB
Margen (M)	10 dB
Potencia de ruido en el receptor	-114 dBm
Ganancia del lóbulo principal de la antena	45 dBi

Capítulo 6 :

Conclusiones y líneas futuras de investigación

6.1 Conclusiones

Antes del despliegue de una nueva tecnología no solamente se deben realizar estudios de viabilidad antes de lanzar el producto al mercado, muchas veces también nos interesa estudiar la compatibilidad con otras tecnologías existentes. El estudio se hace aún más necesario cuando la nueva tecnología, que no requiere licencia, puede interferir en zonas del espectro que sí la requieren. Éste ha sido el objetivo principal del proyecto, comprobar si utilizando la densidad espectral de potencia máxima recomendada para UWB, el sistema se adapta correctamente o si por el contrario la máscara de emisión no es correcta y su uso estricto puede causar interferencias en ciertas frecuencias y problemas de comunicación en otras tecnologías.

Para poder estudiarlo, es necesario entender y conocer las diferentes tecnologías que nuestro proyecto abarca, estas son: WiFi, WIMAX, DAB, DTV y NEXRAD, y estudiar los modelos de propagación que mejor se adaptan a las mismas, dependiendo de los diferentes escenarios posibles. De esta forma, podremos sacar conclusiones y representar la máscara de emisión de densidad de potencia UWB mejorada, consiguiendo nuestro objetivo.

Según los escenarios, podemos confirmar que:

Para WiFi, al ser una situación propuesta para un caso indoor, observamos que el radio de trabajo disminuye al aumentar la distancia o entorpecer la visión directa del sistema. Por tanto, si la nave tiene gran flujo de gente, varias paredes y/o gran variedad de objetos que entorpecen la transmisión de la señal, el radio de trabajo disminuye. Obviamente a mayor distancia recorrida, mayor número de objetos entre medias, y por lo tanto, descenso del SNR y del radio de trabajo. Además, si existe un elemento interferente cercano al receptor, éste producirá mayor daño al sistema víctima.

Para el sistema WIMAX, que en el caso propuesto es portátil, podemos observar que al disminuir la densidad espectral de potencia del transmisor UWB, el radio de trabajo se incrementa en 2 o 3 veces aquel que se conseguía. Este cambio está justificado ya que cuanto menos interferencia se produzca sobre el receptor móvil, mejor calidad tendrá la señal que se recibe desde la estación base y por tanto más lejos podrá llegar, aumentando el radio de trabajo.

Para la televisión y radio digitales observamos que al atravesar un entorno urbano densamente poblado notamos un descenso importante en el tipo de modulación conseguido, que puede limitar la calidad de la señal en estos servicios. Las dos razones principales de este descenso son la gran densidad de población y el tamaño y aglomeración elevados de los edificios, además de las interferencias electromagnéticas y los camiones, autobuses, flujo de gente... que hacen que la señal se degrade rápidamente. Sin embargo, al cambiar a un ambiente rural, la señal crece de nuevo y se degrada poco a poco por la atenuación provocada por la distancia, principalmente.

Para el sistema de RADAR, sólo podemos decir que si la antena se coloca con cierta elevación mecánica o los edificios de alrededor a distancias inferiores a 3 km son más bajos que la antena, no habrá problemas de interferencia con UWB. Las consecuencias podrían ser drásticas si el dispositivo transmisor UWB se situara en el tejado (outdoor) de un edificio de una altura al menos con la misma altura que el radar, sin que éste tuviera su antena transmisora/receptora con algún ángulo de elevación mecánico.

Si para cada grupo de frecuencias, elegimos la densidad de potencia más restrictiva recogida en nuestras simulaciones, obtenemos la máscara de emisión UWB mejorada para frecuencias menores a 3 GHz caso indoor y la máscara de emisión UWB mejorada para frecuencias menores a 3 GHz caso outdoor.

Para el primer caso (Figura 6.1), caso indoor y frecuencias descritas, podemos confirmar que nuestra máscara recomendada tiene unos valores siempre más bajos que la máscara americana y la europea, lo que implica posibilidad de interferencia si se utilizan cualquiera de las dos. Además, la máscara europea toma valores muy estrictos debido a su idealidad que se pueden mejorar y que podrían dificultar la fabricación de sistemas que puedan cumplirlos. Hemos añadido una zona punteada, que se identifica con la zona no estudiada y valores convergentes de las máscaras CEPT y FCC.

Para el caso outdoor, como sólo tenemos la cifra proporcionada por el caso del radar meteorológico, no tenemos datos suficientes para perfilar una máscara para un cierto rango de valores y hemos optado por representar en un gráfico las magnitudes de las tres máscaras para la frecuencia 2.85 GHz para poder establecer una conclusión de todos los resultados obtenidos en este trabajo. Así, en la Figura 6.2 vemos que al utilizar una frecuencia mayor al gigahertzio nuestra máscara propuesta sigue tomando valores, de casi 30 dB menos, por debajo de las otras dos máscaras de emisión evitando posibles interferencias con el resto de tecnologías que trabajan en las frecuencias estudiadas.

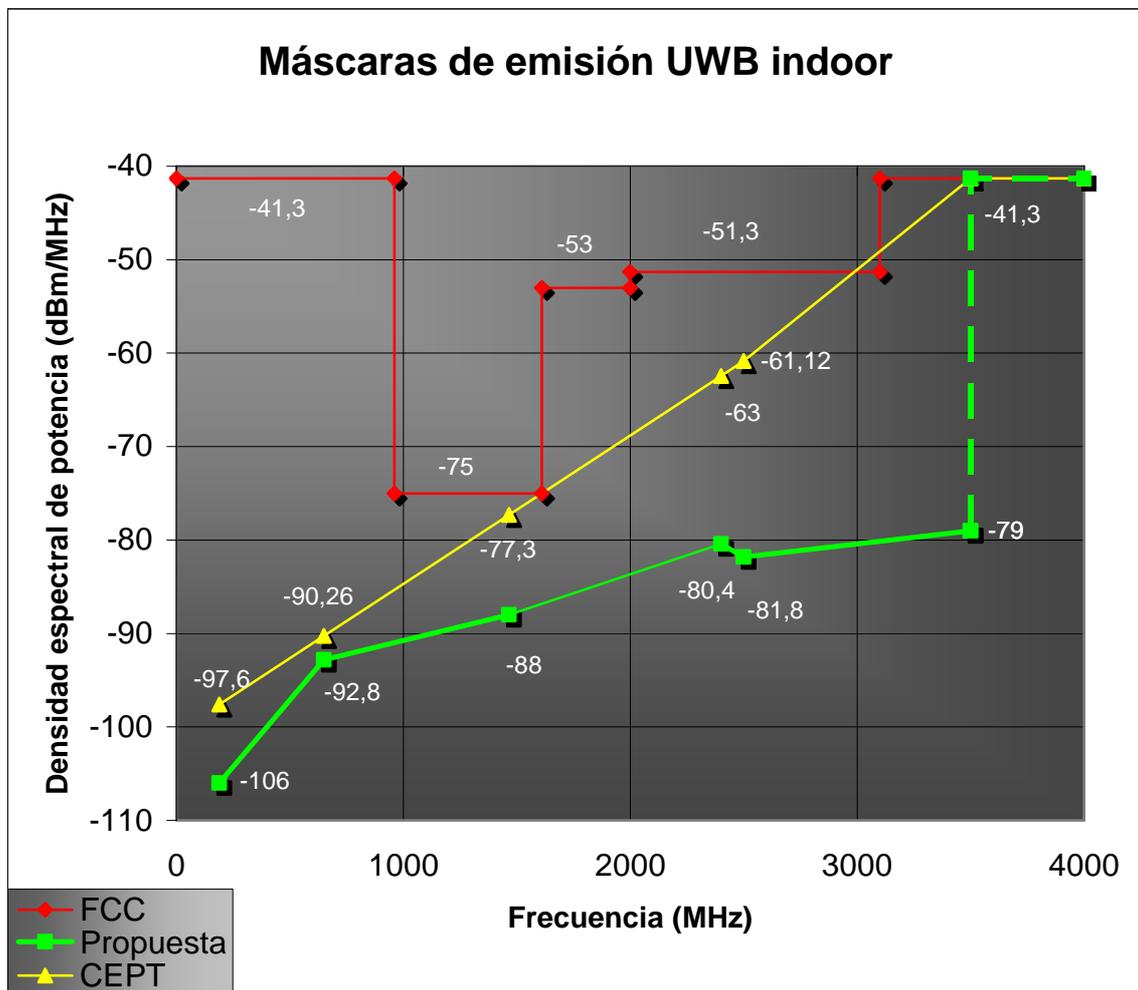


Figura 6.1: Máscaras de emisión para UWB en el caso indoor.

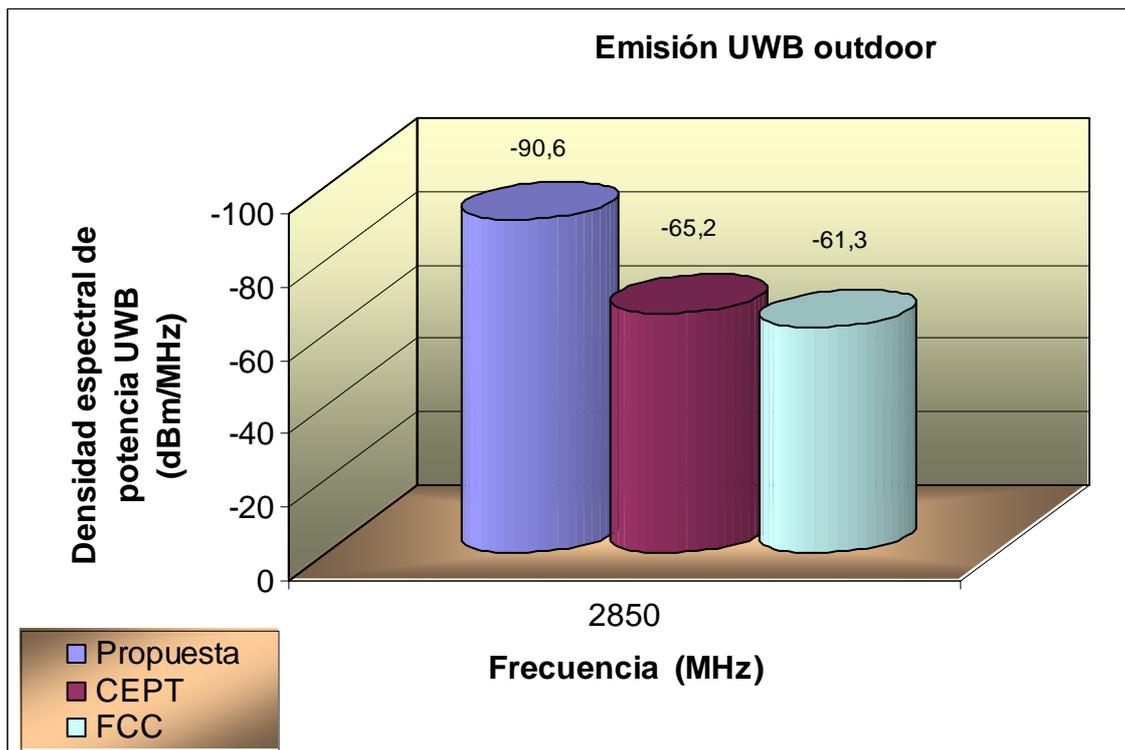


Figura 6.2: Máscara de emisión para UWB caso outdoor y frecuencia de 2850 MHz.

Resumiendo, podemos concluir en que la máscara americana toma valores muy elevados que de cumplirse podrían causar interferencias y la máscara europea, por ser ideal, es de difícil cumplimiento. Luego, nuestra máscara es una buena opción.

6.2 Líneas futuras de investigación

Aunque ya se ha investigado la interferencia provocada por UWB sobre dispositivos que trabajan a frecuencias inferiores a 3,1 GHz y se ha presentado una máscara mejorada respecto de las recomendadas por los organismos americano (FCC) y europeo (CEPT), aún se debe seguir trabajando para conseguir una máscara óptima a lo largo de toda la banda de frecuencias, es decir, para la misma banda de funcionamiento sobre la que trabaja UWB (3,1-10,6 GHz) y en la banda superior a ésta.

Referencias

- [1] ISRAEL21c. “Israeli company developing see-through-wall imaging system”. July11, 2004. Página oficial:
<http://israel21c.org/bin/en.jsp?enDisplay=view&enDispWhat=object&enZone=Technology&enDispWho=Articles%5E1728&enPage=BlankPage>.
- [2] Bluetooth SIG. “Bluetooth SIG selects WIMEDIA ALLIANCE UWB technology for high speed Bluetooth® applications”. 28-Mar-2006. Página oficial:
http://www.bluetooth.com/bluetooth/press/sig/bluetooth_sig_selects_wimedia_alliance_ultrawideband_technology_for_high_speed_bluetooth_application.html.
- [3] Gast, Matthew S. “Redes Wireless 802.11”. Ed. Anaya Multimedia. 1ª edición (11/2005).Capítulo1, ‘Las bandas ISM’.
- [4] Información disponible en la página: <http://www.uwb.es>
- [5] M. Ghavami (King’s College London, UK),L. B. Michael (Japan) R. Kohno(Yokohama National University, Japan). “Ultra Wideband Signals and Systems in Communication Engineering”. Ed. John Wiley & Sons, Ltd.2004.
- [6] Doble, John. “Introduction to radio propagation for fixed and mobile communications”. Ed Norwood, Artech House. 2006.
- [7] Jose María Rábanos. “Transmisión por radio”. Ed. Universitaria Ramón Areces. Quinta edición 2006.
- [8] Nocedal de la Garza, J. M. “*RF Jamming*”. Tesis Licenciatura. Ingeniería en Electrónica y Comunicaciones. Departamento de Computación, Electrónica,

Física e Innovación, Escuela de Ingeniería y Ciencias, Universidad de las Américas Puebla. Diciembre. Derechos Reservados © 2006. Capítulo 1.

- [9] X.Shen, M Guisan, R.C. Qiu, T. Le-Ngoc. “Ultra-WideBand, wireless communications and networks”. Ed. Wiley 2006.
- [10] “New public safety applications and Broadband Internet access among uses envisioned by FCC authorization of Ultra WideBand technology”. PUBLIC SAFETY APPLICATIONS AND BROADBAND INTERNET ACCESS AMONG USES ENVISIONED BY FCC AUTHORIZATION OF ULTRA-WIDEBAND TECHNOLOGY”. Obtenido en la página oficial de la FCC. News. http://www.fcc.gov/Bureaus/Engineering_Technology/News_Releases/2002/nret0203.html.
- [11] Maria-Gabriella Di Benedetto, Thomas Kaiser, Andreas F. Molisch, Ian Oppermann, Christian Politano, and Domenico Porcino. “UWB Communication Systems A Comprehensive Overview”. EURASIP Book Series on Signal Processing and Communications, Volume 5. Ed. © Hindawi Publishing Corporation. 2006.
- [12] Chian-Hsin Cheng. “Introduction to Ultra Wide Band Systems”. Wireless Access Tech. Lab, CCU. <http://www.ee.ccu.edu.tw>
- [13] Página oficial de WiFi. <http://www.wi-fi.org>
- [14] Houda Labiod, Hossam Afifi, Constantino De Santis. “Wi-FiTM, BluetoothTM, ZigbeeTM and WiMaxTM”. Ed. Springer. 2007.
- [15] Andrea Goldsmith. “Wireless Communications”. Cambridge University Press. 2005.
- [16] Luis Carlos Fernández González. “Las Tecnologías WIFI: Aplicaciones, Modelos de Negocio y Tendencias”. Pág (7-10). CEDITEC, 2003.

- [17] “Estándar IEEE Std 802.11™-2007”. Disponible en la página oficial: www.ieee.org.
- [18] Ejemplos de antenas 2,4 GHz dipolo para WiFi en la página oficial de la empresa Cisco: <http://www.cisco.com/>
- [19] Kwang-Cheng Chen (Editor), J. Roberto B. de Marca (Co-Editor). “MOBILE WIMAX”. Ed. John Wiley & Sons. 2008.
- [20] Loutfi Nuaymi. “WIMAX. Technology for broadband Gíreles Access”. pp (28-35) Ed. John Wiley & Sons, Ltd.2007.
- [21] WIMAX Forum. “Mobile WIMAX – Part I: A Technical Overview and Performance Evaluation”. August, 2006. Página oficial de la corporación de WIMAX: www.wimaxforum.org/
- [22] V.S. Abhayawardhana, I.J. Wassell, D. Crosby, M.P. Sellars, M.G. Brown “Comparison of Empirical Propagation Path Loss Models for Fixed Wireless Access Systems”. Dept. of Engineering, University of Cambridge.
- [23] Ejemplos de antenas para WIMAX Mobile en la página oficial de la empresa Alvarion: www.alvarion.com.
- [24] Christof Faller, Biing-Hwang Juang, fellow, IEEE, Peter Kroon, fellow, IEEE, Hui-Ling Lou, Member IEEE, Sean A.Ramprashad, member, IEEE and Carl-Erik W. Sundberg, fellow, IEEE.”Technical Advances in Digital Audio Radio Broadcasting”.
- [25] Damián Martínez Muñoz. “Radiodifusión Sonora Digital, DAB”. Dpto. de Electrónica Universidad de Jaén. La Carolina. 2001.
- [26] Radio Nacional de España. Página oficial: <http://www.rtve.es/dab/queesdab.html>

- [27] Foro de la radio digital. El foro está formado por radiodifusores públicos y privados, por los operadores de redes y por los fabricantes de equipos emisores y receptores. <http://www.radiodigitaldab.com/index.htm>
- [28] <http://www.elmundoradio.com>
- [29] The WorldDMB Forum – working towards the future of digital broadcasting. El foro de WorldDMB es una organización no gubernamental internacional cuyo objetivo radica en coordinar la implementación de tecnologías basadas en Eureka-147, como DAB, DAB+ o DMB (Digital Multimedia Broadcasting). <http://www.worlddab.org/>
- [30] Página oficial IUT o ITU. www.itu.int/.
- [31] DR. HATEM MOKHTARI .”Interference between IRT radio relay links and T-DAB sharing a part of the L-Band: Coordination Distance”. June 1996.
- [32] Ayuntamiento de Madrid. “Libro blanco y estrategia para la implantación de la sociedad de la información en la Ciudad de Madrid”. http://www.munimadrid.es/UnidadWeb/Contenidos/Publicaciones/TemaEconomia/Libroblanco/LIBRO_BLANCO.pdf
- [33] American Television Standards Committee. Página oficial. www.atsc.org
- [34] Digital Video Broadcasting. Página oficial: www.dvb.org/
- [35] Colegio de ingenieros de telecomunicación, de Valencia. www.coitcv.org
- [36] Imagen recogida en la página: <http://es.wikipedia.org/wiki/Imagen:Torrespana-Tower-Madrid.jpg>
- [37] http://www.weathertap.com/unprotected/static/radar_tutorial.html
- [38] Prepared by the WSR-88D Radar Operations Center. ”WSR-88D SYSTEM SPECIFICATION”.
- [39] www.nws.noaa.gov/. Página oficial estadounidense del servicio de radar meteorológico NEXTRAD. <http://weather.noaa.gov/radar/radinfo/radinfo.html>

- [40] Committee on Weather Radar Technology Beyond NEXRAD, National Research Council. “Weather Radar Technology Beyond NEXRAD”. Appendix A. NEXRAD WSR-88D System Characteristics.
- [41] M. I. Skolnik: “Introduction to radar systems”, McGraw Hill. 1962.
- [42] Dr J T Ascroft. “Project AY4490- A study into techniques for improving radar spectrum utilization”.QINETIQ/S&E/SPS/CR040434/1.1.19th April 2004
- [43] “Revision of Part 15 of the Commission’s Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems”. First Note and Order, Federal Communications Commission, ET-Docket 98-153, Adopted February 14, 2002, released April 22, 2002. <http://www.fcc.gov>
- [44] Lawrence K. Brunson, Joseph P. Camacho, William M. Doolan, Robert L., Hinkle Gerald F. Hurt, Melvin J. Murray, Frederick A. Najmy, Paul C. Roosa, Jr. Robert L. Sole. “Assesment of compatibility between ULTRA WIDEBAND devices and selected federal systems”.Appendix A2: Next Generation Weather Radar (NEXRAD). U.S. Department of Commerce. January 2001.
- [45] Sergio Rico Arias. “Efecto del sistema UWB sobre sistemas de telecomunicaciones móviles de segunda y tercera generación”. Pág (155-158).Proyecto Fin de Carrera. Escuela Politécnica Superior, de la Universidad Autónoma de Madrid. Septiembre 2007.
- [46] http://docentes.uacj.mx/vhinostr/clases/cdigitales/a_matematicas.pdf
- [47] Alex A. Monclou S., Javier D. Mantilla F., Andrés Navarro C., Rafael Camerano F. Matemáticas de transición. “Aplicación de modelos markovianos en sistemas de comunicación móvil celular GSM900”. Sistemas & Telemática. Revista de la facultad de ingeniería. Universidad ICESI.2003.

Glosario de acrónimos

BER	Bit Error Rate. Es la relación entre el número de bits erróneos recibidos dividido por la cantidad de bits transmitidos en un determinado periodo de tiempo.
BPSK	Binary Phase Shift Keying.
BS	Estación Base o Base Station.
BWA	Broadband Wireless Access.
CEPT	Conférence Européenne des administrations des Postes et des Télécommunications. Organismo que agrupa a las entidades responsables en la administración pública de cada país europeo para crear políticas y regulación de las comunicaciones, tanto postales como de telecomunicaciones.
COFDM	Coded Orthogonal Frequency División Multiplexing. Codificación dividida en un multiplexado de frecuencias ortogonales, es decir que el flujo binario se reparte entre un gran número de frecuencias portadoras.
CSMA/CD	Carrier Sense Multiple Access/Collision Detect
DAB	Digital Audio Bradcasting.
DDA	Detection And Avoid.
DQPSK	Differential Phase Shift Keying. Se trata de la modulación QPSK con codificación diferencial.

DSL	Digital Subscriber Line.
DSSS	El proceso Direct Sequency Spread Spectrum (DSSS) se realiza mediante la multiplicación de una portadora con una señal digital de pseudo-ruido. En primer lugar, el código PN se modula en la señal de información, mediante el uso de alguna de las técnicas de modulación habituales (BPSK, QPSK, etc.).
DTV	Digital Televisión.
DVB	Digital Video Broadcasting. Organismo europeo que tiene como socios a empresas de la industria, programadores, difusores y otros miembros del sector audiovisual. Su objetivo es el de crear y unificar los estándares relacionados con la Televisión Digital en Europa.
ETSI	European Telecommunications Standards Institute. Organización europea encargada de producir estándares globales, para las Tecnologías de la Información y Comunicación que incluyen fijo, móvil, radio, broadcast, Internet y demás áreas.
FBW	Fixed Broadband Wireless.
FCC	Federal Communications Commission. Comisión americana encargada de regular las comunicaciones interestatales e internacionales vía radio, televisión, coaxial, satélite y cable.
FDD	Técnica Frequency Division Duplex, o transmisión bidireccional por division en frecuencia. Se basa en la utilización de dos bandas diferentes de frecuencia para la transmisión, una para el envío y otra para la recepción.
ISM	Industrial, Scientific and Medical bands.

ITU o UIT	Internacional Telecommunication Union o Unión Internacional de Telecomunicaciones.
ISO/IEC o ISO 27002	Estándar creado para la seguridad de la información, creado por 'International Standards Organization' e 'International Electrotechnical Commission'.
LAN	Local Area Network. Red de área local.
LoS	Visión directa o Line-of-Sight.
MAC	Medium Access Control. Control de acceso al medio.
MAN	Metropolitan Area Network. Red de área metropolitana.
MFN	Multiple Frequency Network.
MIMO	Multiple Input- Multiple Output. Sistema que utiliza múltiples antenas tanto para recibir como para transmitir. Una transmisión de datos a tasa elevada se divide en múltiples tramas más reducidas. Cada una de ellas se modula y transmite a través de una antena diferente en un momento determinado, utilizando la misma frecuencia de canal que el resto de las antenas.
MPEG	Motion Picture Expert Group - es el patrón de compresión que deberá ser utilizado por las emisoras para envío de datos.
MPEG-2	Norma técnica internacional de compresión de imagen y sonido.

MÚLTIPLEX	Canal de frecuencia radioelétrica que permite albergar varios programas digitales de televisión (de 4 a 6) y otros servicios digitales (datos, internet, etc...) gracias a técnicas de compresión.
NEXRAD	Next Generation RADAR. Radar meteorológico con nombre técnico WSR-88D.
NLOS o OLOS	Non line of sight o Obstruction Line-of-Sight.
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing es una técnica de multiplexación multiportadora. La base del OFDM reside en la combinación de múltiples portadoras moduladas solapadas espectralmente pero manteniendo las señales moduladas ortogonales de manera que no se producen interferencias entre ellas.
OFDMA	Orthogonal Frequency Multiplex Division Access. También denominada como multiuser-OFDM, está siendo considerado como un método de modulación y acceso múltiple para tecnologías inalámbricas como WIMAX que permite a múltiples usuarios transmitir en diferentes subportadoras por cada símbolo OFDM. Así, se asegura de que las subportadoras se asignan a los usuarios que ven en ellas buenas ganancias de canal.
PDA	Personal Digital Assistants.
PHY	Capa física.
PIRE o EIRP	Effective Isotropic Radiation Power, potencia de radiación isotrópica efectiva.
POTS	Plain Old Telephone Service o Servicio telefónico Ordinario Antiguo. Red pública de teléfono.

PPDU	Physical Protocol Data Unit. Unidad de datos en la capa de presentación.
QAM	Quadrature Amplitude Modulation. Son las modulaciones de amplitud y fase en cuadratura.
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying. Es una modulación de fase en cuadratura de amplitud constante utilizada para las emisiones digitales.
SFM	Single Frequency Network.
SNR	Signal Noise Ratio. Relación señal a ruido.
STB	Set Top Box. Dispositivo decodificador para recibir las señales digitales y adaptarlas a un televisor analógico estándar.
TDD	Técnica Time Division Duplex o transmisión bidireccional por división en tiempo. A diferencia de la técnica FDD, se utiliza una única banda de frecuencia para envío y recibo de la información, compartiendo los periodos de transmisión. Esto provoca que los retardos de transmisión limiten el tamaño de las celdas.
TDT	Televisión Digital Terrenal. Plataforma de televisión digital cuya transmisión se realiza por sistemas de radiodifusión terrenos, es decir, con antenas situadas en la superficie de la tierra.
UNII	Unlicensed National Information Infrastructure. Banda de frecuencias en 5 GHz.
UWB	Ultra Wide Band.
WiFi	Wireless Fidelity.

WIMAX	WorldWide Interoperability for Microwave Access.
WLL	Wireless Local Loop. WLL: Sistema que conecta a los suscriptores a la red pública de teléfono utilizando señales de radio como un sustituto del cobre para una parte de la conexión o bien en su totalidad entre suscriptor y switch. Esto incluye sistemas de acceso sin cable, acceso propietario por radio y sistemas celulares mejorados
WSR-D88	Weather Surveillance Radar 88 Doppler.

ANEXOS

Anexo A: Tipos de distribuciones [7, 46, 47]

Existen varias distribuciones de probabilidad continua definidas. En una distribución de probabilidad continua, la variable que se está considerando puede tomar cualquier valor dentro de un intervalo dado. Las siguientes se consideran importantes:

- **Distribución normal:** es el modelo normal estándar es el de una variable aleatoria continua cuya imagen son todos los números reales.

$$n(x; \mu, \sigma) = \frac{1}{\sigma \cdot \sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\frac{1}{2} \frac{(x-\mu)^2}{\sigma^2}} \text{ para } -\infty < x < \infty \text{ donde } \sigma > 0 \quad (\text{A.1})$$

$$\mu = \frac{\sum x}{n} \quad \text{Media.} \quad (\text{A.2})$$

$$\sigma^2 = \frac{\sum (x - \mu)^2}{n - 1} \quad \text{Varianza.} \quad (\text{A.3})$$

- **Distribución log-normal:** tiene las siguientes características:

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma x}} \cdot e^{-\frac{1}{2\sigma^2}(\ln x - \mu)^2} \quad x > 0, \mu \in r, \sigma > 0 \quad (\text{A.4})$$

$$\mu = e^{(\mu + \sigma^2/2)} \quad \text{Media.} \quad (\text{A.5})$$

$$\sigma^2 = e^{2\mu + \sigma^2} (e^{\sigma^2} - 1) \quad \text{Varianza.} \quad (\text{A.6})$$

- **Distribución Rayleigh:** La distribución Rayleigh se utiliza generalmente para describir la naturaleza estadística variable del desvanecimiento de la señal en el receptor a través de múltiples trayectos cuyas diferentes componentes presentan amplitudes similares.

$$p_x(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad (\text{A.7})$$

$$x = E\{x\} = \int_0^{\infty} x p_x(x) dx = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} = 1.2533\sigma \quad \text{Media.} \quad (\text{A.8})$$

$$E\{x^2\} = \int_0^{\infty} x^2 p_x(x) dx = 2\sigma^2 \quad \text{Desviación estándar.} \quad (\text{A.9})$$

$$\sigma_x^2 = E\{x^2\} - E\{x\}^2 = 2\sigma^2 - \frac{\sigma^2 \pi}{2} = \sigma^2 \left(\frac{4-\pi}{2}\right) = 0.4292\sigma^2 \quad \text{Varianza.} \quad (\text{A.10})$$

- **Distribución de Rician o Desvanecimiento Rician:** Es un tipo de desvanecimiento de baja escala que ocurre sobre un componente de la señal dominante estacionaria, en un trayecto con visión directa entre el transmisor y el receptor.

$$p_x(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2+x_s^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{x \cdot x_s}{\sigma^2}\right) \quad (\text{A.11})$$

Haciendo que K defina el *ratio* entre la potencia de la señal y la varianza del multitrayecto $K(\text{dB}) = 10 \log_{10}\left(\frac{x_s^2}{2\sigma^2}\right)$ entonces:

$$p_r(r) = \frac{2 \cdot r \cdot 10^{K/10}}{r_r^2} e^{-\frac{10^{K/10}}{r_r^2}(r^2+r_r^2)} I_0\left(\frac{2 \cdot r \cdot 10^{K/10}}{r_r}\right) \quad (\text{A.12})$$

Donde K es un parámetro utilizado para definir la proporción de influencia de de el evento con mas alta probabilidad, si K es igual a 0, entonces la distribución Rician se convierte en una distribución Rayleigh.

- **Distribución de Nakagami – Rice:** Se utiliza para una señal constituida por una componente determinística y varias componentes aleatorias. Esta situación se produce típicamente en radioenlaces punto a punto. Nosotros no lo utilizaremos.

ANEXO B: Señales UWB

1.- IMPULSOS: Transmisión de información sin portadora

Los sistemas UWB se han basado siempre en señales tipo rádar en forma de pulsos de muy corta duración. Los pulsos, extremadamente cortos, se transmiten directamente a la antena sin necesidad de portadora en frecuencia y con tiempos de subida y bajada muy pronunciados.

Estos pulsos suelen ser de tipo gaussiano (B.1) (aunque hay más modelos). Según asciende el grado de la derivada en un pulso de tipo gaussiano, la energía se desplaza a mayores frecuencias y se cumple la máscara. La desventaja reside en que no aprovecha eficientemente el ancho de banda utilizable ni la potencia permitida.

La operación de derivada se puede implementar como un filtro paso alto; para transmitir la quinta derivada por el aire, el pulso gaussiano debe filtrarse hasta la derivada de orden 4.

$$p(t) = \frac{A}{\sigma\sqrt{2\pi}} \cdot e^{\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right)} \quad (\text{B.1})$$

A = Amplitud.

σ = Anchura del pulso.

A partir de la derivada de quinto orden, se cumple la máscara en frecuencia propuesta por la FCC sin necesidad de desplazar en frecuencia.

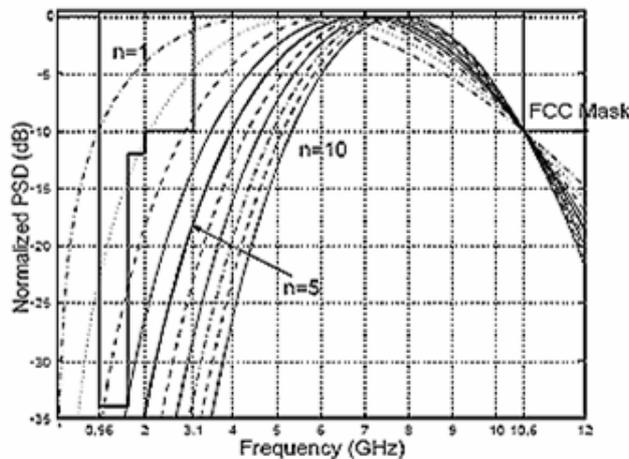


Figura B.1: Pulsos gaussianos de derivadas de orden 'n' junto con la máscara normalizada propuesta por la FCC.

Los pulsos pueden modularse siguiendo los diferentes esquemas: Pulse Position Modulation (PPM) que es ortogonal, Pulse Amplitude Modulation (PAM), On-Off Keying (OOK), Bi-Phase Modulation, BPSK y QPSK (Figura B.2). Y las formas de explotar el espectro son: por espectro ensanchado (DSSS, Direct Sequence Spread Spectrum) o por salto en tiempo (TH, Time Hopping). Ambas son muy precisas en la posición.

Los pulsos generalmente se agrupan para transmitirse en secuencias, cada secuencia representa un símbolo. Un tren de pulsos uniforme tiene líneas espectrales que ensucian el espectro.

La forma de los pulsos recibidos depende de la generación del pulso, la forma del filtro y la respuesta de las antenas.

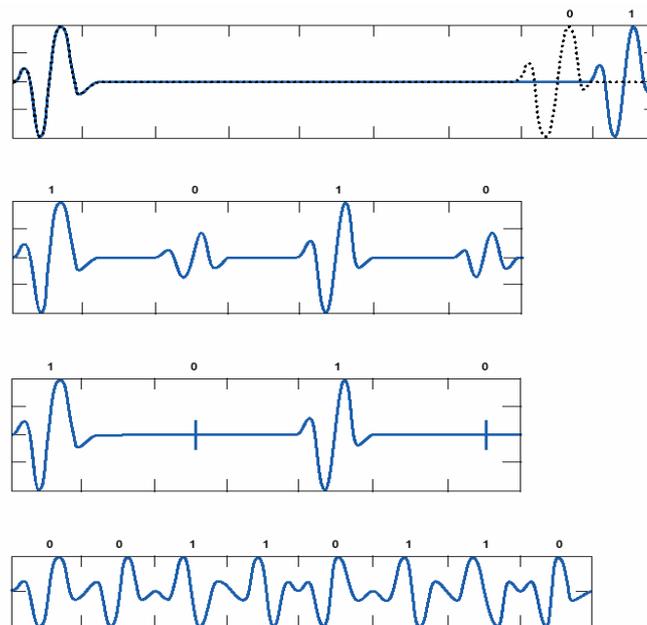


Figura B.2: Modulaciones tipo PPM, PAM, OOK y Bi-Phase.

TH, Time Hopping

Se caracteriza principalmente por:

- Utilizar N_f tramas por símbolo. Es decir, existen N_f posiciones donde puede colocarse el pulso.
- Utilizar N_c chips TH por trama.
- Transmitir un pulso por trama y usuario.
- Utiliza una transmisión discontinua mediante un ciclo de trabajo bajo.
- Las secuencias en TH determinan la localización del pulso.

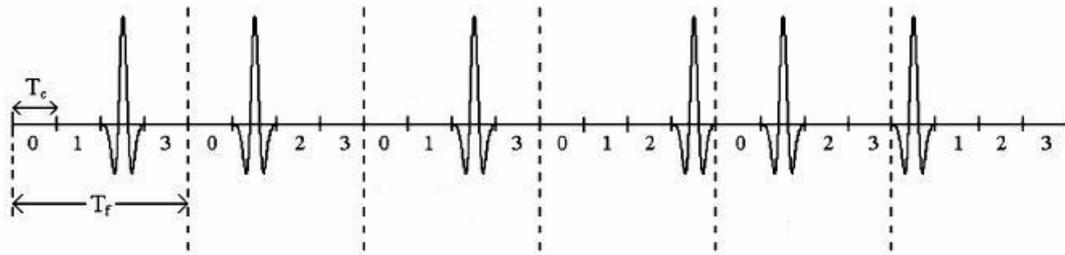


Figura B.3: Caracterización de Time Hopping.

Los pulsos corren a través de un filtro paso banda. Este filtro tiene una frecuencia central que controla la frecuencia central del pulso. La forma del pulso y el espectro se controlan mediante la respuesta en frecuencia del filtro y en menor peso por la forma del pulso de entrada.

Se puede utilizar un proceso de “aleatorización de polaridad” para eliminar las líneas que ensucian el espectro. De esta forma se cumple mejor la máscara (Figura B.4).

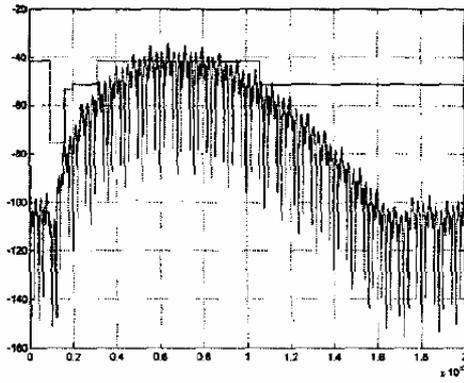


Fig. 4 Spectrum of a PPM signal with TH sequence

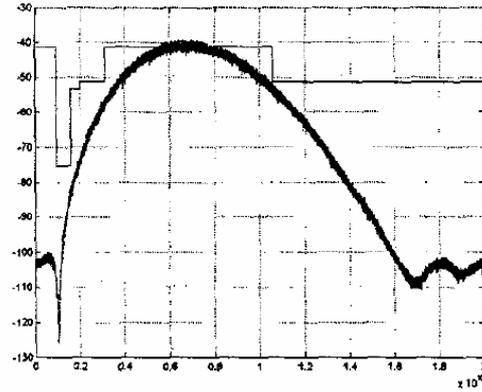


Fig. 5 2-PPM Signal Spectrum using this TH sequence and the pulse based polarity hopping sequence.

Figura B.4: Espectro TH-PPM sin y con ‘aleatorización de polaridad’.

Una forma de aprovechar mejor el ancho de banda y la potencia de transmisión es utilizar un método de combinación aleatoria de dos o tres pulsos Gaussianos de entre los 16 primeros órdenes de derivadas. Recibe el nombre de Método de MUI. Los resultados se encuentran en la Figura B.5 donde se puede apreciar que para este método se consigue una potencia por cada pulso mayor, aprovechando una mayor zona en el espectro. Además, de esta forma se disminuye en gran proporción la tasa de error por bit o BER. Se consiguen transmisiones de hasta 100 Mbps para distancias superiores a los 10m.

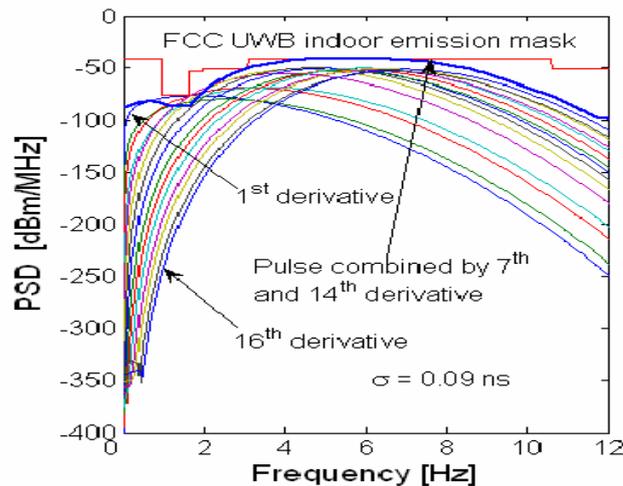


Figura B.5: Pulso gaussiano combinado mediante la 7ª y 14ª derivadas del modelo MUI (que cumple la máscara propuesta por la FCC).

DSSS, Direct Sequence Spread Spectrum

Se caracteriza principalmente por:

- N_c chips de DS por símbolo.
- Envía un pulso por cada chip.
- La tasa del chip es una fracción de la frecuencia central.
- La secuencia DS determina la polarización del pulso.
- El ciclo de trabajo es alto.
- Los pulsos se transmiten en secuencias formadas por 1 hasta 24 pulsos. Éstas se envían a una tasa fija de chip, T_c .

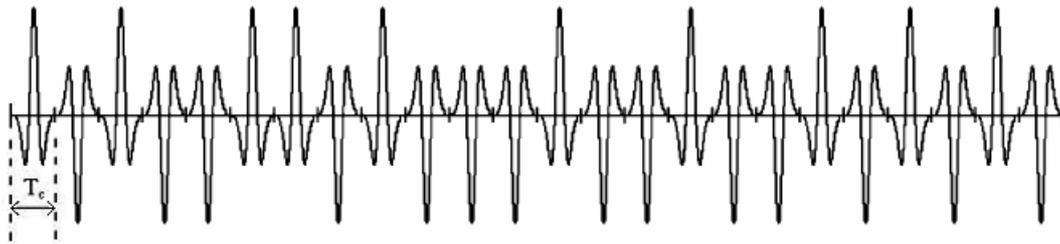


Figura B.6: Caracterización de Spread Spectrum.

El espectro queda relativamente sucio y se utiliza la fórmula de “aleatorización” o “Scramble” para limpiar las líneas que sobresalen del espectro para ayudar a cumplir la máscara (Figura B.7).

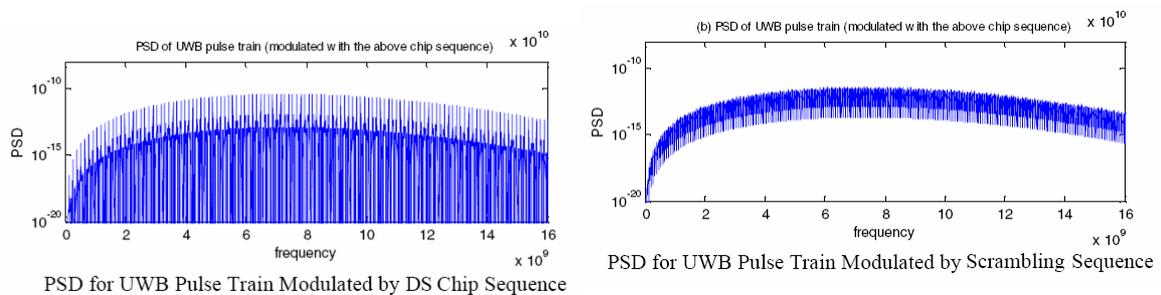


Figura B.7: Espectro DSSS sin y con ‘Scramble’(que cumple la máscara propuesta por la FCC).

Trabaja sobre dos bandas de frecuencia: 3,1-4,85 GHz, y de 6,2-9,7 GHz. Así, puede trabajar en banda baja, sobre la primera banda, en banda alta, sobre la segunda, o bien utilizando ambas, en multi banda, consiguiendo un modo full duplex, transmitiendo en una banda y recibiendo en la otra.

La forma de su espectro depende de la forma del filtro utilizado. Ésto es una desventaja ya que los aparatos pueden diferir dependiendo de la zona del mundo donde te encuentres. Sin embargo, la frecuencia central y el ancho de banda son ajustables, aportando flexibilidad y escalabilidad, facilita la coexistencia con MB-OFDM y el hardware es sencillo, lo que reduce el consumo de potencia.

Mecanismos para mitigar interferencias son

- DAA o Detection And Avoid.
- Disminuir el ciclo de trabajo.

Ambos mecanismos propuestos para la banda de frecuencia de 3,1-4,8 GHz. Sin embargo, hasta 2010/2012 no se obligará a la utilización de estos mecanismos en la banda entre 4,2-4,8 GHz.

2.- MB-OFDM: Transmisión de información con portadora

La información se transmite utilizando la modulación OFDM en cada banda, lo que implica una flexibilidad en el espectro de uso internacional, no como en el caso de DSSS. Se caracteriza por:

- Un período de alrededor de $T = 312,5$ ns, incluyendo el prefijo cíclico o Zero y el tiempo de guarda de 9,5 ns. (Figura B.8)

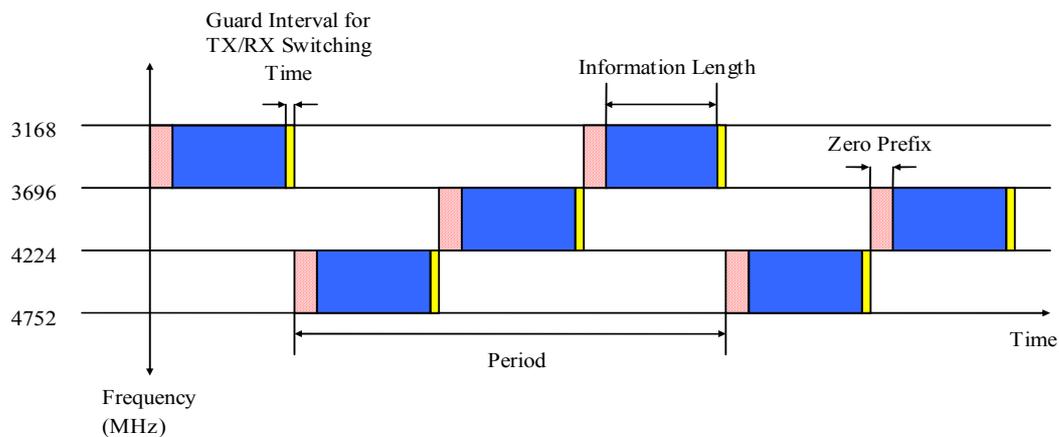


Figura B.8: Período del pulso MB-OFDM.

- El espectro se reparte en 14 bandas, divididas, de tres en tres en grupos. Las primeras tres bandas son las que se utilizan actualmente como primera generación de sistemas, que son las coloreadas en azul (3,1-4,9 GHz). Las demás están bajo estudio y son opcionales.(Figura B.9)

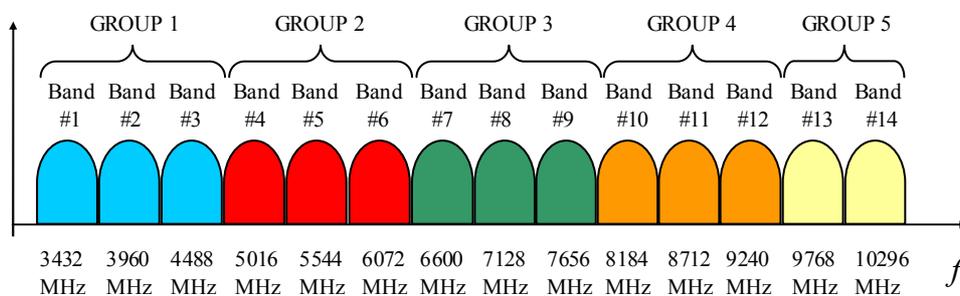


Figura B.9: División del espectro MB-ODFM.

- Ancho de banda total por cada banda es de 528 MHz.

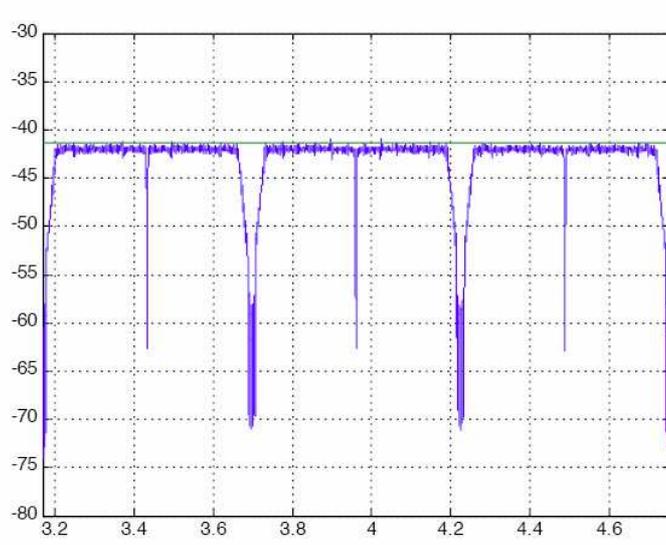


Figura B.10: Grupo 1 del espectro de MB-OFDM dividido en las tres primeras bandas.

- Cada banda se modula mediante OFDM. Dependiendo de las regulaciones del espectro, algunas portadoras pueden desaparecer para evitar interferencias con otros sistemas. Las portadoras se generan y recuperan eficientemente utilizando 128 puntos IFFT/FFT (128 subportadoras). Es decir, cada banda consta de 128 tonos (100 de datos), espaciados cada 4,125 MHz.

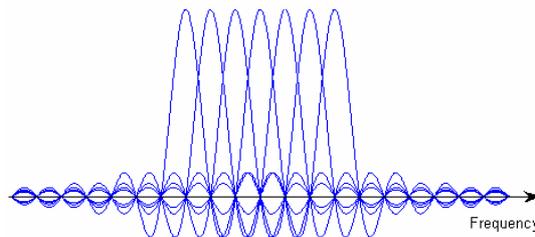


Figura B.11: Banda 1 del espectro modulada en OFDM.

- Las modulaciones utilizadas son QPSK (antipodal en grupos de 2 bits) o bien DCM (Dual Carrier Modulation, ortogonal, formada por grupos de 4 bits mapeados en dos constelaciones diferentes de 16 puntos separados por 50 tonos). Hay otros modelos, pero menos utilizados.

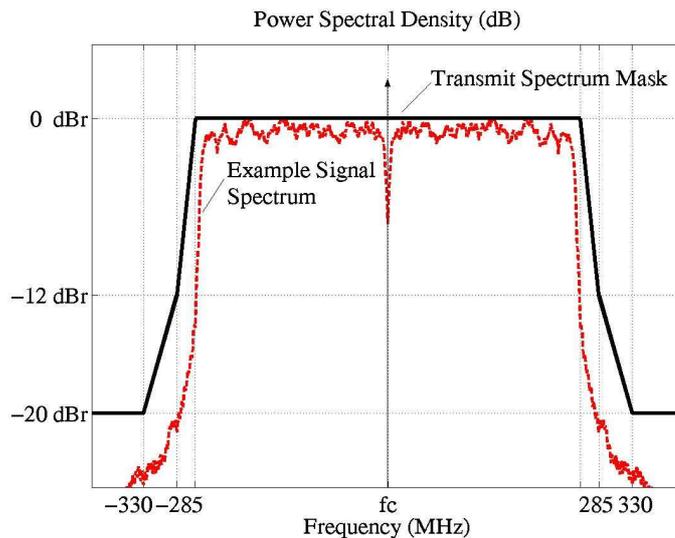


Figura B.12: Espectro MB-OFDM práctico que cumple su máscara espectral de emisión.

La gran ventaja es que, en el proceso de transmisión/recepción, el ancho de banda de las señales en banda base es pequeño. Además, es un sistema robusto ante el multitrayecto y consigue tasas de transmisión muy elevadas.

Mecanismos DDA (Detection And Avoid) para mitigar interferencias son:

- Eliminar una banda completa. Es ineficiente pero simple.
- Anular un tono. Es más eficiente. Sin embargo, requiere técnicas más avanzadas para suprimir los lóbulos secundarios de la ventana rectangular.
- Crear una ventana. Puede suprimir los lóbulos secundarios de forma significativa. Sin embargo, de esta manera se destruye la ortogonalidad.
- Cancelación activa de la interferencia (AIC, Active Interferente Cancellation). Con lo que se intenta suprimir el efecto del lóbulo secundario. Se requiere un método que cancele tonos para cada símbolo OFDM.

OFDM también se utiliza en WIMAX, DAB, DVB y algún estándar de WiFi. Aproximación de tipo WLAN.

ANEXO C: Máscara de emisión UWB

Debido a la limitación temporal del proyecto hemos dejado sin estudiar diferentes tecnologías que actualmente están en uso y que trabajan también a frecuencias menores a 3GHz. Por eso, tras buscar información al respecto, hemos podido añadir el efecto de UWB sobre sistemas móviles de segunda y tercera generación (2G y 3G), con vistas a mejorar la máscara anterior añadiendo, para nuevas frecuencias, más densidades de potencia, creando así una máscara de emisión mejorada (Figura 6.3) para frecuencias menores a 3GHz y que se ciñe más al objetivo total: encontrar una máscara óptima para esta nueva tecnología, que está empezando a desplegarse y que en poco tiempo alcanzará gran importancia, para todo el rango de frecuencias que abarca. [45]

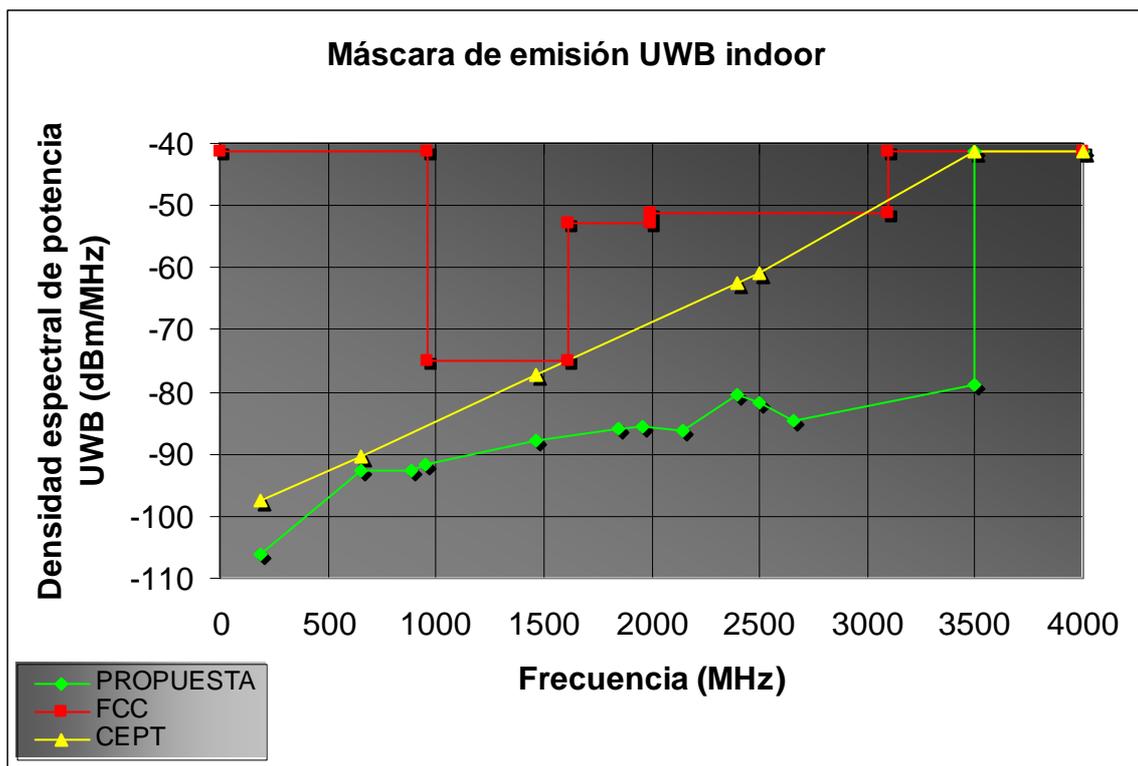


Figura C.1: Máscaras de emisión para las tecnologías de: GSM-900, GSM-1800, UMTS-2000, UMTS-2600, IS-136, WiFi, WIMAX, DAB, DTV, NEXTRAD.

ANEXO D: CODIGOS MATLAB

D.1: WIFI

```
%WIFI WLAN
clc;
clear all;
close all;

c = 3*10 ^ 8;      % m/s
nu = 2;           %desv tipica del shadowing, caso indoor,[2-3]
n = 2;           %indice de propagacion indoor,[1.6-2]
n2 = 3.3;        %indice de propagacion indoor lejano, con obstaculos entre medias
NF = 10; %6      %dB. Noise factor.
M = 5; %0;       %dB. Margen de trabajo.

k1 = 0;
k2 = 2.33;
k3 = 3.33;

N_50 = k1 * nu;   %dB.Shadowing.
N_99 = k2 * nu;
N_999 = k3 * nu;

% Sensibilidad minima para un espaciado de canal d 5,10,20 MHz de un sistema WIFI.
S = [-88, -87, -85, -83, -80, -76, -72, -71; -85, -84, -82, -80, -77, -73, -69, -68 ; -82, -
81, -79, -77, -74, -70, -66, -65]; %dBm.
V=1/2*log2(2),3/4*log2(2),1/2*log2(4),3/4*log2(4),1/2*log2(16),3/4*log2(16),1/2*log
2(64),3/4*log2(64)];

d = [1 : 0.2 : 80]; %m.distancia entre emisor y receptor
k = length(d);
d1 = 1;           %antena UWB a d1 metros del receptor
```

```

bw = [5 10 20];           %MHz. Ancho de banda de un canal.
Grx_wifi=5;

```

```

%Densidad de potencia transmitida por el emisor UWB.

```

```

Pd_uwb = [-51.3, -70, -80.4, -10000];    %dB/MHz

```

```

for i=1:length(Pd_uwb)

```

```

    for j=1:length(bw)

```

```

        Ptx_uwb(i,j) = Pd_uwb(i) + 10*log10(bw(j));

```

```

    end

```

```

end

```

```

fmax = 2.4 * 10 ^ 9;      %Hz.

```

```

fmin = 2.4835 * 10 ^ 9;

```

```

f_wifi = (fmax + fmin) /2;

```

```

for Ptx_wifi= 14:2:20      %dBm

```

```

    lambda= c / f_wifi;

```

```

    L1m = 20 * log10 (4*pi/lambda);    %dB. perdidas a un metro

```

```

%Peor caso cuando UWB tiene poco shadowing. Asi, es negativo.

```

```

    Lp_uwb = L1m + 10*n*log10(d1);

```

```

    Lp_uwb_50 = Lp_uwb - N_50 ;

```

```

    Lp_uwb_99 = Lp_uwb - N_99;

```

```

    Lp_uwb_999= Lp_uwb - N_999;

```

```

    for h = 1:k

```

```

        %Peor caso cuando WIFI tiene mucho shadowing. Asi, positivo.

```

```

            if d <= 5;

```

```

                Lp_wifi = L1m + 10*n*log10(d);

```

```

            else

```

```

                Lp_wifi = L1m + 10*n*log10(5)+ 10 * n2 *log10(d/5);

```

```

            end

```

```

            Lp_wifi_50 =Lp_wifi + N_50;

```

```

            Lp_wifi_99 =Lp_wifi + N_99;

```

```

Lp_wifi_999 =Lp_wifi + N_999;

%Señal S_wifi = Ptx_wifi - Lp_wifi
S1_50 = Ptx_wifi + Grx_wifi - Lp_wifi_50;
S1_99 = Ptx_wifi + Grx_wifi - Lp_wifi_99;
S1_999 = Ptx_wifi + Grx_wifi - Lp_wifi_999;
end

%dBm. potencia de ruido.
Pn = -114 + 10*log10 (bw) + NF + M;
pn = 10 .^ (Pn/10);
for j = 1:length(bw)          %j = freq 5,10 y 20 MHz

    %dBm.señal recibida UWB
    S2_50 = Ptx_uwb +Grx_wifi - Lp_uwb_50;
    s2_50 = 10 .^ (S2_50/10);
    S2_99 = Ptx_uwb +Grx_wifi - Lp_uwb_99;
    s2_99 = 10 .^ (S2_99/10);
    S2_999 =Ptx_uwb +Grx_wifi - Lp_uwb_999;
    s2_999 = 10 .^ (S2_999/10);%dBm.Potencia de ruido.

    %Se suman ruido e interferencia
    ruidoEinterf_50 = s2_50 + pn(j);
    NI_50 = 10 * log10(ruidoEinterf_50);
    ruidoEinterf_99 = s2_99 + pn(j);
    NI_99= 10 * log10(ruidoEinterf_99);
    ruidoEinterf_999 = s2_999 + pn(j);
    NI_999 = 10 * log10(ruidoEinterf_999);

    SNIR_50=[-NI_50(:,j)+S1_50(1)];
    SNIR_99 =[-NI_99(:,j)+S1_99(1)];
    SNIR_999 =[-NI_999(:,j)+S1_999(1)];
    for h=2:k
        SNIR_50 = [SNIR_50 (-NI_50(:,j)+S1_50(h))];

```

```

SNIR_99 = [SNIR_99 (-NI_99(:,j)+S1_99(h))];
SNIR_999 = [SNIR_999 (-NI_999(:,j)+S1_999(h))];
%en este caso solo estudiaremos el caso del 99,9%
end
Sensib = SNIR_999 + Pn(j);
for i=1:length(Pd_uwb) %i = Potencia UWB
    for h = 1:k
        if (Sensib(i,h) >= S(j,8))
            Mod(i,h)=8;%64QAM 3/4
            Vb(i,h) = V(8)* 3 * (2^(j-1));
        elseif (Sensib(i,h) >= S(j,7))
            Mod(i,h)=7;%64QAM 1/2
            Vb(i,h) = V(7)* 3 * (2^(j-1));
        elseif (Sensib(i,h) >= S(j,6))
            Mod(i,h)=6;%16QAM 3/4
            Vb(i,h) = V(6)* 3 * (2^(j-1));
        elseif (Sensib(i,h) >= S(j,5))
            Mod(i,h)=5;%16QAM 1/2
            Vb(i,h) = V(5)* 3 * (2^(j-1));
        elseif (Sensib(i,h) >= S(j,4))
            Mod(i,h)=4;%QPSK 3/4
            Vb(i,h) = V(4)* 3 * (2^(j-1));
        elseif (Sensib(i,h) >= S(j,3))
            Mod(i,h)=3;%QPSK 1/2
            Vb(i,h) = V(3)* 3 * (2^(j-1));
        elseif (Sensib(i,h) >= S(j,2))
            Mod(i,h)=2;%BPSK 3/4
            Vb(i,h) = V(2)* 3 * (2^(j-1));
        elseif (Sensib(i,h) >= S(j,1))
            Mod(i,h)=1;%BPSK 1/2
            Vb(i,h) = V(1)* 3 * (2^(j-1));
        else Mod(i,h)=0;
            Vb(i,h) = 0;
        end
    end
end

```

```

end
end
if (j==1)
SNIRa_999(:, :) = SNIR_999;
SNIRa_999(:, 25)
SNIRa_999(3, 25)*100 ./ SNIRa_999(4, 25)
%figura de indices de modulacion
figure
subplot(3, 2, 1)
plot(d, Mod(1, :), '-k'); hold on
plot(d, Mod(2, :), '-b'); hold on
plot(d, Mod(3, :), '-g'); hold on
plot(d, Mod(4, :), '-r'); hold on
title('\bf Tipo de Modulacion / Distancia '); %1=BPSK.1/2, 2=BPSK.3/4,
3=QPSK.1/2, 4=QPSK.3/4, 5=16QAM.1/2, 6=16QAM.3/4, 7=64QAM.1/2,
8=64QAM.3/4); %; ['\bf Ptx wifi = ', num2str(Ptx_wifi), 'dBm'])
grid %minor
ylabel({'\bf', num2str(bw(j)), 'MHz'})
%figura de tasa binaria de usuario por MHz
subplot(3, 2, 2)
plot(d, Vb(1, :), '-k'); hold on
plot(d, Vb(2, :), '-b'); hold on
plot(d, Vb(3, :), '-g'); hold on
plot(d, Vb(4, :), '-r'); hold on
grid %minor
title('\bf Tasas binarias / Distancia '); %; ['\bf Ptx wifi = ', num2str(Ptx_wifi),
'dBm'])
ylabel({'\bf', num2str(bw(j)), 'MHz'})
end

if (j==2)
%figura de indices de modulacion
SNIRb_999(:, :) = SNIR_999;
SNIRb_999(:, 25)

```

```

SNIRb_999(3,25)*100 ./ SNIRb_999(4,25)
subplot(3,2,3)
plot(d,Mod(1,:),'-k'); hold on
plot(d,Mod(2,:),'-b'); hold on
plot(d,Mod(3,:),'-g'); hold on
plot(d,Mod(4,:),'-r'); hold on
%xlabel('\bf Distancia (m) ')
%axis([min(d)-uno max(d) min(d) max(d)+uno])
grid %minor
ylabel({'\bf Indice de Modulacion a: ',[num2str(bw(j)),'MHz']})
%figura de tasa binaria de usuario por MHz
subplot(3,2,4)
plot(d,Vb(1,:),'-k'); hold on
plot(d,Vb(2,:),'-b'); hold on
plot(d,Vb(3,:),'-g'); hold on
plot(d,Vb(4,:),'-r'); hold on
grid %minor
ylabel({'\bf Tasa Binaria a: ',[num2str(bw(j)),'MHz']})
end

if (j==3)
%figura de indices de modulacion
SNIRc_999(:,j) = SNIR_999;
SNIRc_999(:,25)
SNIRc_999(3,25)*100 ./ SNIRc_999(4,25)
subplot(3,2,5)
plot(d,Mod(1,:),'-k'); hold on
plot(d,Mod(2,:),'-b'); hold on
plot(d,Mod(3,:),'-g'); hold on
plot(d,Mod(4,:),'-r'); hold on
grid %minor
ylabel({'\bf ', [num2str(bw(j)),'MHz']})
subplot(3,2,6)
plot(d,Vb(1,:),'-k'); hold on

```

```

plot(d,Vb(2,:),'-b'); hold on
plot(d,Vb(3,:),'-g'); hold on
plot(d,Vb(4,:),'-r'); hold on
xlabel('\bf Distancia (m) ')
grid %minor
ylabel({'\bf ',[num2str(bw(j)),'MHz']})
end
end

```

```

%figura de señal a ruido e interferencia por freq = 5, 10 o 20MHz
figure
plot(d,SNIRa_999(1,:),'-k'); hold on
plot(d,SNIRa_999(2,:),'-b'); hold on
plot(d,SNIRa_999(3,:),'-g'); hold on
plot(d,SNIRa_999(4,:),'-r'); hold on
grid %minor
xlabel('\bf Distancia entre WiFi-WiFi(m)')
ylabel('\bf SNIR (dB)')
legend('\bf SNIR(P_u_w_b = -51.3 dBm/MHz)', '\bf SNIR(P_u_w_b = -70
dBm/MHz)', '\bf SNIR(P_u_w_b = -80.4 dBm/MHz)', '\bf SNIR (Sin UWB)')
title({'\bf SNIR/Distancia WiFi-WiFi(dB)a 5 MHz para una potencia de
',num2str(Ptx_wifi),'dBm']})
figure
plot(d,SNIRb_999(1,:),'-k'); hold on
plot(d,SNIRb_999(2,:),'-b'); hold on
plot(d,SNIRb_999(3,:),'-g'); hold on
plot(d,SNIRb_999(4,:),'-r'); hold on
grid %minor
xlabel('\bf Distancia entre WiFi-WiFi(m)')
ylabel('\bf SNIR (dB)')
legend('\bf SNIR(P_u_w_b = -51.3 dBm/MHz)', '\bf SNIR(P_u_w_b = -70
dBm/MHz)', '\bf SNIR(P_u_w_b = -80.4 dBm/MHz)', '\bf SNIR (Sin UWB)')
title({'\bf SNIR/Distancia WiFi-WiFi(dB)a 10 MHz para una potencia de
',num2str(Ptx_wifi),'dBm']})

```

```

figure
plot(d,SNIRc_999(1,:),'-k');    hold on
plot(d,SNIRc_999(2,:),'-b');    hold on
plot(d,SNIRc_999(3,:),'-g');    hold on
plot(d,SNIRc_999(4,:),'-r');    hold on
grid %minor
xlabel('\bf Distancia entre WiFi-WiFi(m)')
ylabel('\bf SNIR (dB)')
legend('\bf SNIR(P_u_w_b = -51.3 dBm/MHz)', '\bf SNIR(P_u_w_b = -70
dBm/MHz)', '\bf SNIR(P_u_w_b = -80.4 dBm/MHz)', '\bf SNIR (Sin UWB)')
title({'\bf SNIR/Distancia WiFi-WiFi(dB)a 20 MHz para una potencia de
',num2str(Ptx_wifi),'dBm'})    end

```

D.2: WIMAX

```

clc;
clear all;
close all;

cm = 3*10 ^ 8;           % m/s
nu = 2; %3;              %desv tipica del shadowing, caso indoor,[2-3]
n = 2;                   %indice de propagacion indoor,[1.6-2]

NF = 7 ;                 %dB. Noise factor.
M = 3;                   %dB. Margen de interferencias.

k1 = 0;                  %constantes de perdidas [(-3.4)-(3.4)] para agregar
k2 = 2.33;                %un margen extra y simular las probabil.
k3 = 3.3;                %para dar un buen servicio.

N_50 = k1 * nu;          %dB.Shadowing.
N_99 = k2 * nu;
N_999 = k3 * nu;

```

```
N_90 = 12.3; %dB
```

```
%sesibilidad minima para un espaciado de canal d 5,10,20 MHz de un sistema WIFI.
```

```
SSNIR = [4.5,6.4,8.9,11.9,15.2,19.3,21.3]; %dBm. 6.4,9.4,11.2,16.4,18.2,22.7,24.4
```

```
V =  
[1/2*log2(2),1/2*log2(4),3/4*log2(4),1/2*log2(16),3/4*log2(16),2/3*log2(64),3/4*log2  
(64)];
```

```
paso = 1;
```

```
d = [100 : paso: 1000]; %m.distancia desde antena base, a mas de 100 m.
```

```
k = length(d);
```

```
d0 = 100; %distancia mayor entre tx y rx a esta
```

```
d1 = 1; %antena UWB a d1 metros del receptor
```

```
bw = [1.25,2.5, 5,10,20,27.5]; % %MHz. Ancho de banda de un canal.
```

```
hb = 30; % [10:1:80] %altura de la estacion base
```

```
hrx = 10; %2; %m de altura de la antena rx
```

```
Grx_wimax = 5 ; %16;
```

```
Lpared =10;
```

```
%tipo B de terreno: intermedio.Constantes
```

```
a = 4;
```

```
b = 0.0065;
```

```
c = 17.1;
```

```
%Densidad de potencia transmitida por el emisor UWB.
```

```
Pd_uwb = [-41.3, -61.3,-79, -81.8, -10000]; %dB/MHz
```

```
for i=1:length(Pd_uwb)
```

```
for j=1:length(bw)
```

```
Ptx_uwb(i,j) = Pd_uwb(i) + 10*log10(bw(j)); %Ptx_uwb es la densidad d potencia  
enviada
```

```

end
end

f_wimax1 = 2.5 * 10^9; %Hz
f_wimax2 = 3.5 * 10^9; %Hz
f = [ f_wimax1 f_wimax2];%

Ptx_wimax= 40+18; %53;

%calculamos perdidas a una distancia mayor a 100m
lambda= cm ./f;
L1m = 20 * log10(4*pi./lambda); %dB. perdidas a un metro
Lp_uwb = L1m + 10*n*log10(d1); %perdidas de propagacion de uwb
%Peor caso cuando UWB tiene poco shadowing. Asi, es negativo.
Lp_uwb_50 = Lp_uwb - N_50 ; %dB. shadowing
Lp_uwb_90 = Lp_uwb - N_99;

Lp_uwb_99 = Lp_uwb - N_99;
Lp_uwb_999= Lp_uwb - N_999;

Lp_wimax = [];

for h = 1:pas:k
    L1m = 20 * log10 (4*pi*d0./lambda); %dB. perdidas a un metro
    gamma = a - b*hb + c/hb; %hb altura de la estacion base o tx
    TcF = 6* log10 (f/1900000000); %termino de correccion de frecuencia
    TcHr = -10.8 * log10(hrx/2); %termino de correccion de la altura de la antena
receptora
    Lp_wimax = [Lp_wimax;L1m+10*gamma*log10(d(h)/d0)+TcF+TcHr];
end

Lp_wimax_50 =Lp_wimax + N_50 +Lpared;
Lp_wimax_90 =Lp_wimax + N_90 +Lpared;
Lp_wimax_99 =Lp_wimax + N_99 +Lpared;

```

$$Lp_wimax_999 = Lp_wimax + N_999 + Lpared;$$

$$S1_50 = Ptx_wimax + Grx_wimax - Lp_wimax_50 ;$$

$$S1_90 = Ptx_wimax + Grx_wimax - Lp_wimax_90 ;$$

$$S1_99 = Ptx_wimax + Grx_wimax - Lp_wimax_99;$$

$$S1_999 = Ptx_wimax + Grx_wimax - Lp_wimax_999;$$

$$Pn = -114 + 10 * \log_{10}(bw) + NF + M;$$

$$pn = 10.^{(Pn/10)};$$

for i=1:length(f)

for j = 1:length(bw)

if j==1

$$t = 0.75;$$

else

$$t = 3 * (2^{(j-2)});$$

end

$$S2_50 = Ptx_uwb - Lp_uwb_50(i) + Grx_wimax;$$

$$s2_50 = 10.^{(S2_50/10)};$$

$$S2_90 = Ptx_uwb - Lp_uwb_90(i) + Grx_wimax;$$

$$s2_90 = 10.^{(S2_90/10)};$$

$$S2_99 = Ptx_uwb - Lp_uwb_99(i) + Grx_wimax;$$

$$s2_99 = 10.^{(S2_99/10)};$$

$$S2_999 = Ptx_uwb - Lp_uwb_999(i) + Grx_wimax;$$

$$s2_999 = 10.^{(S2_999/10)}; \quad \%dBm.Potencia de ruido.$$

%se suman ruido e interferencia

$$ruidoEinterf_50 = s2_50(:,j) + pn(j);$$

$$NI_50 = 10 * \log_{10}(ruidoEinterf_50);$$

$$ruidoEinterf_90 = s2_90(:,j) + pn(j);$$

$$NI_90 = 10 * \log_{10}(ruidoEinterf_90);$$

$$ruidoEinterf_99 = s2_99(:,j) + pn(j);$$

$$NI_99 = 10 * \log_{10}(ruidoEinterf_99);$$

$$ruidoEinterf_999 = s2_999(:,j) + pn(j);$$

```

NI_999 = 10 * log10(ruidoEinterf_999);

SNIR_50=[];
SNIR_99 =[];
SNIR_90 =[];
SNIR_999 =[];
for h=1:k
    SNIR_50 = [SNIR_50 (-NI_50+S1_50(h,i))];
    SNIR_90 =[SNIR_90 (-NI_90+S1_90(h,i))];
    SNIR_99 =[SNIR_99 (-NI_99+S1_99(h,i))];
    SNIR_999 =[SNIR_999 (-NI_999+S1_999(h,i))]; % S1_999(u,h) - NI_999;
    %en este caso solo estudiaremos el caso del 99,9%
end

for u=1:length(Pd_uwb) %i = Potencia UWB
    for h = 1:k
        if (SNIR_90(u,h) >= SSNIR(7))
            Mod(u,h)=7;%64QAM 3/4
            Vb(u,h) = V(7)* t; %Vb = tasa binaria por el ancho de banda nominal
        elseif (SNIR_90(u,h) >= SSNIR(6))
            Mod(u,h)=6;%64QAM 2/3
            Vb(u,h) = V(6)* t;
        elseif (SNIR_90(u,h) >= SSNIR(5))
            Mod(u,h)=5;%64QAM 1/2
            Vb(u,h) = V(5)* t;

        elseif (SNIR_90(u,h) >= SSNIR(4))
            Mod(u,h)=4;%16QAM 3/4
            Vb(u,h) = V(4)* t;

        elseif (SNIR_90(u,h) >= SSNIR(3))
            Mod(u,h)=3;%16QAM 1/2
            Vb(u,h) = V(3)* t;
    end
end

```

```

elseif (SNIR_90(u,h) >= SSNIR(2))
    Mod(u,h)=2;%QPSK 3/4
    Vb(u,h) = V(2)* t;

elseif (SNIR_90(u,h) >= SSNIR(1))
    Mod(u,h)=1;%QPSK 1/2
    Vb(u,h) = V(1)* t;
else Mod(u,h)=0;
    Vb(u,h) = 0;
end
end
end

if (j==1)
    SNIRa_90(:,j) = SNIR_90;
    [SNIRa_90(3,500) SNIRa_90(4,500)]

%figura de indices de modulacion
figure
subplot(5,2,1)
plot(d,Mod(1,:),'-k');    hold on
plot(d,Mod(2,:),'-m');    hold on
plot(d,Mod(3,:),'-g');    hold on
plot(d,Mod(4,:),'-r');    hold on
plot(d,Mod(5,:),'-b');    hold on
title('\bf Tipo de Modulacion / Distancia ')%1=BPSK.1/2, 2=BPSK.3/4,
3=QPSK.1/2, 4=QPSK.3/4, 5=16QAM.1/2, 6=16QAM.3/4, 7=64QAM.1/2,
8=64QAM.3/4');% ['\bf Ptx wifi = ', num2str(Ptx_wifi), 'dBm']}
grid minor
ylabel({'\bf ',[num2str(bw(j)),'MHz']}) %Indice de Modulacion a
subplot(5,2,2)
plot(d,Vb(1,:),'-k');    hold on
plot(d,Vb(2,:),'-m');    hold on
plot(d,Vb(3,:),'-g');    hold on

```

```

plot(d,Vb(4,:),'-r');    hold on
plot(d,Vb(5,:),'-b');    hold on
grid minor
legend('\bf TasaBinaria(P_ulw = -41.3 dBm)', '\bf TasaBinaria(P_ulw = -61.3
dBm)', '\bf TasaBinaria(P_ulw = -81.6 dBm)', '\bf TasaBinaria(P_ulw = -83.8 dBm)', '\bf
TasaBinaria (Sin UWB)')
title('\bf Tasas binarias / Distancia ');%; ['\bf Ptx wifi = ', num2str(Ptx_wifi),
'dBm']})
ylabel({'\bf',num2str(bw(j)), 'MHz'})
end

if (j==2)
%figura de indices de modulacion
SNIRb_90(:,j) = SNIR_90;
bw(j)
[SNIRb_90(3,500) SNIRb_90(4,500)]
subplot(5,2,3)
plot(d,Mod(1,:),'-k');    hold on
plot(d,Mod(2,:),'-m');    hold on
plot(d,Mod(3,:),'-g');    hold on
plot(d,Mod(4,:),'-r');    hold on
plot(d,Mod(5,:),'-b');    hold on
%xlabel('\bf Distancia (m) ')
%axis([min(d)-uno max(d) min(d) max(d)+uno])
grid minor
%ylabel({'\bf Indice de Modulacion a',bw(j), 'MHz'})
ylabel({'\bf ', [num2str(bw(j)), 'MHz']}) % Indice Modulacion a:
%figura de tasa binaria de usuario por MHz
subplot(5,2,4)
plot(d,Vb(1,:),'-k');    hold on
plot(d,Vb(2,:),'-m');    hold on
plot(d,Vb(3,:),'-g');    hold on
plot(d,Vb(4,:),'-r');    hold on
plot(d,Vb(5,:),'-b');    hold on

```

```

grid minor
ylabel({'\bf ',[num2str(bw(j)),'MHz']})
end

if (j==3)
%figura de indices de modulacion
SNIRc_90(:, :) = SNIR_90;
bw(j)
[SNIRc_90(3,500) SNIRc_90(4,500)]
subplot(5,2,5)
plot(d,Mod(1,:), '-k'); hold on
plot(d,Mod(2,:), '-m'); hold on
plot(d,Mod(3,:), '-g'); hold on
plot(d,Mod(4,:), '-r'); hold on
plot(d,Mod(5,:), '-b'); hold on
grid minor
ylabel({'\bf Indice de Modulacion a:',[num2str(bw(j)),'MHz']})
subplot(5,2,6)
plot(d,Vb(1,:), '-k'); hold on
plot(d,Vb(2,:), '-m'); hold on
plot(d,Vb(3,:), '-g'); hold on
plot(d,Vb(4,:), '-r'); hold on
plot(d,Vb(5,:), '--b'); hold on
grid minor
ylabel({'\bf Tasa Binaria a:',[num2str(bw(j)),'MHz']}) %
end

if (j==4)
SNIRd_90(:, :) = SNIR_90;
bw(j)
[SNIRd_90(3,500) SNIRd_90(4,500)]
subplot(5,2,7)
plot(d,Mod(1,:), '-k'); hold on
plot(d,Mod(2,:), '-m'); hold on

```

```

plot(d,Mod(3,:),'-g');    hold on
plot(d,Mod(4,:),'-r');    hold on
plot(d,Mod(5,:),'-b');    hold on
ylabel({'\bf ',[num2str(bw(j)),'MHz']})%Indice Modulacion a:
grid minor
subplot(5,2,8)
plot(d,Vb(1,:),'-k');    hold on
plot(d,Vb(2,:),'-m');    hold on
plot(d,Vb(3,:),'-g');    hold on
plot(d,Vb(4,:),'-r');    hold on
plot(d,Vb(5,:),'-b');    hold on
ylabel({'\bf ',[num2str(bw(j)),'MHz']})%Tasa Binaria a:
grid minor
hold off
end

if ( j==5)
SNIRe_90(:,:) = SNIR_90;
bw(j)
[SNIRe_90(3,500) SNIRe_90(4,500)]
%figura de indices de modulacion
subplot(5,2,9)
plot(d,Mod(1,:),'-k');    hold on
plot(d,Mod(2,:),'-m');    hold on
plot(d,Mod(3,:),'-g');    hold on
plot(d,Mod(4,:),'-r');    hold on
plot(d,Mod(5,:),'-b');    hold on
ylabel({'\bf ',[num2str(bw(j)),'MHz']}) % Indice de Modulacion a:
grid minor
subplot(5,2,10)
plot(d,Vb(1,:),'-k');    hold on
plot(d,Vb(2,:),'-m');    hold on
plot(d,Vb(3,:),'-g');    hold on
plot(d,Vb(4,:),'-r');    hold on

```

```

plot(d,Vb(5,:),'-b');    hold on
xlabel('\bf Distancia (m) ')
ylabel({'\bf ',num2str(bw(j)),'MHz'})
grid minor
hold off
end
end
figure
plot(d,SNIRa_90(1,:),'-k');
hold on
plot(d,SNIRa_90(2,:),'-m');
hold on
plot(d,SNIRa_90(3,:),'-g');
hold on
plot(d,SNIRa_90(4,:),'-r');
hold on
plot(d,SNIRa_90(5,:),'-b');
hold on
grid minor
xlabel('\bf Distancia entre WIMAX-WIMAX(m)')
ylabel('\bf SNIR (dB)')
legend('\bf SNIR(P_ulw = -41.3 dBm)', '\bf SNIR(P_ulw = -61.3 dBm)', '\bf
SNIR(P_ulw = -81.6 dBm)', '\bf SNIR(P_ulw = -83.8 dBm)', '\bf SNIR (sin UWB)')
title({'\bf SNIR/Distancia WIMAX-WIMAX(dB)a 1,25 MHz y freq central de
',num2str(f(i)/(10^9)), 'GHz'})
figure
plot(d,SNIRb_90(1,:),'-k');
hold on
plot(d,SNIRb_90(2,:),'-m');
hold on
plot(d,SNIRb_90(3,:),'-g');
hold on
plot(d,SNIRb_90(4,:),'-r');
hold on

```

```

plot(d,SNIRb_90(5,:),'--b');
hold on
grid minor
xlabel('\bf Distancia entre WIMAX-WIMAX(m)')
ylabel('\bf SNIR (dB)')
legend('\bf SNIR(P_ulw = -41.3 dBm)', '\bf SNIR(P_ulw = -61.3 dBm)', '\bf
SNIR(P_ulw = -81.6 dBm)', '\bf SNIR(P_ulw = -83.8 dBm)', '\bf SNIR (Sin UWB)')
title({'\bf SNIR/Distancia WIMAX-WIMAX(dB)a 5 MHz y freq central de
', num2str(f(i)/(10^9)), 'GHz'})
figure
plot(d,SNIRc_90(1,:),'-k'); hold on
plot(d,SNIRc_90(2,:),'-m'); hold on
plot(d,SNIRc_90(3,:),'-g'); hold on
plot(d,SNIRc_90(4,:),'-r'); hold on
plot(d,SNIRc_90(5,:),'--b'); hold on
grid minor
xlabel('\bf Distancia entre WIMAX-WIMAX(m)')
ylabel('\bf SNIR (dB)')
legend('\bf SNIR(P_ulw = -41.3 dBm)', '\bf SNIR(P_ulw = -61.3 dBm)', '\bf
SNIR(P_ulw = -81.6 dBm)', '\bf SNIR(P_ulw = -83.8 dBm)', '\bf SNIR (Sin UWB)')
title({'\bf SNIR/Distancia WIMAX-WIMAX(dB)a 10 MHz y freq central de
', num2str(f(i)/(10^9)), 'GHz'})
figure
plot(d,SNIRd_90(1,:),'-k'); hold on
plot(d,SNIRd_90(2,:),'-m'); hold on
plot(d,SNIRd_90(3,:),'-g'); hold on
plot(d,SNIRd_90(4,:),'-r'); hold on
plot(d,SNIRd_90(5,:),'-b'); hold on
%axis([min(d)-uno max(d) min(d) cq])
grid minor
xlabel('\bf Distancia entre WIMAX-WIMAX(m)')
ylabel('\bf SNIR (dB)')
legend('\bf SNIR(P_ulw = -41.3 dBm)', '\bf SNIR(P_ulw = -61.3 dBm)', '\bf
SNIR(P_ulw = -81.6 dBm)', '\bf SNIR(P_ulw = -83.8 dBm)', '\bf SNIR (Sin UWB)')

```

```

    title(['\bf SNIR/Distancia WIMAX-WIMAX(dB)a 20 MHz y freq central de
',num2str(f(i)/(10^9)), 'GHz'])
    figure
    plot(d,SNIRe_90(1,:),'-k');    hold on
    plot(d,SNIRe_90(2,:),'-m');    hold on
    plot(d,SNIRe_90(3,:),'-g');    hold on
    plot(d,SNIRe_90(4,:),'-r');    hold on
    plot(d,SNIRe_90(5,:),'-b');    hold on
    grid minor
    xlabel('\bf Distancia entre WIMAX-WIMAX(m)')
    ylabel('\bf SNIR (dB)')
    legend('\bf SNIR(P_ulw = -41.3 dBm)', '\bf SNIR(P_ulw = -61.3 dBm)', '\bf
SNIR(P_ulw = -81.6 dBm)', '\bf SNIR(P_ulw = -83.8 dBm)', '\bf SNIR (Sin UWB)')
    title(['\bf SNIR/Distancia WIMAX-WIMAX(dB)a 27 MHz y freq central de
',num2str(f(i)/(10^9)), 'GHz'])

    hold off
    end

```

D.3: DAB

```

clc;
clear all;
close all;
%comprobaremos si el primer valor dado por la FCC nos vale, probaremos
%con un valor intermedio, y luego con otro aun mas bajo, a ver si damos
%servicio al 99 por ciento de los casos.

c = 3*10 ^ 8;          % m/s
nu = 3;                %desv tipica del shadowing,caso indoor,[2-3]
n1 = 2;                %indic propag indoor [1.6-2]
n2 = 3.2;              %indice de propagacion outdoor,[2.8-3.1 ]

NF = 6;                %dB. Noise factor.

```

```

M = 5; %dB. Margen de interferencias.0?

k1 = 0; %constantes de perdidas [(-3.4)-(3.4)] para agregar
k2 = 2.33; %un margen extra y simular las probabil.
k3 = 3.4; %para dar un buen servicio.

N_50 = k1 * nu; %dB.Shadowing.
N_99 = k2 * nu;
N_999 = k3 * nu;

planta=[1 2 3]; %hasta la tercera planta podemos utilizar Hata
Lp_dab_999o = [];

paso =1;
d = [1:paso:80]; %km.distancia entre emisor y receptor
k = length(d);
R = 10; %km del radio de la gran ciudad

inid1 = 0.001
pasod1 = 0.05;
d1 = [inid1:pasod1:3];
bw =1.5; %MHz. Ancho de banda de un canal.

Grx_dab = 0; %dB,
Lpared = 10;%dB

Lp_uwb = [];
%Densidad de potencia transmitida por el emisor UWB.
Pd_uwb = [-41.3, -75, -85.7, -103.5, -10000]; %dB/MHz
for i=1:length(Pd_uwb) %dens pot uwb
    for j=1:length(bw) %ancho canal
        Ptx_uwb(i,j) = Pd_uwb(i) + 10*log10(bw(j)); %Ptx_uwb es la densidad d potencia
        enviada
    end
end

```

```

end

f_dav1 = (147 + 230) / 2; % VHF band (174-230) MHz
f_dav2 = (1452 + 1477) / 2; %L-band (1452-1477) MHz.
f = [f_dav1 f_dav2]; % freq central, cada una para los anchos de banda de canal de 1.5
MHz.

p_pire= 1000000; %mW, 1KW
P_pire= 10*log10(p_pire);

ht = 200; %metros de la antena transmisora
hedif = 50; %m.altura media de los edif de la ciudad
hr = 1.5+2.5*(planta-1) ; %metros a la q esta la antena de la tv.
ahr = 3.2*(log10(11.75*hr)).^2 - 4.97; %para ciudad grande
b = 1; % b = 1 + (0.14 + 0.000187*f(i)+ 0.00107*ht)* [log10(0.05*d(h))]^0.8; b=1 si
R<20 km
s = 4.49 + 0.655 * log10 (hr);

for o = 1:3
    lambda= c ./ (f *10^6);
    L1m = 20 * log10 (4*pi./lambda); %dB. perdidas a un metro
    for i = 1:length(d1)
        Lp_uwb = [Lp_uwb;(L1m+10*n1*log10(d1(i)))]; %n1 porque es indoor
    end
    Lp_uwb_50 = Lp_uwb - N_50 ; %dB. perdidas de propagacion de uwb
    Lp_uwb_99 = Lp_uwb - N_99;
    Lp_uwb_999= Lp_uwb -N_999;
    Lp_dab = [];
    Lp_dab1 = [];
    for m = 1:paso:R
        Lp_dab = [Lp_dab;69.55+26.16*log10(f)-13.82*log10(ht)-ahr(o)+(44.9-
6.55*log10(ht))*((log10(m))^b)];
    end
    Lp_dab_50 = Lp_dab + Lpared;

```

```

Lp_dab_99 = Lp_dab + Lpared;
Lp_dab_999= Lp_dab + Lpared;
%señal S_dtv
S1_50 = P_pire - Lp_dab_50 + Grx_dab;
S1_99 = P_pire - Lp_dab_99 + Grx_dab;
S1_999 = P_pire - Lp_dab_999+ Grx_dab;

for m = (R+paso):paso:k
    d11 = sqrt(((ht - hedif)^2)+ ((R*1000)^2));%m.antena tx-obstaculo
    d22 = sqrt(((hedif - hr(o)).^2)+ ((m*1000)^2));%m.ostaculo-antena rx
    fi1 = atan((ht-hr(o))/(m*1000));
    h1 = (m-R) *1000* tan(fi1);
    h2 = hedif - hr(o) - h1;
    halt = h2 * cos(fi1);
    v = halt * sqrt((2./lambda)*(1/d11+ 1/d22));%coef de difraccion
    Ldifraccion = 6.9 + 20*log10(v - 0.1 + sqrt(1+(v-0.1).^2));
    Lp_dab1 = [Lp_dab1;92+3.1*10*log10(m)+Ldifraccion];
end
Lp_dab_50 =Lp_dab1 + Lpared ; %Lpropag + difraccion + Lshadow+ Lpared
Lp_dab_99 =Lp_dab1 + Lpared ;
Lp_dab_999=Lp_dab1 + Lpared ;

S1_50 = [S1_50;P_pire-Lp_dab_50+Grx_dab]; %señal S_dtv
S1_99 = [S1_50;P_pire-Lp_dab_99+Grx_dab];
S1_999= [S1_50;P_pire-Lp_dab_999+Grx_dab];

Pn = -114 + 10*log10 (bw) + NF + M; %ruido
pn = 10 .^ (Pn/10);
for u=1:length(f)
    Rango = [];
    for i= 1 : length(d1) %i = freq central
        S2_50 = Ptx_uwb - Lp_uwb_50(i,u) +Grx_dab;
        s2_50 = 10 .^ (S2_50/10);
        S2_99 = Ptx_uwb - Lp_uwb_99(i,u)+Grx_dab ;
    end
end

```

```

s2_99 = 10 .^ (S2_99/10);
S2_999 = Ptx_uwb - Lp_uwb_999(i,u) +Grx_dab;
s2_999 = 10 .^ (S2_999/10);%dBm.Potencia de ruido.
ruidoEinterf_50 = s2_50 + pn;
NI_50 = 10 * log10(ruidoEinterf_50);
ruidoEinterf_99 = s2_99 + pn;
NI_99 = 10 * log10(ruidoEinterf_99);
ruidoEinterf_999 = s2_999 + pn;
NI_999 = 10 * log10(ruidoEinterf_999);
Rango1 = ((pn./ruidoEinterf_999).^(1/s(o)));
Rango = [Rango Rango1]
SNIR_50=[];
SNIR_99=[];
SNIR_999=[];
for h=1:k
    SNIR_50 = [SNIR_50 (-NI_50+S1_50(h,u))];
    SNIR_99 =[SNIR_99 (-NI_99+S1_99(h,u))];
    SNIR_999 =[SNIR_999 (-NI_999+S1_999(h,u))]; % S1_999(u,h) - NI_999;
    %en este caso solo estudiaremos para el 99,9%
end

if (d1(i)==(1+inid1) || d1(i)== (2+inid1))
    SNIRA_999(:, :) = SNIR_999;
    SNIRA_999(:,20)
    figure
    plot(d,SNIRA_999(1,:),'o--m');          hold on
    plot(d,SNIRA_999(2,:),'x-b');          hold on
    plot(d,SNIRA_999(3,:),'*g');          hold on
    plot(d,SNIRA_999(4,:),'--r');          hold on
    plot(d,SNIRA_999(5,:),'-k');          hold on
    grid minor
    xlabel({'\bf Distancia entre DAB-DAB(km)con una antena UWB
a',num2str(d1(i)),' m. del rx'});
end %d1

```

```

figure
plot(d1,100*Rango(1,:),'-k');    hold on
plot(d1,100*Rango(2,:),'-b');    hold on
plot(d1,100*Rango(3,:),'g');    hold on
plot(d1,100*Rango(4,:),'-r');    hold on
plot(d1,100*Rango(5,:),'-k');    grid
axis([0 max(d1) 0 110]);
xlabel('\bf Distancia entre UWB-DAB(m)')
ylabel(['\bf Alcance normalizado de la celula DAB recibida en la planta
',num2str(o)]);
legend('\bf SNIR(P_ulw = -41.3 dBm/MHz)', '\bf SNIR(P_ulw = -75
dBm/MHz)', '\bf SNIR(P_ulw =-85.7 dBm/MHz)', '\bf SNIR(P_ulw =-103.5 dBm/MHz)')
title(['\bf Radio/Distancia DAB-DAB a 1.5 MHz/canal a una frec central de
',num2str(f(u)), 'MHz'])
if (u==1)
t = -pi:pi/50:pi;
figure
patch(Rango(5,21)*sin(t),Rango(5,21)*cos(t),'y'); hold on
patch(Rango(4,21)*sin(t),Rango(4,21)*cos(t),'g'); hold on
patch(Rango(3,21)*sin(t),Rango(3,21)*cos(t),'m'); hold on
patch(Rango(2,21)*sin(t),Rango(2,21)*cos(t),'r'); hold on
patch(Rango(1,21)*sin(t),Rango(1,21)*cos(t),'c'); hold off
grid
title('\bf Area de cobertura normalizada de la celula DAB');
legend('\bf Sin UWB', 'P_u_l_w = -103.5 dBm/MHz', '\bf P_u_w_b = -85.7
dBm/MHz', '\bf P_u_w_b =-75 dBm/MHz', '\bf P_u_w_b =-41.3 dBm/MHz')
%title(['\bf Radio/Distancia DAB-DAB a 1.5 MHz/canal a una frec central de
',num2str(f(u)), 'MHz'])
end
if (u==2)
figure
patch(Rango(4,21)*sin(t),Rango(4,21)*cos(t),'y')
hold on
patch(Rango(3,21)*sin(t),Rango(3,21)*cos(t),'m')

```

```

hold on
patch(Rango(2,21)*sin(t),Rango(2,21)*cos(t),'r')
hold on
patch(Rango(1,21)*sin(t),Rango(1,21)*cos(t),'c')
hold off
grid
title('\bf Area de cobertura normalizada de la celula DAB');
legend('\bf Sin UWB', '\bf P_u_w_b = -85.7 dBm/MHz', '\bf P_u_w_b =-75
dBm/MHz', '\bf P_u_w_b =-41.3 dBm/MHz')
end
end %f
    Lp_dab_999o = [Lp_dab_999o ; Lp_dab_999(10,:)];
end %o

for fr=1:length(f)
    Lp_dab_999oo=[];
    Lp = (Lp_dab_999o(3,fr)- (32.45+ 20*log10(f(fr)) + 20*log10(10)))/(200- hr(3));
    figure
    o= [1:3];
    hr = [hr(1) hr(2) hr(3)];
    plot(hr(o),Lp_dab_999o(o,fr),'rx')
    hold on
    for u = (ceil(hr(3))):1:200;
        Lp_dab_999oo= [Lp_dab_999oo (Lp_dab_999o(3,fr)-Lp*(u-ceil(hr(3))))];
    end
    u = [(ceil(hr(3))):1:200];
    plot(u,Lp_dab_999oo,'b-.' )
    hold on
    hrr = [200:5:250];
    plot(hrr, 32.45+ 20*log10(f(fr)) + 20*log10(10),'g+')
    title ( {'\bf Perdidas/Altura a una distancia de 10km entre Tx-Rx y freq central ',
num2str(f(fr)) , 'MHz'});
    legend ('\bf Hata', 'Aproximacion lineal', 'Vision directa')
    xlabel('\bf Altura de la antena receptora (m)');

```

```

grid
ylabel('\bf Perdas de propagacion (dB)');
hold off
end

```

D.4: DTV

```

clc;
clear all;
close all;
%comprobaremos si el primer valor dado por la FCC nos vale, probaremos
%con un valor intermedio, y luego con otro aun mas bajo, a ver si damos
%servicio al 99 por ciento de los casos.

```

```

c = 3*10 ^ 8;           % m/s
nu = 3;                 %desv tipica del shadowing,caso indoor,[2-3]
n1 = 2;                 %indic propag indoor [1.6-2]
n2 = 3.2;               %indice de propagacion outdoor,[2.8-3.1 ]

NF = 8;                 %dB. Noise factor.
M = 5;                  %dB. Margen de interferencias.
k1 = 0;                 %constantes de perdas [(-3.4)-(3.4)] para agregar
k2 = 2.33;              %un margen extra y simular las probabil.
k3 = 3.4;               %para dar un buen servicio.
N_50 = k1 * nu;         %dB.Shadowing.
N_99 = k2 * nu;
N_999 = k3 * nu;
planta= [1 2 3];       %hasta la tercera planta podemos utilizar Hata

Lp_dtv_999o = [];
for o = 1:3
%SINAD/SNIR para una una distribucion por canal de Rayleigh.

```

```

SSNIR = [5.4, 8.4, 10.7, 13.1, 16.3, 11.2, 14.2, 16.7,19.3,22.8,
16.0,19.3,21.7,25.3,27.9];
Rango1 = [];
paso =0.1;
d = [1:paso:80]; %km.distancia entre emisor y receptor
k = length(d);

h = 1 ;%:1:(k/paso);
R = 10; %km del radio de la gran ciudad
inid1 = 0.001;
pasod1 = 0.05;
d1 = [inid1:pasod1:3]; %antena UWB a d1 metros del receptor
bw = [6 7 8]; %MHz. Ancho de banda de un canal.

Grx_dvt = 0; %3 -94.8; %dB, ganancia de la antenna receptora dvt
Lpared = 10;%dB

%Densidad de potencia transmitida por el emisor UWB.
Pd_uwb = [-41.3, -70,-90.8 , -10000]; % %dB/MHz 1% con 96 dBm/MHz
for i=1:4 %dens pot uwb
    for j=1:3 %ancho canal
        Ptx_uwb(i,j) = Pd_uwb(i) + 10*log10(bw(j)); %Ptx_uwb es la densidad d potencia
enviada
    end
end

f_dtv3 = 650; %(470 + 862)/2 ;% MHz
f_dtv2 = 650; %(526 + 806)/2; %
f_dtv1 = 650; %(470 + 890)/2; %

f = [f_dtv1] ;% f_dtv1 f_dtv2 f_dtv3] freq central, cada una para los anchos de banda
de canal de 6,7 y 8 MHz.

% La potencia maxima radiada de emision Pire

```

```

p_pire= 10000000;          %mW, 10kW
P_pire= 10*log10(p_pire);

ht = 200 ; %metros de la antena transmisora
hedif = 50; %m.altura media de los edif de la ciudad
hr = 1.5+2.5*(planta-1) ; %metros a la q esta la antena de la tv.
ahr = 3.2*(log10(11.75*hr)).^2 - 4.97; %para ciudad grande
b = 1; % b = 1 + (0.14 + 0.000187*f(i)+ 0.00107*ht)* [log10(0.05*d(h))]^0.8; b=1 si
R<20 km
%ahr(i) = (1.1*log10(f(i))- 0.7)*hr - (1.56*log10(f(i))-0.8); %ciudad pqñ-med
s = 4.49 + 0.655 * log10 (hr);

%for i= 1 : length(f)      %i = freq central
    lambda= c ./ (f *10^6);
    L1m = 20 * log10 (4*pi./lambda);    %dB. perdidas a un metro
%Peor caso cuando UWB tiene poco shadowing. Asi, es negativo.
    Lp_uwb = L1m + 10*n1*log10(d1); %n1 porque es indoor
    Lp_uwb_50 = Lp_uwb - N_50 ;    %dB. perdidas de propagacion de uwb
    Lp_uwb_99 = Lp_uwb - N_99;
    Lp_uwb_999= Lp_uwb -N_999;

    Lp_dtv      =      [];    %69.55+26.16*log10(f)-13.82*log10(ht)-ahr(o)+(44.9-
6.55*log10(ht))*((log10(1))^b)];
    Lp_dtv1 = [];

    for m = 1:paso:R
        %Lp_dtv1 = 92 + 3.1 * 10*log10(d(h))
        Lp_dtv      =      [Lp_dtv;69.55+26.16*log10(f)-13.82*log10(ht)-ahr(o)+(44.9-
6.55*log10(ht))*((log10(m))^b)];

    end

    Lp_dtv_50 = Lp_dtv + Lpared
    Lp_dtv_99 = Lp_dtv + Lpared;
    Lp_dtv_999= Lp_dtv + Lpared;

```

```

%señal S_dtv
S1_50 = P_pire - Lp_dtv_50 + Grx_dvt;
S1_99 = P_pire - Lp_dtv_99 + Grx_dvt;
S1_999 = P_pire - Lp_dtv_999 + Grx_dvt;
for m = (R+paso):paso:k
    d11 = sqrt(((ht - hedif)^2) + ((R*1000)^2)); %m.antena tx-obstaculo
    d22 = sqrt(((hedif - hr(o)).^2) + ((m*1000)^2)); %m.ostaculo-antena rx
    fi1 = atan((ht-hr(o))/(m*1000));
    h1 = (m-R) *1000* tan(fi1);
    h2 = hedif - hr(o) - h1;
    halt = h2 * cos(fi1);
    v = halt * sqrt((2./lambda)*(1/d11+ 1/d22)); %coef de difraccion
    Ldifraccion = 6.9 + 20*log10(v - 0.1 + sqrt(1+(v-0.1).^2)); %
    Lp_dtv1 = [Lp_dtv1;92+3.1*10*log10(m)+Ldifraccion];
end
Lp_dtv_50=Lp_dtv1 + Lpared ;           Lp_dtv_99=Lp_dtv1 + Lpared ;
Lp_dtv_999=Lp_dtv1 + Lpared ;
%señal S_dtv
S1_50 = [S1_50;P_pire-Lp_dtv_50+Grx_dvt];
S1_99 = [S1_50;P_pire-Lp_dtv_99+Grx_dvt];
S1_999= [S1_50;P_pire-Lp_dtv_999+Grx_dvt];

Pn = -114 + 10*log10 (bw) + NF + M;
pn = 10 .^ (Pn/10);
for j = 1:length(bw)           %j = freq 6,7 y 8 MHz
    Rango = [];
    for di =1:length(d1)
        S2_50 = Ptx_uwb - Lp_uwb_50(di) +Grx_dvt;
        s2_50 = 10 .^ (S2_50/10);
        S2_99 = Ptx_uwb - Lp_uwb_99(di)+Grx_dvt ;
        s2_99 = 10 .^ (S2_99/10);
        S2_999 = Ptx_uwb - Lp_uwb_999(di) +Grx_dvt;
        s2_999 = 10 .^ (S2_999/10);%dBm.Potencia de ruido.
    end
end
%se suman ruido e interferencia

```

```

ruidoEinterf_50 = s2_50(:,j) + pn(j);
NI_50 = 10 * log10(ruidoEinterf_50);
ruidoEinterf_99 = s2_99(:,j) + pn(j);
NI_99 = 10 * log10(ruidoEinterf_99);
ruidoEinterf_999 = s2_999(:,j) + pn(j);
NI_999 = 10 * log10(ruidoEinterf_999);
Rango0 = ((pn(j)./ruidoEinterf_999).^(1./s(o)));
Rango = [Rango Rango0];

SNIR_50=[];
SNIR_99=[];
SNIR_999=[];
for h=1:k
    SNIR_50 = [SNIR_50 (-NI_50+S1_50(h))];
    SNIR_99 =[SNIR_99 (-NI_99+S1_99(h))];
    SNIR_999 =[SNIR_999 (-NI_999+S1_999(h))]; % S1_999(u,h) - NI_999;
    %en este caso solo estudiaremos el caso del 99,9%
end
for u=1:length(Pd_uwb) %i = Potencia UWB
    for h = 1:k
        %Estudiamos el índice de modulacion a utilizar
        if (SNIR_999(u,h) >= SSNIR(15))
            Mod(u,h)=15;%64QAM 7/8
        elseif (SNIR_999(u,h) >= SSNIR(14))
            Mod(u,h)=14;%64QAM 5/6
        elseif (SNIR_999(u,h) >= SSNIR(13))
            Mod(u,h)=13;%64QAM 3/4
        elseif (SNIR_999(u,h) >= SSNIR(12))
            Mod(u,h)=12;%64QAM 2/3
            %Vb(i,h) = V(12)* 3 * (2^(j-1));
        elseif (SNIR_999(u,h) >= SSNIR(11))
            Mod(u,h)=11;%64QAM 1/2
        elseif (SNIR_999(u,h) >= SSNIR(10))
            Mod(u,h)=10;%16QAM 7/8
        end
    end
end

```

```

elseif (SNIR_999(u,h) >= SSNIR(9))
    Mod(u,h)=9;%16QAM 5/6
elseif (SNIR_999(u,h) >= SSNIR(8))
    Mod(u,h)=8;%16QAM 3/4;
elseif (SNIR_999(u,h) >= SSNIR(7))
    Mod(u,h)=7;%16QAM 2/3
elseif (SNIR_999(u,h) >= SSNIR(6))
    Mod(u,h)=6;%16QAM 1/2
elseif (SNIR_999(u,h) >= SSNIR(5))
    Mod(u,h)=5;%QPSK 7/8
elseif (SNIR_999(u,h) >= SSNIR(4))
    Mod(u,h)=4;%QPSK 5/6
elseif (SNIR_999(u,h) >= SSNIR(3))
    Mod(u,h)=3;%QPSK 3/4
elseif (SNIR_999(u,h) >= SSNIR(2))
    Mod(u,h)=2;%QPSK 2/3
elseif (SNIR_999(u,h) >= SSNIR(1))
    Mod(u,h)=1;%QPSK 1/2
else Mod(u,h)=0;
end
end
end
end

```

```

if (j==1)
    SNIRA_999(:, :) = SNIR_999;
    Rango1 = Rango;
    %figura de indices de modulacion
    if (d1(di)==2+inid1)
        SNIRA_999(:,20)
        figure
        subplot(3,1,1)
        plot(d,(Mod(1,:)),'o--k');    hold on
        plot(d,(Mod(2,:)),'x-.b');    hold on
        plot(d,(Mod(3,:)),'*:*g');    hold on
    end
end

```

```

plot(d,(Mod(4,:)),'--r');    hold on
    grid minor
    title(['\bf Tipo de modulacion/Distancia para una Ptx dtv = ', num2str(P_pire),
'dBm.' ])
        ylabel({'\bf ',num2str(bw(j)),' MHz.'};[num2str(planta(o)), '\b', ' Planta.'])
    end
end

if ( j==2)
%figura de indices de modulacion
SNIRB_999(:, :) = SNIR_999(:, :);
if (d1(di)==2+inid1 )
    SNIRB_999(:,20)
    subplot(3,1,2)
    plot(d,(Mod(1,:)),'o--k');
    hold on
    plot(d,(Mod(2,:)),'x-b');
    hold on
    plot(d,(Mod(3,:)),'*g');
    hold on
    plot(d,(Mod(4,:)),'--r');
    hold on
    axis([0 max(d) 0 15])
    grid minor
    ylabel({'\bf Indice de Modulacion a '};[num2str(bw(j)),' MHz.'];[num2str(planta(o)),
'\b', ' Planta.'])
    end
end

if ( j==3)
%figura de indices de modulacion
SNIRC_999(:, :) = SNIR_999(:, :);
if (d1(di)==2+inid1 )
    SNIRC_999(:,20)
    % SNRC_999(:, :) = SNR_999(:, :);

```

```

subplot(3,1,3)
plot(d,(Mod(1,:)),'o--k'); hold on
plot(d,(Mod(2,:)),'x-b'); hold on
plot(d,(Mod(3,:)),'*g'); hold on
plot(d,(Mod(4,:)),'--r'); hold on
grid minor
ylabel({'\bf ',num2str(bw(j)),' MHz.'};[num2str(planta(o)), 'o',' Planta.'])
%ylabel({'\bf Indice de Modulacion a ';[num2str(bw(j)),'
MHz.'};[num2str(planta(o)), 'o',' Planta.'])
xlabel({'\bf Distancia entre Tx-Rx DTV con un Tx UWB a ',num2str(d1(di)),'m.
(km)'])
axis([0 max(d) 0 15])
end
end
end %d1

end %j
figure
plot(d,SNIRA_999(1,:),'o--k'); hold on
plot(d,SNIRA_999(2,:),'x-b'); hold on
plot(d,SNIRA_999(3,:),'*g'); hold on
plot(d,SNIRA_999(4,:),'--r'); hold on
grid minor
xlabel('\bf Distancia entre DTV-DTV(m)')
ylabel('\bf SNIR (dB) ')
legend('\bf SNIR(P_ulw = -41.3 dBm)', '\bf SNIR(P_ulw = -70 dBm)', '\bf
SNIR(P_ulw = -90.8 dBm)', '\bf SNIR (Sin UWB)')
title({'\bf SNIR/Distancia DTV-DTV(dB)a 6 MHz/canal a una frec central de
',num2str(f), 'MHz'})
%snr/ j=2
figure
plot(d,SNIRB_999(1,:),'o--k'); hold on
plot(d,SNIRB_999(2,:),'x-b'); hold on
plot(d,SNIRB_999(3,:),'*g'); hold on

```

```

plot(d,SNIRB_999(4,:),'--r');    hold on
grid minor
xlabel('\bf Distancia entre DTV-DTV(m)')
ylabel('\bf SNIR (dB)')
legend('\bf SNIR(P_ulw = -41.3 dBm)', '\bf SNIR(P_ulw = -70 dBm)', '\bf
SNIR(P_ulw = -90.8 dBm)', '\bf SNIR (Sin UWB)')
title({'\bf SNIR/DISTANCIA DTV-DTV (dB)a 7 MHz/canal a una frec central de
',num2str(f), 'MHz'}})
%snr/ j=3
figure
plot(d,SNIRC_999(1,:),'o--k');    hold on
plot(d,SNIRC_999(2,:),'x-b');    hold on
plot(d,SNIRC_999(3,:),'*:g');    hold on
plot(d,SNIRC_999(4,:),'--r');    hold on
grid minor
xlabel('\bf Distancia entre DTV-DTV(m)');
ylabel('\bf SNIR (dB)');
legend('\bf SNIR(P_ulw = -41.3 dBm)', '\bf SNIR(P_ulw = -70 dBm)', '\bf
SNIR(P_ulw = -90.8 dBm)', '\bf SNIR (Sin UWB)')
title({'\bf SNIR/DISTANCIA DTV-DTV(dB)a 8 MHz/canal a una frec central de
',num2str(f), 'MHz'}});
hold off

SNIR(P_ulw = -95 dBm)', '\bf SNIR(Sin UWB)')
Lp_dtv_999o = [Lp_dtv_999o ; Lp_dtv_999(10)];
end %o
figure
plot(d1,Rango1(1,:),'o--k',d1,Rango1(2,:),'x-b',d1,Rango1(3,:),'*:g',d1,Rango1(4,:),'--
r');
grid
xlabel('\bf Distancia entre DTV-UWB(m)');
ylabel({'\bf Alcance normalizado de la celula DTV recibida en la planta
',num2str(o)}});

```

```

legend('\bf SNIR(P_ulw = -41.3 dBm)', '\bf SNIR(P_ulw = -70 dBm)', '\bf SNIR(P_ulw = -90.8 dBm)', '\bf SNIR (Sin UWB)')
title({'\bf Radio/Distancia DTV-DTV(dB) a una frec central de ', num2str(f), 'MHz'});

```

```
figure
```

```
t = -pi:pi/50:pi;
```

```
patch(Rango(4,21)*sin(t),Rango(4,21)*cos(t),'g'); hold on
```

```
patch(Rango(3,21)*sin(t),Rango(3,21)*cos(t),'m'); hold on
```

```
patch(Rango(2,21)*sin(t),Rango(2,21)*cos(t),'r'); hold on
```

```
patch(Rango(1,21)*sin(t),Rango(1,21)*cos(t),'c'); hold off
```

```
grid
```

```
title('\bf Area de cobertura normalizada de la celula DTV');
```

```
legend('\bf Sin UWB', 'P_u_l_w = -90.8 dBm/MHz', '\bf P_u_w_b = -70 dBm/MHz', '\bf P_u_w_b = -41.3 dBm/MHz')
```

```
Lp_dtv_999oo=[];
```

```
Lp = (Lp_dtv_999o(3)- (32.45+ 20*log10(f) + 20*log10(10)))/(200- hr(3));
```

```
figure
```

```
o = [1:3];
```

```
hr = [hr(1) hr(2) hr(3)];
```

```
plot(hr(o),Lp_dtv_999o(o),'rx')
```

```
hold on
```

```
for u = (ceil(hr(3))):1:200;
```

```
Lp_dtv_999oo = [Lp_dtv_999oo (Lp_dtv_999o(3)-Lp*(u-ceil(hr(3))))];
```

```
end
```

```
u = [(ceil(hr(3))):1:200];
```

```
plot(u,Lp_dtv_999oo,'b-.')
```

```
hold on
```

```
hrr = [200:5:250];
```

```
plot(hrr, 32.45+ 20*log10(f) + 20*log10(10),'g+')
```

```
title({'\bf Perdidas/Altura a una distancia de 10km entre Tx-Rx y frec central ', num2str(f), 'MHz'});
```

```
legend ('\bf Hata', 'Aproximacion lineal', 'Vision directa')
```

```
xlabel('\bf Altura de la antena receptora (m)');
```

```
grid
```

```
ylabel('\bf Perdidas de propagacion (dB)');
hold off
```

D.5: NEXTRAD

```
clc;
clear all;
close all;
c = 3*10 ^ 8;          % m/s
nu1 = 3;%3; %primer radio;          %desv tipica del shadowing,caso indoor,[2-3]
nu2 = 4;%6; %segundo radio
n = 2;                %indice de propagacion indoor
NF = 2.6;             %dB. Noise factor.
M = 10;%10;          %dB. Margen de interferencias.

k1 = 0;              %constantes de perdidas [(-3.4)-(3.4)] para agregar
k2 = 2.33;           %un margen extra y simular las probabil.
k3 = 3.33;           %para dar un buen servicio.

N_9991 = k3 * nu1;
N_9992 = k3 * nu2;

%diam = 9; %m antena paraboloide, lineal, con polar horizontal
%area= pi * (diam^2) /4;
alfa = 4 ; % [4 5]
paso = 10;
init = 50;
d = [init:paso:40000]; %m.distancia entre emisor y receptor, hasta 463 km
k = length(d);
%dist = 460000;      %reflexion del radar es de 460 km maximo
%d1 = 1;             %antena UWB a d1 metros del receptor
bw = 0.55;          %MHz. Ancho de banda de un canal.
h_uwb = [5 15 30];
h_radar = 30; %m
```

```

tilt = [0 2 4] ;
G_radar = [];
for fi = -90:0.01:90
    if (abs(fi) <= 5)
        G_radartx = 45 - 6*abs(fi);
    elseif (abs(fi)>5 && abs(fi)<=10)
        G_radartx = 23 - (8 * abs(fi)/5);
    elseif (abs(fi)>10 && abs(fi)<=15)
        G_radartx = 17 -abs(fi);
    elseif (abs(fi)>15 && abs(fi)<=30)
        G_radartx = 9 - (7*abs(fi)/15);
    elseif (abs(fi)>30 && abs(fi)<=50)
        G_radartx = 2.5 - abs(fi)/4;
    elseif (abs(fi)>50)
        G_radartx = -10;
    end
    G_radar = [G_radar G_radartx];
end

fi = [-90:0.01:90];
Lextra = 10;
fmax = 2.7 * 10 ^ 9;
fmin = 3 * 10 ^ 9;
f_radar = (fmax + fmin )/2;
lambda= c / f_radar;
Rb = (4 * h_uwb * h_radar)/ lambda; %depend de h_uwb

%dBm. potencia de ruido.
Pn = -114 + 10*log10(bw) + NF + M;
pn = 10 .^ (Pn/10);

%buscamos una cobertura que no descienda de un 3% respecto de la cobertura original,
%o un 5%. Asi, para un rango normalizado del 97%, obtenemos
%que  $I \leq K \times N$  donde  $K =$  constante se halla:

```

```

Rn = [0.95 0.975];
Constante = (1 - Rn.^4) ./ Rn.^4;
%Constante = 0.1;
in = Constante * pn;
In = 10 * log10(in);
for i = 1:length(Rn)
    for t = 1:length(tilt)
        G_radar0=[];
        fi0 = [];
        for o = 1:length(Rb)           %primero para 3 m , luego 15, y 30.
            Lp_uwb = [];
            Lp_uwb1 = [];
            G_radar=[];
            fi=[];
            for h =init:paso:Rb(o)
                Lp_uwb = [Lp_uwb, (10*n*log10(4*pi*h/lambda))-N_9991]; %
                flf = (180/pi)*atan((h_radar-h_uwb(o))/h);
                fi1 = tilt(t) + flf;

                if (abs(fi1) <= 5)
                    G_radartx = 45 - 6*abs(fi1);
                elseif (abs(fi1)>5 && abs(fi1)<=10)
                    G_radartx = 23 - (8 * abs(fi1)/5);
                elseif (abs(fi1)>10 && abs(fi1)<=15)
                    G_radartx = 17 -abs(fi1);
                elseif (abs(fi1)>15 && abs(fi1)<=30)
                    G_radartx = 9 - (7*abs(fi1)/15);
                elseif (abs(fi1)>30 && abs(fi1)<=50)
                    G_radartx = 2.5 - abs(fi1)/4;
                elseif (abs(fi1)>50)
                    G_radartx = -10;
                end
                fi =[fi fi1];
            end
        end
    end
end

```

```

    G_radar = [G_radar G_radartx];
end
for p = (h+paso):paso: max(d)
    Lp_uwb1 = [Lp_uwb1, (10*n*log10(4*pi*Rb(o)/lambda)+10*alfa*log10(p/Rb(o)))-N_9992]; %
    flf = (180/pi)*atan((h_radar-h_uwb(o))/p);
    fi1 = tilt(t) + flf;
    if (abs(fi1) <= 5)
        G_radartx = 45 - 6*abs(fi1);
    elseif (abs(fi1)>5 && abs(fi1)<=10)
        G_radartx = 23 - (8 * abs(fi1)/5);
    elseif (abs(fi1)>10 && abs(fi1)<=15)
        G_radartx = 17 - abs(fi1);
    elseif (abs(fi1)>15 && abs(fi1)<=30)
        G_radartx = 9 - (7*abs(fi1)/15);
    elseif (abs(fi1)>30 && abs(fi1)<=50)
        G_radartx = 2.5 - abs(fi1)/4;
    elseif (abs(fi1)>50)
        G_radartx = -10;
    end
    fi = [fi fi1];
    G_radar = [G_radar G_radartx];
end
fi0 = [fi0;fi];
G_radar0 = [G_radar0;G_radar];
Lp_uwb0 = [Lp_uwb,Lp_uwb1];
Pd_uwbe(o,:) = In(i)-10*log10(bw)- G_radar0(o,:) + Lp_uwb0 +Lextra;
%para qu se cumpla que interf <= 0.1*pn

if (o==3 && t==1)
    Inn = -61.3 +10*log10(bw)+ G_radar0(o,:) - Lp_uwb0 +Lextra;
    inn = 10.^ (Inn/10);
    Constantenn = inn./pn;
    Rnn = (1./(1+Constantenn)).^(1/4);

```

```

figure
ti = -pi:pi/50:pi;
patch(1*sin(ti),1*cos(ti),'c');          hold on
patch(0.97*sin(ti),0.97*cos(ti),'g');    hold on
patch(0.95*sin(ti),0.95*cos(ti),'m');    hold on
patch(min(Rnn)*sin(ti),min(Rnn)*cos(ti),'r') hold off
grid
title('\bf Area de cobertura normalizada de NEXRAD para un tilt de 0°');
legend('\bf Sin UWB', 'P_u_l_w = -80.5 dBm/MHz', '\bf P_u_w_b = -77.3
dBm/MHz', '\bf P_u_w_b = -61.3 dBm/MHz')
end
if (o==3 && t==2)
Inn = -61.3 +10*log10(bw)+ G_radar0(o,:) - Lp_uwb0 +Lextra;
inn = 10.^ (Inn/10);
Constantenn = inn./pn;
Rnn = (1./(1+Constantenn)).^(1/4);
min(Rnn)
figure
ti = -pi:pi/50:pi;
patch(1*sin(ti),1*cos(ti),'c');          hold on
patch(0.97*sin(ti),0.97*cos(ti),'g');    hold on
patch(0.95*sin(ti),0.95*cos(ti),'m');    hold on
patch(min(Rnn)*sin(ti),min(Rnn)*cos(ti),'r') ; hold off
grid
title('\bf Area de cobertura normalizada de NEXRAD para un tilt de 2°');
legend('\bf Sin UWB', 'P_u_l_w = -68.5 dBm/MHz', '\bf P_u_w_b = -65.3
dBm/MHz', '\bf P_u_w_b = -61.3 dBm/MHz')
end
if (o==3 && t==3)
Inn = -61.3 +10*log10(bw)+ G_radar0(o,:) - Lp_uwb0 +Lextra;
inn = 10.^ (Inn/10);
Constantenn = inn./pn;
Rnn = (1./(1+Constantenn)).^(1/4);
min(Rnn)

```

```

figure
ti = -pi:pi/50:pi;
patch(1*sin(ti),1*cos(ti),'c');      hold on
patch(0.97*sin(ti),0.97*cos(ti),'g'); hold on
patch(0.95*sin(ti),0.95*cos(ti),'m'); hold on
patch(min(Rnn)*sin(ti),min(Rnn)*cos(ti),'r'); hold off
grid
title('\bf Area de cobertura normalizada de NEXRAD para un tilt de 4°);
legend('\bf Sin UWB', 'P_u_l_w = -66.6 dBm/MHz', '\bf P_u_w_b = -63,3
dBm/MHz', '\bf P_u_w_b = -61.3 dBm/MHz')
end
end %Rb
if(t==1)
Pd_uwbe1 = [];
Pd_uwbe1 = Pd_uwbe(:,:);
elseif(t==2)
Pd_uwbe2 = [];
Pd_uwbe2 = Pd_uwbe(:,:);
elseif(t==3)
Pd_uwbe3 = [];
Pd_uwbe3 = Pd_uwbe(:,:);
end
end
figure
plot(d/1000,Pd_uwbe1(1,:),'-d',d/1000,Pd_uwbe2(1,:),'-
m',d/1000,Pd_uwbe3(1,:),'-g',d/1000,-61.3,'-k');
axis([0 5 -65 -10])
xlabel('\bf Distancia (km)')
ylabel('\bf Densidad de potencia del transmisor UWB (dB/MHz)')
legend('\bf tilt = 0°.', '\bf tilt = 2°.', '\bf tilt = 4°.);%', '\bf huwb = 15 m.', '\bf huwb =
30m.
title({'\bf Densidad de potencia UWB para un Rn del ', num2str(Rn(i)*100),'%
y una altura antena UWB de 5m. '})%respecto del original'
grid

```

```

figure
plot(d/1000,Pd_uwbe1(2,:),'-',d/1000,Pd_uwbe2(2,:),'-
m',d/1000,Pd_uwbe3(2,:),'-g',d/1000,-61.3,'-k');
axis([0 5 -65 -10])
xlabel('\bf Distancia (km)')
ylabel('\bf Densidad de potencia del transmisor UWB (dB/MHz)')
legend('\bf tilt = 0°.', '\bf tilt = 2°.', '\bf tilt = 4°.);%', '\bf huwb = 15 m.', '\bf huwb =
30m.
title(['\bf Densidad de potencia UWB para un Rn del ', num2str(Rn(i)*100), '%
y una altura antena UWB de 15m. '])%respecto del original'
grid
figure
plot(d/1000,Pd_uwbe1(3,:),'-',d/1000,Pd_uwbe2(3,:),'-
m',d/1000,Pd_uwbe3(3,:),'-g',d/1000,-61.3,'-k');
axis([0 5 -80 -20])
xlabel('\bf Distancia (km)')
ylabel('\bf Densidad de potencia del transmisor UWB (dB/MHz)')
legend('\bf tilt = 0°.', '\bf tilt = 2°.', '\bf tilt = 4°.);%', '\bf huwb = 15 m.', '\bf huwb =
30 m.
title(['\bf Densidad de potencia UWB para un Rn del ', num2str(Rn(i)*100), '%
y una altura antena UWB de 30m. '])%respecto del original'
grid
end %Rn

```

Bibliografía

Higginbottom. Gary, "Performance Evaluation of Communication Network", Norwood MA, Ed. Artech House Inc., 1998, 366 pág.

Haykin. Simon, "Communication Systems", 4th Edition, New York, Ed. John Wiley & Sons Ltd., 2001, 816 pág.

Fechtel, Stefan A, "A Novel Approach to Modeling and Efficient Simulation of Frequency- Selective Fading radio Channels" IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 11, pp. 422-431, April 1993.

H. C. Krauss, C. W. Bostian y F. H. Raab. Estado Sólido en Ingeniería de radiocomunicaciones. Limusa. 1984.

J. Smith. Modern Communication Circuits. McGraw-Hill. 1986.

R. S. Carson. Radio Communication Concepts: Analog. Wiley. 1990.

R. E. Best. Phase-Locked Loops: Theory, Design and Applications. MacGrawHill. 1984.

MUÑOZ Rodríguez, David. Sistemas inalámbricos de comunicación personal. México: Alfaomega. 2002.

JARDÓN Aguilar. Hideberto. Fundamentos de los sistemas modernos de Comunicación. México: Alfaomega. 2002.

GARD, Vigía K y WILKES, Joseph E. wireless and personal communications systems. México: Prentice Hall, 1996.

LEE, William C.Y. Mobile cellular telecommunications systems. México: McGraw-Hill, 1989. SMITH, Clint. Practical cellular and pcs design. México: McGraw-Hill, 1998.

Probabilidad y estadística. Aplicaciones y métodos. George C. Canavos. Virginia Commonwealth University. McGraw-Hill/Interamericana de Mexico, S.A.

ALA-FOSSI, M. STAVITSKY, A.G.: 'Understanding IBOC: digital technology for analog economics', Journal of Radio Studies, núm. 10 (1): 63-79. Topeka, 2003

COMISIÓN EUROPEA: 'Radio In the Digital Era - A Report on the Meeting Organised by the European Commission (DGX)', Centre A. Borschette, Brussels, 5th March 1998.

CRONK, M.: 'DRM, implementation issues', 2001

FÄRBER, J.; SCHÄFER, R.: 'A system concept for mobile broadcast services of tomorrow', 2006.

GALPERIN, H. LEVI, T.: 'The rise of regional standards setting bodies in digital radio technology'. Presented at the Telecommunications Policy Research Conference (TPRC), september 28-30, 2002.

HENDY, D.: Radio in the global age. 2000a. Cambridge: Polity Press.

HENDY, D.: 'A political economy of radio in the digital age', Journal of Radio Studies 7(1): 213-234. 2000b.

HOWARD, Q.: 'The DAB Family of Standards. The key to convergence', 2006

LAVERS, D.: 'DAB - If you don't go digital, you'll die'. Broadcast Dialogue Magazine December, 2001.

NAKAHARA, S.: 'Overview. ISDB-T for sound broadcasting. Terrestrial Digital Radio in Japan', 2003.

PROSCH, M.: 'DAB+. The additional audio codec in DAB', 2007.

RYU, P.: 'T-DMB in Korea', 2005.

SCHILL, D.: 'DXB. A system concept for mobile IP-TV over DAB and DVB-H', 2006.

SIEBER, A.; WECK, C.: 'What's the difference between DVB-H and DAB in the mobile environment?', 2004.

TRAPPEL, J.; UHRMANN, C.: 'T-DAB: Glorious past, paralysed present, future at the mercy of spectrum allocation', 2003.

The world DAB forum Web site, <http://www.worlddab.org/>

Políticas públicas y la transición al audiovisual digital en España: El caso de la radio. Revista de Economía Política de las Tecnologías de la Información y Comunicación. Vol. 8, no. 1, Ene-Abr 2006. Disponible en <http://www.eptic.com.br>.

Seminario sobre Transición Analógica Digital para la Radiodifusión en América Latina. Organizado por AIR y ASDER. República del Salvador, Oct. 2004. Disponible en <http://www.airiab.com/Docum/Seminario.doc>

Página web del Colegio Oficial de Ingenieros de Telecomunicación: <http://www.coit.es>.

Normalización UIT-T, UIT-R www.itu.org

Normalización FCC. www.fcc.gov

American Television Standards Committee. www.atsc.org

National Association of Broadcasters. www.nab.org

Broadcasting Engineering. www.broadcastengineering.com

IEEE Communication Magazine/ IEEE Transaction on Broadcasting . www.ieee.org

RF DESIGN www.rfdesign.com

Normalización. <http://www.etsi.org/>

Normalización. www.cept.org/index.html

Normalización. www.iso.org

PRESUPUESTO

1) Ejecución Material

· Compra de ordenador personal (Software incluido)	2.000 €
· Alquiler de impresora láser durante 6 meses	50 €
· Material de oficina	150 €
· Total de ejecución material	2.200 €

2) Gastos generales

· 16 % sobre Ejecución Material	352 €
---------------------------------	-------

3) Beneficio Industrial

· 6 % sobre Ejecución Material	132 €
--------------------------------	-------

4) Honorarios Proyecto

· 640 horas a 15 € / hora	9600 €
---------------------------	--------

5) Material fungible

· Gastos de impresión	60 €
· Encuadernación	6 €

6) Subtotal del presupuesto

· Subtotal Presupuesto	12.350 €
------------------------	----------

7) I.V.A. aplicable

· 16% Subtotal Presupuesto	1.976€
----------------------------	--------

8) Total presupuesto

· Total Presupuesto	14.326€
---------------------	---------

Madrid, Octubre de 2008

El Ingeniero Jefe de Proyecto

Fdo.: Alicia Jiménez Tejero
Ingeniero Superior de Telecomunicación

PLIEGO DE CONDICIONES

Este documento contiene las condiciones legales que guiarán la realización, en este proyecto, de un estudio sobre el efecto del sistema UWB sobre otros sistemas de comunicación. En lo que sigue, se supondrá que el proyecto ha sido encargado por una empresa cliente a una empresa consultora con la finalidad de realizar dicho sistema. Dicha empresa ha debido desarrollar una línea de investigación con objeto de elaborar el proyecto. Esta línea de investigación, junto con el posterior desarrollo de los programas está amparada por las condiciones particulares del siguiente pliego.

Supuesto que la utilización industrial de los métodos recogidos en el presente proyecto ha sido decidida por parte de la empresa cliente o de otras, la obra a realizar se regulará por las siguientes:

Condiciones generales

1. La modalidad de contratación será el concurso. La adjudicación se hará, por tanto, a la proposición más favorable sin atender exclusivamente al valor económico, dependiendo de las mayores garantías ofrecidas. La empresa que somete el proyecto a concurso se reserva el derecho a declararlo desierto.
2. El montaje y mecanización completa de los equipos que intervengan será realizado totalmente por la empresa licitadora.
3. En la oferta, se hará constar el precio total por el que se compromete a realizar la obra y el tanto por ciento de baja que supone este precio en relación con un importe límite si este se hubiera fijado.
4. La obra se realizará bajo la dirección técnica de un Ingeniero Superior de Telecomunicación, auxiliado por el número de Ingenieros Técnicos y Programadores que se estime preciso para el desarrollo de la misma.
5. Aparte del Ingeniero Director, el contratista tendrá derecho a contratar al resto del personal, pudiendo ceder esta prerrogativa a favor del Ingeniero Director, quien no estará obligado a aceptarla.
6. El contratista tiene derecho a sacar copias a su costa de los planos, pliego de condiciones y presupuestos. El Ingeniero autor del proyecto autorizará con su firma las copias solicitadas por el contratista después de confrontarlas.
7. Se abonará al contratista la obra que realmente ejecute con sujeción al proyecto que sirvió de base para la contratación, a las modificaciones autorizadas por la superioridad o a las órdenes que con arreglo a sus facultades le hayan comunicado por escrito al Ingeniero Director de obras siempre que dicha obra se haya ajustado a los preceptos de los pliegos de condiciones, con arreglo a los cuales, se harán las modificaciones y la valoración de las diversas unidades sin que el importe total pueda exceder de los presupuestos aprobados. Por consiguiente, el número de unidades que se consignan en el proyecto o en el presupuesto, no podrá servirle de fundamento para entablar reclamaciones de ninguna clase, salvo en los casos de rescisión.
8. Tanto en las certificaciones de obras como en la liquidación final, se abonarán los trabajos realizados por el contratista a los precios de ejecución material que figuran en el presupuesto para cada unidad de la obra.

9. Si excepcionalmente se hubiera ejecutado algún trabajo que no se ajustase a las condiciones de la contrata pero que sin embargo es admisible a juicio del Ingeniero Director de obras, se dará conocimiento a la Dirección, proponiendo a la vez la rebaja de precios que el Ingeniero estime justa y si la Dirección resolviera aceptar la obra, quedará el contratista obligado a conformarse con la rebaja acordada.

10. Cuando se juzgue necesario emplear materiales o ejecutar obras que no figuren en el presupuesto de la contrata, se evaluará su importe a los precios asignados a otras obras o materiales análogos si los hubiere y cuando no, se discutirán entre el Ingeniero Director y el contratista, sometiéndolos a la aprobación de la Dirección. Los nuevos precios convenidos por uno u otro procedimiento, se sujetarán siempre al establecido en el punto anterior.

11. Cuando el contratista, con autorización del Ingeniero Director de obras, emplee materiales de calidad más elevada o de mayores dimensiones de lo estipulado en el proyecto, o sustituya una clase de fabricación por otra que tenga asignado mayor precio o ejecute con mayores dimensiones cualquier otra parte de las obras, o en general, introduzca en ellas cualquier modificación que sea beneficiosa a juicio del Ingeniero Director de obras, no tendrá derecho sin embargo, sino a lo que le correspondería si hubiera realizado la obra con estricta sujeción a lo proyectado y contratado.

12. Las cantidades calculadas para obras accesorias, aunque figuren por partida alzada en el presupuesto final (general), no serán abonadas sino a los precios de la contrata, según las condiciones de la misma y los proyectos particulares que para ellas se formen, o en su defecto, por lo que resulte de su medición final.

13. El contratista queda obligado a abonar al Ingeniero autor del proyecto y director de obras así como a los Ingenieros Técnicos, el importe de sus respectivos honorarios facultativos por formación del proyecto, dirección técnica y administración en su caso, con arreglo a las tarifas y honorarios vigentes.

14. Concluida la ejecución de la obra, será reconocida por el Ingeniero Director que a tal efecto designe la empresa.

15. La garantía definitiva será del 4% del presupuesto y la provisional del 2%.

16. La forma de pago será por certificaciones mensuales de la obra ejecutada, de acuerdo con los precios del presupuesto, deducida la baja si la hubiera.

17. La fecha de comienzo de las obras será a partir de los 15 días naturales del replanteo oficial de las mismas y la definitiva, al año de haber ejecutado la provisional, procediéndose si no existe reclamación alguna, a la reclamación de la fianza.

18. Si el contratista al efectuar el replanteo, observase algún error en el proyecto, deberá comunicarlo en el plazo de quince días al Ingeniero Director de obras, pues transcurrido ese plazo será responsable de la exactitud del proyecto.

19. El contratista está obligado a designar una persona responsable que se entenderá con el Ingeniero Director de obras, o con el delegado que éste designe, para todo relacionado con ella. Al ser el Ingeniero Director de obras el que interpreta el proyecto, el contratista deberá consultarle cualquier duda que surja en su realización.

20. Durante la realización de la obra, se girarán visitas de inspección por personal facultativo de la empresa cliente, para hacer las comprobaciones que se crean oportunas. Es obligación del contratista, la conservación de la obra ya ejecutada hasta la recepción de la

misma, por lo que el deterioro parcial o total de ella, aunque sea por agentes atmosféricos u otras causas, deberá ser reparado o reconstruido por su cuenta.

21. El contratista, deberá realizar la obra en el plazo mencionado a partir de la fecha del contrato, incurriendo en multa, por retraso de la ejecución siempre que éste no sea debido a causas de fuerza mayor. A la terminación de la obra, se hará una recepción provisional previo reconocimiento y examen por la dirección técnica, el depositario de efectos, el interventor y el jefe de servicio o un representante, estampando su conformidad el contratista.

22. Hecha la recepción provisional, se certificará al contratista el resto de la obra, reservándose la administración el importe de los gastos de conservación de la misma hasta su recepción definitiva y la fianza durante el tiempo señalado como plazo de garantía. La recepción definitiva se hará en las mismas condiciones que la provisional, extendiéndose el acta correspondiente. El Director Técnico propondrá a la Junta Económica la devolución de la fianza al contratista de acuerdo con las condiciones económicas legales establecidas.

23. Las tarifas para la determinación de honorarios, reguladas por orden de la Presidencia del Gobierno el 19 de Octubre de 1961, se aplicarán sobre el denominado en la actualidad "Presupuesto de Ejecución de Contrata" y anteriormente llamado "Presupuesto de Ejecución Material" que hoy designa otro concepto.

Condiciones particulares

La empresa consultora, que ha desarrollado el presente proyecto, lo entregará a la empresa cliente bajo las condiciones generales ya formuladas, debiendo añadirse las siguientes condiciones particulares:

1. La propiedad intelectual de los procesos descritos y analizados en el presente trabajo, pertenece por entero a la empresa consultora representada por el Ingeniero Director del Proyecto.

2. La empresa consultora se reserva el derecho a la utilización total o parcial de los resultados de la investigación realizada para desarrollar el siguiente proyecto, bien para su publicación o bien para su uso en trabajos o proyectos posteriores, para la misma empresa cliente o para otra.

3. Cualquier tipo de reproducción aparte de las reseñadas en las condiciones generales, bien sea para uso particular de la empresa cliente, o para cualquier otra aplicación, contará con autorización expresa y por escrito del Ingeniero Director del Proyecto, que actuará en representación de la empresa consultora.

4. En la autorización se ha de hacer constar la aplicación a que se destinan sus reproducciones así como su cantidad.

5. En todas las reproducciones se indicará su procedencia, explicitando el nombre del proyecto, nombre del Ingeniero Director y de la empresa consultora.

6. Si el proyecto pasa la etapa de desarrollo, cualquier modificación que se realice sobre él, deberá ser notificada al Ingeniero Director del Proyecto y a criterio de éste, la empresa consultora decidirá aceptar o no la modificación propuesta.

7. Si la modificación se acepta, la empresa consultora se hará responsable al mismo nivel que el proyecto inicial del que resulta el añadirla.

8. Si la modificación no es aceptada, por el contrario, la empresa consultora declinará toda responsabilidad que se derive de la aplicación o influencia de la misma.

9. Si la empresa cliente decide desarrollar industrialmente uno o varios productos en los que resulte parcial o totalmente aplicable el estudio de este proyecto, deberá comunicarlo a la empresa consultora.

10. La empresa consultora no se responsabiliza de los efectos laterales que se puedan producir en el momento en que se utilice la herramienta objeto del presente proyecto para la realización de otras aplicaciones.

11. La empresa consultora tendrá prioridad respecto a otras en la elaboración de los proyectos auxiliares que fuese necesario desarrollar para dicha aplicación industrial, siempre que no haga explícita renuncia a este hecho. En este caso, deberá autorizar expresamente los proyectos presentados por otros.

12. El Ingeniero Director del presente proyecto, será el responsable de la dirección de la aplicación industrial siempre que la empresa consultora lo estime oportuno. En caso contrario, la persona designada deberá contar con la autorización del mismo, quien delegará en él las responsabilidades que ostente.