UNIVERSIDAD DE CANTABRIA

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA DE COMUNICACIONES



TESIS DOCTORAL

Contribución a la regulación de la tecnología UWB en Europa

Beatriz Quijano Ruiz

Santander, Enero de 2016

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA DE COMUNICACIONES



TESIS DOCTORAL

Contribución a la regulación de la tecnología UWB en Europa

Autora: Beatriz Quijano Ruiz Directora: Amparo Herrera Guardado

Santander, Enero de 2016

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA DE COMUNICACIONES



TESIS DOCTORAL

Contribución a la regulación de la tecnología UWB en Europa

Tesis doctoral presentada por **Beatriz Quijano Ruiz** para la obtención del título de **Doctor por la Universidad de Cantabria**

Autora: Beatriz Quijano Ruiz Directora: Amparo Herrera Guardado

Santander, Enero de 2016

UNIVERSITY OF CANTABRIA

COMMUNICATION ENGINEERING DEPARTMENT



PhD Thesis

Contribution to UWB technology regulation in Europe

PhD Thesis presented by **Beatriz Quijano Ruiz** to obtain the **Doctor degree by the University of Cantabria**

> Author: Beatriz Quijano Ruiz Supervisor: Amparo Herrera Guardado

> > Santander, January 2016

CERTIFICADO DEL DIRECTOR DE TESIS

Dña. Amparo Herrera Guardado, Profesora Titular del Área de Teoría de la Señal y Comunicaciones del Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria, certifica que este trabajo ha sido realizado en el Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria bajo su dirección y que reúne las condiciones exigidas a los trabajos de Doctorado.

Santander, Enero de 2016

Fdo. Amparo Herrera Guardado

AGRADECIMIENTOS

Quiero expresar mi más profundo reconocimiento y gratitud a José Luis García García, primer director de esta tesis. Afortunadamente te llegué a transmitir mi agradecimiento sin esperar a escribirlo en estas líneas. Gracias por haber puesto las primeras piedras del camino que ahora recorremos. Gracias, en lo personal, por todas las oportunidades que me brindaste. Y gracias, sobre todo, por tu confianza. Cogiendo prestadas las palabras de mis compañeros, gracias por compartir tu sueño.

Gracias también a mi directora actual, Amparo. Gracias por hacerme ver que esto era posible.

Gracias a mis compañeros de ACORDE, actuales y anteriores, y a todos los miembros del Departamento de Ingeniería de Comunicaciones que de alguna manera han contribuido a esta tesis. Gracias especialmente a Álvaro Álvarez y a Manuel Lobeira.

Gracias esta vez, otra vez, todas las veces, a mis padres. Gracias porque sois, objetivamente hablando, los mejores. Gracias por vuestro apoyo constante y gracias por enseñarme con el ejemplo el valor del trabajo y del esfuerzo.

Gracias a mis hermanas, Marisa y Ana. Gracias por alegraros de mis éxitos y sufrir mis fracasos más que yo misma. Y gracias por compartir conmigo vuestros éxitos y vuestros (pocos) fracasos.

También a ti, Álvaro. Gracias por entender las razones que hay detrás de todo el tiempo que te he robado.

Gracias a los pequeños Beatriz y Álvaro, y a las pequeñas Celia y Elena. Gracias por darme los mejores momentos.

Gracias por último a todos, familia y amigos. Gracias a todos los que os alegráis de que esta tesis sea una realidad.



RESUMEN

La tecnología de banda ultra ancha (UWB), y más en concreto *impulse radio ultra wideband* (IR-UWB) consiste en la transmisión de impulsos eléctricos de muy corta duración que se traducen en el dominio de la frecuencia en un espectro de gran ancho de banda, con muy baja densidad espectral de potencia.

Esto brinda grandes potenciales ventajas, como una gran capacidad del canal, baja probabilidad de detección o robustez en entornos con multicamino, a la vez que, al menos conceptualmente, posibilita la compartición del espectro con otros servicios licenciados con anchos de banda más reducidos y densidades espectrales de potencia mucho más elevadas.

Todo lo anterior ha generado un gran interés en la comunidad científica e industrial por el desarrollo de esta tecnología.

No obstante, UWB también ha suscitado preocupación por los posibles efectos sobre otros sistemas de radio. La necesidad de compartición del espectro con todos los sistemas con cuyas bandas se solapa ha sido objeto de gran controversia durante los últimos años, en vista de lo cual, los distintos organismos reguladores han llevado a cabo estudios y procesos de consulta con las partes implicadas para definir las limitaciones a imponer a las emisiones UWB a fin de garantizar que no degraden las prestaciones de los servicios potencialmente afectados.

En el caso de Europa, el proceso lo ha llevado a cabo la CEPT a través de su comité ECC.

Los trabajos descritos en esta tesis se han llevado a cabo durante este proceso de definición de la regulación de UWB en Europa, contribuyendo a los grupos de trabajo de ECC, tanto de manera directa con la presentación de estudios, como indirectamente, a través de contribuciones de los proyectos de I+D dedicados al desarrollo de UWB, proyectos que actuaban como parte implicada en dichos foros.

En esta tesis se recopilan parte de los estudios de coexistencia realizados entre los sistemas de banda ultra ancha (UWB) y otros sistemas que utilizan bandas susceptibles de ser ocupadas por emisiones UWB, en concreto GSM (900 MHz y 1800 MHz), y UMTS (2 GHz).

En una primera fase, se desarrollan los modelos para el cálculo de niveles de potencia de interferencia en el receptor víctima, partiendo de escenarios simplistas de interferente único cercano al receptor, hasta llegar al modelo más avanzado que considera el efecto de agregado de transmisores UWB con una determinada densidad espacial, teniendo en cuenta cuestiones como el efecto en la interferencia agregada del factor de actividad de los transmisores UWB.

A continuación se analiza de manera teórica el efecto de las emisiones UWB sobre los sistemas GSM y UMTS. A partir de un criterio de máxima degradación admisible sobre un parámetro



determinado de cada sistema, se evalúa, en primer lugar, los efectos de la normativa existente en el momento de realizar el estudio sobre los sistemas víctima, a fin de determinar si bajo las condiciones indicadas, dichas normativas son válidas o no para garantizar la coexistencia entre UWB y GSM/UMTS. Las normativas analizadas son la de EE.UU. (FCC) y Europa (borradores de normativa CETP existes en el momento de realización de las investigaciones).

A continuación se indica, para la normativa analizada, las distancias de protección necesarias para que UWB no genere interferencia perjudicial sobre los sistemas indicados.

Los estudios teóricos finalizan con la propuesta de límites máximos de emisión en términos de densidad espectral de potencia. Para ello, previamente se fijan las condiciones a asumir, como número de transmisores en términos de distancias y/o densidades espaciales, factor de actividad de los transmisores UWB y se fija también el escenario considerado, como enlace ascendente o descendente, entorno en interiores o exteriores o condiciones de operación de la red celular que puedan determinar el nivel de ruido e interferencia en el sistema previo a la introducción de UWB.

Asimismo, se presentan los resultados de varias campañas de medida realizadas para evaluar el impacto de UWB sobre GSM y UMTS. En todas ellas, en primer lugar se caracteriza el comportamiento de la red de que se trate para poder posteriormente evaluar el impacto de la introducción de UWB. Para cada sistema se define el ratio de protección que mejor lo caracteriza. A partir de medidas conducidas (GSM) y radiadas (GSM y UMTS), y tras fijar la condición de degradación máxima permitida, se determinan los ratios de protección requeridos.

A partir de esos ratios se calcula nuevamente la máxima densidad de potencia admisible a UWB en las bandas asignadas a GSM y a UMTS.

Por tanto, podemos concluir que el objetivo final de estos trabajos ha sido cuantificar la degradación en el funcionamiento de los sistemas denominados víctima (GSM y UMTS) cuando son objetos de interferencias provenientes de fuentes UWB, tanto individuales como agregadas.

Estos resultados han permitido definir varias propuestas de límites máximos aceptables de densidad espectral de potencia para UWB, y presentarlos en los foros adecuados encargados del desarrollo de la regulación de los sistemas UWB en Europa.



ABSTRACT

Ultra wideband technology, and more specifically impulse radio ultra wideband (IR-UWB), is based on the transmission of extremely short impulses, which are translated, in the frequency domain, in a very wide spectrum range, with very low power spectral density.

This brings interesting potential advantages, such as high channel capacity, low probability of detection and interception, or robustness against multipath.

At the same time, at least from a conceptual point of view, UWB can share the spectrum with other licensed services that require much lower bandwidths but much higher power spectral density levels.

Therefore, this technology has gained great interest in the scientific and industrial communities.

However, UWB has also generated some concerns due to the possible negative impact it might have on other radio services. The need for the spectrum to be shared between UWB and the other services it overlaps with, has been a source of controversy during the last years.

For that reason, the different regulatory authorities have performed compatibility studies and consultation processes to define the limitations to define to UWB emission, in order to prevent UWB emissions from degrading the performance of potentially affected services.

CEPT has been in charge of this process within Europe, though its ECC Committee.

The investigations described hereinafter have been done within this process for the definition of UWB regulation in Europe. It includes contributions directly provided to the ECC working groups and also contributions generated in the frame of R&D projects dedicated to UWB. These projects also contributed to the regulation process.

This work collects part of the research activity developed so far in the field of compatibility studies between UWB and other radio services operating in bands potentially affected by UWB. In this case, GSM (900 MHz y 1800 MHz), and UMTS (2 GHz) are included.

The first phase is the development of models to calculate interference power levels at the victim receiver, starting with simplistic cases such as the single UWB interferer at a given distance. More advanced models are gradually introduced. The most advanced model considers the effect of aggregate interference and the effect of UWB emissions activity factor.

After that, the impact of UWB emissions on GSM and UMTS are analysed. The maximum acceptable degradation criteria on a given parameter is established, and, based on that, the effects of the regulation under analysis are studied. The target at this step was to verify if the, draft regulations were restrictive enough to permit peaceful coexistence between UWB y



GSM/UMTS or not. The considered regulations are USA (FCC) and CEPT (Draft Europe PSD masks at the time the research was done).

The next step is the definition, for a given regulation level, of the different required protection distances in order not to generate harmful interference.

The final contribution of the theoretical studies is a proposal of maximum mean PSD (e.i.r.p.) within the affected service band. This PSD proposal requires the previous definition of the protection scenario, such as number of UWB emitters and distance they are located at, and/or number of UWB transmitters as a function of distance and/or density of transmitters, UWB emitters activity factor and also the relevant environment, including the up-link or down-link cases, indoor or outdoor usage or network operation conditions that may affect the total source of noise and interference levels in the network before the introduction of UWB.

In addition to the theoretical analysis, the results of several measurement campaigns performed to evaluate the impact of UWB on GSM and UMTS are presented. The behaviour of the network in absence of UWB is characterised first, in order to have a reference situation to compare with the performance once UWB transmissions are active.

For each system, the most suitable protection ratio is defined. The protection ratios are the empirical results of a set of conducted measurements (GSM) and radiated measurements (GSM and UMTS). After the definition of the maximum acceptable degradation condition, the protection ratios are derived.

These protection ratios enable the calculation of the corresponding maximum UWB transmitted PSD in the bands allocated to GSM and UMTS.

To conclude, the objective of this research has been the quantification of the performance degradation on the victim systems (GSM and UMTS) when they suffer from UWB single and/or aggregate interference.

As a result of that, proposals on maximum mean UWB PSD have been defined and presented at the regulatory bodies in charge of the UWB regulation process in Europe.



ÍNDICE

RESUM	IENxiii	
ABSTRACTxv		
ÍNDICE		
LISTAD	O DE TABLAS xxi	
LISTAD	O DE FIGURASxxv	
ACRÓN	IMOS xxix	
0	CAPÍTULO 0: INTRODUCCIÓN 2	
0.1	Contexto 2	
0.2	Proyectos relacionados 4	
0.2.1	U.C.A.N	
0.2.2	PULSERS y PULSERS II	
0.2.3	MAGNET y MAGNET Beyond5	
1	CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN A LA TECNOLOGÍA UWB6	
1.1	Conceptos básicos de UWB 6	
1.2	Capacidad del canal	
1.3	Tipos de señales UWB 8	
1.3.1	IR-UWB monobanda9	
1.3.2	Modulación en IR-UWB 10	
1.3.3	UWB multibanda 11	
1.4	Evolución y estado actual de la regulación11	
1.4.1	Estados Unidos 11	
1.4.2	Europa	
1.4.3	Límites regulatorios considerados durante los trabajos de esta tesis	
2 INTERF	CAPÍTULO 2: MODELOS TEÓRICOS DE EVALUACIÓN DE NIVELES DE POTENCIA DE ERENCIA	
2.1	Modelo de propagación16	



2.2	Modelo de transmisor interferente único a distancia 'd' 17
2.3	Modelo determinista para cálculo de interferencia agregada (Modelo MAC)
2.4 contrib	Modelo determinista para cálculo de interferencia agregada como suma de ouciones discretas
2.5	Modelo estadístico analítico de interferencia agregada
2.5.1	Introducción al modelo estadístico de interferencia agregada
2.5.2	Contribución dominante de transmisores en el primer anillo 24
2.5.3	Modelo de tráfico 26
2.5.4 interfe	Cálculo de función de densidad de probabilidad de la variable potencia de rencia 29
2.5.5	Resultados
2.6	Comparación entre todos los modelos 36
3	CAPÍTULO 3: ANÁLISIS TEÓRICOS DEL EFECTO DE UWB SOBRE GSM Y UMTS
3.1	Introducción
3.2	Estudios teóricos del efecto de UWB sobre GSM 40
3.2.1	Degradación en GSM por interferentes UWB 40
3.2.2	Criterios para determinar la máxima degradación aceptable
3.2.3	Resultados considerando reducción del área de cobertura
3.2.4	Resultados considerando incremento de BER52
3.2.5	Resumen y análisis de resultados56
3.3	Estudios teóricos del efecto de UWB sobre UMTS57
3.3.1	Introducción57
3.3.2	Factor de carga y sus implicaciones59
3.3.3	Incremento de factor de carga por UMTS 60
3.3.4	Estudio de degradaciones en UMTS por UWB62
3.3.5	Criterio seleccionado y consideraciones adicionales a tener en cuenta
3.3.6	Propuesta de limitación en PSD para la coexistencia con UMTS
4	CAPÍTULO 4: DESARROLLO DE TRANSMISORES DE PRUEBAS



4.1	Medidas de coexistencia e interferencias, introducción y motivación
4.2	Diseño
4.3	Caracterización
4.4	Caracterización en las bandas de servicios celulares
5	CAPÍTULO 5: MEDIDAS GSM-UWB 82
5.1	Equipos de medida 82
5.2	Campaña de medida 83
5.2.1	Medidas conducidas
5.2.2	Medidas radiadas
5.3	Conclusiones
6	CAPÍTULO 6: MEDIDAS UWB-UMTS
6.1	Consideraciones preliminares
6.1.1	Sensibilidad: medidas y valores de referencia
6.1.2	Interferentes individuales o agregados
6.1.3	Distancias de separación y potencia transmitida UWB
6.1.4	Tipo de canal
6.2	Equipos de medida
6.3	Procedimiento de medida96
6.3.1	Medidas de potencia de interferencia UWB
6.3.2	Medidas a niveles elevados de potencia transmitida por el Nodo-B
6.4	Condiciones de medida
6.5	Resultados
6.5.1	Medidas en ausencia de interferencia UWB
6.5.2	Medidas con interferencia UWB 100
6.5.3	Resultados de las medidas 104
6.7	Procesado adicional 105
6.8	Conclusiones 106
7	CAPÍTULO 7: CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO



7.1	Conclusiones finales y líneas futuras de trabajo	
7.2	Publicaciones, contribuciones a organismos de estandarización y c	ursos impartidos113
7.2.1	Publicaciones	113
7.2.2	Contribuciones a organismos de estandarización	114
7.2.3	Cursos impartidos	115
7.2.4	CV reducido	116
8	REFERENCIAS	117



LISTADO DE TABLAS

Tabla 1: Número de usuarios y distancia según anillo	25
Tabla 2: Tasa de entrada y de salida del sistema según el número de usuarios activos	27
Tabla 3: Ecuaciones de balance para estado estable	28
Tabla 4: Coeficientes A_1 y A_2 , sin normalizar y normalizados a 'H'	33
Tabla 5: Parámetros η y σ^2 sin normalizar, caso 1	33
Tabla 6: Parámetros η y σ^2 sin normalizar, caso 2	34
Tabla 7: Parámetros η y σ^2 sin normalizar, caso 3	34
Tabla 8: Parámetros típicos de balance de enlace GSM	43
Tabla 9: Reducción del área de celda con interferente único a 20cm	47
Tabla 10: Reducción del área de celda con interferente único a 1m	47
Tabla 11: Densidades consideradas para presentación de valores numéricos	48
Tabla 12: Reducción del área de celda, regulación CEPT con transmisor individual a 20cm más agregado	48
Tabla 13: Distancias de protección con normativa analizada para GSM-900	50
Tabla 14: Distancias de protección con normativa analizada para GSM-1800	50
Tabla 15: Incremento de BER con interferente único a 20cm	52
Tabla 16: Incremento de BER con interferente único a 1m	52
Tabla 17: Máxima PSD [dBm/MHz], Transmisor individual a 20cm más agregado; GSM-900	53
Tabla 18: Máxima PSD [dBm/MHz], Transmisor individual a 20cm más agregado; GSM-1800	54
Tabla 19: Propuesta de máxima PSD media [dBm/MHz] en bandas de GSM	56
Tabla 20: Especificaciones antenas monocónicas	75
Tabla 21: Caracterización de los transmisores UWB con antena	75
Tabla 22: Niveles de potencia en la banda GSM. Transmisores colocados a 36cm.	79
Tabla 23: Niveles de potencia en la banda DCS. Transmisores colocados a 36cm	80
Tabla 24: Niveles de potencia en la banda UMTS. Transmisores colocados a 36cm	80
Tabla 25: Medidas conducidas llevadas a cabo durante la campaña UWB-GSM	83



Tabla 26: Medidas radiadas llevadas a cabo durante la campaña UWB-GSM	3
Tabla 27: Medida de sensibilidad de receptor GSM/DCS en entorno conducido 8	34
Tabla 28: relación C/I _{UWB} para GSM-900 en entorno conducido	6
Tabla 29: Relación C/I _{UWB} para DCS-1800 en entorno conducido8	86
Tabla 30: Estimación de valores de potencia de interferencia UWB	9
Tabla 31: Resumen de resultados GSM-900 en exteriores9)1
Tabla 32: Resumen de resultados DCS en exteriores9)1
Tabla 33: Resumen de ratios de protección para GSM-900 por encima de la sensibilidad9)2
Tabla 34: Resumen de ratios de protección para GSM-1800 por encima de la sensibilidad9)2
Tabla 35: Comparativa de limitaciones en PSD resultantes)2
Tabla 36: Distancia entre TX-UWB y RX-UMTS9	8
Tabla 37: Tipos de canal	8
Tabla 38: Combinaciones medidas para caso agregado	8
Tabla 39: \hat{I}_{OR} de referencia e \hat{I}_{OR} medida para canal de 12.2kbps	9
Tabla 40: Î _{or} de referencia e Î _{or} medida para canal de 64kbps9	9
Tabla 41: Resultados para canal de 12.2kbps con separación TX-UWB y RX-UMTS de 20cm)1
Tabla 42: Resumen de resultados, canal de 12.2kbps, 20cm10)1
Tabla 43: Resultados para canal de 12.2kbps con separación entre TX-UWB y RX-UMTS de 30cm10)2
Tabla 44: Resumen de resultados, canal de 12.2kbps. 30cm 10)2
Tabla 45: Resultados para canal de 12.2kbps, separación entre TX-UWB y RX-UMTS de 50cm10)2
Tabla 46: Resumen de resultados, canal de 12.2kbps, 50cm 10)2
Tabla 47: Resumen de resultados, canal de 64kbps, 20cm10)2
Tabla 48: Resultados para canal de 64kbps. Separación entre TX-UWB y RX-UMTS de 20cm10)3
Tabla 49: Resultados para canal de 64kbps. Separación entre TX-UWB y RX-UMTS de 30cm10)3
Tabla 50: Resumen de resultados, canal de 64kbps, 30cm10)3
Tabla 51: Resultados para canal de 64kbps. Separación entre TX-UWB y RX-UMTS de 50cm10)4
Tabla 52: Resumen de resultados, canal de 64kbs, 30cm10)4



Tabla 53: Resumen de resultados medidos	104
Tabla 54: Peor caso medido	104
Tabla 55: 12.2kbps, relación de protección $\left(rac{\widehat{I}_{OR}}{I_{UWB}} ight)$	105
Tabla 56: 64kbps, relación de protección $\left(rac{\widehat{I}_{OR}}{I_{UWB}} ight)$	106



LISTADO DE FIGURAS

Figura 1: Efecto del incremento del ancho de banda sobre la capacidad teórica máxima	8
Figura 2: Comparativa entre las regulaciones actuales y la regulación empleada durante los	
trabajos	15
Figura 3: Potencia UWB transmitida en el ancho de banda del receptor víctima	18
Figura 4: Distribución geométrica de transmisores y receptor en el modelo MAC	19
Figura 5: Distribución geométrica de transmisores UWB	22
Figura 6: Distribución geométrica del receptor víctima y de transmisores UWB	24
Figura 7: Relación de potencia recibida en cada anillo normalizada a la recibida en el primer anillo en porcentaje lineal (arriba) y en dB (debajo)	25
Figura 8: Incremento de potencia recibida por efecto de agregación de transmisores	26
Figura 9: Diagrama del sistema	27
Figura 10: fk1 \otimes fK2	31
Figura 11: Aproximación Gaussiana para la interferencia de los anillos 3 y 4 conjuntamente	31
Figura 12: Ejemplo de PDF en interiores	35
Figura 13: Ejemplo de PDF en exteriores	35
Figura 14: Efecto de la densidad de transmisores en la PDF	36
Figura 15: Comparativa entre los modelos presentados	37
Figura 16: Transmisor individual a 20cm del receptor víctima más agregado adicional de	
interferentes	40
Figura 17: Niveles de potencia en GSM	42
Figura 18: Reducción del área de la celda frente a DUWB, exteriores (izda) e interiores (dcha)	44
Figura 19: Reducción del área de celda frente a degradación UWB	44
Figura 20: BER frente a degradación UWB	46
Figura 21: BER en función de IUWB con GSM en niveles próximos a la sensibilidad	46
Figura 22: Reducción del área de celda [%] con emisor UWB individual más agregado de transmisores con densidad ρ, GSM-1800, enlace ascendente, máscara CEPT, interiores (izda) y	
exteriores (dcha)	49



Figura 23: Distancias de protección, GSM-900, down-link, FCC indoor	51
Figura 24: Distancias de protección, GSM-900, down-link, CEPT indoor	51
Figura 25: Distancias de protección, GSM-1800, down-link, FCC indoor	51
Figura 26: Distancias de protección, GSM-1800, up-link, CEPT indoor	51
Figura 27: Margen para interferencia y distancia de separación UWB en función del factor de carga	60
Figura 28: Incremento del factor de carga por UWB, enlaces de voz con degradación por UWB baja	61
Figura 29: Incremento del factor de carga por UWB, enlaces de voz con degradación por UWB elevada	61
Figura 30: Incremento del factor de carga por UWB, datos 144kbps con degradación UWB baja	62
Figura 31: Incremento del factor de carga por UWB, datos 144kbps con degradación UWB alta	62
Figura 32: Incremento de Poutage en UMTS para servicio de voz con degradación UWB considerada respecto a ruido térmico de 0.18dB (∆Poutage hasta 2.5% con factor de carga de 60%)	66
Figura 33: Zoom de Figura 32	66
Figura 34: Incremento de Poutage en UMTS para servicio de datos a 144kbps con degradación UWB considerada respecto a ruido térmico de 0.93dB (∆Poutage hasta 2.5% con factor de carga de 60%)	66
Figura 35: Zoom de Figura 34	66
Figura 36: Reducción en tráfico destinado a UMTS para servicio de voz con degradación UWB considerada respecto a ruido térmico de 0.01dB	67
Figura 37: Zoom de Figura 36	67
Figura 38: Reducción en tráfico destinado a UMTS para servicio de voz con degradación UWB considerada respecto a ruido térmico de 0.11dB	67
Figura 39: Zoom de Figura 38	67
Figura 40: Incremento de Poutage en UMTS para servicio de voz con degradación UWB considerada respecto a ruido térmico de 0.085dB (ΔPoutage hasta 2.5% manteniendo número	



Figura 41: Incremento de Poutage en UMTS para servicio de datos a 144kbps con degradación UWB considerada respecto a ruido térmico de 0.16dB (ΔPoutage hasta 2.5% manteniendo	
número de circuitos)	69
Figura 42: Señal con time hopping y Pulse Position Modulation	73
Figura 43: Esquemático del sistema transmisor UWB	73
Figura 44: Arquitectura básica del generador PN	73
Figura 45: Señal digital pseudoaleatoria (izda) y señal a la salida del ADC (dcha)	74
Figura 46: Señal a la salida del ADC (izda) y a la salida del VCO (dcha)	74
Figura 47: Amplificador en seguidor de emisor	74
Figura 48: Filtro paso banda entre 20 y 50 MHz	75
Figura 49: Pulso UWB generado en el dominio temporal (izda) y en el dominio frecuencial (dcha)	76
Figura 50: Pulso UWB recibido	76
Figura 51: Muestra del espectro generado, 0-10 GHz (izquierda), 1.7-1.9 GHz (derecha)	76
Figura 52: PSD [dBm/MHz] a 36 cm de cada TX UWB, banda GSM, a la entrada de la antena del RX	78
Figura 53: PSD [dBm/MHz] de la respuesta agregada de TX UWB colocados a 36cm, banda GSM, a la entrada de la antena del RX	78
Figura 54: Medidas espectrales en la banda DCS. Conjunto de TX colocados a 36cm	79
Figura 55: Medidas espectrales en la banda UMTS. Conjunto de TX colocados a 36cm	79
Figura 56: Caracterización de la red en ausencia de interferencia UWB, caso conducido para GSM-900	85
Figura 57: Caracterización de la red en ausencia de interferencia UWB , caso conducido para GSM-1800	85
Figura 58: Configuración para medidas conducidas (izquierda) y banco de medidas (derecha)	85
Figura 59: Ratios C/I vs. BER para GSM-900	86
Figura 60: BER vs. IUWB para GSM-900	86
Figura 61: Ratios C/I vs. BER para GSM-1800	87
Figura 62: BER vs. IUWB para GSM-1800	87
Figura 63: Set-up para medidas de interferencia agregada	88



igura 64: Nivel de señal GSM-900 [dBm] vs. BER [%]. Caracterización individual de cada TX90
igura 65: Nivel de señal GSM-900 [dBm] vs. BER [%]. Incremento gradual en número de TX90
igura 66: C/IUWB vs. BER [%] GSM-900. Caracterización con cada TX individualmente
igura 67: C/IUWB [dB] vs. BER [%] GSM-900.Incremento sucesivo en el número de TX90
igura 68: Set-up para medidas de interferencia agregadas en exteriores
igura 69:Terminal UMTS comercial (izda) y bancada de medidas (dcha)
igura 70: Medidas UMTS sin interferente UWB, 12.2kbps (izda) y 64kbps (dcha)100
igura 71: Configuración de transmisores interferentes a 20cm de receptor víctima
igura 72: Configuración de transmisores interferentes a 30cm102



ACRÓNIMOS

AC	Alternating current
ADC	Analog to digital converter
AF	Activity factor
BER	Bit error rate
BMA	Building material analysis
BPSK	Binary phase shift keying
BS	Base station
BTS	Base transceiver station
BW	Bandwidth
CE	Comisión Europea
CEA-LETI	Commissariat à l'Energie Atomique et aux Energies Alternatives,
	Laboratoire d'électronique des technologies de l'information
CEPT	Conférence Européenne des administrations des Postes et des
	Télécommunications; European Conference of Postal and
	Telecommunications Administrations
C/I	Carrier to interference ratio
CDMA	Code division multiple access
DAA	Detect and avoid
DAC	Digital to analog converter
DARPA	Defense Advanced Research Projects Agency
DC	Direct current
DCS	Digital cellular system
DS-CDMA	Direct sequence code division multiple access
DS-PAM	Direct sequence pulse amplitude modulation
DS-SS	Direct sequence spread spectrum
EC	European Commission
ECC	Electronic Communications Committee
e.i.r.p.	Equivalent isotropic radiated power
EE.UU.	Estados Unidos de América
ETSI	European Telecommunication Standards Institute
FCC	Federal Communications Committee
FM	Frequency modulation
FPGA	Field programmable gate array
FP	Framework Programme
FP-5	Fifth Framework Programme



FP-6	Sixth Framework Programme
FWA	Fixed wireless access
GMSK	Gaussian minimum shift keying
GNSS	Global navigation satellite system
GPIB	General-purpose instrumentation bus
GPS	Global positioning system
GSM	Global system for mobile communications
GWT	Gesellschaft für Wissens und Technologiestransfer der TU Dresden
HDR	High data rate
IEEE	Institute of Electrical and Electronic Engineers
IP	Integrated project
IR-UWB	Impulse radio ultra wideband
IST	Information Society Technologies
I+D	Investigación y desarrollo
LCD	Low duty cycle
LDR-LT	Low data rate location and tracking
MAC	Multiple access communications
MAGNET	My Personal Adaptative Global Net
NOI	Notice of inquiry
NOPRM	Notice of proposed rule making
NTIA	National Telecommunications and Information Administration
OFDM	Orthogonal frequency division multiplex
PAM	Pulse amplitude modulation
PC	Personal computer
p.i.r.e	Potencia isotrópica radiada equivalente
PN	Personal network
PN	Pseudonoise
PPM	Pulse position modulation
PRF	Pulse repetition frequency
PSD	Power spectral density
PULSERS	Pervasive Ultra-wideband Low Spectral Energy Radio Systems
PYME	Pequeña y mediana empresa
RA	Radiocommunications Agency
RF	Radio frequency o radiofrecuencia
RSCP	Received signal code power
RSSI	Received signal strength indicator
RTD	Research and Technological Development



RX	Receptor
SIM	Subscriber entity module
SMA	SubMiniature version A
SMD	Surface mounted device
SRD	Step recovery diode
TG3	Task Group 3
TH-PPM	Time hopping pulse position modulation
ТХ	Transmisor
UCAN	Ultra-Wideband Concepts for Ad-hoc Networks
UC	Universidad de Cantabria
UE	Unión Europea
USB	Universal serial bus
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
UWB	Ultra Wideband
v.a.	Variable aleatoria
VCO	Voltage control ocscillator
VGA	Variable gain amplifier
W-CDMA	Wideband Code Division Multiple Access
WG	Working group
WLAN	Wireless local area network
WPAN	Wireless personal area network
XOR	Exclusive-or



0 CAPÍTULO 0: INTRODUCCIÓN

0.1 Contexto

La regulación de la tecnología de banda ultra ancha (UWB) en Europa se ha desarrollado como respuesta a varios mandatos de la Comisión Europea a CEPT, y dentro de CEPT ha sido el ECC (European Communications Committee) el encargado de estos trabajos a través del grupo creado al efecto, el "ECC Task Group 3", ECC TG3.

En paralelo al proceso de desarrollo regulatorio, las grandes expectativas depositadas en UWB posibilitaron la aprobación de varios proyectos de I+D dedicados a su desarrollo.

En este trabajo de tesis se presentarán las aportaciones realizadas al grupo ECC TG3 para el desarrollo de la normativa UWB en Europa, y a los proyectos Europeos de I+D de los V y VI Programas Marco (FP, Framework Programme) de la Unión Europea (UE), tales como UCAN, PULSERS, MAGNET y sus continuaciones, así como proyectos del programa Galileo, relacionados con la problemática de la coexistencia entre los sistemas UWB y otros sistemas de radio. A través de estos proyectos también se contribuyó con aportaciones de diverso tipo al desarrollo de dicha normativa a través del "Ultra-Wide-Band Cluster".

Estos trabajos se llevaron a cabo en un momento en que la tecnología UWB tenía grandes expectativas de desarrollo. No obstante, los requisitos impuestos a los estudios de compatibilidad, como los que se presentan en esta tesis, que habían de basarse en escenarios de extremo peor caso en lo que a supuestos de despliegue y condiciones de protección al resto de sistemas de radio se refería, dieron lugar a resultados en exceso conservadores, que hicieron que la normativa frenara la evolución e impacto de esta tecnología muy por debajo de lo inicialmente esperado, máxime para las aplicaciones de comunicaciones.

Estos escenarios de partida de extremo peor caso vinieron determinados por condicionantes económicos y políticos derivados de la nueva filosofía de compartición del espectro en bandas licenciadas que UWB demandaba.

Uno de los principales problemas para el éxito de UWB radica en la ocupación de bandas espectrales reservadas a otros servicios. A pesar de que la densidad espectral de potencia de los sistemas UWB era baja, la controversia sobre la posibilidad de permitir estas emisiones en bandas licenciadas a otros servicios fue enorme, adquiriendo los estudios de compatibilidad una dimensión, como decimos, ya no solo técnica, sino también económica y política, de primera magnitud.

El objetivo principal de los estudios ha sido determinar la máxima densidad espectral de potencia (p.i.r.e.) media en las bandas de frecuencia asignadas a otros servicios de radio. Esta tesis se centra en los estudios, tanto teóricos como empíricos, en las bandas asignadas a GSM y a UMTS.



Esta tesis se complementa, asimismo, con la revisión de las posibilidades actuales de la tecnología UWB en un momento en que, a pesar de su estancamiento en los años anteriores, parece emerger de nuevo para aplicaciones de posicionamiento en interiores, complementando de esta manera a los sistemas de navegación por satélite o GNSS.

Como resultado a los mandatos de la Comisión Europea al CEPT para la identificación y desarrollo de estándares armonizados en los países de la unión para aplicaciones que empleen UWB, que abarcan desde el año 2004 a 2012, se han producido varios hitos en relación con la materia. Respecto a los sistemas UWB para aplicaciones de comunicaciones, en Marzo de 2004, la ECC respondió al primer mandato con el establecimiento del ECC TG3. A partir de los trabajos de ECC TG3 se produjo la primera aprobación al uso de dispositivos UWB en Europa limitado a su uso en interiores y por debajo de 10.6 GHz. Esta normativa fue modificada en Marzo de 2006, momento en que la ECC limitó el uso a la banda entre 6 y 8 GHz, para más tarde, en Febrero de 2007, adoptar la decisión de permitir el uso de UWB tanto en interiores como exteriores (con una serie de restricciones en el caso de exteriores), sin limitaciones en la banda de operación, con los límites en densidad espectral de potencia que más adelante analizaremos. Esta decisión fue revisada en 2011. La última modificación está fechada en Octubre de 2014.

La ECC también definió su normativa para sistemas radar basados en UWB en Diciembre de 2006, con límites menos restrictivos que los establecidos para los sistemas de comunicaciones, dado que se trata de operaciones más limitadas y controlables que las de comunicaciones, aunque sujetos a la obtención de licencias individuales.

En cualquier caso, los límites establecidos en Europa por la ECC son mucho más restrictivos que los definidos en Estados Unidos por la FCC.

Parte de los trabajos presentados en esta tesis han sido empleados como contribuciones al "*Ultra-Wide-Band Cluster*", más adelante convertido en el "*Broadband Air Interface Cluster*", iniciativa de los V y VI Programas Marco de la UE, dedicados a promover la interacción con los organismos europeos de regulación y estandarización. También se han empleado como contribuciones al TG3 de la ECC.

Las contribuciones al TG3 de la ECC han sido de dos tipos. Por una parte, se ha proporcionado resultados de investigaciones propias e investigaciones llevadas a cabo en el marco de los proyectos anteriormente mencionados. Por otra parte, se ha colaborado en el WG2, grupo ad-hoc del TG3 de ECC establecido específicamente para el desarrollo de medidas de coexistencia entre UWB y varios sistemas potencialmente afectados, participando en la campaña de medidas realizada en la sede de la ETSI en Sophia Antipolis.

La parte fundamental de este trabajo se enmarca en este contexto, y consiste en la aportación de estudios mediante los que disponer de criterios técnicos para la generación de la regulación de la tecnología en Europa.



Hay que tener en cuenta que en el momento de realización de los trabajos no existían estándares ni procedimientos de medida definidos, con lo que se hubo de trabajar en la búsqueda de los procedimientos y condiciones de operación de los sistemas que mejor mostraran los parámetros degradados que caracterizaran el efecto de UWB sobre los sistemas seleccionados.

No obstante, las condiciones impuestas a los estudios y a la postre las decisiones sobre UWB no se basaron únicamente es aspectos técnicos, y lo que parecía estar destinado a ser la tecnología del futuro se vio avocada prácticamente a la desaparición.

De hecho, los trabajos de esta tesis se detuvieron a partir del año 2008, ya que no parecía razonable continuar invirtiendo esfuerzos de investigación en temas que, independientemente de los resultados técnicos adicionales de las investigaciones, estaba claro que quedarían ya bloqueados.

No obstante, a pesar de que ya es un hecho que UWB no será empleado para aplicaciones de comunicaciones, sí se ha retomado la actividad en UWB en el campo de las redes de sensores y posicionamiento en interiores. Por esta razón, las tecnologías UWB, que en determinado momento se dieron por desaparecidas, vuelven a estar siendo consideradas, para un número más modesto de aplicaciones y menor volumen de mercado, pero con posibilidad de reutilización de todo el conocimiento generado durante los años anteriores.

0.2 Proyectos relacionados

0.2.1 U.C.A.N.

- Título: Ultra-Wideband Concepts for Ad-hoc Networks
- Programa y tipo de proyecto: FP-5; RTD (Research and Technological Development, IST (Information Societies Technology), línea de acción IV.5.2 'terrestrial wireless systems and networks'
- Duración: 36 meses (01/01/2002 31/12/2004)
- Socios: 7 socios industriales y 3 universidades
 - Socios industriales: GWT (Alemania), ACORDE (España), Centre de Recherche Motorola (Francia), ST Microelectronics (Suiza), Thales Communications (Francia), Digital DNA Laboratories Belin Motorola (Alemania), CEA-LETI (Francia)
 - Universidades: Universidad de Cantabria (España), Technische Universität Dresden (Alemania), University of Rome 'La Sapienza' (Italia)
- Objetivos: Desarrollo de sistema ad-hoc basado en UWB para WPAN que además proporcione capacidad de posicionamiento en interiores de alta precisión.



0.2.2 PULSERS y PULSERS II

- Título: Pervasive Ultra-wideband Low Spectral Energy Radio Systems
- Programa y tipo de proyecto: FP-6; IP (Integrated Project); IST (Information Societies Technology), prioridad "Mobile and Wireless Systems Beyond 3G"
- Duración:
 - Fase 1 (PULSERS): 24 meses (01/01/2004 31/12/2005)
 - Fase 2 (PULSERS II): 24 meses (01/01/2006 31/12/2007)
- Socios: 32 socios en total en la fase 1
- Objetivos: Desarrollo de tecnología radio basada en UWB para dos escenarios complementarios, LDR-LT (low data rate with location and tracking, con precisión de posicionamiento de 30cm) y HDR (high data rate). Dentro de los objetivos específicos de Pulsers encontramos dos íntimamente relacionados con los trabajos de esta tesis: a) desarrollo de investigaciones de interferencia y coexistencia y b) ejercer influencia en la regulación y estandarización en Europa.

0.2.3 MAGNET y MAGNET Beyond

- Título: My Personal Adaptative Global Net
- Programa y tipo de proyecto: FP-6; IP (Integrated Project); IST (Information Societies Technology), prioridad "Mobile and Wireless Systems Beyond 3G"
- Duración:
 - Fase 1 (MAGNET): 24 meses (01/01/2004 31/12/2005)
 - Fase 2 (MAGNET Beyond): 24 meses (01/01/2006 31/12/2007)
- Socios: 42 socios en total en la Fase 1
- Objetivos: Diseño, desarrollo, demostración y validación de una red personal (personal network, PN) que soporte la provisión de servicios ubicuos, de manera robusta, con un uso eficiente de los recursos en un entorno seguro para usuarios nomádicos. Es decir, desarrollo de una PN que conecte dispositivos personales sin importar su localización. Una de las interfaces radio consideradas en el proyecto MAGNET para alcanzar los anteriores objetivos es UWB.


1 CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN A LA TECNOLOGÍA UWB

1.1 Conceptos básicos de UWB

Ultrawideband (UWB), o traducido al español, banda ultra-ancha, es una tecnología cuyos orígenes parten de los trabajos sobre los estudios electromagnéticos de señales en el dominio del tiempo. Aunque el concepto UWB se ha ampliado en los últimos tiempos, originalmente estaba basado en la transmisión de impulsos eléctricos con unos tiempos de subida y bajada extremadamente cortos que se traducen en el dominio de la frecuencia en un espectro de gran ancho de banda, que se extiende prácticamente desde el rango de continua hasta varios GHz.

En los sistemas de comunicaciones de banda estrecha tradicionales, la energía de la señal se confina en una banda relativamente estrecha en una porción alta del espectro en relación con el ancho de banda de la señal transportada según el esquema de modulación. El ancho de banda relativo se mantiene, por tanto, en un valor reducido.

En los sistemas de banda ancha, la señal se transmite empleando intencionadamente un ancho de banda mayor al necesario. Se trata originalmente de señales moduladas de banda estrecha a las que se les aplican los métodos de ensanchado (secuencia directa o frequency hopping) que hacen que la señal estrecha original se expanda por un ancho de banda mucho mayor.

Por último, en los sistemas de banda ultra-ancha, sobre los que trata esta tesis, el ancho de banda empleado para la transmisión de información es mucho mayor que el empleado en los sistemas de banda ancha.

En su versión original, la ahora conocida como Impulse-Radio UWB (IR-UWB), la transmisión de información se realiza mediante secuencias de pulsos como portadoras de los datos a transmitir, al contrario que en los sistemas de radio convencional, que generalmente emplean una forma de onda sinusoidal como portadora de información.

En IR-UWB, los pulsos se envían sin portadora sinusoidal, de manera que el pulso enviado genera un ancho de banda instantáneo de banda ultra ancha de acuerdo con la relación de transformada de Fourier entre tiempo y frecuencia. El ancho de banda ocupado es mucho mayor que el ancho de banda de información, con un *duty cycle* muy pequeño. La energía de la señal se expande por tanto en un ancho de banda extremadamente ancho, lo que hace pensar en que la compatibilidad con otros sistemas es factible, ya que al repartirse la potencia total en un ancho de banda tan grande, la densidad espectral de potencia (PSD) a lo largo de todo el ancho de banda es muy reducida, y con la correcta selección de forma de onda y modulación, los efectos sobre el resto de sistemas es equivalente al del ruido blanco gaussiano.



La primera definición genérica de Ultra-Wideband (UWB) la proporcionó DARPA en 1990, como cualquier esquema de transmisión que ocupe un ancho de banda de más del 25% de la frecuencia central o ancho de banda fraccional η mayor de 0.25 [1]. Más recientemente, la FCC definió UWB como cualquier transmisión que ocupe un ancho de banda fraccional η mayor de 0.20 o cualquier emisión cuyo ancho de banda a -10dB sea mayor a 500 MHz [2]. El ancho de banda fraccional se define como:

$$\eta = \frac{2(f_H - f_L)}{f_H + f_L}$$
(1.1)

 f_H y f_L se definen como las frecuencias más alta y baja respectivamente en las que la PSD se encuentra 10dB por debajo de la máxima PSD de la señal.

En el caso de un pulso teórico ideal de duración 0 y amplitud infinita, la energía se extendería por todo el espectro, desde DC a ∞ . En el caso real de un impulso de duración t_p , la energía se expande desde DC a $2/t_p$. En los casos reales, la mitad útil del espectro queda reducida a un ancho de banda menor a $2/t_p$, pero aun así se trata de un ancho de banda muy importante. Por tanto, la forma de asignación del espectro tradicional, que consiste en la asignación de una porción determinada del espectro en exclusiva para cada tipo de servicio no es la adecuada para tratar con los sistemas UWB.

1.2 Capacidad del canal

Uno de los aspectos más destacables de UWB es la capacidad del canal. Según el teorema de Shannon [3], el límite máximo de la capacidad del canal aumenta de manera lineal con el ancho de banda disponible, mientras que crece de manera logarítmica con la relación señal a ruido. Por tanto, los sistemas con anchos de banda de 2 GHz o más tienen, para igual relación señal a ruido, un límite teórico de capacidad mucho mayor que los sistemas de banda estrecha.

$$C = B \cdot \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \tag{1.2}$$

- C: Máxima capacidad del canal (bits/s)
- B: Ancho de banda del canal (Hz)
- S: Potencia de la señal (W)
- N: Potencia de ruido (W)

El incremento de capacidad máxima teórica del canal aumentando el ancho de banda se puede apreciar en la Figura 1.





Figura 1: Efecto del incremento del ancho de banda sobre la capacidad teórica máxima

No obstante, en un caso real, tal y como es conocido, la capacidad no puede crecer infinitamente aumentando el ancho de banda, ya que al aumentar el ancho de banda del canal también aumenta el ruido, con el límite teórico de -1.59dB de E_b/N_o .

A pesar de las ventajas de UWB, existen y han existido también problemas para la implantación efectiva de estas tecnologías, que han hecho que en la actualidad no se contemplen para aplicaciones de comunicaciones. El principal problema es el encaje legal de la asignación de espectro a las emisiones UWB, de manera que se solape bandas de frecuencias previamente asignadas a otros servicios de banda estrecha sin tener efectos negativos sobre éstos, como veremos a lo largo de la tesis.

1.3 Tipos de señales UWB

A medida que ha avanzado el estudio de los sistemas de banda ultra ancha, han aparecido nuevos tipo de señales y modulaciones. A continuación presentaremos varios de los sistemas de banda ultra-ancha presentes en la literatura.

En primer lugar está el sistema UWB original, el IR-UWB monobanda, en el que la información se transmite por medio de impulsos eléctricos de muy corta duración que ocupan todo el espectro disponible para el usuario. Este será el tipo de UWB en el que nos centraremos a lo largo de esta tesis. Aunque esta técnica ha quedado descartada para aplicaciones de comunicaciones, sí está en la actualidad siendo planteada e incluso empleada para aplicaciones de localización y posicionamiento. Empresas como por ejemplo Decawave [4] lo están comercializando ofreciendo precisiones del orden de 10cm.

Las técnicas IR-UWB también pueden ser multibanda. En este caso, se divide el espectro disponible en barias bandas de transmisión más pequeñas, de forma que la información de uno o varios usuarios puede enviarse haciendo uso de una o varias de estas sub-bandas.



En segundo lugar encontramos los sistemas multibanda con portadora, como pueden ser el DS-CDMA de alta velocidad o el OFDM multibanda.

DS-CDMA de alta velocidad se concibió como alternativa a las técnicas de impulse radio, basada en la utilización de un sistema tradicional de espectro ensanchado por secuencia directa (DS-CDMA), en donde la frecuencia de chip es tan alta que el ancho de banda final ocupado por el sistema cumple con los requisitos para ser considerado como señal UWB. Por esta razón, los sistemas UWB DS-SS presentan muchas propiedades de los sistemas tradicionales CDMA.

En OFDM Multibanda se divide el espectro en varios canales OFDM, transmitiendo información por uno o varios de ellos. Al emplear bandas múltiples y alternas en los dominios tiempo-frecuencia, se favorece la resistencia frente a interferencias y mejora la diversidad frecuencial del canal. Los sistemas OFDM fueron los principales candidatos para crear un sistema UWB multibanda. De hecho, el consorcio MB-OFDM UWB (Wi-Media) se creó con intención de generar un USB inalámbrico, aunque finalmente fracasó. Ahora hay empresas, como Alereon [5], que lo están posicionando en el campo de aplicaciones de seguridad y aplicaciones médicas, por sus especiales características de seguridad.

1.3.1 IR-UWB monobanda

Se caracteriza por la transmisión de información mediante de impulsos eléctricos de corta duración temporal que ocupan todo el ancho de banda disponible por el usuario. Por regla general, las señales IR-monobanda se forman modulando directamente un tren de pulsos con la secuencia de bits a transmitir sin portadora específica.

Las técnicas IR-UWB se pensaron originalmente tanto para aplicaciones de alta velocidad para distancias cortas (<10m) como para aplicaciones de baja y media velocidad para distancias mayores (<100m).

En relación con las aplicaciones de alta velocidad, los límites en máxima densidad espectral de potencia (p.i.r.e.) media transmitida han hecho que prácticamente hayan quedado descartadas. Además, ya no sólo los límites regulatorios, sino otros factores, contribuyen igualmente a aumentar la problemática. Por ejemplo, la necesidad de incrementar la frecuencia de repetición de pulsos (PRF) para lograr las altas tasas de transmisión hacía que se viera reducida la disponibilidad de slots temporales para otros usuarios, con lo que, para evitar el incremento de la interferencia mutua entre dispositivos UWB era necesario mejorar los requisitos de sincronización. Por todo ello, como decimos, actualmente no se contempla el uso comercial de IR-UWB para comunicaciones de alta velocidad y corto alcance.

Desde el punto de vista de sistemas de baja y media velocidad (< 1Mbps), las técnicas IR-UWB resultan muy interesantes, ya que, además de transmisión de datos, permiten aplicaciones de posicionamiento con redes configurables. Así, permiten el despliegue de redes multisalto, donde



la información pasa por diferentes nodos antes de llegar a su destino. El enrutamiento por esos nodos no es permanente, sino que la propia red implementa los algoritmos para la optimización del camino recorrido, reduciendo el consumo de recursos en las retransmisiones y minimizando los tiempos en la comunicación. Los proyectos en que se realizaron los trabajos presentados en esta tesis también cubrían aspectos relacionados con este tipo de redes de sensores, y ha sido también recopilados y analizados en [6].

En cualquier caso, como con cualquier sistema UWB, IR-UWB debe cumplir con las limitaciones establecidas por los organismos reguladores para la máxima densidad espectral de potencia, para lo que es importante la selección de la forma de onda así como la modulación de la información y las técnicas de acceso múltiple.

A la hora de modular la información en IR-UWB existen diversas alternativas, entre las que destacamos: PPM (*pulse position modulation*), PAM (*pulse amplitude modulation*), OOK (*on-off keying*), BPSK (*binary phase shift keying*), así como híbridos de las anteriores o señalización de órdenes superiores.

Respecto al acceso múltiple, las dos variantes más populares han sido el TH (time hopping) y DS (secuencia directa).

De esta manera, las combinaciones de modulación y acceso múltiple que principalmente se han desarrollado han sido las siguientes: TH-PPM, TH-PAM, TH-PSK y DS-PAM

1.3.2 Modulación en IR-UWB

PAM: *Pulse Amplitude Modulation*. Es la forma más simple de modulación de pulsos. La transmisión de información se realiza en función de la amplitud de los pulsos transmitidos. Las señales PAM son fáciles de generar pero son muy sensibles al ruido del canal, que puede cambiar de amplitud y dar lugar a falsas detecciones.

OOK: *On-Off Keying*. Es un caso particular y simplificado de la modulación PAM, que consiste en la transmisión de información mediante la presencia o ausencia de pulsos transmitidos. Es una de las más fáciles de implementar, pero no es robusta, y cualquier ruido o interferencia pueden causar falsas detecciones.

PSK: *Phase Shift Keying*. En su formato binario (BPSK), la transmisión de información viene determinada por la polaridad del pulso.

PPM: *Pulse Position Modulation*. Es una técnica de modulación que hace uso de pulsos de amplitud y duración uniforme desplazados en el tiempo según un patrón en función de la información a transmitir. PPM presenta la ventaja sobre otras técnicas de modulación de tener mayor inmunidad frente al ruido, ya que el receptor únicamente necesita detectar la presencia del pulso recibido en el tiempo predeterminado, sin prestar atención a su amplitud o duración.



Además, el proceso pseudo aleatorio necesario para su generación hace que las líneas espectrales características de los sistemas periódicos se reduzcan sensiblemente, haciendo esta forma de modulación preferible para el cumplimiento de las restricciones normativas.

1.3.3 UWB multibanda

A diferencia que en un sistema monobanda, las aproximaciones multibanda dividen el espectro disponible en varias bandas de transmisión más pequeñas, de forma que la información de uno o varios usuarios puede transmitirse haciendo uso de una o varias de estas sub-bandas. De esta manera la flexibilidad espectral se incrementa, ya que se permiten cambios de banda de comunicaciones, uso sencillo o múltiple, y se facilita la coexistencia con sistemas que operen en la misma banda, o en bandas próximas a las de operación del sistema UWB.

Una vez divido el espectro en diferentes sub-bandas, la información se puede modular de distintas maneras, siendo las tres técnicas más populares las de IR-Multibanda, espectro ensanchado de secuencia directa (DS-CDMA) de alta velocidad, y los sistemas multibanda OFDM.

1.4 Evolución y estado actual de la regulación

Analizaremos la evolución y estado actual de la regulación tanto en EE.UU. como en Europa, centrándonos en UWB como sistema de comunicaciones, que han sido los sistemas objeto de estudio de esta tesis.

1.4.1 Estados Unidos

Los trabajos de regulación de UWB comenzaron en EE.UU. En agosto de 1998, la FCC publicó una consulta (NOI, *Notice Of Inquiry*) [7], para recoger información sobre la tecnología UWB y analizar su posible estandarización, permitiendo su operación sin licencia, recogida bajo el '*Part 15*' de su normativa. A partir de las respuestas recibidas, la FCC generó un primer borrador de regulación UWB (NOPRM, *Notice Of Proposed Rule Making*) [8]. Nuevamente, la FCC solicitó comentarios a esta NOPRM. Se puede afirmar que este es el momento en el que las cuestiones de coexistencia de UWB con otros sistemas de radio se activaron, ya que la mayor parte de los comentarios recibidos estaban relacionados con esta temática.

En Febrero de 2002 la FCC aprobó la operación de dispositivos UWB, sin licencia, bajo el '*Part 15*' [2], y generó la versión completa en Abril de 2002. La comercialización de dispositivos UWB estaba permitida siempre y cuando cumplieran con los límites en densidad espectral de potencia recogidos, limites que eran, básicamente, el resultado de estudios llevados a cabo por la NTIA. Los tres estudios principales fueron [9], en el que se caracteriza las señales UWB, [10], en el que se



analiza la compatibilidad de UWB con determinados servicios, y [11], en el que se analiza la compatibilidad con receptores GPS.

Con posterioridad ha habido varias modificaciones, destacando la generada a finales de 2004, *"Second Report and Order and Second Memorandum Opinion and Order"* [12], por la que se permite a cualquier tipo de sistema operar bajo las limitaciones de UWB, independientemente de su ancho de banda.

1.4.2 Europa

En Europa, el organismo responsable de examinar las políticas públicas de gestión del espectro radioeléctrico y cuestiones relacionadas de regulación es la CEPT. La CEPT es una organización independiente que, no obstante, se coordina con las instituciones de la Unión Europea.

Así, en el 7 de Abril de 2004 la Comisión Europea lanzó un mandato a la CEPT para identificar y desarrollar estándares normalizados para aplicaciones UWB que abarcaran todo el territorio de la Unión Europea (EU) [13]. Este primer mandato estuvo seguido de un segundo, el 6 de Junio de 2005, un tercero el de 5 de Julio de 2006, un cuarto el 2 de Octubre de 2008 que integra los resultados de los tres anteriores, y el último el 28 de Mayo de 2012 [14].

El ECC, comité perteneciente a la CEPT, analizó la posibilidad de permitir el uso de UWB sin estar sujeto a licencia, al igual que se hizo en EE.UU. La primera consulta pública tuvo lugar en Octubre de 2005, e incluía 15 tipos de sistemas víctima preseleccionados para los estudios de coexistencia.

En esa misma fecha la ECC emitía su respuesta al segundo mandato de la Comisión Europea, proponiendo la utilización en Europa de los dispositivos UWB en las bandas por debajo de 10.6 GHz, restringiendo su uso a interiores [15].

En Marzo de 2006 se aprobaba el uso de UWB en la banda de 6 a 8.5 GHz [16].

En Febrero de 2007 se adoptó la decisión sobre UWB (Decisión 2007/131/CE), que permitía el uso del espectro radioeléctrico por equipos que hagan uso de UWB [17]. En esta decisión se recoge expresamente que la posibilidad de que las señales UWB produzcan interferencias perjudiciales con los servicios de radiocomunicaciones es real y debe gestionarse. También indica que se basa para establecer sus conclusiones en los mandatos previamente dados a la CEPT.

Entre las cuestiones significativas que se recogen en esta Decisión tenemos las siguientes:

 La definición de equipo de banda ultra ancha como: "equipo que incorpore, como parte integrante o como accesorio, tecnología de radiocomunicación de corto alcance que implique la generación intencional y la transmisión de energía de radiofrecuencia que se extienda en una banda de frecuencias superior a 50 MHz, pudiendo superponerse a varias bandas de frecuencia atribuidas a servicios de radiocomunicaciones". Vemos cómo, el concepto de UWB basado en el ancho de banda fraccional o en la banda mayor a 500



MHz queda diluido en el caso de la UE, pasado a ser cualquier sistema con un ancho de banda mayor a 50 MHz.

- Se encomienda a los Estados Miembros a que en un plazo máximo de 6 meses desde la entrada en vigor de la Decisión permitan el uso del espectro radioeléctrico, sobre la base de ausencia de interferencia y de protección, por los equipos que utilicen tecnología de banda ultra ancha, siempre que los equipos se ajusten a las condiciones indicadas en el Anexo de la Decisión y se usen en espacios interiores, o, si se usan en exteriores, que no estén acoplados a una instalación, una infraestructura o una antena exterior fijas ni a un vehículo a motor o ferroviario.
- Se determinan los límites de PSD emitida según distintas bandas, y en el caso de 3.4 a 4.8 GHz se permite elevar los niveles a -41.3 dBm/MHz siempre y cuando se reduzcan el *duty cycle* al 5% por segundo o a 0.5% en una hora, y que ninguna de las señales transmitidas supere los 5ms.

Esta Decisión fue modificada por la Decisión 2009/343/CE [18], de 21 de Abril de 2009, incorporando los siguientes camios:

- Se relajan los límites de la Decisión anterior, fundamentalmente en las bandas de 2.7-3.4 GHz, pasando de -85dBm/MHz a -70 dBm/MHz, y 3.4-3.8 GHz, pasando de -85 dBm/MHz a -82 dBm/MHz
- Se permite a los dispositivos UWB a transmitir PSD superiores a las indicadas en el Anexo aplicando mecanismos de mitigación en estos casos:
 - Banda 3.1-4.8 GHz, hasta -41.3 dBm/MHz siempre y cuando se apliquen mecanismos de mitigación como LDC (*low duty cycle*) con máximos 5% en un minuto y 0.5% en una hora con transmisiones con señales transmitidas de máximo 5ms
 - o Banda 3.1 a 4.8 GHz y 8.5-9 GHz, hasta -41.3 dBm/MHz con DAA (detect and avoid)
- Se permite el uso en vehículos a motor y ferroviarios en las bandas 4.2-4.8 GHz y 6-8.5 GHz con los límites indicados en el Anexo
- Se permite el empleo se señales UWB radiadas a la atmósfera para aplicaciones BMA (análisis de materiales de construcción) de acuerdo con los límites que se indican en el Anexo.

La última decisión (2014/702/UE) [19], resultado del quinto mandato de la CEPT fechado el 28 de Mayo de 2012, introduce las últimas modificaciones, centrada fundamentalmente en aspectos relacionados con los efectos de la consideración de técnicas de mitigación en los casos de uso genérico. En relación con las aplicaciones que consideramos más relevantes de cara a futuro, se mantienen los límites previos para sistemas UWB de determinación de la posición.



Esta normativa ha sido recogida en el ordenamiento jurídico Español mediante la Resolución de 25 de Mayo de 2011 de la Secretaría de Estado de Telecomunicaciones y para la Sociedad de la Información, por la que se publican los requisitos técnicos de las interfaces radioeléctricas IR-184 e IR-185 para los dispositivos de baja potencia y banda ultra ancha (UWB) para aplicaciones genéricas y para análisis de materiales de construcción (BMA) respectivamente [20].

Las últimas modificaciones incluidas en la Decisión 2014/702/UE se recogen en la Orden IET/614/2015 de 6 de Abril, por la que se aprueba el cuadro nacional de atribución de frecuencias, más en concreto en su nota de utilización nacional UN-137 dedicada a dispositivos de banda ultra ancha.

Como se puede observar, hay diferencias más que significativas entre los límites máximos permitidos en EE.UU. y en Europa.

1.4.3 Límites regulatorios considerados durante los trabajos de esta tesis

La principal aportación de esta Tesis es la contribución a los organismos Europeos, principalmente ECC TG3, además del "Ultra-Wide-Band Cluster", para el establecimiento de la normativa UWB en Europa.

Por esa razón, la regulación empleada para realizar los trabajos es diferente a la regulación actual, ya que como resultado de las investigaciones, la normativa existente hasta entonces se vio modificada.

El objeto de los trabajos de esta tesis fue, precisamente, establecer nuevos niveles de acuerdo con los efectos que UWB pudiera tener sobre los sistemas víctima. Por tanto, los estudios se presentarán con la regulación para la que se generaron, que en su momento era un borrador sujeto a discusión, comparando las conclusiones del efecto de las máscaras anteriores y de la propuesta de nuevas máscaras que realizamos con la regulación que finalmente se adoptó.

En el caso de EE.UU. no hay modificación entre la normativa considerada durante los estudios realizados y la normativa actual.

La Figura 2 recoge tanto las máscaras definidas por la regulación actual en EE.UU (FCC Indoor y FCC Outdoor), como la normativa europea. En relación con la normativa europea, presentamos tanto la normativa considerada durante las investigaciones de esta tesis (Europa indoor draft previo y Europa outdoor draft previo) como la normativa actualmente vigente (Europa 2016).





Figura 2: Comparativa entre las regulaciones actuales y la regulación empleada durante los trabajos



2 CAPÍTULO 2: MODELOS TEÓRICOS DE EVALUACIÓN DE NIVELES DE POTENCIA DE INTERFERENCIA

El primer problema que nos planteamos en la búsqueda del efecto de las emisiones UWB sobre otros sistemas es la cuantificación de los niveles de potencia de interferencia en un receptor no UWB. Partimos de un escenario simplista, que se va completando con diferentes hipótesis, de manera que el escenario simulado refleje más parámetros que lo asemejen a un caso real.

Estos modelos de evaluación de niveles de interferencia se emplearán para calcular el nivel de potencia a la entrada de un receptor víctima por un interferente único próximo y también para el caso agregado, con múltiples fuentes de interferentes UWB. De esta manera, una nube de transmisores UWB queda simplificada por el nivel de potencia agregada equivalente a la entrada del receptor víctima. En el desarrollo de estos modelos se considera también la validez o no de la simplificación gaussiana para el caso agregado.

En primer lugar presentaremos el modelo de propagación empleado en estos trabajos, para a continuación centrarnos en los distintos modelos de cálculo de potencia de interferencia desarrollados. Partimos del modelo más simplista, con transmisor UWB único, seguimos con un modelo determinista para el cálculo de interferencia agregada generado por la Radiocommunications Agency (RA) [21]. El siguiente modelo desarrollado es un modelo determinista para el cálculo de interferencia agregada como suma de contribuciones discretas, que partiendo del anterior, consideran la contribución de los interferentes únicamente en los puntos en los que realmente haya transmisión, y no como integral, como hacía el modelo previo.

La siguiente mejora la encontramos en el modelo estadístico analítico para el cálculo de interferencia agregada. Este modelo, a partir del análisis de la validez o no de teorema de límite central para el estudio de la interferencia UWB, elabora, empleando conceptos de tráfico telefónico y teoría de colas, un modelo estadístico, que recoge el efecto del factor de actividad de las transmisiones UWB.

Tanto [22] como [23] han sido profusamente consultados para el desarrollo de estos modelos.

2.1 Modelo de propagación

El modelo de propagación empleado tiene en cuenta el hecho de que los transmisores pueden estar colocados a cualquier distancia del receptor víctima. Además, en el caso agregado hay un conjunto de transmisores interferentes, cada uno colocado a diferente distancia. Por tanto, empleamos un modelo de propagación variable, con exponente n₀ para distancias menores a la distancia de referencia d₀, y exponente n para distancias mayores a la distancia de referencia. Mediante la fórmula de Friss llegamos a:



Contribución a la regulación de la tecnología UWB en Europa

$$P_{0} = \frac{G_{P} \cdot B_{RX} \cdot \lambda^{2}}{(4\pi)^{2} \cdot d_{0}^{2}}$$
(2.1)

$$P_R = P_0 \left(\frac{d}{d_0}\right)^{-n} \tag{2.2}$$

- P₀: Potencia de interferencia UWB a la distancia de referencia 'd0'
- G_P: Densidad espectral de potencia a la salida del transmisor UWB
- B_{RX}: ancho de banda del receptor víctima
- λ : longitud de onda
- d₀: distancia de referencia del modelo de propagación
- P_R: Potencia de interferencia UWB a la distancia 'd', antes de la antena del receptor

En las fórmulas anteriores, λ representa la longitud de onda, que se expresa en función de la frecuencia y la velocidad de la luz, 'c':

$$\lambda = \frac{c}{f} \tag{2.3}$$

La distancia de referencia 'd₀' se corresponde con un punto situado en el campo lejano de la antena. En este modelo, ampliamente empleado en redes celulares [24], normalmente se toma 'd₀' 1000m para celdas grandes, 100m para microceldas y 1m para canales en interiores. Las pérdidas de propagación se expresan en función de la distancia entre el transmisor y el receptor víctima, 'd_i'.

$$L_{i} = \begin{cases} \left(\frac{4\pi d_{0}}{\lambda}\right)^{2} \left(\frac{d_{i}}{d_{0}}\right)^{n} \operatorname{si} d_{i} > d_{0} \\ \left(\frac{4\pi d_{i}}{\lambda}\right)^{2} \operatorname{si} d_{i} < d_{0} \end{cases}$$
(2.4)

2.2 Modelo de transmisor interferente único a distancia 'd'

Es el caso más simple. Se coloca un transmisor UWB interferente único a una distancia 'd' del receptor víctima, y se calcula la potencia de interferencia UWB en función de la potencia transmitida en el ancho de banda del receptor y de las pérdidas de propagación.

$$I_{UWB} = \frac{P_{TX}}{L}$$
(2.5)

- I_{UWB}: Potencia de interferencia UWB (antes de la antena del receptor)
- P_{TX}: Potencia transmitida por el emisor UWB en el ancho de banda del receptor víctima
- L: pérdidas de propagación entre transmisor UWB y receptor víctima

La potencia transmitida por el emisor UWB en el ancho de banda del receptor se puede calcular como la integral de la PSD UWB, calculada sobre el ancho de banda del receptor. Si queremos comprobar la validez o no de las máscaras impuestas por los distintos reguladores, supondremos



que nuestro transmisor emite con la máxima PSD permitida en cada caso para el cálculo de la potencia transmitida. Así, la potencia transmitida en la banda del receptor es el área bajo la máscara en la banda de frecuencia del receptor.

$$P_{TX} = \int_{B_{RX}} G_P(f) df$$
(2.6)

- B_{RX}: Ancho de banda del receptor víctima
- G_P: Densidad espectral de potencia del emisor UWB

A efectos computacionales, esta integral se puede evaluar como la suma, con Δf lo suficientemente pequeño como para que el error sea despreciable:

$$P_{TX} = \sum_{B_{RX}} \Delta f \cdot G_P (f - \Delta f)$$
(2.7)

Con las simplificaciones de este modelo, el resto de parámetros de la señal transmitida no son relevantes.

Una vez que se ha calculado la potencia transmitida en el ancho de banda del receptor, es necesario estimar las pérdidas de propagación con el modelo definido en la sección 2.1.



Figura 3: Potencia UWB transmitida en el ancho de banda del receptor víctima

2.3 Modelo determinista para cálculo de interferencia agregada (Modelo MAC)

El modelo determinista para el cálculo de interferencia agregada se basa en el modelo del documento de "Multiple Access Communication Limited (MAC)" titulado "An Investigation into the Potential Impact of Ultra-Wideband Transmission Systems" [21], generado por la Radiocommunications Agency. Este modelo sirve como punto de partida para la definición de los posteriores modelos de este trabajo. Presentamos un breve resumen para comprender las bases del modelo de MAC.

MAC desarrolla un modelo analítico para el cálculo de la interferencia agregada. La Figura 4 muestra el receptor víctima como un punto, y los transmisores UWB como cruces. El objetivo es estimar los niveles de potencia de interferencia para calcular a su vez la máxima densidad espectral de potencia que genere efectos despreciables en el receptor víctima. El modelo MAC es un modelo simplificado de una situación real, en el que los transmisores UWB están distribuidos





espacialmente con una densidad media de ρ [transmisores/unidad de superficie] a lo largo de un plano bidimensional (2D).

El modelo asume, asimismo, que todos los transmisores UWB emiten con igual PSD ' G_p '. Así, consideremos un receptor víctima celular, marcado RX en la Figura 4, en un plano 2D, con un ancho de banda del receptor B_{RX} .

La potencia de interferencia UWB a la entrada del receptor, I_{UWB} se puede aproximar mediante la siguiente integral:

$$I_{UWB} = \int_{R_L}^{\infty} P_r \rho 2\pi r dr$$
(2.8)

- P_r: Potencia recibida de un transmisor situado a una distancia 'r' del transmisor
- R_L: Distancia de receptor al transmisor UWB más cercano

 R_L se puede expresar en función de la distancia media entre transmisores, R_0 según (2.9), y la potencia recibida según (2.10), resultando P_0 (2.10), haciendo uso de (2.2).

$$R_L = \frac{R_0}{\sqrt{2}}$$
(2.9)

$$P_r = P_0 \left(\frac{r}{d_0}\right)^{-n} \tag{2.10}$$



Figura 4: Distribución geométrica de transmisores y receptor en el modelo MAC

Por tanto, la potencia total de interferencia UWB en el receptor se puede expresar como:

$$I_{UWB} = \int_{R_L}^{\infty} \frac{G_p B_{RX} \lambda^2 r^{-n} d_0^{n-2} \rho 2\pi r dr}{(4\pi)^2} = \frac{G_p B_{RX} \lambda^2 2\pi \rho d_0^{n-2}}{(4\pi)^2} \int_{\frac{R_0}{\sqrt{2}}}^{\infty} r^{1-n} dr$$
(2.11)

Resolviendo la anterior integral, la potencia de interferencia UWB se puede expresar en función de la densidad de transmisores UWB como:

$$I_{UWB} = \frac{G_p B_{RX} \lambda^2 \sqrt{2}^n \sqrt{\rho}^n d_0^{n-2}}{16\pi(n-2)}$$
(2.12)



En el caso de transmisores UWB distribuidos con densidad ρ tal que $R_0/\sqrt{2}$ sea menor o igual a d₀, puede asumirse propagación en condiciones de espacio libre para los transmisores a distancia menor a d₀ del receptor víctima, con lo que tenemos que:

$$I_{UWB} \approx \frac{G_p B_{RX} \lambda^2 \rho}{8\pi} \left[\ln \left(\sqrt{2} \sqrt{\rho} d_0 \right) + \frac{1}{n-2} \right]$$
(2.13)

Con lo anterior se concluye que:

$$I_{UWB} = G_P B_{RX} F(\lambda, \rho, d_0, n)$$
(2.14)

Con $F(\lambda,\rho,d_0,n)$:

$$F(\lambda, \rho, d_0, n) = \begin{cases} \frac{\lambda^2 \rho}{8\pi} \left[\ln\left(\sqrt{2}\sqrt{\rho}d_0\right) + \frac{1}{n-2} \right] \text{para } \rho \ge \frac{1}{2{d_0}^2} \\ \frac{\lambda^2 \sqrt{2}^n \sqrt{\rho}^n {d_0}^{n-2}}{16\pi(n-2)} \text{ para } \rho < \frac{1}{2{d_0}^2} \end{cases}$$
(2.15)

El modelo MAC calcula también la máxima densidad espectral de potencia UWB tal que se incremente la potencia de ruido en M dB, asumiendo que la potencia total de interferencia de los transmisores UWB se suma de forma no coherente con la potencia de ruido.

Sin tener en cuenta la potencia de interferencia UWB, la potencia de ruido en watios [W] en el receptor, tiene un factor de ruido N_{factor} y un ancho de banda B_{RX} , a la temperatura T, tal que:

$$N_0(W) = kTB_{RX}N_{factor}$$
(2.16)

$$N_0(dBm) = 10\log\left(\frac{N_0(W)}{10^{-3}}\right)$$
(2.17)

La potencia total de interferencia UWB y la potencia de ruido en el receptor es igual a la potencia de ruido en el receptor más un margen M, en decibelios, tal que:

$$10\log\left(\frac{N_0(W) + I_{UWB}}{10^{-3}}\right) = N + N_0(dBm)$$
(2.18)

Sustituyendo en la ecuación anterior la expresión de interferencia UWB se obtiene la densidad espectral de potencia tal que se incremente el ruido del receptor por un margen M (dB):

$$G_{p} = \frac{\left[10^{\left(\frac{M}{10}\right)} - 1\right] kTN_{factor}}{F(\lambda, \rho, d_{0}, n)}$$
(2.19)

El análisis anterior se realiza asumiendo que el receptor celular está operando en un entorno limitado por ruido, y considerando que el impacto de la interferencia generada por los transmisores UWB se traduce en un incremento del fondo de ruido.



2.4 Modelo determinista para cálculo de interferencia agregada como suma de contribuciones discretas

El modelo MAC calcula la potencia de interferencia integrando la potencia recibida en una densidad de transmisores supuestamente continua. Obviamente, hasta alcanzar la distancia a la que se encuentra el primer transmisor, no se considera ninguna contribución de fuentes de interferencia, pero a partir del primer transmisor, la integral se calcula sobre una densidad de transmisores. En el caso de densidades pequeñas tal que la distancia al primer anillo sea suficientemente alta el modelo MAC será preciso. Pero para densidades mayores, buscaremos un modelo más ajustado a la realidad.

Siguiendo esta idea proponemos un modelo que considera una distribución discreta de transmisores para estimar los niveles de interferencia. Por tanto, únicamente se computarán las contribuciones en los puntos del espacio donde realmente se produzcan transmisiones. Los resultados indican que en el caso de densidades bajas ambos modelos convergen, mientras que para densidades mayores los resultados difieren, siendo más ajustado el segundo modelo.

Los niveles de potencia de interferencia se calculan sumando las contribuciones de cada transmisor UWB colocado en la posición ' r_i ', asumiendo el modelo de propagación variable.

$$I = \sum_{r_i} P_i(r_i)$$
(2.20)

$$P_i(r_i) = P_0 \left(\frac{r_i}{d_0}\right)^{-n}$$
(2.21)

Para los transmisores situados a una distancia menor a d_0 , se dan las condiciones de propagación en espacio libre, mientras que asumimos propagación con exponente n para el resto. La distancia del receptor víctima a la proyección horizontal es la mitad de la distancia media entre transmisores, con lo que la posición de los transmisores puede expresarse como:

$$\vec{r}_{ij} = (i+0.5)dx \cdot \hat{x} + (j+0.5)dy \cdot \hat{y}$$
; para i = 0.... ∞ (2.22)

$$I = \sum_{i=0}^{\infty} P_0 \left(\frac{r_i}{d_0}\right)^{-n} = \sum_{i=0}^{N_R} P_0 \left(\frac{r_i}{d_0}\right)^{-2} + \sum_{i=N_R}^{\infty} P_0 \left(\frac{r_i}{d_0}\right)^{-n}$$
(2.23)

La distancia entre los transmisores y el receptor víctima se puede expresar en función de x e y, los vectores unitarios en ambas direcciones.

$$\left|r_{ij}\right| = \sqrt{(i+0.5)^2 dx^2 + (j+0.5)^2 dy^2} = dx\sqrt{(i+0.5)^2 + (j+0.5)^2}$$
(2.24)





Figura 5: Distribución geométrica de transmisores UWB

Para densidades bajas de transmisores, la distancia al primer anillo será elevada, y por tanto no habrá ningún transmisor en la región de propagación en espacio libre. En el caso de densidades elevadas, alguno de los anillos se encontrará en la zona de propagación de espacio libre, mientras que otros estarán afectados por la propagación dependiente del factor n.

El último índice al que le aplica la propagación en espacio libre se calcula en función de la distancia de referencia y de la densidad de transmisores.

$$(i+0.5)dx \le d_0 \to dx = \frac{1}{\sqrt{\rho}}$$

$$i = (d_0\sqrt{\rho} - 0.5)$$
(2.25)

Y por tanto:

$$\begin{split} \begin{split} \tilde{\mathbf{Si}} & \\ \rho < \frac{1}{2d_0^{\ 2}} & I_{UWB} = \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{j=0}^{\infty} P_0 \bigg(\frac{r_{ij}}{d_0} \bigg)^{-n} = \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{G_P B_{RX} \lambda^2}{(4\pi)^2 d_0^{\ 2}} \bigg(\frac{dx}{d_0} \bigg)^{-n} \bigg(dx \sqrt{i^2 + j^2} \bigg)^{-n} = \\ & = \frac{G_P B_{RX} \lambda^2}{(4\pi)^2 d_0^{\ 2}} \bigg(\frac{dx}{d_0} \bigg)^{-n} \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{j=0}^{\infty} \bigg(\sqrt{i^2 + j^2} \bigg)^{-n} = \frac{G_P B_{RX} \lambda^2}{(4\pi)^2 d_0^{\ 2}} \bigg(\frac{1}{d_0 \sqrt{\rho}} \bigg)^{-n} \sum_{i=1}^{\infty} \sum_{j=1}^{\infty} \bigg(\sqrt{i^2 + j^2} \bigg)^{-n} (2.26) \\ \tilde{\mathbf{Si}} & \\ \rho > \frac{1}{2d_0^{\ 2}} & I_{UWB} = \sum_{i=0}^{N_R - 1N_R - 1} P_{TX} \cdot (r_{ij})^{-2} + \sum_{i=N_R}^{\infty} \sum_{j=N_R}^{\infty} P_0 \bigg(\frac{r_{ij}}{d_0} \bigg)^{-n} = \\ & = \sum_{i=0}^{N_R - 1N_R - 1} \frac{G_P B_{RX} \lambda^2}{(4\pi)^2} (r_{ij})^{-2} + \frac{G_P B_{RX} \lambda^2}{(4\pi)^2 d_0^{\ 2}} \bigg(\frac{1}{d_0 \sqrt{\rho}} \bigg)^{-n} \sum_{i=N_R}^{\infty} \sum_{j=N_R}^{\infty} \bigg(\sqrt{i^2 + j^2} \bigg)^{-n} = \\ & = \frac{G_P B_{RX} \lambda^2}{(4\pi)^2} \bigg(\frac{1}{\sqrt{\rho}} \bigg)^{-2} \sum_{i=0}^{N_R - 1N_R - 1} \bigg(\sqrt{i^2 + j^2} \bigg)^{-2} + \frac{G_P B_{RX} \lambda^2}{(4\pi)^2 d_0^{\ 2}} \bigg(\frac{1}{d_0 \sqrt{\rho}} \bigg)^{-n} \sum_{i=N_R j=N_R}^{\infty} \bigg(\sqrt{i^2 + j^2} \bigg)^{-n} = \\ & = \frac{G_P B_{RX} \lambda^2}{(4\pi)^2} \bigg(\frac{1}{\sqrt{\rho}} \bigg)^{-2} \sum_{i=0}^{N_R - 1N_R - 1} \bigg(\sqrt{i^2 + j^2} \bigg)^{-2} + \frac{G_P B_{RX} \lambda^2}{(4\pi)^2 d_0^{\ 2}} \bigg(\frac{1}{d_0 \sqrt{\rho}} \bigg)^{-n} \sum_{i=N_R j=N_R}^{\infty} \bigg(\sqrt{i^2 + j^2} \bigg)^{-n} = \\ & = \frac{G_P B_{RX} \lambda^2}{(4\pi)^2} \bigg(\frac{1}{\sqrt{\rho}} \bigg)^{-2} \sum_{i=0}^{N_R - 1N_R - 1} \bigg(\sqrt{i^2 + j^2} \bigg)^{-2} + \frac{G_P B_{RX} \lambda^2}{(4\pi)^2 d_0^{\ 2}} \bigg(\frac{1}{d_0 \sqrt{\rho}} \bigg)^{-n} \sum_{i=N_R j=N_R}^{\infty} \bigg(\sqrt{i^2 + j^2} \bigg)^{-n} = \\ & = \frac{G_P B_{RX} \lambda^2}{(4\pi)^2} \bigg(\frac{1}{\sqrt{\rho}} \bigg)^{-2} \sum_{i=0}^{N_R - 1N_R - 1} \bigg(\sqrt{i^2 + j^2} \bigg)^{-2} + \frac{G_P B_{RX} \lambda^2}{(4\pi)^2 d_0^{\ 2}} \bigg(\frac{1}{d_0 \sqrt{\rho}} \bigg)^{-n} \sum_{i=N_R j=N_R}^{\infty} \bigg(\sqrt{i^2 + j^2} \bigg)^{-n} \end{split}$$

2.5 Modelo estadístico analítico de interferencia agregada

2.5.1 Introducción al modelo estadístico de interferencia agregada

La mayor parte de los estudios de interferencia generada por transmisores UWB en la etapa en que se realizó este estudio asumían transmisiones continuas de los transmisores. Pero la realidad



es que no todos los usuarios de la red estarán activos el 100% del tiempo. Cada transmisor estará activo únicamente durante una fracción de tiempo, que dependerá tanto del *duty cycle* de la señal UWB (cociente entre el ancho de pulso y la PRF) como del patrón de actividad del tráfico generado. Al tiempo de actividad del transmisor UWB lo denominaremos factor de actividad. Como vimos en el capítulo sobre regulación, el factor de actividad se recoge actualmente en la normativa como un factor de mitigación de las emisiones.

Empleando conceptos habituales en el estudio de redes telefónicas, podemos decir que si todos los usuarios estuvieran activos durante el 100% del tiempo, esto implicaría que cada transmisor generaría 1 Erlang de tráfico de manera continuada. Teniendo en cuenta que la frecuencia de repetición del pulso puede ser del orden de 100 e incluso 1000 veces mayor que el ancho del pulso, incluso sin considerar el patrón de actividad de tráfico generado por cada transmisor, podemos hablar de factores de actividad del orden de 0.1 y menores, o lo que es lo mismo, 0.1 Erlangs de tráfico equivalente por transmisor en la notación de redes telefónicas. No emplear un modelo de tráfico significaría sobreestimar los niveles de potencia de interferencia generados, como se demostrará en las conclusiones de este capítulo.

Se considerará una malla de transmisores, colocados a distancias diferentes. Para cada distancia 'd_i', tenemos una variable aleatoria, 'k_i', número de usuarios activos de manera instantánea. Para cada distancia, se calcula el nivel de potencia de interferencia, que será directamente proporcional al número de usuarios activos.

- $I_i \rightarrow$ Interferencia recibida del anillo colocado a d_i
- I → Interferencia total recibida en punto de referencia

$$I = \sum_{i=1}^{\infty} I_i$$
 (2.28)

Supongamos la siguiente distribución espacial de transmisores. Los dispositivos estarán distribuidos en anillos alrededor del receptor víctima, con densidad media ρ , en un plano 2D. La distancia del receptor al primer anillo dependerá de la densidad de transmisores, y el número de usuarios en cada anillo es tal que la distancia entre transmisores en cada anillo se mantiene constante.

La distancia entre transmisores en un anillo es R_0 , y R_L es la distancia desde el receptor víctima al transmisor más cercano. R_L se puede expresar en función de R_0 (2.9), y este último en función de ρ , densidad de transmisores.

La distancia de los transmisores en un anillo al receptor y el número de transmisores activos en cada anillo se puede expresar en función de R_L y del índice del anillo 'i'.

$$d_i = (2i - 1)R_L \tag{2.29}$$

$$N_i = 8i - 4$$
 (2.30)



El lector observará que la distribución especial de transmisores empleada para el desarrollo de este modelo estadístico es ligeramente distinta a la distribución del modelo MAC anterior. Esto se debe a una simple razón práctica. El desarrollo analítico del modelo resultaba en unas ecuaciones y cálculo mucho más sencillos modificando la distribución de la malla de transmisores, colocándolos en anillos concéntricos alrededor de la víctima. Los efectos son acotables, mientras que el tiempo y esfuerzos de desarrollo se acortan con esta modificación de manera significativa.

Asumamos, por tanto, la presencia de un receptor celular víctima, con un ancho de banda ' B_{RX} ', rodeado por una malla de transmisores UWB. La densidad espectral de potencia ' G_p ' de los transmisores UWB se presupone igual para todos ellos, e igual al máximo permitido por los distintos organismos reguladores. Bajo estos supuestos, la potencia de interferencia generada por el conjunto de transmisores puede estimarse como:

$$I_{\sin gle_UWB} = \frac{G_P B_{RX}}{L}$$
(2.31)

El modelo de propagación el modelo variable con la distancia.



Figura 6: Distribución geométrica del receptor víctima y de transmisores UWB

2.5.2 Contribución dominante de transmisores en el primer anillo

En esta sección se prueba que independientemente de la densidad de transmisores, la contribución del primer anillo es la dominante, y también que al calcular la densidad espectral de potencia de la suma de las variables aleatorias, la aproximación gaussiana no es válida para el conjunto de la malla de transmisores.

En esta primera aproximación, y para facilitar los cálculos, supondremos que la ley de propagación es para todos los transmisores el inverso al cuadrado de la distancia.



Así, el número de usuarios en cada anillo y su distancia al receptor no-UWB son función del anillo en que se encuentren. En la Tabla 1 se presenta, en función del anillo de que se trate, el número de transmisores UWB, su distancia al receptor no-UWB y la potencia total a la entrada de este receptor de contribuciones del anillo en cuestión.

Índice	Número TX	Distancia	Potencia recibida desde el anillo
1	4	$d_1 = \frac{1}{\sqrt{2\rho}}$	$P_{rx_1} = \frac{4 \cdot P_{tx}}{d^2}$
2	12	$d_3 = 3d_1$	$P_{rx_2} = \frac{12 \cdot P_{tx}}{(3 \cdot d)^2} = \frac{P_{rx_1}}{(3 \cdot)}$
ʻi'	4+8·(i-1)	$d_i = (2i-1)d_1$	$P_{rx_n} = \frac{(4+(n-1)8)P_{tx}}{((2n-1)d)^2} = \frac{P_{rx_1}}{(2n-1)}$

Tabla 1: Número de usuarios y distancia según anillo

Normalizando la potencia recibida en cada anillo a la recibida en el primero, tenemos los resultados recogidos en la Figura 7, en la que se aprecia, tal y como suponíamos, que la contribución del primer anillo es dominante.

La Figura 8 representa el incremento de potencia recibida por efecto del agregado de transmisores en función del índice de anillo hasta el que se considere. El número de anillos a computar según cada escenario dependerá de la densidad considerada de transmisores y de la distancia máxima que se considere relevante



Figura 7: Relación de potencia recibida en cada anillo normalizada a la recibida en el primer anillo en porcentaje lineal (arriba) y en dB (debajo)





Figura 8: Incremento de potencia recibida por efecto de agregación de transmisores

2.5.3 Modelo de tráfico

Como veremos más adelante, un parámetro necesario para el cálculo de la función densidad de probabilidad es el número de transmisores activos en un determinado instante.

Se asumirá un modelo de tráfico de Poisson por el que, el número de transmisores activos en un instante 't' es una variable aleatoria, digamos 'k'.

'N'es el número de transmisores colocados a distancia 'd', y n(t) es el número de transmisores activos en el instante 't'. Asumir un modelo de tráfico de Poisson significa que el tiempo entre llegadas, que en nuestro caso se entiende como tiempo entre activaciones de transmisión, y la duración de la actividad de cada transmisor, tienen ambos una distribución exponencial.

Tiempo entre llegadas (tiempo entre inicios de actividad):

$$f_{\tau}(\tau) = \lambda_a \cdot e^{-\lambda_a t} \tag{2.32}$$

Duración de paquete (tiempo de señal activa para cada transmisor):

$$f_r(r) = \lambda_d \cdot e^{-\lambda_d t}$$
(2.33)

Los parámetros del modelo de tráfico son:

- T_a: Tiempo medio de llegadas para una fuente
 - En nuestro caso, tiempo medio entre activaciones de un transmisor Tiempo de duración del paquete
- T_d:
- En nuestro caso, duración de la actividad
- $1/T_a = \lambda_a$: Tiempo medio entre transmisiones
 - $1/T_d = \lambda_d$: Tasa de terminación





Tal y como indicamos previamente, el número de transmisores activos en un anillo en el instante 't' es una variable aleatoria 'k'. Para calcular la distribución de 'k' hay que definir n(t) y n(t+ Δ t) en función de λ_a y λ_d , para posteriormente resolver el sistema para el estado estable.

$$P_{n}(t + \Delta t) = P_{n}(t) \cdot P[0 \text{ llegadas y } 0 \text{ salidas en } \Delta t] + P_{n+1}(t) \cdot P[0 \text{ llegadas y } 1 \text{ salida en } \Delta t] + P_{n-1}(t) \cdot P[1 \text{ llegada y } 0 \text{ salidas en } \Delta t]$$

$$(2.34)$$

$$P[1 \text{ llegada en } \Delta t] = \lambda_a \Delta t$$

$$P[0 \text{ llegadas en } \Delta t] = 1 - \lambda_a \Delta t$$
(2.35)

El diagrama del sistema resultante es el siguiente:



Figura 9: Diagrama del sistema

Lo que nos lleva a una ecuación del sistema tal que:

$$P_{n}[(N-n)\lambda_{a} + n\lambda_{d}] = P_{n+1}(n+1)\lambda_{d} + P_{n-1}(N-n+1)\lambda_{a}$$
(2.36)

► '0' usuarios en el sistema (es decir, 0 transmisores activos): Si no hay ningún transmisor activo en el instante, entonces N usuarios pueden iniciar una transmisión, mientras que ningún transmisor puede finalizarla.

▶'1' usuario en el Sistema (1 transmisor activo): Si únicamente un transmisor está activo, N-1 usuarios pueden iniciar transmisión, mientras que un usuario puede finalizarla.

▶'n' usuarios en el sistema: Con 'n' transmisores activos, N-n transmisores pueden iniciar actividad, mientras que n usuarios pueden finalizarla.

Usuarios en el Sistema	Tasa de llegada	Tasa de salida
0	$N \cdot \lambda_a$	$0\cdot\lambda_d$
1	(N-1)·λ _a	$1 \cdot \lambda_d$
ʻn'	N-n)·λ _a	n·λ _d

Tabla 2: Tasa de entrada y de salida del sistema según el número de usuarios activos

Las ecuaciones de balance para el estado estable pueden formularse para derivar la probabilidad de cada estado según se indica en la siguiente tabla.



Tabla 3: Ecuaciones de balance para estado estable

Estado	Ecuaciones		
0	P_0		
	$P_0 \cdot N \cdot \lambda_a = P_1 \cdot \lambda_d$		
1	$P_1 = P_o \cdot N \cdot \frac{\lambda_a}{\lambda_d} = P_0 \cdot \binom{N}{1} \cdot \binom{\lambda_a}{\lambda_d}$		
	$P_1 \cdot \left[(N-1)\lambda_a + \lambda_d \right] = P_2 \cdot 2 \cdot \lambda_d + P_0 \cdot N \cdot \lambda_a$		
2	$P_0 \cdot N \frac{\lambda_a}{\lambda_d} \cdot \left[(N-1)\lambda_a + \lambda_d \right] = P_2 \cdot 2 \cdot \lambda_d + P_0 \cdot N \cdot \lambda_a$		
	$P_2 = \frac{P_0 \cdot N \cdot (N-1) \lambda_a^2}{2 \cdot \lambda_d^2} = P_0 \binom{N}{2} \left(\frac{\lambda_a}{\lambda_d}\right)^2$		
k	$P_{k} = \frac{P_{0} \cdot N \cdot (N-1)(N-2) \cdots (N-(k+1))\lambda_{a}^{k}}{k \cdot (k-1) \cdots 3 \cdot 2 \cdot \lambda_{d}^{k}} = P_{0} \cdot \binom{N}{K} \left(\frac{\lambda_{a}}{\lambda_{d}}\right)^{k}$		

- N: número de transmisores en el anillo 'k'.
- λ_a/λ_d: tráfico generado por cada transmisor (factor de actividad)

En la tabla anterior, N es el número de transmisores en el anillo 'k', mientras que λ_a/λ_d es el tráfico generado por cada transmisor UWB, o lo que es lo mismo, su factor de actividad. Para resolver el sistema, el único parámetro desconocido es P₀, y para ello es necesario invocar la condición de normalización:

$$\sum_{k=1}^{N} P_{k} = 1 \rightarrow \sum_{k=1}^{N} P_{0} \binom{N}{K} \left(\frac{\lambda_{a}}{\lambda_{d}} \right)^{k} = 1 \rightarrow P_{0} = \frac{1}{\sum_{k=1}^{N} \binom{N}{K} \left(\frac{\lambda_{a}}{\lambda_{d}} \right)^{k}} = \frac{1}{\left(1 + \frac{\lambda_{a}}{\lambda_{d}} \right)^{N}}$$
$$P_{k} = P_{0} \binom{N}{K} \left(\frac{\lambda_{a}}{\lambda_{d}} \right)^{k} \rightarrow P_{k} = \frac{1}{\left[1 + \left(\frac{\lambda_{q}}{\lambda_{d}} \right)^{N} \binom{N}{K} \left(\frac{\lambda_{a}}{\lambda_{d}} \right)^{K} = \binom{N}{K} \cdot \left(\frac{\lambda_{a}}{\lambda_{a} + \lambda_{d}} \right)^{K} \left(1 - \frac{\lambda_{a}}{\lambda_{a} + \lambda_{d}} \right)^{N-K} (2.37)$$

Denotamos:

$$\frac{\lambda_a}{\lambda_a + \lambda_d} \to p \tag{2.38}$$

Siempre y cuando $a = \frac{\lambda_a}{\lambda_d} << 1$, el parámetro 'p' puede expresarse en función del tráfico generado por cada transmisor, 'a':

$$p = \frac{\lambda_a}{\lambda_a + \lambda_d} = \frac{a}{1+a}$$
(2.39)

Teniendo finalmente en cuenta la definición de la distribución binomial:

$$P_{K} = \binom{N}{K} (p)^{K} (1-p)^{N-K} \implies \text{Binomial}(N,p) \equiv B(N,p)$$
(2.40)



Concluimos que la variable aleatorio 'k', número de transmisores activos en un anillo, es una variable aleatoria binomial:

$$K \Rightarrow \text{Binomial}(N, p) \equiv B(N, p) \equiv B\left(N, \frac{a}{1+a}\right)$$
 (2.41)

2.5.4 Cálculo de función de densidad de probabilidad de la variable potencia de interferencia

El valor de interferencia total generada por la malla de transmisores UWB se calcula como la suma de las variables aleatorias:

$$I = I_1 + I_2 + I_3 + \dots = \sum_{j=1}^{\infty} I_j$$
(2.42)

La función de densidad de probabilidad, PDF, de la suma de variables aleatorias se corresponde con la convolución de las PDF individuales de cada variable:

$$f_{I}(I) = f_{I_{1}}(I_{1}) \otimes f_{I_{2}}(I_{2}) \otimes f_{I_{3}}(I_{3}) \otimes \dots$$
(2.43)

En este caso tenemos la suma de un número elevado de variables aleatorias independientes, que, a diferencia de lo que cabría pensar, no tiende a una distribución Gaussiana, ya que hay una contribución dominante, la potencia recibida desde el primer anillo, tal y como hemos analizado en el punto anterior. Es decir, que el teorema de límite central no es aplicable en este caso. Para el cálculo de la PDF de la variable interferencia generada por los anillos primero y segundo, es necesario calcular la convolución exacta de estas dos PDF individuales. A partir del tercer anillo podemos considerar que no hay contribución dominante, con lo que la aproximación gaussiana es válida.

Interferencia desde una distancia 'd'

Tal y como hemos concluido previamente, la variable aleatoria número de transmisores activos a la distancia 'di' es una binomial, con parámetros N_i y p:

N_j=número total de transmisores en el anillo j

Por tanto, la probabilidad de tener K usuarios transmitiendo de manera simultánea en un anillo se puede expresar como:

$$P_{K} = \binom{N}{K} (p)^{K} (1-p)^{N-K}$$
(2.44)

Mientras que la PSD:

$$f_{k_i}(k_i) = \sum_{j=0}^{N_i} P_j \cdot \delta(k_i - j) = \sum_{j=0}^{N_i} {N_i \choose j} (p)^j \cdot (1 - p)^{N_i - j} \cdot \delta(k_i - j)$$
(2.45)

Contribución a la regulación de la tecnología UWB en Europa



Con $\delta[n]$ la función impulso, definida como:

$$\delta[n-k] = \begin{cases} 1 \text{ para } n = k \\ 0 \text{ en otro caso} \end{cases}$$
(2.46)

La media y la desviación estándar de la PSD:

$$E[k_i] = N_i \cdot p$$

$$\sigma_i^{\ 2} = N_i \cdot p \cdot (1-p)$$
(2.47)

La variable aleatoria I_i, interferencia generada por el anillo 'i', se puede definir como función de la variable aleatoria 'k':

$$I_i = f(k_i) = A_i \cdot k_i \operatorname{con} A_i = \frac{G_p \cdot B_{rx}}{L_i}$$
(2.48)

Con esta definición, podemos expresar la PDF de I_i como:

$$f_{I_i}(I_i) = \sum_{j=0}^{N_i} P_j \cdot \delta(I_i - j \cdot A_i)$$
(2.49)

Con media y desviación estándar:

$$E[I_i] = E[A_i \cdot k_i] = A_i \cdot E[k_i] = A_i \cdot N_i \cdot p$$

$$\sigma_i^{\ 2} = A_i^{\ 2} \cdot \sigma_{k_i}^{\ 2} = A_i^{\ 2} \cdot N_i \cdot p \cdot (1-p)$$
(2.50)

Interferencia generada por primer y segundo anillos conjuntamente

La variable aleatoria I, interferencia generada por los anillos 1 y 2 conjuntamente, es la suma de dos variables aleatorias (v.a.), la v.a. interferencia generada por el primer y segundo anillos respectivamente. La PDF se calcula como la convolución de las PDF individuales de ambas v.a, resultado en la expresión de la ecuación (2.52), y resultado gráfico de la Figura 10.

$$I = I_1 + I_2; \ f_I(I) = f_{I_1}(I_1) \otimes f_{I_2}(I_2)$$
(2.51)

$$f_{I_{1+2}}(I) = f_{I_1}(I_1) \otimes f_{I_2}(I_2) = \left(\sum_{i=0}^{N_1} P_i \cdot \delta(I_1 - i \cdot A_1)\right) \otimes \left(\sum_{j=0}^{N_2} P_j \cdot \delta(I_2 - jA_2)\right) = \sum_{i=0}^{N_1} \sum_{j=0}^{N_2} P_i \cdot P_j \cdot \delta(I - iA_1 - jA_2)$$
(2.52)

Interferencia generada por todos los anillos a partir del tercero

A partir del tercer anillo consideraremos que no hay contribución dominante. La v.a. 'K_i', número de usuarios activos en cada anillo, es binomial, B(Ni,p). A medida que aumenta el índice de anillo, se incrementa el número de usuarios, que en cada anillo será 8n-4. Aproximaremos la binomial por una v.a. gaussiana, de manera que:

$$K = B(N, p) \rightarrow G\left(\frac{X - N \cdot p}{\sqrt{N \cdot p \cdot (1 - p)}}\right)$$

si $n \cdot p > 5$ y $n \cdot (1 - p) > 5$ (2.53)



En la Figura 11 se representa en azul la distribución exacta de la v.a., computando la convolución de la respuesta analítica de las PDF de los anillos tercero y cuarto. En verde tenemos la gráfica de la aproximación Gaussiana. En la gráfica vemos que, efectivamente, la aproximación Gaussiana es válida.







Figura 11: Aproximación Gaussiana para la interferencia de los anillos 3 y 4 conjuntamente

La interferencia generada a la distancia 'i' se define en función de la v.a. 'K'.

$$I_i = A_i \cdot K_i \tag{2.54}$$

$$I_{i_{i>2}} \to G(\eta_i, \sigma_i^2)$$
(2.55)

$$\eta_i = A_i \cdot N_i \cdot p$$

$$\sigma_3^2 = A_i^2 \cdot N_i \cdot p \cdot (1-p)$$
(2.56)

La interferencia de todos los anillos a partir del tercero se puede expresar como:

$$I = I_3 + I_4 + I_5 + I_6 + \dots$$
 (2.57)

Se trata de una combinación lineal de v.a. de distribución gaussiana, que por tanto puede expresarse como otra v.a. gaussiana.

Interferencia total

La interferencia generada por todos los anillos es la suma de v.a. independientes, con lo que su PDF es la convolución de las distintas PDF de cada v.a.

$$f_{I}(I) = f_{I_{1}}(I_{1}) \otimes f_{I_{2}}(I_{2}) \otimes f_{I_{3}}(I_{3}) \otimes f_{I_{34}}(I_{4}) \otimes f_{I_{5}}(I_{5}) \otimes \dots =$$

= $(f_{I_{1}}(I_{1}) \otimes f_{I_{2}}(I_{2})) \otimes (f_{I_{3}}(I_{3}) \otimes f_{I_{34}}(I_{4}) \otimes f_{I_{5}}(I_{5}) \otimes \dots) = f_{I_{A}}(I_{A}) \otimes f_{I_{B}}(I_{B})$ (2.58)

$$f_{I_A}(I_A) = \sum_{i=0}^{N_1} \sum_{j=0}^{N_2} P_i \cdot P_j \cdot \delta(I_A - iA_1 - jA_2)$$

$$f_{I_B}(I_B) = G(\eta, \sigma) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\left(\frac{(I-\eta)^2}{2\sigma^2}\right)}$$
(2.59)



Para la convolución anterior debemos tener en cuenta que:

$$x(t) \otimes \delta(t - t_0) = x(t - t_0)$$
(2.60)

Por lo cual:

$$f_{I}(I) = \sum_{i=0}^{N_{1}} \sum_{j=0}^{N_{2}} P_{i} \cdot P_{j} \cdot G(\eta + iA_{1} + jA_{2}, \sigma^{2})$$
(2.61)

• Cálculo de parámetros de función de densidad de probabilidad de interferencia

El último paso en el cálculo de la PDF es la determinación de los coeficientes A_1 and A_2 (potencia recibida de los anillos 1 y 2) y el valor medio y desviación estándar de la aproximación gaussiana del resto de los anillos. Hay que considerar varios casos, en función de la densidad de transmisores UWB y la distancia de referencia.

Para simplificar tanto los cálculos como las simulaciones, se normalizarán los coeficientes por el factor H (2.62) :

$$H = G_P B_{RX} \left(\frac{\lambda}{4\pi d_0}\right)^2 \left(\frac{d_1}{d_0}\right)^{-n}$$
(2.62)

Como puede observarse fácilmente, I/H no es más que una versión escalada de I

$$I \to G(\eta, \sigma) = G(H \cdot \eta, H^2 \cdot \sigma^2)$$
(2.63)

Ambas expresiones son equivalente, ya que:

$$P(I > I_0) = P\left(\frac{I}{H} > \frac{I_0}{H}\right)$$
(2.64)

Los valores sin normalizar y normalizados resultantes de A_1 y A_2 para cada uno de los casos posibles se muestran en la Tabla 4.



Caso		Parámetro sin normalizar		Parámetro normalizado a 'H'
Caso 1	Ningún anillo en zona de espacio libre → d0 <d1< td=""><td>A₁</td><td>$A_1 = G_P B_{RX} \left(\frac{\lambda}{4\pi d_0}\right)^2 \left(\frac{d_1}{d_0}\right)^{-n}$</td><td>1</td></d1<>	A ₁	$A_1 = G_P B_{RX} \left(\frac{\lambda}{4\pi d_0}\right)^2 \left(\frac{d_1}{d_0}\right)^{-n}$	1
		A ₂	$A_2 = G_P B_{RX} \left(\frac{\lambda}{4\pi d_0}\right)^2 \left(\frac{3d_1}{d_0}\right)^{-n} = G_P B_{RX} \left(\frac{\lambda}{4\pi d_0}\right)^2 \left(\frac{d_1}{d_0}\right)^{-n} \left(\frac{1}{3}\right)$	$\left(\frac{1}{3}\right)^n$
Caso 2	Únicamente el primera anillo en espacio libre → d1 <d0<3·d1< td=""><td>A₁</td><td>$A_1 = G_P B_{RX} \left(\frac{\lambda}{4\pi d_1}\right)^2 = G_P B_{RX} \left(\frac{\lambda}{4\pi d_0}\right)^2 \left(\frac{d_1}{d_0}\right)^{-n} \left(\frac{d_1}{d_0}\right)^{n-2}$</td><td>$\left(\frac{d_1}{d_0}\right)^{n-2}$</td></d0<3·d1<>	A ₁	$A_1 = G_P B_{RX} \left(\frac{\lambda}{4\pi d_1}\right)^2 = G_P B_{RX} \left(\frac{\lambda}{4\pi d_0}\right)^2 \left(\frac{d_1}{d_0}\right)^{-n} \left(\frac{d_1}{d_0}\right)^{n-2}$	$\left(\frac{d_1}{d_0}\right)^{n-2}$
		A ₂	$A_2 = G_P B_{RX} \left(\frac{\lambda}{4\pi d_0}\right)^2 \left(\frac{d_0}{3d_1}\right)^n = G_P B_{RX} \left(\frac{\lambda}{4\pi d_0}\right)^2 \left(\frac{d_1}{d_0}\right)^{-n}$	$\left(\frac{1}{3}\right)^n$
Caso 3	Primer y segundo anillos en espacio libre → d0>3·d1	A ₁	$A_1 = G_P B_{RX} \left(\frac{\lambda}{4\pi d_1}\right)^2 = G_P B_{RX} \left(\frac{\lambda}{4\pi d_0}\right)^2 \left(\frac{d_1}{d_0}\right)^{-n} \left(\frac{d_1}{d_0}\right)^{n-2}$	$\left(\frac{d_1}{d_0}\right)^{n-2}$
		A2	$A_2 = G_P B_{RX} \left(\frac{\lambda}{4\pi 3 d_1}\right)^2 = G_P B_{RX} \left(\frac{\lambda}{4\pi d_0}\right)^2 \left(\frac{d_1}{d_0}\right)^{-n} \left(\frac{d_1}{d_0}\right)$	$\left(\frac{1}{3}\right)^2 \left(\frac{d_1}{d_0}\right)^{n-2}$

Tabla 4: Coeficientes A1 y A2, sin normalizar y normalizados a 'H'

\circ Cálculo de η and $\sigma 2$

Al igual que para el cálculo de A₁ y A₂, consideraremos varios escenarios en función de la densidad de transmisores y de la distancia de referencia. Los valores calculados para el caso 1 están recogidos en la Tabla 5, para el caso 2 en la Tabla 6 y por último, para el caso 3 en la Tabla 7. Los valores presentados en las tablas están sin normalizar. El valor medio (η) se normalizará al factor H, y la desviación estándar (σ^2) se normalizará por H².

• Caso 1: Ningún anillo en zona de espacio libre $\rightarrow d_0 < d_1$

Tabla 5: Parámetros η y σ^2 sin normalizar, caso 1

Parámetro sin normalizar		
η	Valor medio de la aproximación Gaussiana de los anillos externos:	
	$\eta = \sum_{i=3}^{\infty} A_i N_i p = \sum_{i=3}^{\infty} p A_i 4(2i-1) = \sum_{i=3}^{\infty} 4 p A_1$	
	$=\sum_{i=3}^{\infty} 4 p A_1 \frac{2i-1}{(2i-1)^n} = 4 p G_P B_{RX} \left(\frac{\lambda}{4\pi d_0}\right)^2 \left(\frac{d_1}{d_0}\right)^{-n} \sum_{i=3}^{\infty} \frac{1}{(2i-1)^{n-1}}$	
σ^2	$\sigma^{2} = \sum_{i=3}^{\infty} p(1-p) A_{i}^{2} N_{i} = 4p(1-p) \left(G_{P} B_{RX} \left(\frac{\lambda}{4\pi d_{0}} \right)^{2} \left(\frac{d_{1}}{d_{0}} \right)^{-n} \right) \sum_{i=3}^{\infty} \frac{1}{(2i-1)^{2n-1}}$	

 Caso 2: Primer anillo en zona de espacio libre. Todos los anillos a partir del tercero fuera de la zona de espacio libre → d₁<d₀<5·d₁



Tabla 6: Parámetros η y σ^2 sin normalizar, caso 2

Caso 3: Espacio libre hasta anillo i, con i>3 → (2i-1)d1<d0<(2i+1)·d1

Tabla 7: Parámetros η y σ^2 sin normalizar, caso 3

$$\begin{aligned}
& \text{Para los anillos dentro de la zona de espacio libre se cumple que:} \\
& A_i = \frac{A_1}{(2i-1)^n} = G_P B_{RX} \left(\frac{\lambda}{4\pi d_1}\right)^2 \frac{1}{(2i-1)^n} \\
& \text{En el caso de anillos fuera de la zona de espacio libre:} \\
& A_i = A_1 \frac{\left(\frac{d_0}{d_1}\right)^{n-2}}{(2i-1)^n} \\
& \text{Valor medio de la aproximación Gaussiana de los anillos externos:} \\
& \eta = \sum_{i=3}^{i_{axx}} (A_i N_i p) + \sum_{i_{axx}}^{\infty} (A_i N_i p) = 4p A_i \sum_{i=3}^{i_{axx}} \frac{1}{(2i-1)} + 4p A_i \sum_{i=3}^{i_{axx}} \frac{\left(\frac{d_0}{d_1}\right)^{n-2}}{(2i-1)^{n-1}} = \\
& = 4p G_P B_{RX} \left(\frac{\lambda}{4\pi d_0}\right)^2 \left(\frac{d_1}{d_0}\right)^{-n} \left[\left(\frac{d_1}{d_0}\right)^{n-2} \sum_{i=3}^{i_{axx}} \frac{1}{(2i-1)} + \sum_{i_{axx}}^{\infty} \frac{1}{(2i-1)^{n-1}} \right] \\
& \text{Con } (2i_{aux} - 1)d_1 \le d_0 \rightarrow i_{aux} = \operatorname{int} \left(\frac{d_0 + d_1}{2d_1}\right) \\
& \sigma^2 = \sum_{i=3}^{i_{axx}} p(1-p)A_i^2 N_i + \sum_{i=i_{aux}+1}^{\infty} p(1-p)A_i^2 N = \\
& = 4p(1-p)(G_P B_{RX})^2 \left(\frac{\lambda}{4\pi d_0}\right)^4 \left(\frac{d_1}{d_0}\right)^{-2n} \left[\left(\left(\frac{d_0}{d_1}\right)^{-2n+4} \cdot \sum_{i=3}^{i_{aux}} \frac{1}{(2i-1)^3}\right) + \sum_{i=i_{aux}+1}^{\infty} \frac{1}{(2i-1)^{2n-1}} \right] \end{aligned}$$



2.5.5 Resultados

El modelo desarrollado permite fijar condiciones interesantes en el análisis del efecto de UWB sobre otros sistemas. Permite establecer las condiciones de degradación según su probabilidad de ocurrencia. Se puede definir las condiciones en función del tiempo que se acepte como máximo para que se cumpla la condición de degradación por encima de lo definido [25], [26], [27], [28], [29]. Esa condición de degradación se traducirá en un determinado nivel de potencia de interferencia UWB, de manera que la condición final a cumplir se podrá expresar como:

$$P(I > I_{\max}) \le x(\%)$$
 (2.65)

Tanto este modelo estadístico analítico, como un modelo adicional, el modelo completamente aleatorio,[25], [26] pero cuyos resultados no se presentan en esta tesis, permiten abordar la problemática de la coexistencia con otros sistemas desde un punto de vista probabilístico.

Como ejemplo de las posibilidades que permite tenemos las dos siguientes figuras.



Figura 13: Ejemplo de PDF en exteriores

En cada figura hay tres parámetros a considerar, nivel de potencia de interferencia [W] y su probabilidad, barriendo todo el rango de factor de actividad de cada transmisor UWB, 'a'.

Con valores bajos de 'a', tenemos altas probabilidades de generar niveles bajos de interferencia. A medida que aumenta el factor de actividad, la probabilidad de encontrar niveles mayores de interferencia incrementa.

También se aprecia que en el escenario de interiores (Figura 12), la gráfica presenta más picos que el escenario de exteriores (Figura 13). La razón es que en interiores, la influencia de los anillos externos es menos relevante, con lo que la contribución de la aproximación Gaussiana de estos anillos es menos apreciable.







Figura 14: Efecto de la densidad de transmisores en la PDF

La Figura 14 es también interesante. Recoge la influencia de la densidad de transmisores UWB en la PDF. Para densidades bajas de transmisores UWB, el escenario se asemeja a un caso determinista, mientras que con densidades elevadas, el tratamiento estadístico se presenta como una herramienta totalmente necesaria.

2.6 Comparación entre todos los modelos

Los modelos anteriores presentan características dispares. La principal diferencia notable que encontramos a la hora de realizar comparaciones entre modelos es que, tanto el modelo de interferente único como el modelo MAC tienen como salida un valor determinista de potencia de interferencia, mientras que el modelo estadístico tiene como salida la PDF de la v.a. generada. Para poder realizar la comparación, se emplea, para el modelo estadístico, los valores medios obtenidos. De ahí que la diferencia con el modelo determinista MAC sea significativa para densidades elevadas.

No obstante, la Figura 15 nos permite extraer las siguientes conclusiones:

Sin considerar el efecto del factor de actividad en el modelo estadístico, con densidades bajas de transmisores UWB los modelos convergen. Tal y como es esperable, con el modelo de interferente único se obtienen unos valores de potencia de interferencia muy ligeramente inferiores a los obtenidos con los modelos agregados, lo cual indica que aunque la influencia del interferente más próximo es dominante, la precisión aumenta al introducir modelos de agregación.



- Para densidades bajas, la introducción de contribuciones agregadas puede no ser necesaria, pero sí es importante no despreciar el efecto agregado con densidades elevadas. Con el modelo determinista MAC se obtienen los valores más altos de potencia de interferencia. Hay que tener en cuenta, no obstante, la distinta distribución geométrica del modelo MAC, y la comparación entre valores deterministas del modelo MAC y valores medios del modelo estadístico.
- Por último, la consideración del factor de actividad de cada transmisor es muy relevante, no sólo para los casos de densidades elevadas, sino para todos los casos. Esta consideración es la base de todos los desarrollos posteriores de la técnica de mitigación LDC (*low duty cyle*) que aparece en todas las Decisiones de la Comisión Europa relacionadas con la normativa UWB de los últimos años.



Figura 15: Comparativa entre los modelos presentados



3 CAPÍTULO 3: ANÁLISIS TEÓRICOS DEL EFECTO DE UWB SOBRE GSM Y UMTS

3.1 Introducción

A continuación analizaremos de manera teórica el efecto de UWB en los sistemas celulares GSM y UMTS. En primer lugar se considerará el efecto de un transmisor UWB individual, y más tarde se extenderá el efecto a un escenario con agregación de transmisores UWB.

El primer análisis a realizar será el del concepto de degradación debida a UWB. Se partirá del concepto de degradación proporcionado por Ericsson [30], para completarlo y refinarlo en pasos sucesivos.

Se analizará el comportamiento de los sistemas víctima (GSM y UMTS) antes y después de la introducción de la interferencia UWB. Se entenderá que UWB genera una interferencia adicional, que se traduce en un nivel de degradación, lo cual, a su vez, implica un empeoramiento de los parámetros identificados del sistema celular.

El criterio para fijar la máxima degradación UWB aceptada se expresará en función del máximo empeoramiento admisible de los parámetros considerados.

Estos parámetros degradados se seleccionan desde dos puntos de vista. Por una parte se estudia la degradación en términos de balance de enlace generada por la interferencia UWB, teniendo como efecto una reducción en el área de celda, tanto para GSM como para UMTS. Por otra parte, se puede analizar considerando que UWB generará un incremento en la BER del sistema GSM y un incremento en la probabilidad de *outage* en los sistemas UMTS.

En el caso de GSM, en aquellas localizaciones afectadas por la reducción del área de la celda, UWB generará un incremento de la tasa de error de bit (BER) por encima del máximo admisible, mientras que en UMTS será el conjunto de la red la que se vea afectada al producirse un incremento en la probabilidad de *outage*. En los sistemas UMTS, cuanto mayor sea el número de usuarios presentes en la red, mayor es el nivel de interferencia intrínseca presente. La situación de *outage* se produce cuando la potencia de transmisión demandada es mayor que el máximo disponible para dicho enlace. Dado que UWB introduce un nivel adicional de interferencia, se generará un incremento en la probabilidad de *outage* de la red.

El proceso seguido para el análisis de coexistencia es conceptualmente el mismo para GSM y para UMTS, analizando tres conceptos relacionados: degradación por introducción UWB, distancias de protección y máxima PSD propuesta para UWB como resultado de estos trabajos.

Dependiendo de la máxima PSD (que determina la regulación) y de las distancias de separación, se genera un determinado nivel de degradación por UWB. Y en el sentido inverso, para obtener



una degradación máxima a una determinada distancia, debe haber una limitación determinada en la PSD de transmisión.

Siguiendo la idea anterior, para el análisis de la coexistencia entre UWB y los sistemas celulares GSM y UMTS, en la contribución presentada se realizan tres análisis:

- Degradación generada por un transmisor individual transmitiendo con la máxima densidad espectral de potencia permitida por la regulación existente en el momento de la realización de estudio, con un interferente colocado a 20cm o a 1m de la víctima, así como el efecto de dicho transmisor UWB individual a iguales distancias más el efecto agregado de una malla de transmisores UWB distribuidos con una determinada densidad, para analizar el efecto de las múltiples fuentes UWB. Para calcular la degradación producida por la introducción de dispositivos UWB, se evalúa la reducción del área de cobertura o el incremento de la BER para GSM. En el caso de UMTS se evalúa la reducción del área de cobertura o el incremento de la probabilidad de *outage*.
- Distancia de protección necesaria, asumiendo que hay un transmisor individual emitiendo con la máxima densidad espectral de potencia permitida en el momento de la realización del estudio, de manera que la influencia sobre el receptor víctima sea despreciable. En concreto definimos el criterio para la máxima degradación aceptada, dependiendo del sistema víctima de que se trate. A partir de ahí se calcula la mínima distancia del interferente más cercano. Los trabajos desarrollados permiten también calcular la máxima densidad de transmisores UWB admisible.
- Propuesta de nuevos límites de densidad espectral de potencia para asegurar que un transmisor UWB colocado a 20cm junto con el efecto de un agregado de transmisores no exceda la degradación máxima definida. Los trabajos desarrollados también permiten calcular los límites de densidad espectral de potencia de los transmisores UWB únicamente para el caso agregado, aislando el efecto del transmisor más cercano.

Siempre y cuando la PRF de UWB sea mayor que el ancho de banda del receptor, se puede asumir que UWB será percibido por la víctima como ruido blanco, y por tanto se puede asumir una PSD UWB constante a efectos del receptor celular.

El caso de interferente UWB único se analiza en primer lugar, colocándolo a 20cm y a 1m del receptor víctima. El caso de 1m se analiza para tener datos a la hora de analizar el efecto de la distancia y comparar con el equivalente agregado. No obstante, el resultado realmente interesante y demandado en los foros en los que se debaten las cuestiones de coexistencia UWB era el de separaciones de 20cm, ya que este valor (incrementado en posteriormente a 36cm) es el mínimo al que se consideraba que había que asegurar la coexistencia.

También se analiza, tal y como hemos indicado, el efecto agregado. En este análisis se mantiene el interferente colocado a 20cm, y de manera adicional se simula el efecto agregado de una malla de



transmisores UWB distribuidos con densidad ρ . Asumimos que el interferente a 20cm está transmitiendo de manera permanente, mientras que los transmisores de la red agregada los simulamos con *duty cyle* del 100% y del 2.5%, presentando los resultados para el caso del 2.5%.



Figura 16: Transmisor individual a 20cm del receptor víctima más agregado adicional de interferentes

3.2 Estudios teóricos del efecto de UWB sobre GSM

3.2.1 Degradación en GSM por interferentes UWB

El objetivo final es estudiar si la introducción de interferencia UWB provoca degradación en el sistema GSM por encima de lo que se puede considerar aceptable. La introducción de UWB hará que se degraden algunos parámetros del sistema celular, como área de cobertura y la BER. En un sistema GSM, la interferencia generada por UWB será apreciable únicamente en los lugares donde la señal del dispositivo víctima sea débil y el nivel de interferencia sea relativamente alto.

Para calcular la degradación real introducida por UWB hay que tener en cuenta todas las fuentes de ruido.

Partiremos de la definición de degradación UWB dada por Ericsson [30], calculada teniendo en cuenta el ruido térmico como única fuente de ruido antes de introducir UWB.

La definición de degradación UWB dada por Ericsson [30] es la siguiente:

$$D_{UWB} = 10 \log\left(\frac{i_{uwb} + n_0}{n_0}\right) \tag{3.1}$$

$$a_0 = KT_0 B_{RX} f_r \tag{3.2}$$

Los parámetros que considera son los siguientes:

- n₀: ruido térmico
- k: constante de Boltzman
- T₀: temperatura de referencia
- B_{RX}: ancho de banda del receptor



- f_r: factor de ruido del receptor
- i_{uwb}: potencia de interferencia UWB

[30] define asimismo la interferencia dañina como un nivel determinado de degradación D_{UWB} a una determinada distancia, sin enlazarlo con los posibles efectos sobre el receptor víctima. Ericsson define una máxima degradación D_{UWB} de 1dB o 3dB a las distancias de 1m o 20cm para establecer los límites en densidad espectral de potencia de los dispositivos UWB o, alternativamente, para definir la mínima distancia, distancia de protección, al receptor víctima para no provocar interferencia dañina.

En nuestra opinión, dicho planteamiento no es completo ni correcto. En primera lugar, dado que el receptor víctima forma parte de una red celular como GSM, el ruido térmico no es en absoluto la única fuente de ruido presente en el sistema. Tenemos, por una parte, la interferencia co-canal, que necesariamente ha de incluirse como fuente de ruido en el sistema. Por otra parte, un estudio más detallado del enlace GSM nos lleva a la necesidad de incluir márgenes adicionales, como el margen de ruido y el margen log-normal.

El margen de protección se define como la relación entre la potencia de la señal y la suma de la potencia de ruido más interferencia.

En resumen, para calcular la degradación real debida a UWB han de considerarse todas las fuentes de ruido. Cuando mayores sea el nivel de ruido e interferencia anteriores, menor será la degradación que implique un mismo nivel de interferencia UWB. A continuación presentaremos un balance de enlace típico antes y después de la introducción en el sistema de interferentes UWB.

Todo el estudio se centrará en condiciones de receptor GSM trabajando con niveles muy bajos de señal recibida, esto es, receptor víctima colocado en el borde de la celda, peor escenario posible.

En la Figura 17, N_0 es el ruido del receptor, definido como aparece en la ecuación 3.3, con F_R la figura del ruido del receptor:

$$N_0 = -174 + 10\log(B_{RX}) + F_R$$
(3.3)

En los receptores digitales, el nivel de sensibilidad se define como el mínimo nivel de potencia de RF a aplicar a la entrada del receptor con adaptación de impedancia para obtener una determinada BER en condiciones de laboratorio [31].

En la recomendación GSM 05.05 [32] se define el nivel de sensibilidad como:

$$S(dBm) = KT_0 + 10\log R_b + (E_b / N_0) + F_R$$
(3.4)

El valor de referencia de E_b/N_0 para una tasa binaria R_b de 271 kbps se establece en 8 dB, lo que implica que la sensibilidad de referencia obtenida es de:

$$S(dBm) = -112 + F_r$$
 (3.5)


En este caso, consideramos un valor típico de $F_R = 9 dB$ para el receptor GSM, y 5dB para la estación base. La sensibilidad del receptor es un valor de referencia en un entorno ideal. Por tanto, se ha de añadir un cierto margen de ruido. La degradación por ruido (D_N) tiene en cuenta la introducción de una antena real con un determinado factor de ruido, y los elementos de conexión. El margen log normal (M_{LN}) se añade para considerar los desvanecimientos multicanal.

Estas serían todas las fuentes de degradación de no existir la interferencia co-canal, es decir, si los canales estuvieran perfectamente aislados entre sí. Como en un entorno real esto no ocurre, es necesario introducir un margen adicional de unos 3dB para asegurar que con interferencia co-canal se cumplirá con la relación de protección necesaria. La relación de protección se define como el cociente entre la potencia deseada y la suma de interferencia total más ruido.



Figura 17: Niveles de potencia en GSM

- N₀: ruido térmico
- D_n: degradación por ruido
- M_{LN}: Margen log-normal
- S_{ref}: Sensibilidad de referencia
- M_I: Margen de interferencia
- D_{UWB}: Degradación por UWB

En relación con la notación, dado que trabajaremos con variables tanto en escala lineal como logarítmica, a fin de evitar confusión se empleará siempre mayúsculas cuando se trate de magnitudes logarítmicas y minúsculas para el caso de magnitudes lineales.

A partir del margen por interferencia co-canal aceptado en el balance se puede calcular la interferencia co-canal máxima admisible.

$$M_{I} = 10 \log \left(\frac{10^{\left(\frac{I_{co}}{10}\right)} + 10^{\left(\frac{N_{0} + D_{n} + M_{LN}}{10}\right)}}{10^{\left(\frac{N_{0} + D_{n} + M_{LN}}{10}\right)}} \right) \rightarrow I_{Comax}$$
(3.6)



La degradación por UWB se define, una vez que se han considerado todas las fuentes de ruido del sistema, como el cociente entre todas las fuentes de ruido e interferencia, UWB inclusive, y las fuentes de interferencia y ruido antes de la introducción de UWB.

$$D_{UWB} = 10 \log \left(\frac{10^{\left(\frac{I_{UWB}}{10}\right)} + 10^{\left(\frac{I_{co}}{10}\right)} + 10^{\left(\frac{N_0 + D_N + M_{LN}}{10}\right)}}{10^{\left(\frac{I_{co}}{10}\right)} + 10^{\left(\frac{N_0 + D_N + M_{LN}}{10}\right)}} \right) \rightarrow I_{UWBmax}$$
(3.7)

Una vez definido el máximo de degradación UWB, se puede calcular el máximo valor de potencia de interferencia UWB admisible.

En este punto, con un determinado nivel de potencia de interferencia calculado, podemos suponer que este nivel de interferencia ha sido generado por un transmisor individual colocado a una distancia 'd' del receptor víctima.

Podemos bien fijar la distancia a la que colocar el transmisor UWB y calcular la interferencia (degradación) causada para una determinada densidad espectral de potencia del transmisor, o fijar la distancia y calcular la máxima densidad espectral de potencia de transmisión tal que la degradación esté por debajo de un nivel prefijado.

En la Tabla 8 presentamos los parámetros típicos de un balance de enlace GSM, empleados durante las simulaciones [32].

Parámetro	Enlace descendente)	Enlace ascendente
Potencia transmitida (dBm)	38	33
Sensibilidad del receptor, S (dBm)	-102	-104
Degradación por ruido D _N (dB)	2.8	2.2
Margen para interferencias M _i (dB)	3.0	3.0
Margen log-normal, M _{LN} (dB)	9.0	9.0

Tabla 8: Parámetros típicos de balance de enlace GSM

3.2.2 Criterios para determinar la máxima degradación aceptable

En el caso de GSM, se han establecido dos criterios para determinar la máxima degradación aceptable:

- Reducción del área de cobertura el 1%
- Incremento de la tasa de error de bit hasta un máximo del 0.2%

3.2.2.1 Reducción del área de cobertura el 1%

El primer criterio lo fijamos con un nivel de interferencia UWB que provocara una reducción del área de celda GSM del 1% respecto al valor previo a la introducción de UWB.



El área de la celda se calcula hacienda uso de los parámetros de la Tabla 8 mediante el modelo de propagación de Okumura Hata [31]. En realidad, el modelo empleado para el cálculo del área de la celda no es determinante, sino su reducción por el efecto de UWB.

En la Figura 18 presentamos el efecto en el área de celda en función de la degradación por UWB para escenario de interiores y exteriores.



Figura 18: Reducción del área de la celda frente a D_{UWB}, exteriores (izda) e interiores (dcha)

En la Figura 19 presentamos la reducción del área de celda en función de la degradación por UWB. Para generar una reducción del área de celda en un 1%, la degradación UWB debe ser menor a 0.08dB. Este será uno de los criterios adoptados para establecimiento de la máxima interferencia por UWB permitida.



Figura 19: Reducción del área de celda frente a degradación UWB

Remarcamos el hecho de que la degradación UWB en Figura 19 no es relativa al ruido térmico, sino a todas las fuentes de ruido e interferencia del sistema.



3.2.2.2 Incremento de la tasa de error de bit

En la sección anterior se explicó la reducción en el área de celda por efecto de las fuentes UWB. En las áreas afectadas por la reducción, se apreciará un incremento de la BER por encima de los límites aceptados. Otra manera de analizar la influencia de la interferencia UWB es definir el máximo incremento aceptable de BER para un receptor GSM colocado en el borde de la celda, y a partir de ahí calcular la máxima PSD aceptable.

La obtención del incremento de BER comienza de nuevo con la definición de sensibilidad GSM. [31], [32]. La diferencia en la situación con y sin interferencia UWB es únicamente dicho valor de interferencia. La interferencia por UWB degrada la E_b/N_0 en las áreas afectadas por la reducción.

Sensibilidad de referencia sin UWB (ecuación 3.8) y sensibilidad de referencia necesaria con UWB para mantener la misma calidad (ecuación 3.9):

$$S(dBm) = -174 + 10\log(R_b) + \frac{E_b}{N_0} + NF$$
(3.8)

$$S(dBm) = -174 + 10\log(R_b) + \frac{E_b}{N_0} + NF + M_{UWB}$$
(3.9)

Dado que el valor de sensibilidad no varía, la sensibilidad con UWB puede verse como:

$$S(dBm) = -174 + 10\log(R_b) + \frac{E_b}{N_0} + NF = -174 + 10\log(R_b) + \left(\frac{E_b}{N_0}\right)^* + M_{UWB} + NF$$
(3.10)

 $\operatorname{Con}\left(\frac{E_b}{N_0}\right)^*$ como la E_b/N₀ equivalente tras la introducción de UWB. Así, la degradación por UWB

implica que se reduce la $E_{\rm b}/N_{\rm 0}$:

$$\left(\frac{E_b}{N_0}\right)^* = \left(\frac{E_b}{N_0}\right) - M_{UWB}$$
(3.11)

GSM emplea modulación GMSK modulación. La BER antes de decodificar (P_e) se calcula como sigue, con un valor generalmente aceptado de 0.68 para el parámetro y [31]:

$$P_e = BER = Q\left(\sqrt{2\gamma \frac{E_b}{N_0}}\right)$$
(3.12)

La Figura 20 presenta el incremento de BER provocado por degradación UWB.

En la Figura 21 se presenta el incremento de BER en función del valor de I_{UWB}, con GSM trabajando en valores de señal recibida cercanos a la sensibilidad.

El cálculo de la interferencia UWB que corresponde a un determinado valor de degradación es el mismo que en el apartado anterior, ya que es completamente aplicable el concepto ya explicado de degradación UWB. Una vez definidos los parámetros del balance, tanto para el enlace



ascendente como para el descendente, se estima el valor máximo de interferencia co-canal. A continuación se calcula la interferencia UWB que corresponde a una determinada degradación, definida en términos de incremento de tasa de error de bit con una determinada regulación. Con este valor de I_{UWB} se puede calcular la mínima distancia de separación, y por último se proponen nuevos límites de emisión en términos de PSD máxima.

Para referirnos a los enlaces ascendente y descendente adoptamos indistintamente la notación en español, o la notación en inglés, *up-link* y *down-link*, respectivamente.



Figura 20: BER frente a degradación UWB



Figura 21: BER en función de I_{UWB} con GSM en niveles próximos a la sensibilidad

3.2.3 Resultados considerando reducción del área de cobertura

El primer análisis a realizar es la influencia de UWB en GSM con los límites de PSD, comparando el caso de transmisor individual y el caso que incluye, además, el agregado de transmisores.

El estudio realizado ha abarcado los siguientes casos:

- Transmisor UWB situado a 20cm o a 1m del receptor víctima, con y sin agregado de transmisores con densidad p. El transmisor a 20cm está siempre activo, mientras que el *duty cycle* de los transmisores que forman el agregado de la malla es del 2.5%.
- Enlace ascendente o descendente
- Trasmitiendo según límites impuestos por:
 - FCC, tanto para interiores como para exteriores
 - CEPT, tanto para interiores como para exteriores
- Para GSM a 900MHz (GSM-900) y 1800MHz (GSM-1800 o DCS)

Se presentarán conclusiones completas, pero no todas las simulaciones y resultados parciales obtenidos. Toda esta información puede consultarse en [38].



3.2.3.1 Reducción del área de celda con regulaciones analizadas

3.2.3.1.1 Reducción del área de celda con interferente único

En la Tabla 9 presentamos la reducción del área de celda generada por un transmisor UWB individual situado a 20 cm y 1m del receptor GSM víctima respectivamente. Sombreamos en rojo los casos en que la reducción de área de celda es superior al límite fijado.

		Inte	eriores	Exteriores		
		FCC	CEPT	FCC	CEPT	
GSM-900	Up-Link	99.0 %	4.6·10 ⁻¹ %	99.0 %	2.0·10 ⁻³ %	
	Down-link	98.2 %	2.2·10 ⁻¹ %	98.2 %	2.2·10 ⁻² %	
GSM-1800	Up-Link	91.8 %	26.0%	68.3 %	3.7 %	
	Down-link	85.5 %	15.5 %	46.9 %	1.9 %	

Tabla 9: Reducción del área de celda con interferente único a 20cm

Tabla 10: Reducción del área de celda con interferente único a 1m

		Inte	eriores	Exteriores		
		FCC CEPT		FCC	CEPT	
GSM-900	Up-Link	94.3 %	1.8·10 ⁻² %	94.3 %	$4.6 \cdot 10^{-2}$ %	
	Down-link	89.1 %	8.9·10 ⁻³ %	89.1 %	9.0·10 ⁻⁴ %	
GSM-1800	Up-Link	51.9 %	1.5 %	12.4 %	0.15%	
	Down-link	28.9 %	0.7 %	4.3 %	0.07 %	

Como se puede observar, con un interferente UWB único, tanto a 20cm como a 1m, los límites impuestos por FCC generan una reducción en el área de la celda GSM totalmente inaceptable. Con las limitaciones europeas estudiadas, el impacto sí estaría dentro de los límites aceptados para GSM-900 bajo el criterio definido, mientras sería necesaria una revisión para el caso de GSM-1800.

También observamos que, dadas las distancias consideradas, para GSM-900 no hay grandes diferencias entre los resultados para el caso de interiores y el de exteriores. Para GSM-1800, la diferencia de 10dB que se aprecia no es debida más que a la diferencia de 10dB en los niveles permitidos por la regulación. Por tanto, para distancias de 20cm y 1m, la distinción entre interiores y exteriores es totalmente artificial.

En realidad, para el caso de exteriores, la simulación a 20cm no parece razonable desde un punto de vista operativo. Tampoco lo tienen las simulaciones de densidades elevadas. En realidad, desde un punto de vista práctico, para el caso de interiores tiene sentido el caso de interferente a 20cm, y tal vez el incremento debido a un agregado de transmisores, limitado a una determinada distancia, y para el caso de exteriores, únicamente sería razonable considerar el caso agregado. De considerar el efecto de primer transmisor único, no parecería razonable considerarlo a distancias menores a, al menos, 1m. No obstante, dado lo enconado de las discusiones en los



grupos de regulación, se decidió simular con el peor caso de transmisor a 20cm para todos los casos, a pesar de no parecer razonable en algunos de los escenarios.

En estudios posteriores, introdujimos los parámetros necesarios para el estudio de escenarios distintos al aquí presentado de extremo peor caso con interferente a 20cm del receptor GSM permanentemente activo. Esos estudios hacían uso de un modelo de interferencia completamente aleatorio. No obstante, y dado que la regulación ha ido encaminada a cálculos de extremo peor caso originales, no incluimos dichos resultados. Si el lector tiene interés consultarlos, nos remitimos a [25].

3.2.3.1.2 Con interferente próximo más efecto agregado de interferentes múltiples

Se sigue el mismo procedimiento que en el caso de interferente, añadiendo, además, un agregado de interferentes UWB distribuido con densidad ρ [27], [28]. Se presentan tanto resultados gráficos como numéricos para tres valores discretos de ρ , a efectos de evaluar el impacto de la densidad de transmisores. Para facilitar la interpretación de los resultados, incluiremos la Tabla 11, donde se recogen las tres densidades de transmisores consideradas y la distancia equivalente del primer anillo con esta distribución.

Densida	dρ	Distancia equivalente
[TX/km ²]	[TX/km ²]	primer anillo [m]
10,000	10 ⁻²	7.0
100,000	10-1	2.2
1,000,000	10 ⁻⁰	0.7

Tabla 11: Densidades consideradas para presentación de valores numéricos

Una vez visto que el efecto del transmisor individual con las máscaras FCC está muy por encima del aceptable, no tiene sentido presentar los resultados añadiendo el efecto agregado, ya que al ser aún mayor, no aporta nada relevante al estudio. Por tanto, nos ceñimos a la presentación de los resultados con las máscaras europeas. Nuevamente, en la Tabla 12 sombreamos con rojo los casos que superan el límite definido.

			Interiores		Exteriores			
		10 ⁴	10 ⁵	10 ⁶	10 ⁴	10 ⁵	10 ⁶	
		TX/km ²						
GSM-900	Up-Link	4.6·10 ⁻¹	4.7·10 ⁻¹	6.8·10 ⁻¹	4.0·10 ⁻²	4.0·10 ⁻²	6.0·10 ⁻²	
	Down-link	2.2·10 ⁻¹	2.2·10 ⁻¹	3.2·10 ⁻¹	2.0·10 ⁻²	2.0·10 ⁻²	3.0·10 ⁻²	
GSM-1800	Up-Link	26.0	26.5	33.2	3.7	3.9	5.4	
	Down-link	15.5	15.8	20.9	1.9	2.0	2.7	

Para GSM-900, las máscaras CEPT son suficientes para asegurar la compatibilidad, incluso con densidades de transmisores, además del más cercano, de hasta 10⁶ TX/m². Para GSM-1800 la



situación es diferente. Con el transmisor individual colocado a 20cm, la condición de reducción máxima de celda no se cumple en ningún caso.

Presentamos los resultados gráficos del efecto de densidad de transmisores para dos casos representativos de la normativa europea que resultan en GSM-1800, esto es, escenario de interiores y exteriores para el enlace ascendente (Figura 22).



Figura 22: Reducción del área de celda [%] con emisor UWB individual más agregado de transmisores con densidad ρ, GSM-1800, enlace ascendente, máscara CEPT, interiores (izda) y exteriores (dcha)

En el escenario de interiores, empleando esta normativa, nunca se cumple la condición de coexistencia con GSM-1800, ni siquiera considerando como condición un transmisor a 1m, sin efecto agregado.

En el escenario de exteriores tampoco se cumple la condición para distancia del transmisor individual de 20cm. Sí se cumple con el transmisor individual a 1m, e incluso se cumple añadiendo el efecto agregado para densidades bajas, de hasta aproximadamente $4.5 \cdot 10^4$ TX/km².

3.2.3.2 Distancias de protección

Un parámetro interesante y muy intuitivo empleado en los estudios de coexistencia es la distancia de protección, que puede entenderse como la distancia mínima a la que tendría que estar colocado un interferente único tal que generara la máxima degradación admisible. Así, en los estudios agregados, se puede simplificar el análisis y comparación de los resultados en los que intervienen varios parámetros como densidades de transmisores, factores de actividad, *duty cyle* y otros, por la distancia de protección en cada caso.

La Tabla 13 y la Tabla 14 recogen las distancias de protección necesarias para el caso de interferente único con GSM-900 y GSM-1800 respectivamente, tanto en escenarios de interiores y exteriores, y para las máscaras definidas por FCC y CEPT.



	Interiores				Exte	riores
	Up-link	Down-link			Up-link	Down-link
FCC	20.5 m	18.8 m		FCC	59.1 m	52.5 m
CEPT	8 cm	9 cm		CEPT	3 cm	3 cm

Tabla 13: Distancias de protección con normativa analizada para GSM-900

Tabla 14: Distancias de protección con normativa analizada para GSM-1800

	Interiores				Exte	riores
	Up-link	Down-link			Up-link	Down-link
FCC	4.5 m	4.1 m		FCC	7.6 m	6.7 m
CEPT	78 cm	88 cm		CEPT	25 cm	28 cm

Se consolidan los resultados de la sección anterior. Esto es, que la normativa de la FCC no es suficiente para cumplir con el criterio de compatibilidad establecido con GSM. Como se puede observar, las distancias de protección son de varios metros en todos los casos.

Para el caso de CEPT, nuevamente vemos que los límites son suficientes para GSM-900 pero es necesaria una ligera revisión para GSM-1800.

De la Figura 23 a la Figura 26 se presenta el efecto de la contribución adicional de un agregado de interferentes además del transmisor individual colocado a 20cm. Se aprecia que para bajas densidades de interferentes, su contribución es despreciable, aumentando el efecto a medida que se incrementa dicha densidad. Las gráficas presentadas se corresponden con el escenario de interiores y enlace descendente, tanto para GSM-900 y GSM-1800, con regulación de FCC y de CEPT. Estos cuatro casos son representativos de todo el resto de escenarios derivados de la Tabla 13 y de la Tabla 14.

El lector observará que el rango de densidad de transmisores no es fijo en todas las gráficas. La razón es que a medida que la densidad aumenta, se reduce la distancia al primer anillo, hasta un punto en que con la interferencia generada por la malla de agregado se supera el máximo de interferencia permitida, sin siguiera añadir la contribución del transmisor individual a 20cm.

Si observamos la Figura 23, caso de GSM-900 en interiores empleando la regulación FCC; vemos cómo, considerando un transmisor único a 20cm o un transmisor único a 20cm junto con agregado con densidad baja, la distancia de protección equivalente es, empleando el modelo de propagación variable, cercana a 19m. Con densidades de transmisores a partir de 100 TX/km², la distancia de protección comienza a crecer, pasando a ser, con menos de 300 TX/km² mayor a 30m. A partir de ese punto no se presentan más datos, ya que el transmisor individual a 20cm ya genera una mayor potencia de interferencia de la aceptada con el criterio establecido, con lo que deja de tener sentido el concepto de distancia de protección.









Figura 24: Distancias de protección, GSM-900, down-link, CEPT indoor



La Figura 24 recoge el mismo caso, modificándolo para la normativa Europea. Vemos que la distancia de protección se reduce de manera sustancial respecto del caso de FCC. La escala en la gráfica necesaria para ver la evolución de la distancia de protección con ley de propagación variable no permite incluir en la gráfica la distancia equivalente del primer anillo ni la distancia equivalente con propagación en espacio libre.

3.2.3.3 Nuevas máscaras propuestas

Como veremos más adelante, el criterio que adoptaremos para la máxima degradación UWB no se basará finalmente en la reducción del área de la celda, sino en un determinado incremento de BER. Por esa razón, las nuevas mascaras únicamente se propondrán con el criterio final seleccionado. Por tanto, aunque se ha realizado el análisis de los efectos con la regulación



analizada bajo este criterio, no se presentará la propuesta de máscaras con un criterio que finalmente no ha sido seleccionado.

3.2.4 Resultados considerando incremento de BER

3.2.4.1 Incremento de BER con regulaciones analizadas

3.2.4.1.1 Incremento de BER con interferente individual

Presentaremos ahora los efectos en incremento de BER generados por los transmisores UWB sobre GSM.

En la Tabla 15 se presenta tanto la BER final otra introducir un transmisor UWB a 20cm del receptor víctima, y también el incremento generado por UWB, es decir, la parte de BER generada por UWB. Hay que tener en cuenta que el criterio adoptado permite un incremento de BER hasta el 0.2%, esto es, $2 \cdot 10^{-3}$.

			In	door		Outdoor				
		FCC		CEPT		FCC		CEPT		
		BER	ΔBER	BER	ΔBER	BER	ΔBER	BER	ΔBER	
		Total	por UWB	Total	por UWB	Total	por UWB	total	por UWB	
GSM	Up-Link	0.481	0.479	1.7·10 ⁻³	6.6·10 ⁻⁵	0.481	0.479	1.7·10 ⁻³	6.5·10 ⁻⁶	
900	Down-link	0.466	0.465	$1.7 \cdot 10^{-3}$	3.1·10 ⁻⁵	0.466	0.465	1.7·10 ⁻³	3.1·10 ⁻⁶	
GSM	Up-Link	0.360	0.358	1.2.10-2	1.10-2	0.142	0.140	$1.7 \cdot 10^{-3}$	$6.1 \cdot 10^{-4}$	
1800	Down-link	0.263	0.262	5.7.10-3	4·10-3	0.046	0.045	1.9·10 ⁻³	2.9·10 ⁻⁴	

Tabla 15: Incremento de BER con interferente único a 20cm

		Indoor				Outdoor				
		F	CC	CEPT		FCC		CEPT		
		BER	ΔBER	BER	ΔBER	BER	ΔBER	BER	ΔBER	
		Total	por UWB	Total	por UWB	Total	por UWB	total	por UWB	
GSM	Up-Link	0.407	0.406	1.7·10 ⁻³	2.6·10 ⁻⁶	0.407	0.406	1.7·10 ⁻³	2.6·10 ⁻⁷	
900	Down-link	0.339	0.337	1.7·10 ⁻³	1.2·10 ⁻⁶	0.339	0.3379	1.7·10 ⁻³	1.2·10 ⁻⁷	
GSM	Up-Link	0.062	0.358	1.9·10 ⁻³	2.3·10 ⁻⁴	4.5·10 ⁻³	2.8·10 ⁻³	1.7·10 ⁻³	2.2·10 ⁻⁵	
1800	Down-link	0.014	0.013	1.8·10 ⁻³	$1.1 \cdot 10^{-4}$	2.4·10 ⁻³	7.3·10 ⁻⁴	1.7·10 ⁻³	1.1·10 ⁻⁵	

Tabla 16: Incremento de BER con interferente único a 1m

Analizando los resultados, podemos comprobar que el criterio de incremento de BER hasta 0.2% permite un nivel mayor de interferencia UWB que el criterio de reducción del área de celda un 1%. Esto es debido a que la degradación UWB en el primer caso es de 0.08dB, y asciende a 0.11dB en el segundo. Con esa razón, un número mayor de casos resultan aceptables con este criterio que no eran posibles con el de reducción del área de celda con CEPT.



Independientemente de cuál es más o menos restrictivo, en nuestra opinión, es más correcto establecer el criterio de degradación máxima de UWB en función del incremento de BER: El criterio de reducción del área de celda es útil desde un punto de vista conceptual, pero el criterio de BER, además de ser directamente comparable con los resultados de las campañas de medidas realizadas, consideramos que está más cercano al efecto real que se busca caracterizar y cuantificar

No detallaremos los resultados del efecto de añadir el agregado de interferentes al transmisor UWB individual, ya que son homólogos a los ya presentados bajo el criterio de reducción del área de celda, ni los de distancias de protección bajo este nuevo criterio, ya que, con la matización incluida en el párrafo anterior, aportan la misma información.

3.2.4.2 Propuesta de limitación en PSD para la coexistencia con GSM

La contribución más relevante de este estudio es la propuesta de nuevos límites de densidad espectral de potencia en las bandas de GSM para la tecnología UWB.

Los valores propuestos están calculados para que, con un receptor GSM trabajando en niveles de sensibilidad, la probabilidad de error de bit no exceda del 0.2%, teniendo un transmisor UWB activo a 20cm de distancia y con el efecto además de un agregado de transmisores UWB.

Los resultados obtenidos para la máxima PSD se presentan en la Tabla 17 (GSM-900) y en la Tabla 18 (GSM-1800), comparándolos con los valores de la normativa analizada previamente, y con el límite que resultaría de considerar únicamente la contribución de un transmisor colocado a 20cm del receptor GSM.

Hacemos notar que el valor de PSD indicado depende de la frecuencial. En cualquier caso, con el rango frecuencial que estamos cubriendo, la variación es tan pequeña que podemos proponer para toda la banda el valor en el punto de frecuencial central. En ambas tablas se indican los límites de FCC y CEPT y los resultados que se obtendrían en el caso de un interferente único. A continuación se muestran los límites considerando que hay un interferente individual a 20cm del receptor más un agregado de densidad ρ . El valor final propuesto se corresponde con una densidad de 100,000 TX/km², todos ellos con *duty cycle* del 2.5%.

Tabla 17: Máxima PSD [dBm/MHz],	Transmisor individual a	20cm más agregado; GSM-900
---------------------------------	-------------------------	----------------------------

	GSM-900	Interiores	GSM-900 Exteriores		
	Up-link	Down-link	Up-link	Down-link	
FCC	-41.3	-41.3	-41.3	-41.3	
ETSI	-97.9	-96.0	-107.9	-106.0	
Single	-91.6	-86.5	-91.6	-86.5	
Individual a 20cm + agregado 10 ⁴ TX/km ²	-91.7	-86.6	-92.0	-87.0	
Individual a 20cm + agregado 10 ⁵ TX/km ²	-93.4	-88.3	-94.7	-89.69	
Individual a 20cm + agregado 10 ⁶ TX/km ²	-101.7	-96.7	-102.1	-97.1	



	GSM-1800 Interiores		GSM-1800 Exteriores		
	Up-link	Down-link	Up-link	Down-link	
FCC	-53.3	-53.3	-63.3	-63.3	
ETSI	-72.9	-70.9	-82.9	-80.9	
Single	-85.8	-80.8	-85.8	-80.8	
Individual a 20cm + agregado 10 ⁴ TX/km ²	-85.9	-80.9	-86.3	-85.7	
Individual a 20cm + agregado 10 ⁵ TX/km ²	-87.6	-82.6	-88.9	-94.3	
Individual a 20cm + agregado 10 ⁶ TX/km ²	-96.0	-90.6	-96.4	-104.1	

Por último, presentamos el resumen de resultados obtenidos en relación con la limitación en máxima PSD media (dBm/MHz) para todos los casos posibles, comparándolo con las limitaciones FCC y CEPT del momento.

-30

GSM-900; Interiores		
Enlace ascendente (890-915 MHz)		
FCC	-41.3 dBm/MHz	
CEPT	-97.9 dBm/MHz	
PSD propuesta	-93.4 dBm/MHz	

	-40	_									
	-50	[FC	CC mask TSI mask roposed ma	sk: @ 2	20 cm					
[zH	-60		Pi	oposed ma	sk: @ 1	m					
[dBm/N	-70	-									
PSL	-80				_						
	-90	-									
	-100										
	-110						0.0				
	0.	89	0.8	990	freq	uency [GHz]	0.8	91	0.915
				(GSM-90	0 ; OU	TDO	ORS			
	-30										
	-40				_						_
	-50	-	F	CC mask TSI mask troposed m	ask: @	20 cm	┣				
[zHI	-60		P	roposed m	ask: @	1m					
[dBm/	-70				_						
PSD	-80										
	-90										
	-100				_						
	-110				····						
	0.	89	0.8	395	0.9 freq	uency (0.9 GHz	905]	0.9	91	0.915

GSM-900 ; INDOORS

Ŧ

GSM-900; Exteriores Enlace ascendente (890-915 MHz)		
FCC	-41.3 dBm/MHz	
CEPT	-107.9 dBm/MHz	
PSD propuesta	-94.7 dBm/MHz	



GSM-900; Interiores		
Enlace descendente (935-960 MHz)		
FCC	-41.3 dBm/MHz	
CEPT	-96.0 dBm/MHz	
PSD propuesta	-88.3 dBm/MHz	

GSM-900; Exteriores			
Enlace descendente (935-960 MHz)			
FCC	-41.3 dBm/MHz		
CEPT	-106.0 dBm/MHz		
PSD propuesta	-89.7 dBm/MHz		

GSM-1800; Interiores Enlace descendente (1710-1875 MHz)		
FCC	-53.3 dBm/MHz	
CEPT	-72.9 dBm/MHz	
PSD propuesta	-87.6 dBm/MHz	

GSM-1800; Exteriores Enlace descendente (1710-1875 MHz)		
FCC	-63.3 dBm/MHz	
CEPT	-82.9 dBm/MHz	
PSD propuesta	-88.9 dBm/MHz	





FCC

CEPT

PSD propuesta



GSM-1800); Exteriores	
Enlace asscendente (1805-1880 MHz)		
FCC	-63.3 dBm/MHz	
CEPT	-80.9 dBm/MHz	
PSD propuesta	-94.3 dBm/MHz	

GSM-1800; Interiores

Enlace ascendente (1805-1880 MHz)

-53.3 dBm/MHz

-70.9 dBm/MHz

-82.6 dBm/MHz

Dado que con up-link se generan máscaras más restrictivas, las máscaras propuestas se basarán en este caso. Además, con nuestro criterio de proteger siempre de un transmisor colocado a 20cm añadido a la malla de interferentes, la distinción entre interiores y exteriores no es determinante, ya que será siempre dominante la contribución del interferente a 20cm. La contribución de la malla, como hemos visto, no adquiere importancia hasta densidades que no es esperable encontrar en los escenarios que estamos planteando. Con todo lo anterior, nuestra propuesta final de máscaras para las bandas de GSM es la siguiente:

Tabla 19: Propuesta de máxima PSD media [dBm/MHz] en bandas de GSM

	Propuesta de máxima PSD [dBm/MHz]
890-915 MHz y 925-960 MHz	-95 dBm/MHz
1710-1790 MHz y 1805-1880 MHz	-90 dBm/MHz

3.2.5 Resumen y análisis de resultados

La propuesta resultante de estos estudios teóricos en términos de máxima PSD (p.i.r.e.) media es de -95 dB/MHz en la banda de 900 MHz y de -90 dBm/MHz en la banda de 1800 MHz.

Más adelante se verificará, mediante la campaña de medidas de interferencia de UWB con GSM, que la propuesta de máxima PSD (p.i.r.e.) media obtenida mediante los desarrollos teóricos se corresponde con la propuesta que resulta de analizar los resultados de las pruebas, estableciendo



un criterio equivalente de máxima degradación aceptada sobre el receptor víctima GSM, y estableciendo condiciones equivalentes para el despliegue de GSM considerado, esto es, fijar la máxima degradación por UWB como aquella que provoca un incremento de BER en el receptor GSM de hasta el 0.2%, provocada por un transmisor UWB colocado a 20cm de dicho receptor. En los estudios teóricos añadimos también el efecto adicional de una red de transmisores UWB colocados alrededor del receptor GSM víctima, que tienen un efecto significativo únicamente para densidades de despliegue de transmisores elevadas.

Aunque adelantamos la comparación que se realizará al final de la memoria, los valores de la actual regulación Europea son de -90 dBm/MHz para la banda de 900 MHz y -85 dBm/MHz para la banda de 1800 MHz.

Como vemos, la regulación Europea está totalmente en línea con los resultados de este trabajo. La diferencia de 5dB entre ambos casos se debe a la infinidad de posibilidades, tanto para los criterios de máxima degradación como para las condiciones de despliegue a la que calcular los límites en PSD.

De hecho, los resultados teóricos presentados se obtuvieron fijando una separación mínima entre transmisor UWB y receptor víctima de 20cm, criterio originalmente fijado en los foros de regulación. Finalmente, la regulación Europea adoptó unos criterios ligeramente más laxos, aumentando la distancia de separación mínima a 36cm. La diferencia en 5dB que obtenemos entre nuestro resultado teórico y la regulación finalmente adoptada coincide con diferencia en las pérdidas de propagación en espacio libre para 36cm y 20cm.

3.3 Estudios teóricos del efecto de UWB sobre UMTS

3.3.1 Introducción

El análisis para UMTS, y más en concreto para W-CDMA, difiere en el planteamiento del realizado con GSM. En GSM, si se ha de garantizar el área de la celda y las demandas de tráfico aumentan, la solución pasa por la introducción de nuevas portadoras. En UMTS, si las demandas de tráfico se incrementan (aumento de usuarios en la red) el área efectiva se reduce. Este efecto se conoce como respiración de la red. La única manera de mantener las características de la red es imponer limitaciones en la carga de tráfico que soporta, parámetro conocido como factor de carga.

La condición a cumplir en una red UMTS es la siguiente [36], [37]:

$$\frac{\left[\frac{P_{Tij}}{A_{j}}\right]/R_{K}}{\left[I_{\text{int}}+I_{ext}+N\right]/W} \ge \left(\frac{E_{b}}{N_{0}}\right)_{k}$$
(3.13)



En la que:

- P_{Tij}: Potencia transmitida por el dispositivo i-ésimo para el servicio k-ésimo
- G_i: Ganancia de la antena transmisora
 - A_j: Pérdidas de propagación entre el transmisor i-ésimo y el receptor j-ésimo
 - R_k: Tasa de transmisión del servicio k-ésimo
- Interferencia intra-celda
- Interferencia inter-celda
- N: Potencia de ruido térmico
- W: Chip rate • $\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{\mu}$: Ratio entr
 - : Ratio entre energía de bit y densidad de ruido para el servicio k-ésimo

Para tener un enlace viable, la potencia necesaria por los usuarios no puede forzar a la estación base a emplear mayor potencia de la máxima disponible. En caso contrario ocurrirá un *outage*, o lo que es lo mismo, no se le dará servicio al usuario. Una vez que el usuario entra en la red, tiene la calidad de servicio asegurada, pero no entra en ella si la potencia que le va a demandar a la estación base no se encuentra disponible.

De la misma manera, si se introduce una fuente adicional de interferencia, la demanda de potencia de los usuarios aumenta. Al añadir fuentes de interferencia, la calidad de la red UMTS está asegurada, pero será menor el número de usuarios máximo que puedan entrar en la red.

El objetivo de la planificación de la red, en términos de probabilidad de *outage*, depende del tipo de servicio, así como la $\binom{E_b}{N_0}$ [33].

El número de usuarios en el sistema es variable. Como todos los usuarios comparten el espectro permanentemente de acuerdo con la filosofía CDMA, la interferencia generada por otros usuarios en la red es también variable.

La degradación por UWB se define respecto al ruido térmico, aunque más adelante veremos que es más correcto definirlo en relación con el factor de carga de la red.

$$D_{UWB} = 10 \log \left(\frac{n_0 + i_{UWB}}{n_0} \right)$$
(3.14)

$$M_{I} = 10 \log \left(\frac{n_0 + i_{umts_max}}{n_0} \right)$$
(3.15)

Un nuevo parámetro, el factor de carga, parámetro que se explica en detalle en las siguientes secciones, determina el margen por interferencia.

Al igual que se hizo para en el caso de GSM, se fijará un criterio de máxima degradación aceptada en la red, que a su vez fijará el máximo valor de interferencia UWB admisible.



Inicialmente se plantearon dos criterios de máxima degradación. El primero es la reducción en el área de celda instantánea, mientras que el segundo es un determinado incremento en la probabilidad de *outage*.

3.3.2 Factor de carga y sus implicaciones

En UMTS, todos los usuarios comparten la misma porción del espectro durante todo el tiempo. Cuando hay varios usuarios simultáneos, hay múltiples señales solapándose en tiempo y frecuencia. En el lado del receptor, se emplea una modulación coherente para extraer la señal correspondiente al usuario de que se trate. Esta operación concentra la potencia del usuario en cuestión en el ancho de banda de información [33].

Cada celda se dimensiona para un factor de carga, esto es, para un máximo número de usuarios en la celda que generen el máximo nivel de interferencia. Interferencia UWB adicional hace que se incrementen las necesidades de potencia de la celda, con lo que el efecto sería el mismo que el de la introducción de un usuario adicional de la red UMTS. Un determinado nivel de interferencia UWB puede entenderse como un incremento equivalente en usuarios UMTS de la celda.

Los factores de carga se definen mediante la ecuación (3.16) para el enlace ascendente y mediante la ecuación (3.17) para el enlace ascendente [33].

$$\eta_{UL} = \sum_{k=1}^{K_N} \frac{1}{1 + \frac{W}{R\left(\frac{E_b}{N_0}\right)}} (1+i)$$

$$\eta_{DL} = \sum_{k=1}^{K} \left[\frac{\left(\frac{E_b}{N_0}\right) V_k}{W_R} ((1-\alpha_k) + i_k) \right]$$
(3.16)
(3.17)

En el enlace ascendente, con una red en la que haya K usuarios in la celda y una tasa binaria R, la ecuación del factor de caga se puede simplificar según la ecuación (3.18).

$$\eta_{UL} = \frac{\left(\frac{E_b}{N_0}\right)}{W/R} K(1+i)$$
(3.18)

La red UMTS ha de estar dimensionada para un determinado factor de carga. En función del factor de carga definido, será necesario un margen por interferencia mayor o menor. Cuanto mayor sea el factor de carga, mayor habrá de ser también el margen por interferencia, que se define según la ecuación (3.19).

$$M_i = -10\log(1 - \eta)$$
(3.19)



Si la celda se encuentra trabajando por debajo del factor de carga para el que fue dimensionado, el sistema estará sobredimensionado, y la capacidad extra disponible se podrá usar para ofrecer mayor capacidad a los usuarios actuales. También se puede entender como un margen adicional para otros interferentes. La Figura 27 explica esta idea. En la parte superior de la gráfica, los círculos azules representan el margen por interferencia necesario para el factor de carga de que se trate, mientras que los círculos rojos representan la diferencia entre el margen necesario y el margen para el que la red fue dimensionada.



Figura 27: Margen para interferencia y distancia de separación UWB en función del factor de carga

3.3.3 Incremento de factor de carga por UMTS

En análisis anterior es necesario para comprender los conceptos de factor de carga de la celda y margen de interferencia, así de cómo de robusto será el sistema ante la introducción de nuevos interferentes dependiendo del factor inicial de carga para el que fue dimensionado y el factor de carga en que se encuentre operando.

No obstante, emplear todos los márgenes disponibles para la introducción de UWB no parece una solución aceptable. De hecho, debemos considerar que el sistema fue dimensionado para un determinado factor de carga con el margen de interferencia correspondiente a ese factor de carga Si le red está trabajando con un factor de carga menor, la capacidad disponible para cada usuario será mayor, sin poder por ello completar ese gap con interferencia adicional. La interferencia UWB ha de ser considerada como una interferencia adicional, aparte del margen propio que la red se reserva. Lo que sí habrá de tenerse en cuenta es el nivel de interferencia de la red presente en cada momento. Así, cuando la red se encuentre en un nivel elevado de factor de carga, habrá un valor elevado de interferencia intra-celda y un valor de degradación por UWB se corresponderá con un mayor nivel de interferencia soportable que es mismo valor de degradación por UWB cuando la red esté trabajando con un factor de carga menor.

Analicemos matemáticamente el hecho de que la introducción de interferentes UWB provoca un incremento en el factor de carga instantáneo de la celda. La red está dimensionada inicialmente



para trabajar con un determinado factor de carga, que determina el mayor número de usuarios UMTS.

Situación antes de introducir interferentes UWB:

- Factor de carga inicial: η = 0.5
- Margen para interferencias inicial, mediante ecuación (3.19)

Situación tras la introducción de UWB:

- Margen permitido para UWB: D_{UWB}
- Nuevo factor de carga tras UWB:

$$\eta^* = 1 - 10^{\left(\frac{-(M_I + D_{UWB})}{10}\right)}$$
(3.20)

En la Figura 28 tenemos, en verde, el factor de carga de la red según el número de usuarios activos, todos con enlaces de voz. En rojo se muestra el factor de carga equivalente generado por UWB, con un valor de degradación por UWB de 0.077dB. Por último, en azul, se muestra el factor de carga total equivalente de la red, que se obtiene como la suma del factor de carga por UMTS y el factor de carga equivalente por UWB. En la Figura 29 se presenta la gráfica equivalente para un valor mayor de degradación por UWB. Se observa que, cuanto mayor es la degradación por UWB, mayor es el factor de carga final de la red. Cuanto mayor sea la interferencia UWB, más recursos le sustrae a la red UMTS.



La Figura 30 y Figura 31 presentan los resultados equivalentes para enlaces de datos a 144kbps.

0.7

0.6

0.5



UWB Degradation = 1 dB

UMTS load fa

Equivalent load facto

Figura 28: Incremento del factor de carga por UWB, enlaces de voz con degradación por UWB baja

Figura 29: Incremento del factor de carga por UWB, enlaces de voz con degradación por UWB elevada





Figura 30: Incremento del factor de carga por UWB, datos 144kbps con degradación UWB baja



Figura 31: Incremento del factor de carga por UWB, datos 144kbps con degradación UWB alta

3.3.4 Estudio de degradaciones en UMTS por UWB

Al igual que en el caso de GSM, se ha realizado el análisis de la degradación por UWB desde dos planteamientos complementarios. El primero consiste en determinar el máximo nivel de potencia de interferencia UWB tal que se genera una reducción en el área de celda instantánea del 1%. El segundo criterio consiste en determinar el máximo nivel de potencia de interferencia UWB tal que se genere un determinado incremento en la probabilidad de *outage*. Se presenta el análisis para el criterio de incremento de probabilidad de *outage*, que consideramos más representativo del funcionamiento de UMTS.

Detallamos, por tanto, el estudio del incremento de la probabilidad de *outage* debida a la introducción de UWB.

La presencia de interferencia adicional por UWB hace que cada terminal demande más potencia de la estación base (Nodo-B) de la que demandaría sin UWB. Esto sería equivalente a tener el sistema trabajando sin interferentes UWB pero con un mayor número de usuarios UMTS activos, o visto de manera equivalente, tener la celda trabajando con un factor de carga mayor.

El outage ocurre cuando la potencia demanda por la introducción de un nuevo usuario en la red es mayor que la potencia máxima disponible.

Todos los usuarios que son aceptados en el sistema tienen la calidad garantizada. Ante una situación de falta de recursos, lo que ocurre no es que se degrade la calidad de los usuarios ya presentes en la red, sino que no se permite el acceso a nuevos usuarios. Esa situación es un *outage*.

Una vez que hay degradación por UWB en la red, hay dos maneras de analizar las consecuencias de la degradación:



- a) Calcular el incremento de la probabilidad de *outage* debido a UWB, manteniendo el número original de usuarios UMTS en el sistema
- b) Calcular la reducción en número de usuarios UMTS (o de tráfico total disponible para UMTS) para una determinada probabilidad de *outage*

El proceso de cálculo se explica a continuación.

La red UMTS está dimensionada inicialmente para un factor de carga:

- Factor de carga original, según ecuación (3.19)
- Nuevo margen de interferencia con UWB

$$M^* = M_I + D_{UWB}$$
(3.21)

- Nuevo factor de carga, según ecuación (3.20)
- Sensibilidad para este nuevo factor de carga:

$$S(dBm) = -174 + NF + 10\log(R_b) + \left(\frac{E_b}{N_0}\right) - 10\log(\eta^*)$$
(3.22)

Máximo número de usuarios en la red:

$$N_{\max} = 1 + \frac{G_p}{\left(\frac{E_b}{N_0}\right)\alpha(1+i)}$$
(3.23)

• Número de usuarios instantáneos para el factor de carga original:

$$N = \frac{\eta \cdot G_p}{\left(\frac{E_b}{N_0}\right) \alpha (1+i)}$$
(3.24)

• Número equivalente de usuarios con UWB:

$$N_{eq} = \frac{\eta^* \cdot G_p}{\left(\frac{E_b}{N_0}\right) \alpha (1+i)}$$
(3.25)

Con la introducción de UWB, la red funcionaría como si hubiera N_{eq} usuarios en el Sistema, cuando está en realidad dimensionada para únicamente N.

En el enlace ascendente, este número de usuarios simultáneos es el número de circuitos (tarjetas de recepción) en la estación base (Nodo-B). La probabilidad de outage es, como hemos visto, la probabilidad de que un usuario no pueda establecer conexión porque esto demandaría a la red una mayor potencia de la disponible.

Nuevamente, para el enlace ascendente, empleando la fórmula de Viterbi, ecuación (9.14) se puede calcular esta probabilidad en función del tráfico ofrecido y de los factores de actividad y de reutilización. Para el enlace descendente no hay formula cerrada, con lo que limitaremos el estudio al enlace ascendente, extrapolando las conclusiones al descendente.



$$P_{out} = Q \left[\frac{N - \alpha A (1+i)}{\sqrt{\alpha A (1+i)}} \right]$$
(3.26)

En la ecuación (3.26), Q(x) es la función complementaria Gaussiana, y N es el número de circuitos disponibles en la estación base.

El máximo tráfico para este número de circuitos disponibles se puede calcular según (3.27):

$$A = \frac{1}{\alpha(1+i)} N \left[1 + \frac{B}{2} \left(1 - \sqrt{1 + \frac{4}{B}} \right) \right] \qquad B = \frac{\left[Q^{-1}(p_{out}) \right]^2}{B}$$
(3.27)

Hemos calculado el número de usuarios simultáneos, que determinarán el número de circuitos de la estación base. Con el número de circuitos y la probabilidad de *outage* máxima admisible, podemos calcular el máximo tráfico permitido.

Una vez conocido el tráfico máximo admisible sin UWB, hay nuevamente dos opciones para el estudio de la degradación, la primera, mantener el número original de usuarios UMTS y calcular el incremento en la probabilidad de *outage*, y el segundo, calcular la reducción equivalente de tráfico UMTS de manera que la probabilidad de *outage* se mantenga.

3.3.4.1 Incremento de probabilidad de *outage* manteniendo el número original de usuarios UMTS

Si se ha de mantener el número de usuarios UMTS, tras la introducción de UWB aumentará la probabilidad de *outage*. Este incremento puede cuantificarse de la siguiente manera:

- Número de usuarios antes de UWB: N
- Número de usuarios tras UWB: N_{eq} > N
- Tráfico en Erlangs soportado por la red antes de UWB: A
- Tráfico en Erlangs que la red debería soportar para mantener el número original de usuarios y la probabilidad de outage: A_{req}

$$A_{req} = \frac{1}{\alpha(1+i)} N_{eq} \left[1 + \frac{B}{2} \left(1 - \sqrt{1 + \frac{4}{B}} \right) \right] > A$$
(3.28)

La nueva probabilidad de *outage*, (P_{out}^{*}), se calcula con el tráfico que la red debería soportar y los circuitos que tiene disponible:

$$P_{out}^{*} = Q \left[\frac{N - \alpha A_{req}(1+i)}{\sqrt{\alpha A_{req}(1+i)}} \right] > P_{out}$$
(3.29)

De la Figura 32 a la Figura 35 mostramos el efecto de introducir transmisiones UWB sobre UMTS en términos del incremento de la probabilidad de *outage*. Las gráficas estás realizadas considerando un incremento de la probabilidad de *outage* del 2% original para el que se



dimensiona la red hasta un máximo del 2.5% en presencia de UWB, manteniendo el número de usuarios originales UMTS en servicio y la misma demanda de capacidad por su parte.

A partir de estas condiciones, se calcula el valor de degradación UWB que provoca tal situación. Remarcamos que el valor de degradación considerado es respecto al valor de ruido térmico. Para el cálculo de la interferencia UWB máxima admisible habrá que tomar como referencia no únicamente el ruido térmico, sino también la interferencia intercelda generada en función del factor de carga en el que se esté trabajando. En cualquier caso, los resultados gráficos presentados son válidos conceptualmente para explicar los conceptos que buscamos.

El valor de degradación UWB (considerada respecto al ruido térmico) para que se produzca un incremento de la probabilidad de *outage* de 2% a 2.5% es de 0.18dB para el servicio de voz y 0.93dB para el servicio de datos. Esto se debe a que, para el servicio de voz, el valor de sensibilidad es más elevado, con lo que niveles de interferencia que en el servicio de voz generarían degradaciones apreciables, en datos pueden quedar por debajo del nivel de sensibilidad.







Figura 33: Zoom de Figura 32

Figura 32: Incremento de Poutage en UMTS para servicio de voz con degradación UWB considerada respecto a ruido térmico de 0.18dB (∆Poutage hasta 2.5% con factor de carga de 60%)





Figura 35: Zoom de Figura 34

Figura 34: Incremento de Poutage en UMTS para servicio de datos a 144kbps con degradación UWB considerada respecto a ruido térmico de 0.93dB (ΔPoutage hasta 2.5% con factor de carga de 60%)

3.3.4.2 Cálculo de la reducción en tráfico UMTS equivalente sin aumento de probabilidad de *outage*

Si se pudiera mantener la probabilidad de *outage*, habría que reducir el número de usuarios UMTS. Así, la celda daría servicio al tráfico originalmente planificado. Este total de tráfico sería compartido entre usuarios UMTS e interferencia UWB.





Figura 36: Reducción en tráfico destinado a UMTS para servicio de voz con degradación UWB considerada respecto a ruido térmico de 0.01dB



Figura 38: Reducción en tráfico destinado a UMTS para servicio de voz con degradación UWB considerada respecto a ruido térmico de 0.11dB



Figura 37: Zoom de Figura 36



Figura 39: Zoom de Figura 38

El tráfico equivalente consumido por UMTS sería el de la ecuación (3.30)

$$A_{uwb} = A_{req} - A \tag{3.30}$$

El efecto lo podemos analizar recurriendo a las figuras, Figura 36 a Figura 39.

En la Figura 36 y su zoom, Figura 37, se presenta la reducción equivalente en tráfico destinado a UMTS en función del factor de carga planificado para UMTS para un valor fijo de interferencia UWB para enlaces de voz. Observamos que un determinado valor de interferencia equivale a una reducción en el tráfico destinado a UMTS, tanto mayor cuanto menor sea el factor de carga de la red, ya que con factores de carga bajos, será también reducido el nivel de interferencia encontrado en la red UMTS. No obstante, también en situaciones de factor de carga bajo, el



margen de la red para interferencias será mayor, ya que este margen no se emplea para compensar factores de carga mayores. Pero, bajo el criterio de no poder emplear el margen por interferencias internas de la red UMTS a UWB, los resultados son los que presentamos en las figuras.

Los mismos resultados se recogen en la Figura 38 y su zoom, Figura 39, para el caso de enlaces de datos a 144kbps.

3.3.5 Criterio seleccionado y consideraciones adicionales a tener en cuenta

El criterio que mejor refleja el funcionamiento de la red UMTS es el de incremento de la probabilidad de *outage* con la introducción de fuentes de interferencia adicional por UWB. Este criterio se corresponde, como hemos visto, con las gráficas previas, Figura 32 a Figura 35.

Tal y como se aprecia en estas figuras, hay una gran variabilidad en el valor final de probabilidad de *outage* alcanzado en función de factor de carga, incluso entre valores de factor de carga muy cercanos.

La razón para esto es la siguiente: el número de circuitos en la estación base se calcula en función de los requisitos para los que se dimensiona la red, que es por su propia naturaleza un valor entero. El número de circuitos se redondea al número entero superior al resultante del cálculo. Así, y al menos teóricamente, si por ejemplo el número de circuitos necesario es 39.1, el sistema se dimensionará con 40 circuitos, lo mismo que si es número de circuitos necesarios fuera 39.8.

Por esa razón, se concluye que es preferible definir el criterio de protección de incremento de la probabilidad de *outage* no para un valor fijo de factor de carga, sino para el valor de factor de carga más cercano que proporcione resultados más desfavorables desde el punto de vista de UWB.

Estos resultados aparecen en la Figura 40 y Figura 41.

Comparemos el resultado que obteníamos para comunicaciones de voz. La degradación por UWB (respecto al ruido térmico) tal que el incremento de la probabilidad de *outage* llegara al 2.5% para un factor de carga del 60%, era de 0.18dB. Ahora, con la precisión de incremento al 2.5% en probabilidad de *outage* en la zona cercana, vemos que la máxima degradación por UWB se reduce a 0.085dB (Figura 40).

Lo mismo ocurre para datos a 144kbps. El valor de degradación máxima obtenido para el factor de carga del 60% era de 0.95dB, valor que se reduce a 0.16dB con la precisión de incremento al 2.5% máximo estando la red servida por el mismo número de circuitos (Figura 41).

No obstante, debemos hacer una anotación. Los valores de degradación por UWB anteriores son en relación con el ruido térmico. No son por tanto válidos para el cálculo de la interferencia UWB máxima aceptable. Para ello, habrá que introducir el efecto de la interferencia intercelda.





Esta contribución de la interferencia inter-celda sí está incluida en los resultados de la próxima sección.



Figura 40: Incremento de P*outage* en UMTS para servicio de voz con degradación UWB considerada respecto a ruido térmico de 0.085dB (ΔP*outage* hasta 2.5% manteniendo número de circuitos)



Figura 41: Incremento de Po*utage* en UMTS para servicio de datos a 144kbps con degradación UWB considerada respecto a ruido térmico de 0.16dB (*△Poutage* hasta 2.5% manteniendo número de circuitos)

3.3.6 Propuesta de limitación en PSD para la coexistencia con UMTS

Aunque se dispone de resultados completos en línea de lo presentado para GSM, esto es, efecto de la regulación existente en el momento de realización del estudio, distancias de protección y propuesta de nuevas limitaciones en PSD, procederemos, por razones de tipo práctico, a presentar únicamente los resultados de nueva propuesta de limitaciones en PSD.

El criterio empleado para su definición es el que ya hemos presentado: incremento de probabilidad de *outage* por introducción de UWB hasta alcanzar el 2.5% en el punto más desfavorable de factor de carga con el número de circuitos que estén dando servicio a la red.

Además, indicamos que los resultados que presentamos son los originales que aportamos antes de que hubiera normativa consolidada en Europa [38].

Estos resultados están realizados con el criterio de red dimensionada para factor de carga del 60%, con lo que el margen por interferencia que se obtiene es bastante reducido. Además, la degradación por UWB se entiende en relación con el ruido térmico, que es el único siempre presente en la red, ya que el resto depende del factor de actividad instantáneo.



Con tales premisas, además de un criterio de protección muy estricto, los resultados obtenidos son bastante más exigentes que los obtenidos mediante la campaña de medidas y que el finalmente ha sido adoptado por CEPT.

3.3.6.1 Propuesta de limitación en PSD UWB con interferente único más efecto agregado

Se presentan los resultados para voz a 12.2 kbps, que es el que proporciona una PSD UWB más desfavorable, para el enlace ascendente, con transmisor individual a 20cm del receptor UMTS más un agregado de transmisores con densidad 10⁶ TX/km² con factor de actividad 2.5%.

UMTS; Interiores; Voz (12.2 kbps)			
Enlace ascendente (1920-1990 MHz)			
FCC	-53.3 dBm/MHz		
CEPT	-68.7 dBm/MHz		
PSD propuesta	-103.6 dBm/MHz		
(20cm)			



Además, se propone la PSD para el peor punto instantáneo con el que se alcanza la máxima probabilidad de outage de 2.5%. Hacemos notar que, por ejemplo, para el caso de 144 kbps, considerar la degradación en el punto real de factor de carga instantáneo considerado supondría poder permitir una PSD unos 8dB por encima de lo propuesto.

Además, la propuesta se realizó para una red planificada para factor de carga del 60% máximo. Considerar factores de carga mayores implicaría mayores niveles de ruido de partida en la red, con lo que los efectos de UWB serían menos notables, y la PSD admisible podría ser mayor. Y por último, en el estudio considerado se ha separado los tipos de tráfico, cuando la realidad es que el tráfico real será un mix de voz y datos. Los valores más desfavorables de PSD UWB admisible los encontramos para el servicio de voz.

Al ser estos resultados tan dependientes de los factores de carga y del criterio considerado, mucho menos intuitivo que en el caso de GSM, resulta imprescindible la presencia de un operador para dar sus opiniones al respecto.

A pesar de que no disponemos de información directa de los operadores, sí hemos podido comparar con los valores aceptados por la regulación en Europa y con nuestras propias medidas, lo cual nos da una idea sobre si nuestros supuestos se asemejan a las condiciones esperables en la red, o si son incluso un peor caso sobre lo que los operadores manejan.



En vista de todo lo anterior, es razonable pensar que los resultados presentados presentan unas condiciones en extremo conservadoras que dan lugar a unos límites de PSD por encima de lo necesario, incluso considerando escenarios de peor caso con un transmisor permanentemente activo a 20cm o 36cm del dispositivo UMTS.



4 CAPÍTULO 4: DESARROLLO DE TRANSMISORES DE PRUEBAS

4.1 Medidas de coexistencia e interferencias, introducción y motivación

Este capítulo describe el diseño, desarrollo y test de un conjunto de 16 transmisores, pensados para evaluar la potencia de interferencia de los dispositivos UWB sobre otros sistemas de radio. Este desarrollo se realizó como paso previo a las diferentes campañas de medida, desarrolladas tanto de dentro de proyectos integrados del VI programa marco (PULSERS y MAGNET, con sus respectivas continuaciones) como en las campañas de medida de la CEPT, que se llevaron a cabo en la ETSI (Sophia Antipolis), así como campañas de medidas preliminares realizadas en colaboración con un importante operador de telefonía móvil de España. Los detalles completos relacionados con el diseño de los transmisores se encuentran en [6]. Aquí únicamente haremos una presentación básica que ayude a entender los equipos empleados durante las campañas de medida de coexistencia.

Tal como ha sido ya presentado en este trabajo, los primeros borradores y regulaciones para los sistemas UWB, permiten su operación en la banda entre 3.1 y 10.6 GHz (EE.UU.), y 3.1-5, 6-10.6 GHz (Europa). Nos remitimos para ello a la Figura 2, en el capítulo 1.

Sin embargo, el objetivo principal de este estudio era radiar en las bandas de frecuencias fuera de las zonas permitidas, y probar que los limites que se habían propuesto en estas zonas eran suficientes para proteger los servicios y sistemas que operan en ellos, o si bien, estos límites eran excesivos y podrían relajarse, permitiendo la operación de UWB incluso fuera de las bandas inicialmente aprobadas. Las principales bandas de frecuencia de interés para este estudio, comprendían los sistemas de GSM (900 y 1800 MHz), IEEE 802.11b (2.45 GHz), UMTS (2 GHz), e incluso las señales de los servicios de Fixed Wireless Access (FWA) a 5 GHz. Por tanto, el objetivo final de este diseño, fue el desarrollo de un transmisor UWB, que radiara en la banda de 1 a 6 GHz, con potencia de salida regulable. Se trataba de desarrollar un demostrador UWB del tipo Impulse Radio Time Hopping Pulse Position Modulation (TH-PPM), por lo que los transmisores desarrollados trataron de simular esta modulación, de forma que una lógica digital se encargara de controlar la posición de los pulsos, siguiendo una aproximación pseudo-aleatoria.

4.2 Diseño

Los transmisores fueron diseñados para radiar señal en la banda de 1 a 6 GHz. Esto incluía el diseño de la lógica de control digital para emular las señales de control del time hopping y el pulse position modulation, un conversor Digital Analógico (DAC) que convierte la secuencia digital pseudo-aleatoria en una señal analógica, que alimenta un VCO, seguido de un amplificador de



ganancia variable (VGA), un generador de pulsos basado en un Step recovery diode (SRD), y una antena UWB. El esquemático del diseño realizado es el siguiente:



Figura 42: Señal con time hopping y Pulse Position Modulation



Figura 43: Esquemático del sistema transmisor UWB

El primer bloque del sistema, generador PN (*pseudo-noise*), proporciona a su salida una secuencia pseudoaleatoria. Está basado en un generador de secuencias PN conocido, simple, robusto y eficaz, compuesto por puertas XOR y registros de desplazamiento.



Figura 44: Arquitectura básica del generador PN



Cuando está alimentado a 5V, este circuito automáticamente comienza a funcionar, obteniendo a su salida la secuencia PN. Esta secuencia se utiliza para generar valores pseudoaleatorios de una señal analógica. Para ello se introduce directamente a un conversor DAC. De esta manera tenemos una señal que, en torno a un nivel medio (DC) presenta ligeras variaciones.



Figura 45: Señal digital pseudoaleatoria (izda) y señal a la salida del ADC (dcha)

Ambos bloques (generador PN, y el DAC) corren a la frecuencia establecida por el reloj del sistema, que en este caso está basado en un circuito 555, sintonizado a 2 MHz.

La salida del DAC funciona como señal de control de un VCO. Para una señal de control de entre 0 y 5V, y una selección adecuada del RBIAS, la salida del VCO varía entre 20 a 70 MHz, y debido a las características de variación de la señal de control, la salida aparenta ser una señal modulada en FM, variando su frecuencia central de forma continua en el tiempo.

La salida del VCO es aproximadamente de 5V de amplitud, pero de muy baja potencia (corriente de salida limitada a 10mA). Esto implica que la señal de VCO ha de ser amplificada antes de alimentar el generador de pulsos a SRD..



Figura 46: Señal a la salida del ADC (izda) y a la salida del VCO (dcha)



Figura 47: Amplificador en seguidor de emisor

Otra cuestión importante fue el hecho de que la salida del VCO era una señal cuadrada, y por el diseño y estructura del generador de pulsos, se comprobó que era mejor tener una señal suave,



sin transiciones acusadas, que pudieran afectar a su funcionamiento. Por este motivo, se situó un filtro paso banda, diseñado con componentes SMD, y banda de paso de 20 a 50 MHz.



Figura 48: Filtro paso banda entre 20 y 50 MHz

Por último, solo faltaba la antena UWB. Se seleccionó una antena monocónica omnidireccional, fabricando 19 unidades, con las siguientes características:

Ancho de banda	2.7 to 14 GHz
S ₁₁ dB	< -10 dB
VSWR	2.0:1 max.
Conector	SMA macho

Tabla 20: Especificaciones antenas monocónicas

4.3 Caracterización

Una vez fabricados los transmisores, se caracterizó la señal radiada. Los pulsos generados pueden variar su amplitud entre 0 y 4V aproximadamente, lo que representa una densidad espectral de potencia (PSD) de -30 a -82dBm/MHz en la parte baja del espectro (alrededor de 2 GHz), y de -44 a -82 dBm/MHz en la parte alta del espectro (alrededor de 6 GHz).

Parámetro	Valor	
BW Generado	DC – 6 GHz	
BW Radiado	1 GHz – 6 GHz	
PRF (promedio)	50 MHz	
Ancho de pulso	280 ps	
PSD (dBm/MHz)	max	min
(@ 2 GHz)	- 30	- 82
(@ 6 GHz)	- 44	- 82
Amplitud de pulso	4 V	~ 0 V
PRF (MHz)	20	70
Consumo	200 mW	1 W

Tabla 21: Caracterización de los transmisores UWB con antena









El control de potencia se podía realizar por medio de un potenciómetro y un regulador de tensión que controlaba la alimentación del transistor en seguidor de emisor. Una vez radiada, la señal se veía afectada por las antenas y el canal de radio-propagación, lo cual introduce una "distorsión" en la señal, que se puede apreciar claramente en la siguiente gráfica:



Figura 50: Pulso UWB recibido



Figura 51: Muestra del espectro generado, 0-10 GHz (izquierda), 1.7-1.9 GHz (derecha)

En la figura anterior presentamos una muestra del espectro generado por uno de los transmisores. En la parte izquierda de la figura se muestra la respuesta frecuencial completa de 0 a 10 GHz. La parte derecha muestra una banda más estrecha, de 1.7 a 1.9 GHz, para comprobar



que en una banda estrecha como la propia de un receptor víctima como los que estamos estudiando, se puede asumir que es una respuesta plana.

4.4 Caracterización en las bandas de servicios celulares

Antes de realizar las medidas de efectos de radiación UWB sobre los distintos terminales víctima, se caracterizó completamente cada transmisor de manera individual, recogiendo la respuesta a 36cm, tal y como aparece en la siguiente figura. La distancia de 36 cm se seleccionó porque era la distancia que se adoptó en el "TG3 Ad-hoc measurements group" para realizar las medidas en ETSI. Es una medida diferente a los 20cm considerados durante las simulaciones, pero en la sección de conclusiones veremos que esta modificación no es relevante a la hora de extraer resultados.

La densidad espectral de potencia no es igual para todos los transmisores desarrollados, así que para que las medidas se realizaran en condiciones conocidas y repetibles, cada transmisor se configuró para transmitir al máximo posible en cada momento. De esta manera, el hecho de que los transmisores no tuvieran exacta respuesta no era inconveniente para el procesado y obtención de conclusiones, ya que la potencia generada y radiada por cada uno de ellos quedó perfectamente caracterizada, tal y como se aprecia en la Figura 52, en la que se muestra para cada transmisor de manera individual la densidad espectral de potencia recibida a 36cm en la banda de GSM. Para ello se empleó un analizador de espectros con opción de integración de potencia en un determinado ancho de banda, fijando dicho ancho de banda para la medida a 1MHz, y colocando a la entrada del analizador una antena GSM, cuya contribución de ganancia se elimina antes de evaluar la potencia recibida [dBm/MHz].

Se realizó también la caracterización de la respuesta agregada, para los casos de 1, 2, 4 y 8 transmisores activos en GSM. Los resultados se presentan en la Figura 53:

De igual manera se procedió a la caracterización de la respuesta de los transmisores en las bandas de DCS y UMTS. Presentamos para esos casos la respuesta agregada para 2, 4 y 8 transmisores activos (DCS en la Figura 54 y UMTS en la Figura 55)




Figura 52: PSD [dBm/MHz] a 36 cm de cada TX UWB, banda GSM, a la entrada de la antena del RX



Figura 53: PSD [dBm/MHz] de la respuesta agregada de TX UWB colocados a 36cm, banda GSM, a la entrada de la antena del RX.

Desde la Tabla 22 hasta la Tabla 24 se compara dos niveles de potencia. Por una parte, el nivel de potencia UWB agregada obtenida de las combinaciones medidas con 1, 2, 4 y 8 transmisores activos, y por otra parte, el nivel de potencia obtenido como la suma de las contribuciones individuales de cada uno de los transmisores previamente caracterizados. Ambos valores se obtienen para la banda de interés, por ejemplo, en el caso de GSM/DCS, 200KHz. Los resultados con GSM se presentan en la Tabla 22, DCS en la Tabla 23 y UMTS en la Tabla 24. El objetivo de este cálculo es comprobar en primera instancia la validez de la aproximación gaussiana.





Figura 54: Medidas espectrales en la banda DCS. Conjunto de TX colocados a 36cm



Figura 55: Medidas espectrales en la banda UMTS. Conjunto de TX colocados a 36cm

Tabla 22: Niveles de potencia en la banda GSM. Transmisores colocados a 36cm.

	Medida de potencia agregada	Potencia agregada, calculada como suma de contribuciones individuales $\sum P_{TXi}$
TX10	-79.3 dBm	-79.7 dBm
TX10+2	-77.2 dBm	-77.6 dBm
TX10+2+1+3	-75.2 dBm	-76.3 dBm
TX10+2+1+3+7+9+8+6	-71.7 dBm	-73.1 dBm



	Medida de potencia agregada	Potencia agregada, calculada como suma de contribuciones individuales $\sum P_{TXi}$
TX10	-75.6 dBm	-75.3 dBm
TX10+2	-74.5 dBm	-74.8 dBm
TX10+2+1+3	-72.3 dBm	-73.3 dBm
TX10+2+1+3+7+9+8+6	-70.0 dBm	-70.1 dBm

Tabla 23: Niveles de potencia en la banda DCS. Transmisores colocados a 36cm.

Tabla 24: Niveles de potencia en la banda UMTS. Transmisores colocados a 36cm.

	Medida de potencia agregada	Potencia agregada, calculada como suma de contribuciones individuales $\sum P_{TXi}$
TX10	-71.4 dBm	-72.8 dBm
TX10+2	-70.0 dBm	-71.6 dBm
TX10+2+1+3	-68.5 dBm	-70.1 dBm
TX10+2+1+3+7+9+8+6	-67.2 dBm	-67.6 dBm

En los casos en que únicamente hay un transmisor activo, hay diferencias entre la lectura de medida de potencia directa con el analizador de espectro entre la medida de la tanda de medida de potencia agregada respecto de la tanda de medida de potencia agregada calculada como suma de contribuciones individuales. Sin embargo, como es obvio, en este caso no hay medidas agregadas, con lo que en las dos ocasiones se está llevando a cabo la misma medición. Con lo que a partir de aquí podemos estimar la variabilidad posible en la medida por el propio setup de pruebas y por el escenario no controlado.

A partir de esa variabilidad de cada medida, el margen de error (lineal) aumentará de manera proporcional según el número de transmisores activos. Se ha verificado que la diferencia entre la medida de potencia agregada y de potencia como suma de contribuciones individuales se encuentra siempre dentro de los márgenes de error esperables.



5 CAPÍTULO 5: MEDIDAS GSM-UWB

Se realizó una campaña de medidas de interferencia entre UWB y GSM a fin de cuantificar el impacto de las transmisiones UWB sobre receptores GSM/DCS. Para ello fue necesario caracterizar el comportamiento de la red GSM en ausencia de interferentes UWB, para poder, más tarde, cuantificar la degradación introducida por UWB.

El estudio se estructuró en dos partes. En primer lugar se realizaron medidas conducidas, en las que se evitan los efectos del canal de propagación y otros interferentes no-UWB presentes en la red. En la segunda parte se estudió el escenario radiado, más acorde con la realidad.

5.1 Equipos de medida

Agilent Wireless Test Set (Agilent BS 8960)

Este equipo [39] hace las veces de estación base bajo los requisitos definidos por ETSI. Desde él se generan las señales GSM/DCS, se establece comunicación con el teléfono, cuyas prestaciones se monitorizan. Para ello se configura el Agilent BS 8960 en modo *loopback*, de modo que se permite monitorizar varios parámetros, como son:

- Potencia de salida del canal GSM/DCS
- BER
- Nivel de potencia recibida en el terminal de usuario (RxLev)

La potencia de salida del canal GSM/DCS se puede ajustar a la vez que se monitoriza el nivel recibido en el teléfono con el que se está comunicando, así como su frecuencia central. Así se puede medir el enlace simulando el efecto de borde de la celda o a un nivel determinado por encima de la sensibilidad, cuantificando la degradación generada por UWB.

Terminal móvil conector de RF

Es necesario un teléfono GSM/DCS para establecer la conexión con la estación base. Durante las distintas campañas de pruebas se emplearon dos modelos diferentes. El primero fue un teléfono de ingeniería, proporcionado por un importante operador Español. Con este terminal se realizó la campaña de medidas entre este operador y ACORDE. El segundo terminal, que se empleó durante el resto de campañas de medidas, era un terminal de usuario sin más requisitos que la necesidad de disponer de un conector de RF para poder realizar las medidas conducidas. En ambos casos, fue necesario insertar al teléfono una tarjeta SIM especial para permitir el modo loop-back con el Agilent Wireless Test Set (estación base).

Transmisores UWB

Para las campañas de medidas UWB-GSM se emplearon como fuente de interferencia UWB los transmisores ya descritos en el Capítulo 4.



Otros equipos

Se ha empleado el equipamiento habitual en medidas de RF, como son analizadores de espectro, analizador vectorial de red, combinadores, splitters, atenuadores variables, cables de RF, así como antena GSM externa.

5.2 Campaña de medida

Se llevaron a cabo tanto medidas conducidas como radiadas. En ambos casos, es muy importante caracterizar el comportamiento de la red sin interferencia UWB a fin de tener posteriormente una referencia para cuantificar la degradación introducida debida únicamente a UWB.

En las medidas conducidas hay un control perfecto sobre la potencia introducida en el receptor. En este caso no hay efectos propios de las comunicaciones inalámbricas, y es posible calcular de manera precisa los niveles de potencia de interferencia.

En el caso de las medidas radiadas, el escenario es más real por tanto en cuando están presentes efectos como el multicamino y los desvanecimientos. Los tipos de medidas y entornos en que se desarrollaron se recogen en la Tabla 25 y la Tabla 26.

		Circlinete of a new size LUA/D
	GSM-900	Sin interferencia UWB
		Con I _{UWB} a RxLev -105 dBm
		Con I _{UWB} a RxLev -100 dBm
		Con I _{UWB} a RxLev -90 dBm
Medidas conducidas	GSM-1800	Sin interferencia UWB
		Con I _{UWB} a RxLev -105 dBm
		Con I _{UWB} a RxLev -100 dBm
		Con I _{UWB} a RxLev -95 dBm
		Con I _{UWB} a RX _{Lev} -90 dBm

Tabla 25: Medidas conducidas llevadas a cabo durante la campaña UWB-GSM

Tabla 26: Medidas radiadas llevadas a cabo durante la campaña UWB-GSM

		Interiores	GSM-900
Medidas radiadas	Agregadas	Exteriores	GSM-900
			DCS1800

La configuración de las medidas conducidas se puede observar en la Figura 58. Para el desarrollo de las medidas radiadas, la BS 8960 genera la señal GSM. En todo momento se monitoriza el nivel de potencia recibido por el receptor de usuario y la tasa de error de bit que se corresponde con dicho nivel. Lo primero que se observa durante la realización de las medidas es que hay un comportamiento estable en ausencia de actividad de red, y un comportamiento más abrupto operando en un día laborable estándar. En el entorno de exteriores es más difícil aislar el comportamiento de la red para poder caracterizar la sensibilidad de la red sin transmisores UWB.

En la campaña de medidas radiadas, se trató inicialmente de desarrollar las medidas para niveles bajos de RxLev, del orden del valor de sensibilidad del receptor, pero se comprobó que tales



medidas no eran viables, ya que, incluso en ausencia de UWB, la variabilidad de la red era muy grande, y no era posible identificar cuáles de las variaciones serían debidas al propio comportamiento de la red y cuáles a los efectos de la interferencia UWB.

Para las medidas conducidas no había tal problema, ya que el terminal GSM se encontraba aislado del resto de la actividad de la red. Aunque, recordando los conceptos introducidos en el capítulo 3, eso supone obtener un nivel de sensibilidad mejor al que realmente encontraremos en condiciones normales de red, y por tanto, calcular niveles más bajos de interferencia máxima que la finalmente podrá ser aceptada.

En cualquier caso, y dado el control sobre las condiciones de medida, la campaña de pruebas conducidas se realizó a niveles bajos de RxLev en el receptor, mientras que en el caso de las medidas radiadas, se trabajó a niveles elevados de RxLev, a fin de garantizar que la degradación generada se debía únicamente a interferencia UWB y no a otras fuentes de variabilidad de la red.

Añadido a lo anterior, se realizó un esfuerzo adicional para realizar las medidas en periodos con actividad de red reducida.

5.2.1 Medidas conducidas

5.2.1.1 Caracterización de la red sin UWB

La primera medida fue la de la sensibilidad del receptor GSM/DCS sin UWB y en un entorno conducido, esto es, sin interferencia co-canal ni ningún otro tipo de interferencia ni ruido adicional, salvo el ruido de fondo del sistema.

Para ello, se monitoriza la BER en función del parámetro RxLev. Los resultados obtenidos se presentan en la Figura 56 para GSM y en la Figura 57 para DCS. La Tabla 27 recoge el valor del parámetro RxLev para el que la BER alcanza los valores definidos en este estudio como de referencia. El nivel de RxLev en que se alcanza la BER de 0.2% es considerado la sensibilidad del receptor bajo estas condiciones. Como intuíamos, se obtienen niveles de sensibilidad mejores a los esperados. Valga la comparación con el nivel de sensibilidad teórico empleado en el Capítulo 3 para GSM-900 de -102 dBm. También presentamos los valores con BER 1% y 2% como referencia.

	Sensibilidad [dBm]		
BER	3ER GSM-900		
0.2 %	-105.4 dBm	-101.5 dBm	
1 %	-107.9 dBm	-104.1 dBm	
2 %	-109.2 dBm	-105.3 dBm	

Tabla 27: Medida de sensibilidad de receptor	GSM/DCS en entorno conducido
--	------------------------------







Figura 56: Caracterización de la red en ausencia de interferencia UWB, caso conducido para GSM-900

Figura 57: Caracterización de la red en ausencia de interferencia UWB , caso conducido para GSM-1800

5.2.1.2 Medidas conducidas con UWB

La salida de los transmisores UWB se conectó a un atenuador variable, controlando la potencia de interferencia UWB en pasos de 1 dB. Sin atenuador a la salida, la potencia de salida en el canal GSM se fijó en -60 dBm. La misma calibración se correspondía con -70 dBm para el canal DCS.



Figura 58: Configuración para medidas conducidas (izquierda) y banco de medidas (derecha)

Se caracterizó el S₂₁ de la cadena formada por atenuadores, cables y combinador mediante el analizador de redes para poder determinar posteriormente la potencia de interferencia UWB a la entrada del receptor víctima. Al establecer el modo *loopback*, se monitorizó la BER, tomando varias muestras para cada configuración. Se fue incrementando la potencia de interferencia hasta perder la comunicación. Este procedimiento se repitió para el receptor operando en la sensibilidad y a niveles por encima de ésta, fijando el nivel desde la estación base. Todo el proceso se automatizó mediante el software de control desarrollado al efecto.

En la Figura 59 se presentan los resultados medidos de BER en función del ratio C/I_{UWB} en la banda de GSM para los tres niveles de RxLev en que se configuró la red. La Figura 60 se muestra la BER



en función esta vez de la potencia de interferencia a la entrada del receptor, también para GSM. Los resultados equivalentes en DCS aparecen en la Figura 61 y en la Figura 62.

Al nivel de sensibilidad, esto es, a -105 dBm de RxLev, la BER en ausencia de interferencia es de 0.2% en media. La introducción de interferencia UWB incrementa la BER. La relación de protección C/I_{UWB} para no tener interferencia apreciable trabajando en la sensibilidad debe ser al menos de 15.3 dB.

Al operar el receptor UWB a niveles más elevados, el margen de protección se reduce notablemente. Por ejemplo, con el receptor trabajando 5 dB por encima de la sensibilidad, el ratio C/I_{UWB} que hace que la BER no exceda el 0.2% se reduce a 6 dB.

Tabla 28: relación C/I _{UWB} para GSN	/I-900 en entorno conducido
--	-----------------------------

	GSM-900		
RxLev	0.2 %	1 %	2 %
-105 dBm	15.3 dB	4.8 dB	3.9 dB
-100 dBm	6.0 dB	4.4 dB	3.2 dB
-90 dBm	6.6 dB	2.3 dB	1.5 dB

	DCS-1800		
RxLev	0.2 %	1 %	2 %
-105 dBm		10.7	6.8
-100 dBm	8.6	5.7	4.6
-95 dBm	8.9	5.2	3.7
-90 dBm	7.9	5.4	4.2



Figura 59: Ratios C/I vs. BER para GSM-900



Figura 60: BER vs. IUWB para GSM-900





Figura 61: Ratios C/I vs. BER para GSM-1800



5.2.2 Medidas radiadas

En las medidas radiadas se refleja un escenario más realista, con multicamino y desvanecimientos del canal. La BS8960 genera la señal GSM, estableciendo el enlace modo *loopback* y monitorizando los parámetros de BER y potencia recibida en el terminal de usuario.

Se aprecia que hay un funcionamiento estable en un día con baja actividad de red GSM (fin de semana, festivo.), mientras que hay un comportamiento inestable de la red cuando hay actividad de red, esto es, días laborables.

Se realizaron medidas en entornos interiores y exteriores, siendo en este último caso más complicado aislar la red del entorno.

En un principio se intentó realizar las medidas a niveles bajos de RxLev, cercanos a la sensibilidad del receptor, pero estas medidas no fueron viables, ya que la propia red, sin interferentes adicionales, presentaba gran variabilidad, y por tanto no era posible cuantificar cuáles de esas variaciones eran inherentes a la red GSM y cuáles debidas a interferencia UWB.

Para solventar este inconveniente, se realizaron medidas de sensibilidad del receptor en ausencia de UWB, y las medidas de UWB se realizaron a niveles más elevados de RxLev.

El procedimiento de medida es distinto al seguido en el caso conducido. En las medidas radiadas se mantiene fijo el nivel de potencia de interferencia, y se barre el valor de GSM/DCS RxLev en pasos de 1 dB. Al ser la lectura de RxLev una lectura absoluta de potencia (toda la potencia que el receptor encuentre en esa banda, GSM más interferencias), el valor inicial de referencia de RxLev debe obtenerse sin interferencia UWB. El procedimiento detallado de medidas es el siguiente:

- Medida de comportamiento del receptor GSM/DCS sin interferencia UWB
- Extracción de niveles de sensibilidad para BER 0.2% (adicionalmente BER 1% y 2%)



- Activación de transmisores UWB
- Medida directa de la potencia de interferencia generada por los transmisores UWB
- Obtención de la degradación introducida por los interferentes
- Estimación de la potencia de interferencia a partir de la degradación
- Estimación de la relación C/I_{UWB} mínima necesaria

5.2.2.1 Medidas radiadas en interiores

Las medidas radiadas en interiores se realizaron durante un fin de semana para asegurar el funcionamiento estable de la red GSM. El hecho de que durante el fin de semana el funcionamiento fuera estable se debe a que las medidas se realizaron en el campus de la Universidad, lugar poco transitado durante el fin de semana.

La configuración elegida para las medidas está formada por 8 transmisores, caracterizados previamente de manera individual, y posteriormente activándolos de manera agregada uno tras otro. Los transmisores se colocaron a una distancia de 20cm del receptor GSM, como se puede ver en la Figura 63.





Figura 63: Set-up para medidas de interferencia agregada

Los transmisores se calibraron para transmitir todos al máximo de su potencia disponible, para asegurar la repetitividad de las medidas.

Inicialmente se midió la degradación de cada transmisor individualmente, partiendo del dato de sensibilidad original sin interferencias, y comparándolo con el nuevo valor mínimo de señal recibida en presencia de interferentes tal que la BER fuera de 0.2%, 1% y 2% respectivamente. Los valores de interferencia UWB se pueden medir de manera directa y estimar a partir del valor de degradación, empleando la ecuación 5.1.

En los casos en que estén activos más de un transmisor, se calcula la interferencia a partir de la degradación, y también como suma de las potencias de interferencia de cada uno de los transmisores activos. Vemos que ambos valores son prácticamente coincidentes. Las pequeñas



variaciones existentes se deben a la naturaleza inalámbrica de la red con un entorno no controlado.

$$I_{UWB} = 10 \log \left(\left(10^{D/10} \cdot 10^{N_0/10} \right) - \left(10^{N_0/10} \right) \right)$$
(5.1)

Tabla 30: Estimación de valores de potencia de interferencia UWB

	IUWB (Estimada por degradación)		l _{UWB} (Estimada como Σli)		li)	
Transmisores activos	0.2 %	1%	2 %	0.2 %	1%	2 %
А	-73.0	-73.0	-72.2	-72.3	-72.2	-72.3
В	-76.5	-76.5	-75.7	-75.5	-75.7	-75.5
С	-78.6	-78.6	-79.4	-78.9	-79.4	-78.9
D	-73.8	-73.8	-73.1	-72.5	-73.1	-72.5
E	-73.4	-73.4	-73.4	-73.8	-73.4	-73.8
F	-72.5	-72.5	-74.5	- 74.7	-74.5	- 74.7
G	-73.4	-73.4	-75.2	-74.9	-75.2	-74.9
Н	-72.3	-72.3	-72.1	-71.2	-72.1	-71.2
A+B	-71.2	-71.2	-70.7	-71.4	-70.6	-70.6
A+B+C	-69.4	-69.4	-69.1	-70.6	-70.0	-70.0
A+B+C+D	-67.5	-67.5	-68.0	-68.9	-68.3	-68.0
A+B+C+D+E	-66.2	-66.2	-66.7	-67.6	-67.1	-67.0
A+B+C+D+E+F	-66.3	-66.3	-66.7	-66.4	-66.4	-66.3
A+B+C+D+E+F+G	-65.2	-65.2	-65.7	-65.6	-65.8	-65.0
A+B+C+D+E+F+G+H	-65.5	-65.5	-65.6	-64.8	-64.9	-64.7

Como hemos visto en la Tabla 30, el valor de potencia I_{UWB} es conocido, tanto mediante medida directa como estimada a partir del nivel de degradación generado en el terminal GSM.

Barriendo el nivel de señal GSM recibido podemos obtener la gráfica que relaciona este nivel con la BER. Y dado que la interferencia es conocida, se puede obtener también la gráfica de BER frente a C/I_{UWB} . El último paso consiste en determinar, a partir de los datos disponibles, la relación C/I_{UWB} a la que se genera la BER de 0.2%, 1% y 2%.

Esto se realiza con los 8 transmisores emitiendo individualmente y para las combinaciones de caso agregado consideradas.

El valor de C/I_{UWB} para el que se obtiene BER de 0.2% es 6.5dB en todos los casos.







Figura 64: Nivel de señal GSM-900 [dBm] vs. BER [%]. Caracterización individual de cada TX

Figura 65: Nivel de señal GSM-900 [dBm] vs. BER [%]. Incremento gradual en número de TX



Figura 66: C/I_{UWB} vs. BER [%] GSM-900. Caracterización con cada TX individualmente



Figura 67: C/I_{UWB} [dB] vs. BER [%] GSM-900.Incremento sucesivo en el número de TX

5.2.2.2 Medidas radiadas en exteriores

Se realizaron medidas en entorno de exteriores, con la configuración que aparece en la Figura 68.

La primera parte de la campaña se corresponde con medidas en GSM-900.

El primer dato, y además el más significativo que se obtuvo fue el valor de la sensibilidad en exteriores, que es mucho mayor que el teórico. Aparte de esto, los ratios de protección obtenidos son muy similares a los obtenidos en los casos conducidos por encima de la sensibilidad y al caso radiado en interiores.





Figura 68: Set-up para medidas de interferencia agregadas en exteriores

	BER		
	0.2 %	1%	2 %
Sensibilidad sin UWB [dBm]	-87.6	-93.1	-95
'Sensibilidad' con UWB [dBm]	-54.5	-56.3	-58.2
Degradación [dB]	36.8	42.7	44.9
C/I min [dB]	7.0	4.2	2.9

Tabla 31: Resumen de resultados GSN	A-900 en exteriores
-------------------------------------	---------------------

La segunda parte de la campaña se corresponde con medidas en GSM-1800. La sensibilidad vuelve a ser sensiblemente mayor que en los casos conducido y radiado en interiores. Esto se debe a la mayor actividad de la red. Se presentan a continuación los resultados obtenidos.

	BER		
	0.2 %	1 %	2 %
Sensibilidad- No UWB [dBm]	-87.2	-90.6	-92.4
Sensibilidad con UWB [dBm]	-54.6	-56.3	-58.1
Degradación [dB]	32.6	34.3	34.3
C/I min [dB]	8.6	6.9	5.1

Tabla 32: Resumen de resultados DCS en exteriores

5.3 Conclusiones

Mediante una campaña de medidas tanto conducidas como radiadas se concluye que las relaciones portadora a interferencia UWB necesarias para proteger los receptores GSM/DCS de emisiones UWB son de 7dB en el caso de GSM y 9 dB en el caso de DCS, siempre y cuando los receptores se encuentren trabajado en zonas 5dB superiores a su nivel de sensibilidad. Bajo estas condiciones, el ratio C/I_{UWB} para asegurar que la degradación por UWB no es apreciable serían los recogidos en la Tabla 33 y en la Tabla 34.

Con GSM en niveles cercanos a la sensibilidad, relación de protección C/I_{UWB} necesaria se incrementa hasta 15dB.



También se ha comprobado que los valores de sensibilidad medidos con el equipamiento disponible eran peores que los límites teóricos. Cualquier comportamiento de la red celular que implique trabajar con niveles de señal por encima de su sensibilidad, hará que la influencia de UWB sea menos apreciable.

GSM-900 BER			
0.2 % 1 % 2 %			
7 dB	5 dB	4.5 dB	

Tabla 33: Resumen de ratios de protección para GSM-900 por encima de la sensibilidad

Tabla 34: Resumen	de ratios de protección	para GSM-1800 por	encima de la sensibilidad
-------------------	-------------------------	-------------------	---------------------------

GSM-1800 BER				
0.2 % 1 % 2 %				
9 dB 7 dB 5.5 dB				

Siguiendo con el criterio de extremo peor caso con el que se han fijado los criterios de protección en el estudio teórico, esto es, protección de un receptor trabajando en niveles cercanos a la sensibilidad, calcularemos la máxima PSD (p.i.r.e.) media que resulta para un nivel de C/I_{UWB} en el nivel de la sensibilidad. No aplicamos, por tanto, los valores de la Tabla 33 y Tabla 34, sino el valor obtenido en la sensibilidad en medidas conducidas para GSM de 15dB. Como el valor de C/I_{UWB} en el punto de sensibilidad a 1800MHz en medidas conducidas no está disponible, y aunque podría extrapolarse de los resultados de GSM, preferimos ser puristas y no extraer conclusiones sobre la PSD propuesta a partir de las medidas.

Con este criterio, el límite propuesto términos de máxima PSD (p.i.r.e.) media es de -96 dB/MHz en la banda de 900 MHz considerando para ello la distancia entre transmisor UWB y receptor GMS de 20cm.

Incrementando la distancia a 36cm, los valores propuestos pueden relajarse en 5dB.

Esto valore están en línea con los -95dBm/MHz para la bandas de 900 MHz, propuesto a partir de los estudios teóricos, y con los resultados finales de la regulación en Europa, que actualmente están fijados en -90 dBm/MHz en la banda de 900 MHz.

Máxima PSD media (p.i.r.e) [dBm/MHz]	Máxima PSD media		
	(p.i.r.e) [dBm/MHz]		
	Banda de	Banda de	
	900 MHz	1800 MHz	
Propuesta con estudios teóricos (20cm)	-95	-90	
Propuesta con campaña de medidas (20cm)	-96	No disponible	
Propuesta con campaña de medidas (36cm)	-91	No disponible	
Límites actuales de regulación Europea	-90	-85	

Tabla 35: Comparativa de limitaciones en PSD resultantes



Hacemos notar que, aunque no se hayan presentado los resultados, se realizó adicionalmente una campaña de pruebas en colaboración con un importante operador de telefonía móvil español. El procedimiento de pruebas, acordado previamente, era muy similar al descrito. El valor de sensibilidad en las pruebas conducidas fue de -102 dBm. Respecto a las medidas radiadas, que en esa ocasión sí se realizaron para niveles bajos de señal recibida GSM para garantizar que la BER no excediera del 0.2%, era necesario asegurar una relación C/I_{UWB} de 11dB, un valor menos conservador que el obtenido en nuestra campaña de pruebas. La razón es doble. Por una parte, la sensibilidad en condiciones conducidas del terminal era peor a la que medimos en nuestra campaña de medidas. Y por otra parte, dado que se pudo realizar las medidas radiadas para niveles de señal bajo, se pudo extraer conclusiones más precisas sobre las características de la red en condiciones radiadas, que, al estar sujeta a mayor número de degradaciones, es menos susceptible de ser degradada para iguales niveles de potencia de interferencia recibida.

A pesar de lo anterior, las conclusiones las presentamos con los resultados de nuestra campaña de medidas, ya que son las únicas realizadas sin la colaboración de este operador y las que, por tanto, podemos detallar abiertamente.

Debemos hacer una segunda anotación. La propuesta basada en los estudios teóricos parte de considerar la presencia de un transmisor situado a 20cm más un agregado de transmisores con densidad 10⁶ TX/km². Los resultados que se obtienen en máxima PSD son iguales a los que se obtienen en nuestra campaña de medidas, que excluye el efecto del agregado.

Además, aunque la propuesta teórica fuera de -95dBm/MHz para el caso teórico, este valor era el resultado de seleccionar el resultado más desfavorable de entre todos los casos simulados posibles de entre escenarios de interiores, exteriores, sentido ascendente o descendente del enlace, entre otras. Todo lo anterior son pruebas de que los resultados de la campaña de medidas son, nuevamente, los resultados de escenarios y consideraciones de absoluto peor caso que se vienen asumiendo a lo largo de este estudio.



6 CAPÍTULO 6: MEDIDAS UWB-UMTS

6.1 Consideraciones preliminares

6.1.1 Sensibilidad: medidas y valores de referencia

Las medidas se pueden realizar a los valores de sensibilidad de referencia (valores teóricos de sensibilidad) y/o a los valores de sensibilidad medidos.

A fin de evaluar el impacto real de los transmisores UWB, se caracteriza previamente el comportamiento de la red UMTS en ausencia de interferencia UWB. La caracterización en ausencia de interferentes UWB se realiza en las mismas condiciones, misma localización, y misma utilización medida de la red que habrá en las medidas con interferencia.

Hay, por tanto, tantas caracterizaciones en ausencia de interferencia como escenarios de medida.

6.1.2 Interferentes individuales o agregados

Es necesario realizar medidas de interferencia generada por un único transmisor UWB, y es recomendable realizar también medidas agregadas, a fin de verificar que las contribuciones de varios interferentes de suman de manera lineal, para comprobar que se sigue cumpliendo aquello ya analizado durante las medidas de potencia recibida con analizador de espectro y durante la campaña previa de medidas con GSM/DCS de no correlación entre las respuestas individuales de cada transmisor UWB.

6.1.3 Distancias de separación y potencia transmitida UWB

La mínima distancia de separación entre los transmisores UWB y el receptor UMTS propuesta es 20 cm para permitir la comparación directa de resultados con los estudios teóricos del Capítulo 3. Se emplean también otras distancias de separación, como 30cm, 36cm y 50cm, por compatibilidad con las campañas realizadas en el marco del ECC Ad-hoc Measurements Group.

El nivel de potencia de los transmisores UWB depende del objetivo de cada medida. Para medidas a niveles elevados de potencia transmitida por el Nodo B de UMTS, es decir, medidas equivalente a medidas conducidas, se pueden emplear niveles altos de potencia transmitida UWB. Cualquier valor de potencia de interferencia UWB es válido, siempre y cuando esté previamente caracterizado.



6.1.4 Tipo de canal

El efecto de las emisiones UWB se mide en dos tipos de canales. El primero es un canal de voz a 12.2Kbps, y el segundo, un canal de datos a 64Kbps. Tanto el terminal UMTS como el Agilent 8960 [39] soportan comunicaciones a mayores tasas, pero lamentablemente no son capaces en esos casos de monitorizarlo.

6.2 Equipos de medida

Los equipos empleados durante la campaña de medidas son los siguientes:

- Agilent Wireless Test Set (8960) Node-B: El "wireless communications test set (Agilent 8960)" hace las veces de un Nodo-B compatible con los estándares ETSI, y con parámetros totalmente configurables. Se emplea para generar la señal de bajada UMTS y establecer comunicación con el dispositivo UMTS, empleando para ello la aplicación "E1963A W-CDMA Mobile Test Application". Con esta aplicación es posible monitorizar las prestaciones en términos de BER en modo *loopback* y otros parámetros de recepción, como E_c/No, RSCP o RSSI. El "Wireless Test Set" se controla de manera remota por GPIB en un PC en el que se ejecutan scripts Matlab® desarrollados específicamente para esta campaña de medidas [40].
- Terminal comercial UMTS Nokia 7600: Se emplea un terminal comercial UMTS para establecer la conexión, terminal equipado con una tarjeta SIM que permite el enlace en modo *loopback* con el emulador de estación base.
- Transmisores UWB: Las fuentes de interferencia UWB son los transmisores IR-UWB ya vistos previamente
- Analizador de espectros: Es necesario para medir la potencia de interferencia UWB a la entrada del receptor víctima. Para ello, se sitúa una antena UMTS en la misma localización en la que se colocará el receptor víctima y se mide la potencia UWB en el canal UMTS a emplear.
- Antena UMTS: Antena para medir la potencia de interferencia UWB en la posición del receptor víctima.
- Fuente de alimentación, cables de RF





Figura 69:Terminal UMTS comercial (izda) y bancada de medidas (dcha)

6.3 Procedimiento de medida

6.3.1 Medidas de potencia de interferencia UWB

Se coloca una antena UMTS en la posición donde estará el receptor UMTS víctima y se mide la potencia UWB en el canal UMTS mediante el analizador de espectros. Hay que tener en cuenta que habrá ligeras diferencias entre la potencia recibida por la antena UMTS y la potencia recibida por el receptor víctima. Para comprobar las posibles diferencias, además de medidas directas, se estima el valor de interferencia UWB obtenido partiendo de la degradación medida en el receptor víctima. Posteriormente, se comparan los valores de potencia de interferencia UWB obtenidos por ambos métodos.

6.3.2 Medidas a niveles elevados de potencia transmitida por el Nodo-B

Las medidas de interferencia UWB-UMTS se realizarán a niveles de potencia de UMTS elevados, ya que no es posible realizarlas a niveles bajos por el comportamiento de la red.

El procedimiento de medida se presenta de manera estructurada:

- Colocar los transmisores interferentes a la distancia de referencia que corresponda (transmisor único/agregación)
- Con los transmisores interferentes apagados, caracterizar la red UMTS:
 - Nivel inicial alto de \hat{I}_{OR} (-70 dBm);
 - Bajar gradualmente \hat{I}_{OR} en pasos de 1dB, monitorizando un número elevado de muestras de BER, RSCP, E_c/N₀, y potencia transmitida por el Nodo-B
 - o Detener el proceso cuando se pierda la comunicación
 - Medir el punto de sensibilidad (aquel en el que BER alcance el 0.1%)



- Medir la potencia de interferencia UWB
- Volver a configurar el Nodo-B en el punto de alta $\hat{I}_{\it OR}$
- Monitorizar un número elevado de muestras de BER, RSCP, E_c/N₀, y potencia transmitida por el Nodo-B
- Bajar gradualmente *Î*_{OR} en pasos de 1dB, monitorizando en cada paso un elevado número de nuestras de BER, RSCP, E_d/N₀, y potencia transmitida por el Nodo-B
- Continuar el proceso hasta que se pierda la comunicación
- Localizar los siguientes niveles:
 - o \hat{I}_{OR} en la que, sin interferencia, se obtenga BER 0.1%
 - $\circ ~~ \hat{I}_{\it OR}~$ con interferencia en la que se obtenga BER 0.1%
 - Degradación → Comparar el valor de interferencia medido con el valor de interferencia estimado a partir del valor de degradación de la red

$$\circ \quad \text{Calcular} \, \left(\frac{\widehat{I}_{\scriptscriptstyle OR}}{I_{\scriptscriptstyle UWB}} \right)$$

6.4 Condiciones de medida

Al igual que se hizo en la campaña de medidas con GSM, los transmisores UWB se configuran con la máxima potencia posible de salida a fin de permitir la repetitividad de las medidas.

Como hemos visto, se mide la potencia de interferencia con analizador de espectros y se calcula la degradación introducida en el enlace, comparando el comportamiento sin y con interferencia. Asimismo, a partir del valor de degradación obtenido, se estima el nivel de interferencia que lo ha producido. De esta forma, el valor de potencia de interferencia obtenido en la medida directa sobre analizador de espectro no debería ser diferente del estimado a partir del valor de degradación, dentro de los márgenes de error vistos previamente.

Por último, se calcula el ratio $\left(\frac{\hat{I}_{OR}}{I_{UWB}}\right)$, siendo \hat{I}_{OR} el valor al que se consigue una BER de 0.1%, e

 I_{UWB} el valor de interferencia UWB, por una parte medido, y por otra estimado a partir de la degradación.

Durante esta campaña de medida se han considerado tres distancias de separación y dos tipos de canales, tal y como se indica en la Tabla 36 y Tabla 37.

Se han realizado medidas tanto de transmisores individuales como de agregados de transmisores. Para ello, se han empleado 8 transmisores UWB durante la campaña. El comportamiento del receptor víctima se monitorizó sin transmisores activos, con cada uno de los 8 transmisores



activos de manera individual, y por último con combinaciones de 2, 3, 4, 5, 6 y hasta 8 transmisores activos. Los transmisores empleados están identificados con letras, de A a H. Las distintas combinaciones medidas se indican en la Tabla 38.

Tabla 36: Distancia entre TX-UWB y RX-UMTS

Distancia		
TX-UWB – RX-UMTS		
20 cm		
30 cm		
50 cm		

Tabla 37: Tipos de canal

Tipo de canal	
12.2 k	
64 k	

Tabla 38: Combinaciones medidas para caso agregado

Combinaciones medidas de transmisores activos simultáneamente			
20 cm	30 cm	50 cm	
Tx A	Tx A	Tx B	
Tx B	Tx C	Tx F	
Tx C	Tx E	Tx B&F	
Tx D	Tx G		
Tx E	Tx A&C		
Tx F	Tx A&C&E		
Tx G	Tx A&C&E&G		
Tx H			
Tx A&B			
Tx A&B&C			
Tx A&B&C&D			
Tx A&B&C&D&E			
Tx A&B&C&D&E&F			
Tx A&B&C&D&E&F&G			
Τχ Α&Β&C&D&F&F&G&H			

6.5 Resultados

6.5.1 Medidas en ausencia de interferencia UWB

Lo primero que se realizó fue la caracterización de la red en ausencia de interferencia UWB en los canales de 12.2Kbps y 64Kbps. A partir del nivel elevado de potencia transmitida por el Nodo-B se va reduciendo en pasos de 1dB. En cada paso se toman 20 muestras de los parámetros que se monitorizan (RCSP, E_cN₀, BER). El proceso finaliza cuando la señal recibida es tan baja que se pierde la comunicación. Remarcamos el hecho de que es muy difícil realizar medidas a niveles



bajos, tanto de interferencia como de señal UMTS. A niveles bajos es difícil medir la potencia de interferencia en el analizador de espectros y es aún más difícil discernir si la degradación se debe a las fluctuaciones inherentes a niveles bajos o a la interferencia UWB. Por esta razón, tras varios intentos infructuosos de medidas a niveles bajos, se decidió realizar las medidas a niveles elevados y posteriormente realizar procesado de las medidas para escalarlas a niveles bajos.

Así se midió y caracterizó completamente el comportamiento de la red en ausencia de transmisores interferentes.

El umbral seleccionado de operación de la red se sitúa en BER 0.1%, valor que se alcanza con E_cN_0 -1.2dB para 12.2Kbps y E_cN_0 5.4dB a 64Kbps. Esta es la $\hat{1}_{OR}$ calculada' durante las medidas.

La I_{OR} de referencia para el canal de 12.2 es –106dBm. El valor I_{OR} de referencia empleado para el canal de 64 Kbps bajo iguales condiciones de prestaciones lo situamos en–101.7dBm, ya que 4.3dB es la diferencia teórica en \hat{I}_{OR} para ambos tipos de canales.

- \hat{I}_{OR} de referencia @ 12.2 Kbps : -106 dBm
- *I*_{OR} de referencia @ 64 Kbps : -101.7 dBm

En ausencia de interferencia, se midió la \hat{I}_{OR} , tanto para 12.2kbps como para 64kbps, con el criterio de BER 0.1% en el receptor víctima. Los valores obtenidos se indican en la Tabla 39 y Tabla 40, y gráficamente pueden verse estos resultados en la Figura 70

Tabla 39: \hat{I}_{OR} de referencia e \hat{I}_{OR} medida para canal de 12.2kbps

	\widehat{I}_{OR} [dBm]	E _c N ₀ [dB]	BER [%]
Î _{or} de referencia	-106.0	8.1	0.0 %
Î _{or} medida	-111.6	-1.25	0.1 %

Tabla 40: \hat{I}_{OR} de referencia e \hat{I}_{OR} medida para canal de 64kbps

	\widehat{I}_{OR} [dBm]	E _c N ₀ [dB]	BER [%]
Î _{OR} de referencia	-101.7	13	2·10 ⁻⁴ %
Î _{OR} medida	-107.8	5.4	0.1 %





Figura 70: Medidas UMTS sin interferente UWB, 12.2kbps (izda) y 64kbps (dcha)

6.5.2 Medidas con interferencia UWB

6.5.2.1 Voz: Medidas a 12.2 Kbps

El set-up de medidas radiadas se puede ver en la Figura 71 para distancia entre transmisores y terminal UMTS de 20cm, y en la Figura 72 para distancia de 30cm.

Las tablas Tabla 41, Tabla 43, Tabla 45, Tabla 48, Tabla 49 y Tabla 51 muestran el valor umbral de \hat{I}_{OR} para el que se alcanza BER de 0.1%, los niveles de interferencia UWB medida y estimada a partir del valor de degradación, y por último el ratio $\left(\frac{\hat{I}_{OR}}{I_{UWB}}\right)$. La degradación se calcula comparando el comportamiento sin interferentes (umbral de -111.6dBm y -107.8dBm respectivamente), con los nuevos valores obtenidos con interferencia.

6.5.2.1.1 Separación transmisor UWB – terminal UMTS 20cm



Figura 71: Configuración de transmisores interferentes a 20cm de receptor víctima



	\widehat{I}_{OR_umbral} [dBm]	I _{UWB_medida} [dBm]	I _{UWB_estimada} [dBm]	$\left(\frac{\widehat{I}_{OR}}{I_{UWB}}\right)_{medida}$
Tx A	-92.7	-78.0	-79.6	-14.7
Тх В	-92.3	-80.0	-80.2	-12.3
Tx C	-97.7	-83.0	-86.2	-14.7
Tx D	-94.8	-84.0	-83.5	-10.8
Tx E	-81.8	-69.0	-70.4	-10.8
Tx F	-91.8	-79.0	-80.3	-12.8
Tx G	-82.7	-71.0	-71.5	-11.7
Tx H	-86.8	-72.0	-75.2	-14.8
Tx A&B	-87.8	-75.8	-76.1	-12.0
Tx A&B&C	-86.4	-75.1	-74.8	-11.4
Tx A&B&C&D	-86.5	-74.5	-75.2	-12.0
Tx A&B&C&D&E	-81.6	-67.9	-70.0	-13.7
Tx A&B&C&D&E&F	-79.9	-67.6	-68.3	-12.3
Tx A&B&C&D&E&F&G	-77.0	-65.9	-66.0	-11.0
Tx A&B&C&D&E&F&G&H	-77.6	-65.0	-65.9	-12.6

Tabla 41: Resultados para canal de 12.2kbps con separación TX-UWB y RX-UMTS de 20cm

Tabla 42: Resumen de resultados, canal de 12.2kbps, 20cm

Valor medio $\left(\frac{\hat{I}_{OR}}{I_{UWB}}\right)$	Peor caso $\left(\frac{\widehat{I}_{OR}}{I_{UWB}}\right)$
-12.5 dB	-10.8 dB

6.5.2.1.2 Separación transmisor UWB – terminal UMTS 30cm



Figura 72: Configuración de transmisores interferentes a 30cm



Tabla 43: Resultados para canal de 12.2kbps con separación entre TX-UWB y RX-UMTS de 30cm \hat{I}_{OR_umbral} I_{UWB_medida} $I_{UWB_estimada}$ $\left(\frac{\hat{I}_{OR}}{I} \right)$

	OR_umbral	[•] UWB_medida [dBm]	UWB_estimada [dBm]	$\left(\frac{I_{OR}}{I_{UWB}}\right)_{medida}$
Tx A	-95.4	-81	-83.9	-12.9
Tx C	-97.9	-86	-86.5	-11.9
Tx E	-82.7	-72	-71.0	-10.7
Tx A&C	-93.5	-79.8	-81.9	-13.7
Tx A&C&E	-82.0	-71.3	-72.9	-10.7
Tx A&C&E&G	-81.8	-69.4	-70.1	-12.4

Tabla 44: Resumen de resultados, canal de 12.2kbps. 30cm

Valor medio $\left(\frac{\widehat{I}_{OR}}{I_{UWB}}\right)$	Peor caso $\left(\frac{\hat{I}_{OR}}{I_{UWB}}\right)$
-12.0 dB	-10.7 dB

6.5.2.1.3 Separación transmisor UWB – handset UMTS 50cm

Tabla 45: Resultados para canal de 12.2kbps, separación entre TX-UWB y RX-UMTS de 50cm

	$\widehat{I}_{_{OR_umbral}}$ [dBm]	I _{UWB_medida} [dBm]	I _{UWB_estimada} [dBm]	$\left(\frac{\widehat{I}_{OR}}{I_{UWB}}\right)_{medida}$
Тх В	-106.2	-92	-96	-14.2
Tx F	-100.1	-87	-88.8	-11.3
Tx B&F	-98.2	-85.8	-86.7	-11.5

Tabla 46: Resumen	de resultados, o	anal de 12.2kbps, 50cm
-------------------	------------------	------------------------

Valor medio $\left(\frac{\widehat{I}_{OR}}{I_{UWB}}\right)$	Peor caso $\left(\frac{\hat{I}_{OR}}{I_{UWB}}\right)$
-12.3 dB	-11.3 dB

6.5.2.2 Datos: Medidas a 64 Kbps

6.5.2.2.1 Separación transmisor UWB – terminal UMTS 20cm

Tabla 47: Resumen de resultados, canal de 64kbps, 20cm

Valor medio $\left(\frac{\hat{I}_{OR}}{I_{UWB}}\right)$	Peor caso $\left(\frac{\widehat{I}_{OR}}{I_{UWB}}\right)$
-8.0 dB	-5.9 dB



	\widehat{I}_{OR_umbral} [dBm]	I _{UWB_medida} [dBm]	I _{UWB_estimada} [dBm]	$\left(\frac{\widehat{I}_{OR}}{I_{UWB}}\right)_{medida}$
ТхА	-89.9	-78	-82.1	-11.9
Тх В	-88.5	-80	-80.8	-8.5
Tx C	-90.3	-83	-82.6	-7.3
Tx D	-94	-84	-86.3	-10.0
Tx E	-75.8	-69	-68.0	-6.8
Tx F	-87.2	-79	-79.5	-8.3
Tx G	-78.7	-71	-70.8	-7.8
Тх Н	-79.9	-72	-71.9	-5.9
Tx A&B	ND	-75.8	ND	ND
Tx A&B&C	ND	-75.1	ND	ND
Tx A&B&C&D	ND	-74.5	ND	ND
Tx A&B&C&D&E	-75.7	-67.9	-67.8	-7.8
Tx A&B&C&D&E&F	-74.9	-67.6	-67.1	-7.3
Tx A&B&C&D&E&F&G	-73.7	-65.9	-65.8	-7.8
Tx A&B&C&D&E&F&G&H	-73.6	-65.0	-65.8	-7.1

Table 10. Desultades	mana aamal da Cilikhaa	· Compresión antro	TV IIIA/D	DV LINATE de 20em
Tabla 48. Resultados	para canal de 64kpps	s. Separation entre		KX-UIVITS de Zucm
			-	

ND: No disponible

6.5.2.2.2 Separación transmisor UWB – terminal UMTS 30cm

Tabla 49: Resultados para canal de 64kbps. Separación entre TX-UWB y RX-UMTS de 30cm

	\widehat{I}_{OR_umbral} [dBm]	I _{UWB_medida} [dBm]	I _{UWB_} estimada [dBm]	$\left(\frac{\widehat{I}_{OR}}{I_{UWB}}\right)_{medida}$
Tx A	-94.1	-81.0	-86.4	-13.1
Tx C	-92.7	-86.0	-85.0	-7.7
Tx E	-78.5	-72.0	-70.6	-6.5
Tx G	-80.2	-74.0	-72.4	-6.2
Tx A&C	-89.7	-79.8	-81.0	-8.7
Tx A&C&E	-77.9	-71.3	-70.9	-6.6
Tx A&C&E&G	-77.7	-69.4	-69.8	-8.3

Tabla 50	: Resumen de	e resultados,	canal de	64kbps, 30cm
----------	--------------	---------------	----------	--------------

Valor medio $\left(\frac{\hat{I}_{OR}}{I_{UWB}}\right)$	Peor caso $\left(\frac{\hat{I}_{OR}}{I_{UWB}}\right)$	
-8.1 dB	-6.2 dB	



6.5.2.2.3 Separación transmisor UWB – handset UMTS 50cm

Tabla 51: Resultados para canal de 64kbps. Separación entre TX-UWB y RX-UMTS de 50cm

	$\widehat{I}_{_{OR_umbral}}$ [dBm]	I _{UWB_medida} [dBm]	I _{UWB_estimada} [dBm]	$\left(\frac{\widehat{I}_{OR}}{I_{UWB}}\right)_{medida}$
Тх В	ND	ND	ND	ND
Tx F	-92.5	-87	-84.8	-5.6
Tx B&F	-91.8	-85.8	-84.1	-7.7

Tabla 52: Resumen de resultados, canal de 64kbs, 30cm

Valor medio $\left(\frac{\widehat{I}_{OR}}{I_{UWB}}\right)$	Peor caso $\left(\frac{\hat{I}_{OR}}{I_{UWB}} \right)$	
-8.7 dB	-5.6 dB	

6.5.3 Resultados de las medidas

En la Tabla 53 se recopilan los resultados obtenidos directamente de las medidas. Estos resultados se emplearán como punto de partida para la obtención de conclusiones a niveles cercanos a la sensibilidad, escalando los resultados a niveles bajos de señal UMTS.

Tabla 53: Resumen de resultados medidos

	Peor caso	Peor caso	
	$\left(\frac{\widehat{I}_{OR}}{I_{UWB}}\right)$	$\left(\frac{\widehat{I}_{OR}}{I_{UWB}}\right)$	
	12.2 Kbps	64 Kbps	
20cm	-10.8 dB	-5.9 dB	
30cm	-10.7 dB	-6.2 dB	
50cm	-11.3 dB	-5.6 dB	

Los valores realmente empleados para dicho post-procesado y establecimiento de conclusiones se recogen en la Tabla 54, esto es, considerando de entre todos los casos medidos el más favorable a los receptores víctima, el que mayor protección les proporciona.

Tabla 54: Peor caso medido

$\left(rac{\widehat{I}_{OR}}{I_{UWB}} ight)$ (A \widehat{I}_{OR} elevada)	
Voz @ 12.2 Kbps	Datos @ 64 Kbps
-10.7 dB	-5.6 dB



6.7 Procesado adicional

Como hemos indicado, las medidas previas se realizaron con niveles de potencia transmitida por el Nodo-B elevados, de manera que se eliminaba fuentes adicionales de incertidumbre durante las medidas. A esos niveles, toda la degradación que se genere sobre los receptores UMTS es debida a la interferencia UWB.

Sin embargo, las conclusiones sobre coexistencia entre UWB y UMTS han de extraerse cuando el receptor víctima se encuentra en niveles próximos a la sensibilidad.

Por tanto, los criterios de protección se deben modificar. El valor calculado a niveles altos es

 $\left(\frac{\widehat{I}_{OR}}{I_{UWB}}\right)$, ya que el ruido térmico N_{th} se puede despreciar. Este valor, para niveles de señal bajos,

ha de ser considerado de nuevo, ya que a estos niveles no se puede despreciar.

Los resultados tras realizar el escalado correspondiente aparecen en la Tabla 55 y Tabla 56.

Para cada valor considerado de \hat{I}_{OR} , y a partir del valor medido de $\left(\frac{\hat{I}_{OR}}{I_{UWB}}\right)$ a valores altos (sin

ruido térmico), se obtiene la nueva relación de protección. Como se puede apreciar, a medida que el receptor opera a niveles más elevados, el ratio de protección tiende a los valores medidos durante la campaña.

Tabla 55: 12.2kbps, relación de protección $\left(rac{\widehat{I}_{OR}}{I_{UWB}} ight)$			
\hat{I}_{OR}	$\left(\frac{\widehat{I}_{OR}}{I_{UWB}}\right)_{Medido} \text{ (Con } \widehat{I}_{OR} \text{ alto } \rightarrow \text{N}_{\text{th}} = 0\text{)}$	$ \left(\frac{\widehat{I}_{OR}}{I_{UWB}} \right) @ $ $ \widehat{I}_{OR} $	
-106		-8.9 dB	
-105		-9.2 dB	
-104		-9.6 dB	
-103	-10.7 dB	-9.8 dB	
-102		-10.1 dB	
-101		-10.2 dB	
-96		-10.5 dB	



Tabla 56: 64kbps, relación de protección $\left(rac{\widehat{I}_{OR}}{I_{UWB}} ight)$			
\hat{I}_{OR}	$\left(\frac{\hat{I}_{OR}}{I_{UWB}}\right)_{Medido} \text{ (Con } \hat{I}_{OR} \text{ alto } \rightarrow \text{N}_{\text{th}} =$	$\left(\frac{\widehat{I}_{OR}}{I_{UWB}}\right) @$ \widehat{I}_{OR}	
-101.7	-	-3.3	
-101		-3.7	
-100		-4.2	
-99		-4.5	
-98	-3.0 UB	-4.7	
-97		-4.9	
-96		-5.0	
-90		-5.4	

6.8 Conclusiones

Esta sección describe el proceso y los resultados de la campaña de medidas desarrollada para cuantificar empíricamente el impacto de las transmisiones UWB sobre la red. Mediante medidas

radiadas se concluye que una relación (\hat{I}_{OR}/I_{UWB}) de -8.9dB es necesaria para la completa protección de un receptor UMTS a 12.2Kbps, y -3.3dB a 64Kbps, trabajando a los niveles de referencia.

EL objetivo final es proteger el 100% del tiempo a la red UMTS trabajando en niveles de sensibilidad de un transmisor UWB siempre activo colocado a 20cm. Los criterios de protección calculados se traducen en una máxima PSD media UWB admisible de -79.3 dBm/MHz



7 CAPÍTULO 7: CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

7.1 Conclusiones finales y líneas futuras de trabajo

En primer lugar, diremos que cualquier nivel de interferencia UWB que se introduzca en un sistema celular, por bajo que sea, provocará una degradación en sus prestaciones. Esta primera conclusión, a pesar de ser tremendamente obvia, no debe ser olvidada, ya que es la base para todo el resto de planteamientos relacionados con los límites máximos exigibles a UWB.

La clave para el establecimiento de límites a las transmisiones UWB está en determinar qué se considera como nivel de degradación aceptable, o dicho de otra forma, nivel de degradación despreciable para el funcionamiento de la red celular. La determinación del umbral a partir del que una emisión UWB es o no despreciable no puede realizarse fijando meramente un determinado nivel de degradación por UWB en relación con el ruido térmico del sistema, sino que deben analizar en profundidad y cuantificar la degradación generada en los parámetros de funcionamiento de la red celular.

Tan importante es el desarrollo matemático de evaluación de un determinado nivel de degradación UWB sobre las características de la red, como cuantificar el efecto de dicho nivel de degradación sobre los parámetros indicativos de las prestaciones de la red, que en el caso de GSM puede ser el incremento de la tasa de error de bit por encima de un determinado umbral y para UMTS puede ser el incremento de la probabilidad de *outage* hasta un nivel máximo determinado

Los trabajos presentados fueron novedosos al respecto, ya que la literatura existente hasta el momento se limitaba a evaluar los niveles de interferencia UWB a la entrada de la antena del receptor víctima de manera que se generara un determinado nivel de degradación. Además de lo anterior, esta degradación no tenía en cuenta todas las fuentes de ruido e interferencia existentes antes de la entrada de UWB como interferente adicional en el sistema celular.

Con la consideración anterior, habremos fijado el nivel máximo de potencia de interferencia UWB admisible a la entrada del receptor. Ahora bien, habrá múltiples combinaciones y escenarios posibles para que distintos despliegues de transmisores UWB generen tal nivel de potencia de interferencia.

En primer lugar, se habrá de definir si la interferencia UWB es generada por un único transmisor o por una red de transmisores distribuidos en el espacio. Como resultado de los modelos de evaluación de niveles de potencia de interferencia UWB hemos podido comprobar el efecto dominante del transmisor más cercano en función de la densidad de transmisores desplegados. Mediante el empleo de ese modelo se puede estimar, para un despliegue dado, si es necesario o no modelar el efecto agregado. Para densidades bajas de despliegue de transmisores UWB, el efecto agregado podrá ser despreciado, no siendo así para densidades elevadas. Con el modelo



desarrollado se puede cuantificar, para el caso de que se trate, el valor de densidad que marca la frontera entre ambos planteamientos.

También, a la hora de definir los límites en densidad espectral de potencia a UWB, habrá que acordar, en caso de optar por el modelo de transmisor único, la distancia mínima a la que estará ese transmisor cumpliendo la condición de protección de la red que previamente se haya fijado. O, en caso de considerar el efecto agregado, se habrá de definir la densidad de transmisores para calcular el máximo permitido. O puede, incluso, considerarse un escenario con efecto de transmisor UWB más próximo al receptor víctima junto con el efecto agregado de transmisores distribuidos con una determinada densidad espacial.

Este último escenario de transmisor individual más efecto agregado ha sido el empleado en los desarrollos teóricos de las investigaciones que presentamos.

Igualmente interesante es considerar el hecho de que los transmisores UWB no estarán activos el 100% del tiempo, sino que presentan unos determinados factores de actividad, que correctamente modelados tienen un efecto muy importante en los niveles de potencia de interferencia generada. El modelo de evaluación de potencia de interferencia UWB fue también pionero en esta consideración de los factores de actividad de UWB como técnica de mitigación de interferencias. En la actualidad, la técnica conocida como LDC (*low duty cycle*), está basada en este concepto, y es una de las dos técnicas específicamente recogidas por la normativa que permiten incrementar el nivel de emisión de los transmisores que la tengan implementada.

A la hora de definir los límites teóricos para las emisiones UWB, habrá que, nuevamente, acordar las condiciones razonables de factores de actividad de los transmisores UWB.

En vista de lo anterior, habremos observado la necesidad de ser cautos a la hora de establecer comparaciones entre resultados, ya que para que la comparación sea válida, han de reflejar escenarios, si no iguales, sí parecidos. Y, de comparar modelos que no parten de las mismas condiciones, ser capaces de cuantificar, si no cuantitativa, sí al menos cualitativamente, el impacto de los diferentes supuestos en las diferencias finales.

Una vez fijadas estas bases, pasamos a comparar los resultados obtenidos en términos de densidad espectral de potencia media máxima (e.i.r.p) en dBm/MHz en las bandas que nos ocupan, esto es, las bandas de GSM y UMTS, de los diversos estudios realizados.

En el caso de GSM, la propuesta teórica se establece para que, con un transmisor UWB colocado a 20cm del receptor víctima, activo el 100% del tiempo, más un agregado de transmisores UWB distribuidos con densidad de 10⁶ unidades por km²,la probabilidad de error de bit en el receptor víctima no supere el 0.2%. Este receptor, además, se encuentra funcionando en niveles cercanos a la sensibilidad, que es el punto en el que más susceptible es de ver degradadas sus prestaciones por la presencia de UWB. Se trata de un planteamiento, como vemos, muy conservador.



En el caso de las medidas GSM, el criterio consistió en determinar el ratio de protección C/I_{UWB} necesario para proteger al receptor víctima. Este nivel de C/I_{UWB} es constante una vez nos alejamos mínimamente del nivel de sensibilidad del receptor, y se incrementa de manera exponencial al entrar en la zona de señal recibida de sensibilidad.

A fin de ser coherentes con los planteamientos del estudio teórico, el cálculo del valor máximo de potencia de interferencia UWB admisible se realizó, nuevamente, con el receptor víctima trabajando en niveles cercanos a la sensibilidad. Y el establecimiento del valor máximo de PSD de UWB se realizó considerando un único transmisor UWB a 20cm. No se incluyó el efecto del agregado, que, para la densidad seleccionada en el modelo teórico, y con factores de actividad de los transmisores agregados, no implicaban un incremento de potencia de interferencia relevante.

Podemos considerar que para el caso de GSM, el criterio de degradación de la red y las condiciones de despliegue de la red UWB son no iguales, pero equivalentes a la hora de comparar rangos de límite de PSD UWB obtenidos.

El estudio se realizó estableciendo esos criterios restrictivos, ya que el planteamiento en Europa de la normativa así lo requería. Con el paso del tiempo, y en vista del freno que los criterios iniciales estaban suponiendo para UWB, una tecnología en cuyo desarrollo Europa estaba invirtiendo, provocaron una ligera relajación en los requisitos.

Así, los criterios establecidos por el organismo regulador pasaron de una distancia mínima entre transmisor UWB y receptor celular de 20cm a 36cm, eliminando en general el efecto agregado.

En el caso de GSM a 900 MHz, tenemos que, extrapolando los valores propuestos teóricos a distancias de separación de 36cm, se obtiene una PSD máxima de -90 dBm/MHz, mientras que en la campaña de medidas, el valor obtenido para 36cm es de -91dBm/MHz. El límite actual de la regulación europea para la banda de 900 MHz es de -90 dBm/MHz.

Siguiendo con GSM, para la banda de 1800MHz, se dispone de medidas suficientes como para extrapolar el ratio de protección a nivel de sensibilidad, pero dado que no se trata de medidas en sí, no presentamos el valor correspondiente. En cualquier caso, sí se ha obtenido como resultado de los trabajos el criterio de protección para los receptores que se encuentren trabajando por encima del nivel de sensibilidad. También, los resultados obtenidos del estudio teórico convergen con los límites actuales de regulación Europea.

Si comparamos los resultados obtenidos para UMTS, vemos que hay mayor variabilidad. Centrándonos en el caso de enlaces de voz, que es el que determina los niveles, al ser el más desfavorable para UWB, el límite teórico lo tenemos en -98 dBm/MHz, mientras que los resultados de la campaña de medidas marcan -79 dBm/MHz. El límite de la regulación en Europa actual está en -85 dBm/MHz.



Esto se debe a varias razones. La primera, que el mapeo entre el criterio de máxima degradación admisible de manera teórica en UMTS de incremento de probabilidad de *outage* no era directamente reproducible con nuestras posibilidades de medida. Por otra parte, como vimos en la sección dedicada a las simulaciones, el criterio de incremento de *outage* seleccionado, ya restrictivo de por sí, lo volvíamos aún más restrictivo, fijando el nivel como el máximo posible en una determinada ventana de factor de carga. Por último, tenemos la gran influencia en los resultados de los factores de carga de la red considerados en cada caso.

Una vez analizados los resultados de simulaciones y medidas en términos de PSD para los criterios en línea con los existentes en Europa para la admisión de emisiones UWB, todo el resto de disquisiciones sobre máximas PSD admisible, que al fin y al cabo dependen de las condiciones prefijadas, es una discusión para valientes, como las que se produjeron en los foros de regulación, en las que se ha de plantear cuestiones como:

- ¿Se ha de proteger el 100% del tiempo bajo la condición permanente de receptores víctima operando en niveles de sensibilidad con un transmisor UWB a 36cm permanentemente activo?
- ¿Hasta dónde se podría pensar en aumentar la distancia considerada para el interferente más cercano?
- ¿Son razonables planteamientos como es propuesto por la autora [25], [26], basados en análisis completamente aleatorios en la posición de los interferentes, de manera que los criterios de protección se definan ponderando por la probabilidad de ocurrencia, de modo que quedaran definidos como (P(I>I_{MAX})<x%)?

Todo esto es la consecuencia de la dificultad para cambiar la filosofía que existía (y existe) sobre asignación del espectro radioeléctrico. Salvo en las bandas no licenciadas, el uso del espectro está pensado para ser dedicado al servicio que lo tenga asignado. Permitir la operación solapada con bajos niveles de PSD de manera compartida, es algo para lo que, por el momento, parece complicado de alcanzar.

Los estándares de los servicios licenciados solapados no lo tienen recogido en sus condiciones de operación, con lo que es complicado definir cualquier margen por una degradación debida a un efecto nuevo.

Además, y como punto fundamental, los titulares de las bandas de servicios celulares han pagado un dinero por un recurso que lógicamente no quieren compartir. En relación con este punto, faltó, creemos, una parte fundamental del estudio. Faltó un estudio del impacto económico de la degradación por UWB, esto es, de la reducción del área de celda, o del incremento de BER hasta el 0.2% en sensibilidad en el caso de GSM, o del incremento de la probabilidad de *outage* o incremento en necesidades de potencia para UMTS. El impacto económico para las operadoras de esa degradación del servicio era, en muchos casos, la discusión subyacente.



En otro orden de cosas, todos los trabajos de coexistencia entre IR-UWB y los sistemas celulares GSM y UMTS han partido de la suposición de que, dado su ancho de banda en relación con el del receptor víctima, su efecto se puede modelar como ruido blanco gaussiano, generando sobre el receptor un incremento del fondo de ruido. Esta suposición se realiza a partir de estudios teóricos que determinan la relación entre el ancho de banda de UWB y su frecuencia de repetición de pulso, de la aleatorización de la posición de los pulsos, forma de onda de la señal, entre otros.

En la parte experimental de estos trabajos hemos podido observar que todos los indicios apuntan a la validez de dicha hipótesis. Dado que los transmisores UWB fabricados cumplen con los requisitos para ser modelados como ruido blanco, buscamos en los resultados de las medidas que indique que tal suposición es correcta.

Para ello, en primer lugar, a partir de las medidas conducidas en GSM, se observa que la respuesta en términos de tasa de error de bit frente a nivel de señal GSM recibido, es una versión escalada de la respuesta del sistema en ausencia de ruido, de manera que la respuesta es la equivalente a la que se obtendría con un ruido de fondo incrementado en la contribución por UWB.

En segundo lugar, tanto en GSM como en UMTS, en el caso de transmisores UWB individuales afectando a un receptor víctima, el valor de potencia de interferencia obtenido con medida directa en el analizador de espectros, se corresponde con el nivel de potencia de interferencia estimado a partir de la degradación medida en el sistema, cuantificando la degradación en función de uno o varios de los parámetros característicos de la red. Cuando se trata de medidas de agregados de transmisores, las dos anteriores son también equivalentes a la estimación del nivel de potencia de interferencia como suma de la potencia obtenida de cada transmisor individualmente.

La coincidencia, dentro de los márgenes de error que también han sido tenidos en cuenta, es únicamente posible si el efecto de las emisiones es modelable como ruido blanco.

Por último, y en relación con las líneas futuras, como hemos visto, no van enfocadas a las aplicaciones de comunicaciones, pero sí tienen muchas posibilidades en aplicaciones de posicionamiento en interiores, dotando a los receptores GNSS como GPS, Galileo, Glonass o Beidou de funcionalidades en entornos de interiores de las que carecen.

En estos casos, hay que tener en cuenta que la señal recibida por estos sistemas es realmente baja, con lo que, en línea con lo indicado por los estudios previos en la materia [11], la simple integración de un chipset UWB en un receptor GNSS no sería una solución válida.

No obstante, el manejo del *jamming* y *spoofing* en receptores GNSS es un tema de total actualidad. En este caso, el transmisor UWB puede entenderse como una fuente de *jamming* no intencional para el receptor GNSS. Dado que el objetivo es que un único terminal integre ambos receptores, GNSS y UWB, de cara al diseñador se trata de un *jammer* conocido, con lo que esto facilita enormemente es establecimiento de técnicas de mitigación.



Habrá que analizar, esta vez sí a nivel de señal y no únicamente como incremento del fondo de ruido, los efectos de UWB en cada etapa del receptor GNSS, y valorar las distintas técnicas anti*jamming* que ahora se están empleando contra con *jammers* intencionados, como pueden ser el control del *jamming* a nivel de antena, ya que la posición y diagrama de radiación de la antena UWB será conocido por el dispositivo GNSS, al estar integrados en el mismo terminal de usuario, o, de no ser suficiente, técnicas más avanzadas de control de jamming.

De esta manera se podrá integrar las prestaciones de los sistemas GNSS con las ventajas de UWB para el posicionamiento en interiores. Y, dado que las restricciones en PSD ya son una realidad, no se provocará efectos negativos en receptores celulares ni en otros receptores GNSS de bajo coste desplegados, ya que su entorno de operación es el escenario en exteriores.

El único terminal susceptible de ser afectado es el terminal que integrará UWB, es decir, el receptor GNSS con el que comparte integración, pero que, al tener prestaciones avanzadas, no será de bajo coste, con lo que será viable que lleve implementados todos los avances *anti-jamming* en los que se ha de investigar.

7.2 Publicaciones, contribuciones a organismos de estandarización y cursos impartidos

7.2.1 Publicaciones

- B. Quijano, G. Valera, A. Álvarez, R. Torres, J.L. García, K.S. Shnmugan, "UWB Aggregate Interference on a Cellular Victim Receiver from a Statistical Perspective", IEEE IWUWBS, 2-5 de Junio 2003, Oulu, Finlandia.
- B. Quijano, G. Valera, A. Álvarez, R. Torres, J.L. García, K.S. Shanmugan, "Statistical Modelling of UWB Aggregate Interference", 4th Conference on Telecommunications, Conftele 2003, 18-20 de Junio 2003, Aveiro, Portugal.
- B. Quijano, G. Valera, A. Álvarez, R. Torres, J.L. García, K.S. Shanmugan, "Study of UWB Coexistence with Narrowband Receivers", IST Mobile and Wireless Communications Summit (IST Mobile Summit) 2003, 15-18 Junio 2003, Aveiro, Portugal.
- B. Quijano, A. Álvarez, M. Lobeira, J.L. García, "UWB Coexistence Experimental Platform and Interference Evaluation", IST Mobile and Wireless Communications Summit (IST Mobile Summit) 2004, 27-30 Junio 2004, Lyon, Francia.


- B. Quijano, A. Álvarez, M. Lobeira, J.L. García, "Coexistence Measurements between IR-UWB and GSM/DCS Receivers". IST Mobile and Wireless Communications Summit (IST Mobile Summit) 2005, 19-23 Junio 2005, Dresden, Alemania.
- B. Quijano, A. Álvarez, M. Lobeira, J.L. García, "Compatibility Measurement Campaign between IR-UWB and UMTS". IST Mobile and Wireless Communications Summit (IST Mobile Summit) 2005, 19-23 Junio 2005, Dresden, Alemania.
- B. Quijano, A. Álvarez, J.L. García, "Low Cost Variable Delay Line for Impulse Radio UWB Architectures". IST Mobile and Wireless Communications Summit (IST Mobile Summit) 2005, 19-23 Junio 2005, Dresden, Alemania.
- B. Quijano, A. Álvarez, M. Lobeira, J.L. García, "Impulse Radio UWB Architecture for Smart Wireless Sensor Networks". 2nd International Workshop Networking with Ultra Wide Band, Workshop on Ultra Wideband for Sensor Networks. 4-6 Julio 2005, Roma, Italia.
- B. Quijano, A. Álvarez, M. Lobeira, J.L. García, "Experimental Study on the Influence of IR-UWB Networks on Cellular Receivers", IEEE International Conference on UWB Systems, ICU 2005. 5-7 September 2005, Zürich, Suiza.
- A. Álvarez, B. Quijano, M. Lobeira, J.L. García, "IR-UWB Experimental Interference Studies on Selected Legacy Services". First International Wireless Summit IWS'05, WPMC'05, 17-22 Septiembre 2005, Aalborg, Dinamarca.
- A. Álvarez, B. Quijano, M.A. Cervera, J.L. García, "IR-UWB Receiver Synchronization Stage Design and Development", IST Mobile and Wireless Communications Summit (IST Mobile Summit) 2006, Junio 2006, Mikonos, Grecia.
- J. Domínguez, J. Sanz, M. Lobeira, A. Álvarez, B. Quijano, J.L. García, "Smart Wireless Impulse Radio Sensor Networks", 3rd International Symposium on Wireless Communication Systems ISWCS 2006, 5-8 September 2006, Valencia, España.
- International Congress TRANSFAC'06, Innovative Solutions for the Advancement of the Transport Industry. Poster session: "PII.07- Antenna Systems for Satellite Communications on Moving Vehicles", 5 Octubre 2006, San Sebastián, España.
- Jornadas Telecom I+D 2008, "SIMBAD: Sistema Innovador de Comunicaciones Bidireccionales por Satélite para Vehículos en Movimiento". 29-31 Octubre 2008, Bilbao, España

7.2.2 Contribuciones a organismos de estandarización

ACORDE, "Experimental UWB-GSM Interference Measurement Campaign", como contribución al 3rd ECC TG3 Meeting, 23-25 Agosto 2004, Copenhaguen, Dinamarca.



- ACORDE, "UWB-UMTS Interference Measurement Campaign", como contribución al 6th ECC TG3 Meeting, 10-14 Enero 2005, Copenhaguen, Dinamarca.
- ACORDE, "Coexistence experiments between UWB and legacy radio services", como contribución al 2nd ECC TG3 Meeting, 17-19 Mayo 2004, Copenhaguen, Dinamarca.
- ACORDE, ANFR, CNES, Cetecom, France Telecom R&D, Intel,LeCroy, Motorola, PCTEL, Polestar, Rohde & Schwarz,TMicroelectronics, Siemens Italy, TDF, UoOulu CWC, "TG3 WG2 Measurement ad-hoc Group: Working document for UWBW measurement campaign June'04", ECC TG3-CEPT TG2 meeting (TG3WG2 adhoc), Copenhaguen, Dinamarca 12-15 Julio 2004
- ACORDE & ad-hoc group "TG3 WG2 Measurement ad-hoc Group: Selected radio services for UWB measurement campaign in June'04", ECC TG3-CEPT TG2 meeting (TG3WG2 adhoc), 12-15 Julio 2004, Copenhaguen, Dinamarca.
- ACORDE & ad-hoc group "TG3 WG2 Measurement ad-hoc Group: UWB Interferers measurement conditions for UWB measurement campaign in June'04", ECC TG3-CEPT TG2 meeting (TG3WG2 adhoc), 12-15 Julio 2004, Copenhaguen, Dinamarca.
- ACORDE & ad-hoc group "TG3 WG2 Measurement ad-hoc Group: Technical report of June'04 measurement campaign", ECC TG3-CEPT TG2 meeting (TG3WG2 adhoc), 12-15 Julio 2004, Copenhaguen, Dinamarca.
- ACORDE & Ad-hoc group, "TG3 WG2 Measurement ad-hoc Group: Experimental campaign June'04, UWB interferer measurements data files", como como contribución al 3rd ECC TG3 Meeting, 23-25 Agosto 2004, Copenhaguen, Dinamarca.
- ACORDE & ad-hoc group, "Aggregate UWB Interference Measurements per Radio Service Bands", como contribución al ECC TG3-CEPT WG2 measurements group.

7.2.3 Cursos impartidos

- Se Seminario Los Satélites como un Elemento Clave para la Defensa y las Aplicaciones Gubernamentales, AMETIC, Septiembre de 2015. Ponencia "Presente y futuro de GNSS en la Seguridad y la Defensa".
- 5º Seminario Nuevos Retos Tecnológicos para las Comunicaciones por Satélite, AMETIC, Septiembre de 2012. Ponencia "Nuevas aproximaciones tecnológicas y de mercado para aplicaciones multimedia por satélite"
- 4º Seminario Nuevos Retos Tecnológicos para las Comunicaciones por Satélite, AMETIC, Septiembre 2011. Ponencia "Antenas de bajo perfil, características".



- Universidad Internacional Menéndez Pelayo, Junio 2009. Ponencia "Sistemas comunicaciones satélite y MESH para vehículos terrestres".
- Cursos de Verano 2008 de la Universidad de Cantabria. Curso "Las Comunicaciones por Satélite para Usos Gubernamentales y de Defensa". Ponencia "Sistemas de Comunicaciones Banda Ancha en Móviles".
- Cursos de Verano 2007 de la Universidad de Cantabria. Curso "El Futuro de las Comunicaciones Móviles por Satélite". Ponencia "Satcom-on-the-move. Soluciones de ACORDE S.A."

7.2.4 CV reducido

Beatriz Quijano es Ingeniero de Telecomunicación por la Universidad de Cantabria (2003), con Tesis de Máster realizada en el "Information & Telecommunication Technology Center" de la Universidad de Kansas (EEUU) y Máster en Dirección de Empresas Executive por ESIC, Bilbao (2009), además de Máster TICRM por la Universidad de Cantabria (2008).

En 2003 se incorpora a Accenture realizando labores de consultoría tecnológica. Posteriormente se incorpora al Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria realizando estudios de interferencia de sistemas UWB sobre otros sistemas de radio. Desde Enero de 2004 trabaja en ACORDE Technologies, como Ingeniero de Proyectos, Jefe de Proyectos y posteriormente Responsable de División. Hasta Febrero de 2010 trabaja en el departamento de I+D (desde 2005 denominado Departamento IDi), y en Febrero de 2010 pasa a ser responsable de la División de Sistemas de Comunicaciones por Satélite. Desde Enero de 2015 es responsable de la División de Sistemas de Comunicaciones, que integra las áreas de Comunicaciones por Satélite junto con Sistemas de Intercomunicación y GNSS.

Ha realizado en ACORDE tareas de Dirección de Proyectos Europeos así como desarrollos de nuevos productos. Ha colaborado activamente en el grupo ECC TG3 de así como en el Cluster UWB del VI Programa Marco de la Unión Europea sobre regulación de UWB en Europa. Ha realizado labores de investigación en proyectos de los V y VI Programas Marco, como UCAN, PULSERS, MAGNET, WISE, Heatconductives, Pyrotect, y proyectos de la Agencia Europea del Espacio-Galileo, como POSIRIS o proyectos del programa ARTES 3-4 para el desarrollo de equipos de mercado para el segmento terreno de comunicaciones por satélite, así como proyectos Estatales y Regionales diversos.



8 **REFERENCIAS**

[1] OSD/DARPA Ultra-Wideband Radar Review Panel, "Assessment of ultra-wideband (UWB) technology", DARPA order 6049, 13 de Julio de 1990. Batelle Tactical Technology Center, Columbus, OH 43201.

[2] FCC 02-48, Federal Communications Commission (FCC), "Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding ultra-wideband transmission systems", First Report and Order, ET Docket 98-153, adoptada el 14 de Febrero de 2002, versión completa de 22 de Julio de 2002.

[3] C.E. Shannon, A Mathematical Theory of Communication. The Bell System Technical Journal., Vol.27, pp.379-423, 623-656, Octubre 1948.

[4] http://www.decawave.com/news/current-news/decawave-claims-accuracy-withincentimeters-indoor-positioning-chip-fiercewireless

[5] http://www.alereon.com/

[6] Contribución al diseño integrado de sistemas de comunicaciones Impulse Radio Ultrawideband con capacidad de localización y posicionamiento: Tesis doctoral / Autor, Álvaro Álvarez Vázquez ; directora, Amparo Herrera Guardado.

[7] FCC 98-208, Federal Communications Commission, "Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems". Notice of Inquiry. 1 de Septiembre de 1998. ET Docket No. 98-153.

[8] FCC 00-163, Federal Communications Commission, "Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems". Notice of Proposed Rule Making. 11 de Mayo de 1998. ET Docket No. 98-153.

[9] Kissick WA ed. (2001). The temporal and spectral characteristics of ultrawideband signals. NTIA Report 01-383.

[10] Brunson LK, Camacho JP, Doolan WM, Hinkle RL, Hurt GF, Murray MJ, Najmy FA, Roosa PA, Sole EL (2001). Assessment of compatibility between ultrawideband devices and selected federal systems. NTIA Report 0143.

[11] Joffman JR, Cotton MG, Achatz RJ, Statz RN, Dalke RA (2001). Measurements to determine the potential interference to GPS receivers from ultrawideband transmission systems. NTIA Report 01-384.

[12] FCC 04-285, Federal Communications Commission, "Revision of Part 15 of the commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems", Second Report and Order and Second Memorandum Opinion and Order, ET Docket 98-153, adoptada el 15 de Diciembre de 2004, version completa de 11 de Marzo de 2005.



[13] European Commission, "Mandate to CEPT to harmonize radio spectrum use for Ultrawideband Systems in the European Union", Radio Spectrum Committee, Final, Bruselas, 7 de Abril de 2014.

[14] European Commission, "Fifth Mandate to CEPT on ultra-wideband technology to clarify the technical parameters in view of a potential update of Commission Decision 2007/131/EC", Bruselas, 28 de Mayo de 2012.

[15] ECC, "Final CEPT Report in response to the Second EC Mandate to CEPT to harmonise radio spectrum use for the ultra-wideband systems in the European Union", 12th ECC Meeting, Cascais, 24-28 Octubre 2015.

[16] ECC Decision on the harmonised conditions for devices using Ultra-Wideband (UWB) technology in bands below 10.6 GHz. (ECC/DEC/(06)04)

[17] European Commission, Decision of February 2007 on allowing the use of the radio spectrum for equipment using ultra-wideband technology in a harmonised manner in the Community (2007/131/CE).

[18] Comisión Europea, Decisión de la Comisión de 21 de abril de 2009, 2009/343/CE que modifica la Decisión 2007/131/CE por la que se autoriza la utilización armonizada del espectro radioeléctrico para los equipos que utilizan tecnología de banda ultraancha en la Comunidad.

[19] Decisión ejecutiva de la Comisión de 7 de octubre de 2014, 2014/702/UE que modifica la Decisión 2007/131/CE por la que se autoriza la utilización armonizada del espectro radioeléctrico para los equipos que utilizan tecnología de banda ultraancha en la Comunidad.

[20] Resolución de 25 de mayo de 2011, de la Secretaría de Estado de Telecomunicaciones y para la Sociedad de la Información, por la que se publican los requisitos técnicos de las interfaces radioeléctricas IR-184 e IR-185 para los dispositivos de baja potencia y banda ultra ancha (UWB) para aplicaciones genéricas y para análisis de materiales de construcción (BMA) respectivamente. BOE Núm. 135 de 7 de Junio de 2011.

[21] "Investigation on the Potential Impact of UWB transmission systems", report (RA0699/TDOC/99/02), Multiple Access Communications Limited, Febrero 2000.

[22] Theodore S. Rappaport. "Wireless Communications", Prentice Hall PTR. New Yersey, 1996.

[23] Problems of Randomness in Communication Engineering, Cattermole & O'Reilly, Ch.1, London, Pentech Press, 1984.

[24] B. Sklar, "Rayleigh faiding channels in mobile digital communication systems part I: characterisation", IEEE Communications Magazine, Julio de 1997, pp. 90-99.

[25] MAGNET deliverable D3.1.2a, "PAN Channel Characterisation (Part I)", 31 de Octubre 2004.

[26] MAGNET deliverable D3.1.2b, "PAN Channel Characterisation (Part II)", 25 de Junio 2005.

Contribución a la regulación de la tecnología UWB en Europa



[27] B. Quijano, G. Valera, A. Álvarez, R. Torres, J.L. García, K.S. Shnmugan, "UWB Aggregate Interference on a Cellular Victim Receiver from a Statistical Perspective", IEEE IWUWBS, 2-5 de Junio 2003, Oulu, Finlandia. ISBN: 951-42-7046-0

[28] B. Quijano, G. Valera, A. Álvarez, R. Torres, J.L. García, K.S. Shanmugan, "Statistical Modelling of UWB Aggregate Interference", 4th Conference on Telecommunications, Conftele 2003, 18-20 de Junio 2003, Aveiro, Portugal. ISBN: 9729836825, 9789729836824

[29] B. Quijano, G. Valera, A. Álvarez, R. Torres, J.L. García, K.S. Shanmugan, "Study of UWB Coexistence with Narrowband Receivers", IST Mobile and Wireless Communications Summit (IST Mobile Summit) 2003, 15-18 Junio 2003, Aveiro, Portugal.

[30] Ericsson "Generic power spectral density limits for a single UWB interferer" contribution to WGPT SE24 meeting, Dec 2002

[31] "Comunicaciones móviles GSM"; José María Hernando Rábanos; Editorial Fundación Airtel; Madrid, 1999

[32] GSM 05-05 ETSI TS 100 910 Digital cellular telecommunications system (Phase 2+) "Radio transmission and reception" (3 GPP TS 05.05 version 8.9.0 Release 1999)

[33] Laiho Jaana, Wacker Achim, Novosad Tomas, Radio Network Planning and Optimisation for UMTS, John Wiley & Sons, Ltd

[34] Mason Communications Ltd, "Impact of UWB on Third-Generation Tele-communications (3G) Final Report", Radiocommunications Agency. February 2003

[35] Radiocommunicatios Study Group, "Revision 2 to Document 8F/TEMP/6-E" 15 October 2003

[36] "CDMA for Wireless Personal Communications"; Ramjee Prasad; Artech House;London

[37] "Comunicaciones Móviles de Tercera Generación"; J. M. Hernando Rábanos, C. Lluch Mesquida; Telefónica Móviles de España, S.A. Madrid.

[38] UCAN Deliverable D32, "Co-existence to other systems", 19 Enero 2004

[39] http://www.keysight.com/en/pd-1000000847%3Aepsg%3Apro-pn-E5515C/8960-series-10wireless-communications-test-set?cc=ES&lc=eng

[40] GPIB Command Syntax for E1963A -W-CDMA Mobile Test Application Revision A.05 and E6703B W-CDMA Lab Application Revision B.01, Agilent Technologies.

[41] 3GPP TS 34.121 V5.3.1: 3rd generation partnership project, technical specification group terminals, technical conformance specification, radio transmission and reception (FDD), release 5.

[42]ETSI ETS 300 341, "Technical Characteristics and Test Conditions for Radio Equipment Using an Integral Antenna Transmitting Signals to Initiate a Specific Response in the Receiver", July 1995



[43] ETSI document, "Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM); Short Range Devices (SRD) using Ultra Wide Band technology (UWB) for communications purposes (EN 302 065)", DEN/ERM-TG31A-0112-1, Ver. 1.1.1, April 2002