

MANUEL LOBEIRA RUBIO

TESIS DOCTORAL

2016

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA DE COMUNICACIONES
TESIS DOCTORAL



LOCALIZACIÓN Y ENERGÍA
EN REDES INALÁMBRICAS:
RETOS Y APLICACIONES AL DISEÑO

DOCTORANDO: MANUEL LOBEIRA RUBIO

SANTANDER, 2016

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA DE COMUNICACIONES



TESIS DOCTORAL

**Localización y Energía en Redes
Inalámbricas:
Retos y Aplicaciones al Diseño**

Manuel Lobeira Rubio

2016

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA DE COMUNICACIONES



TESIS DOCTORAL

**Localización y Energía en Redes
Inalámbricas:
Retos y Aplicaciones al Diseño**

Autor: *Manuel Lobeira Rubio*

Director: *José Ángel García García*

Santander, Enero de 2016

Certificado del Director de la Tesis

José Ángel García García, Profesor Titular de Universidad, del Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria

HACE CONSTAR

Que el trabajo titulado "Localización y Energía en Redes Inalámbricas: Retos y Aplicaciones al Diseño" presentado por Manuel Lobeira Rubio, para optar al título de Doctor por la Universidad de Cantabria, 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.

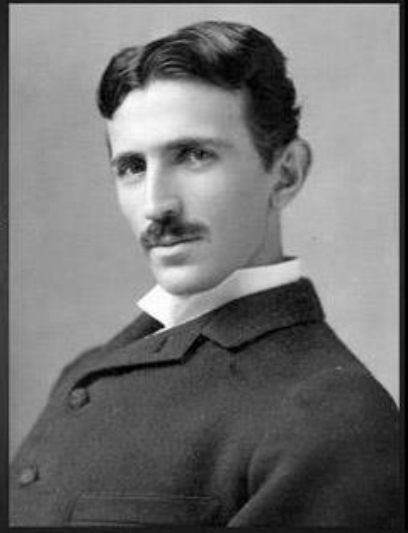
Santander, 27 de Enero de 2016

Fdo. José Ángel García García

Nikola Tesla

(1856 – 1943)

"Un instrumento barato, no más grande que un reloj, permitirá a su portador escuchar en cualquier lado, en el mar o en tierra, música o canciones, o un discurso de un líder político, dictado en cualquier otro sitio, distante. Del mismo modo, cualquier dibujo o impresión podrá ser transferida de un lugar a otro".



*"Nunca andes por el camino trazado,
pues él te conduce únicamente
hacia donde los otros fueron"*
Graham Bell

*"Los científicos estudian el mundo tal como es,
los ingenieros crean el mundo que nunca ha sido"*
Theodore von Karman

*"Si supiese qué es lo que estoy haciendo,
no lo llamaría investigación, ¿verdad?"*
Albert Einstein

Resumen

Las investigaciones de Maxwell, Hertz, Tesla, Popov, Marconi y Cervera contribuyeron a que se realizasen las primeras transmisiones inalámbricas, y desde entonces el universo de radiofrecuencia no ha hecho sino expandirse globalmente y estar presente en casi todas las actividades que se realizan hoy en el mundo. Lógicamente, para un ingeniero de telecomunicaciones, este escenario actual representa un maravilloso campo de estudio sobre el que poder investigar nuevas y desafiantes capacidades.

El primer objetivo de este trabajo es mostrar el conocimiento del medio radio como eje fundamental en los sistemas de comunicaciones. Parámetros temporales y frecuenciales de respuesta pueden, y deben, influir en las decisiones de los diseñadores, a fin de adaptarse de mejor forma al medio y realizar un diseño óptimo del sistema. La caracterización y el modelado de canal para diversos sistemas han sido incluidos en ese apartado.

El segundo punto que este estudio quiere resaltar es la aplicación de los conocimientos del medio radio al diseño de los sistemas. El diseño, la implementación y la medida de varios frontales de RF quedan cubiertos en esa sección.

Dentro de los sistemas considerados, las redes de sensores adquieren un lugar predominante, por sus elevados campos de uso, sus múltiples campos de investigación asociados (tecnologías de transmisión, sistemas de enrutamiento, algoritmos de localización, sistemas de gestión energética, etc.), y su elevado potencial de explotación, máxime con la eclosión del mundo IoT y el concepto de Industria 4.0. Soluciones basadas en FM-UWB serán también diseñadas, implementadas y medidas. Sus amplias capacidades han hecho que se haya podido trabajar en la estandarización para que termine siendo capa física de redes de área corporal inalámbricas (IEEE) y una de las alternativas seleccionada los sistemas inalámbricos de salud electrónica en Europa (ETSI).

Las situaciones de propagación LOS y NLOS, además de condicionar el alcance del sistema, tendrán, como se verá a lo largo de la tesis, una influencia superlativa en los errores de localización, lo que dará lugar a la necesidad de plantear y evaluar diferentes técnicas de mitigación de dichos efectos en los algoritmos de evaluación de las posiciones. La localización de los diversos nodos de comunicaciones en las redes inalámbricas ocupa otro de los lugares estelares en la tesis, ya que su interrelación y dependencia con las condiciones de propagación y el diseño del sistema es extrema.

Los diferentes algoritmos y técnicas evaluados, junto con los impactos en la complejidad computacional y el consumo de energía derivado, llevan, de forma inevitable, a tratar los retos de la eficiencia y la gestión de la energía en las redes inalámbricas. La transmisión inalámbrica de energía, como uno de los sistemas de captación más prometedores, ha sido analizada, particularizando las investigaciones para el caso de las redes de sensores inalámbricos. Se han estudiado topologías de alta eficiencia (clase E), cubriéndose el diseño de rectificadores muy eficientes y de bajo coste. Los montajes y las medidas de su implementación, y su incorporación a experimentos más ambiciosos como la transmisión inalámbrica de energía en AC, también han sido cubiertos en esta tesis.

Abstract

Investigations made by Maxwell, Hertz, Tesla, Popov, Marconi and Cervera lead to the first wireless transmissions. Since then, the RF universe is expanding globally, being present in almost every activity being performed nowadays in the world. Obviously, this situation is an amazing study case for an electrical engineer, permitting the research on challenging new capabilities.

The first goal of this document is to present the radio channel information as a key element in communication systems. Time and frequency parameters, can, and should, influence on designer's decisions, aimed at optimizing the system design by better fitting to the radio effects. Channel characterization and modeling for different systems were included in this section.

Secondly, the use of the channel characteristics to decide system features and transmission-reception schemes is promoted and justified. Design, prototyping and measurement of different systems RF front-ends were covered in this part.

Within all the systems considered, wireless sensor networks are a key player, given the large number of related research topics (transmission

technologies, routing protocols, location algorithms, energy management systems, etc.), their applicability to different market/scenarios, as well as their high business potential, even higher now after IoT and Industry 4.0 booms. FM-UWB based solution were also designed, built and measured. Standardization activities, based on its robust and efficient performance, lead to its selection for the WBAN PHY (IEEE) or being elected for wireless e-health systems in Europe (ETSI).

LOS and NLOS propagation, apart from limiting the communications range, have a superlative impact on location errors (as will be shown in this dissertation), thus, different mitigation techniques will be presented and tested. Given the extreme relation with (and dependency on) the propagation conditions and the system design, location of wireless nodes becomes one of the core topics of this dissertation.

Different algorithms and techniques were evaluated, jointly with their impact on the computational burden and the inherent power consumption, undoubtedly lead to cover challenges of efficiency and power management in wireless networks. Wireless Power Transfer, as one of the most promising energy harvesting techniques, was analyzed, focusing the research on the wireless sensor networks case. High efficiency topologies (Class-E) were studied, including the design of low cost and high efficiency rectifiers. Prototyping and test reports, together with the participation in wider experiments oriented to AC wireless power transmission, were also covered in this dissertation.

Índice

Introducción.....	1
Capítulo 1: Canal a 17 GHz para WLAN en Interiores.....	7
1.1 Parámetros Empleados	8
1.1.1 Parámetros de banda ancha.....	8
1.1.2 Parámetros de cobertura	9
1.2 Caracterización y Resultados	9
1.2.1 Herramienta y Escenarios	9
1.2.2 Resultados	10
1.3 Aplicación al Diseño del Sistema	12
1.4 Conclusiones	16
Referencias	17
Capítulo 2: Implementación WLAN y Caracterización	19
2.1 Inclusión del ruido de fase.....	19
2.1.1 Origen del Ruido de Fase.....	19
2.1.2 Consecuencias del Ruido de Fase.....	21
2.1.3 Influencia en el sistema e implementaciones hardware	22
2.2 Descripción del sistema.....	24
2.2.1 Sección de IF	24
2.2.2 Sección de RF	26
2.3 Caracterización	29
2.4 Conclusiones	32
Referencias	33
Capítulo 3: Canal a 40 GHz y Sistema MVDS	35
3.1 Antecedentes.....	35
3.2 Objetivos del Proyecto	37
3.3 Balance del Enlace	38
3.3.1 Estudios de Propagación.....	38
3.3.2 Mínimos de Calidad.....	40
3.3.3 Evaluación del Enlace.....	41
3.3.4 Estudio de la sensibilidad	42
3.4 Análisis de Coberturas	43
3.4.1 Efecto de la lluvia	43

3.4.2 Cobertura por reflexión	46
3.5 Conclusiones	48
Referencias	49
Capítulo 4: Sistema MVDS y Caracterización	51
4.1 Búsqueda de componentes	51
4.2 Verificación del Balance de Potencias	52
4.3 Montajes	54
4.4 Caracterización y Pruebas de Campo	56
4.4.1 Primera prueba, en interiores.....	56
4.4.2 Medida en campo abierto, de la azotea del edificio de la ETSIIT, a una terraza del edificio de la EICCP.....	58
4.4.3 Medida en interiores, pasillo del CDTUC.....	59
4.4.4 Medida final en exteriores.....	62
4.5 Conclusiones	68
Referencias	70
Capítulo 5: UWB, Técnicas y Canal.....	71
5.1 Concepto y Técnicas de Banda Ultra Ancha.....	71
5.1.1 Impulse Radio.....	72
5.1.2 UWB-FM.....	73
5.1.3 MBO	75
5.2 Canal IR-UWB.....	76
5.3 Regulación y Estandarización	78
5.4 Conclusiones	79
Referencias	80
Capítulo 6: Localización en Sistemas Inalámbricos	83
6.1 Topologías del sistema.....	84
6.2 Métodos de Medida.....	84
6.2.1 AOA.....	85
6.2.2 RSS	85
6.2.3 Medidas temporales.....	86
6.3 Algoritmos de localización basados en medidas temporales	89
6.3.1 Procesamiento de las medidas TOA y TDOA	89
6.3.2 Determinación de la posición del terminal móvil	90
6.4 Errores en la estimación de la posición.....	90
6.5 Minimización de errores	93

Índice

6.6 Minimización de errores NLOS.....	99
6.6.1 “NLOS Mitigation”.....	99
6.6.2 Comentarios sobre las técnicas NLOS <i>actuales</i>	102
6.7 Localización basada en la tecnología UWB	104
6.8 Conclusiones	106
Referencias.....	107
Capítulo 7: eHealth, redes de sensores y FM-UWB	113
7.1 Descripción del sistema.....	113
7.2 Regulación y estandarización	121
7.3 Conclusiones	123
Capítulo 8: Captación y Gestión de la Energía	125
8.1 Introducción	125
8.2 Subsistema de captación de energía	128
8.2.1 Célula fotoeléctrica	128
8.2.2 Baterías	130
8.2.3 Wireless Power Transfer	133
8.3 Subsistema de almacenamiento de energía	139
8.4 Subsistema de gestión de energía	141
8.5 Diseño	146
8.6 Integración.....	152
8.7 Conclusiones	157
Conclusiones y Líneas Futuras	161
Anexo I - Amplificadores y Rectificadores Clase E	165
AI.1 Amplificador conmutado Clase E	166
AI.2 Principio de Dualidad	177
AI.3 Rectificador Clase E.....	178
Anexo II- Lista de Publicaciones	181
AII.1 Libros.....	181
AII.2 Revistas Internacionales	181
AII.3 Organismos de Estandarización Internacionales.....	182
AII.4 Congresos Internacionales	183
AII.5 Congresos Nacionales.....	185
Anexo III- Indicios de Calidad de Revistas y Congresos IEEE.....	187

Lista de Figuras

Fig. 1.1: Hall de la ETSIIT, visión 2D y 3D	9
Fig. 1.2: CDF del ancho de banda de coherencia	10
Fig. 1.3: CDF de la dispersión de retardo rms (RDS)	10
Fig. 1.4: CDF del retardo máximo; criterio 20 dB (izda), criterio 30 dB (dcha)	11
Fig. 1.5: Mapa de cobertura del hall para EIRP =30 dBm	11
Fig. 1.6: CDF del exponente de propagación, 'n'	12
Fig. 1.7: Crecimiento del espectro al pasar por el amplificador	14
Fig. 1.8: Evaluación de la interferencia cocanal.....	15
Fig. 2.1: Distribución de potencia de un oscilador real (izda), Ejemplo de densidad de potencia del ruido de fase (dcha)	20
Fig. 2.2: Ejemplo de rotación de los símbolos por influencia del ruido de fase	21
Fig. 2.3: Respuesta del transmisor de IF.....	24
Fig. 2.4: Diagrama de la sección IF.....	25
Fig. 2.5: Diagrama de la sección de RF.....	26
Fig. 2.6: Caja del driver y HPA (izda), caja del receptor (dcha).....	28
Fig. 2.7: Antena de mono parche (izda), de seis caras (centro) y monopolo (dcha)	29
Fig. 2.8: Esquema de medidas de rango	29
Fig. 2.9: Medidas de alcance (I)	30
Fig. 2.10: Medidas de alcance (II)	31
Fig. 3.1: Dibujo explicativo del entorno de aplicación	36
Fig. 3.2: Propagación LOS, si al menos el 80% de la primera zona de Fresnel está libre de obstáculos, las pérdidas serán las de espacio libre.	39
Fig. 3.3a: Balance del enlace Estación Base – Usuario	41
Fig. 3.3b: Balance del enlace Usuario - Estación Base.....	41
Fig. 3.4: Diagrama de radiación de la antena sectorial.....	44
Fig. 3.5: Coberturas del sistema MVDS en función de la disponibilidad por lluvia	45

Fig. 3.6: Coberturas del sistema MVDS en función de la disponibilidad por lluvia (escalado Y)	45
Fig. 3.7: SNR en función de la distancia y la disponibilidad.....	47
Fig. 3.8: SNR para cobertura en entornos NLOS, disponibilidad según lluvia	48
Fig. 4.1: Balance de potencias del enlace BS-Usuario	52
Fig. 4.2: Balance de potencias del enlace Usuario-BS	53
Fig. 4.3: Subsistema transmisor de RF con salida en conector K.....	55
Fig. 4.4: Transición guía de onda - microstrip – guía de onda	55
Fig. 4.5: Subsistema transmisor de RF con salida en guía.....	56
Fig. 4.6: Medida en interior para la caracterización de las antenas.	57
Fig. 4.7: Montaje de la medida a campo abierto	58
Fig. 4.8: Disposición de los equipos en las medidas a lo largo del pasillo	60
Fig. 4.9: Representación de la variación del ángulo sólido	61
Fig. 4.10: Simulación de la antena de 40 GHz	61
Fig. 4.11: Esquema del montaje de medida en el pasillo del CDTUC	62
Fig. 4.12: Medida final en exteriores	63
Fig. 4.13: Área final de cobertura (% tiempo) con antenas de test.....	65
Fig. 4.14: Área final de cobertura (% tiempo)	65
Fig. 4.15: SNR en función de la disponibilidad por lluvia	66
Fig. 4.16: Alcance máximo de cobertura NLOS en función de la lluvia.....	67
Fig. 4.17: Cobertura NLOS en función de la disponibilidad por lluvia.....	67
Fig. 5.1: Pulso de UWB, en el tiempo (a) y en la frecuencia (b)	72
Fig. 5.2: Transmisor UWB con TH-PPM	73
Fig. 5.3: Receptor UWB para IR basado en correlador	73
Fig. 5.4: Diagrama de bloques de un transmisor UWB-FM	74
Fig. 5.5: Visión temporal de las señales de datos $d(t)$, sub-portadora $m(t)$ y FM-UWB $V(t)$	74
Fig. 5.6: Densidad espectral de potencia de la portadora no modulada a 4 GHz, y la señal UWB-FM obtenida con $f_{SUB} = 1$ MHz y $\beta=600$	74
Fig. 5.7: Diagrama de bloques de un demodulador UWB-FM.....	75
Fig. 5.8: Distribución frecuencial de los sistemas MBO.....	75
Fig. 5.9: Arquitectura de un sistema UWB MB-OFDM	76

Fig. 5.10: Diagrama del sistema de medida empleado	77
Fig. 5.11: Campaña de medidas para coexistencia entre IR-UWB y WLAN.....	79
Fig. 6.1: Método AOA: tres estaciones piloto fijas (A, B, C) proporcionan señales que permiten al terminal móvil (P) determinar su posición.....	85
Fig. 6.2: Localización empleando un modelo de propagación para determinar la posición del terminal móvil (L_1 y L_2 denotan las pérdidas de propagación medidas)	86
Fig. 6.3: Posicionamiento basado en medidas del tipo TOA	86
Fig. 6.4: Localización basada en medidas TDOA.....	87
Fig. 6.5: Error de posicionamiento en medidas TOA	91
Fig. 6.6: Ejemplo del efecto cerca-lejos en la localización inalámbrica en sistemas celulares	92
Fig. 6.7: Comparativa de error en la estimación, técnica TOA	93
Fig. 6.8: Reducción de errores vía promediado, caso TDOA.....	94
Fig. 6.9: Escenario de referencia, tres estaciones base y seiscientas localizaciones	95
Fig. 6.10: CDF de los errores con TOA y TDOA	95
Fig. 6.11: Comparativa GDOP entre TOA y TDOA.....	96
Fig. 6.12: Precisión TOA vs TDOA según lejanía a estaciones de referencia	97
Fig. 6.13: Bloques funcionales de estimador Bayesiano	98
Fig. 6.14: CDF de los errores de localización, TOA, TDOA y Bayes.....	98
Fig. 6.15: CDF de errores de localización, TOA, TDOA y Bayes, BS3 en NLOS.....	101
Fig. 6.16: CDF de errores de localización, TOA, TDOA y Bayes, corrección de BS3 en NLOS.....	101
Fig. 6.17: Concepto POSIRIS.....	105
Fig. 7.1: Bloques funcionales del sistema radio transceptor FM-UWB.....	114
Fig. 7.2: Bloques funcionales de la generación de la señal de RF.....	115
Fig. 7.3: Imagen central del VCO (izda), layout (centro) y microfotografía del IC del transmisor FM-UWB completo (dcha)	116
Fig. 7.4: Respuesta frecuencial del transmisor para un barrido de 1 GHz	117

Fig. 7.5: Imágenes del prototipo, placas de integración RF y BB	117
Fig. 7.6: Imágenes de los IC del transmisor integrados en SoP.....	118
Fig. 7.7: Medidas de BER en cuatro receptores	118
Fig. 7.8: Prototipo en medidas radiadas (izda) y conducidas (dcha)	119
Fig. 7.9: Campaña de medidas en laboratorio (izda) y cafetería (dcha)	119
Fig. 7.10: Margen de enlace medido en entornos de laboratorio y cafetería	119
Fig. 7.11: Demo y stand en el ICT Event de Estocolmo	120
Fig. 8.1: Número de publicaciones IEEE (por año) que contienen las palabras clave "Energy Harvesting"	126
Fig. 8.2: Evolución de la eficiencia en celdas solares de investigación [2]	127
Fig. 8.3: Diagrama de bloques de un nodo inalámbrico con captación de energía	128
Fig. 8.4: Modelo simplificado (a), Curva I-V (b) y Curva potencia vs resistencia de carga (c) de una célula fotoeléctrica.....	129
Fig. 8.5: Dispositivo IoT alimentado con energía fotoeléctrica.....	130
Fig. 8.6: Curva de descarga típica de una batería SS recargable (CBC-012)	132
Fig. 8.7: Resumen histórico de la transmisión inalámbrica de energía.....	134
Fig. 8.8: Iniciativa de recarga inalámbrica de móviles en conocida cadena de cafeterías	135
Fig. 8.9: Número de publicaciones IEEE (por año) que contienen las palabras clave "Wireless Power"	136
Fig. 8.10: Estructura simplificada de una rectena.....	137
Fig. 8.11: Ejemplos de rectenas (a) Univ. De Colorado (8,5-12,2 GHz) [21], (b) UPC-Georgia Tech. (banda dual, 915 MHz y 2,45 GHz) [22], (c) Univ. De Hokkaido (2,45 GHz)[23], (d) Thin-film de Brown (2,45 GHz) [24].....	137
Fig. 8.12: Eficiencia y conducción en diversas clases de amplificadores	138
Fig. 8.13: Modo de operación de un amplificador clase AB	138
Fig. 8.14: Densidad de energía vs densidad de potencia para diversos tipos de almacenamiento de energía.....	140

Fig. 8.15: Esquemático de un conversor lineal genérico	141
Fig. 8.16: Esquemático de un regulador conmutado-bobina (a) buck (descendente) y (b) boost (ascendente) [30]	143
Fig. 8.17: Esquemático de un regulador conmutado-condensador (a) buck (descendente) y (b) boost (ascendente) [32].....	143
Fig. 8.18: Intercambio de carga entre dos condensadores conectados por un conmutador.....	144
Fig. 8.19: Diagrama de bloques de un subsistema de gestión básico	145
Fig. 8.20: Resultados de MANGA: (a) Amplificador Clase E, (b) Set- up de medidas.....	147
Fig. 8.21: Portal de la COST Action IC 1301 – WIPE y lista de socios originales.....	147
Fig. 8.22: Rectificador Clase E con circuito paralelo, esquemático (a) e implementación (b)	148
Fig. 8.23: Rectificador Clase E en configuración original, esquemático (a) e implementación (b)	149
Fig. 8.24: Medida del rectificador paralelo. Tensión de DC y eficiencia en función de la amplitud de la señal de entrada (915 MHz)	149
Fig. 8.25: Rectificador clase E paralelo, parámetros de salida en función de la resistencia de carga	150
Fig. 8.26: Rectificador clase E original, parámetros de salida en función de la resistencia de carga	150
Fig. 8.27: Diagrama de la arquitectura WPT AC propuesta	151
Fig. 8.28: Ramas rectificadoras del conversor RF-AC, Fotografías con detalles de la implementación (a) y semisinusoides recuperadas y salida AC del transformador (b)	152
Fig. 8.29: Diagrama del bloques de configuración posible para CC430F6137	153
Fig. 8.30: Nodo inalámbrico con sensor de temperatura para prueba de integración	153
Fig. 8.31: Corriente, voltaje, resistencia y potencia desde el arranque a la transmisión	154
Fig. 8.32: Detalle de la curva de impedancia	155

Fig. 8.33: Diagrama de conexión al subsistema de gestión de la energía.....	156
Fig. AI.1: Circuito de alta eficiencia clase E original	167
Fig. AI.2: Circuito de alta eficiencia clase E asumiendo corriente sinusoidal en la carga.....	168
Fig. AI.3: Formas teóricas de la corriente y la tensión en un conmutador Clase E	170
Fig. AI.4: Formas de onda de corriente y tensión en estado OFF y ON respectivamente [3]	171
Fig. AI.5: Red de carga externa vista por el dispositivo conmutador a frecuencias de RF.....	174
Fig. AI.6: Circuito clase E con elementos discretos (L serie, C paralelo).....	176
Fig. AI.7: Red de carga externa del circuito clase E con elementos discretos (L serie, C paralelo) vista a la salida del dispositivo conmutador a la frecuencia de trabajo.....	176
Fig. AI.8: Red N con su dual tensión-corriente N^* (VC DUALS) y su dual invertido en el tiempo $N^\#$ (TR DUALS)	177

Lista de Tablas

Tabla 1.1: Valor medio del exponente de las pérdidas de propagación	12
Tabla 2.1: Ruido de fase con TCXO y PLL simple	23
Tabla 2.2: Ruido de fase con DROs y PLL complejo	23
Tabla 2.3: Máscara para el "Untracked phase noise" con una contribución total de 1,5° rms	24
Tabla 2.4 Ruido de fase acumulado del DRO.....	27
Tabla 2.5: Medidas de alcance (I)	30
Tabla 2.6: Medidas de alcance (II).....	31
Tabla 3.1: Comparación de sistemas de banda ancha inalámbricos	37
Tabla 3.2: Intensidad de lluvia y atenuación específica (f=42 GHz, polarización horizontal), para ciertos porcentajes de tiempo 'p' de un año medio en las zonas climáticas 'E', 'H' y 'K' (ITU-R Rec. 837-1)	39
Tabla 3.3: Pérdidas del enlace ascendente y descendente	40
Tabla 3.4: Relación entre modulaciones y SNR	40
Tabla 3.5: Parámetros necesarios en cada modulación	42
Tabla 3.6: Alcance máximo del sistema diseñado en función de la disponibilidad por efecto de la lluvia	44
Tabla 4.1: Medidas realizadas en el pasillo de la segunda planta del CDTUC	59
Tabla 4.2: Alcance máximo del sistema implementado en función de la disponibilidad por efecto de la lluvia (con antenas de los tests).....	64
Tabla 4.3: Alcance máximo del sistema implementado en función de la disponibilidad por efecto de la lluvia (con antenas originales)	66
Tabla 5.1: Balances de potencia para sistemas UWB MB-OFDM	76
Tabla 7.1: Especificaciones del sistema FM-UWB en banda superior.....	115
Tabla 7.2: Frecuencias centrales de los canales en la banda superior.....	115

Tabla 7.3: Comparación de requerimientos iniciales y valores obtenidos	120
Tabla 8.1: Potencial de captación energética según tipo de fuente [1]	126
Tabla 8.2: Baterías para dispositivos ehealth y nodos inalámbricos	131
Tabla 8.3: Características técnicas de sensores ehealth empleados en WBAN	133
Tabla 8.4: Sistemas comerciales y en desarrollo de carga inalámbrica	135
Tabla 8.5: Soluciones de almacenamiento de energía	139
Tabla 8.6: Chips para subsistema de gestión de energía	146
Tabla 8.7: Características del subsistema de gestión de energía escogido	155
Tabla 8.8: Candidatos al subsistema de almacenamiento	156

Lista de Acrónimos

AC	Alternating Current
ACD	Analog to Digital Converter
AM	Amplitude Modulation
AOA	Angle Of Arrival
ASK	Amplitude Shift Keying
BAN	Body Area Network
BB	Base Band
BER	Bit Error Rate
BS	Base Station
BW	Band Width
CDF	Cumulative Distribution Function
CDMA	Code Division Multiple Access
CDTUC	Centro de Desarrollo Tecnológico de la Universidad de Cantabria
CEN	Comité Européen de Normalisation
CENELEC	Comité Européen de Normalisation Electrotechnique
CEPT	Conférence Européenne des administrations des Postes et des Télécommunications
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
COSPAS	Cosmicheskaya Sistema Poiska Unvariynyh Sudov
DAA	Detect And Avoidance
DAC	Digital to Analog Converter
DBS	Digital Broadcast via Satellite
DC	Direct Current
DCS	Digital Cellular Service
DDS	Direct digital Synthesis
DF	Direction Finding
DICOM	Departamento de Ingeniería de Comunicaciones
DLL	Delayed Locked Loop
DRO	Dielectric Resonator Oscillator
DS-CDMA	Direct Sequence Code Division Multiple Access
DSP	Digital Signal Processor
EICCP	Escuela de Ingeniería de Caminos Canales y Puertos
E-pHEMT	Enhancement-mode Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor
ESA	European Space Agency
ESR	Equivalent Series Resistance
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
ETSIIT	Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales y de Telecomunicaciones
FCC	Federal Communications Commission
FET	Field-Effect Transistor

FM	Frequency Modulation
FM-UWB	Frequency Modulated – Ultra Wide Band
FPGA	Field Programable Gate Array
FSDT	Frequency Selective Digital Transmission
FSK	Frequency Shift Keying
GaAs	Gallium Arsenide
GaN	Gallium Nitride
GDOP	Geometric Dilution Of Precision
GLONASS	Global Navigation Satellite System
GNSS	Global Navigation Satellite Services
GPS	Global Positioning System
GSM	Global System for Mobile Communications
HBC	Human Body Communications
HBT	Heterojunction Bipolar Transistor
HEMT	High Electron Mobility Transistor
HLOP	Hybrid Lines Of Position
HPA	High Power Amplifier
I ² C	Inter Integrated Circuit
IEEE	Institute of Electrical and Electronic Engineers
IF	Intermediate Frequency
IoT	Internet of Things
IR	Impulse Radio
ITFS	Instructional Televisión Fixed Service
ITU	International Telecommunications Union
JCR	Journal Citation Reports
LDC	Low Duty Cycle
LMDS	Local Multipoint Distribution Service
LNA	Low Noise Amplifier
LOS	Line Of Sight
MBO	Multi Band OFDM
MESFET	MEtal–Semiconductor Field-Effect Transistor
MICS	Medical Implant Communication Service
MMDS	Microwave Multipoint Distribution Service
MMIC	Microwave Monolithic Integrated Circuit
MOSFET	Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor
MVDS	Microwave Video Distribution System
MWS	Multimedia Wireless System
NF	Noise Figure
NLOS	Non Line Of Sight
NMOS	Negative-Channel Metal Oxide Semiconductor
OA	Output Amplifier
OBO	Output Back-Off
OCO	Operational Co-Ordination Group
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing

OLOS	Obstructed Line Of Sight
OOK	On-Off Keying
PA	Power Amplifier
PAE	Power-Added Efficiency
PAN	Personal Area Network
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PC	Personal Computer
PCMCIA	Personal Computer Memory Card International Association
PDP	Power Delay Profile
PHY	Physical Layer
PIRE	Potencia Isotrópica Radiada Equivalente
PLL	Phase-Locked Loop
PMIC	Power Management Integrated Circuit
PMOS	Positive-Channel Metal Oxide Semiconductor
PN	Pseudo Noise
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RADAR	RADio Detection And Ranging
RDS	RMS Delay Spread
RF	Radio Frequency
RFID	Radio Frequency IDentification
RMS	Root Mean Squared
RSS	Received Signal Strength
RTOF	Round Trip Of Flight
Rx	Receiver
SARSAT	Search And Rescue Satellite-Aided Tracking
SMA	SubMiniature version A
SNR	Signal to Noise Ratio
SS	Solid State
SoC	System on Chip
SoP	System on Package
STF	Special Task Force
TCXO	Temperature Controlled Crystal Oscillator
TDOA	Time Difference Of Arrival
TEG	Thermo-Electric Generator
TFC	Trabajo Fin de Carrera
TH-PPM	Time Hopping Pulse Position Modulation
TOA	Time OF Arrival
TRAC	Telefonía rural de Acceso Celular
TSA	Taylor Series Algorithm
Tx	Transmitter
UC	Universidad de Cantabria
UE	Unión Europea
UHF	Ultra High Frequency

UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
UWB	Ultra Wide Band
VCO	Voltage Controlled Oscillator
VHF	Very High Frequency
WBAN	Wireless Body Area Network
WIPE	Wireless Power Transmission for Sustainable Electronics
WLAN	Wireless Local Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Network
WPT	Wireless Power Transfer
ZCR	Zero Crossing Rate
ZVDS	Zero Voltage Derivative Switching
ZVS	Zero Voltage Switching

Introducción

Como no podía ser de otra forma, cursando las investigaciones en el Departamento de Ingeniería de Comunicaciones, este estudio versa sobre diversos ámbitos de los sistemas de comunicaciones.

La evolución del ser humano viene acompañada de nuevas formas de expresión y comunicación, abriendo, con cada nuevo paso, un universo de posibilidades limitadas, únicamente, por el estado instantáneo de la ciencia, en aquella época, y de la tecnología, en la actualidad.

Uno de estos pasos fundamentales ocurrió en 1873 cuando el físico escocés James Clerk Maxwell formuló la teoría de las ondas electromagnéticas. A partir de ahí, brillantes mentes como Hertz, Tesla, Popov, Marconi y Cervera contribuyeron a que se realizasen las primeras transmisiones inalámbricas, que ya en 1901 tuvieron alcance transatlántico.

Las posibilidades de estas nuevas comunicaciones no ligadas a una infraestructura fija de cableado eran inmensas, tal y como somos capaces de comprobar, en parte, en la actualidad, a través de las comunicaciones por satélite, la telefonía móvil, los mandos a distancia, la radio, la difusión

de televisión, los enlaces bluetooth, la archiconocida wi-fi y un largo etcétera.

El proceso de desarrollo de los nuevos sistemas sigue a grandes rasgos los siguientes pasos:

- Nuevas necesidades
- Estudio del medio
- Diseño del sistema
- Desarrollo e Integración
- Estandarización
- Comercialización

Resulta obvio que los puntos que, por su perfil, un ingeniero/investigador está más acostumbrado a tratar son los relativos al diseño del sistema y a su desarrollo, en un primer lugar, el estudio del medio, algo menos, quedando el resto de tareas algo más atrás en las ocupaciones habituales; si acaso la más relacionada, la estandarización.

Por fortuna, el trabajo del autor ha estado distribuido a lo largo de los cuatro elementos ya mencionados como los más habituales para un Ingeniero de Telecomunicaciones: Estudio del medio, diseño del sistema, y el desarrollo e integración del mismo, realizándose las iteraciones habituales: realimentando los procesos con los resultados limitantes obtenidos en las diversas fases intermedias.

Así mismo, durante la evolución de los trabajos, ha sido posible realizar aportaciones a diversos organismos de estandarización con los resultados de las investigaciones y el conocimiento generado sobre la tecnología y el mercado.

La labor ha sido realizada a lo largo de los últimos tres lustros, adaptando la intensidad a las limitaciones profesionales y familiares, que han ido en aumento. Las investigaciones serán presentadas de forma cronológica, a fin de mostrar una evolución en los ámbitos de trabajo, razonar dicha progresión, y contextualizar los resultados al grado de madurez tecnológico que existía en aquellos momentos.

El primer objetivo de este trabajo es mostrar el conocimiento del medio radio como eje fundamental en los sistemas de comunicaciones. De todos es sabido que los cálculos de alcances y coberturas necesitan, de forma evidente, una ecuación de pérdidas derivada del conocimiento del canal, lo cual afecta de forma notable al diseño del sistema. Sin embargo, estos comportamientos del medio, relativos a la distribución y absorción de potencias, no son los únicos de los que un diseñador de sistemas puede sacar partido. Parámetros temporales-frecuenciales de respuesta pueden, y deben, influir en las decisiones de los diseñadores, a fin de adaptarse de mejor forma al medio y realizar un diseño óptimo del sistema. Todos estos datos no están siempre disponibles en la extensa literatura especializada, por lo que, a menudo, es necesario llevar a cabo un estudio del canal, para extraer la información necesaria a través de una caracterización del mismo.

Las situaciones de propagación LOS y NLOS, además de condicionar el alcance, tendrán, como se verá a lo largo de la tesis, una influencia superlativa en los errores de localización, lo que dará lugar a la necesidad de plantear y evaluar diferentes técnicas de mitigación de dichos efectos en los algoritmos de evaluación de las posiciones.

El segundo punto que este estudio quiere resaltar es la aplicación de los conocimientos del medio radio al diseño de los sistemas. Resulta evidente, que los datos extraídos de la caracterización, una vez procesados estadísticamente, permiten al diseñador concebir una arquitectura preliminar de su sistema. Sin embargo, la arquitectura óptima de un sistema, no se obtiene sin antes probar varias configuraciones y topologías, para lo cual, los simuladores de sistemas suponen una herramienta crucial, en el ahorro de tiempo y en la garantía de precisión. Sin embargo, los estudios de transmisión no pueden realizarse sin un emulador del canal, lo que requiere que tras el estudio del canal y su caracterización se proceda a un modelado que permita su inclusión en los simuladores de sistemas.

Esta interrelación entre el conocimiento del canal radio y el diseño de sistemas es la que se repite como patrón en el guión de esta tesis, aplicando los conocimientos extraídos del estudio de diversos canales al diseño de varios sistemas. Dentro de los sistemas considerados, las redes de sensores adquieren un lugar predominante, por sus elevados campos de uso, sus múltiples campos de investigación asociados (tecnologías de transmisión, sistemas de enrutamiento, algoritmos de localización, sistemas de gestión energética, etc.), y su elevado potencial de explotación, máxime con la eclosión del mundo IoT y el concepto de Industria 4.0.

La localización de los diversos nodos de comunicaciones en las redes inalámbricas ocupa otro de los lugares estelares en la tesis, ya que su interrelación y dependencia con las condiciones de propagación y el diseño del sistema es extrema. Los diferentes algoritmos y técnicas evaluados, junto con los impactos en la complejidad computacional y el consumo de energía derivado, llevan, de forma inevitable, a tratar la gestión de la energía en las redes inalámbricas como el último de los bastiones a conquistar para poder garantizar el éxito en el uso real de las redes distribuidas y autónomas, garantizando así que terminan por cumplir con las enormes expectativas que sus tremendas capacidades potenciales vaticinan.

Las investigaciones aparecen recogidas en cinco grandes grupos, que se detallan a continuación, y que no se corresponden a la numeración escogida para los capítulos, ya que cinco únicos capítulos habrían resultado de excesiva extensión, y desmesurada pesadez. Como ya hemos comentado con anterioridad, la evolución conceptual de los estudios va pareja a una evolución cronológica de los trabajos.

1. La primera parte de este documento versa sobre el canal y los sistemas de banda ancha, en la banda de 17 GHz. La caracterización y modelado del canal a 17 GHz, como línea continuista del Trabajo Fin de Carrera, así como su aplicación al diseño del sistema, son expuestos en primer término. Además del diseño del sistema, se

incluye su desarrollo e implementación, así como su posterior evaluación. Dentro de esta evaluación, cabe reseñar que se incluyen las medidas de alcance, que validaron el sistema mediante la certificación de que su comportamiento sobre el medio es aquel para el que fue diseñado a partir del estudio de dicho canal.

2. El segundo apartado del estudio versará sobre el canal y diseños de sistemas en la banda de 40 GHz (MVDS). En esta ocasión se parte de una propagación en línea de vista, se calculan coberturas, alcances y disponibilidades antes de implementar el sistema. Una vez implementado el sistema se vuelven a evaluar todos los alcances, a la par que se mide la cobertura. Incluso se plantean técnicas para mejorar los servicios MVDS empleando reflexiones y coberturas en NLOS. En las caracterizaciones de los sistemas se muestra la justificación de comportamientos a partir del conocimiento del medio, y la relación sistemas-canal queda patente una vez más.
3. La tercera parte del documento presenta la aparición de una nueva tecnología de banda ultra ancha, cuyas posibilidades en el campo de los sistemas y los servicios eran más que prometedoras. En este caso, el conocimiento del canal radio, resultaba, a la par que una necesidad, todo un desafío, por la inexistencia de trabajos similares. En este ámbito, el autor tuvo la fortuna de poder colaborar en el estudio realizado, que se presentará de forma somera. Una vez conocido el canal, se realizó el diseño del sistema y, dado que, como veremos, se ocupan bandas frecuenciales ya empleadas por otros servicios, se tuvieron que realizar estudios de coexistencia entre las tecnologías. De nuevo, el autor pudo participar en el diseño de los sistemas y estudios de coexistencias realizados por investigadores cercanos, extrayendo información útil para proseguir su línea de trabajo. En este caso, las inquietudes cubren el problema de la localización, cuyas posibilidades de aplicación permitirían un número elevado de servicios. El estudio presenta la problemática de la localización en el caso específico de los sistemas UWB, es decir, del canal UWB. El objetivo era adaptar algunas de las técnicas más novedosas, como eran el procesado colaborativo o los algoritmos de corrección NLOS, al caso particular de un canal UWB.
4. Una cuarta sección cubre la implementación de un sistema de comunicaciones UWB como elemento validador de una nueva técnica de comunicaciones (FM-UWB), y su postulación como capa física para la estandarización de redes de sensores. Dentro de esa labor de análisis de capacidades, se incluyen los trabajos realizados como contribución a la estandarización de sistemas de salud electrónica, y la identificación de uno de los principales factores limitantes: la autonomía energética de los dispositivos.
5. La quinta parte de este trabajo está dedicada a las técnicas de transmisión inalámbrica de energía, como elemento clave para ampliar las posibilidades de uso de los sistemas distribuidos. Se trata de nuevo de un campo muy prometedor y que, al igual que UWB hace una década, es conceptualmente conocido hace muchos años,

pero para el que la tecnología aún no ha podido dar el soporte necesario, de momento. Debido a esta evolución tecnológica, se presume cercano el umbral a partir del cual será viable un empleo generalizado de éstas técnicas. El objetivo de los trabajos es adelantarse a ese momento, evaluando los rendimientos actuales de diversas topologías. La implementación práctica de dichas topologías y sus implicaciones en el rendimiento del sistema, son también presentadas y analizadas, incluyendo las medidas de los diseños eficientes y de bajo coste realizados en el campo de los rectificadores.

Cabe destacar que el entorno profesional es un elemento limitante, ya que una vez existe en el mercado una solución validada que emplee la tecnología que se estaba investigando, no queda otra que abortar esa línea y evolucionar a segmentos con potencial de explotación comercial.

A fin de facilitar la comprensión de esta memoria, se han incluido introducciones teóricas de conceptos esenciales para la valoración de los trabajos presentados. La profundidad de dichas secciones teóricas ha intentado ser limitada, pidiendo disculpas el autor si no ha sido ése el resultado que la necesidad de incluirlas ha generado.

La distribución de los trabajos, desde el punto de vista de los capítulos es el que se presenta a continuación:

- Capítulo 1: Canal a 17 GHz para WLAN en Interiores
- Capítulo 2: Implementación WLAN y Caracterización
- Capítulo 3: Canal a 40GHz y Sistema MVDS
- Capítulo 4: Sistema MVDS y Caracterización
- Capítulo 5: UWB, Técnicas y Canal
- Capítulo 6: Localización en Sistemas Inalámbricos
- Capítulo 7: eHealth y FM-UWB
- Capítulo 8: Captación y Gestión de Energía
- Conclusiones y Líneas Futuras

Sin más dilación, se da paso al primer capítulo de esta tesis.

Capítulo 1: Canal a 17 GHz para WLAN en Interiores

En este primer capítulo, y a fin de facilitar la comprensión del segundo, que recoge el diseño del sistema a partir de la información extraída del análisis del canal radio, se realizará la presentación de los resultados obtenidos en la caracterización y el modelado del canal a 17 GHz, como continuación al Trabajo Fin de Carrera del autor [1], dentro de las actividades del proyecto europeo WIND-FLEX [2].

Cualquier elemento que se desplaza se ve indudablemente afectado por el medio que atraviesa, y eso es lo que le sucede a las ondas electromagnéticas en las comunicaciones inalámbricas, que son alteradas por el medio en que se propagan, el canal radio. El canal impone restricciones a la calidad de la comunicación, afectando por ejemplo a la máxima tasa binaria permitida, a la probabilidad de error en bit o a la distancia en que el sistema será capaz de operar.

Por tanto, no queda ninguna duda de que la caracterización del canal radio es una tarea importante dentro del proceso de diseño de un sistema de comunicaciones móviles.

1.1 Parámetros Empleados

El establecimiento de un rango estadístico para el comportamiento del perfil potencia retardo (PDP) sobre un área extensa requiere la realización de muchas medidas. En nuestro caso, la caracterización del canal será hecha analizando el valor que toman una serie de parámetros básicos de la respuesta del mismo. Estos parámetros han sido divididos en dos categorías a la hora de ser utilizados en el proceso de evaluación del canal. Por un lado, están los de banda ancha, y por otro, los relacionados con la cobertura.

Para una introducción teórica más extensa y una definición de los parámetros empleados, se puede consultar el TFC del autor, que se extiende más en estos apartados, o bibliografía general sobre comunicaciones inalámbricas y modelos de canal [3].

1.1.1 Parámetros de banda ancha

Dentro de los parámetros de banda ancha han sido incluidos los siguientes:

- Ancho de Banda de Coherencia, B_c
- Dispersión de Retardo rms, τ_{rms}
- Relación B_c -Dispersión de Retardo rms, α
- Retardo Máximo

Para comprobar la validez de ciertas expresiones que ligaban el ancho de banda coherencia con la dispersión de retardo rms, y aportar un poco de claridad al asunto, se decidió emplear un parámetro adimensional, α , con la definición implícita dada por:

$$B_c = \frac{\alpha}{\tau_{rms}} \quad (1.1)$$

para obtener la relación precisa existente entre ambas magnitudes, ya que esta relación depende de la forma del PDP.

Con respecto al retardo máximo, hay dos posibilidades para considerar el punto inicial de dicho cómputo. La más habitual es ubicarlo en el instante en que llega la primera señal detectable, y en ese caso tenemos el retardo máximo del canal, $T_{MAX-Canal}$. Sin embargo, en ocasiones es necesario considerar el retardo máximo de transmisión, y éste toma su origen en el instante en que la señal sale del transmisor. A efectos prácticos este segundo caso se evalúa añadiendo al retardo máximo del canal, el retardo de propagación, función de la distancia entre transmisor y receptor (d_{TX-RX}), y el medio de comunicación. En este caso, la expresión de dicho retardo máximo de la comunicación, $T_{MAX-Com}$, será:

$$T_{MAX-Com} = T_{MAX-Canal} + \frac{d_{TX-RX}}{c} \quad (1.2)$$

Donde c representa la velocidad de la luz en el vacío. Como queda claro al evaluar la expresión, por cada metro de separación entre transmisor y

receptor, se añadirán 3.33 nanosegundos al retardo máximo del canal para obtener el de la comunicación. Este retardo máximo es básico a la hora de definir guardas temporales del símbolo OFDM [4], para evitar la interferencia intersimbólica.

1.1.2 Parámetros de cobertura

Además de saber cómo es el comportamiento de la respuesta del canal a nivel temporal, es interesante conocer cuál es la amplitud de dicha respuesta, ya que esto fijará la potencia a recibir y limitará el alcance máximo del sistema. Para poder caracterizar estos comportamientos se emplearon los siguientes parámetros:

- Exponente de las pérdidas de propagación, n
- Estadística de los desvanecimientos

A fin de aligerar este capítulo, se van a presentar en las siguientes secciones, primeramente, los resultados de la caracterización, únicamente para los parámetros más relevantes, sin pormenorizar, en lo posible, en los detalles teóricos de sus fundamentos, que fueron ya recogidos en los trabajos iniciales presentados en el TFC del autor [1].

1.2 Caracterización y Resultados

1.2.1 Herramienta y Escenarios

Para la caracterización se hizo uso de la herramienta CINDOOR [5-6], especialmente diseñado en la UC para el análisis de la propagación, vía teoría de imágenes y geometría óptica para el trazado de rayos. Se consideraron rayos directos, reflejados, difractados, y cualquiera de las combinaciones de estos dos últimos hasta orden 3. Los escenarios fueron el hall de la Escuela de Industriales y Telecomunicaciones de la UC (ETSIIT), dos plantas ocupadas en ese entonces por el Departamento de Ing. de Comunicaciones, y un edificio de oficinas.

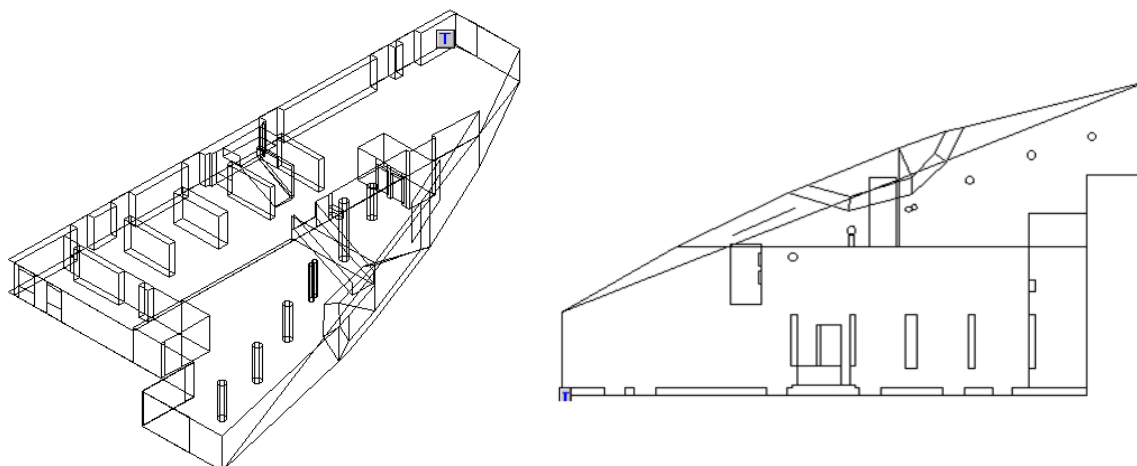


Fig. 1.1: Hall de la ETSIIT, visión 2D y 3D

1.2.2 Resultados

Dado que lo que interesa es caracterizar el comportamiento estadístico de los parámetros, la mejor forma de presentar los resultados es a través de su función de distribución de probabilidad o CDF (Cumulative Distribution Function). De esta forma, será posible conocer cuál es la probabilidad de que el parámetro tome valores inferiores o superiores a uno dado.

Con respecto al ancho de banda de coherencia, se observa su distribución estadística en la figura 1.2. El elemento más restrictivo en este caso es el valor mínimo, que resultó ser de 2.41 MHz.

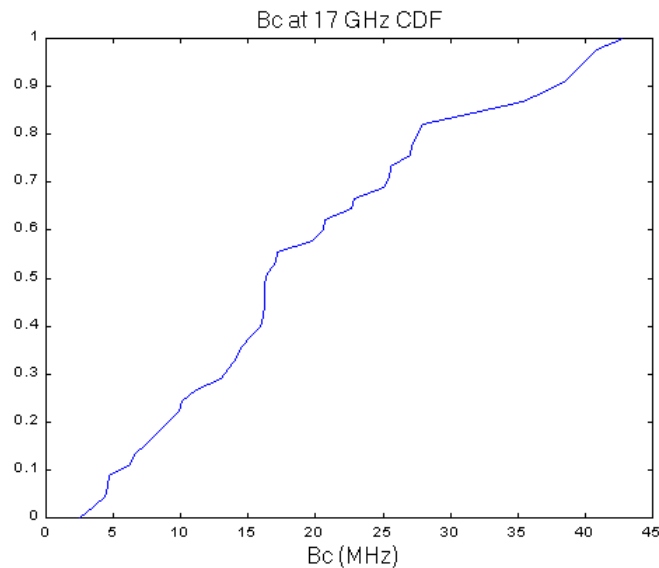


Fig. 1.2: CDF del ancho de banda de coherencia

En lo relativo a la dispersión de retardo rms (RDS), la curva que se obtuvo es la recogida en la figura 1.3, con un valor restrictivo (para este parámetro, es el máximo), de 58.3 ns.

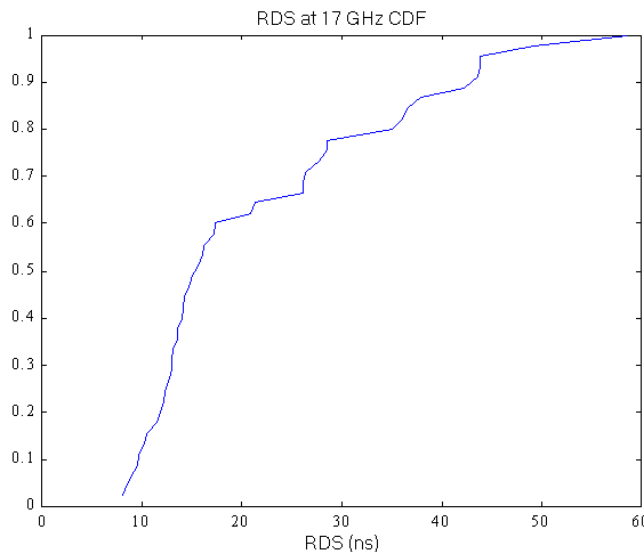


Fig. 1.3: CDF de la dispersión de retardo rms (RDS)

El tercero y último de los parámetros temporales que se va a presentar en esta sección es el retardo máximo, que como se ha comentado anteriormente, incluye el de propagación. En las imágenes de la figura 1.4, se presentan las curvas CDF para dos criterios diferentes, a la izquierda el que tenía fijado el umbral en 20 dB por debajo de la componente principal, y a la derecha, el que tenía fijado este umbral en 30 dB. Los valores máximos que se obtuvieron fueron, respectivamente, 156 y 197 ns.

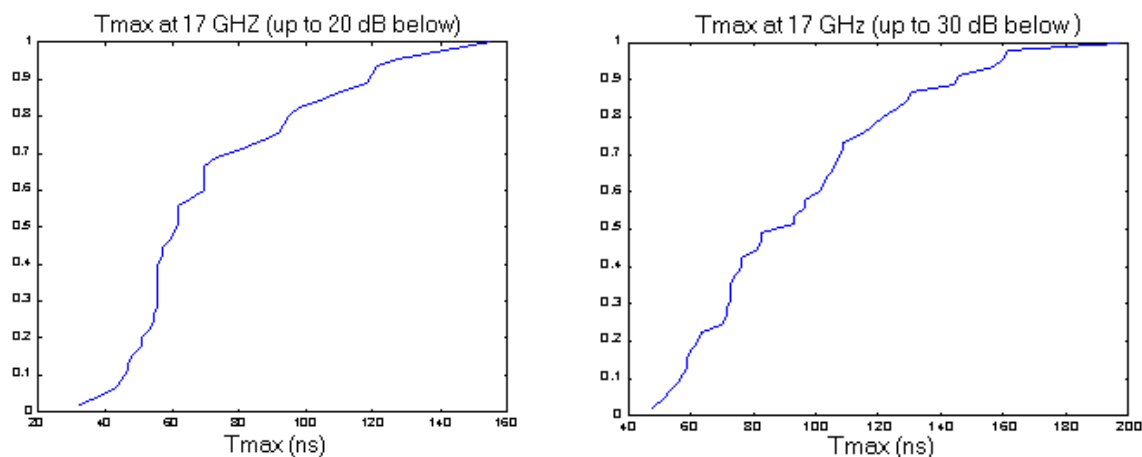


Fig. 1.4: CDF del retardo máximo; criterio 20 dB (izda), criterio 30 dB (dcha)

De los parámetros relativos a la cobertura, presentaremos únicamente el exponente de las pérdidas de propagación. En lo concerniente a los desvanecimientos, decir que se obtuvieron estadísticas de Rice para distancias cortas y de Rayleigh para las largas (incluso en trayectos LOS) [7].

Los valores para el exponente de las pérdidas de propagación fueron evaluados a partir de mapas de coberturas como el de la figura 1.5, despejando el factor a partir del valor de las pérdidas, la frecuencia y la distancia.

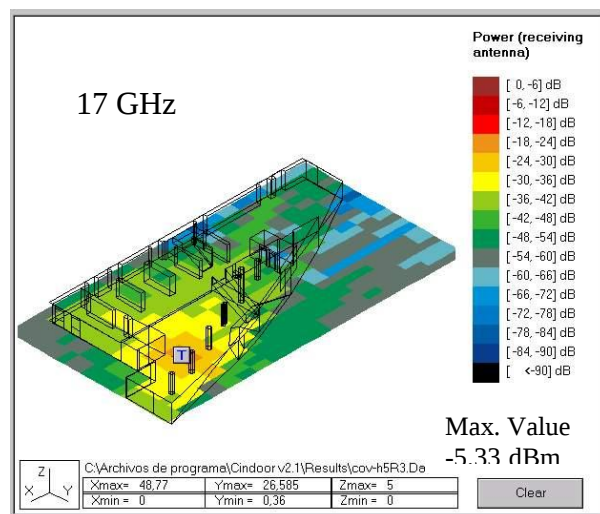


Fig. 1.5: Mapa de cobertura del hall para EIRP = 30 dBm

Las curvas CDF obtenidas para los tres tipos de trayectos considerados (LOS, OLOS y NLOS) aparecen recogidas en la figura 1.6, mientras que sus valores medios están incluidos en la tabla 1.1.

Tabla 1.1: Valor medio del exponente de las pérdidas de propagación

Tipo de Trayecto	LOS	OLOS	NLOS
Valor medio de 'n'	1.68	2.14	2.61

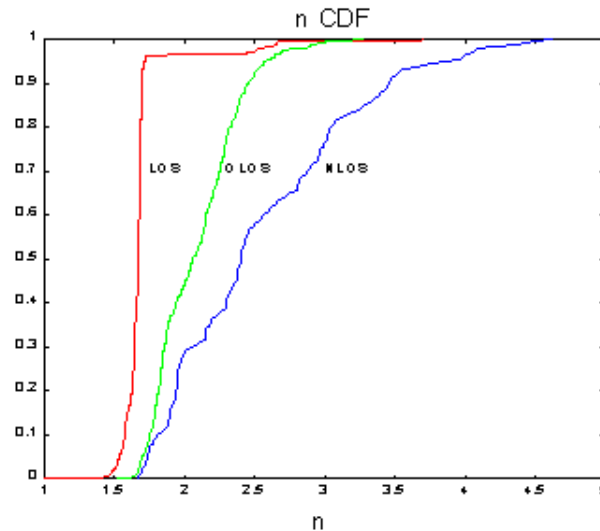


Fig. 1.6: CDF del exponente de propagación, 'n'

1.3 Aplicación al Diseño del Sistema

Los resultados obtenidos en la caracterización, y precisamente aproximados por el modelo desarrollado, permitieron definir varios elementos del sistema:

- Esquema multiportadora: debido a que los valores del ancho de banda de coherencia no permitían una transmisión sin distorsión por el canal en un esquema monoportadora, pues se complicaría en exceso la ecualización.
- Números de subportadoras: escogida a partir del ancho de banda de coherencia, a fin de garantizar un desvanecimiento plano en cada subportadora.
- Tiempo de guardas del símbolo OFDM: fijado a partir de los retardos máximos del canal, incluyendo la propagación y los alcances máximos definidos.
- Ecualización por bloques piloto: como contraposición a las portadoras pilotos, debido a las relaciones entre los anchos de banda de coherencia y tiempos de coherencia, con la separación entre subportadoras y la duración del símbolo, respectivamente.
- Ganancia de codificación/Niveles de SNR necesarios: a partir de la estadística de desvanecimientos del canal y el rendimiento de los esquemas de codificación.

- Potencia transmitida: a partir de la SNR requerida y las interferencias co-canal, junto con las estadísticas del exponente de propagación.

Como se observa, el conocimiento del canal supone un paso importante en el proceso de selección de parámetros para la definición de un sistema de comunicaciones. Para enlazar mejor con el capítulo 2, se procederá a explicar con un poco más de detalle el proceso que se siguió para especificar la potencia transmitida.

Una vez especificado el esquema de codificación, se escogió el caso más restrictivo, que eran una modulación 64-QAM con un esquema $3/4$, que necesitaba 21,7 dB, para proporcionar una tasa mejor que 10^{-9} en un canal Rayleigh. Posteriormente se calculó el umbral para el ruido térmico, dejando un margen extra de 2 dB, y se obtuvo:

$$\eta(\text{dBm}) = 10 \cdot \log(KTBF) + 2\text{dB} = -174 \frac{\text{dBm}}{\text{Hz}} + 10 \cdot \log(40 \cdot 10^6) \frac{\text{dB}}{\text{Hz}} + 2\text{dB} + 2\text{dB} = -93.98\text{dBm} \quad (1.3)$$

Realizando una sencilla suma, queda claro que el valor mínimo a recibir debe ser de -72.28 dBm. El valor de la potencia recibida es función de la potencia transmitida y las pérdidas totales de propagación, dependientes del canal, y dadas por la siguiente expresión.

$$S(\text{dBm}) = \text{PIRE}(\text{dBm}) - 32.45\text{dB} - 20 \cdot \log(f_{\text{MHz}} \cdot d_{0\text{Km}}) - 10 \cdot n \cdot \log(d/d_0) - X_{\sigma}\text{dB} + G_{\text{RX}}\text{dB} \quad (1.4)$$

Los valores empleados para cada uno de los parámetros de la expresión son los que se muestran a continuación:

- Frecuencia de trabajo, $f = 17,125$ GHz
- Distancia de referencia de propagación en espacio libre, $d_0 = 0,1$ m
- Exponente de pérdidas de propagación, $n = 1,67$ (LOS), $2,61$ (NLOS)
- Desvanecimiento plano de pequeña escala, $X_{\sigma} = 6$ dB
- Ganancia de la antena receptora, $G_{\text{RX}} = 3$ dB

Tras evaluar la ecuación anterior para los casos LOS (alcance de 20m) y NLOS (alcance de 5m), obtuvimos unos valores de PIRE de 7,5 dBm y 12,2 dBm. Para una ganancia de antena transmisora de 3 dB, como la que se emplearía en el proyecto el valor mínimo de potencia transmitida, P_{TX} , necesario es de 9,2 dBm, correspondiente al caso NLOS, con 64-QAM como modulación. Esta restricción queda impuesta considerando únicamente la influencia del ruido térmico en el receptor, pero aún quedaba por añadir un nuevo efecto que elevaría el valor de potencia necesario: la interferencia cocanal.

La interferencia cocanal es la señal no deseada que un transmisor emite en los canales contiguos al que emplea para enviar la información. La interferencia cocanal aparece producto del desbordamiento del espectro en las frecuencias de los canales contiguos, debida a las no linealidades de los amplificadores de potencia del transmisor.

Este crecimiento del espectro puede observarse en la figura 1.7, donde aparecen los espectros a la entrada y a la salida del amplificador de potencia, centrados en 17,175 GHz. Los estudios realizados han aportado un valor de -77dBc entre la potencia transmitida en el canal de interés y la que se envía en el canal contiguo [8].

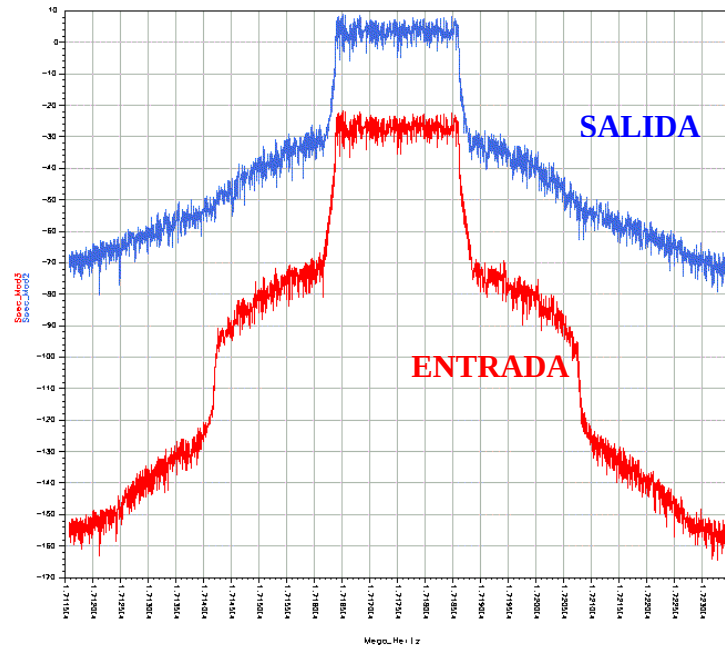


Fig. 1.7: Crecimiento del espectro al pasar por el amplificador

Para poder evaluar el peor caso de interferencia, debemos duplicar el valor de esta potencia, ya que asumiremos que habrá interferencia desde los dos canales adyacentes, uno a cada lado. Por lo tanto, el valor de potencia equivalente, considerando un único transmisor interferente será de -74 dBc .

La influencia de este ruido ha sido analizada situando las fuentes interferentes, las dos que emiten en los canales adyacentes, a 30 cm del receptor de interés. En estas condiciones se calculó el máximo alcance para trayectos LOS y NLOS. Los parámetros para este estudio fueron:

- Potencia radiada, $\text{PIRE}=12,2\text{ dBm}$
- Frecuencia de trabajo de la víctima, $f=17,175\text{ GHz}$
- Frecuencias de los interferentes, $f_{\text{INTERF}}=17,125\text{ GHz}, 17,225\text{ GHz}$
- Distancia de referencia de propagación en espacio libre, $d_0=0,1\text{ m}$
- Exponente de pérdidas de propagación, $n=1,8\text{ (LOS)}, 2,8\text{ (NLOS)}$
- Exponente de pérdidas de propagación de las fuentes interferentes, $n_{\text{INTERF}}=1,6\text{ (LOS)}, 1,6\text{ (NLOS)}^*$
- Distancia de los interferentes, $d_{\text{INTERF}}=30\text{ cm}$
- Desvanecimiento plano de pequeña escala, $X_\sigma=6\text{ dB}$
- Ganancia de la antena receptora, $G_{\text{RX}}=3\text{ dB}$

*La fuente interferente está a 30 cm del receptor, por lo que siempre está en una situación LOS, independientemente de cómo sea el trayecto entre el transmisor de información y el receptor.

En la lista de parámetros figuran n_{INTERF} y d_{INTERF} , que hacen mención al exponente de las pérdidas de propagación que tiene el trayecto fuente interferente-receptor, y a la distancia entre ambos. El valor de f_{INTERF} , corresponde a la frecuencia del canal que está usando cada una de las fuentes interferentes, y que tienen como canal contiguo, ambas, al de interés. La situación que se presenta es la que refleja la figura 1.8. En ella se aprecia la separación entre el transmisor y el receptor, y la de éste con las dos fuentes interferentes. De los cuatro canales de que dispone el sistema definido en WIND-FLEX, la señal de interés utiliza el segundo de ellos, y al estar las fuentes interferentes empleando el primero y el tercero, respectivamente, la transmisión que interesa estará recibiendo interferencia cocanal de ambas. Conviene recordar que las antenas son omnidireccionales, por lo que las fuentes interferentes pueden estar comunicándose en cualquier dirección, pero al estar a 30 cm del receptor de interés, su nivel interferente es muy alto. La figura 1.8 representa igualmente de forma transparente la presencia de un obstáculo, que pudiera estar o no, en función de que sea un caso LOS o NLOS.

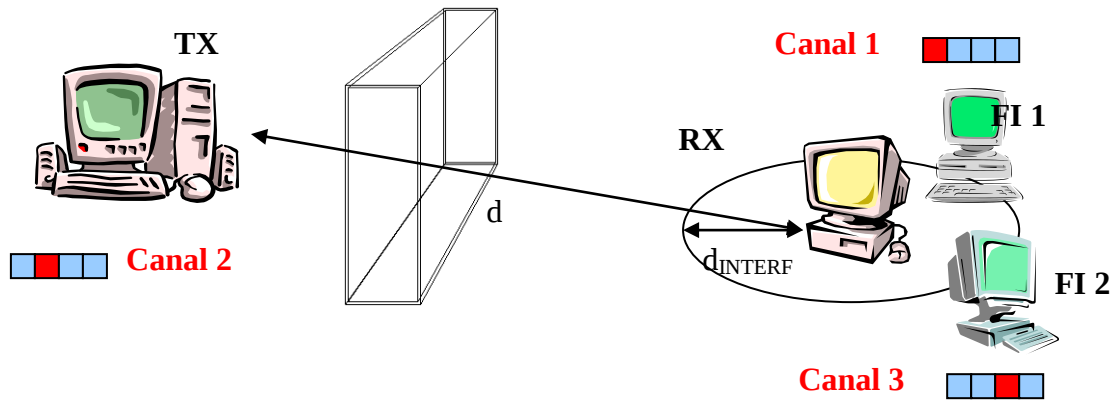


Fig. 1.8: Evaluación de la interferencia cocanal

Para los dos transmisores (el de información y el interferente equivalente, suma de ambas fuentes interferentes) se calcula el nivel de potencia que llega al receptor y se obliga a que su diferencia sea el valor de S/N especificado (21,7 dB). Dado el valor de la señal, S , cuya expresión es en función de la distancia transmisor-receptor, faltaría despejar para obtener el máximo rango alcanzado. Los valores obtenidos fueron de 112,7 m para el caso LOS, y de 9,6 m para el caso NLOS. Por lo que el rango máximo que especifica WIND-FLEX (20m en LOS y 5m en NLOS) se logra con el nivel de potencia transmitida obtenido al evaluar el ruido térmico, teniendo en cuenta únicamente la interferencia cocanal. Si ahora se analiza la influencia conjunta:

Potencia de ruido térmico = -93,98 dBm (tras la antenna receptora)

$$\text{Potencia Interferencia Cocanal} = \text{PIRE}(\text{dBm}) - 37.12\text{dB} - 10 \cdot n \cdot \log(d / d_0) + G_{RX} \text{ dB} \quad (1.5)$$

X_σ no ha sido considerado, para modelar el peor caso, donde la interferencia cocanal no se ve afectada por el desvanecimiento plano de pequeña escala.

Con el actual valor de potencia transmitida, 9,2 dBm, la interferencia cocanal que llega al receptor, una vez pasada la antena, es de -100,55 dBm. Para obtener el valor total se suma la potencia de las dos fuentes de ruido. Esta suma de potencias puede hacerse por estar las señales totalmente incorreladas, ya que el espectro de una señal OFDM es muy similar al del ruido blanco aditivo y Gaussiano. La potencia de ruido equivalente que se obtiene es de -93,12 dBm. Al haber obtenido un valor de ruido más alto que el debido al ruido térmico de forma aislada (-93,98 dBm), el valor mínimo de potencia calculado anteriormente, considerando sólo ruido térmico, ya no es suficiente y debe ser calculado de nuevo. Los cálculos se realizan de forma iterativa y se obtiene que un valor de potencia transmitida de 10,06 dBm cumple los requisitos.

La comprobación del correcto funcionamiento del sistema con este valor de potencia transmitida se probó con simulaciones, cuyos resultados aparecen recogidos en [8], en las que se empleó el modelo de canal presentado en este capítulo.

1.4 Conclusiones

En este capítulo se ha realizado un breve repaso a los estudios que supusieron el comienzo de las investigaciones recogidas en esta memoria. La caracterización y modelado del canal a 17 GHz en interiores, como paso previo al diseño del sistema, se enmarca en la estructura ya presentada en la introducción de esta memoria, de emplear el conocimiento del medio radio para tomar las decisiones oportunas en el diseño del sistema. Y, posteriormente, refrendar dichas decisiones, verificando el correcto funcionamiento de las plataformas implementadas en el medio radio para el cual fueron diseñadas. Pero eso es ya materia del siguiente capítulo, al que se da paso sin más dilación.

Referencias

- [1] Trabajo Fin de Carrera de Manuel Lobeira Rubio, titulado "Caracterización y Modelado del Canal en Interiores a 17 GHz para WLAN de alta velocidad", Universidad de Cantabria, Noviembre 2000
- [2] Proyecto WIND-FLEX, FP5-IST-1999
<http://www.vtt.fi/ele/research/els/projects/windflex.htm>
https://cordis.europa.eu/pub/ist/docs/ka4/mob_windflex.pdf
- [3] T.S. Rappaport, "Wireless Communications: Principles and Practice", Dorling Kindersley, 2009
- [4] R. van Nee, P. Prasad, "OFDM for Wireless Multimedia Communications", Artech House Publisher, 2000
- [5] CINDOOR ©, Versión 2.1
- [6] R.P. Torres, L. Valle, M. Domingo, S. Loredó, M.C. Díez, "CINDOOR: An Engineering Tool for Planning and Design of Wireless Systems in Enclosed Spaces", IEEE Antennas and Propagation magazine, vol. 41, No.4, pp. 11-22, 1999
- [7] K. Bury, "Statistical Distributions in Engineering", Cambridge University Press, 1999
- [8] Trabajo Fin de Carrera de Ignacio Singla Viaña, titulado "Diseño de la Radiofrecuencia de un Modem de Alta Velocidad (hasta 100 Mbps) para una aplicación WLAN en Interiores, en la Banda de 17 GHz", Universidad de Cantabria, Noviembre 2000

Capítulo 2: Implementación WLAN y Caracterización

En este segundo capítulo, se va a completar parte del diseño elaborado en el capítulo 1, incluyendo la implementación del sistema, para terminar con la presentación de las pruebas de campo realizadas, a fin de verificar el rendimiento del sistema.

2.1 Inclusión del ruido de fase

2.1.1 Origen del Ruido de Fase

Cuando se evaluó el balance del enlace en el primer capítulo, se consideraron los efectos del ruido térmico y de la interferencia cocanal, pero no del ruido de fase debido a las imperfecciones en los osciladores, así que este efecto tuvo que ser incluido más tarde. Para comprender mejor su comportamiento vamos a explicar en qué consiste el ruido de fase.

La expresión matemática de un símbolo OFDM es la que aparece bajo estas líneas:

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{j2\pi \left(f_o + \frac{k}{T_s} \right) t} \quad (2.1)$$

Cuando esta señal se ve afectada por el ruido de fase, aparece un factor multiplicativo, tal y como muestra la siguiente expresión:

$$s(t) = \left[\sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{j2\pi \left(f_o + \frac{k}{T_s} \right) t} \right] e^{j\phi(t)} \quad (2.2)$$

Esta alteración en la fase se traslada a cada subportadora por las síntesis frecuenciales (en los mezcladores). Los valores de ruido de fase causados por las síntesis en RF superan con creces los generados en la banda base o en mezclas a baja frecuencia. Los osciladores deberían, idealmente, proporcionar un tono puro. Sin embargo, los dispositivos reales tienen una distribución de potencias más ancha [1], como la presentada en la figura 2.1(izda).

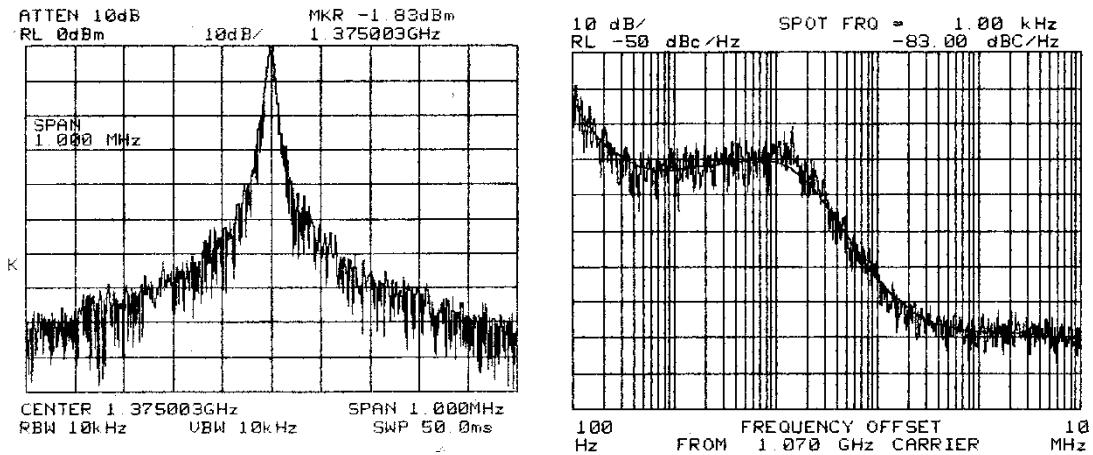


Fig. 2.1: Distribución de potencia de un oscilador real (izda), Ejemplo de densidad de potencia del ruido de fase (dcha)

El ruido de fase debido a las imperfecciones del oscilador, opera de forma independiente de la potencia de salida de éste, ya que se mide en unidades relativas a la portadora (dBc), integrándose su densidad de potencia de ruido de fase (medida en dBc/Hz) para evaluar la potencia total (en dBc). Una de estas curvas de densidad es la que aparece recogida en la figura 2.1 (dcha).

La causa principal de este ruido de fase se debe, como ya hemos mencionado, a los osciladores de RF, contribuyendo tanto el de transmisión, como el de recepción. Existen algunas técnicas para reducir sus efectos, como emplear un bloque PLL. El ruido de fase que queda tras este bloque es el conocido como "Untracked Phase Noise", y es este ruido el elemento crítico que vamos a considerar. Obviamente, cuanto mejor sea la capacidad del sistema PLL, menor será el ruido a su salida, y de igual manera, cuanto menor sea éste en el oscilador, menor será la influencia en el sistema, es, por lo tanto, una influencia compartida.

2.1.2 Consecuencias del Ruido de Fase

La influencia del ruido de fase en la señal OFDM se deja notar de varias maneras:

- *Rotación angular de los símbolos de la constelación.* Este efecto causa una mayor degradación en los símbolos más externos, tal y como se aprecia en la figura 2.2. Las fronteras de decisión pueden ser cruzadas debidos a estas rotaciones, llevando a un aumento sustancial en la probabilidad de error de bit. Esto hace que la modulación se vuelva menos resistente a la influencia del ruido blanco y gaussiano.
- *Pérdida de ortogonalidad:* provoca interferencia entre subportadoras. En condiciones ideales, la ortogonalidad de dichas subportadoras evita la interferencia mutua. Sin embargo, si éstas se ven alteradas por el jitter en la fase, pueden perder su ortogonalidad.
- *Atenuación:* Una recuperación incorrecta de la fase de la portadora en el receptor hará que aparezca un factor $\cos^2\Phi$ multiplicando a la señal deseada. Este término puede expresarse usando las series de Taylor como $1 - \Phi^2/2$, donde el valor unitario es atenuado por el efecto del error de fase.

La expresión final de la señal recibida será:

$$y_0 = a_0x_0 + \sum_{k=1} a_kx_k + n_k \quad (2.3)$$

El primer término representa el tono deseado multiplicado por el factor de canal y la atenuación causada por la fase, el término intermedio representa la interferencia del resto de subportadoras, mientras que el final es el ruido térmico.

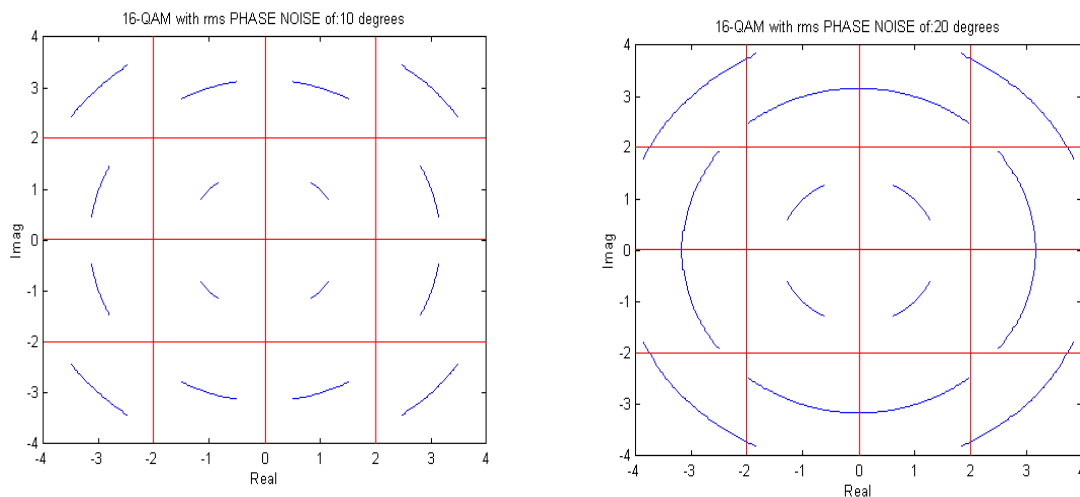


Fig. 2.2: Ejemplo de rotación de los símbolos por influencia del ruido de fase

2.1.3 Influencia en el sistema e implementaciones hardware

El ruido de fase puede ser considerado como un ruido aditivo gaussiano a partir de una relación entre el ancho de banda del PLL y la tasa binaria [2], así que, para no distorsionar apenas el valor de la BER, ni modificar el valor de la potencia transmitida en el capítulo 1, se ha de verificar que los valores de ruido de fase a la salida del PLL son sensiblemente inferiores al nivel de ruido previamente considerado (térmico e interferencia cocanal).

El valor que se obtuvo en el capítulo 1 para este ruido era de -92,68 dBm, así que se limitó el valor máximo que pudiera tener el ruido de fase a -104 dBm. Dado que el peor caso de potencia recibida (64-QAM y NLOS) es -72,28 dBm, esto implica un valor máximo de -31,7 dBc. Empleando las siguientes relaciones entre la potencia de ruido de fase y los grados rms de ruido,

$$P(\text{dBc}) = 20 \cdot \log\left(\frac{\pi \cdot \theta_{rms}}{180}\right) \quad (2.4)$$

$$\theta_{rms} = \frac{180}{\pi} \cdot 10^{\frac{P(\text{dBc})}{20}} \quad (2.5)$$

este valor (-31,7 dBc) es equivalente a 1.5° rms, que será la limitación para el “*untracked phased noise*”.

El alto valor de la frecuencia de trabajo, 17GHz, complica el problema, ya que los valores de potencia de ruido de fase son aumentados en un factor $20\log N$, cuando la frecuencia se multiplica por un factor N. Es decir, que valores de ruidos de fase que pudieran ser razonables a bajas frecuencias, no son tan sencillos de lograr a 17 GHz.

A fin de concretar el diseño, se consideraron dos posibles arquitecturas, tanto para el oscilador como para el PLL. En las siguientes tablas aparecen recogidos los valores del “*untracked phase noise*” obtenidos con el empleo de los diseños considerados. Los valores presentados en cursiva son aquellos que corresponden a las frecuencias comprendidas dentro del ancho de banda del PLL, en donde la contribución del PLL es la más alta, mientras que el resto de filas corresponde a las frecuencias externas a este ancho de banda, en donde es el oscilador de RF quien influye más en los valores.

Al lado de cada tabla, aparece otra en la que se han integrado ya los valores y se presentan las contribuciones de potencia dentro (*cursiva*) y fuera del PLL.

La primera arquitectura considerada incluye un TCXO como oscilador y un PLL simple, mientras que, en la segunda, el oscilador de RF será un DRO no enganchado y el esquema de PLL será más complejo.

Tabla 2.1: Ruido de fase con TCXO y PLL simple

Offset de frecuencia	Ruido de fase
1 kHz	-75 dBc/Hz
10 kHz	-75 dBc/Hz
40 kHz	-75 dBc/Hz
100 kHz	-82 dBc/Hz
1 MHz	-92 dBc/Hz
10 MHz	-107 dBc/Hz

Potencia	Grados Rms
-17,28 dBc	7,84°
-16,96 dBc	8,13°

En este caso, el valor total de la potencia del ruido de fase alcanza un valor de -11,1 dBc, o 15,97° rms. Lógicamente, este valor, que supera con creces el límite máximo establecido, imposibilita el empleo de la arquitectura considerada para su implementación en el sistema.

Tabla 2.2: Ruido de fase con DROs y PLL complejo

Offset de frecuencia	Ruido de fase
100 Hz	-95 dBc/Hz
1 kHz	-110 dBc/Hz
10 kHz	-120 dBc/Hz
100 kHz	-110 dBc/Hz
1 MHz	-120 dBc/Hz
10 MHz	-130 dBc/Hz

Potencia	Grados Rms
-52,49 dBc	0,136°
-51,19 dBc	0,158°

Conviene recordar llegado este punto, que los valores se han obtenido considerando la influencia de transmisor y receptor, así como la integración sobre la doble banda lateral.

Esta nueva arquitectura reduce el valor drásticamente hasta -45,8 dBc, o 0,3° rms. Comparando estos valores con los establecidos en el diseño, queda claro que únicamente esta segunda arquitectura los cumple, y, de hecho, es quizá demasiado buena.

Es por ello que se puede fijar una máscara de ruido de fase para relajar los costes de esta arquitectura y pensar en algunas más sencillas, que en lugar de lograr 0,3° rms, den los 1,5° rms permitidos. La máscara de la tabla 2.3 verifica estas condiciones

Tabla 2.3: Máscara para el "Untracked phase noise" con una contribución total de 1,5° rms

Offset de frecuencia	Ruido de fase
1 kHz	-67 dBc/Hz
10 kHz	-82 dBc/Hz
100 kHz	-102 dBc/Hz
1 MHz	-117 dBc/Hz
10 MHz	-127 dBc/Hz

2.2 Descripción del sistema

En esta sección vamos a describir las características técnicas de la plataforma desarrollada, a fin de conocer un poco mejor en qué se concretó el diseño, y cuál es la plataforma a validar en las pruebas de campo.

2.2.1 Sección de IF

La primera sección de nuestro sistema es la de banda intermedia o IF (Intermediate Frequency). El transmisor de IF recibe de banda base un espectro OFDM de 50 MHz de ancho de banda, en la banda 25-75 MHz, con un nivel medio de -20 dBm, y lo pasa a la plataforma de RF en alguno de los cuatro canales posibles (3,15-3,35 GHz), con un nivel de potencia ajustable (-8 /-38 dBm), tal y como se muestra en la figura 2.3. Por otro lado, el receptor de IF recoge el canal entregado por la RF en la banda 3,15-3,35 GHz con potencia variable dependiendo de la distancia y el control de potencia que realice el correspondiente transmisor (-43/-73dBm), facilitando a la placa del IF una potencia fija de -20 dBm, y un espectro en 25-75 MHz.

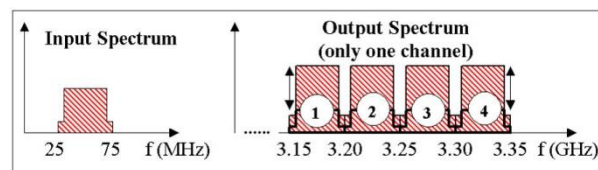


Fig. 2.3: Respuesta del transmisor de IF

El diseño que nos permite tal grado de flexibilidad en canalizaciones y potencias es el que aparece en la figura 2.4. Como se puede comprobar fácilmente, hay dos síntesis frecuenciales. La primera de ellas emplea un VCO con frecuencia central de 500 MHz, cuyo rango frecuencial ($\pm 7,5$ MHz) es empleado para controlar y corregir el offset de frecuencia. El resto de las correcciones se realizan en la banda base, por medio de algoritmos. Es precisamente la banda base quien, a través de un bus I²C, controla la frecuencia central del primer oscilador, teniendo así total autonomía en el proceso de corrección del offset de frecuencia

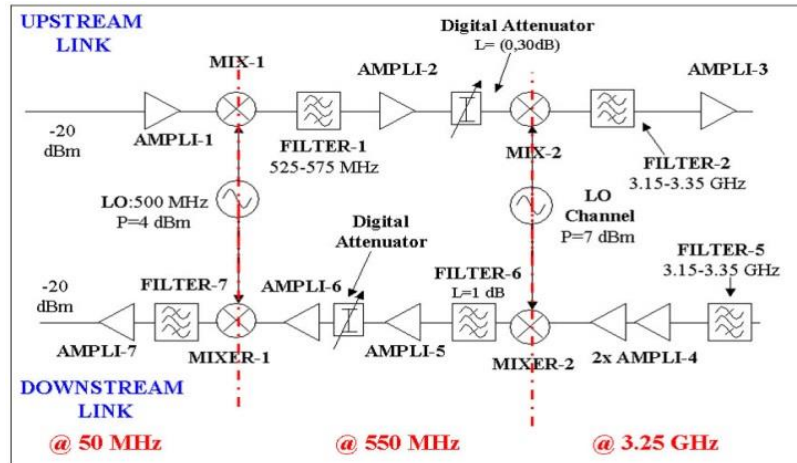


Fig. 2.4: Diagrama de la sección IF

El segundo de los osciladores, empleado para la canalización, es también un VCO sintetizado, cuyos canales son escogidos vía bus I²C por la banda base.

El control de potencia se realiza también desde banda base, seleccionando de forma digital una potencia final transmitida en el rango -20/10 dBm, medida a la entrada de la antena. Esta decisión se realiza a partir de la calidad del canal. De esta forma, para distancias cortas y trayectos despejados, se transmitirá poca potencia, minimizando el consumo, a la par que la interferencia cocanal. La cadena receptora tiene a su vez otro bloque de ganancia variable de 30 dB de rango controlado desde BB, lo que otorga a nuestro modem un rango dinámico de 60 dB, suficientemente grande para trabajar en las futuras aplicaciones en entornos interiores.

La interconexión de la placa de IF con la BB se realiza a través de un conector D-25 que proporciona, no sólo las señales de control para los sintetizadores y los bloques de ganancia variable, sino además las tensiones de alimentación. Las señales de datos se envían y reciben de forma separada, en sendos conectores SMA.

Otro elemento importante a considerar son los espurios a la salida, que deben ser controlados para evitar interferir en otros sistemas que estén trabajando en la misma área. Después de la caracterización del sistema, podemos concluir que no hay espurios en las bandas de trabajo de nuestro sistema, y que los valores que se emiten fuera de banda y pudieran afectar a otros sistemas, son despreciables. Los valores que se han conseguido son de -40 dBc para los espurios dentro de banda y de -55 dBc para los externos. Dado que la máxima potencia que se va a transmitir es de 10 dBm, el canal a 17 GHz se encarga de que los mínimos valores espurios no provoquen influencia alguna.

El consumo es otro elemento importante en los sistemas, así que se hicieron grandes esfuerzos para reducir el consumo inicial de la placa (6,72 W), hasta su valor final de 4,75 W, ahorrando un 30% del consumo total de la misma. En capítulos posteriores se incidirá en el tema de la energía y la importancia de la eficiencia.

2.2.2 Sección de RF

La segunda de las plataformas que vamos a presentar es la de RF, encargada de la síntesis de la señal de datos hasta los 17 GHz, y, respectivamente de su bajada hasta la banda de 3 GHz. El esquema de los componentes empleados se muestra en la figura 2.5.

El uso de tan altas frecuencias, implica la utilización de tecnología monolítica (MMIC). Este tipo de dispositivos no puede montarse directamente sobre una placa común, sino que requiere de métodos específicos de montaje, así como un correcto apantallamiento para evitar interferencias con otros componentes. La solución más habitual para este problema es la conocida como “housing”, que consiste en el desarrollo de una mecánica específica para las cajas que acogerán estos componentes, de forma que se garantice el aislamiento electromagnético y se eviten las oscilaciones, aunque a veces se requiere el uso extra de material absorbente.

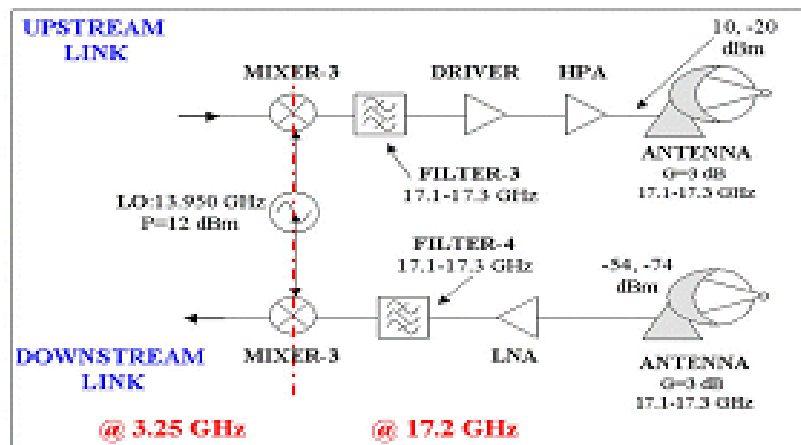


Fig. 2.5: Diagrama de la sección de RF

La caja de RF ha sido diseñada para gestionar sus alimentaciones de DC a partir de los niveles proporcionados por la BB (+12 V y -5 V).

A continuación, se incide en los detalles de lagunas de las principales partes del sistema implementado.

A. Oscilador

Tal y como comentamos en la sección inicial de este capítulo, los requerimientos del ruido de fase son más complejos, cuanto mayor es la frecuencia de trabajo. Por estos motivos, el diseño del DRO se realizó con mucha cautela, ya que además debía proporcionar 15 dBm a la frecuencia central de 13,95 GHz. Los valores obtenidos tras las medidas, y una vez integrados, dieron como resultado los valores que se recogen en la tabla 2.4.

Tabla 2.4 Ruido de fase acumulado del DRO

Rango de offset de frecuencias	Ruido de fase (dBc)	Ruido de fase (grados rms)
100Hz-1kHz	-41,66 dBc	0,670° rms
1-10 kHz	-42,03 dBc	0,642° rms
10-100 kHz	-47,75 dBc	0,332° rms
100-400 kHz	-58,48 dBc	0,096° rms
400 kHz-1 MHz	-64,74 dBc	0,048° rms

Debido a la baja influencia que tiene el ruido de fase en las bajas frecuencias (inferiores al 10% de separación entre subportadoras, que en este caso era de 39 kHz) [3], juntamente con el requisito de 1,5° rms impuesto en el diseño, no se requiere ninguna corrección extra, y el oscilador cumple todos los requisitos. Su consumo es ligeramente inferior a 0,85 W.

B. Transmisor

La parte del transmisor está compuesta por dos cajas diferentes. La primera contiene un par de elementos pasivos: el mezclador y el filtro que lo sigue, cuya tarea es la de eliminar la presencia del oscilador local tras la mezcla. Las dimensiones de esta caja son (longitud x anchura x altura): 63x35x15 mm. La segunda de las cajas (Fig. 2.6, izda) es bastante más complicada ya que debe acoger dos componentes MMIC de alta ganancia, el driver y el amplificador de potencia (HPA). Las dimensiones de esta caja son ligeramente inferiores: 54x35x15 mm. La principal diferencia radica, obviamente, en el consumo, porque esta caja necesita casi 3,3 W para su operación, principalmente por el HPA que necesita ser alimentado con 3 W.

El consumo del HPA es tan alto debido a su alta ganancia (24 dB) y potencia de salida en saturación (min. 26 dBm). Es fácil comprobar que nuestro sistema está trabajando con un back-off de 16 dB, lo que puede ser considerado inapropiado a estas frecuencias. La razón para tal decisión está basada en la señal OFDM, que presenta valores de PAPR (Peak to Average Power Ratio) cercanos a 13 dB, para el porcentaje de tiempo que quiere ofrecerse en el grado de servicio. De esta forma nos aseguramos de que estamos trabajando en la región lineal evitando el problema, ya presentado, de la intermodulación.

Las medidas realizadas al transmisor completo verifican el correcto funcionamiento lineal, obteniéndose un rizado máximo en el canal no superior a 0,8 dB.

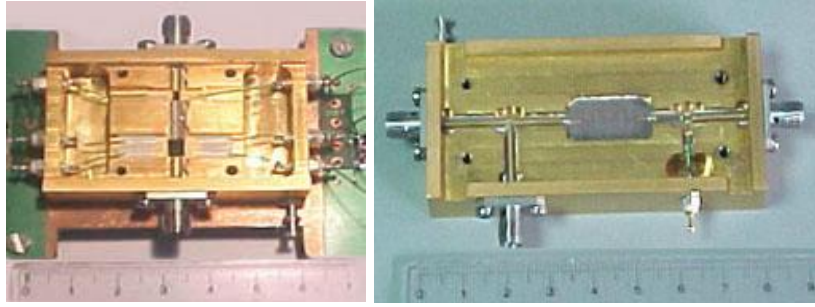


Fig. 2.6: Caja del driver y HPA (izda), caja del receptor (dcha)

C. Receptor

La cadena descendente tiene menor complejidad, pues está formada por la tríada LNA-filtro-mezclador. El montaje, en una sola caja, es el que se muestra en la figura 2.6 (dcha), y cuyas dimensiones son 80x35x15 mm, siendo el consumo de 0,25W.

Durante el proceso de montaje se prestó especial atención a la figura de ruido, a fin de no estropear en demasía la que el componente MMIC proporcionaba de forma no conectorizada. Finalmente, incluyendo también la cadena receptora de la sección IF, el valor medido de la figura de ruido fue de unos escasos 2,9 dB. Este valor se verá empeorado cuando se emplee la transición a la antena, pero siendo ésta de corta longitud, el incremento será cercano a los 0,5 dB.

Una vez completados los test de la caja, la respuesta en frecuencia presentaba un comportamiento aceptable, de linealidad moderada, siendo el rizado máximo dentro del peor de los canales ligeramente inferior a 1 dB y emisión de espurios despreciable.

D. Antenas

El futuro empleo del sistema en redes ad-hoc implica, forzosamente un patrón de radiación omnidireccional para las antenas, lo que no es fácil de alcanzar si le añadimos unas dimensiones reducidas y un bajo coste. Por este motivo, dos han sido los diseños desarrollados. El primero de ellos es un parche microstrip de ganancia 3 dB y patrón directivo (ángulo H=120°, ángulo E=80°) y se empleará para las medidas de los prototipos. El segundo diseño es una versión preliminar para el demostrador final, y es una estructura de prisma hexagonal con 3 parches acoplados en cada una de las seis caras (Fig.2.7, centro). Estas caras tienen una ganancia individual superior a 11 dB, sobre un ángulo máximo (plano-H) de 82°, siendo ésta la razón por la cual se necesitan seis caras para cubrir los 360 grados.

Esta estructura ha presentado las pérdidas de retorno adecuadas (parámetro de scattering S_{11}) a la frecuencia deseada, así como el patrón de radiación uniforme. La ganancia final estaba cercana a los 3 dB, ya que el alimentador 1 a 6 para distribuir la señal por las caras atenuaba el nivel en un factor $10\log 6$ (7,8 dB). Mientras esta antena estaba en proceso de

producción, se empleó un sencillo monopolo para hacer algunos test con menor directividad en las antenas (figura 2.7, dcha).



Fig. 2.7: Antena de mono parche (izda), de seis caras (centro) y monopolo (dcha)

2.3 Caracterización

Las caracterizaciones finales del sistema incluyeron una gran parte de caracterización a nivel de dispositivo con parámetros tales, como tiempos de conmutación, rizados, anchos de banda, espurios, consumos, canalizaciones, puntos de compresión, ganancia, etc. Dado que las que nos interesan son las de alcance del enlace, vamos a obviar todos los resultados relativos a esta primera clase de medidas y pasaremos a las segundas. Algunos de los valores omitidos pueden encontrarse en [4].

Las medidas de campo se realizaron en el entorno que posteriormente acogería el sistema, es decir, entornos interiores de oficinas, halls, etc. Los primeros estudios de alcance se realizaron dentro del laboratorio con línea de vista, a fin de comprobar los correctos valores de potencia recibida, a partir de las pérdidas evaluadas en función de la distancia, tal y como aparece en la figura 2.8.

A partir de estos pasos iniciales se prepararon una serie de campañas para los dos tipos de trayecto predominantes: LOS y NLOS. De entre todos los puntos que se incluyeron en estas campañas de medida, hemos recogido en las siguientes tablas y diagramas solamente algunos, los más representativos, a fin de facilitar su ubicación en el plano, y de aligerar las dimensiones de las tablas.

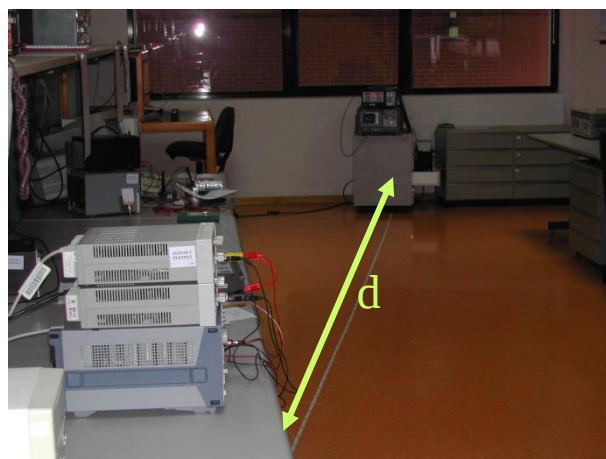


Fig. 2.8: Esquema de medidas de rango

De la primera campaña de medidas, los puntos escogidos son los que aparecen en la figura 2.9, y que han sido etiquetados con letras en orden alfabético, desde la "A" hasta la "K". Como se puede apreciar, aunque la trayectoria inicial incluye puntos únicamente en trayectos LOS (A-G), al final se incluyeron también algunos en NLOS (I-L).

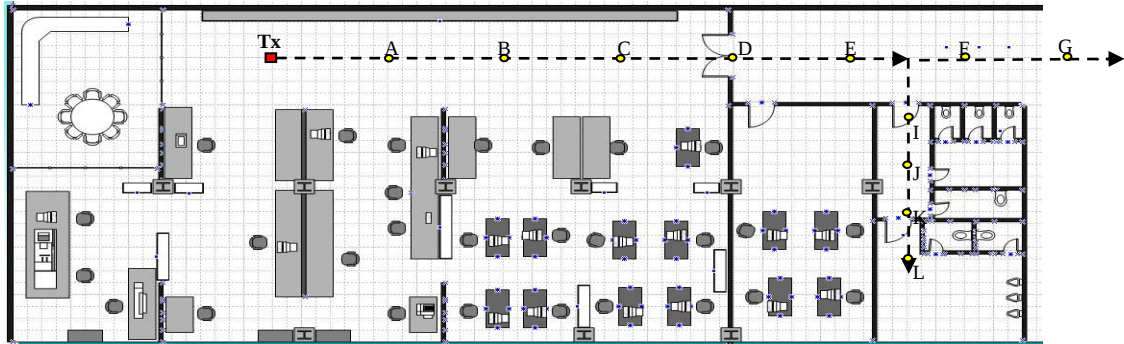


Fig. 2.9: Medidas de alcance (I)

El objetivo de esta campaña es el de validar la arquitectura y verificar que se pueden lograr los valores requeridos de SNR para los rangos máximos especificados. En esta ocasión se dejó fijo un transmisor completo (IF+RF) y se fue moviendo un receptor de RF, de forma que lo que se medía era la potencia entregada a una supuesta sección de IF. Durante la etapa de diseño se obtuvo un rango de -63 a -43 dBm para esta señal, así que mientras estemos dentro del rango, el sistema se comportará de forma correcta, y al bajar por debajo de los -63 dBm, no podremos garantizar ya el correcto grado de servicio para la modulación de 64-QAM y la velocidad de 100 Mbps.

Tabla 2.5: Medidas de alcance (I)

Punto	Distancia	P _{RX} @ entrada IF	Trayecto	Obstáculos
A	4 m	-44.5 dBm	LOS	-
B	8 m	-61.2 dBm	LOS	-
C	12 m	-61.4 dBm	LOS	-
D	16 m	-53.16 dBm	LOS	-
E	20 m	-59.9 dBm	LOS	-
F	24 m	-60.9 dBm	LOS	-
G	28 m	-62.3 dBm	LOS	-
H	32 m	-67.1 dBm	LOS	-
I	22.09 m	-74.02 dBm	NLOS	3 Soft walls
J	22.36 m	-73.82 dBm	NLOS	2 Soft walls
K	22.80 m	-82.43 dBm	NLOS	2 Soft walls
L	23.41 m	----	NLOS	2 Soft walls + hormigón + azulejos

Tal y como se puede observar en la tabla 2.5, los puntos más representativos incluidos en ella, ofrecen una información concluyente en los alcances en LOS, mientras que los NLOS se analizaron con más detalle

en la segunda campaña de medidas. Para facilitar la comprensión, se han representado en negro todos aquellos puntos en los que la comunicación está dentro del rango especificado en el diseño (-43 a -63 dBm), y en rojo aquellos que no lo verifican. Asimismo, para el caso de trayectos NLOS, aparecen especificados el tipo y número de obstáculos que están incluidos entre el transmisor y el receptor.

De los resultados de la tabla se infiere que para el caso de trayectos LOS, el rango máximo es superior a los 28 m, superando con creces los 20 m que requiere el sistema. Este comportamiento resulta lógico, teniendo en cuenta que era el caso NLOS el que forzó el valor mínimo de potencia transmitida necesario, con lo que, al no ser el caso LOS el más restrictivo, su alcance con ese valor de potencia transmitida será siempre mayor que el de los requisitos. El efecto del multicamino puede apreciarse en los valores oscilantes de la potencia medida al aumentar la distancia.

La segunda campaña de medidas también recogió puntos LOS y NLOS, sin embargo, sólo se presentarán los NLOS, pues es éste el caso que aún no ha sido analizado con detalle.

En la figura 2.10 aparecen cuatro puntos representativos, representados por las letras del alfabeto griego desde la alpha hasta la delta. En esta ocasión, en lugar de emplear un receptor de RF, se empleó una antena y a su salida se midió el nivel de potencia. Para esta campaña, los valores dentro del rango normal de comportamiento, según los especificados por el diseño son aquellos comprendidos entre -54 y -74 dBm.

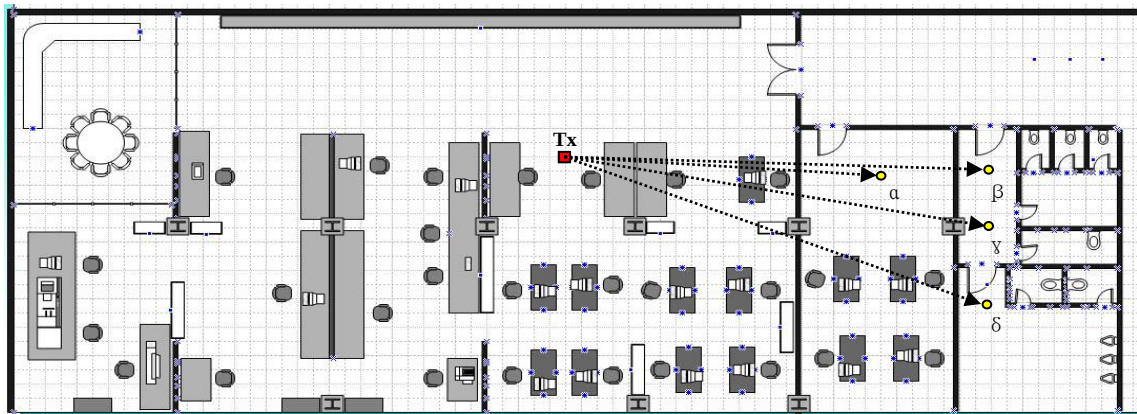


Fig. 2.10: Medidas de alcance (II)

De igual manera, en negro están los puntos dentro de este rango, y en rojo, los que están fuera.

Tabla 2.6: Medidas de alcance (II)

Punto	Distancia	PRX @ entrada RF	Trayecto	Obstáculos
Alpha	10 m	-68.1 dBm	NLOS	1 Soft wall
Beta	13.2 m	-72.6 dBm	NLOS	2 Soft walls
Gamma	13.5 m	-89.9 dBm	NLOS	2 Soft walls + hormigón armado
Delta	14.3 m	-80.2 dBm	NLOS	2 Soft walls + ladrillos + cerámica

En este caso, se logró un alcance ligeramente por encima de los 13 m, superior a los 5/10 m para los que fue diseñado. No hay que olvidar que se dejaron 2 dB de margen en las estimaciones de la sensibilidad y 6dB para efectos del desvanecimiento plano de pequeña escala. Obviamente, cuando estos efectos no están presentes, el rango de alcance se eleva por encima del límite fijado, conservadoramente, en el diseño. Otro elemento que merece comentario específico es la naturaleza de los obstáculos, ya que con dos paredes blandas (soft-wall) el sistema se comunica correctamente, ahora bien, si a esto se le agrega una columna de hormigón armado, entonces ya las pérdidas caen de forma alarmante. De todo ello se deduce que la naturaleza de los obstáculos influye de forma notable, pero afortunadamente, en el proceso de caracterización y modelado ya se tuvo en cuenta, por lo que se puede garantizar que en un entorno típico de interiores se alcanzarán los 5/10 metros necesarios, que era el objetivo del proyecto y con cuya finalidad se estudió el canal.

2.4 Conclusiones

En este capítulo se ha realizado la implementación y caracterización de la plataforma de RF de un sistema de comunicaciones redes ad-hoc en interiores, a la frecuencia de 17 GHz y proporcionando hasta 100 Mbps de velocidad de usuario. Gran parte de la arquitectura del sistema ha sido definida a partir de la caracterización del canal, y al final de su implementación se realizaron los test de alcance para verificar la capacidad del sistema. Todos los resultados presentados demuestran el beneficio, para el diseñador de sistemas, de contar con una fiable caracterización del canal, para adaptar de forma óptima los criterios de selección de arquitectura, y parametrización de bloques, al medio real en que el futuro sistema trabajará.

Referencias

- [1] Guillermo González, "Foundations of Oscillator Circuit Design", Artech House, 2007
- [2] Robert L. Hovald, Tesis doctoral, titulada "The Communications Performance of Single-Carrier and Multi-Carrier Quadrature Amplitude Modulation in RF Carrier Phase Noise", Facultad de Drexel University, Diciembre 1997
- [3] R. Van Nee, R. Prasad, "OFDM for Wireless Multimedia Communications", Artech House, 2000
- [4] M. Lobeira, C. Barquinero, J. M. Agüero, J.C. González, J.L. Garcia, "MMIC Based New Generation 17 GHz Wireless LAN Modem", IEEE 7th European Conference in Wireless Technologies, Amsterdam (Holanda), Octubre 2004

Capítulo 3: Canal a 40 GHz y Sistema MVDS

3.1 Antecedentes

La distribución vía radio de la televisión por cable tiene sus orígenes en los años 60 en Norteamérica, cuando la FCC (Federal Communication Commission) estableció el servicio ITFS (Instructional Televisión Fixed Service) en la banda de 2500-2686 MHz. La evolución de la banda hasta frecuencias milimétricas no ocurrió hasta 1989, en que la británica UK Radiocommunications Agency, seleccionó la banda de 40-42.5 GHz para el sistema MVDS (Multipoint Video Distribution System) [1], [2], con los estándares MPT 1550 y 1560 que en la actualidad están, por desgracia, ya obsoletos.

Durante la primera década de este siglo, esta tecnología mantuvo el más alto interés de la comunidad científica internacional y eran numerosos los congresos que solicitan colaboraciones en este campo [3]. Según los expertos, el mercado MVDS llegaría a estar valorado en miles de millones de dólares en la actualidad [4].

Los acrónimos MMDS (Microwave Multichannel Distribution System) y MVDS (Multipoint Video Distribution System) son dos términos por los que se conoce al sistema celular, local, que vía radio proporciona servicios desde un transmisor central (Hub o estación base), de forma punto-multipunto, a bloques de apartamentos o casas, dentro de su celda. Este sistema permite una rápida implantación, así como la inclusión de contenidos locales, para ser distribuidos únicamente a ciertas celdas.

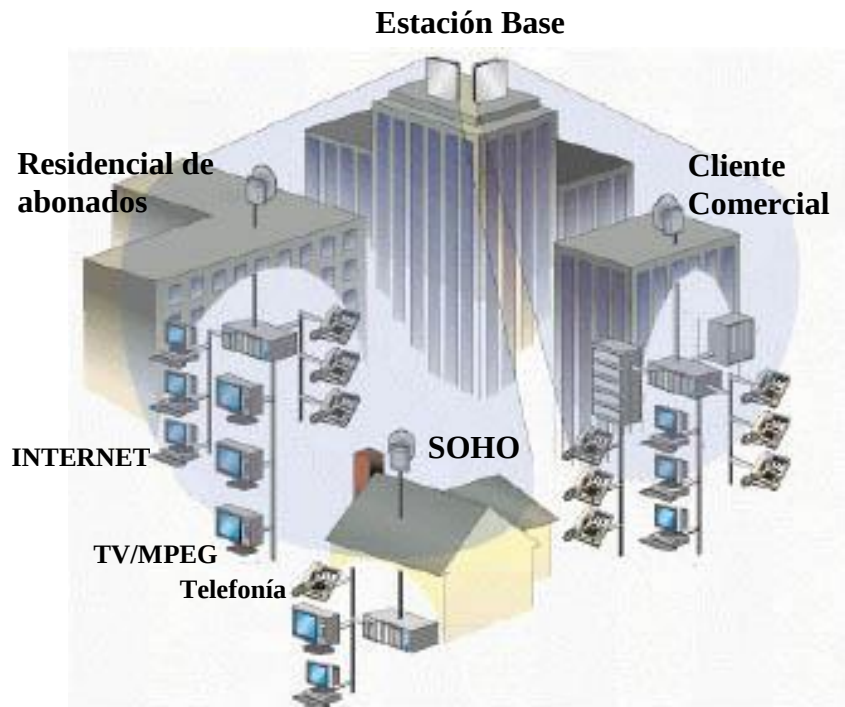


Fig. 3.1: Dibujo explicativo del entorno de aplicación

Su instalación resultará bastante más económica que la de los sistemas de cable, ya que sólo aquellas viviendas interesadas serán provistas de los equipos receptores (extensión bajo demanda). Por lo tanto, los sistemas MVDS pueden verse como un suplemento de los sistemas de cable, un sustituto de los mismos y del DBS (Direct Broadcast via Satellite), o bien como un colaborador del cable, realizando la extensión de sus servicios en los últimos tramos (los más costosos) en la red de acceso, zonas residenciales alejadas del núcleo urbano o áreas rurales que no dispongan infraestructura de cable. Por todas estas razones, MVDS ganó gran popularidad, especialmente en EEUU, Canadá, Irlanda y Europa del Este. En la tabla 3.1 se recoge la situación existente en el momento de los trabajos.

Los diferentes orígenes de los contenidos (satélite, UHF/VHF terrestre, contenidos locales, ...) se recogen en la cabecera y son enviados a las estaciones base MVDS a través de la red troncal que puede estar basada en enlaces radio, fibra óptica o redes de cable [5-7]. La evolución de la tecnología ha permitido que el concepto de distribución en un solo sentido haya quedado obsoleto, dando lugar a un sistema en ambos sentidos, lo que permite incluir servicios tales como Internet de banda ancha (incluyendo video-conferencias), video bajo demanda, pago-por-visión, etc. Esta interactividad, unida a la rápida, sencilla y económica implantación de la tecnología MVDS podría haberla convertido en el vehículo para

proporcionar acceso de banda ancha a emplear por los nuevos operadores, en dura competencia con los operadores ya establecidos, a partir de la liberalización de las telecomunicaciones en Europa.

Tabla 3.1: Comparación de sistemas de banda ancha inalámbricos

Acrónimo	Sistema	Frecuencia	Descripción
MVDS	Multipoint Video Distribution System	40-42,5 GHz (12 GHz)	Sistemas unidireccionales o bidireccionales analógico o digital FM/QPSK en pruebas en el Este y Oeste de Europa. Sistema unidireccional a 12GHz en Hong Kong ya totalmente operativo.
LMDS	Local Multipoint Distribution System	28-29 GHz (23GHz)	Sistemas unidireccionales o bidireccionales analógico o digital FM/QPSK en pruebas en el Este de Europa, Canadá, América del Sur y EEUU. Sistema unidireccional a 23GHz en Japón ya totalmente operativo.
MMDS	Multichannel Multipoint Distribution System	2,5GHz (3,6 GHz)	Sistema unidireccional AM/QAM, analógico en el Este de Europa, Rusia, Oriente Medio, Canadá, EEUU e Irlanda. Sistema QAM digital a 3,6GHz en Francia.

Dentro de este marco, el Departamento de Ingeniería de Comunicaciones estaba inmerso en el desarrollo, implementación y demostración de la sección de IF (Intermediate Frequency) y RF (Radio Frequency), de un sistema MVDS. En estos sistemas, la parte de microondas, consta de Terminales de Usuario y Estaciones Base, que operando en la Banda de 40-42,5 GHz, habrían sido los responsables de recibir / proporcionar servicio hasta los potenciales clientes desde los centros de emisión, en línea con los estándares europeos dictados por la ETSI (EN 300 748, EN 301 215-3 y EN 301 997-2) [8-9].

3.2 Objetivos del Proyecto

Los objetivos del proyecto eran el diseño, construcción y caracterización del cabezal de RF de una estación base para sistemas MVDS, tanto en recepción como en transmisión. Para ello se debería partir del estudio del canal, realizar un balance de potencias y calcular los valores de potencias necesarios, a fin de realizar el diseño de los subsistemas. Posteriormente se procedería a la simulación de todos los subsistemas a nivel de bloques, con objeto de asegurar que se verificaban los requerimientos inicialmente exigidos al conjunto (ganancia, figuras de ruido, punto de compresión 1 dB, potencia de salida, etc.), llevando a cabo, al mismo tiempo, la búsqueda de los componentes de los diferentes fabricantes. Los componentes a utilizar debían ser, en su mayor parte,

componentes multifunción o de única función en die (chip) que era necesario integrar, mediante un cuidadoso proceso tanto mecánico como eléctrico, en el sistema completo. Por último, los objetivos incluían la validación del correcto funcionamiento del sistema desarrollado, mediante pruebas de campo en las que se debían verificar los rangos de alcance y las coberturas ofrecidas.

3.3 Balance del Enlace

3.3.1 Estudios de Propagación

El sistema trabajaba en banda Q (33-50 GHz) con ancho de banda total de 500 MHz, donde se transportarían los canales de información en polarizaciones lineales perpendiculares. Concretamente las frecuencias correspondían a 42 – 42,5 GHz para el enlace ascendente y 40,5- 41GHz para el descendente.

La estación base debía tener unos requerimientos mayores que la estación de usuario, en cuanto a calidad y cantidad de servicio, dado que tenía que abastecer a un número elevado de usuarios, mientras que los usuarios sólo trataban con la estación base. Por tanto, el equipamiento que llevase la estación base sería de mayores prestaciones, lo que acarrearía un coste más elevado que los componentes de las estaciones de usuario. También hay que tener en cuenta, para esta diferenciación, el número de unidades a instalar en uno y otro caso, que era mucho mayor en el caso de las estaciones de usuario, y, en consecuencia, eran éstas las que conviene fueran de menor coste. A nivel comercial, la estación base corría a cargo del operador, mientras que las estaciones de usuario debían ser amortizadas con las cuotas mensuales, por lo que interesaba poder recuperar esa inversión en pocos meses, sin elevar la tarifa mensual de forma significativa.

Por este motivo, se consideró que la estación base dispondría de antenas de mayor tamaño. Esto es comprensible dado que la antena debería tener mayor ganancia para que las antenas de los usuarios fueran de menor tamaño y con ello menos ganancia (pero siempre manteniendo la ganancia conjunta). De esta forma, repercutiría favorablemente en los costes, ya que reduciría el precio del equipo del usuario, que, como se dijo antes, debido al mayor número de unidades que se iban a distribuir, favorecerían a la operadora en su balance económico, cuota mensual, y facilitaría mayores tasas de penetración del servicio.

Las antenas anteriormente mencionadas habrían sido desarrolladas por la Universidad de Vigo si el proyecto hubiese seguido vigente, y presentaban unas ganancias de 36,9 dB para la estación base y de 18 dB para la estación de usuario [10].

Como en todo enlace de radio, se debían satisfacer unos mínimos de calidad en el servicio. Dadas las frecuencias a las que se trabajaba en este proyecto (40 GHz), era inviable optar por un modelo de propagación

multicamino, aunque éste se pudiera producir¹, quedando un solo camino que es el de línea de vista, es decir, sin obstáculos que perturben el haz. Así pues, se había de procurar, haciendo el estudio de coberturas, que allí donde se precisase dar dicho servicio existiese línea de vista entre Rx y Tx.



Fig. 3.2: Propagación LOS, si al menos el 80% de la primera zona de Fresnel está libre de obstáculos, las pérdidas serán las de espacio libre.

Por lo tanto, el estudio del canal, no resultó en este caso, una tarea excesivamente compleja, pues para la evaluación de las pérdidas de propagación en espacio libre se requirió únicamente de la fórmula de Friis, y las de la lluvia, el seguimiento de las recomendaciones de la ITU al respecto (ITU-R 837-1) [11-12]. A modo de ilustración, se realizaron los cálculos pertinentes para las tres principales zonas climáticas existentes en España, que son la E (Santander y Tenerife, por ejemplo), la H (Burgos y Madrid, p.ej.) y la K (Valencia y Málaga, p.ej.), en lo relativo a las pérdidas debida a la lluvia, ya que las de espacio libre no se veían afectadas por el área geográfica de evaluación.

Tabla 3.2: Intensidad de lluvia y atenuación específica ($f=42$ GHz, polarización horizontal), para ciertos porcentajes de tiempo 'p' de un año medio en las zonas climáticas 'E', 'H' y 'K' (ITU-R Rec. 837-1)

P (%)	Tiempo al año	Intensidad de Lluvia (mm/h)			Atenuación específica (dB/km)		
		E	H	K	E	H	K
1	3,65 días	0,6	2	1,5	0,24	0,73	0,56
0,5	1,83 días	1,6	3,1	2,9	0,56	1,1	1,03
0,3	1,1 día	2,4	4	4,2	0,86	1,4	1,5
0,1	8,8 horas	6	10	12	2,0	3,2	3,8
0,03	2,6 horas	12	18	23	3,8	5,5	7,0
0,01	52 minutos	22	32	42	6,7	9,4	12,1
0,003	16 minutos	41	55	70	11,9	15,6	19,5
0,001	5 minutos	70	83	100	19,5	22,8	27,0

¹ La propagación multicamino se vería reducida, no por las pérdidas debidas a tan altas frecuencias, sino a la directividad de las antenas. Éstas serían muy directivas, principalmente la de usuario, por lo que la propagación multicamino sería mínima, prevaleciendo el haz directo.

Asumiendo una disponibilidad del 99,9%, en el caso más desfavorable posible (polarización horizontal en zona K) y teniendo en cuenta que la frecuencia a la que transmitiría la estación base era de 42,25 GHz y la que recibiría de la estación de usuario era de 40,625 GHz, entonces, para el enlace previsto del sistema, que será cercano a los 2 km:

Tabla 3.3: Pérdidas del enlace ascendente y descendente

	BS -> Usuario	Usuario-> BS
Frecuencia	42,25 GHz	40,625 GHz
Pérdidas básicas	130,99 dB	130,65 dB
Pérdidas por lluvia	7,6 dB	7,35 dB
Pérdidas por gases	0,18 dB	0,16 dB

Las pérdidas por vegetación no se consideraron, dado que en 2 km se podría evitar la vegetación de la zona, obviando que, en la zona a establecer el sistema, la vegetación no sería abundante y que se buscaba siempre la línea de vista entre Tx y Rx. Considerando a priori potenciales desajustes en la orientación de las antenas, más conocido como pérdidas por apuntamiento, se añadieron unas pérdidas de 0,5 dB.

La potencia disponible a la entrada del módulo de RF (proveniente del módulo de IF) estaría en un rango de 0 a 5 dBm, estimado a partir de cálculos previos y valores de salidas de modems comerciales.

3.3.2 Mínimos de Calidad

La calidad en un sistema radio viene determinada por la relación señal a ruido (SNR) en el receptor. El valor que se quiera conseguir dependerá de la modulación y codificación empleada y de la probabilidad de error que se quiera obtener [13-14].

La modulación que se iba a utilizar para transmitir desde la estación base era 64 QAM, y 16QAM o QPSK para recepción, pues es en la que transmitiría la estación de usuario. Se empleaban estas modulaciones ya que la BS tendría que aprovechar todo su espectro para enviar lo más rápidamente la información a todos los usuarios, por lo que era necesario que utilizase una modulación con mayor eficiencia espectral, en este caso la 64 QAM. Por el contrario, la estación de usuario no tenía esa necesidad de "exprimir" todo su espectro, pues sólo transmitía a la BS, con lo que la modulación con la que la BS recibía es 16 QAM o QPSK, según fuera la calidad del canal.

En la siguiente tabla se presenta una relación de las modulaciones anteriormente citadas y la SNR_{min} necesaria en cada caso para poder tener una BER inferior a 10^{-8} , empleando una codificación basada en Turbocódigos mejorados, que ofrecían ganancias de hasta 3 dB respecto a las antiguas combinaciones de codificación Viterbi-Reed Salomon.

Tabla 3.4: Relación entre modulaciones y SNR

	64 QAM	16 QAM	QPSK
SNR_{min}	19,8 dB	14,1 dB	8,6 dB

Normalmente se añade a los cálculos realizados de un balance de potencias, un margen de seguridad que permita estar tranquilos ante posibles picos o inestabilidades del sistema. En este caso, dado que el modelo de propagación utilizado era el de línea de vista, sería necesario evitar desvanecimientos poco profundos, por lo que hubo que contar con un margen de seguridad de 3 dB.

3.3.3 Evaluación del Enlace

Recopilando los datos hasta ahora mencionados y representándolos en el siguiente diagrama se tiene:

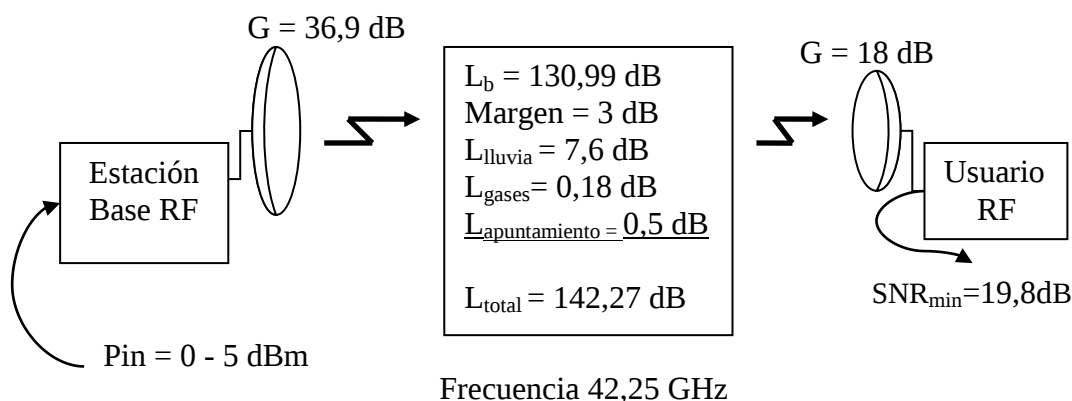


Fig. 3.3a: Balance del enlace Estación Base – Usuario

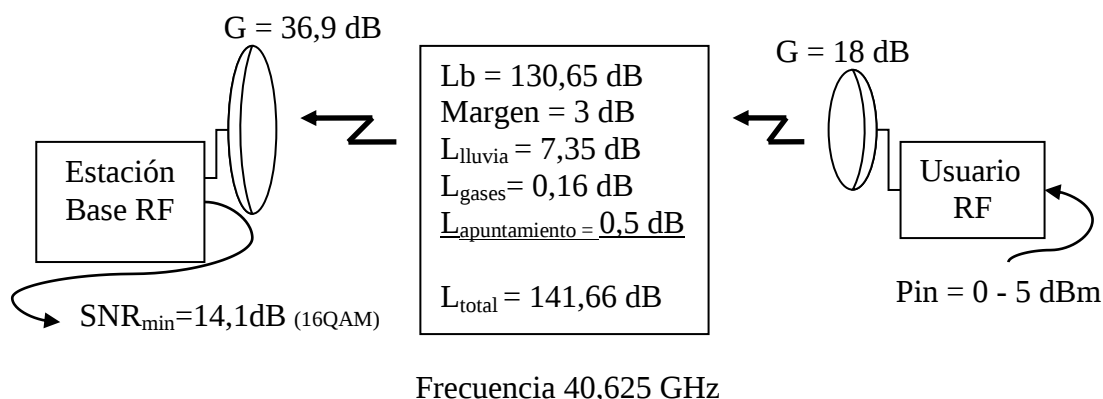


Fig. 3.3b: Balance del enlace Usuario - Estación Base²

Ahora está más claro cómo se pueden distribuir las posibles pérdidas y ganancias de los equipos a usar en un balance de potencias.

En el siguiente apartado se partirá de la sensibilidad que debía tener el equipo receptor para, de esta forma, iniciar la configuración del sistema.

² Se toma la SNR de la modulación 16 QAM dado que hace más restrictivo el balance, que usando la QPSK.

3.3.4 Estudio de la sensibilidad

La sensibilidad de todo sistema viene definida como la señal mínima detectable, siendo necesaria, a su vez, una potencia mínima para que funcione correctamente.

En la siguiente fórmula queda detallado:

$$P_{\min} = -174 + NF + 10\log(Beq) + SNR_{\min} \quad (3.1)$$

Donde $P_{\min}$ es la potencia mínima a la entrada del receptor, justo después de la antena.

Queda, pues, por calcular los valores de ancho de banda equivalente de ruido (Beq , medido en Hz) para cada modulación y supondremos una figura de ruido (NF) de 6 dB, entendiendo que el valor del montaje final será inferior a éste.

En la siguiente tabla vemos los valores del ancho de banda (BW), α (factor de roll-off) y Beq , correspondientes a cada modulación y el valor de $P_{\min}$ que le corresponderá:

Tabla 3.5: Parámetros necesarios en cada modulación

	64 QAM	16 QAM	QPSK
BW	6,0 MHz	4,0 MHz	3,2 MHz
Roll-off	0,18	0,25	0,25
Beq	5,08 MHz	3,20 MHz	2,56 MHz
Vb	30,51 Mbps	12,80 Mbps	4,56 Mbps
$P_{\min}$	-81,15 dBm	-88,85 dBm	-95,67 dBm

Con estos resultados se recorrió la cadena desde el receptor al transmisor y, de esta forma, se obtuvo la potencia transmitida requerida, P_{TX} , así como la ganancia que era necesaria en los elementos del equipo transmisor.

En este caso particular es posible evaluar la cadena como:

$$PIRE = P_{Rxmin(-81,15 \text{ dBm})} + L_{total(142,27 \text{ dB})} - G_{RX(18 \text{ dB})} = 43,12 \text{ dBm} \quad (3.2)$$

$$P_{TX} = PIRE_{(43,12 \text{ dBm})} + L_{impl(1,5 \text{ dB})} - G_{TX(36,9 \text{ dB})} = 7,72 \text{ dBm} \quad (3.3)$$

Siendo $L_{impl(1,5dB)}$ el margen de pérdidas que se consideró para la implementación, y que incluía los componentes ubicados entre la salida del HPA y la entrada a la antena, como pueden ser diplexores o transiciones.

3.4 Análisis de Coberturas

Llegados a este punto, y antes de pasar a la fase de búsqueda de componentes, se realizó un estudio más detallado de la cobertura, evaluando las potenciales zonas de servicio, en función de los elementos atmosféricos, principalmente, la lluvia [15]. En un segundo apartado se estudió la problemática de cobertura en entornos NLOS, analizando el efecto de las reflexiones y posibles soluciones.

3.4.1 Efecto de la lluvia

Para evaluar las zonas de cobertura en función de la lluvia se escogieron siete casos representativos:

- Sin lluvia: no tiene en cuenta el factor atmosférico, y calcula la cobertura en ausencia del mismo
- Disponibilidad con lluvia: evalúa para diferentes grados de servicio (99%, 99,5%, 99,7%, 99,9%, 99,97% y 99,99%) los alcances máximos para la zona K (la más restrictiva de las tres consideradas)

En todos ellos, el proceso es similar; a partir del diagrama de radiación de la antena, se realiza un barrido angular y en cada uno de los pasos angulares se soluciona por métodos algebraicos la ecuación para evaluar la distancia máxima (d_{max}), valor que valida la siguiente igualdad:

$$PIRE(\Phi) - 32,45 \text{ dB} - 20 \cdot \log(f_{MHz}) - 20 \cdot \log(d_{KM}) - Ae \cdot d_{KM} + G_{RX}(18 \text{ dB}) = P_{RXmin}(-81,15 \text{ dBm}) \quad (3.4)$$

Donde $PIRE(\Phi)$ representa la potencia radiada equivalente en función del ángulo (diagrama de radiación) y Ae , representa la atenuación específica de la lluvia en cada uno de los casos.

A continuación, esa distancia se separa en sus coordenadas X e Y a partir de la proyección con el mencionado ángulo, y se almacena en una matriz para su posterior representación gráfica.

$$Coord_x(\Phi) = d_{max}(\Phi) \cdot \cos(\Phi) \quad (3.5)$$

$$Coord_y(\Phi) = d_{max}(\Phi) \cdot \sin(\Phi) \quad (3.6)$$

Para las simulaciones llevadas a cabo en este apartado, el diagrama de radiación empleado para la antena sectorial de la estación base es el que aparece en la figura 3.4, y corresponde a un lóbulo principal con ganancia 36.9 dBi y un ancho_{-3dB} de 31° (con ancho_{-10dB} de 60°).

Una vez realizadas las simulaciones, se obtuvo, como era de esperar, el mayor alcance en la dirección del centro del haz (máxima ganancia) y en ausencia de lluvia. A mayores valores de disponibilidad frente a la lluvia, menores áreas de cobertura.

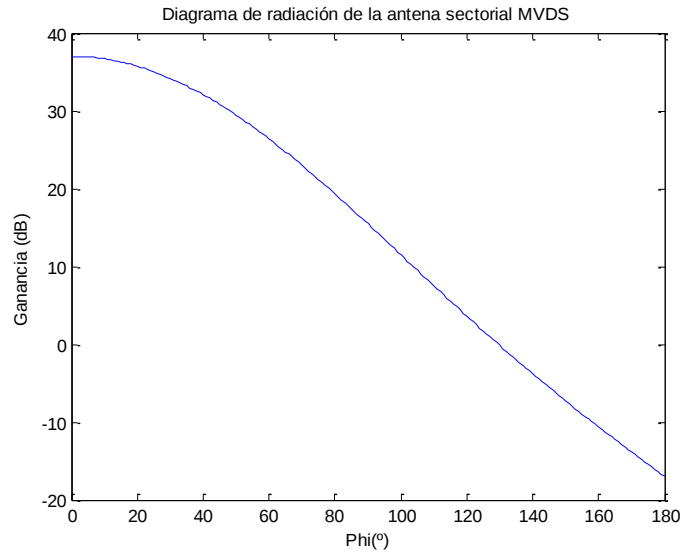


Fig. 3.4: Diagrama de radiación de la antena sectorial

En la tabla 3.6 aparecen representados los siete casos analizados, junto con su atenuación específica y el alcance máximo en la mejor de las direcciones (justo frente a la antena).

Tabla 3.6: Alcance máximo del sistema diseñado en función de la disponibilidad por efecto de la lluvia

% Tiempo	Atenuación Específica (dB/km)	Alcance Máximo (km)
Sin lluvia	0	4,925
99	0,56	3,845
99,5	1,06	3,295
99,7	1,5	2,955
99,9	3,8	2,025
99,97	7	1,485
99,99	12,1	1,085

Como se puede apreciar, y refrendando los cálculos previos, el mejor alcance para una disponibilidad del 99,9% (para la que se está diseñando) es muy ligeramente superior a 2 km, que era la distancia objetivo inicial.

Además del alcance en esta dirección se obtuvo el de todas las direcciones evaluadas. Lógicamente en cuanto la dirección se separaba del haz central en el lóbulo principal, las distancias también se veían reducidas. En lugar de presentar una tabla con los numerosísimos pasos angulares para cada uno de los siete casos evaluados, se ha optado por una representación gráfica, mucho más informativa y cómoda, en este caso. En la figura 3.5 aparecen los límites de las zonas de cobertura que presentaría el servicio MVDS ofrecido por la estación base que está siendo diseñada.

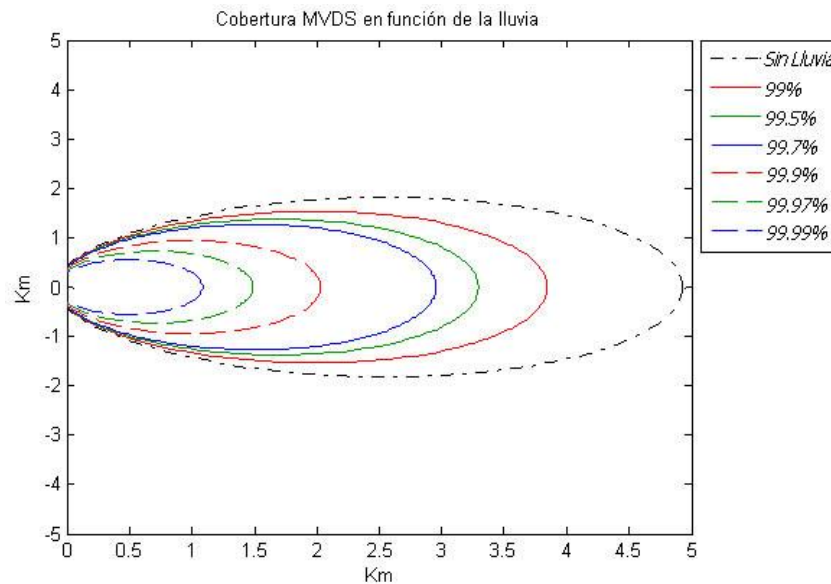


Fig. 3.5: Coberturas del sistema MVDS en función de la disponibilidad por lluvia

En la imagen se puede comprobar la enorme diferencia que hay de la situación sin lluvia, a la del 99,9% de disponibilidad, en la que la relación entre sus alcances máximos llega hasta el 240% en su dirección máxima. Debido a estas variaciones, se hace totalmente necesaria la incorporación de un sistema de control de ganancia, a fin de evitar las interferencias sobre las celdas adyacentes en casos de atmósfera despejada. Este sistema se implementa, bien en la sección de IF o bien en la banda base, y está controlado por esta última a través del envío y la recepción de pilotos desde los usuarios, en los que se valora la atenuación sufrida en el trayecto, acomodando la PIRE a las circunstancias atmosféricas de cada caso.

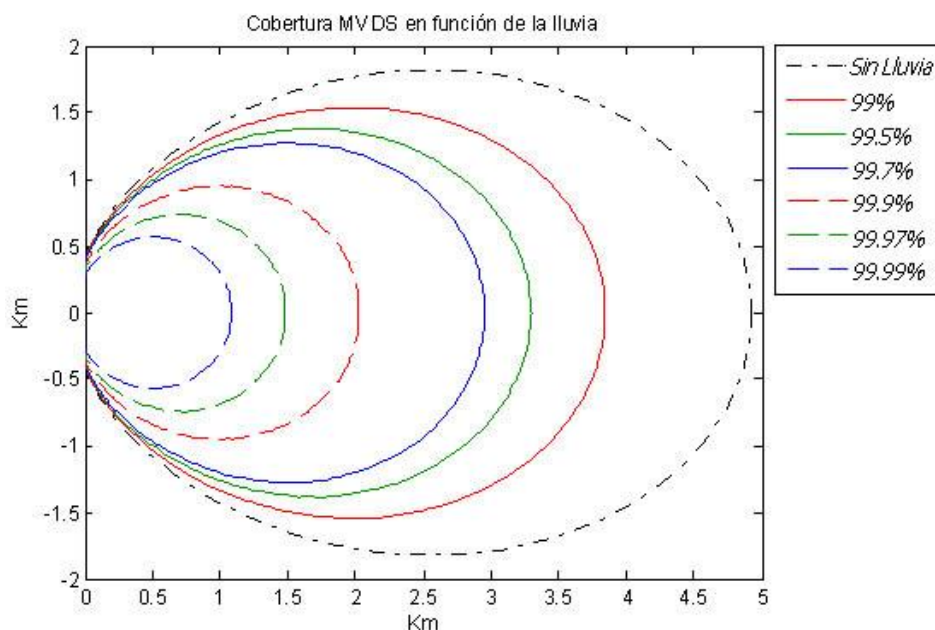


Fig. 3.6: Coberturas del sistema MVDS en función de la disponibilidad por lluvia (escalado Y)

Como última reseña a este respecto, conviene fijarse bien en el eje de ordenadas, pues a menudo aparece escalado, dando la impresión de presentar un área de cobertura mucho menos sectorial de lo que es realidad. A modo de ejemplo, se presenta la cobertura recién obtenida con el mencionado escalado. En la figura 3.6 puede comprobarse la confusión que esto puede causar.

3.4.2 Cobertura por reflexión

El área habitual de cobertura de los sistemas MVDS está limitada generalmente por la propagación NLOS, ya que suele requerirse una propagación LOS entre la estación base y el terminal de usuario. Sin embargo, y especialmente en zonas urbanas, conseguir estos requerimientos puede resultar harto complejo, y en pos de favorecer el despliegue comercial del operador, se van a analizar posibles soluciones para poder ofrecer el servicio en zonas en las que los edificios o la vegetación puedan obstaculizar la línea de vista.

Una posible solución sería aumentar el número de estaciones base, reduciendo el tamaño de las celdas. Como resulta evidente, esta solución es muy costosa, por lo que no resulta interesante. Otra posible solución, es recibir las señales tras su reflexión en los edificios y el empleo de reflectores pasivos, y es ésta la que se va a analizar con más detalle en este apartado. Esta técnica aparece explicada con más detalle en [16].

Para poder emplear las ondas reflejadas y difractadas en las áreas NLOS, éstas deberán tener una atenuación menor que el margen disponible en el sistema en esos puntos. Los valores de atenuación dependen en gran medida de la rugosidad de las superficies consideradas. Para paredes muy rugosas, en donde la desviación estándar de la rugosidad (σ) es igual o superior a $\lambda/2$, únicamente las ondas reflejadas con ciertos afortunados ángulos podrán ser usadas. Sin embargo, como la desviación estándar de la rugosidad, σ , de las paredes de los edificios es a menudo pequeña en comparación con la longitud de onda a 40 GHz, los coeficientes de reflexión pueden ser inferiores a los 20 dB para un gran rango de ángulos de incidencia. Estos resultados han sido obtenidos a través de varias campañas de medida en escenarios MVDS. Los resultados presentan que, para polarización vertical, la atenuación es siempre inferior a los 20 dB con lo que la recepción a través de las reflexiones es posible para cualquier ángulo de incidencia (θ_i). Incluso puede emplearse la polarización horizontal, a excepción del ángulo de Brewster entre 40° y 75°. Estos resultados se ajustan muy bien a la teoría de dispersión ("scattering theory") para superficies con baja rugosidad relativa, en donde el coeficiente de reflexión puede simplificarse a $I_0(g) \cdot e^{-g/2}$, siendo $g=4 \cdot k \cdot \cos(\theta_i)$ e I_0 la función de Bessel modificada.

Teniendo en cuenta que el valor que se ha considerado como umbral para poder aplicar esta técnica, dentro de unos márgenes razonables, hace que estas atenuaciones puedan ser del orden de 20 dB, únicamente en las proximidades de la estación base, se encontrarán márgenes suficientes. En la figura 3.7 aparece representado el valor de SNR existente para cada distancia, en función de la disponibilidad por lluvia. Superpuesto a estas

curvas se presenta el valor constante de la SNR necesaria para el caso 64-QAM (19,8 dB). Como se puede observar, los alcances son superiores a los presentados en la tabla 3.6, y esto es debido a que en el diseño de nuestro sistema hemos incluido un margen extra de 3 dB, por lo que realmente, en donde se establece el límite de servicio hay, en lugar de 19,8 dB, 22,8 dB, por lo que el rango de alcance hasta el corte con el valor de 19,8 dB es más alto que el límite que se estableció para el servicio y que se presentó en la tabla 3.6.

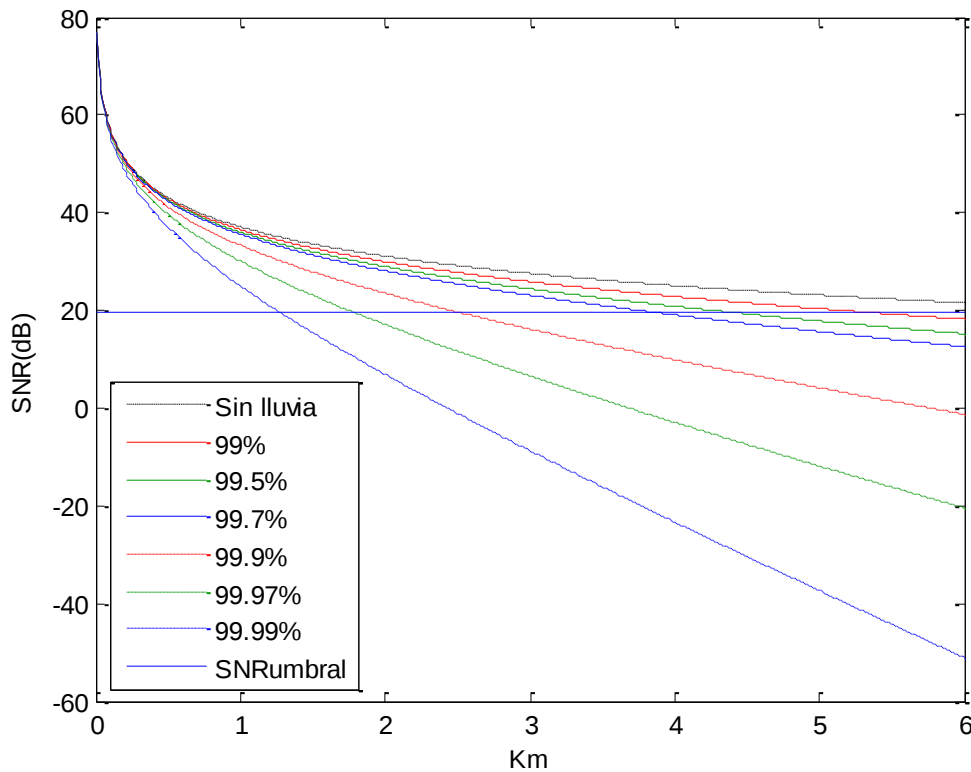


Fig. 3.7: SNR en función de la distancia y la disponibilidad

Si ahora se suma el margen para poder dar servicio en trayectos NLOS, es decir, 20 dB, el umbral para esta nueva capacidad del sistema se situaría en 39.8 dB, que es lo que se representa en la figura 3.8, por medio de la línea roja, en donde se ha aumentado la zona de interés a fin de facilitar su comprensión.

Como se puede apreciar, para el estricto caso que se cubre en este diseño, es decir, una disponibilidad para polarización horizontal en la zona climática K, el máximo alcance en donde los trayectos NLOS podrían estar garantizados de una correcta cobertura y grado de servicio es de 575 m.



En este capítulo se han empleado los conocimientos de canal para realizar el diseño del sistema, así como para realizar una evaluación más pormenorizada de la cobertura del mismo en función de las condiciones atmosféricas, e incluso la posibilidad de ofrecer servicio bajo condiciones de propagación NLOS.

En la actualidad, MVDS forma parte de un sistema más global, como es MWS (Multimedia Wireless System), que en Europa sigue operando en la misma región frecuencial, por encima de los 40 GHz, concretamente, 40,5-43,5 en transmisión, y 10,7-13,5 GHz en recepción [17].

Referencias

- [1] Wildey, C.G., "TV distribution in technology - neutral franchises using MVDS", MVDS: The Way Forward, IEEE Colloquium on, Published 1992 pages 3/1- 3/6
- [2] Pike, S.E.; Lothian, J.S., "TV broadcasting at 40GHz", Radiocommunications in the Range 30-60GHz IEEE Colloquium on, Published 1991 pages 3/1-3/6
- [3] 2nd Annual ISA Industrial Communications Symposium, http://www.isa.org/Content/NavigationMenu/Professionals_and_Practitioners/Conferences_and_Exhibitions/Division_Symposia/Industrial_Communications.htm
- [4] Budimir, D.; M Milovanovic, B.; Stankovic, V., "Broadband wireless systems and components - an overview", Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services 1999, 4th international Conference on. Published 1999. Volume 1 pages 54-61
- [5] T/R 52-01 (Athens 1990), "Designation of a harmonised frequency band for Multipoint Video Distribution Systems in Europe", Recomendación propuesta por "Frequency Management Working Group" T/WG18 y aprobada por la CEPT.
- [6] EN 301 199 v1.2.1, "Interaction Channel for Local Multipoint Distribution systems". ETSI.
- [7] DOCSIS 1.0, "Data Over Cable Interface Specification", recomendación recogida en el estándar ITU-T J.112, "Cable networks and Transmissions of Television, Sound Programme and Other Multimedia Signals. Transmission System for Interactive Cable Television Service".
- [8] EN 300 748 V1.1.2 (1997-08), "Digital Video Broadcasting (DVB). Multipoint Distribution System (MVDS) at 10GHz and above", ETSI.
- [9] EN 300 429 V1.1.2 (1997-08), "Digital Video Broadcasting (DVB). Framing structure, channel coding and modulation for cable systems", ETSI.
- [10] Iñigo Cuiñas Gómez, "Medida, Caracterización y Modelado del Canal Radio para un Sistema Bicapa de Última Milla", Tesis Doctoral, Universidad de Vigo, Año 2000
- [11] ITU-R PN 530, "Propagation Data and Prediction Methods Required for the Design of Terrestrial Line of Sight Systems"
- [12] ITU-R PN 676-1, "Attenuation by atmospheric gases in the frequency range 1-350GHz"

- [13] EN 300 421 V1.1.2 (1997-08), "Digital Video Broadcasting (DVB). Framing structure, channel coding and modulation for satellite services", ETSI.
- [14] Jim Harvey, "Linearity Requirements for MMICs for 16 through 128QAM ETSI Compliant Radios", Microwave Journal, Octubre 2001
- [15] "Diseño, Montaje y Caracterización del Subsistema de RF de la Estación Base para un Sistema MVDS a 40 GHz", TFC de Rafael F. de Andrés de Ateca, defendido en Diciembre 2003, y dirigido por Manuel Lobeira
- [16] "Radio Propagation Aspects for Digital Microwave Video Distribution Systems (MVDS) at 42 GHz", A. Hayn, R. Jakoby, Institut für Hochfrequenztechnik (TUD)
- [17] Hypercable MMDS, Gigaplex Transmitters and Receivers, http://www.hypercable.fr/images/stories/hypercable/Hypercable_Gigaplex_ENG_V6.pdf , página 6

Capítulo 4: Sistema MVDS y Caracterización

En el capítulo anterior se ha realizado un estudio del sistema MVDS que ha concluido con su diseño. Durante el mismo, se han incluido comparativas de los efectos del canal, en lo relativo a la lluvia, las coberturas, las reflexiones, etc. Este capítulo que ahora comienza, representa la segunda fase de todo proyecto, el montaje e integración del sistema y su caracterización, haciéndolo trabajar en el medio que influyó en su diseño, en este caso en particular, el canal en la banda de 40 GHz [1].

4.1 Búsqueda de componentes

El primer paso a realizar, es traducir las especificaciones de potencias y síntesis frecuenciales en sus componentes reales (amplificadores, mezcladores). Dado que este es un proceso complejo, pues incluye múltiples comparativas y diferentes soluciones a un mismo problema, tan sólo se mencionará que para trabajar en la banda Q (33-50GHz) era necesario utilizar tecnología monolítica, para lo cual fueron empleados los catálogos de los principales fabricantes a estas frecuencias, dando preferencia a aquellos monolíticos que no estuvieran conectorizados, para, de esta forma, ahorrar costes.

Una vez se tiene el esquema de componentes simulados con unos valores asignados inicialmente que se ajustan al balance, se procede a realizar la búsqueda de los componentes reales que mantengan los requerimientos de dicho balance.

Las hojas de características proporcionadas por el fabricante ("datasheets") de los elementos elegidos no se incluyen en este documento, pues no es el objetivo de este trabajo la descripción detallada del proceso de fabricación del sistema, sino, simplemente, cubrir esta fase de una forma no pormenorizada, a fin de realizar la transición a la parte de caracterización del sistema.

Por tanto, tan sólo comentar que una vez escogidos todos los componentes, con características más o menos acordes a las diseñadas, se requiere una nueva evaluación del balance de potencias, a fin de comprobar que se cumplen las especificaciones previamente establecidas.

4.2 Verificación del Balance de Potencias

Una vez elegidos los componentes y teniendo en cuenta las pérdidas por conectores, diplexor y demás elementos, se procede a comprobar si el balance de potencias cumple con el sistema elegido.

a) Enlace descendente: Estación Base - Estación de Usuario

Inicialmente se verificará que los equipos elegidos para el transmisor de la BS son los adecuados y cumplen el balance de potencias.

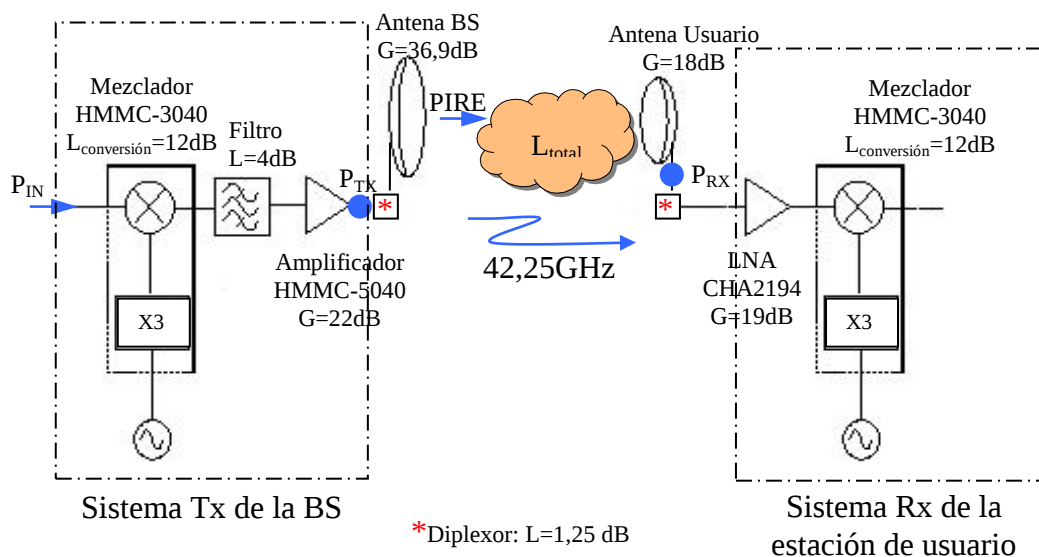


Fig. 4.1: Balance de potencias del enlace BS-Usuario

Recopilando los datos, hasta ahora comentados, se inicia la evaluación del balance:

- Se parte de P_{RX} que es la P_{min} indicada anteriormente en la tabla 3.5 (-81,15 dBm) y se recorre la cadena hasta P_{IN} .
- Recordando que L_{total} a la frecuencia de 42,25 GHz es de 142,27 dB.

$$PIRE = P_{RX} + L_{total} - G_{RX} = 43,1dBm \quad (4.1)$$

$$P_{TX} = PIRE + L_{diplexor} + L_{transición (0.2dB)} - G_{TX} = 7,7 dBm \quad (4.2)$$

$$P_{IN} = P_{TX} + L_{HMMC-3040} + L_{FILTRO} - G_{HMMC-5040} = 1,7 dBm \quad (4.3)$$

Es fácil comprobar pues, que el sistema tendrá que poder dar 7,7 dBm, y como se observó con anterioridad, esto significa una ganancia de 6 dB, si la sección de IF proporciona 1,7 dBm de potencia. No obstante, si el sistema no funcionara como se desea y proporcionase 5 dBm de IF, el transmisor debería ajustar su ganancia a 2,7 dB.

A su vez, se ha de tener en cuenta el punto de compresión de 1 dB. De este modo, se comprueba que a la entrada del mezclador hay problemas si se transmite una señal de 5 dBm de potencia, ya que el punto de compresión en la entrada del mezclador es de 8 dBm y hay que tener en cuenta los picos de potencia en una 64QAM, que pueden llegar a ser de 5.6 dB respecto de la potencia media. Por tanto, de IF sólo se puede recibir un máximo de potencia de 2.4 dBm. De igual forma, en la salida del amplificador, el punto de compresión 1 dB es de 18 dBm, que teniendo en cuenta la limitación de potencia que ya pone el mezclador a la señal de entrada de IF, las pérdidas que introducen el mismo mezclador y el filtro, y la ganancia del propio amplificador, nos queda un OBO de 8 dB, que resulta un valor más que aceptable [2-3].

b) Enlace ascendente: Estación de Usuario – Estación Base

A continuación, se estudia el sistema receptor viendo la cadena ascendente que compone el sistema.

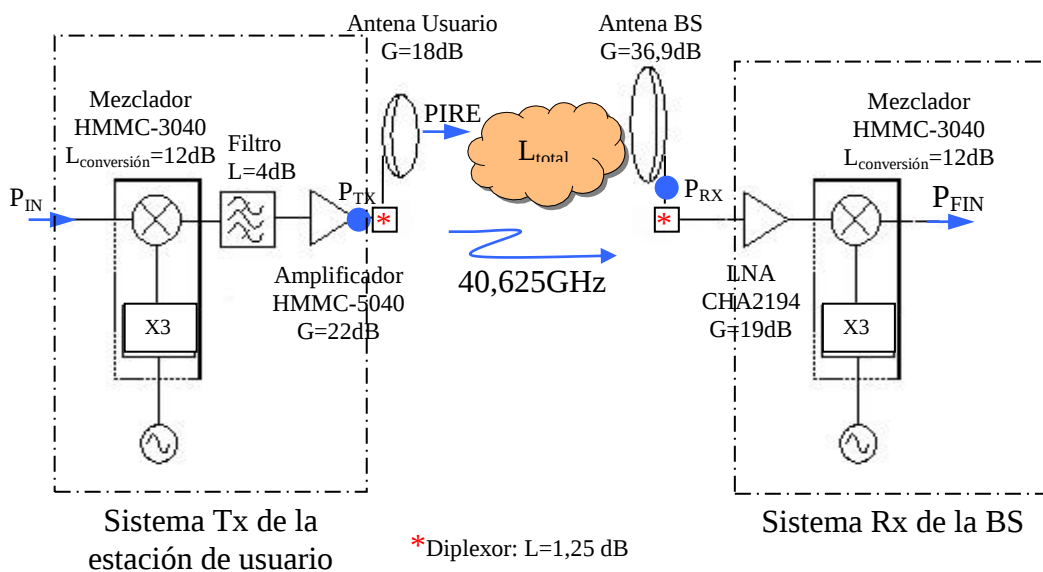


Fig. 4.2: Balance de potencias del enlace Usuario-BS

En este caso se parte de la potencia en el punto P_{RX} y se recorre la cadena hacia la salida, P_{FIN} . Hay que recordar que en este caso utilizamos la modulación 16 QAM, más restrictiva que la QPSK, que se recibe de la estación de usuario. Por tanto, el valor que se deberá emplear será $P_{RX} = P_{min} = -88,85$ dBm, presentado en la tabla 3.5.

Para los cálculos a realizar se utiliza en este caso la SNR:

$$N_{sistemaRx} = -102,98 \text{ dBm} \quad (4.4)$$

Calculando la figura de ruido de RF e incluyendo una figura de ruido de la sección de IF de 4 dB.

$$SNR = P_{RX} - N_{sistemaRx} = 14,13 \text{ dB} \quad (4.5)$$

Este valor de SNR supera el valor requerido para 16QAM en la tabla 3.4, 14,1dB, por lo que el sistema receptor de la BS cumple las especificaciones con el equipo elegido, habiendo tenido en cuenta márgenes suficientes durante su implementación, para recoger y asimilar impactos no deseados que siempre surgen en una situación de operación real.

4.3 Montajes

Una vez comprobado que la elección de componentes, incluidas las pérdidas de integración, validan el balance de potencias para dar servicio a un rango de 2 km al menos, se procede al montaje de los bloques necesarios. Desde el punto de vista de esta memoria, los montajes no son el área especial de conocimiento ni investigación, sino el paso necesario para pasar del diseño del sistema, a su integración y posterior validación. Sin embargo, dado que en su momento supusieron un gran reto y demandaron enormes esfuerzos, al menos sí procede incluir un par de pequeños detalles relativos a tales procesos.

En la figura 4.3 aparece representada una de las primeras pruebas de integración del transmisor de RF. Como se aprecia en ella, el trabajo de mecánica es una labor importante, así como la protección de los circuitos en lo relativo a las sobretensiones que, en alimentación, pudieran sufrir durante las pruebas.

Esta primera prueba se realizó empleando un conector tipo K para la salida a la antena. Estos conectores no pasan nominalmente de 40 GHz, sin embargo, son más baratos y sencillos que el emplear una guía de onda, por lo que, en primer lugar, se decidió probar su funcionamiento fuera de la banda. Las pruebas realizadas aportaron resultados negativos, por lo que el empleo de nueva mecánica y transiciones a guía de onda se hacían necesarias.

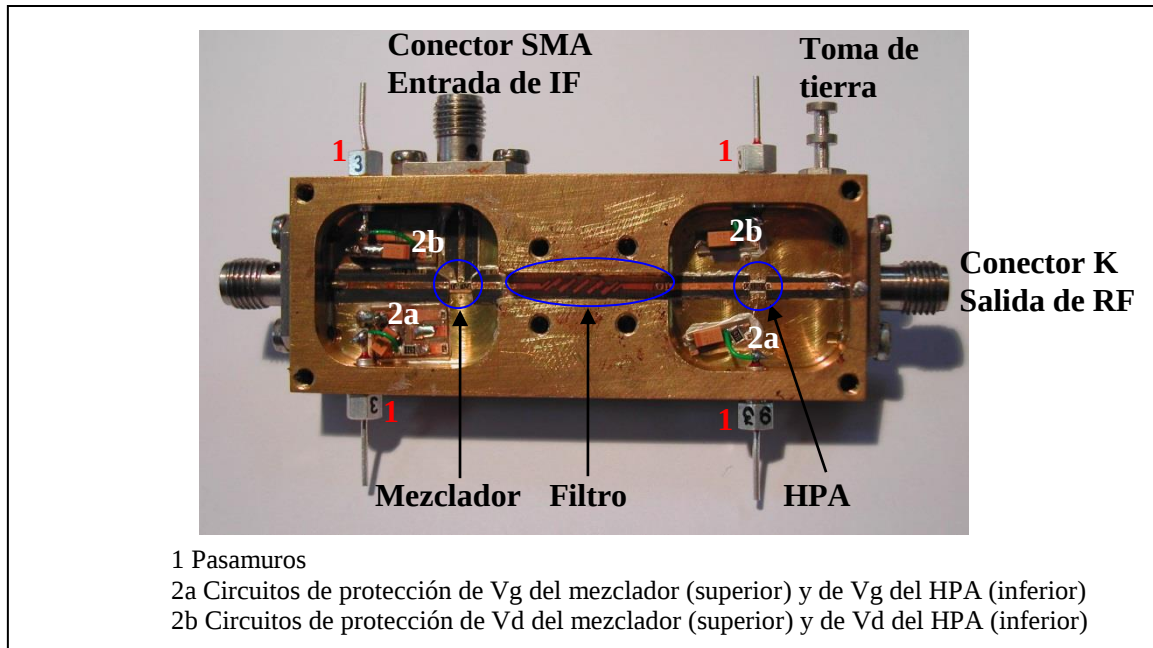


Fig. 4.3: Susbsistema transmisor de RF con salida en conector K

La figura 4.4 recoge la prueba de transición guía-microstrip-guía realizada, como paso previo a la integración de una transición microstrip a guía de onda en la caja del transmisor y el receptor de RF. En ella se pueden observar, por un lado, la salida y entrada en guía de onda junto con los centradores para la guía (izda), y el montaje de la línea microstrip y del canal realizado (dcha), por el otro.

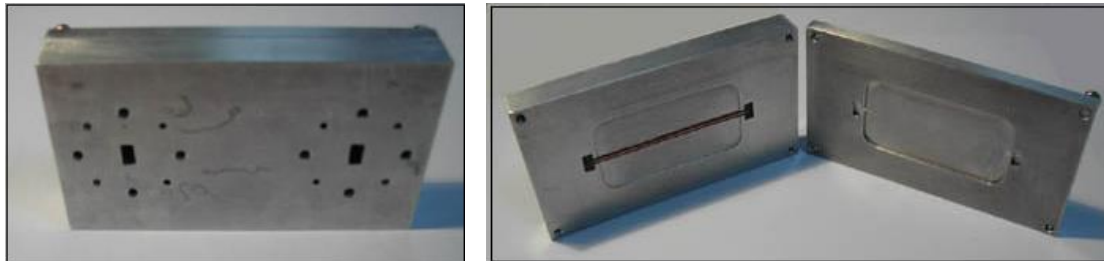


Fig. 4.4: Transición guía de onda - microstrip - guía de onda

El paso final fue el de adaptar el subsistema de RF, eliminando el terminal con conector K y realizando la mecánica necesaria para la salida en guía de onda. En la Figura 4.5 puede verse el resultado de esta operación, así como la presencia en el montaje de material absorbente para mejorar las prestaciones del dispositivo.

Durante estos montajes, que se realizaron por fases, se fue caracterizando el comportamiento de los diferentes elementos que lo componen (filtros, mezcladores, amplificadores), y cuyos resultados omitiremos aquí a fin de reducir la extensión del capítulo y poder centrarnos en la caracterización global del sistema mediante medidas de alcance.



Fig. 4.5: Subsistema transmisor de RF con salida en guía

4.4 Caracterización y Pruebas de Campo

En este apartado vamos a presentar las medidas que se hicieron con el enlace ascendente, estación de usuario-estación base, a 40,625 GHz

Para la realización de este radioenlace, recibimos unas antenas para 40 GHz, que nos mandó la Universidad de Vigo [4]. No eran las antenas que, en principio, deberían haber desarrollado con ganancias de 36,9 dB para la BS y de 18 dB para la estación de usuario, sino que enviaron dos antenas comerciales tipo bocina de 20 dB de ganancia cada una. La antena para la estación base debería haber sido sectorial, ya que debe atender a varios usuarios localizados en distintas zonas, y sin embargo las dos que nos mandaron eran direccionales, como deben ser las de usuario. No obstante, para la realización de las pruebas eran válidas, aunque en una de ellas, esa característica nos perjudicó en demasía, como veremos más adelante.

4.4.1 Primera prueba, en interiores

La primera prueba se realizó en las propias instalaciones que DICOM tenía en el CDTUC, y su objetivo era comprobar que las antenas funcionaban como decía el fabricante.

La disposición del equipo necesario [5] fue como sigue:

Transmisor:

- Generador de Señales Vectoriales (E4438C): introduce la señal de IF al sistema de Tx de la estación de usuario.
- Generador de Señal (83752A): es el encargado de introducir la señal de 13,06 GHz a 17,2 dBm (con pérdidas del cable y del conector SMA, 13,5 dBm).

- Caja con salida en guía de onda del sistema de Tx de la estación de usuario, que posee una ganancia de 5 dB.
- Antena de 40 GHz, como hemos dicho antes con una ganancia de 20 dB. Unida directamente a la caja del sistema Tx de la estación de usuario.

Receptor:

- Caja de LNA ya caracterizada por miembros del grupo de microondas de DICOM, de ganancia 20 dB.
- Antena de 40 GHz de ganancia de 20 dB. Unida mediante una transición guía de onda-2.4 a la caja del sistema Rx, en este caso, sólo el LNA.
- Analizador de espectros (HP 8565E) con el que podremos ver y evaluar los resultados de la medida del radioenlace.

En ambos sistemas, Tx y Rx, se utilizaron además las fuentes de alimentación necesarias para la polarización de los equipos, así como los soportes, alargaderas, cables y transiciones necesarias en cada sistema.

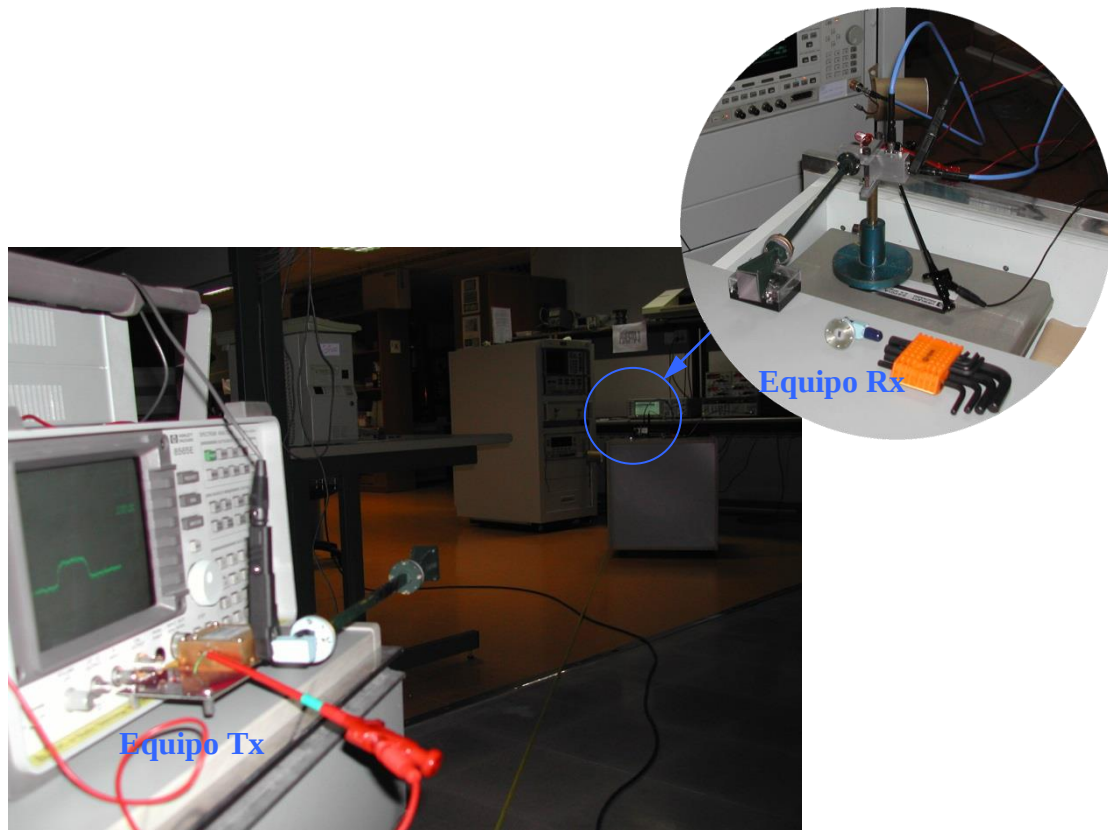


Fig. 4.6: Medida en interior para la caracterización de las antenas.

En la figura 4.6 se puede ver un ejemplo de esta primera disposición de los equipos. La distancia a la que se realizó la medida fue de 5 m, caso para el que se obtuvo una medida de -54 dBm introduciendo una señal de IF de -40,63 dBm (0,63 dB de las pérdidas del cable y del conector SMA). Por tanto, aparecen unas pérdidas de 13,37 dB que realizando un pequeño balance de potencias se comprobará si son las esperadas.

Las pérdidas de espacio libre en 5 m a 40,625 GHz son de 78,6 dB.

$$P_{Rx\ RF} = P_{TxIF} - L_{cable\ IF} - L_{conector\ IF} + G_{cajaTx} + G_{AntenaTx} - L_{espacio\ libre} + G_{AntenaRx} - L_{transición\ Guía-2.4} + G_{cajaLNA} \quad (4.6)$$

$$-54\ dBm = -40\ dBm - 0,33\ dB - 0,3\ dB + 5\ dB + G_{AntenaTx} - 78,6\ dB + G_{AntenaRx} - 0,25\ dB + 21\ dB$$

Despejando, la ganancia conjunta de las antenas era de aproximadamente 40 dB, lo que quiere decir que funcionaban exactamente como el fabricante indicaba, con una ganancia de 20 dB cada una.

Una vez completado ese necesario paso, se estaba ya en disposición de realizar medidas más reveladoras acerca de este sistema. La segunda prueba entonces era medir en campo abierto.

4.4.2 Medida en campo abierto, de la azotea del edificio de la ETSIIT, a una terraza del edificio de la EICCP

Esta medida prometía indicar suficientes datos como para considerarla final, pero una serie de contratiempos dieron al traste con el objetivo inicial.

Una vez montados los equipos en ambos enclaves, el transmisor en una terraza del edificio de la EICCP y el receptor en la azotea del edificio de la ETSIIT, no se pudo realizar las medidas debido, principalmente, a la climatología adversa, y, en consecuencia, a la falta de tiempo para poder realizar un buen apuntamiento de las antenas, ya que hay que recordar que eran direccionales. En la figura 4.7 se puede ver una disposición del radioenlace que finalmente no se pudo probar, así como las medidas de protección frente a la lluvia que se emplearon.

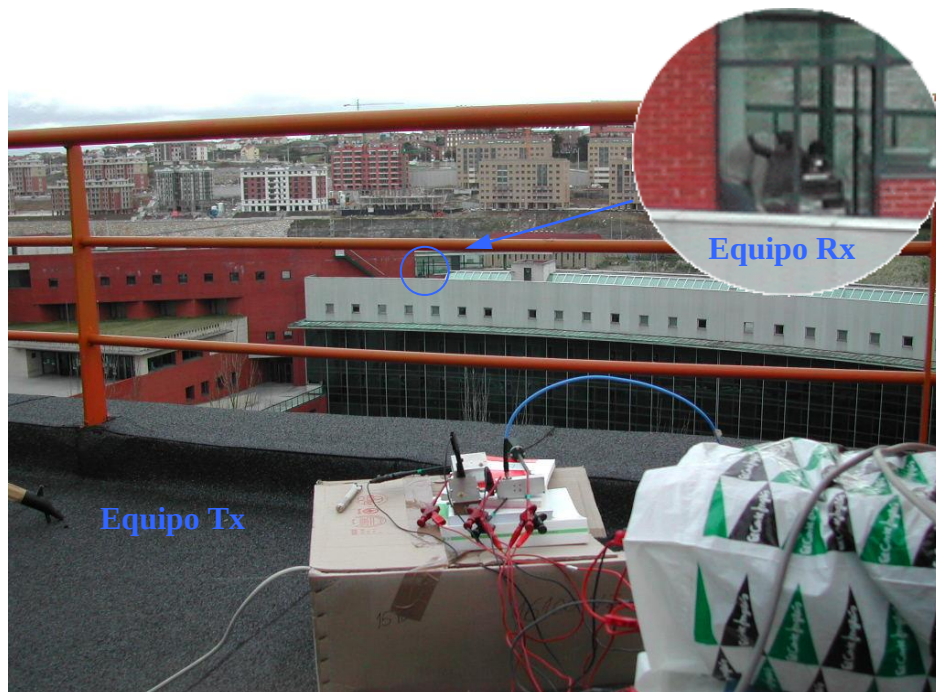


Fig: 4.7: Montaje de la medida a campo abierto

4.4.3 Medida en interiores, pasillo del CDTUC

Dado que la disponibilidad de las antenas era por un período limitado de tiempo, el objetivo fue hacer el máximo número de medidas posibles. Por tanto, puesto que la climatología no acompañaba, y dada la directividad que presentaban las antenas, la medida en interiores (concretamente en el pasillo de la segunda planta del CDTUC) podía ser extrapolada a exteriores, con la consideración de que no se produjeran reflexiones y, con ello, multicamino.

La distribución de los equipos se realizó como se describió anteriormente para el caso de la medida en campo abierto. Esta vez, la señal de IF introducida de 1,445 GHz, tenía una potencia de 0 dBm. Siendo la señal de OL la ya comentada de 13,06 GHz, tanto para el Tx como para el Rx, con 13,5 dBm de potencia. La polarización que se llevó a cabo de los equipos fue: en el Rx, el mezclador ($I_d=290$ mA, $V_g=-400$ mV) y el LNA ($I_d=42$ mA), en el Tx, el mezclador ($I_d=300$ mA, $V_g=-400$ mV) y el amplificador ($I_d=300$ mA, $V_g=-400$ mV).

Las medidas se realizaron moviendo el Tx, mediante el soporte que se puede ver en la figura 4.8 con todos los equipos necesarios para el funcionamiento del propio Tx, a lo largo del pasillo sobre una línea de referencia y tomando esas medidas cada 5 m.

Tabla 4.1: Medidas realizadas en el pasillo de la segunda planta del CDTUC

Distancia Tx-Rx (m)	Medida Teórica (dB)	Medida Real (dB)
5	-34,47	-35,17
10	-40,47	-41,33
15	-44,01	-44,67
20	-46,47	-47,50
25	-48,45	-44,17
45	-53,55	-49,67

A partir de la medida de los 20 m, resulta claro que debía de estar produciéndose propagación multicamino, ya que las medidas tomadas más allá de esa distancia resultaban ser de mayor potencia que el nivel de señal teórico en espacio libre. En consecuencia, se procedió a realizar un estudio pormenorizado del entorno de medida y de las antenas.

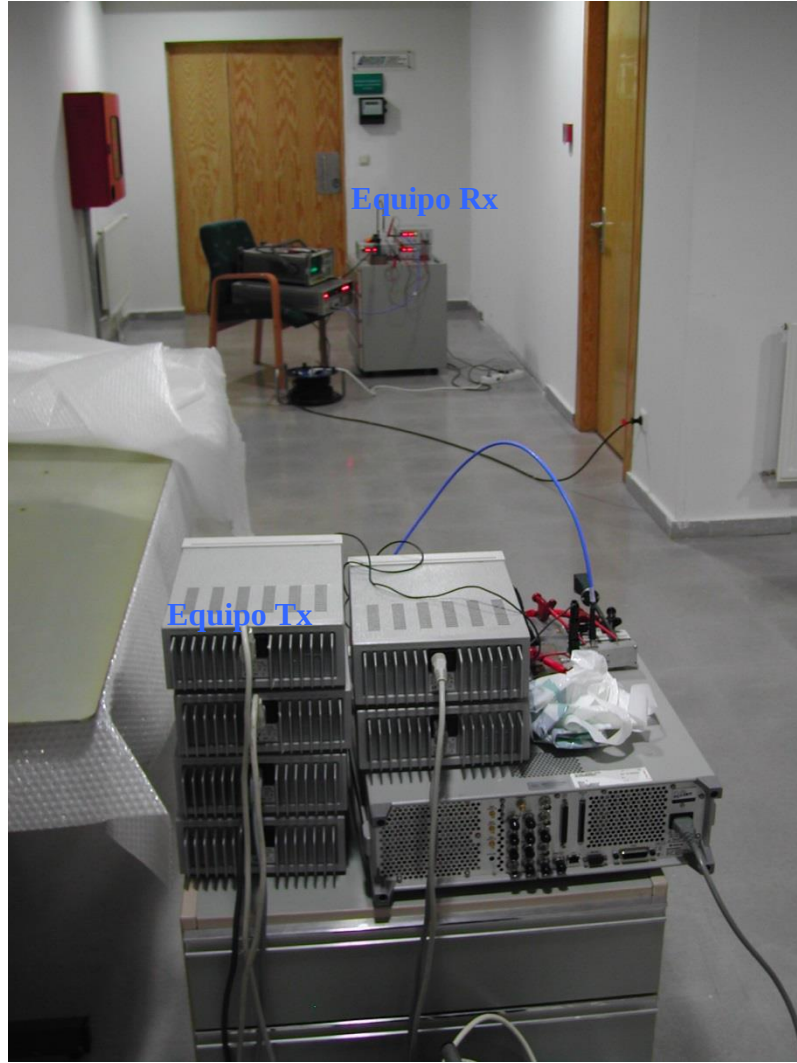


Fig. 4.8: Disposición de los equipos en las medidas a lo largo del pasillo

a) Estudio y simulación de las antenas

Dado que las antenas eran direccionales, el primer paso fue iniciar un estudio de cuál era su ángulo efectivo. El ángulo efectivo se define como el ángulo sólido a través del cual emana toda la potencia de la antena si la intensidad máxima radiada es constante para todos los ángulos sobre el área del haz. Se mide en estereoradianes y es representado por:

$$\Omega_A = \frac{P_{rad}}{U_{max}} \quad (4.7)$$

$$\chi^0 = \frac{\pi}{180} \bullet \text{estereoradianes} \quad (4.8)$$

- Ω_A es el ángulo sólido efectivo en *estereoradianes*
- P_{rad} es la potencia radiada en *w*
- U_{max} es la intensidad máxima radiada en *w/estereoradian*
- χ^0 ángulo sólido efectivo en *grados*

En la figura 4.9 se presenta una pequeña ilustración como aclaración del ángulo sólido. En ella se puede ver una porción del área del haz (en azul), en un punto lejano (P).

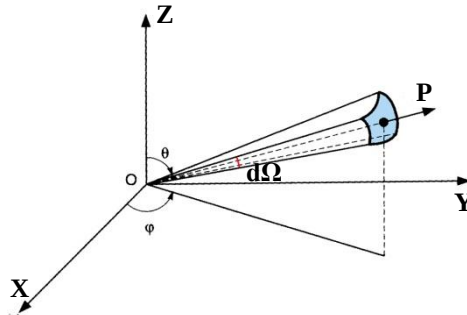


Fig. 4.9: Representación de la variación del ángulo sólido

En la simulación de estas antenas (ver figura 4.10), realizada por nuestro compañero José María Agüero, se obtuvo que el ángulo efectivo era de 14,98°.

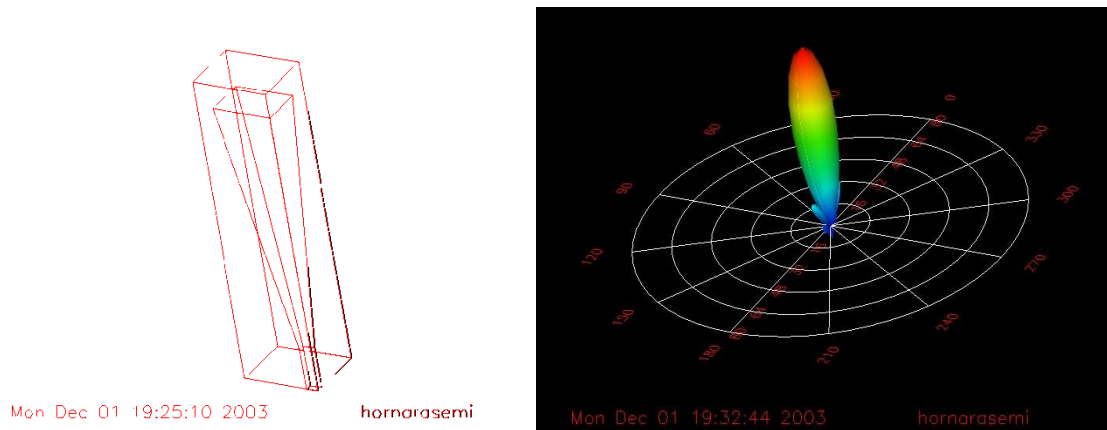


Fig. 4.10: Simulación de la antena de 40 GHz
Muestra del dispositivo simulado (izda); Resultado de la simulación (dcha)

b) Estudio de la zona de medidas, el pasillo

Como se puede apreciar en la figura 4.11, el pasillo tiene una longitud que permitía realizar medidas de hasta 45 m. La altura del pasillo, como bien indica el dibujo, es de 2,5 m y la antena se sitúa a 0,9 m del suelo. El pasillo tiene lo que se denomina "techo técnico", y al levantar una de las placas que lo componen, se encontró una tela metálica que con mucha probabilidad sería el origen de las reflexiones.

En el suelo no existían materiales tan reflectantes hasta la tela metálica del techo técnico del primer piso, si bien el efecto atenuante del forjado intermedio hace que los niveles de señal que lleguen al mismo sean muy reducidos, y los reflejados, que vuelven a atravesar el forjado, tengan niveles mínimos, con nulo impacto en la señal recibida por el receptor.

En consecuencia, es de rigor considerar la distancia de las antenas hasta el techo (1,6 m) como la distancia de inicio de las reflexiones.

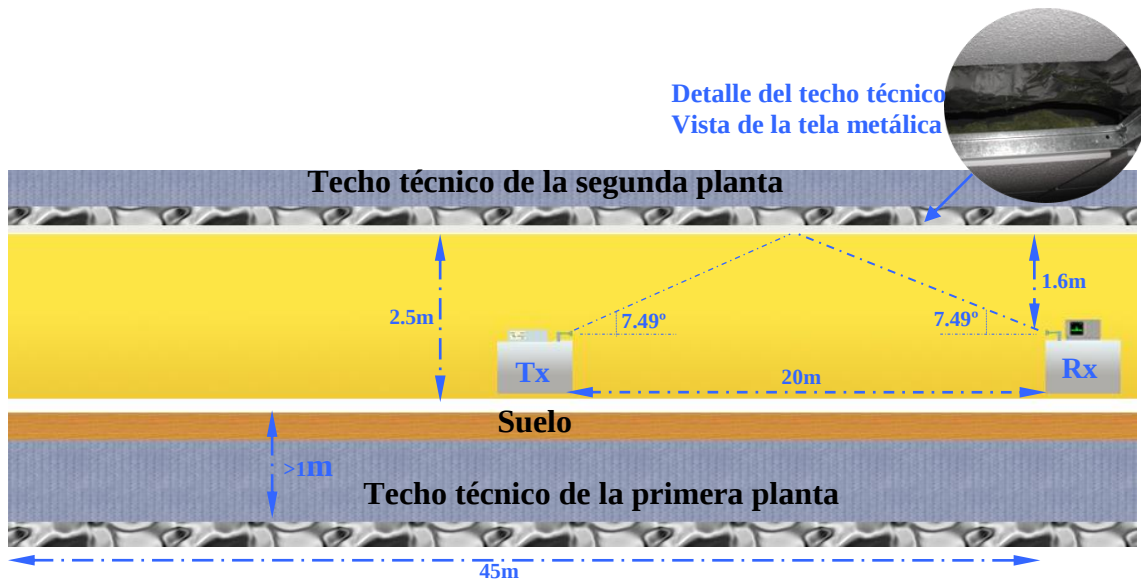


Fig. 4.11: Esquema del montaje de medida en el pasillo del CDTUC

Por tanto, si el ángulo efectivo de las antenas es de $14,98^\circ$ (se emplea la mitad, $7,49^\circ$, como se indica en la figura 4.11), y la distancia a la tela metálica es de 1,6 m, haciendo unos sencillos cálculos trigonométricos, se obtiene que la distancia a la que se producen las reflexiones de una antena es de 12,2 m. Es decir, las dos antenas pueden estar separadas 24,4 m sin que se produzca multicamino. En consecuencia, se encontró la explicación a la mayor potencia recibida a 25 m que a 20 m, y, por ende, no se podían extrapolar a campo abierto las medidas realizadas en este pasillo más allá de los 20 m.

4.4.4 Medida final en exteriores

La limitación de distancia (20 m) en las medidas interiores que se han presentado en el apartado anterior, y que limitaban de igual forma su extrapolación a medidas en exteriores, justificó el esfuerzo necesario para preparar de nuevo un set-up en exteriores, antes de tener que devolver las antenas a la Universidad de Vigo. En esta ocasión el escenario escogido para las pruebas fue la plaza de acceso a la ETSIIT.

La prueba realizada se llevó a cabo con la misma disposición de los equipos que la acometida en la campaña de medidas interiores, para poder comparar resultados. También se emplearon las mismas polarizaciones, se replicaron los niveles de potencia en cada parte del sistema.

En la figura 4.12 se aprecia la disposición de los equipos separados por una distancia de 47 m. Conviene recordar que la señal de IF que emite el generador del equipo Tx es de 0 dBm de potencia, y observando el analizador de espectros situado en el Rx, se verificó que el nivel de señal recibida de IF tenía -54,5 dBm de potencia. Realizando un pequeño balance de potencias, se comprobará el correcto funcionamiento del sistema, bajo las premisas de requisitos considerados.



Fig. 4.12: Medida final en exteriores

Las pérdidas de espacio libre en 47 m a 40,625 GHz son de 98 dB.

$$P_{Rx\ IF} = P_{Tx\ IF} - L_{cable\ IF\ Tx} - L_{conector\ IF\ Tx} + G_{cajaTx} + G_{AntenaTx} - L_{espacio\ libre} + G_{AntenaRx} + G_{cajaRx} - L_{cable\ IF\ Rx} - L_{conector\ IF\ Rx} \quad (4.9)$$

$$P_{Rx\ IF} = 0\ dBm - 0,33\ dB - 0,3\ dB + 5\ dB + 20\ dB - 98\ dB + 20\ dB + 0,4\ dB - 0,33\ dB - 0,3\ dB$$

$$P_{Rx\ IF} = -54\ dBm$$

Así pues, la diferencia entre la medida realizada y la teórica es de apenas 0,5 dB, que es un nivel mínimo, habida cuenta de lo complejo del set-up de medidas empleado, la dificultad para el alineamiento óptimo de las antenas por las condiciones climatológicas adversas y los múltiples componentes que emplea el sistema.

El paso necesario a continuación es la repetición de los cálculos realizados en el capítulo tres para obtención de la sensibilidad del sistema, pero ahora con los valores reales, para estimar cuál es y a qué distancia puede operar correctamente este sistema, una vez estuviese desplegado en condiciones reales de servicio.

La figura de ruido del sistema receptor ahora es de aproximadamente 6,8 dB, por lo que la potencia mínima necesaria para recibir correctamente una señal 64QAM (la más restrictiva por sus necesidades de relación señal a

ruido) será de -81,15 dBm. Procediendo a realizar un pequeño balance de potencias, y sustituyendo los parámetros incluidos por sus valores conocidos, se obtendrá que:

$$P_{min} = P_{IN(max)} + G_{cajaTx} + G_{TX} - L_{diplexorRx} - L_{transiciónRx(0.2dB)} - L_{total} + G_{RX} \quad (4.10)$$

$$-80,35 \text{ dBm} = 7 \text{ dBm} + 5 \text{ dB} + 20 \text{ dB} - 1,25 \text{ dB} - 0,2 \text{ dB} - L_{total} + 20 \text{ dB}$$

Despejando la ecuación se llega a que las pérdidas totales de propagación son de 130,9 dB. Teniendo en cuenta que dichas pérdidas tienen las siguientes componentes:

$$L_{total} = \text{Margen} + L_{lluvia} + L_{gases} + L_{apuntamiento} + L_b \quad (4.11)$$

$$131,7 \text{ dB} = 3 \text{ dB} + Ae \cdot d_{KM} \text{ dB} + 0,16 \text{ dB} + 0,5 \text{ dB} + L_b$$

Para poder resolver esta ecuación, se ha de recurrir, tal y como se hizo en el capítulo 3, a métodos algebraicos, que permiten obtener la distancia máxima del enlace. Así pues, con unas pérdidas de propagación de 131,7 dB la distancia máxima a la que puede operar el radioenlace a 42,25 GHz es de 915 m.

Tabla 4.2: Alcance máximo del sistema implementado en función de la disponibilidad por efecto de la lluvia (con antenas de los tests)

% Tiempo	Atenuación Específica (dB/km)	Alcance Máximo (km)
Sin lluvia	0	1,365
99	0,56	1,255
99,5	1,06	1,175
99,7	1,5	1,125
99,9	3,8	0,915
99,97	7	0,745
99,99	12,1	0,595

Este rango de 915 m es el rango máximo limitado por las antenas empleadas en los tests, que ganan 40 dB en su conjunto. De haber empleado las que estaban consideradas en el diseño inicial (36,7 dBi en la estación base y 18 dBi en el usuario), existiría un margen extra de 14,7 dB.

Este valor permite varios grados de libertad, ya que se puede relajar parte de las especificaciones consideradas (como la ganancia de los equipos, de las propias antenas, etc.) ahorrando costes en los terminales, y manteniendo el rango de alcance.

Otro punto de vista consiste en dejar los terminales con la configuración original y reevaluar el rango de alcance del sistema. De esta forma, los terminales que tienen un coste ya conocido, permitirían ahora un mayor alcance y, por ende, mayores prestaciones para ofrecer servicios en entornos más complejos, a la vez que se podría aumentar el tamaño de

celda y reducir el número de estaciones base, y con ello la inversión en infraestructura del operador.

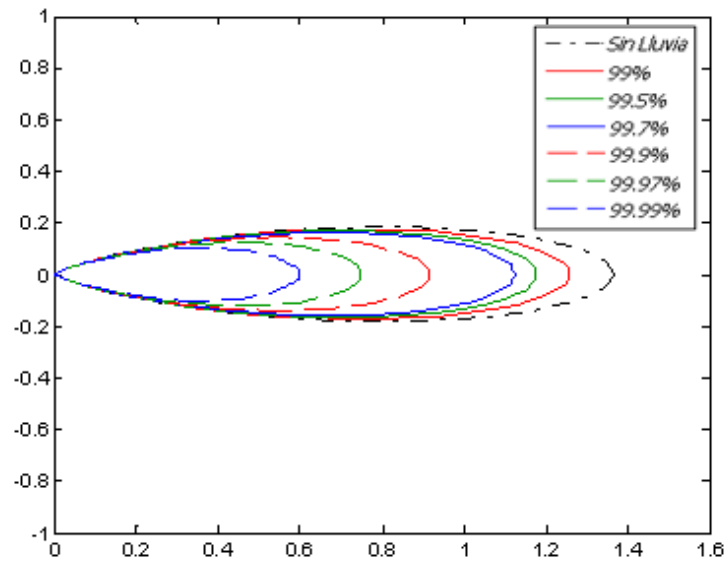


Fig. 4.13: Área final de cobertura (% tiempo) con antenas de test

Teniendo en cuenta este margen, y realizando de nuevo los cálculos (incluido el efecto de la lluvia), el rango máximo en el que puede dar servicio el sistema desarrollado (con un valor de BER mejor de 10^{-8} , y una disponibilidad superior al 99,9%) es de 2,5 km, y cuya variación, en función de la lluvia (en caso de no haberse empleado control de potencia) sería en el aparece en la figura 4.14, pudiendo llegar, en caso de no haber lluvia, hasta casi 7,5 km.

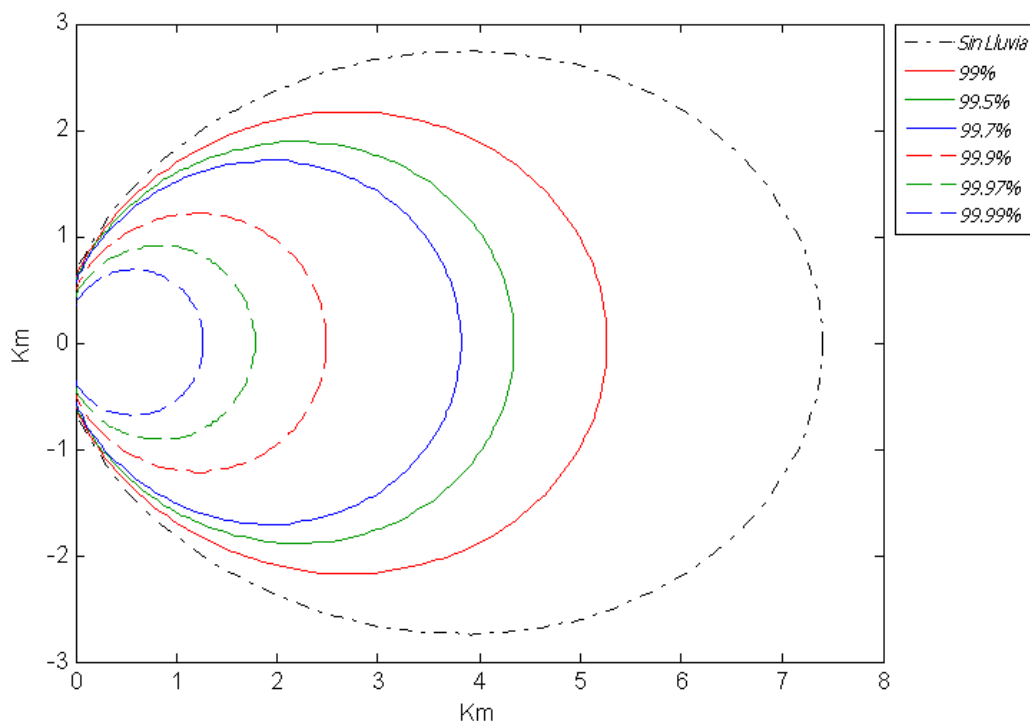


Fig. 4.14: Área final de cobertura (% tiempo)

Tabla 4.3: Alcance máximo del sistema implementado en función de la disponibilidad por efecto de la lluvia (con antenas originales)

% Tiempo	Atenuación Específica (dB/km)	Alcance Máximo (km)
Sin lluvia	0	7,395
99	0,56	5,625
99,5	1,06	4,345
99,7	1,5	3,825
99,9	3,8	2,485
99,97	7	1,775
99,99	12,1	1,265

Conviene aclarar que este rango, que sobrepasa holgadamente los 2 km previstos, se debe a que la sección de IF puede proporcionar más potencia y a que el P_{1dB} de los transmisores ha sido mejorado.

A fin de completar la caracterización del sistema que se ha implementado, se procede a evaluar las posibilidades que presenta para dar cobertura en entornos NLOS. Al igual que se calculó en el capítulo anterior (en ese caso para el sistema diseñado), la figura 4.15 representa el valor de SNR en función de la distancia y la disponibilidad por lluvia, y, sobre ellos, los umbrales de servicio LOS (19,8 dB) y NLOS (39,8 dB).

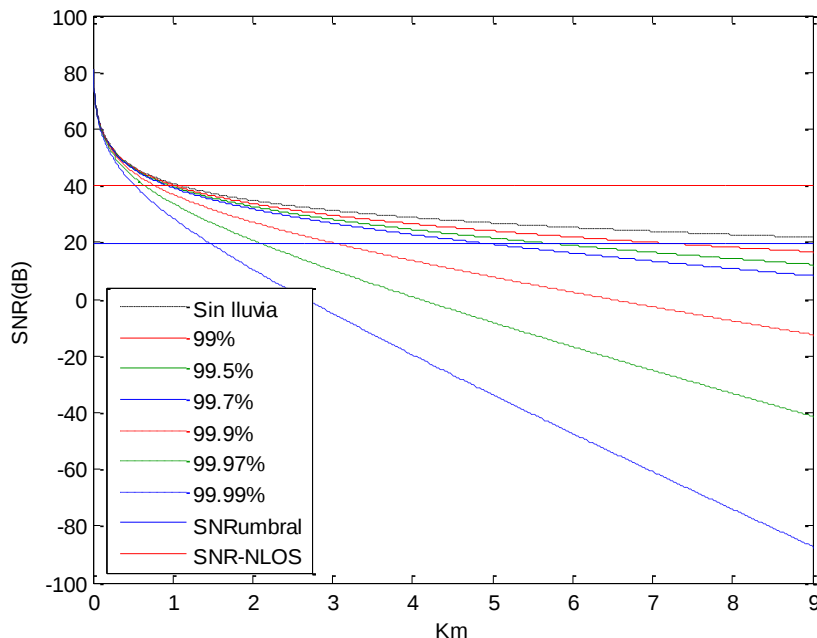


Fig. 4.15: SNR en función de la disponibilidad por lluvia

Para poder evaluar mejor el comportamiento del sistema en el caso considerado en el diseño, esto es, polarización horizontal, zona climática K y porcentaje de disponibilidad frente a la lluvia del 99,9%, se procede a

ampliar el corte del umbral NLOS con esta curva, que se aprecia en la figura 4.16.

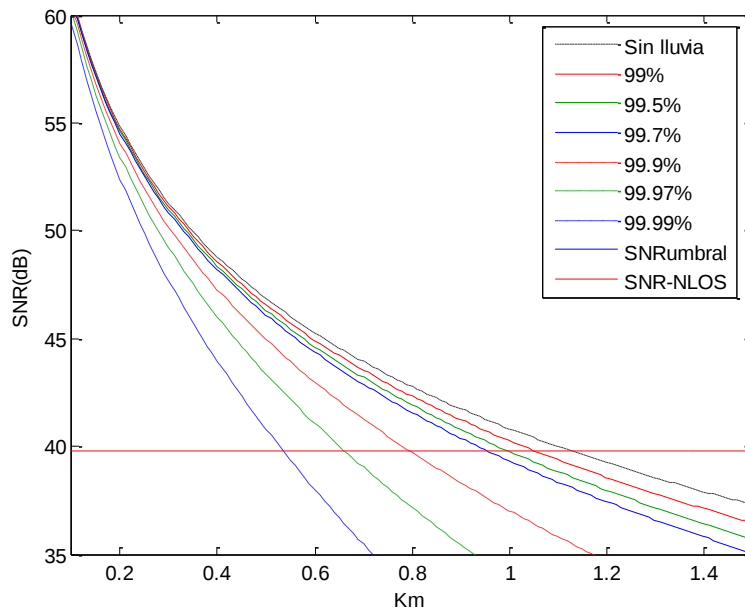


Fig. 4.16: Alcance máximo de cobertura NLOS en función de la lluvia

El valor máximo que permite una cobertura en entornos NLOS es, en el caso del sistema implementado, de 800 metros. Receptores situados fuera de este rango (para la dirección de máxima ganancia), no podrán mantener la alta calidad de servicio establecida como requisito en nuestro diseño, a menos que posean situación LOS.

Para conocer la cobertura en todas las direcciones, la figura 4.17 presenta la curva de alcances máximos en cobertura NLOS para las direcciones de interés.

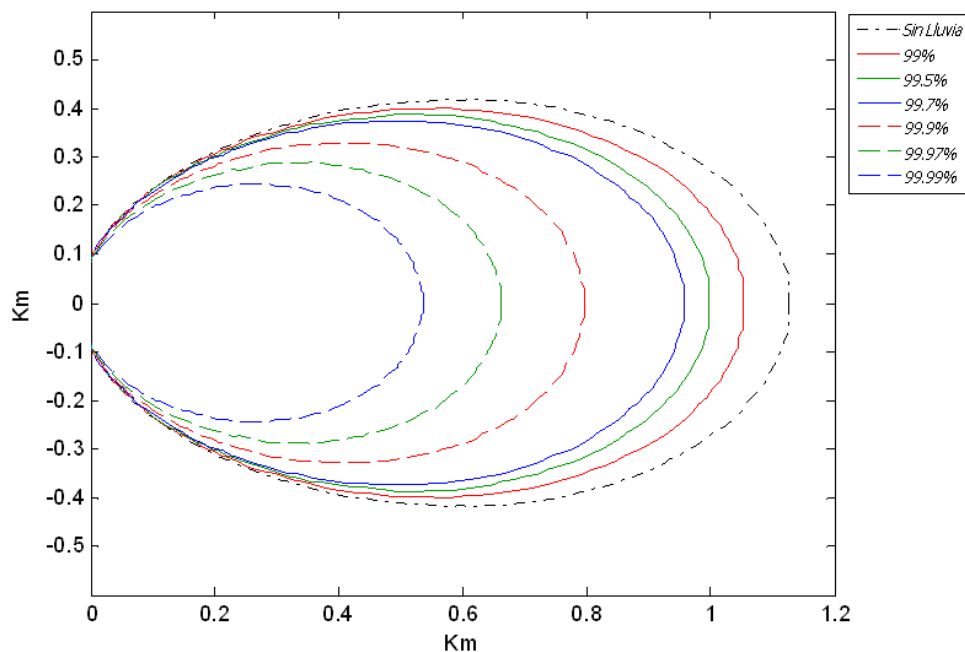


Fig. 4.17: Cobertura NLOS en función de la disponibilidad por lluvia

4.5 Conclusiones

En este capítulo se completó el trabajo iniciado en el capítulo anterior, traduciendo el diseño del sistema en dispositivos reales. A fin de comprobar la validez de los análisis realizados en el capítulo 3, se han presentado las diversas campañas de medida realizadas, empleando el conocimiento del canal para explicar todos aquellos comportamientos que inicialmente pudieran parecer sorprendentes. Los resultados fueron totalmente satisfactorios y el sistema cumplió todos los requisitos iniciales [6].

Asimismo, se emplearon los cálculos de coberturas para estimar el alcance del sistema real, con las antenas originales (que no pudieron emplearse en la campaña de medidas), así como la posibilidad de dar cobertura en entornos NLOS gracias las técnicas comentadas en el capítulo anterior, y evaluadas en este capítulo para el sistema realmente implementado.

Por desgracia, y tomando ventaja de la perspectiva que dan los más de diez años acontecidos desde que se realizaron estas investigaciones, los sistemas MVDS no llegaron a evolucionar como se esperaba. Aquellos fulgurantes crecimientos, penetraciones en el mercado e ingente actividad industrial que se preveía, tuvo un futuro menos halagüeño. Las licencias concedidas en España para LMDS, en las bandas de 3,5 GHz y 26 GHz y su limitado éxito comercial, hipotecaron las futuras demandas para operar servicios MVDS, a frecuencias mayores y, por ende, con mayor limitación de alcance y mayor sensibilidad a fenómenos atmosféricos.

Estos sistemas inalámbricos se centraron sobre todo en las zonas residenciales alejadas y entornos rurales, como sustitución de las líneas TRAC (Telefonía Rural de Acceso Celular), permitiendo el acceso a internet de estos abonados.

En los entornos urbanos, la alta demanda de ancho de banda bidireccional (Internet y Televisión), sobrepasando las estimaciones de crecimiento previstas a inicios de siglo, derivó en una ingente inversión de cableado para lograr llevar fibra óptica hasta los hogares, o hasta sus entornos más cercanos. Es por ello que los operadores de cable y de servicios multimedia focalizaron sus esfuerzos en redes cableadas para entornos urbanos, en detrimento de soluciones MVDS.

Para el caso de los pocos clientes rurales para los que disponer de una red cableada terrestre es simplemente inviable, en la mayoría de las ocasiones se ha optado por enlaces satelitales a un hub local, y distribución vía Wimax-Wifi a los hogares de los abonados.

A nivel internacional, la evolución ha sido muy similar, predominando el mismo tipo de acceso en países con entorno sociodemográfico equivalente al español, y con una mayor presencia de sistemas LMDS en

países desarrollados con una menor densidad de población, y núcleos poblacionales con mayor dispersión sobre el territorio nacional.

Desde el punto de vista de desarrollo tecnológico, la ralentización comercial derivó en un estancamiento en los desarrollos de dispositivos, al igual que sucedió con la banda inferior (Ka), cuyo éxito y despliegue estuvo previsto en 2005 y no es hasta la actualidad, una década después, cuando servicios y equipos han alcanzado la madurez y el volumen de actividad esperado. De hecho, los desarrollos, avances e investigaciones en tecnologías y equipos para banda Q siguen siendo una de las prioridades en las actividades que trata de promover la ESA, con convocatorias de proyectos a 1 y 2 años cuyas solicitudes tiene los plazos abiertos en 2016 [7-8].

Referencias

- [1] "Diseño, Montaje y Caracterización del Subsistema de RF de la Estación Base para un Sistema MVDS a 40 GHz", TFC de Rafael F. de Andrés de Ateca, Universidad de Cantabria, Diciembre 2003, dirigido por Manuel Lobeira
- [2] Weissleder, H., Edelmann, E., Danz, H., Richter, M. y Jaecht, V. "Unified level planning in CATV networks for analogue and digital signals using the Crest Factor", International Symposium on Consumer Electronics, Hong-Kong, Diciembre 2000
- [3] IEEE 802.16.3c-01/46 "Analysis of PHY waveform Peak to Mean Ratio and Impact on RF Amplification".
- [4] A. Lázaro, P. de Paco, D. Girbau, L. Pradell, S. Blanch, J. Romeo "Enlace Digital de Evaluación de Sistema MVDS a 40GHz", XVIII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI), La Coruña (España), 10-12 Sept. 2003
- [5] Agilent Technologies, "Test Approaches for BWA Modules and Radios". <http://www.agilent.com>
- [6] R. de Andrés, Z. Zubizarreta, M. Lobeira; C. Barquinero, J.M. Agüero, J.L. García, "Diseño y Caracterización de los cabezales de RF para sistemas MVDS a 40 GHz", XIX Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI), Barcelona (España), 8-10 Sept. 2004
- [7] TECHNOLOGY DEVELOPMENT FOR Q-/V-BAND LINEARISER (ARTES 5.1 5C.227)
<https://artes.esa.int/funding/technology-development-q-v-band-lineariser-artes-51-5c227-re-issue-0>
Tender abierta hasta el 1 de Febrero de 2016
- [8] HIGH POWER Q/V-BAND DIPLEXERS FOR GROUND STATIONS (ARTES 5.1 6B.025)
<https://artes.esa.int/funding/high-power-qv-band-diplexers-ground-stations-artes-51-6b025-expro-plus-0>
Tender abierta hasta el 11 de Febrero de 2016

Capítulo 5: UWB, Técnicas y Canal

En este capítulo de la memoria se va a presentar la tecnología de banda ultra ancha (UWB, Ultra Wide Band), que estuvo acaparando una gran atención en la década pasada, y sobre la que se trabajó de forma muy activa. Su regulación y estandarización fueron largos y complejos procesos, por lo que cualquier avance logrado en la investigación relativa a sus cualidades y capacidades supuso un gran paso para los mencionados procesos. Estos trabajos se desarrollaron en el IEEE 802.15.3, IEEE 802.15.4 y CEPT, en su comité del ECC ([1-3]).

5.1 Concepto y Técnicas de Banda Ultra Ancha

La definición de banda ultra ancha tiene como único requisito que el sistema tenga un ancho de banda relativo superior al 25% o su ancho de banda sea superior a 500 MHz, por lo que múltiples arquitecturas caben en ella. El objetivo de estos espectros es pasar desapercibidos ante oyentes no deseados y hacerlos a su vez lo más resistentes posibles ante el jamming. De igual modo, también tiene la valiosa capacidad de poder coexistir con sistemas licenciados, mediante ciertas limitaciones en su densidad espectral, que veremos a lo largo de este capítulo.

Dentro de todos los esfuerzos de la pasada década, tres técnicas destacan sobre las demás, que son (ponemos sus acrónimos anglosajones, ya que son éstos los empleados en la literatura científica):

- Impulse Radio (IR)
- UWB-FM
- Multi-Band OFDM (MBO)

En realidad, hay una cuarta, DS-CDMA, que se emplea para comunicaciones de alta tasa binaria, pero como no es éste el objetivo de los sistemas bajo estudio, orientados a velocidades menores, se explicará el caso de MBO, a modo de ejemplo para estos sistemas de altas velocidades.

5.1.1 Impulse Radio

Esta técnica, que fue la que inició el masivo interés por el empleo de UWB para comunicaciones [4], consiste en enviar pulsos de muy corta duración temporal, aprovechando así el gran ancho de banda implícito. Los pulsos, como el de la figura 5.1 [5], duran menos de 1 ns, y su ancho de banda se extiende más allá del GHz.

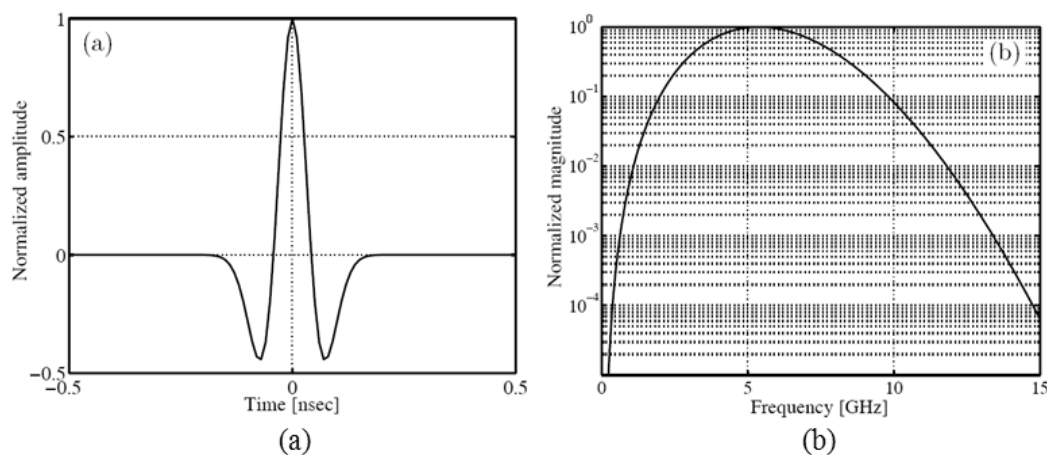


Fig. 5.1: Pulso de UWB, en el tiempo (a) y en la frecuencia (b)

La arquitectura para desarrollar estos sistemas, en su vertiente de modulación por posición de pulsos (Time Hopping-Pulse Position Modulation) es la que aparece en la figura 5.2, en la que la síntesis frecuencial opcional permite ubicar, si se desea, el espectro en frecuencias más elevadas [6]. Esta conversión frecuencial puede ser necesaria, por ejemplo, para cumplir con la regulación vigente en EE.UU., en donde la FCC [7], fijó unas máscaras de emisión (valores de densidad espectral de potencia), cuyos valores máximos estaban por debajo de 960MHz (-41,3 dBm/MHz) y entre 3,1 y 10,6 GHz (-41,3 dBm/MHz también), por lo que, si fuese necesario un ancho de banda superior a 1 GHz, habría que trasladar en frecuencia el espectro de la figura 5.1, a fin de cumplir la máscara.

Una de las posibles arquitecturas para el receptor de UWB es la que se muestra en la figura 5.3, en donde la correlación, mediante el producto con el pulso deseado y la integración temporal, son la base para la correcta detección de los pulsos enviados.

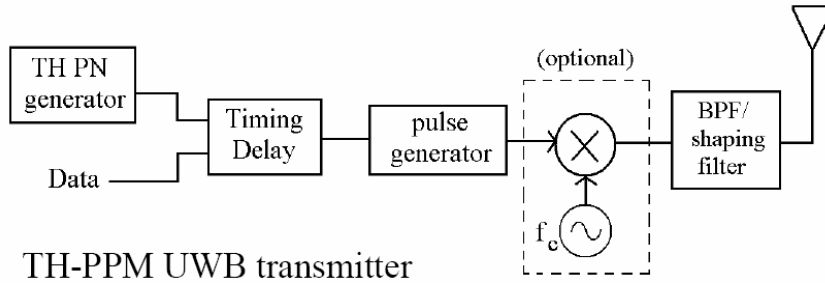


Fig. 5.2: Transmisor UWB con TH-PPM

En el momento de las investigaciones no había sistemas comerciales de consumo con estas plataformas, pues aún se estaba investigando la solución óptima en el compromiso rendimiento-coste, ya que los conversores y el sincronismo de este tipo de señales tan estrechas son tareas que resultan bastante complejas, lo que deriva en costoso hardware y alta carga computacional, con el problema derivado del incremento en el consumo de energía y la disminución drástica de la autonomía de los dispositivos.

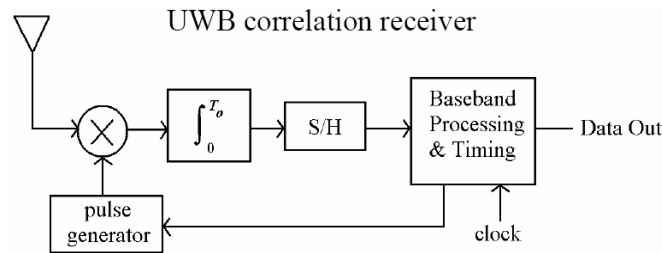


Fig. 5.3: Receptor UWB para IR basado en correlador

En la actualidad, y tras algunos lanzamientos de productos que terminaron siendo muy efímeros, fundamentalmente hay sólo una solución comercialmente explotada en volúmenes razonables: el chip DW1000 de Decawave. Esta compañía británica ha establecido una alianza con la estadounidense Time Domain (desarrollador de sistemas de localización y hardware para realizar ranging), a fin de poder sobrevivir y potenciar este desarrollo. El mercado al que van orientados es la automatización, en el ámbito de robótica industrial y vehículos autónomos.

5.1.2 UWB-FM

Esta técnica minoritaria propone el empleo de una modulación en frecuencia de banda ancha, como solución a lograr un espectro UWB fácilmente moldeable [8]. Ahondaremos más en ella en el séptimo capítulo, cubriendo parte de su desarrollo, implementación y estandarización.

Según la regla de Carson:

$$B_{RF} \approx 2(\beta + 1) fm = 2\Delta f + fm \quad (5.1)$$

Como resultado de la rápida caída de las funciones de Bessel para $n > \beta$, el ancho de banda de una señal FM de banda ancha puede ser controlado a través del índice de modulación, β . Cuando el índice de modulación $\beta \gg 1$, se obtiene un espectro de banda ancha en el que no se distingue la portadora. La caída de este espectro en sus extremos es muy rápida, lo que facilita la coexistencia de esta técnica con otros sistemas de RF trabajando en frecuencias adyacentes. Es decir, la FM analógica puede verse como un mecanismo de ensanchamiento para generar señales UWB con envolvente constante, no moduladas, del ancho de banda necesario. Un mecanismo de modulación extra debe ser añadido para modular los datos sobre esta señal UWB, para lo cual se utiliza el esquema de la figura.

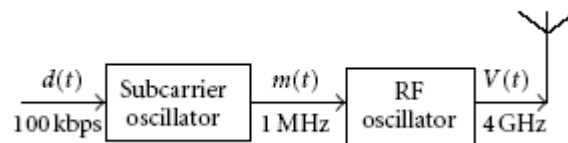


Fig. 5.4: Diagrama de bloques de un transmisor UWB-FM

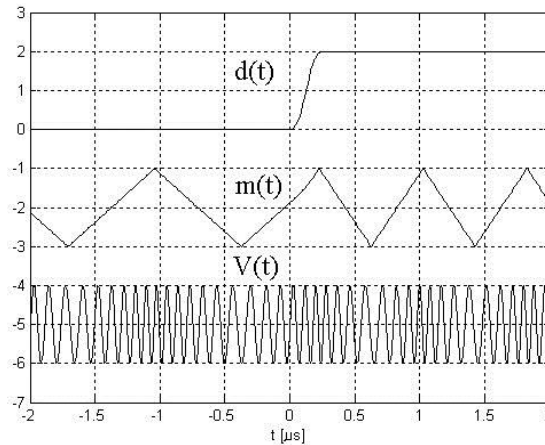


Fig. 5.5: Visión temporal de las señales de datos $d(t)$, sub-portadora $m(t)$ y FM-UWB $V(t)$

El espectro generado con esta modulación mantiene ciertas similitudes con un espectro ensanchado (tal y como muestra la figura 5.6), ya que esta modulación puede verse como una forma analógica de lograrlo, con una ganancia de procesamiento igual al índice de modulación, β .

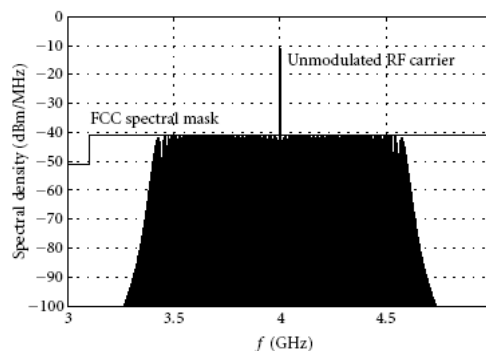


Fig. 5.6: Densidad espectral de potencia de la portadora no modulada a 4 GHz, y la señal UWB-FM obtenida con $f_{SUB} = 1$ MHz y $\beta=600$

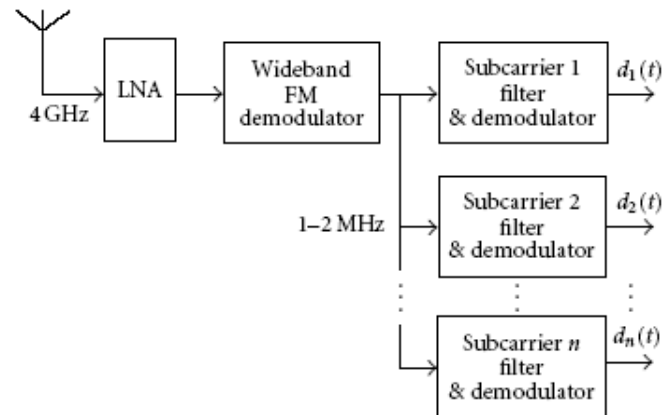


Fig. 5.7: Diagrama de bloques de un demodulador UWBFM

5.1.3 MBO

Esta técnica es la que lideraba las propuestas del IEEE 802.15.3a para redes de alta velocidad, si bien su mayor sensibilidad al desvanecimiento de Rayleigh, y el efecto multicamino hacen que requiera más potencia (y, por ende, interfiera más) que DS-CDMA.

En esta solución, la banda total disponible para el UWB (3.1 GHz a 10.6 GHz) está dividida en catorce sub-bandas de 528 MHz, en las que se usa una modulación OFDM de 128 subportadoras, modulando símbolos QPSK. Para combatir las restricciones impuestas por los canales selectivos en frecuencia, el sistema cuenta con una codificación convolucional 1/3. La principal diferencia entre MBO y un sistema OFDM tradicional es que la transmisión de datos no se realiza de forma continua en toda las sub-bandas, sino que existe multiplexación en el dominio temporal entre las diferentes sub-bandas [9].

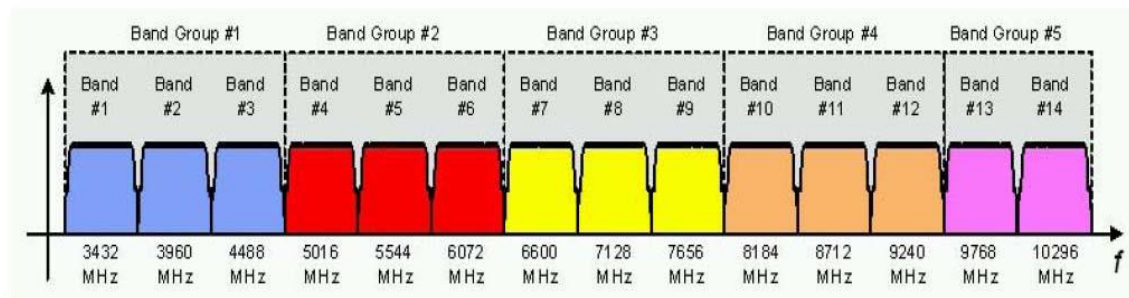


Fig. 5.8: Distribución frecuencial de los sistemas MBO

La arquitectura típica de un sistema de comunicaciones para esta solución es la que se ve en la figura 5.9.

Los tres servicios para los cuales se ha pensado podría aplicarse esta tecnología, aparecen descritos en términos de su balance de potencia en la siguiente tabla 5.1.

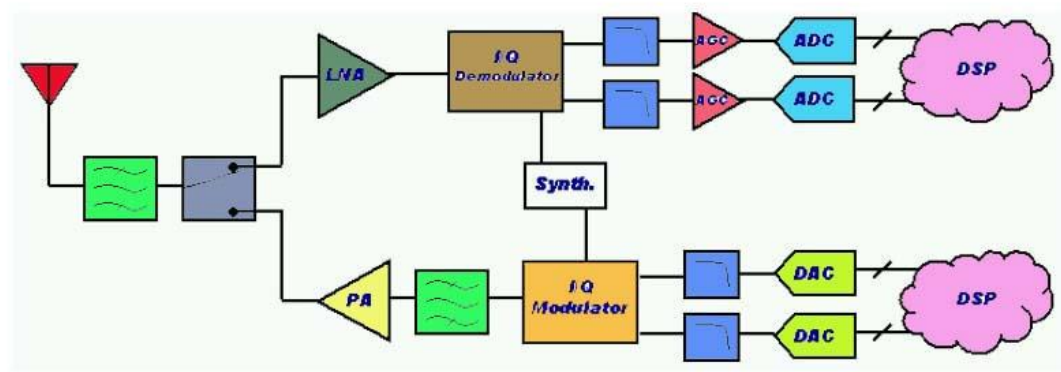


Fig. 5.9: Arquitectura de un sistema UWB MB-OFDM

Como se puede apreciar, los niveles de potencia son los máximos permitidos por la FCC (-41,3 dBm/MHz) que al integrarse en la banda de 528 MHz y añadir la ganancia de la antena, dan lugar al valor de -10,3 dBm. El gran ancho de banda que emplea esta técnica, unido a su elevada tasa binaria, le confieren claramente una visión multimedia, lejana, en principio, de los sistemas para lo que se barajan las aplicaciones de localización, como son las redes de sensores.

Tabla 5.1: Balances de potencia para sistemas UWB MB-OFDM

Parámetro	Valor		
Tasa Binaria	110 Mbps	200 Mbps	480 Mbps
Potencia Transmitida	-10,3 dBm	-10,3 dBm	-10,3 dBm
Pérdida propagación	64,2 dB (@ 10 m)	56,2 dB (@4 m)	50,2 dB (@2 m)
Potencia Recibida	-74,5 dBm	-66,5 dBm	-60,5 dBm
P_ruido por bit	-93,6 dBm	-91,0 dBm	-87,2dBm
NF del Rx	6,6 dB	6,6 dB	6,6 dB
Potencia de ruido	-87,0 dBm	-84,4 dBm	-80,6 dBm
E_b/N_0 necesario	4,0	4,7 dB	4,9 dB
Pérdidas implementación	2,5 dB	2,5 dB	3,0 dB
Margen de enlace	6,0 dB	10,7 dBm	12,2 dB
Sensibilidad Rx	-80,5 dBm	-77,2 dBm	-72,7 dBm

5.2 Canal IR-UWB

De todas estas técnicas presentadas en la sección 5.1, únicamente la basada en pulsos posee, de forma intrínseca a su capa física, capacidades de localización, ya que la discriminación temporal que permiten los pulsos tan estrechos garantiza una localización con gran precisión. Es por ello que, como además puede aplicarse para sistemas de baja velocidad y bajo coste, será el escogido para su estudio, con interés en su futura aplicación en redes de sensores. En la introducción de la memoria ya se comentó, pero

conviene recordar que el autor tuvo la fortuna de poder colaborar en el desarrollo de estas tareas con los autores principales, lo cual es una gran ventaja, al poder contar de primera mano con la información, y poder procesarla y trabajar con ella, aplicada específicamente a los estudios concretos de su línea de investigación.

Como ya hemos comentado con anterioridad, esta tecnología estaba comenzando sus pasos en el campo de las comunicaciones, y es por ello que se hacía necesario un esfuerzo para acometer ciertas tareas desde cero, como es el caso del análisis del canal. Los conocimientos que se tenían anteriormente eran relativos a sus aplicaciones militares en el campo de RADAR, pero no en lo relativo a las comunicaciones, y menos a las aplicaciones en interiores. La explicación más rigurosa de esta sección se puede encontrar en [10-11].

A grandes rasgos, el proceso de medida se realizó con el esquema que aparece en la figura 5.10, a través de un analizador vectorial de redes.

El procesado se realizó a partir de la señal hermítica para generar espectros reales, y de una serie de parámetros habituales y otros más novedosos, que se dividieron en dos categorías, los temporales y los frecuenciales. Este sistema permitió realizar el modelado posterior basándose en estos mismos parámetros.

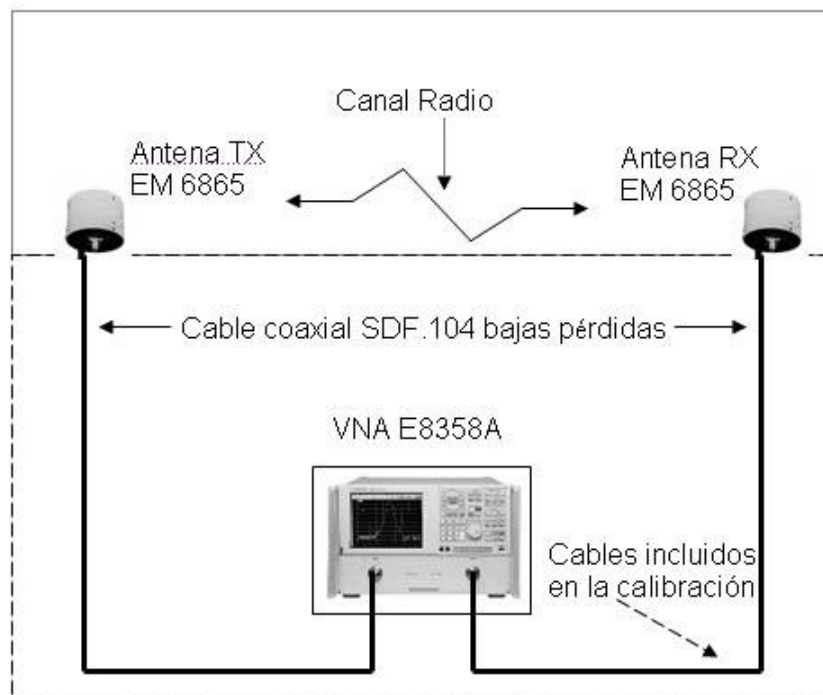


Fig. 5.10: Diagrama del sistema de medida empleado

En la primera categoría (temporales) aparecen:

- Factor de decaimiento exponencial (γ)
- Estadística de las variaciones de potencia (χ)
- Duración principal del cluster (Cluster Hard-decay time)
- Tasa de cruces por cero (ZCR, zero crossing rate)

En los frecuenciales:

- Factor de decaimiento frecuencial (δ)
- Rango frecuencial ($f_{\min} - f_{\max}$)
- Exponente de las pérdidas de propagación (n')

Los entornos que se analizaron fueron oficinas y dependencias interiores, en los que se caracterizaron trayectos LOS y NLOS, diferenciando dentro de esta última categoría en Soft-NLOS y Hard-NLOS, en función de que los obstáculos que bloqueasen el rayo directo fuesen de baja o alta atenuación, respectivamente.

Para ampliar información sobre fundamentos teóricos, bases científicas, set-ups, medidas y resultados, consúltese [12].

Estos estudios del canal proporcionaron nuevas entradas para la incipiente actividad de estandarización y regulación, que se cubre a continuación.

5.3 Regulación y Estandarización

Antes de ver o estudiar en detalle posibles arquitecturas y técnicas para aprovechar al máximo las capacidades de una tecnología hay que esperar a ver que realmente podrá usarse, es decir, que los organismos reguladores dan luz verde a dicha tecnología. Esto es especialmente crítico en el caso de UWB, ya que se solapa frecuencialmente con infinidad de servicios y aplicaciones, muchos de los cuales han tenido que pagar astronómicas cantidades por las licencias para operar en dichas bandas, como es el caso de los servicios móviles de tercera generación (UMTS), o son de especial interés por los servicios que ofrecen, tal es el caso de los radiocontroladores aéreos o los servicios de rescate vía satélite (COSPAS-SARSAT). En este sentido, el autor quisiera agradecer de nuevo a los autores principales de los estudios, la posibilidad que le ofrecieron de colaborar en sus trabajos, y que suponen un gran beneficio para el autor, pues permiten un seguimiento y contribución a los trabajos que se están cubriendo en los principales foros de regulación europeos.

A partir de los conocimientos del canal UWB se realizaron estudios teóricos sobre el comportamiento y la influencia que una determinada densidad de dispositivos basados en IR-UWB podrían generar sobre receptores (víctimas) de diversos sistemas de comunicaciones. De estos estudios se dedujeron cantidades de potencia interferente agregadas, incrementos del ruido en recepción, alejamiento mínimo entre las víctimas y los dispositivos UWB e, incluso, propuestas de máscaras de emisión de potencia para dichos dispositivos.

El paso siguiente fue el de refrendar todos estos estudios y cálculos a través de pruebas empíricas. Para ello se preparó una extensa campaña de medidas, tanto radiadas como guiadas, para los sistemas WLAN, GSM y

UMTS [13,14]. El análisis para el caso del servicio de satélite se realizó de forma análoga [15].



Fig. 5.11: Campaña de medidas para coexistencia entre IR-UWB y WLAN

A modo de curiosidad, se incluye la figura 5.11, en la que se aprecia un anillo de transmisores UWB y un portátil con equipo de WLAN como víctima central. Se empleó una tarjeta PCMCIA externa para la facilidad de acceder a sus especificaciones y configuración, a la vez que permitía calibrar de forma precisa la distancia a los interferentes, en comparación con haber empleado un chip interno de la placa del portátil.

Los resultados que se obtuvieron fueron, a modo grosso, que la técnica de IR-UWB tiene una influencia mínima o nula sobre los sistemas WLAN, GSM y DCS, si se respetan los valores de máscara propuestos por la FCC y que quedaron recogidos en el borrador del CEPT [13]. Sin embargo, para el caso UMTS, esta máscara no garantizaba una influencia despreciable en algunas ocasiones críticas, por lo que una nueva máscara que sí lo garantizase fue propuesta.

Para ampliar extensamente información sobre los set-ups, las medidas, los resultados y las conclusiones, consúltese [16].

5.4 Conclusiones

En este capítulo se ha presentado la tecnología de UWB en tres de sus técnicas más conocidas. Asimismo, se ha hecho un pequeño resumen cubriendo la descripción del modelo de canal para el caso de UWB basado en pulsos, y su aplicación para los estudios de coexistencia que sirvieron como entrada para los procesos abiertos de regularización y estandarización de la tecnología UWB.

En el capítulo siguiente se incluye la problemática de la localización en redes inalámbricas, sus técnicas, precisiones, incertidumbres y posibles soluciones. En el último apartado de ese capítulo se aborda el complejo tema de la localización con UWB.

Referencias

- [1] <http://www.ieee802.org/15/pub/TG3.html>
- [2] <http://www.ieee802.org/15/pub/TG4.html>
- [3] <http://www.ero.dk/ecc>
- [4] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "Impulse radio: how it works," IEEE Commun. Lett., vol. 2, no. 2, pp. 36–38, 1998
- [5] O. Haraz, A.-R. Sebak, Capítulo 6 "UWB Antennas for Wireless Applications", del libro "Advancement in Microstrip Antennas with Recent Applications" editado por A. Kishk, ISBN 978-953-51-1019-4, 2013. DOI: 10.5772/51403
- [6] V. S. Somayazulu, "Multiple access performance in UWB systems using time hopping vs. direct sequence spreading", Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), vol. 2, pp. 522–525, Mar. 2002
- [7] Federal Communication Commission (FCC), "Revision of part 15 of the commission's rules regarding ultra wideband transmission systems," First Report and Order, ET Docket 98–153, FCC 02–48; Adoptado: Febrero 2002; Publicado: Abril 2002
- [8] John F. M. Gerrits, Michiel H. L. Kouwenhoven, Paul R. van der Meer, John R. Farserotu, John R. Long, "Principles and Limitations of Ultra-Wideband FM Communications Systems", EURASIP Journal on Applied Signal Processing 2005:3, 382–396
- [9] <http://www.multibandofdm.org/>
- [10] Suficiencia Investigadora presentada por Gustavo Valera, en el Dpto. Ing. Comunicaciones de la Universidad de Cantabria, Septiembre 2003
- [11] Álvaro Álvarez, Gustavo Valera, Manuel Lobeira, Rafael Torres, José Luis García, "UWB Channel Model Contribution from University of Cantabria and ACORDE", Contribución al grupo de estudio SG3a del IEEE 802.15, 21st meeting 11-15 nov 2002, Koloa, Hawaii, EEUU
- [12] Tesis Doctoral de Álvaro Álvarez Vázquez, titulada "Contribución al diseño integrado de sistemas de comunicaciones impulse radio ultrawideband con capacidad de localización y posicionamiento", Universidad de Cantabria, Octubre 2012
- [13] B. Quijano, Á. Álvarez, M. Lobeira, J.L. García, "Coexistence Measurements between IR-UWB and GSM/DCS Receivers", 14th IST Mobile Summit, Dresden (Alemania), 19-22 Junio 2005

- [14] B. Quijano, Á. Álvarez, M. Lobeira, J.L. García, "Compatibility Measurement Campaign between IR-UWB and UMTS", 14th IST Mobile Summit, Dresden (Alemania), 19-22 Junio 2005
- [15] M.P. García, M. Lobeira, J.L. García, "Compatibility between UWB and COSPAS-SARSAT", 13th IST Mobile Summit, Lyon (Francia), 27-29 Julio 2004
- [16] Tesis Doctoral de Beatriz Quijano Ruiz, titulada "Contribución a la regulación de la tecnología UWB en Europa", Universidad de Cantabria, Enero 2016

Capítulo 6: Localización en Sistemas Inalámbricos

En esta parte de la memoria se van a presentar diferentes conceptos relativos a algoritmos de localización inalámbrica local, estimación de las fuentes de error, así como técnicas de mitigación de los errores producidos en situaciones NLOS.

Como ya se mencionó al principio de la memoria, la localización será uno de los aspectos más innovadores de las futuras generaciones de sistemas inalámbricos [1-2]. Esto dará lugar, sin ninguna duda, a la aparición de nuevos conceptos y características en lo relativo a las transmisiones de datos y las arquitecturas de los dispositivos. Algunas de las innumerables áreas de aplicación que se pueden reseñar son: redes de sensores auto-configurables, computación ubicua, seguimiento y guiado, o sistemas de información y cobro sensibles a la posición.

La influencia de la localización no sólo afecta a los servicios que podrá ofrecer la red, sino que mejora sustancialmente el comportamiento de otros

elementos internos como puede ser el enrutado. Las funciones de coste para decidir los caminos a un destino dentro de una red ad-hoc evalúan diversos parámetros como la potencia a transmitir, la distancia o el nivel de batería, de ahí que un preciso conocimiento de la posición de los nodos de la red haga que las rutas del multisalto puedan ser calculadas con mejor criterio, aumentando la eficiencia de la red y alargando la autonomía de sus nodos [3-13].

6.1 Topologías del sistema

La primera distinción clara en la caracterización de los sistemas de posicionamiento local se realiza en dos categorías: auto localización y localización remota.

- Auto-localización: en este caso, el dispositivo móvil recibe la señal de varios transmisores en posiciones conocidas, siendo capaz de calcular su posición instantánea basándose en esas medidas.
- Localización remota: los transmisores son terminales móviles y existen varios equipos de medida en posiciones fijas recibiendo estas señales transmitidas. En una estación maestra se recogen todas estas medidas y se procesa la información, calculando la posición del transmisor [14-15].

Obviamente, cada una de las dos soluciones implica una distribución distinta de la inteligencia dentro de la red, en lo que a localización se refiere, siendo la segunda de las opciones la más habitual, pues reduce la complejidad y el consumo de los terminales, abaratando por tanto sus costes y facilitando su despliegue en el mercado.

6.2 Métodos de Medida

Dentro de todos los posibles métodos de medida, en la actualidad destacan sobre el resto, tres, por su extendido uso. Estos métodos son los conocidos como (ponemos sus acrónimos anglosajones, ya que son éstos los empleados en la literatura científica):

- AOA: Angle-of-arrival (Ángulo de llegada)
- RSS: Received-signal-strength (Nivel de señal recibida)
- Medidas basadas en tiempos de propagación, que incluyen
 - TOA: time-of-arrival (tiempo de llegada)
 - TDOA: time-difference-of-arrival (Diferencia de tiempos de llegada)

A lo largo de esta sección se van a ir presentando unos mínimos detalles técnicos acerca de cada uno de estos métodos, acompañándolos, cuando sea posible, de las representaciones geométricas asociadas, a fin de facilitar su comprensión. Para estas explicaciones, la nomenclatura empleada es la que históricamente se ha usado en sistemas celulares, denotando por estación base o estación de referencia a aquellos equipos en ubicaciones fijas, propiedad del operador, y por terminal móvil, al dispositivo que se quiere localizar. En el ámbito de las redes de sensores

existen complejidades añadidas que serán vistas más adelante, pero que pueden ser mostradas posteriormente sin entrar en conflicto con las nociones básicas presentadas desde el punto de vista de los sistemas celulares.

6.2.1 AOA

En este primer método, la localización del objeto deseado puede lograrse mediante la intersección de varios pares de líneas de orientación, formado cada uno de ellos por un radial desde la estación base o estación piloto al terminal móvil. Para facilitar la explicación del método, se empleará la figura 6.1. En ella aparece representado el caso más común, en el que el método emplea tres estaciones piloto localizadas en puntos conocidos (A, B, C), y dos ángulos medidos, para obtener la posición del objetivo. La estimación del ángulo de llegada (AOA), referida habitualmente como búsqueda de dirección (*direction finding*, DF), puede ser llevada a cabo mediante el empleo de antenas de lóbulo estrecho, o bien con un array de antenas, que permita ir variando el ángulo de apuntamiento.

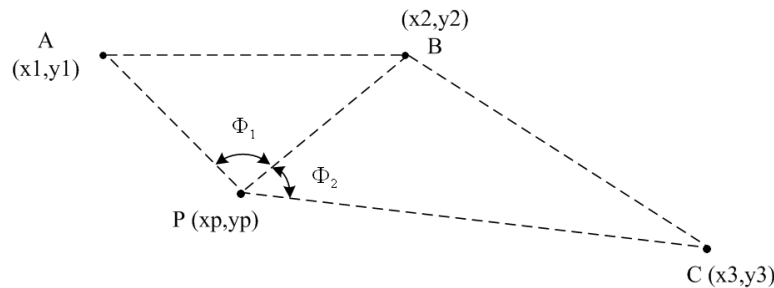


Fig. 6.1: Método AOA: tres estaciones piloto fijas (A, B, C) proporcionan señales que permiten al terminal móvil (P) determinar su posición

Una de las ventajas de este método es que la posición puede ser estimada con tan sólo dos estaciones piloto, en tanto en cuanto, que el terminal móvil no se encuentre en, o cerca de, la línea que une ambas estaciones. La segunda de las ventajas del AOA es que no se requiere sincronización temporal alguna entre las estaciones base. Sin embargo, dentro de las desventajas encontramos que requiere una gran cantidad hardware y además bastante complejo; siendo otro de sus puntos débiles, la pérdida de precisión en la estimación de la posición a medida que el terminal móvil se aleja de las estaciones.

6.2.2 RSS

El método RSS está basado en las ecuaciones de propagación, empleando un modelo matemático conocido para describir las pérdidas de propagación en función de la distancia. Dado que la medida del nivel de señal proporciona una estimación de la distancia entre el terminal móvil y la estación de referencia, el terminal estará ubicado en una circunferencia (posicionamiento 2-D) alrededor de la estación de referencia. Mediante el empleo de varias estaciones de referencia, se puede determinar la ubicación del terminal móvil, al menos tres para localización 2-D y cuatro para

localización 3-D. En la figura 6.2 aparece un paso intermedio donde ya se han evaluado las pérdidas desde dos estaciones de referencia.

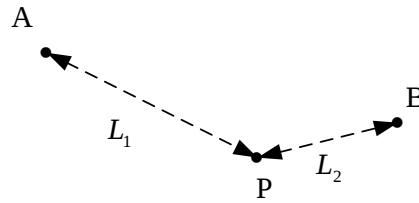


Fig. 6.2: Localización empleando un modelo de propagación para determinar la posición del terminal móvil (L_1 y L_2 denotan las pérdidas de propagación medidas)

6.2.3 Medidas temporales

La distancia entre el terminal móvil y la estación de referencia es directamente proporcional al tiempo de propagación entre ambos. Si la señal tarda t_i en propagarse desde el terminal móvil a la i -ésima estación de referencia, entonces el receptor estará a una distancia d_i , dada por:

$$d_i = ct_i \quad (6.1)$$

siendo c la velocidad de propagación de la luz en ese medio. Si las medidas realizadas son del tipo TOA, entonces, la posición del terminal móvil debe encontrarse en algún punto sobre la esfera de radio d_i alrededor de la estación de referencia. La localización tridimensional unívoca sólo puede determinarse mediante la intersección de cuatro esferas, usando cuatro estaciones de referencia, mientras que para el posicionamiento 2-D, tres esferas son suficientes. En la figura 6.3 puede verse este último caso, en el que, obviamente, las proyecciones de las esferas sobre 2-D dan lugar a circunferencias de radio R_i (d_i).

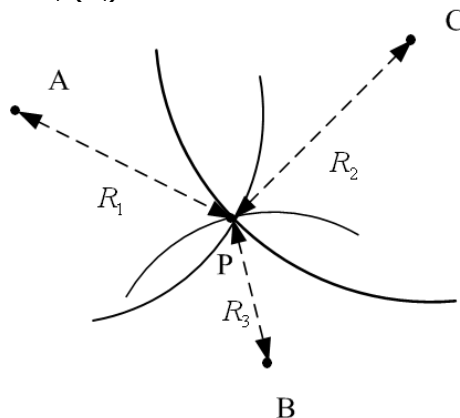


Fig. 6.3: Posicionamiento basado en medidas del tipo TOA

En la práctica, la aplicación directa del método TOA presenta dos problemas principales:

- Todos los transmisores y receptores deben estar sincronizados de forma precisa

- La señal transmitida tiene que etiquetarse con un sello temporal para que el receptor pueda discernir cuál ha sido el tiempo de propagación real

Estos dos inconvenientes resultan bastante críticos a la hora de implementarse, y es por ello que, de cara a su desarrollo en sistemas comerciales, han aparecido otras alternativas más sencillas debido a su menor impacto en la complejidad y coste del hardware asociado, en este caso, el método TDOA.

La idea en la que se basa el TDOA es la de determinar la posición relativa del terminal móvil a través del análisis de la diferencia temporal entre la llegada de la señal a diferentes estaciones de referencia, en lugar del instante absoluto en que esto sucede. De esta forma, cada medida TDOA determina que el terminal móvil debe estar situado en un hiperboloide, con una diferencia de distancias constante entre dos estaciones de referencia. La ecuación del hiperboloide viene dada por:

$$R_{i,j} = \sqrt{(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2 + (z_i - z)^2} - \sqrt{(x_j - x)^2 + (y_j - y)^2 + (z_j - z)^2} \quad (6.2)$$

siendo (x_i, y_i, z_i) y (x_j, y_j, z_j) las coordenadas de las estaciones de referencia i y j , mientras que (x, y, z) representan las coordenadas del terminal móvil o nodo a posicionar.

Para la localización en dos dimensiones, se requiere la intersección de dos hiperboloides, es decir, dos medidas TDOA, lo que implica, al menos la comunicación con tres estaciones de referencia. Para la localización tridimensional, son necesarias tres medidas TDOA, es decir, cuatro estaciones de referencia independientes.

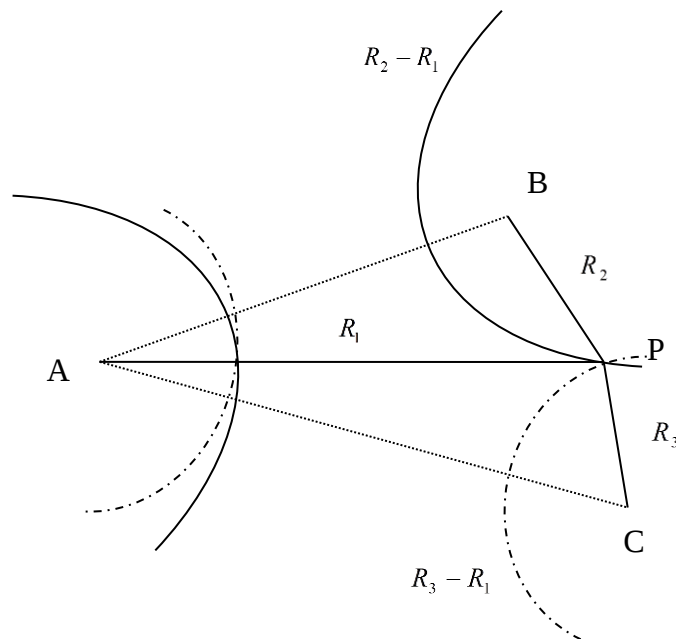


Fig. 6.4: Localización basada en medidas TDOA

Al contrario de lo que sucede con el método TOA, para obtener las medidas TDOA sólo se requieren relojes sincronizados en las estaciones de referencia, no así en el terminal móvil. Este supuesto se da de forma inherente en algunas redes habituales, como las estaciones base de telefonía móvil, haciendo que el enfoque TDOA sea bastante más realista desde el punto de vista del sistema que el TOA, al no requerir una sincronización precisa en todos los nodos de la red.

No obstante, para redes de sensores distribuidas, hay que diseñar y desplegar dos tipos de nodos: los que harían de balizas, o estaciones de referencia, y los nodos sensores sencillos, más numerosos y baratos.

Los nodos baliza, además de tener mayor complejidad por su sincronismo de relojes, deben tener mayor alcance para poder dar cobertura a varios nodos y, en función del diseño en niveles de la red, deben cumplir además otro requisito de comunicaciones entre los dos siguientes:

- Poder comunicarse con un tercer nivel de elemento de red, más complejo y con elevada capacidad de computación, que recogerá los tiempos de llegada a cada nodo baliza y procesará sus diferencias, calculando las intersecciones de los hiperboloides resultantes
- Poder comunicarse con otras dos o tres estaciones baliza para compartir los instantes de llegada y entre ellas procesar y evaluar las intersecciones de los hiperboloides.

En ambos casos, los valores de localización relativa, pueden convertirse en absoluta si la ubicación en coordenadas globales de las balizas es conocida. Este conocimiento puede derivarse de que estén ubicadas en posiciones fijas y cuyas coordenadas absolutas fueron grabadas en sus memorias durante del despliegue, o bien porque tengan incorporado hardware de recepción de sistemas de posicionamiento global por satélite (GPS, Galileo, GLONASS, BeiDou, etc.). La segunda de las alternativas aumenta el coste de los nodos, y aumenta de forma significativa su consumo, reduciendo su autonomía de forma drástica.

En cualquiera de los casos, para poder hacer uso de la información de localización de cara a actualizar tablas locales de enrutado en cada nodo, por ejemplo, estos nodos sencillos han de recibir la información de su posición, lo que genera otra marea de información en el sentido inverso cada vez que haya que refrescar esta información.

El proceso de localización, entre envíos iniciales, computación, sincronismos y comunicaciones de vuelta, genera un elevadísimo consumo de energía en las redes por lo que, para poder garantizar una autonomía elevada, o disponibilidad ad-hoc, se hará preciso trabajar en los sistemas de energía, siendo éste uno de los campos de investigación que se presentarán en los capítulos posteriores.

6.3 Algoritmos de localización basados en medidas temporales

Por norma general, el rendimiento de los métodos basados en medidas temporales es más alto que el AOA [16], y es por ello que la gran mayoría de las soluciones disponibles hoy en día emplean medidas temporales para la localización de dispositivos. En esta sección vamos a dar un paso más en el conocimiento de estos métodos, penetrando a nivel de algoritmos.

Las estimaciones de posicionamiento basadas tanto en medidas TOA como en medidas TDOA están habitualmente divididas en dos fases diferenciadas. En primer lugar, se estiman los valores de TOA o TDOA, a partir de señales ruidosas [17], y, en segundo lugar, estas estimas deben ser procesadas para ser traducidas en estimaciones de la posición del dispositivo objetivo.

6.3.1 Procesamiento de las medidas TOA y TDOA

El método habitual para procesar estas estimas se basa en el empleo de técnicas de correlación. La estimación de medidas TDOA se puede realizar a partir de la correlación entre las señales recibidas en un par de estaciones base. Supongamos que $s(t)$ es la señal transmitida, y que $x_i(t)$ es la recibida en la estación de referencia i , distorsionada por el ruido $n_i(t)$ y retrasada un tiempo t_i , es decir, $x_i(t) = s(t-t_i) + n_i(t)$. De igual manera, la señal $x_j(t) = s(t-t_j) + n_j(t)$ es la que llega a la estación de referencia j , retrasada un tiempo t_j y afectada por el ruido $n_j(t)$. La correlación cruzada de estas dos señales viene dada por la integración de su producto, retrasado, en un intervalo de tiempo T , lo suficientemente largo.

$$R_{x_i, x_j}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T x_i(t) x_j(t - \tau) dt \quad (6.3)$$

El valor de τ que maximiza $R_{x_i, x_j}(\tau)$ es la estimación del TDOA. Este método, como dijimos, requiere una sincronización precisa entre todas las estaciones base, pero no impone ningún requerimiento sobre la señal transmitida.

Las estimas del TDOA pueden obtenerse en receptores de espectro ensanchado a través de algoritmos de adquisición de códigos pseudo-aleatorios (PN) y de seguimiento. La estimación del retardo suele hacerse en dos pasos:

- En primer lugar, una estimación menos precisa, que determina con la precisión de la duración de un chip el valor, generalmente con un correlador de seguimiento y un filtro adaptado.
- En segundo lugar, para una mejora de la sincronización, es necesaria la sincronización precisa entre las secuencias PN generadas localmente y las entrantes, mediante lazos de enganche de retardo (delay-locked loop, DLL).

6.3.2 Determinación de la posición del terminal móvil

La técnica para determinar la posición del nodo, varía en función de cuál sea el método empleado, bien TOA, o bien TDOA. La técnica más directa radica en el empleo de métodos geométricos para resolver los puntos de intersección entre las circunferencias para el caso TOA y el de las hipérbolas para el caso TDOA.

En el supuesto de emplear medidas TDOA, la teoría de la estimación de las posiciones ha sido ampliamente tratada en la bibliografía. Las soluciones exactas para la resolución a las ecuaciones hiperbólicas del TDOA pueden encontrarse en [18-20]. Una solución más sencilla consiste en linealizar las ecuaciones mediante el uso de la expansión en series de Taylor y el empleo de algoritmos iterativos.

Para el caso de medidas TOA, la posición del terminal móvil puede ser determinada mediante la minimización de la suma de cuadrados de una función de costes no lineal. El algoritmo asume que el terminal móvil, ubicado en (x_0, y_0) , transmite una señal en el instante t_0 a las N estaciones de referencia situadas en (x_1, y_1) , (x_2, y_2) , ..., (x_N, y_N) , que la reciben en los instantes $t_1, t_2, \dots, t_N$. La función de costes, medida del rendimiento, puede definirse como:

$$\mathbf{F}(\mathbf{x}) = \sum_{i=1}^N \alpha_i^2 f_i^2(\mathbf{x}) \quad (6.4)$$

donde α_i puede ser escogida para reflejar la fiabilidad de la señal recibida en la estación de referencia i -ésima, y $f_i(\mathbf{x})$ viene dada por:

$$f_i(\mathbf{x}) = c(t_i - t) - \sqrt{(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2} \quad (6.5)$$

siendo c la velocidad de la luz, y $\mathbf{x} = (x, y, t)^T$. Una vez creada esta función para cada una de las estaciones base, cada una de ellas puede hacerse cero para la elección correcta de la triada x , y , y t . La estimación de la localización se determina minimizando la función $\mathbf{F}(\mathbf{x})$.

6.4 Errores en la estimación de la posición

Dentro de los sistemas inalámbricos, la localización adolece de errores provenientes de la propagación multicamino, la propagación con ausencia de línea de vista (NLOS) y las interferencias del resto de usuarios. Como ejemplo, podemos resaltar el hecho de que en medidas TOA un error de medida o causado por NLOS, puede provocar que la intersección de tres circunferencias no dé lugar a un punto único, sino a un área, tal y como aparece reflejado en la figura 6.5. Por lo tanto, está claro que deben tomarse medidas para contrarrestar estas imperfecciones y mejorar la precisión de la localización [21-23].

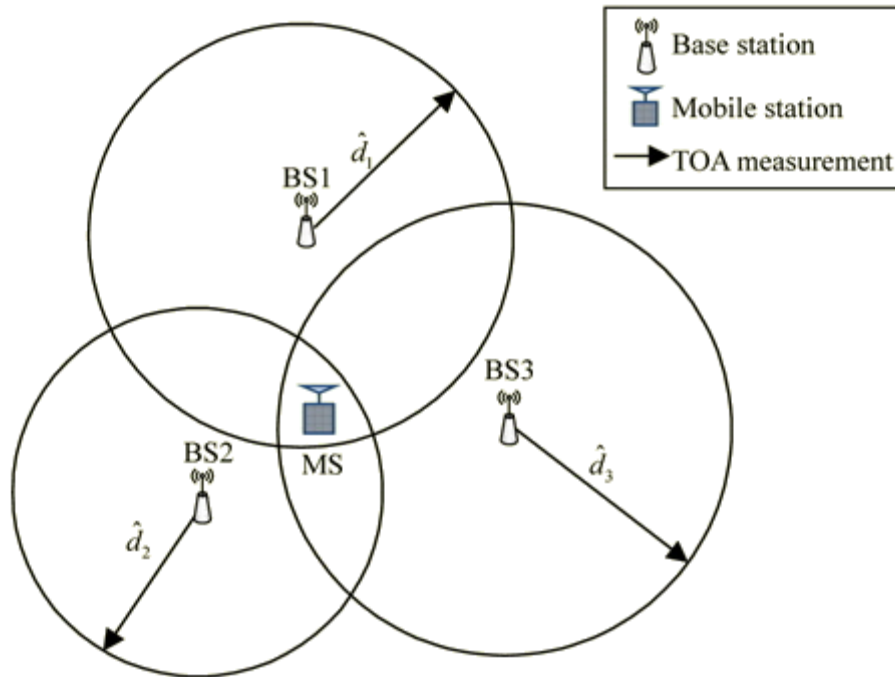


Fig. 6.5: Error de posicionamiento en medidas TOA

La propagación multicamino es la principal causa de inexactitud observada en los sistemas que emplean los métodos AOA y RSS. El multicamino también afecta a los sistemas de localización basados en medidas temporales, causando errores en las estimaciones de tiempos incluso cuando hay línea de vista entre el terminal móvil y la estación base.

Las estimaciones de los tiempos de propagación se ven afectadas por la presencia del multicamino, especialmente cuando algunas de las componentes (rayos reflejados, difractados,...) llegan en el mismo periodo de chip que el primer rayo. Si este primer rayo llega con un nivel de señal inferior a los rayos sucesivos, los estimadores de retardo basados en correladores identificarán el valor del retardo erróneamente, fijándolo en las inmediaciones de estas otras componentes llegadas con posterioridad.

Los casos de propagación NLOS aumentarán de forma notable los valores de los retardos, incluso empleando técnicas de alta resolución temporal y en ausencia de multicamino, ya que la señal que llega a la estación de referencia viene reflejada o difractada, por lo que el camino recorrido es más largo que el camino directo.

En el caso de emplear el método TOA esto redundará en radios estimados mucho mayores, pues los retardos medidos lo son así también. Sin embargo, para el caso de medidas TDOA no se puede establecer un comportamiento análogo, pues al ser medidas diferenciales, el incremento absoluto de los tiempos de propagación no permite predecir, en modo alguno, cuál será la variación en las diferencias entre ellos.

El fenómeno conocido como interferencia cocanal es inherente a todos los sistemas celulares. En ellos, se pueden emplear esquemas de control de potencia, a fin de combatir el conocido efecto cerca-lejos, que intenta

asegurar que la estación base recibe la señal de todos los usuarios con el mismo nivel de potencia. La localización en sistemas CDMA, sigue teniendo el efecto cerca-lejos como una fuente de error, incluso a pesar del empleo del control de potencia.

En la imagen de la figura 6.6 aparece representado este problema. Cada terminal móvil mantiene un control de potencia con respecto a su estación base. En este caso, las estaciones base BS1, BS2 y BS3 serán las empleadas para la localización, mientras que el terminal móvil recibe el servicio de la BS1. Debido al uso del control de potencia, todas las señales de los terminales móviles atendidos por BS1 llegan a ella con aproximadamente el mismo nivel de señal. Este fenómeno se repite, respectivamente, en las celdas de las estaciones BS2 y BS3.

Para poder realizar la localización, las estaciones BS2 y BS3 deben detectar la señal transmitida por el terminal móvil. Sin embargo, como el terminal móvil no realiza el control de potencia con respecto a las estaciones de referencia BS2 y BS3, su señal puede sufrir fuertes interferencias producidas por los terminales móviles atendidos en estas estaciones. A consecuencia de todo ello, estas interferencias limitarán la capacidad de un receptor convencional, para realizar las estimaciones TOA o TDOA.

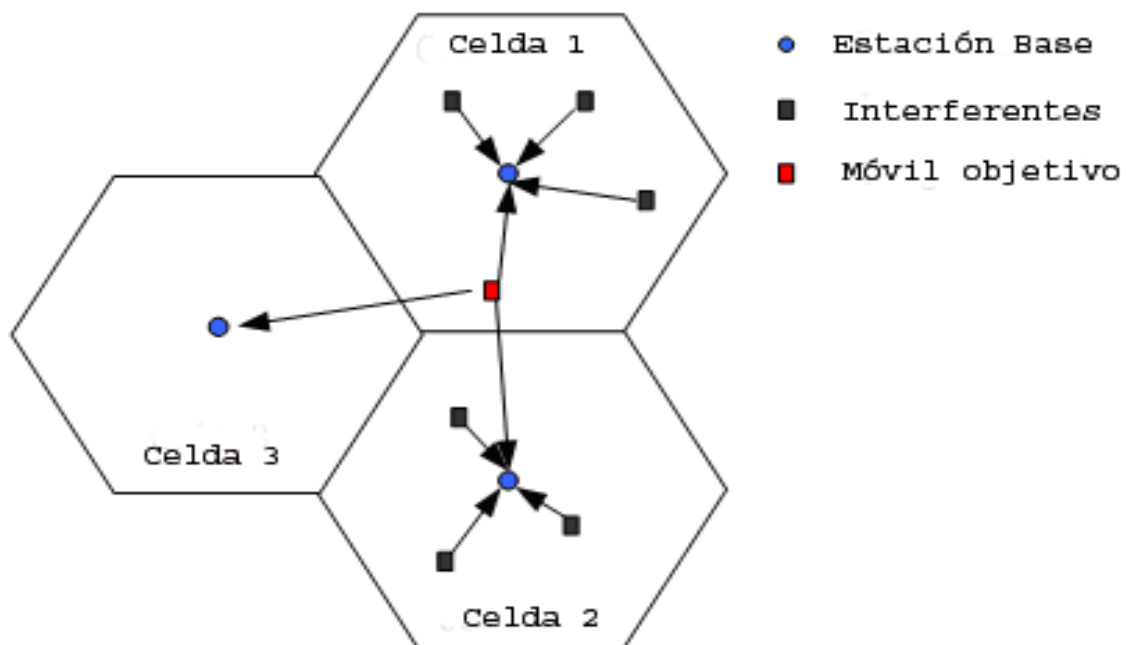


Fig. 6.6: Ejemplo del efecto cerca-lejos en la localización inalámbrica en sistemas celulares

Estos problemas existentes en complejas redes inalámbricas, aparecen también en redes más sencillas, en las que arquitecturas menos avanzadas y potentes quedan aún más deterioradas en sus prestaciones por estos fenómenos.

6.5 Minimización de errores

Los sistemas de localización, no dejan de estar basados en sistemas electrónicos y de comunicaciones, que padecen, como es lógico, de efectos no deseados que degradan sus capacidades. El ruido o los efectos de propagación NLOS son dos de estas causas que provocan errores en la localización. A modo de ejemplo se muestra la figura 6.7 el caso de una estimación de posición basada en TOA sin errores de rango (izquierda), mientras que a su lado, la imagen representa las circunferencias cuando hay un error en exceso del 5% (provocado, por ejemplo, por una propagación NLOS comentada en el apartado anterior).

Antes de proseguir, conviene diferenciar el error de rango o distancia y el de posición. El error de rango es la imprecisión en la estimación de la distancia a la que se encuentra el dispositivo respecto a la estación de referencia, es decir, el radio de las esferas para técnicas TOA. Sin embargo, el error de posicionamiento es la diferencia entre la posición estimada y la real. Como resulta obvio, cada técnica de posicionamiento tendrá una influencia distinta entre el error de rango y el de posicionamiento.

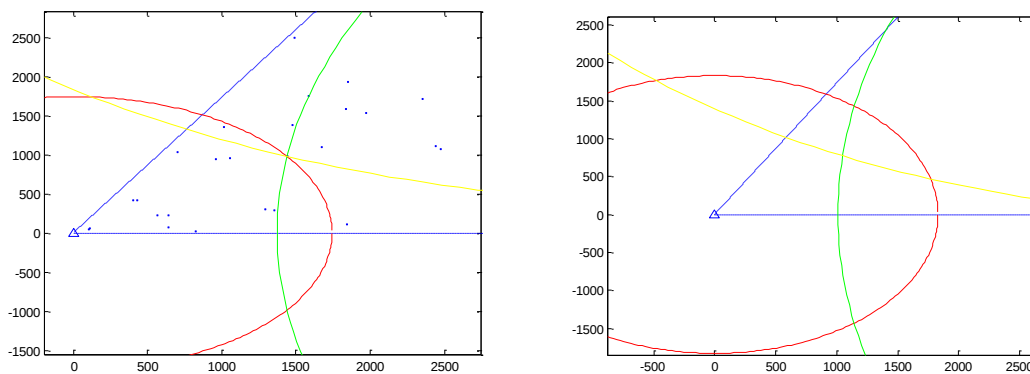


Fig. 6.7: Comparativa de error en la estimación, técnica TOA

Respecto a la minimización de errores, existen algunas soluciones evidentes, basadas en la aplicación de unos mínimos conocimientos de estadística. La más obvia consiste en promediar diversas estimaciones sobre el mismo punto, es decir, aumentar el número de muestras a fin de reducir la desviación estándar de la variable aleatoria. Lógicamente, este hecho eleva en la misma proporción el consumo del proceso y reduce la vida útil de la batería y la autonomía de los nodos.

Este ejemplo correspondería al caso de la figura 6.8, en que se han realizado 20 estimaciones de la posición de un dispositivo, cada una de ellas afectada por un factor de ruido que equivale a un error en la estimación del rango de media nula y varianza $(150 \text{ m})^2$ [24] representativo de un sistema celular histórico como fue GSM, para una técnica TDOA. En la imagen han sido representadas únicamente las ramas de las hipérbolas que realmente deben estar, sus parejas han sido eliminadas para dar mayor claridad a la imagen (izquierda). A la derecha de la imagen, los rombos azules representan las estimaciones de la posición, mientras que el rojo representa la posición real del terminal buscado (no puede verse por estar solapado por la rama de hipérbola roja). Obviamente el promediado de todas las

estimaciones, reducirá el error rms en la misma cantidad que el número de muestras empleado.

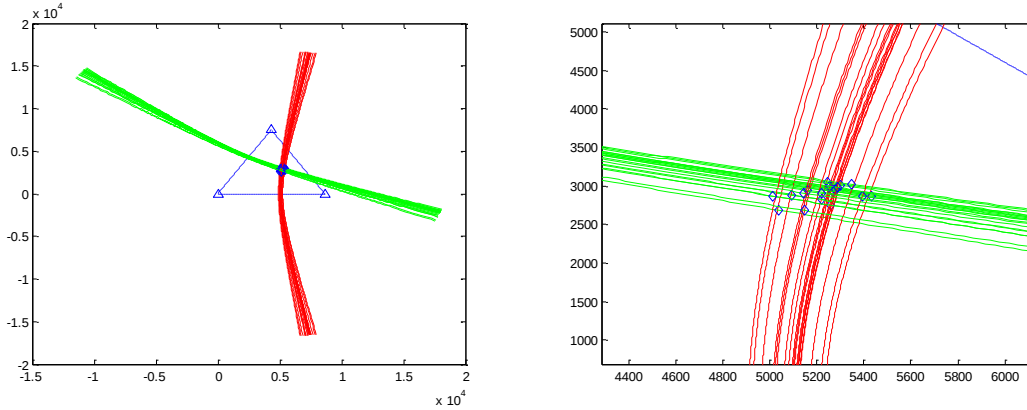


Fig. 6.8: Reducción de errores vía promediado, caso TDOA

Como se ha comentado unas líneas antes, la relación entre el error de posicionamiento y el de rango varía en función de la técnica empleada. Asimismo, la distribución geométrica de las estaciones de referencia también puede afectar a la precisión de la localización. El parámetro GDOP (Geometric Dilution of Precision) que podría traducirse como reducción geométrica de la precisión permite extraer la información sobre la influencia que tiene la geometría de las estaciones base en las estimas de la posición. Para estimadores sin sesgo, el parámetro GDOP se define como el ratio entre el error rms de la posición y el error rms de rango [25,26].

$$GDOP = \frac{\sqrt{E[(x_s - \mu)^T (x_s - \mu)]}}{\sigma_r} \quad (6.6)$$

Donde x_s son las estimas de la posición, μ es la media de estas estimas y σ_r es el error rms de rango para los sistemas TOA y TDOA.

A continuación, se procederá a analizar las capacidades de estas dos técnicas, sus diferentes valores de GDOP y a emplear una técnica de mejora de la precisión. Para ello será necesario emplear un escenario de referencia, como el que aparece en la figura 6.9, con tres estaciones de referencia localizadas en las posiciones (0,0), (0,8.66km) y (4.33km, 7.5km), y 600 posiciones para el terminal a localizar, generadas aleatoriamente.

Sobre este entorno se realiza la evaluación de las técnicas TOA y TDOA, empleando un promedio de 20 estimaciones de la posición en cada punto. A partir de los resultados obtenidos en las simulaciones, se pueden representar las curvas CDF para ambas técnicas y ver cómo se distribuyen los errores de posición. Estas curvas, que aparece en la figura 6.10, permiten ver que la precisión obtenida por la técnica TOA resulta ligeramente menor que la TDOA. Sin embargo, estos resultados son comportamientos estadísticos globales de las 600 localizaciones evaluadas. Si se analizan individualmente cada una de estas posiciones, tal y como se realiza en la figura 6.11, en la que se ha representado el signo de la resta entre la GDOP de la técnica TOA y la GDOP de la técnica TDOA, será posible conocer mejor el comportamiento de ambos métodos.

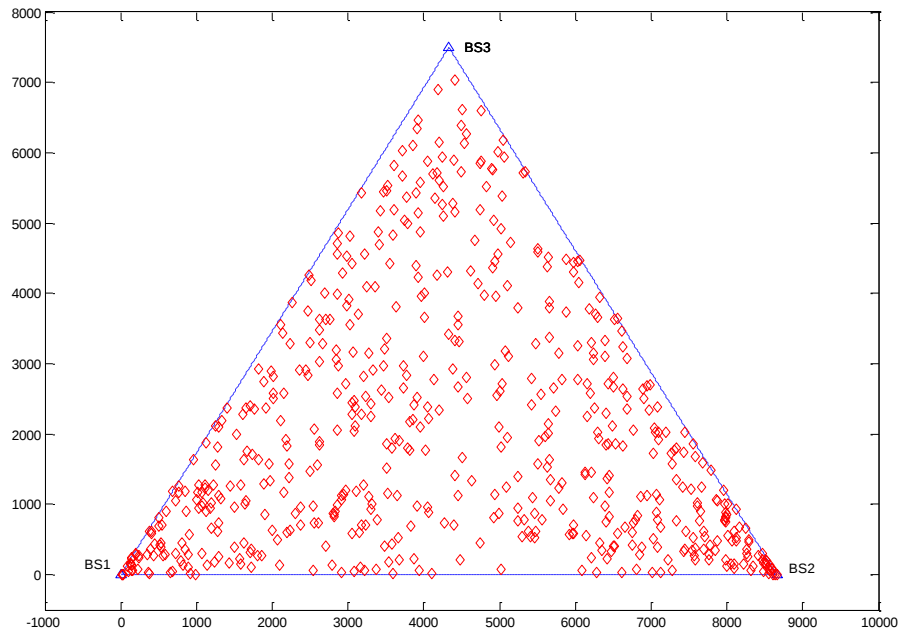


Fig. 6.9: Escenario de referencia, tres estaciones base y seiscientas localizaciones

La forma de interpretar los valores es muy sencilla: si el valor es +1, significa que la técnica TOA ha generado mayor imprecisión (a partir de un error rms de rango dado) que la TDOA, invirtiéndose el caso si el valor de la gráfica es -1.

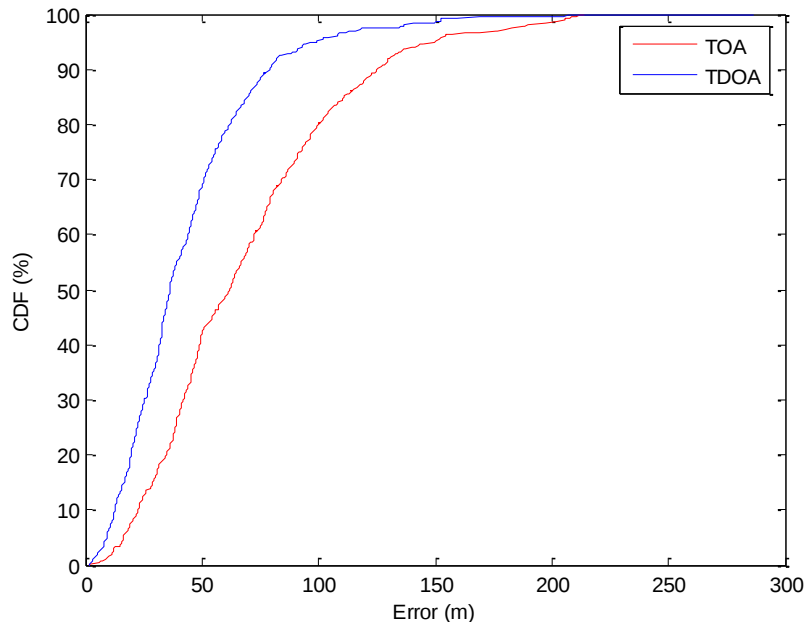


Fig. 6.10: CDF de los errores con TOA y TDOA

Como resulta evidente, hay puntos en los que una técnica aventaja a la otra y viceversa. En concreto, si se suman los valores de esta gráfica, se obtiene un resultado de 274. Es decir, de las 600 localizaciones, en 163 es mejor la técnica TOA, mientras que emplear la técnica TDOA es mejor en las 437 restantes. Sin embargo, debido al comportamiento aleatorio de las incertidumbres, este resultado puede variar. En otra simulación de 12.000

evaluaciones (los mismos seiscientos puntos, pero imprecisión aleatoria en el rango de las 20 estimas por punto³), el resultado fue de 196, es decir, TOA era mejor en 202 localizaciones, mientras que la técnica TDOA era la más precisa en los otros 398. Como vemos, lo que sí parece claro es que la técnica TOA presenta menos precisión, al menos con estos grados de incertidumbre en las estimaciones de rango.

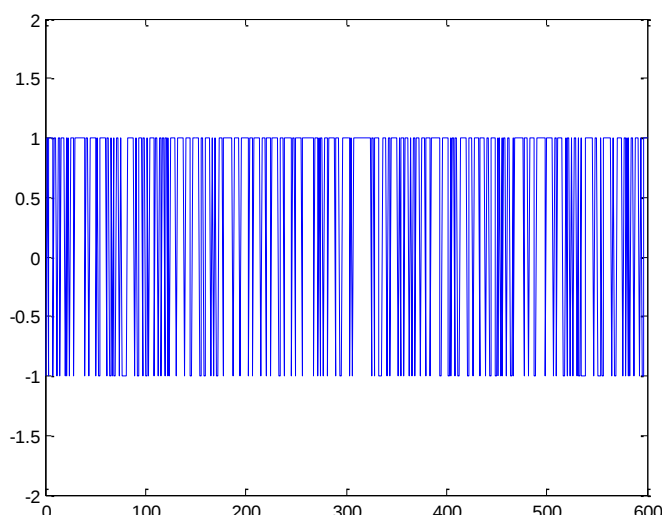


Fig. 6.11: Comparativa GDOP entre TOA y TDOA

Para conocer si estos comportamientos pueden asociarse a ciertas localizaciones de los dispositivos a localizar, se procede a ordenar los puntos según su cercanía a la estación base más próxima. Para ello, en la figura 6.12 aparece representada la misma gráfica de la figura 6.11 ordenada, sobre un eje con la distancia (en metros) a la estación base más cercana. Para simplificar su comprensión, se han representados valores de +1 y -1, para los casos en que TDOA es más preciso y TOA es más preciso, respectivamente.

De esta gráfica se obtienen unos resultados bastante interesantes, como es el demostrar que la técnica TOA obtiene un mejor comportamiento en las proximidades de las estaciones base, mientras que las zonas fuertes de la técnica TDOA son las centrales (las más alejadas de las estaciones base). Obviamente, no es una regla absoluta, ya que es posible que se intercambien los casos debido a la imprecisión aleatoria del sistema de medida, pero de forma general, en las proximidades de las estaciones de referencia el método TOA alcanza mejor precisión. De hecho, en todos los casos en que el terminal a localizar estaba a menos de 300 metros de una estación de referencia, la técnica TOA ha sido la más precisa.

³ Estos análisis estadísticos para evaluar precisiones y promediar efectos de las técnicas, se alejan de los requerimientos deseables en una red de área personal o de sensores, dado su elevado consumo computacional y energético

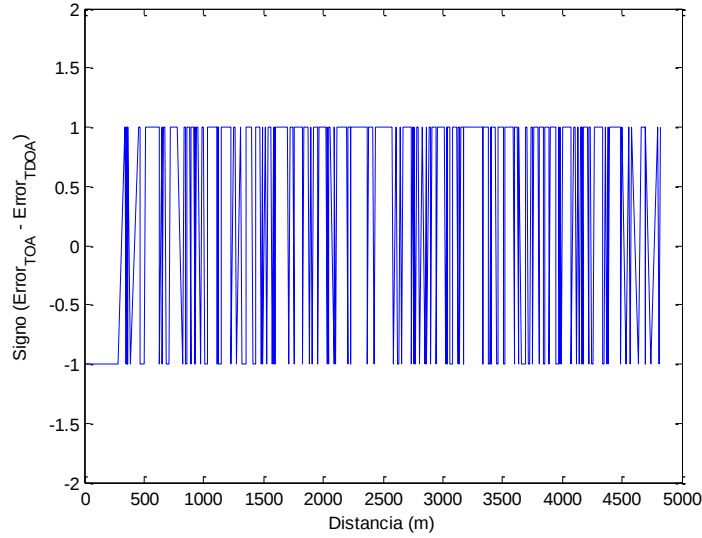


Fig. 6.12: Precisión TOA vs TDOA según lejanía a estaciones de referencia

Una de las posibilidades para reducir errores en la localización consiste, ahora que ya es conocido cómo se comportan estas dos técnicas, en emplear la información de la estimación por estos dos métodos y utilizarlas, por separado, en los casos en que su precisión es más elevada. Sin embargo, si en lugar de emplearlas por separado, añadimos siempre ambas, estaremos gozando de la reducción de la estimación de la varianza. El empleo de información proveniente de dos orígenes distintos, es lo que se conoce en procesamiento como fusión de datos (*data fusion*) [27]. En este caso, la variante que vamos a emplear está basada en la teoría Bayesiana. El estimador Bayesiano pondera ambas estimaciones de localización, según su varianza, a fin de dar más peso a aquella más precisa. De esta forma, se reducirán las imprecisiones en aquellos puntos donde una de las dos técnicas es muy poco precisa, ya que la otra (más precisa) tendrá más peso en el promedio de la localización. La regla de Bayes para combinar las estimaciones de la posición se puede formular como:

$$x_c = \frac{\frac{1}{\sigma_a^2}}{\frac{1}{\sigma_a^2} + \frac{1}{\sigma_b^2}} x_a + \frac{\frac{1}{\sigma_b^2}}{\frac{1}{\sigma_a^2} + \frac{1}{\sigma_b^2}} x_b = \frac{\sigma_b^2}{\sigma_a^2 + \sigma_b^2} x_a + \frac{\sigma_a^2}{\sigma_a^2 + \sigma_b^2} x_b \quad (6.7)$$

$$\sigma_c^2 = \frac{1}{\frac{1}{\sigma_a^2} + \frac{1}{\sigma_b^2}} \quad (6.8)$$

siendo x_a y x_b las estimas de la posición del terminal, dadas por las técnicas TOA y TDOA respectivamente; σ_a y σ_b las varianzas de esas estimas, y finalmente x_c y σ_c la estima de la posición y la varianza, obtenidos a partir de la fusión de datos. Los bloques funcionales de esta ecuación son los que aparecen en la imagen de la figura 6.13.

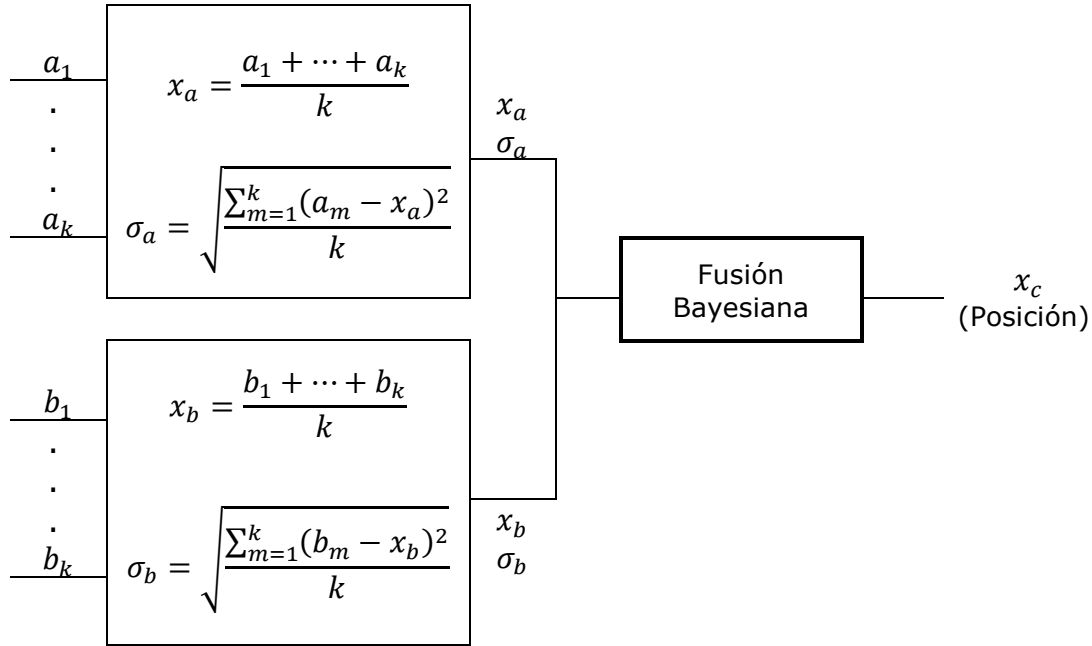


Fig. 6.13: Bloques funcionales de estimador Bayesiano

Aplicando este algoritmo a los datos de las simulaciones y representando de nuevo las curvas CDF para las técnicas TOA, TDOA y la obtenida tras la fusión de datos, se puede observar la mejora que se ha obtenido, tal y como aparece en la figura 6.14.

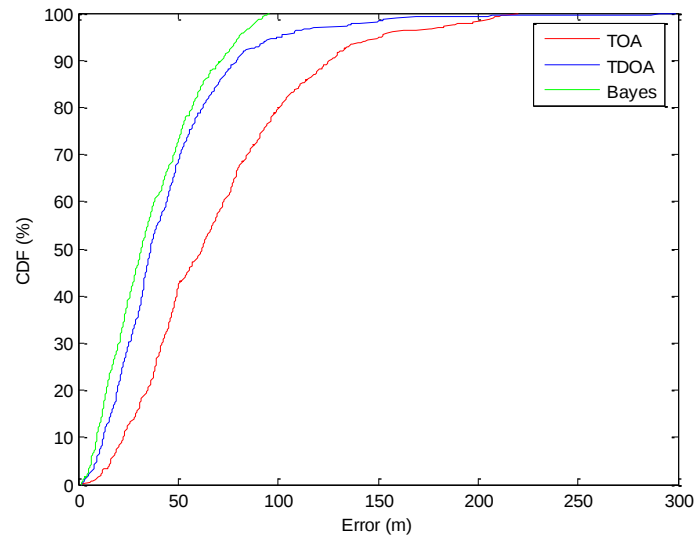


Fig. 6.14: CDF de los errores de localización, TOA, TDOA y Bayes

Está claro que la combinación de información supone una mejora en la precisión, sin embargo, como diseñadores de sistemas, se han de tener en cuenta otros parámetros, como son los requisitos de implementación. Una de las ventajas de la técnica TDOA es que sólo requería sincronismo entre las estaciones base, pero no con el resto de dispositivos a localizar, como requiere la técnica TOA. Es por ello que resultaría ilógico emplear ambas de forma simultánea, ya que una de ellas está concebida como una opción menos demandante que la otra, a fin de abaratar costes y facilitar la fabricación masiva de dispositivos. Es decir, esta técnica de fusión de datos

no es viable para una red de sensores que quiera ser concebida como una aplicación económica en su despliegue. Sin embargo, ciertos equipos militares, en aplicaciones donde el coste está supeditado a la precisión, sí que podrían emplear este sistema Bayesiano.

Con referencia a la precisión, se ha de resaltar, una vez más, que para estas simulaciones se han tomado incertidumbres en las estimaciones de distancia dadas por una Gaussiana de media nula y desviación típica 150m. Es por ello que conviene obviar los valores absolutos de los errores y prestar atención únicamente al resultado cualitativo entre las tres técnicas presentadas. De haber empleado una emulación de sistemas más precisos, la desviación de dicha variable aleatoria sería menor, y por ende, los errores en la posición estimada.

6.6 Minimización de errores NLOS

De entre todas las fuentes de error, la propagación NLOS es la mayor causante de imprecisiones y errores en los sistemas de posicionamiento que emplean métodos temporales. Por tanto, resulta de gran interés el identificar la propagación NLOS y corregir los errores por ella causados.

Varias han sido las propuestas para solventar este problema, y es el objetivo de este apartado el cubrirlas todas, al menos presentar las técnicas y sus limitaciones. Comenzando con la más antigua y conocida ("NLOS mitigation"), basada en medidas temporales y en la diferencia de desviaciones típicas en las estimas. Posteriormente, se repasarán de forma somera otras técnicas que han sido concebidas para atajar el problema desde otros puntos de vista.

6.6.1 "NLOS Mitigation"

La medida de la posición puede modelarse como:

$$r_i(t_n) = d_i(t_n) + n_i(t_n) + NLOS_i(t_n) \quad (6.9)$$

donde $d_i(t_n)$ representa la distancia real entre el terminal móvil y la estación base i -ésima en el instante t_n , $n_i(t_n)$ denota la medida de error que puede ser modelada como una variable aleatoria Gaussiana de media cero y varianza σ_i^2 . $NLOS_i(t_n)$ es el error NLOS que puede ser tratado como un variable aleatoria no negativa con función de distribución desconocida a priori, aunque en [28] es modelada como una Gaussiana a partir de resultados de unas medidas realizadas por Nokia.

En [29] se presenta un método para identificar la presencia de propagación NLOS y una reconstrucción de propagación LOS. Si existen errores NLOS, la medida NLOS puede ser identificada basándose en que la distancia medida presentará una desviación media superior con respecto al caso de ausencia NLOS [24], lo que queda corroborado con el procesamiento estadístico de las medidas realizadas. En un primer paso, se identifica la medida NLOS empleando la evolución histórica en las estimas

de distancia y el conocimiento a priori de la desviación estándar de la señal ruidosa recibida en ausencia de errores NLOS. En la estación base, las medidas son previamente suavizadas usando el modelo:

$$r_i(t_n) = \sum_{k=0}^{K-1} a_i(k) t_n^k \quad (6.10)$$

resolviendo el valor de los coeficientes $\{a_i(k)\}, k=0, \dots, K-1$ por técnicas de mínimos cuadrados. Las medidas suavizadas se denotan $s_i(t_n)$.

En ausencia de errores NLOS, la distancia medida tiene únicamente la desviación estándar provocada por el ruido, $n_i(t_n)$ y, por tanto, el resultado esperado será el siguiente:

$$\sigma_i' = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (s_i(t_n) - r_i(t_n))^2} \sim O(\sigma_i) \quad (6.11)$$

Sin embargo, si el error NLOS está presente, la desviación que presentará la distancia medida con respecto a la curva suavizada será:

$$\sigma_i' \gg \sigma_i \quad (6.12)$$

Es decir, la técnica de identificación de propagación NLOS requiere, básicamente, una comparación entre la desviación estándar de una muestra estadística con respecto a la desviación estándar, conocida, bajo la hipótesis de una medida en propagación LOS. Por consiguiente, se tiene:

$$\text{no NLOS error, } H0: \sigma_i' \approx \sigma_i \quad (6.13)$$

$$\text{NLOS error, } H1: \sigma_i' \gg \sigma_i \quad (6.14)$$

Una vez identificada la medida NLOS, rechazando la hipótesis $H0$, se realiza la reconstrucción LOS para corregir el error NLOS de forma similar a la que ejecutó [5], para lo cual el modelo y estudio del canal supone una parte importante. La reconstrucción LOS se realiza en dos pasos, en el primero de ellos se realiza el suavizado empleando un ajuste polinómico de orden N , para lo cual se asume que el principal efecto del error NLOS es un desplazamiento positivo de los valores. El siguiente paso utiliza el conocimiento que se tiene de $n_i(t_n)$ para corregir el error NLOS. Una vez que los datos han sido ajustados, puede calcularse la desviación entre los valores medidos y los ofrecidos por el ajuste polinómico. Suponiendo que $n_i(t_n)$ tiene un valor entre $(-a, a)$ dado un intervalo de observación lo suficientemente grande, la máxima desviación de los valores medidos por debajo de la curva suavizada por el ajuste polinómico tendrá un valor muy cercano a $d_i(t_n) - a$. Por lo tanto, la curva suavizada, puede ser corregida, desplazándola hacia abajo, convirtiéndose en una estimación LOS.

Como ejemplo de este problema y la solución planteada, se ha evaluado el caso en que el error de posicionamiento por NLOS viene dado

por una Gaussiana de media 500 m y desviación típica 436 m. En esta prueba, la estación de referencia número 3 (BS3) sufrirá del efecto NLOS con cada una de las 600 localizaciones. Primero se evaluará el comportamiento de las dos técnicas ya vistas, conjuntamente con la técnica Bayesiana. Posteriormente, se realizará el ajuste de corrección a LOS propuesto en esta sección y se analizará lo que ocurre con los errores. El primero de los pasos descritos tuvo el resultado mostrado en la figura 6.15.

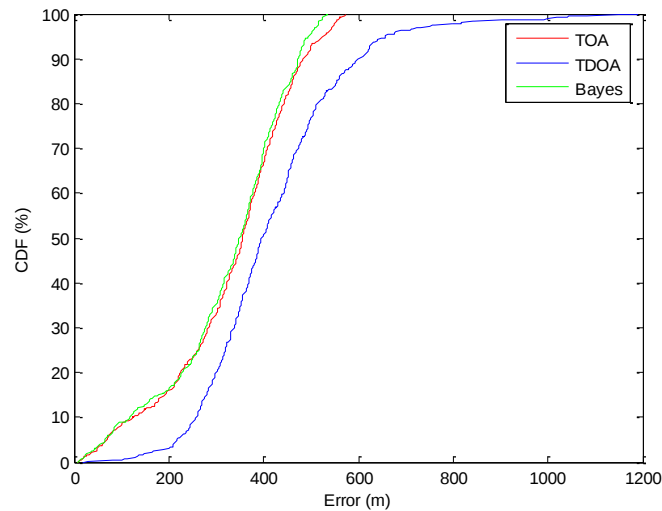


Fig. 6.15: CDF de errores de localización, TOA, TDOA y Bayes, BS3 en NLOS

En ella se puede ver que en esta ocasión el método TOA obtiene mejores resultados que el TDOA, y cómo, en general, se han alcanzado, como era de esperar, resultados bastante peores que en el caso en que las tres estaciones de referencia estaban en LOS. La ventaja que se obtiene con la técnica TOA respecto a la TDOA en este caso se puede justificar desde el punto de vista de que una propagación NLOS afecta a una única medida de distancia, que en el caso TOA supone error en uno de los círculos, pero en el caso TDOA supone error en ambas hipérbolas, de ahí que la técnica TDOA presente peor comportamiento en entornos NLOS.

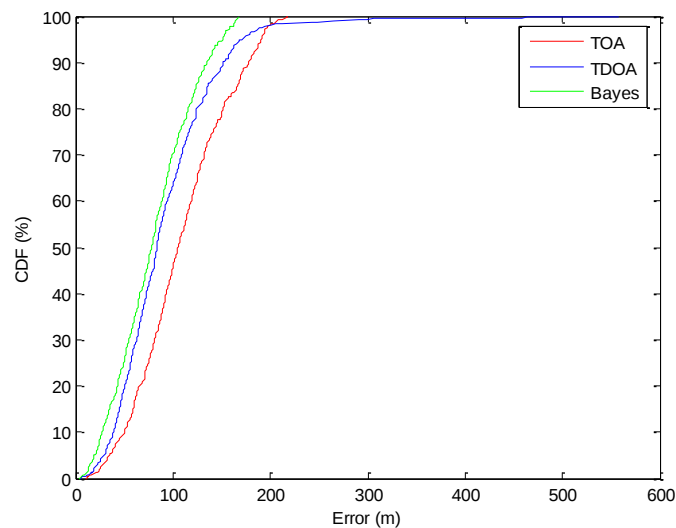


Fig. 6.16: CDF de errores de localización, TOA, TDOA y Bayes, corrección de BS3 en NLOS

En la figura 6.16 se presentan los resultados tras evaluar la corrección NLOS, como se aprecia, supone una vuelta al caso LOS, en la que la técnica TDOA supera en general a la TOA, y la técnica Bayesiana supone una mejora de ambas. Comparando esta imagen con la figura 6.13, vemos que los errores son más altos, ya que la corrección no es perfecta, sino que emula un caso LOS de menores prestaciones, con mayor dispersión, de ahí que en los peores casos del TDOA se alcancen errores bastante elevados respecto al del rango ($\sigma = 150$ m).

6.6.2 Comentarios sobre las técnicas NLOS actuales

Por desgracia, esta técnica [28,30] requiere que el terminal se esté moviendo, y que haya pasado inicialmente por una situación en la que la propagación, con todas las estaciones de referencia, haya sido LOS. Estos casos no suelen ser los más habituales en las redes inalámbricas, ya que los dispositivos que se unen a ellas, bien pueden estar estáticos, o bien iniciarse en la red sin tener LOS con alguna de las estaciones de referencia.

El almacenamiento y procesamiento de estos datos/técnicas implican un aumento de la complejidad y el consumo, como se ha advertido en numerosas ocasiones.

El algoritmo presentado intenta eliminar el efecto NLOS a través de la ponderación selectiva o eliminación de las estimas NLOS a partir del examen de los valores residuales de las medidas. Este método resulta útil en aquellas situaciones en las que el número de estaciones de referencia excede el mínimo requerido e incluye trayectos tanto LOS como NLOS desde las estaciones de referencia al terminal a localizar. Sin embargo, si todas las estaciones están en situación NLOS, este algoritmo no puede proporcionar mejora alguna en la precisión. Algoritmos similares han sido propuestos para tratar el efecto NLOS en las técnicas TDOA [31] y AOA [32].

Asimismo, también existen algoritmos estadísticos diseñados para trabajar en entornos NLOS, descritos por modelos dispersivos de canal, tales como el del anillo de scatterers (*ring/disk of scatterers*) y el de la dispersión Gaussiana (*Gaussian scattering*) [33,34]. El mérito de estos algoritmos es que requieren la disponibilidad de únicamente tres estaciones de referencia y pueden ser aplicados al caso de un terminal estático. Sin embargo, resulta extremadamente importante caracterizar el entorno dispersivo de un área particular antes de que el algoritmo pueda ser aplicado, por lo que de nuevo se pone de manifiesto la criticidad del modelado y la caracterización del canal, para poder lograr un mejor rendimiento de las técnicas de localización.

Existe otra contribución en la que ha sido presentado otro algoritmo que intenta reducir el efecto NLOS en sistemas de localización basados en técnicas TOA, a partir del hecho de que la propagación NLOS causa que las estimaciones de las distancias sean mayores que las verdaderas, y mediante el empleo de un ajuste de programación cuadrática para obtener una estimación ML (Máxima verosimilitud, *Maximum Likelihood*) de la posición de la fuente [35]. Los resultados presentados están basados en

simulaciones en las que se emplearon diez receptores (estaciones de referencia), y muestran que la precisión se mejora cuando se emplean más de cinco receptores.

Estos requerimientos hacen que este algoritmo sea prácticamente inútil para la mayoría de las redes, incluso las que puedan disponer de infraestructuras fijas, como las de telefonía, ya que tener cinco estaciones base que "oigan" a un mismo terminal es harto complicado. Menor aplicación si cabe en redes ad-hoc (sensores, personales, etc.), en las que no hay infraestructuras fijas, y los dispositivos de referencia serán los menos posibles a fin de abaratar costes y dar flexibilidad a la red.

Aun así, en esa línea van muchos de las investigaciones más recientes, ya que incluso algunas, además de requerir cinco estaciones baliza con sus medidas TOA, necesitan de una medida extra de AOA [36], a fin de poder contrarrestar el desconocimiento previo de las estadísticas de los errores NLOS. Se trata de nuevos algoritmos que intentan mejorar las prestaciones de los anteriores que usan entradas TOA y AOA, como son el algoritmo de las series de Taylor (TSA) [37] y el algoritmo de las líneas híbridas de posición (HLOP) [38].

El primero de ellos consiste en resolver, estimando por mínimos cuadrados, de forma reiterativa, las ecuaciones de posición dadas por los círculos TOA y la línea AOA, expandidos como series de Taylor, truncados en el segundo orden. El principal inconveniente es que tiende a ser muy intenso computacionalmente y puede tener problemas de convergencia si la primera iteración hace una estima imprecisa [37].

Otra técnica es la presentada en [39] que sólo necesita tres estaciones de referencia, y emplea los límites de los errores de rango NLOS basados en la geometría de las estaciones de referencia. El problema que plantea esta técnica es que requiere el conocimiento de la geometría de las estaciones de referencia. Es una buena técnica para un sistema tipo celular, pero no será válido para una red ad-hoc como pueden ser las redes de sensores, que acaparan una gran atención en estos momentos.

Por lo tanto, resulta claro, que éste es un desafío abierto para el que no hay solución clara, y para el que de forma constante se presentan alternativas que intentan paliar los efectos de la propagación NLOS en las estimaciones de posición en redes inalámbricas. Es decir, que queda todavía mucho por investigar en ese ámbito antes de dar con un algoritmo que garantice unos mínimos de precisión cuando no se dispone de LOS entre el terminal y alguna de las estaciones de referencia.

Para dar una idea de las situaciones que habitualmente acontecen en estos campos de investigación, comentaremos unos de los trabajos más recientes publicado en Agosto de 2015 [40]. En él, los autores presentan un algoritmo que intenta corregir los efectos de las estimaciones NLOS a través de la selección de las tres mejores estaciones de referencia, según la menor longitud de las cuerdas entre la intersección de cada par de circunferencias (para el caso de dos dimensiones) originadas en las medidas TOA. Es decir, no requiere emplear 5 medidas para estimar la posición, pero sí requiere al

menos que se realicen y se vean más de cuatro estaciones de referencia, para poder optimizar la selección de las tres mejores.

Se trata de nuevo de trabajos académicamente muy puristas en lo que a algoritmos, álgebra y geometría se refiere, pero con poca consideración práctica en términos de carga computacional realizable, consumos energéticos asumibles y situaciones reales de despliegue en una red de sensores.

6.7 Localización basada en la tecnología UWB

Los sistemas actuales de posicionamiento local proporcionan, por lo general, una precisión bastante limitada. Existe una barrera tecnológica entre el sistema capaz de proporcionar precisiones inferiores a un metro y los sistemas menos precisos [41]. Además, en entornos urbanos densamente poblados y entornos interiores, los sistemas actuales fallarían debido al multicamino, los errores NLOS o el efecto de sombra.

Una limitación clave para la precisión de la localización es que la resolución temporal de los métodos basados en medidas temporales está limitada a $1/B$ aproximadamente, siendo B el ancho de banda de la señal recibida. Si los eventos temporales son más pequeños que $1/B$, no pueden ser diferenciados. En la propagación multicamino, réplicas de la señal llegan al receptor en el mismo periodo de chip, la primera componente no puede ser diferenciada con precisión y se producirá un error en la estimación. Debido a la gran resolución temporal de los sistemas UWB, las componentes multicamino pueden ser claramente identificadas y separadas, permitiendo una estimación precisa a nivel temporal de los retardos. Esta característica intrínseca de los sistemas de banda ultra ancha, permite su uso para los sistemas de posicionamiento local de alta resolución. Sin embargo, en entornos interiores, la rápida adquisición del primer pulso UWB y la mitigación de los errores NLOS siguen siendo un desafío para el diseño de los sistemas de localización de alta precisión. La solución a estos problemas todavía está abierta, y es un gran campo de investigación [42-45].

Debido a estos problemas de sincronización, la solución TOA resulta totalmente inviable en redes ad-hoc de bajo coste, por lo que se ha pensado en emplear una variante de esta técnica, denominada como RTOF (Round Trip of Flight), que evalúa la distancia entre la estación de referencia y el dispositivo a través del tiempo que tarda una señal enviada por ella en ser devuelta por el dispositivo. La exigencia técnica en este caso radica en disponer de un módulo de respuesta de latencia fija en el dispositivo, es decir, que no haya posibilidad de que un hardware compartido haga variable el tiempo de reacción del dispositivo. De esta forma, el tiempo que tarda en llegar la señal a la estación de referencia será dos veces el tiempo real de propagación más el tiempo de respuesta que, como ya hemos dicho, debe ser fijo, y conocido. Por lo que la estación de referencia puede conocer el retardo desde el dispositivo sin que éste deba estar sincronizado con ella.

La estimación del retardo se puede realizar, en las redes IR-UWB, a través de una bancada de correladores, desfasados temporalmente entre ellos un valor determinado, que influirá en su precisión y en los requerimientos de implementación del sistema, y un decisor basado en umbrales, que determinará qué respuesta es la que se sitúa de forma más precisa con el ajuste temporal necesario [46-48].

Hace una década, se estuvo considerando el emplear UWB, no sólo como sistema de posicionamiento independiente, tanto para exteriores como para interiores, sino como herramienta complementaria a los sistemas actuales. Especialmente interesante es el caso del GPS (y futuro Galileo, y demás sistemas GNSS), cuya cobertura en interiores y los conocidos como "cañones urbanos" (calles entre edificios muy altos), era pésima o inexistente. La tecnología UWB surgió como un gran aliado potencial, empleando sus capacidades para cubrir las carencias de Galileo/GPS, mediante el uso de repetidores y terminales híbridos, que empleen una u otra tecnología en función del grado de cobertura que haya disponible, de forma transparente al usuario.

Esta idea era el objetivo de un proyecto europeo cofinanciado por la ESA y la UE [49], llamado POSIRIS, que se realizó entre 2005 y 2007, y en el que el autor participó. De este modo, se pudo continuar con las tareas relativas a la localización UWB en primera línea de trabajo a nivel europeo, beneficiándose así de los últimos adelantos en arquitecturas e investigaciones. Por desgracia, esta línea de investigación no alcanzó los resultados deseados, y se abandonó por inviable. Duplicar hardware en los equipos baliza/repetidores, su elevado coste, y la complejidad para obtener las precisiones necesarias, por no mencionar los consumos necesarios, hicieron abandonar la línea de trabajo de hibridación GNSS/UWB para localización en interiores.

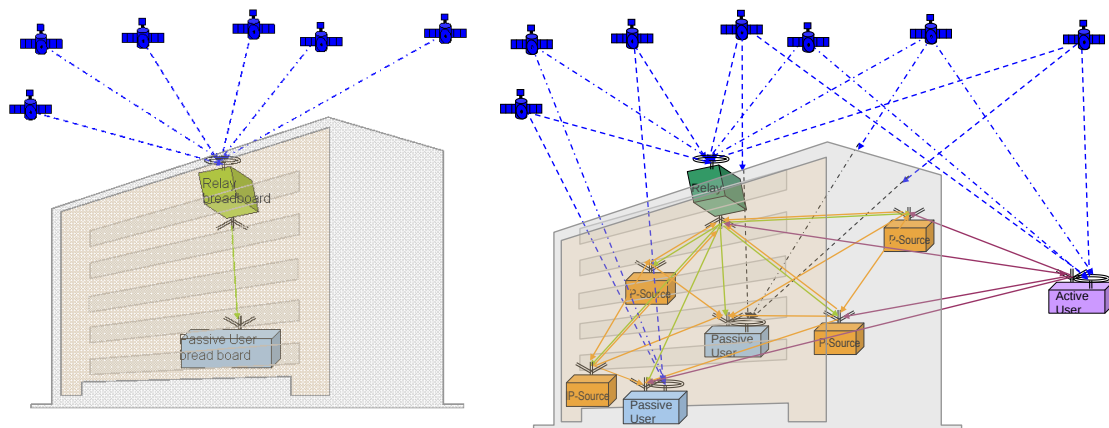


Fig. 6.17: Concepto POSIRIS

En la actualidad, uno de los socios de aquel proyecto provee soluciones de posicionamiento exterior/interior a nivel mundial, si bien lo hace ahora combinando GPS, Wi-Fi, Bluetooth de baja energía, y sensores de movimiento [50].

6.8 Conclusiones

En este capítulo de la tesis se ha dado el paso a los estudios sobre localización en redes inalámbricas, a través de una transición suave, y como evolución lógica dentro del trabajo del autor. A partir de unos conocimientos básicos de la nueva tecnología emergente, y el estudio de su canal y su coexistencia, surgió el interés por las nuevas capacidades de la misma. En este caso, la localización, tanto como herramienta para el usuario, gracias a los servicios que puede ofrecer, como para la propia red, como es el caso del enrutamiento multisalto en redes ad-hoc, como puede ser el caso de una red sensores.

Dentro del análisis de la localización, y una vez presentadas las técnicas a emplear, se hizo uso de conocimientos en procesamiento de señal y estadística, a fin de mejorar las precisiones mediante el fusión de datos. Aunque los resultados han sido positivos, existen todavía elementos sin solución. En este grupo hay dos principales casos, por un lado, el problema NLOS, en el que lleva trabajando un gran número de grupos de investigación a nivel mundial en la última década y sin apenas mejoras significativas que reduzcan el impacto en la arquitectura y el hardware de los nodos.

El otro gran problema existente es el del alto consumo de los nodos para poder hacer frente a técnicas de mejora de la precisión. Resulta obvio decir que la implementación de mejoras computacionales, en lo que a algoritmos se refiere, ha ido beneficiándose de los avances tecnológicos, ya que cada vez hay microprocesadores más potentes y con menor consumo. No obstante, la necesidad de factores de forma reducidos y bajo coste, hace que la autonomía de los dispositivos en redes de sensores tenga una limitación energética severa.

Es por ello que ese gran campo de investigación, orientado a maximizar la autonomía de las redes inalámbricas, o bien conseguir que estén disponibles cuando se las requiera, aportando para ello energía de forma puntual, sea el desafío a afrontar en la última parte de la investigación, a fin de completar los retos orientados a permitir la maximización del uso de redes de área corporal y de sensores en las condiciones de contorno tratadas a lo largo de la memoria.

Referencias

- [1] Krizman, K.J.; Biedka, T.E.; Rappaport, T.S., "Wireless position location: fundamentals, implementation strategies, and sources of error", Vehicular Technology Conference, 1997, IEEE 47th, Published: 1997, Volume: 2, Page(s): 919 -923 vol.2
- [2] Vossiek, M.; Wiebking, L.; Gulden, P.; Wieghardt, J.; Hoffmann, C., "Wireless local positioning - Concepts, solutions, applications", Radio and Wireless Conference, 2003. RAWCON '03. Proceedings, Published: 2003, Page(s): 219 -224
- [3] McCrady, D.D.; Doyle, L.; Forstrom, H.; Dempsey, T.; Martorana, M., "Mobile ranging using low-accuracy clocks", Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on Published: June 2000, Volume: 48 6, Page(s): 951 -958
- [4] Shang, Y.; Rumi, W.; Zhang, Y.; Fromherz, M., "Localization from connectivity in sensor networks", Parallel and Distributed Systems, IEEE Transactions on, Published: Nov. 2004, Volume: 15 11, Page(s): 961 -974
- [5] Xiaoli Li; Hongchi Shi; Yi Shang, "A partial-range-aware localization algorithm for ad-hoc wireless sensor networks", Computational Systems Bioinformatics Conference, 2004. CSB 2004. Proceedings. 2004 IEEE, Published: 2004, Page(s): 77 -83
- [6] Das, A.; Spletzer, J.; Kumar, V.; Taylor, C., "Ad hoc networks for localization and control", Decision and Control, 2002, Proceedings of the 41st IEEE Conference on, Published: 2002, Volume: 3, Page(s): 2978 -2983 vol.3
- [7] Xiang-Yang Li; Yu Wang; Frieder, O., "Localized routing for wireless ad hoc networks", Communications, 2003. ICC '03. IEEE International Conference on, Published: 2003 Volume: 1, Page(s): 443 -447 vol.1
- [8] Koushanfar, F.; Davare, A.; Potkonjak, M.; Sangiovanni-Vincentelli, A., "Low power coordination in wireless ad-hoc networks", Low Power Electronics and Design, 2003. ISLPED '03. Proceedings of the 2003 International Symposium on, Published: 2003, Page(s): 475 -480
- [9] Ji, X.; Zha, H., "Robust sensor localization algorithm in wireless ad-hoc sensor networks", Computer Communications and Networks, 2003. ICCCN 2003. Proceedings. The 12th International Conference on, Published: 2003, Page(s): 527 -532
- [10] Gang-Yang Li; Yu Wang, "Efficient localized routing for wireless ad hoc networks", Distributed Computing Systems Workshops, 2003. Proceedings. 23rd International Conference on, Published: 2003, Page(s): 691 -696

- [11] Savarese, C.; Rabaey, J.M.; Beutel, J., "Location in distributed ad-hoc wireless sensor networks", Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2001. (ICASSP '01). IEEE International Conference on, Page(s): 2037 -2040 vol.4
- [12] Akyildiz, I.F.; Weilian Su; Sankarasubramaniam, Y.; Cayirci, E., "A survey on sensor networks", Communications Magazine, IEEE, Aug. 2002, Volume: 40 8, Page(s): 102 -114
- [13] Chee-Yee Chong; Kumar, S.P., "Sensor networks: evolution, opportunities, and challenges", Proceedings of the IEEE, Aug. 2003, Volume: 91 8, Page(s): 1247 -1256
- [14] Patwari, N.; Hero, A.O., III; Perkins, M.; Correal, N.S.; O'Dea, R.J., "Relative location estimation in wireless sensor networks", Signal Processing, IEEE Transactions on [see also Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE Transactions on], Published: Aug. 2003, Volume: 51 8, Page(s): 2137 -2148
- [15] Shang, Y.; Meng, J.; Shi, H., "A new algorithm for relative localization in wireless sensor networks", Parallel and Distributed Processing Symposium, 2004. Proceedings. 18th International, Published: 2004, Page(s): 24
- [16] Li Cong; Weihua Zhuang, "Non-line-of-sight error mitigation in Mobile location", INFOCOM 2004, Vol: 1, March 2004, pp: 650 - 659
- [17] Kanaan, M.; Pahlavan, K., "A comparison of wireless geolocation algorithms in the indoor environment", Wireless Communications and Networking Conference, 2004. WCNC 2004 IEEE, Page(s): 177-182 Vol.1
- [18] B. Fang, "Simple solution for hyperbolic and related position fixes", IEEE. Trans. Aerospace and Elect. Sys., Sept. 1990, pp. 743-753.
- [19] Fang, B.T., "Simple solutions for hyperbolic and related position fixes", Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, Sept. 1990, Volume: 26 5, Page(s): 748 -753
- [20] Chan, Y.T.; Ho, K.C., "A simple and efficient estimator for hyperbolic location", Signal Processing, IEEE Transactions on, Aug. 1994, Volume: 42 8, Page(s): 1905 -1915
- [21] Pi-Chun Chen, "A non-line-of-sight error mitigation algorithm in location estimation", Wireless Communications and Networking Conference, 1999.IEEE, Page(s): 316 -320 vol.1
- [22] Chin-Der Wann, Yi-Ming Chen, Ming-Shiung Lee, "Mobile location tracking with NLOS error mitigation", Global Telecommunications Conference, 2002. GLOBECOM '02. IEEE, Volume: 2, Page(s): 1688 - 1692 vol.2

- [23] Wuk Kim; Jang Gyu Lee; Gyu-In Jee; ByungSoo Kim, "Direct estimation of NLOS propagation delay for mobile station location", Electronics Letters, 29 Aug. 2002, Volume: 38 18, Page(s): 1056 - 1057
- [24] Silventoinen, M.I.; Rantalainen, T., "Mobile station emergency locating in GSM", Personal Wireless Communications, IEEE International Conference on, 1996 , Page(s): 232 -238
- [25] J. L. Caffery, Jr., "Wireless Location in CDMA Cellular Radio Systems", Kluwer Academic, 2000
- [26] P. Massatt and K. Rudnick, "Geometric formulas for dilution of precision calculations," Journal of the Institute of Navigation, vol. 37, pp. 379–391, 1991
- [27] Chin-Der Wann; Ming-Hui Lin, "Data fusion methods for accuracy improvement in wireless location systems", Wireless Communications and Networking Conference, 2004. WCNC. 2004 IEEE, Published: 2004, Page(s): 471 -476 Vol.1
- [28] M. P. Wylie, J. Holtzman, "The non-line-of-sight problem in mobile location estimation", 5th IEEE Int. Conf. on Universal Personal Comm. Vol. 2, pp. 827-831, 1996.
- [29] Venkatraman, S., Caffery, J., Jr.; You, H.-R., "Location using LOS range estimation in NLOS environments", VTC Spring 2002. Vol: 2, May 2002 pp:56 – 860
- [30] S.-S. Woo, H. You, and J.-S. Koh, "The NLOS mitigation technique for position location using IS-95 CDMA networks," in Proc. IEEE Vehicular Technology Conf. (VTC'00), vol. 6, 2000, pp. 2556–2560
- [31] L. Cong and W. Zhang, "Non-line-of-sight error mitigation in TDOA mobile location," in Proc. IEEE GLOBECOM'01, vol. 1, 2001, pp.680–684
- [32] L. Xiong, "A selective model to suppress NLOS signals in Angle-of-Arrival (AOA) location estimation," in Proc. IEEE PIMRC'98, vol. 1, 1998, pp. 461–465
- [33] S. Al-Jazzar, J. Caffery, and H.You, "A scattering model based approach to NLOS mitigation in TOA location systems," in Proc. IEEE Vehicular Technology Conf. (VTC'02), 2002, pp. 861–865
- [34] S. Al-Jazzar and J. Caffery, "ML and Bayesian TOA location estimators for NLOS environments," in Proc. IEEE Vehicular Technology Conf. (VTC'02), 2002, pp. 1178–1181

- [35] X. Wang, Z. Wang, and B. ODea, "TOA-based location algorithm reducing the errors due to nonline-of-sight (NLOS) propagation," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 52, pp. 112–116, Enero 2003
- [36] C.-S. Chen, Y.-J. Chiu, H.-N. Shou, C.-L. Chi, "Non-lin-of-sight Error Mitigation in Wireless communications Systems", Journal of Networks, Vol.6, Nº 11, Noviembre 2011
<http://dx.doi.org/10.4304/jnw.6.11.1647-1653>
- [37] D. Torrieri, "Statistical theory of passive location systems", IEEE Trans. Aerospace and Elect. Sys., vol. AES-20, Mar. 1984, pp. 183-197
- [38] Venkatraman, S., Caffery, J., "Hybrid TOA/AOA techniques for mobile location in non-line-of-sight environments", in Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conf., vol. 1, pp. 274-278, Mar. 2004
- [39] Venkatraman, S.; Caffery, J., Jr.; Heung-Ryeol You, "A novel ToA location algorithm using LoS range estimation for NLoS environments", Vehicular Technology, IEEE Transactions on, Published: Sept. 2004, Volume: 53 5, Page(s): 1515 -1524
- [40] S. Go, J.-W. Chong, "Improved TOA-Based Localization Method with BS Selection Scheme for Wireless Sensor Networks", ETRI Journal, Volumen 37, Nº 4, Agosto 2015
<http://dx.doi.org/10.4218/etrij.15.0114.1251>
- [41] Caffery, J.J.; Stuber, G.L., "Overview of radiolocation in CDMA cellular system", IEEE Communications Magazine, Vol: 36 , Issue: 4 , April 1998, pp:38 – 45
- [42] Correal, N.S.; Kyperountas, S.; Shi, Q.; Welborn, M., "An UWB relative location system", Ultra Wideband Systems and Technologies, 2003 IEEE Conference on Published: 2003, Page(s): 394 -397
- [43] Stoica, L.; Tiuraniemi, S.; Rabbachin, A.; Oppermann, I., "An ultra wideband TAG circuit transceiver architecture", Ultra Wideband Systems, 2004. Joint with Conference on Ultrawideband Systems and Technologies. Joint UWBST & IWUWBS. 2004 International Workshop on, Published: 2004, Page(s): 258 -262
- [44] Schiavone, G.; Wahid, P.; Van Doorn, E.; Palaniappan, R.; Tracy, J., "Target detection and tracking using a UWB sensor web", Antennas and Propagation Society Symposium, 2004. IEEE, Published: 2004, Page(s): 1287 -1290 Vol.2
- [45] Giannakis, G.B., "Ultra-wideband communications: an idea whose time has come", Signal Processing Advances in Wireless Communications, 2003. SPAWC 2003. 4th IEEE Workshop on, Published: 2003, Page(s): 3

- [46] Rabbachin, A.; Oppermann, I., "Synchronization analysis for UWB systems with a low-complexity energy collection receiver", Ultra Wideband Systems, 2004. Joint with Conference on Ultrawideband Systems and Technologies. Joint UWBST & IWUWBS. 2004 International Workshop on, Published: 2004, Page(s): 288 -292
- [47] Oppermann, I.; Stoica, L.; Rabbachin, A.; Shelby, Z.; Haapola, J., "UWB wireless sensor networks: UWEN - a practical example", Communications Magazine, IEEE, Dec. 2004, Volume: 42 12, Page(s): S27 -S32
- [48] Stoica, L.; Tiuraniemi, S.; Repo, H.; Rabbachin, A.; Oppermann, I., "A low complexity UWB circuit transceiver architecture for low cost sensor tag systems", Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2004. PIMRC 2004. 15th IEEE International Symposium on, 2004, Volume: 1, Page(s): 196 -200
- [49] POSIRIS ("Positioning with Impulse Radio Improving Satellite"), Galileo Joint Undertaking, Proyecto GJU/05/2423/CTR/POSIRIS
<http://www.gsa.europa.eu/positioning-impulse-radio-improving-satellite-0>
- [50] Pole-Star Nao-Campus ©
<http://www.polestar.eu/en/products/indoor-positioning.html>

Capítulo 7: eHealth, redes de sensores y FM-UWB

Tras trabajos en el campo de los algoritmos de localización, y en paralelo con estudios relacionados con receptores GNSS para posicionamiento mejorado en ciudades y el interior de edificios, las actividades de investigación se han desarrollado sobre una tecnología presentada en la sección 5.1.2, FM-UWB, aplicando sus capacidades a la capa física de las redes de sensores, y validando sus capacidades para el uso en salud electrónica. En este área de conocimiento, además de la plataforma de evaluación, se ha cubierto de igual modo la faceta de estandarización. Es por ello que estas actividades se consideran relevantes no solo desde el punto de vista técnico, sino también desde el normativo.

7.1 Descripción del sistema

El origen de los trabajos se enmarca dentro de los proyectos europeos MAGNET (2004-2005) [1] y MAGNET-BEYOND (2006-2008) [2], dos IP (Integrated Project) con más de 30 socios, cuyo objetivo era desarrollar una red adaptativa y global, basada en clústers y asociaciones de redes de área personal (MAGNET viene de My Adaptative Global NETwork).

Las tareas del autor se centraron en el paquete de trabajo 5, el de generación de plataformas hardware. En colaboración con otras entidades europeas como NXP (antigua Philips semiconductores), CSEM (Centro Suizo de Microelectrónica), CEA-LETI (Laboratorio de electrónica del Comisariado Francés de Energía Atómica), la Universidad de Aalborg (Dinamarca), TCS (India), la Universidad de Lund (Suecia) o Intracom (Grecia), se realizaron las investigaciones y posteriores desarrollos e integración para poder evaluar los conceptos desarrollados. ACORDE tuvo un papel importante como líder de la radiofrecuencia, y responsable del diseño y desarrollo del transmisor, cuyo esquema de alto nivel es el del diagrama adjunto.

La figura 7.1 presenta una visión pormenorizada de la arquitectura del transceptor FM-UWB [3-4]. En el transmisor (rama superior). La señal de envolvente constante FM-UWB se obtiene a través de la modulación del RF VCO por parte de la señal triangular FSK generada por síntesis digital directa (DDS) [5]. En la rama inferior de la imagen, el receptor FM-UWB engloba al preamplificador (también referido como LNA), un demodulador FM de banda ancha, conversión directa descendente con filtrado paso bajo de la subportadora, amplificador y un circuito demodulador FSK. En función de las aplicaciones y las necesidades, la configuración de dos antenas es también posible.

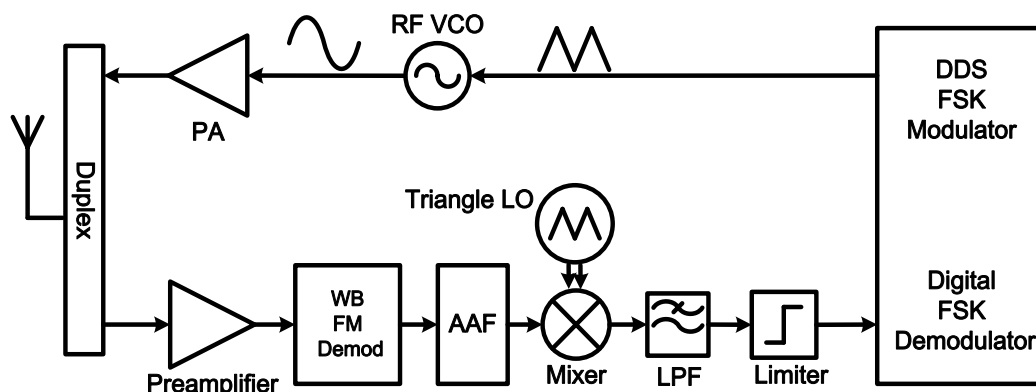


Fig. 7.1: Bloques funcionales del sistema radio transceptor FM-UWB

El sistema se orienta a aplicaciones de redes de área personal (WPAN), y por ende a radios de alcance reducidos (1-15 m), ofreciendo robustez en las comunicaciones, simplificación en los diseños, bajos consumos y tasas binarias adecuadas a las aplicaciones concebidas (100 kbps). Es por ello que una aplicación directa son los usos médico-sanitarios (ehealth).

Se desarrollaron dos sistemas, uno en la banda de 3 a 5 GHz y otro en la banda de 7 a 9 GHz. El que se presenta en este capítulo es el de la banda superior, ya que, durante el transcurso del proyecto, la regulación habilitó para los usos deseados la banda 6,5-8,5 GHz en Europa, quedando habilitada a nivel mundial la banda 7,25-7,75 GHz, sin necesidad de implementar medidas protectoras como el Low Duty Cycle (LDC) o Detect and Avoidance (DAA) en el acceso al medio.

Las especificaciones del sistema aparecen recogidas en las tablas 7.1 y 7.2, que se muestran a continuación.

Tabla 7.1: Especificaciones del sistema FM-UWB en banda superior

Parámetro	Requerimiento
Frecuencia central de RF	6,4-8 GHz
Ancho de banda de RF	500 MHz
Potencia salida RF	>-14 dBm
Frecuencia de subportadora	1 - 2 MHz
Modulación de subportadora	2-FSK, $\beta_{SUB} = 1$
Tasa binaria	≤ 125 kbps
Sensibilidad del receptor	≤ -83 dBm @ BER = 1×10^{-6}
Tpo. Conmutación Tx,Rx	≤ 10 μ s
Latencia (en capa física)	<1 ms @ 100kbps
Tpo. Sincronización receptor	<50 bits
Consumo Tx	<12 mW
Consumo Rx	<4 mW
Potencia transmitida	≥ -6 dBm

Tabla 7.2: Frecuencias centrales de los canales en la banda superior

Número de Canal	Frecuencia central (GHz)
H1	6,464
H2	6,976
H3	7,488
H4	8,000

La generación de la señal de subportadora puede ser generada en el dominio digital, empleando técnicas DDS y simplificando el proceso. La modulación FM de banda ancha se implementa como una modulación de lazo abierto sobre el VCO de RF, tal y como muestra la figura 7.2.

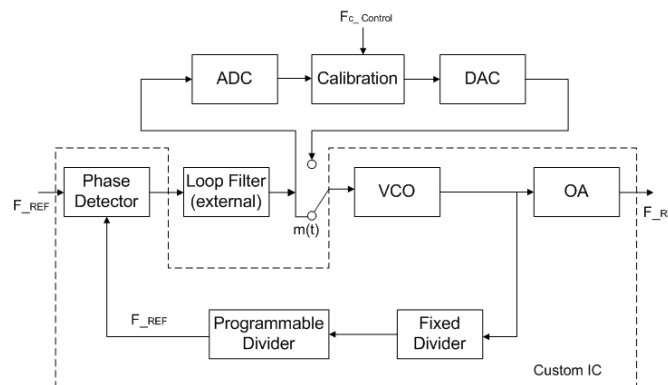


Fig. 7.2: Bloques funcionales de la generación de la señal de RF

La salida del amplificador (OA, de Output Amplifier) alimenta la antena y a la vez la aísla del VCO. El lazo sintetizador de frecuencia únicamente se enciende durante la calibración del VCO o cuando se produce un cambio en la selección del canal de operación. Los datos de calibración (típicamente la curva de ajuste del VCO) son almacenados en una memoria digital y empleados a futuro para generar la tensión de control correcta. De esta forma, tanto la frecuencia central del canal, como el ancho de banda de la señal FM-UWB están bien controlados y se evita, por ejemplo, trabajar

fuera de banda. Debido a su reducido uso, con esta configuración, el sintetizador de frecuencia no representa un bloque crítico desde el punto de vista de consumo. No obstante, su implementación conjunta e integrada en tecnología monolítica supone una mejora en términos de número de componentes, tamaño y coste.

Es por ello que el elemento crítico del transmisor es el VCO. Dado que la arquitectura de FM-UWB permite una detección no coherente, los requisitos de ruido de fase pueden relajarse sensiblemente, por lo que el rango frecuencial y el ancho de banda de modulación son los parámetros primordiales.

En el caso de la banda superior, el rango frecuencia (30% respecto a la frecuencia de la portadora) no era tan crítico como en el caso de la banda inferior (50%), pero, por el contrario, las topologías de anillo simple que se pudieron emplear en aquel caso, no eran válidas debido a su elevado ruido de fase a frecuencias altas. Por este motivo, y para mantener el bajo consumo se escogió una topología LC, con el desafío añadido de expandir un rango de sintonía intrínsecamente estrecho, sin degradar significativamente el ruido de fase o derivar en una excesiva sensibilidad de ajuste.

La implementación del sistema se desarrolló en tecnología monolítica (RFCMOS 180 nm para la banda inferior y 130 nm para la banda superior), por otros investigadores del equipo de trabajo del autor, ya que el diseño de MMICs es una tarea que no ha desarrollado el que suscribe [6]. A modo de ejemplo, en la Figura 7.3 se muestra la imagen central del circuito del VCO.

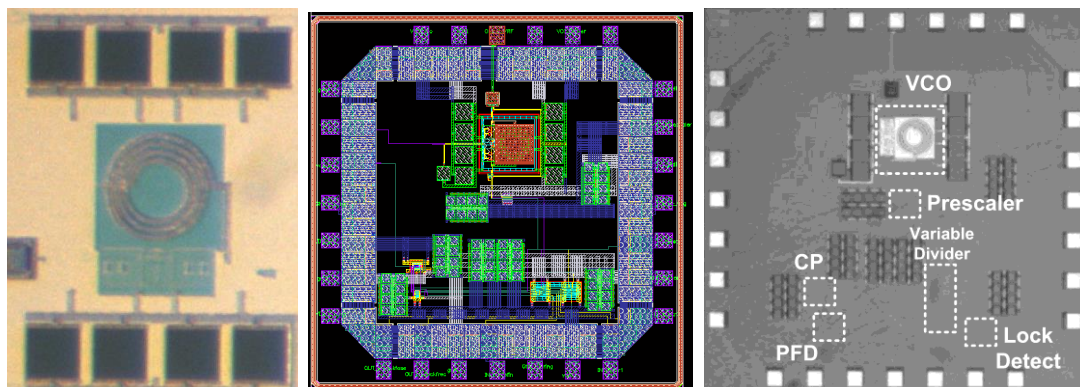


Fig. 7.3: Imagen central del VCO (izda), layout (centro) y microfotografía del IC del transmisor FM-UWB completo (dcha)

Un ejemplo de la respuesta dada por el transmisor de RF para un barrido de 1 GHz es el que aparece en la figura 7.4. Cabe reseñar que la respuesta del transmisor es válida desde 5,7 GHz hasta 8,35 GHz.

El trabajo de los grupos de investigación durante los 5 años, dio lugar al diseño y desarrollo de varios circuitos integrados, tanto para secciones de RF como de banda base (FPGA). Por simplicidad de procesos y comodidad para la integración se decidió emplear una plataforma basada en dos

grandes placas (muy lejano de la solución SoC que sería necesaria en la industrialización) [7].

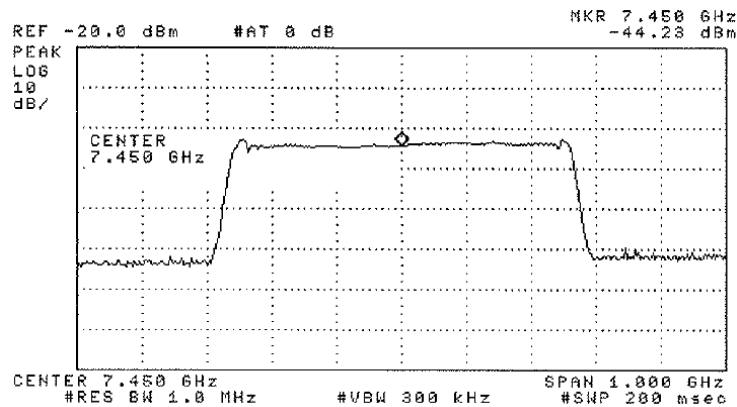


Fig. 7.4: Respuesta frecuencial del transmisor para un barrido de 1 GHz

Los test internos iniciales sobre los chips aislados, así como los procesos de empaquetado y testeo modular, dieron paso a la preparación de los chips para su transporte y manipulación en el centro de integración de CSEM (Suiza).

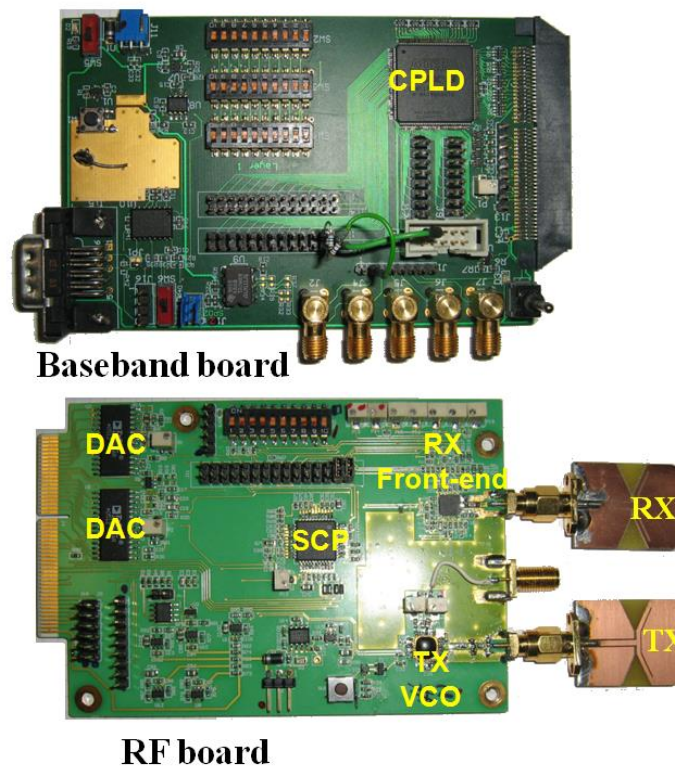


Fig. 7.5: Imágenes del prototipo, placas de integración RF y BB

El aspecto final del prototipo empleado para las pruebas de capacidad del sistema es el que se muestra en la figura 7.5. Destaca lo aparatoso de los conectores empleados en las placas. Algunos corresponden a la unión de buses de la placa de RF a la de BB (separadas para poder hacer el debugging en dos localizaciones independientes) y otros a los buses propios de debugging y programación de las rutinas de BB en las FPGAs. En la figura 7.6 aparece el montaje del SoP del transmisor al completo.



Fig. 7.6: Imágenes de los IC del transmisor integrados en SoP

Para valorar el rendimiento del sistema, se realizaron pruebas a cuatro diferentes prototipos. Los resultados se muestran en la figura 7.7. La línea negra corresponde con la curva analítica de referencia para la modulación FM-UWB [8]. Las líneas punteadas de colores corresponden a cada uno de los cuatro prototipos evaluados. El tiempo de medida empleado fue de 4 minutos, que se corresponde con 15 millones de bits transmitidos. La sensibilidad medida fue de -87 dBm para un BER de 10^{-3} , mientras que para un BER de 10^{-6} se requerían al menos -85 dBm. Los cuatro receptores mostraron sensibilidades similares.

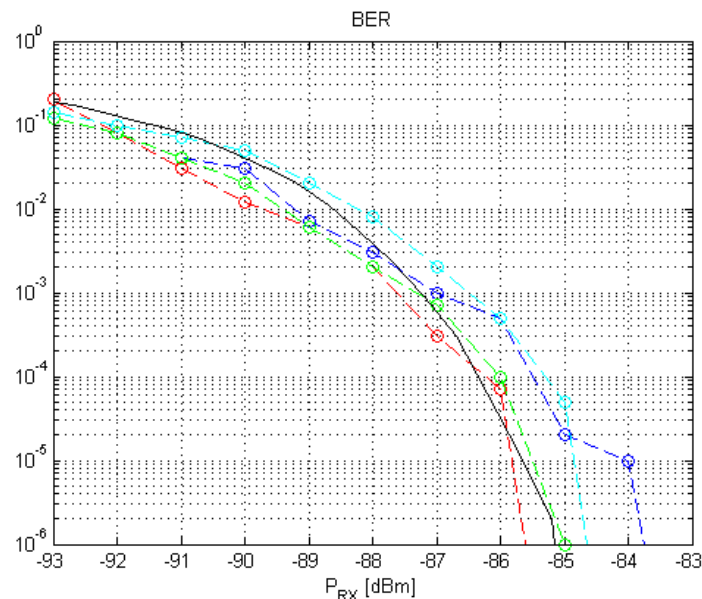


Fig. 7.7: Medidas de BER en cuatro receptores

El siguiente paso fue equipar los transceptores con antenas tipo bowtie (Figura 7.8, izquierda) y efectuar los test de alcance. Las pruebas de propagación se realizaron en un laboratorio (12 m x 5 m) y una cafetería comercial (20 m x 10 m). La propagación en estos entornos era principalmente en línea de vista. El laboratorio tenía numerosos objetos que creaban desvanecimiento por multicamino, mientras que la cafetería era un espacio más abierto (Figura 7.9).

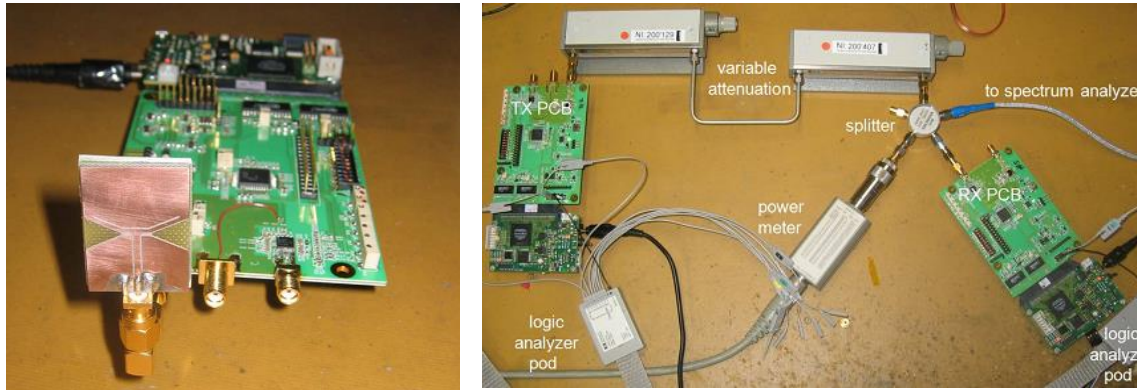


Fig. 7.8: Prototipo en medidas radiadas (izda) y conducidas (dcha)

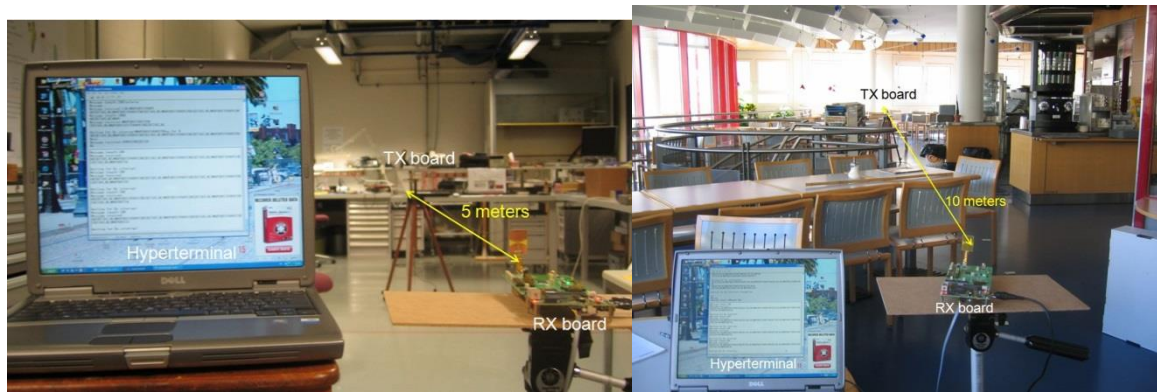


Fig. 7.9: Campaña de medidas en laboratorio (izda) y cafetería (dcha)

El margen de enlace se midió a varias distancias introduciendo atenuación adicional entre la antena y el receptor hasta que el BER se degradaba a 10^{-3} . La figura 7.10 presenta los resultados obtenidos. El rango alcanzado en la cafetería fue superior a los 15 m que eran el requisito inicial de diseño. En los test del laboratorio no se pudieron probar los límites de alcance por lo limitado de las dimensiones del escenario de pruebas.

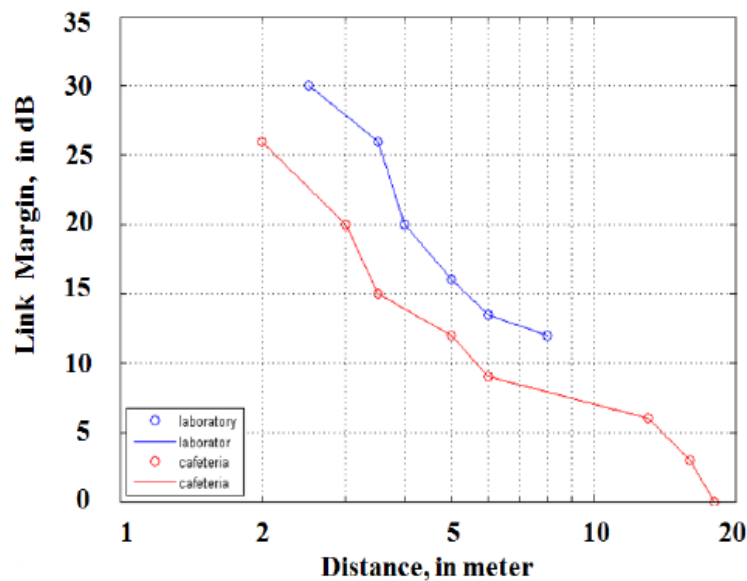


Fig. 7.10: Margen de enlace medido en entornos de laboratorio y cafetería

Como se resumen de la exhaustiva campaña de medidas y pruebas realizadas, se recoge en la Tabla 7.3 la comparativa de los resultados obtenidos respecto a los requerimientos iniciales, para cada uno de los parámetros, a fin de verificar la correcta implementación del sistema.

Tabla 7.3: Comparación de requerimientos iniciales y valores obtenidos

Parámetro	Requerimiento	Obtenido
Frecuencia central de RF	6,4-8 GHz	6,5-8 GHz
Ancho de banda de RF	500 MHz	500 MHz
Potencia salida RF	>-14 dBm	-7 dBm
Frecuencia de subportadora	1 - 2 MHz	1 - 2 MHz
Modulación de subportadora	2-FSK, $\beta_{SUB} = 1$	2-FSK, $\beta_{SUB} = 1$
Tasa binaria	≤ 125 kbps	62,5 kbps (125 kbps manchester)
Sensibilidad del receptor	≤ -83 dBm @ BER = 1×10^{-6}	-85 dBm
Tpo. Conmutación Tx,Rx	≤ 10 μ s	100 μ s
Latencia (en capa física)	<1 ms @ 100 kbps	150 μ s
Tpo. Sincronización Rx	<50 bits	8 bits
Consumo Tx	<12 mW	13,5 mW (@ max sensibilidad)
Consumo Rx	<4 mW	5 mW

Posteriormente se realizó una demostración de capacidades en Bruselas, presentando los avances logrados a la Comisión Europea, y en Estocolmo, durante el evento anual del Sexto Programa Marco.

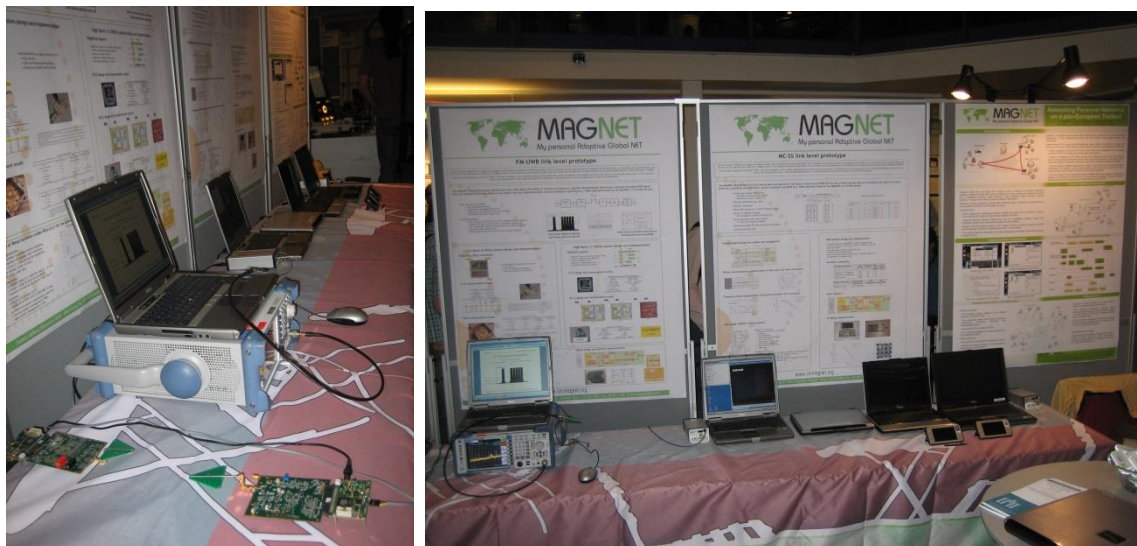


Fig. 7.11: Demo y stand en el ICT Event de Estocolmo

Con estas dos imágenes se completa el breve resumen de esta última etapa de investigación técnica asociada a FM-UWB y redes de sensores para salud electrónica, y se da paso a la revisión de la evolución regulatoria y de estandarización que afecta a este desarrollo, habiendo sido éstas parte de las ocupaciones del autor.

7.2 Regulación y estandarización

Como se anticipó en la sección anterior, durante la ejecución del proyecto MAGNET BEYOND, el CEPT mantuvo rondas de conversación con los grupos de interés y asesores técnicos que finalmente desembocaron en la habilitación de la banda 6,5 – 8,5 GHz para el tipo de aplicaciones consideradas para nuestro sistema.

A partir de ese momento, todos los esfuerzos técnicos se centraron, lógicamente en optimizar el sistema de la banda superior (7-9 GHz), en lugar del de la banda inferior (3-5 GHz), ya que su uso potencial era mucho mayor, al existir regulación permisiva que no exigía sistema de protección añadidos como ocurría en la banda inferior, en la que se necesitaba implementar mecanismos de Low Duty Cycle y Detect and Avoidance, para poder coexistir y operar en la banda de frecuencias inferiores a 5 GHz.

Dentro de los socios que formaban el consorcio de los proyectos, se creó una alianza para apoyar y promover la estandarización del sistema. Este grupo, denominado “FM-UWB Alliance” está formado por cuatro miembros:

- CSEM
- NXP
- ACORDE
- Univ. de Delft

que estuvieron desde 2006 hasta 2010 realizando actividades de diseminación y estandarización de FM-UWB para aplicaciones de corto alcance y en particular las de salud electrónica (e-health), un área que está a la vanguardia de la revolución digital, pero en la que aún únicamente el 8% de la población se beneficia de los telecuidados y la telemedicina, según la OMS [9]. Los foros en los que se han desarrollado las tareas son los dos principales, uno a cada lado del Atlántico: IEEE en América y ETSI en Europa.

Dentro del IEEE las actividades se centraron en el grupo 802.15.6 que trabajaba en las interfaces radio para sistemas BAN (Body Area Network), relativo a comunicaciones de corto alcance en las proximidades del cuerpo (o su interior) [10]. Desde el año 2006 se fueron presentando muchas propuestas de técnicas candidatas. Durante las reuniones se compararon las bondades y capacidades de cada sistema, y se fueron desechando algunas, y asociando diferentes propuestas entre sí.

El duro trabajo finalmente concluyó satisfactoriamente, con la inclusión de FM-UWB como capa física del estándar, aprobado en 2012 [11].

Las tres alternativas aprobadas para la capa física fueron:

- Narrowband PHY → aceptando el funcionamiento en al menos unas de las siguientes bandas frecuenciales: 402 MHz a 405 MHz (banda licenciada asociada al Medical Implant Communication Service (MICS)), 420 MHz a 450 MHz, 863 MHz a 870 MHz, 902 MHz a 928 MHz, 950 MHz a 958 MHz, 2360 MHz a 2400 MHz, y 2400 MHz a

2483,5 MHz, con especial predominancia de modulaciones $\pi/2$ -DBPSK.

- UWB → especifica dos técnicas, Impulse Radio y FM-UWB, y dos bandas, la inferior (3,25-4,75 GHz) de tres canales y la superior (6,25-10,25 GHz) de ocho canales, fijando máscaras de transmisión asociadas.
- Human Body Communications (HBC) → una banda de 5,25 MHz centrada en 21 MHz, empleando un esquema de Frequency Selective Digital Transmission (FSDT), donde los datos son ensanchados en el dominio de la frecuencia mediante códigos selectivos en frecuencia.

En lo que respecta a la ETSI, este organismo veía peligrar de nuevo su hegemonía en la etapa de desarrollo de estándares, y siguiendo el mandato 403 de la Comisión Europea, inició un programa para desarrollar los estándares que regirían la operación de los sistemas de salud electrónica en Europa [12]. Se trataba de una operación ambiciosa que contó con la colaboración con otros organismos de estandarización europeos como son CEN y CENELEC, dentro de un programa denominado "eHealth-INTEROP". El primer paso se dio en 2008 en ETSI creando un grupo de expertos para analizar la situación existente, identificar los gaps aun no cubiertos, proponer alternativas y fijar especificaciones que se debían cumplir, así como el marco temporal de aplicación de cada una de ellas en función de su importancia y urgencia.

Este grupo, denominado internamente "STF 355" (STF: Special Task Force), estaba formado por 4 expertos independientes, con perfiles complementarios (redes, seguridad, radio, etc.) y trabajó durante 5 meses para preparar todos los informes necesarios, que iban a dar paso a la segunda fase en la que se cerrarían las especificaciones y se validarían las propuestas, escogiendo un grupo de tecnologías capacitadas para poder ofrecer las garantías que el servicio e-health demandaba.

Nuevamente, y al igual que sucedió al otro lado del Atlántico, aquí en Europa también se valoró positivamente la FM-UWB como capa física candidata para poder dar servicios WPAN en aplicaciones e-health.

Dicho trabajo fue tomado como base por el Advisory Committee Operational Co-Ordination Group (OCG) (eHEALTH), para elaborar el Technical Report ETSI TR 102 764 v1.1.1 (2009-02) [13].

Todo apunta a que tras los resultados obtenidos en las pruebas realizadas y a su integración y robustez, pueda mantenerse como seleccionada tras la fase 2 del proceso de estandarización.

Esta buena gestión en lo que a estándares se refiere es la que ha conseguido que la técnica haya adquirido notoriedad en los desarrollos asociados, y que numerosos grupos de investigación hayan contribuido a mejorar los rendimientos de los transmisores y receptores, existiendo incluso bibliografía encargada de realizar un resumen de los mejores diseños realizados mundialmente para esta técnica [14].

7.3 Conclusiones

En este capítulo se ha presentado la implementación de los frontales FM-UWB para su aplicación en redes de área personal (WPAN) y corporal (WBAN). A partir de los requisitos funcionales expuestos, y el correcto dimensionamiento de los módulos y la apropiada elección de tecnologías, se ha cubierto el proceso de fabricación y su caracterización. La evaluación del rendimiento ha sido otro de los apartados documentados, mostrándose la comparativa de logros paramétricos para los distintos escenarios de pruebas reales considerados.

A partir de los éxitos técnicos obtenidos, y debido al alto potencial de esta solución, se llevaron a cabo continuas actividades de estandarización en los organismos internacionales de mayor prestigio: IEEE en EE.UU. y ETSI en Europa. En este capítulo se han incluido las actividades desarrolladas hasta lograr que FM-UWB fuese incluida en la capa física del estándar IEEE 802.15.6 para redes de área corporal, así como las que permitieron que la ETSI la incluyese como capa física para redes orientadas a la prestación de servicios de salud electrónica, e-Health.

El impacto del consumo de las plataformas y su necesidad de aumentar la eficiencia, han sido algunas de las conclusiones de este capítulo. Ambos asuntos serán ampliamente cubiertos en el próximo y último capítulo de la tesis.

Referencias

- [1] IST MAGNET project, FP6-IST-IP-507102, http://cordis.europa.eu/project/rcn/80722_en.html
- [2] IST MAGNET Beyond project, FP6-IST-IP-027396, http://cordis.europa.eu/project/rcn/80699_en.html
- [3] John F.M. Gerrits, John R. Farserotu and John R. Long, "Low-Complexity Ultra Wideband Communications", IEEE Transactions on Circuits and Systems-II, Vol. 55, No. 4, April 2008, pp. 329 - 333.
- [4] J.F.M. Gerrits, M.H.L. Kouwenhoven, P.R. van der Meer, J.R., Farserotu, J.R. Long, "Principles and Limitations of Ultra-Wideband FM Communications Systems," EURASIP Journal of Applied Signal Processing, vol. 2005, no. 3, pp. 382-396, March 2005.
- [5] P. Nilsson, J. Gerrits, and J. Yuan, "A low complexity DDS IC for FM-UWB applications," in Proc. 16th IST Mobile&Wireless Communications Summit, Budapest, Hungary, Jul. 2007.
- [6] M. Detratti, E. Perez, J.F.M. Gerrits and M. Lobeira, "A 4.2 mW 6.25 - 8.25 GHz Transmitter IC for FMUWB Applications", IEEE ICUWB2009.
- [7] Y. Dong, Y. Zhao, J.F.M. Gerrits, G. van Veenendaal, J.R. Long, "A 9mW high band FM-UWB receiver front-end," Proceedings of the ESSCIRC, Sept. 2008, pp. 302-305.
- [8] J.F.M. Gerrits, J.R. Farserotu, J.R. Long, "Multipleuser Capabilities of FM-UWB Communications Systems", ICU2005, Zürich, Switzerland, September 2005, pp.684-689.
- [9] ETSI eHealth workshop on Telemedicine
<http://www.etsi.org/news-events/events/709-2014-ehealthworkshop>
- [10] IEEE 802.15 WPAN™ Task Group 6 Body Area Networks (BAN), Website URL: www.ieee802.org/15/pub/TG6.html
- [11] IEEE 802.15 Standards,
Website URL: <http://standards.ieee.org/about/get/802/802.15.html>
- [12] ETSI ehealth, website:
<http://www.etsi.org/index.php/technologies-clusters/technologies/medical/ehealth>
- [13] ETSI Technical Report "eHEALTH; Architecture; Analysis of user service models, technologies and applications supporting eHealth"
https://www.etsi.org/deliver/etsi_tr/102700_102799/102764/01.01.01_60/tr_102764v010101p.pdf
- [14] M. Ali, S. Hawkey, A. Zekry, "A Survey on FM-UWB Transmitters", International Journal of Computer Applications (0975-8887), Volume 61, No.6, January 2013
Doi: 10.5120/9929-4560

Capítulo 8: Captación y Gestión de la Energía

A lo largo de la tesis se han presentado diversos retos y posibles soluciones para diferentes conceptos de las redes de sensores. Sin embargo, todas y cada una de las soluciones tenían un claro condicionante: el incremento en el consumo de los dispositivos que introducían. Es por ello que el último gran talón de Aquiles que obstaculiza el masivo y eficiente uso de múltiples plataformas y sistemas inalámbricos es su extrema dependencia de la reducida energía de la que pueden disponer.

En este capítulo va a cubrirse este apasionante tema, a la vez que se presentan diversas soluciones, sus implicaciones en el diseño, y el potencial de nuevas topologías de hardware para maximizar el uso eficiente de la energía.

8.1 Introducción

Resulta obvio mencionar que un dispositivo inalámbrico, operando en una red inalámbrica autónoma, requiere energía eléctrica para funcionar y poder comunicarse con el resto de dispositivos. Las soluciones habituales que emplean energía almacenada en baterías limitan la vida útil de las comunicaciones y la operativa del dispositivo en sí.

Disponer de fuentes de energía que pudieran ser captadas de forma regular por sistemas autónomos permitiría elevar de forma considerable el tiempo de operación, llegando en su extremo a la operación sin límite temporal.

Las actividades de investigación relativas a la captación de energía (energy harvesting) han crecido notablemente en los últimos años, tal y como se aprecia en la Figura 8.1, con datos de la última década, extraídos de las búsquedas por años en la base de datos del IEEE (Xplore).

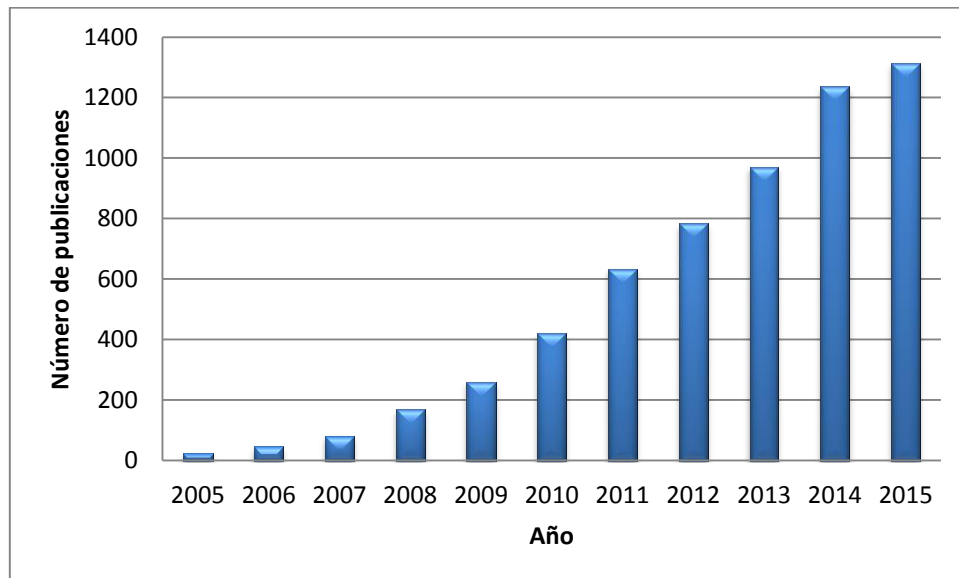


Fig. 8.1: Número de publicaciones IEEE (por año) que contienen las palabras clave "Energy Harvesting"

Las fuentes de energía más escogidas habitualmente para este tipo de redes son la fotovoltaica, la térmica, la mecánica (vibración) y electromagnética (microondas). Las estimaciones de energía obtenible de cada una de las fuentes aparece reflejada en la tabla 8.1 [1].

Tabla 8.1: Potencial de captación energética según tipo de fuente [1]

Fuente de Energía	Condición	Eficiencia	Densidad de potencia captada
Luz	Interior	10-25%	100 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$
	Exterior		100 mW/cm^2
Térmica (diferencia T^a)	Humana	$\sim 0.1\%$	60 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$
	Máquina	$\sim 3\%$	10 mW/cm^2
Vibración	Humana ($\sim \text{Hz}$)	25-50%	4 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$
	Máquina ($\sim \text{kHz}$)		800 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$
Microondas	GSM	$\sim 50\%$	0.1 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$
	WiFi		0.001 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$

Desde que se realizó esta tabla en 2009, ciertamente las tecnologías de los sistemas de captación energética han ido mejorando. Por poner un ejemplo, la figura 8.2 presenta la evolución en la eficiencia de celdas solares, en pruebas de laboratorio, no en dispositivos comerciales.

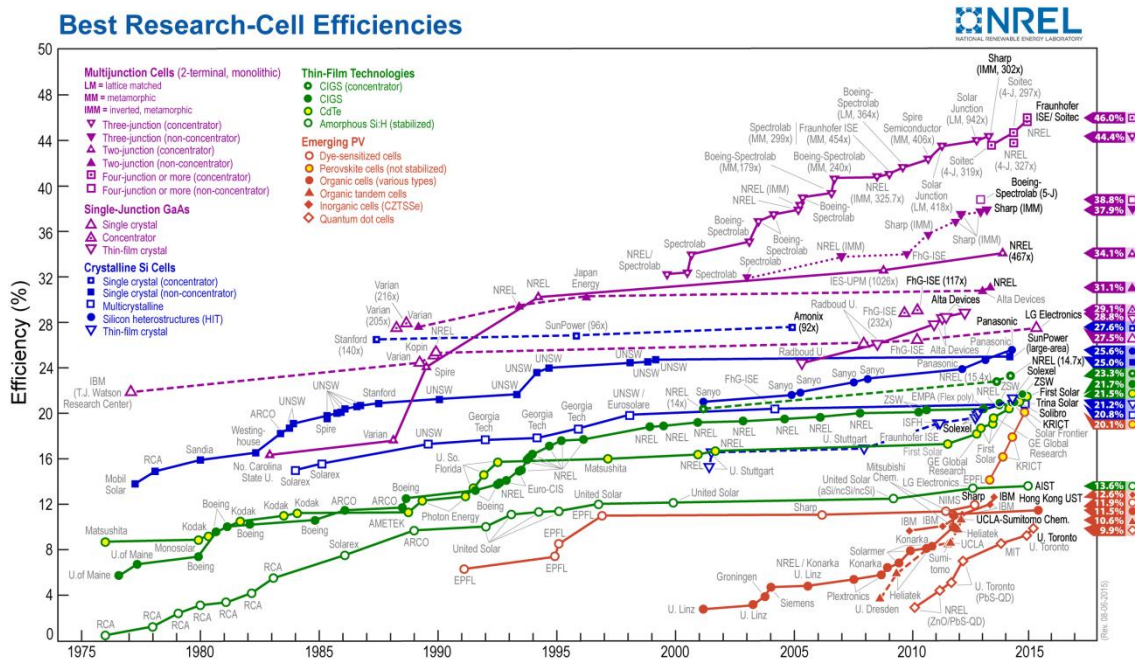


Fig. 8.2: Evolución de la eficiencia en celdas solares de investigación [2]

Para poder comparar con versiones comerciales, Panasonic ostenta un record en módulos fotovoltaicos para azoteas del 22,5% en 2015 [3], gracias a las celdas de eficiencia⁴ 25,6% que desarrollaron en 2014 (celdas basadas en silicio).

Por desgracia, la energía solar, al igual que otras fuentes de energía renovables, es intermitente. Por lo tanto, la energía no está disponible en la celda solar de forma permanente (por ejemplo, días nublados, noche, etc.) a menos que haya sido almacenada previamente, y alcanzando niveles suficientes para atender la demanda del dispositivo durante los periodos de no captación. De igual manera, si los nodos o dispositivos no están operando en modo continuo, su demanda energética es también intermitente, lo que deriva en la necesidad clara de almacenar la energía eléctrica.

Por otro lado, conectar el sistema captador de energía directamente al dispositivo (sensor inalámbrico), además de asumir que todos los componentes operasen a la misma tensión nominal (transceptor, sensor y microprocesador), derivaría en una baja eficiencia e inoperatividad, dado que las corrientes y tensiones captadas dependerán del nivel de intensidad de la fuente de energía de la que se trate. Por consiguiente, resulta obvio que, además del sistema de captación, y de almacenamiento de energía, es necesario incluir un subsistema que proporcione unos niveles de

⁴ La eficiencia de una célula solar se especifica una temperatura de 25 °C y una irradiancia de 1000 W/m² con una masa de aire espectral de 1,5 (AM 1,5). Esto corresponde a la irradiación y espectro de la luz solar incidente en un día claro sobre una superficie solar inclinada con respecto al sol con un ángulo de 41,81° sobre la horizontal. Esta condición representa, aproximadamente, la posición del sol de mediodía en los equinoccios de primavera y otoño en los estados continentales de los EE.UU. con una superficie orientada directamente al Sol.

alimentación DC regulados al dispositivo, y presente interfaces óptimos para los transductores (subsistema de captación) y el subsistema de almacenamiento, tal y como se muestra en la figura 8.3.

Precisamente esos tres subsistemas serán las tres principales partes de este capítulo, tomando especial relevancia el asociado a la captación de energía, como se verá posteriormente.

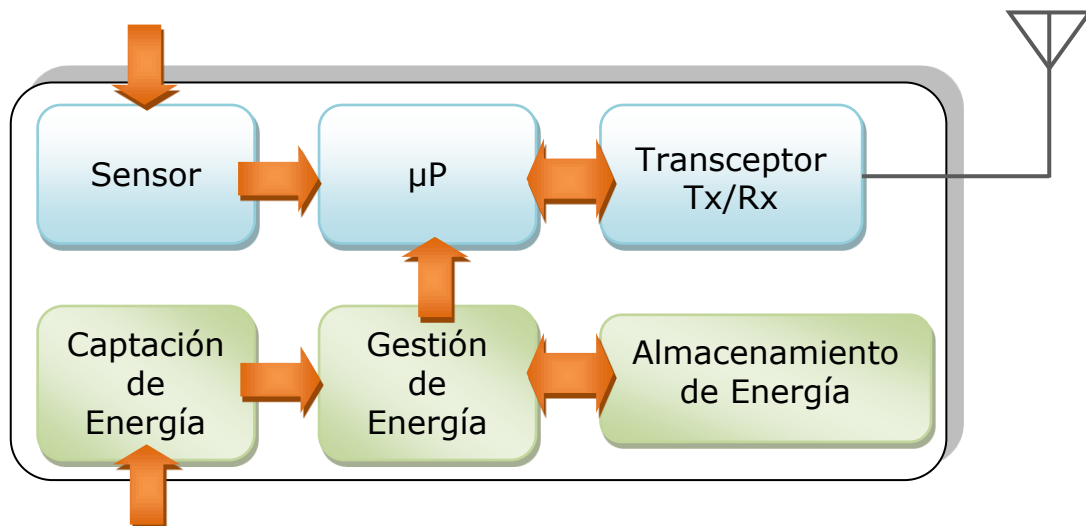


Fig. 8.3: Diagrama de bloques de un nodo inalámbrico con captación de energía

8.2 Subsistema de captación de energía

Dentro de este apartado se van a cubrir tres enfoques diferentes. En primer lugar, se analizará una de las soluciones más habituales para sistemas autónomos: la célula fotoeléctrica. En segundo lugar, la energía convencional en los dispositivos electrónicos portátiles: las baterías. Finalmente, uno de los sistemas de captación de energía más desafiantes por lo amplio de los campos de investigación que recoge: las microondas/radiofrecuencia, cubriendo en detalle una de sus variantes, en que la energía no existe en el medio, sino que le es transferida de forma voluntaria al dispositivo (Wireless Power Transfer).

8.2.1 Célula fotoeléctrica

La célula fotoeléctrica o celda solar convierte la energía proveniente de la radiación solar en energía eléctrica. Está basada en el efecto fotovoltaico, por el que se genera diferencia de potencial en la unión de dos semiconductores diferentes como respuesta a la exposición a la luz (visible u otras longitudes de onda), absorben fotones y emiten electrones.

Estos portadores libres que se generan cuando los fotones son absorbidos por los materiales que forman la unión del diodo, son separados y recogidos en los bornes positivo (ánodo) y negativo (cátodo) de la celda.

En función del material empleado en las celdas, se absorberán fotones de una u otra longitud de onda. Por ejemplo, una celda solar de silicio amorfo es sensible a longitudes de onda en el rango 0.4-0.7 μm , mientras que las que emplean silicio monocristalino lo son en el rango 0.7-1.05 μm .

Una célula fotoeléctrica se modela como un diodo y una fuente de corriente, tal y como aparece en la figura 8.4(a). Las pérdidas eléctricas intrínsecas de la celda se modelan como resistencias en serie (R_{SE}) y en paralelo (R_{SH}). La curva I-V habitual de una célula fotoeléctrica se muestra en la figura 8.4(b).

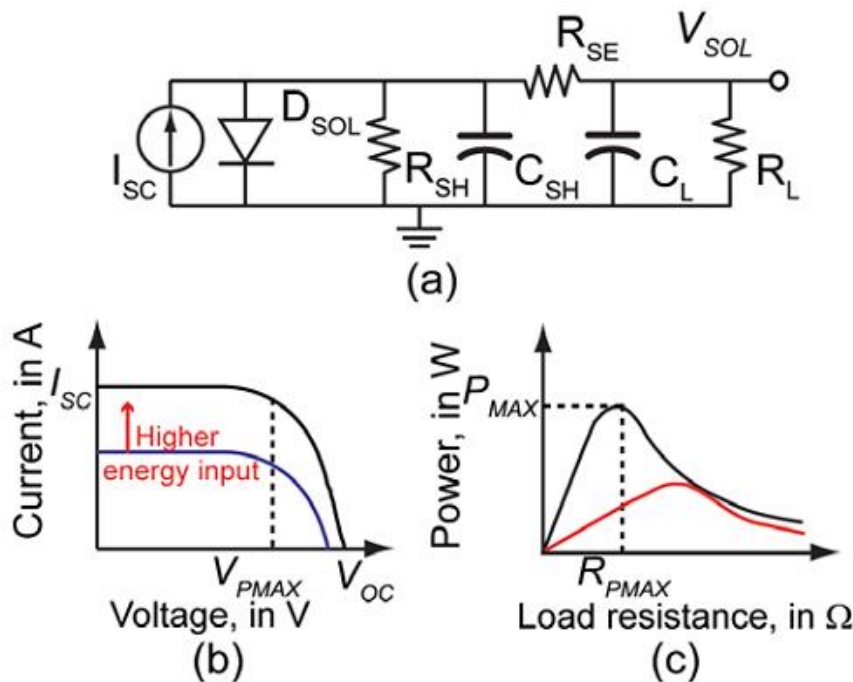


Fig. 8.4: Modelo simplificado (a), Curva I-V (b) y Curva potencia vs resistencia de carga (c) de una célula fotoeléctrica

La potencia máxima de salida, P_{MAX} , se obtiene en el codo de la curva, que corresponde con la tensión óptima de alimentación, V_{PMAX} . La corriente de corto circuito (I_{SC}), circula por el circuito externo cuando los bornes de la célula están cortocircuitados. La tensión de circuito abierto (V_{OC}) es la existente cuando no hay corriente en el circuito externo, y corresponde a la tensión más alta que puede entregar la célula fotoeléctrica. V_{OC} corresponde con la tensión en la unión p-n polarizada en directo y normalmente está en el rango 400-900 mV, dependiendo del material empleado en la fabricación de la célula y la intensidad de luz.

A medida que la intensidad de luz aumenta, es decir, aumenta la energía de los fotones que llegan, la curva I-V se desplaza hacia arriba, aumentando I_{SC} drásticamente mientras que V_{OC} cambia ligeramente apenas.

El factor de llenado, o Fill Factor, se define como el ratio entre P_{MAX} y el producto $I_{SC} \cdot V_{OC}$. Es una figura de mérito que indica la calidad de la

célula fotoeléctrica. Un valor habitual para una célula basada en silicio amorfo es 0.8.

La figura 8.4(c) muestra la potencia de salida con respecto a la resistencia de carga., que refleja claramente la existencia de una resistencia de carga óptima que permite generar P_{MAX} . A menor intensidad de luz, la resistencia óptima se desplaza a valores superiores. Por lo tanto, un dispositivo electrónico que quiera obtener energía de una célula fotovoltaica de la forma más eficiente posible deberá adaptar la impedancia de carga a la de la célula para optimizar la transferencia de potencia.

En el mercado existen ya soluciones compactas (10 mm x 10 mm x 18 mm) en las que se por unos 49 \$ se proporciona conectividad inalámbrica (Low Power Bluetooth), captación de energía solar, y circuitería de gestión de la energía [4] para redes de sensores inalámbricos.

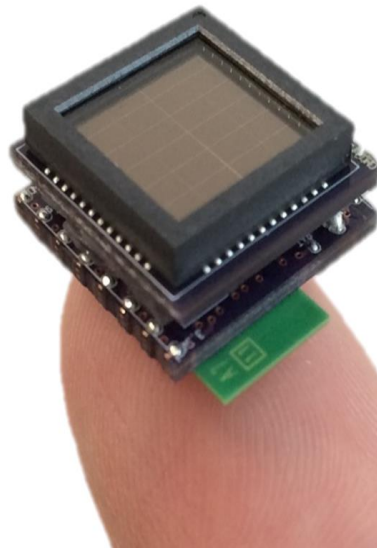


Fig. 8.5: Dispositivo IoT alimentado con energía fotoeléctrica

8.2.2 Baterías

Realmente las baterías electroquímicas no son un tipo de captación de energía externa al dispositivo, sino la fuente habitual de energía de los dispositivos electrónicos portátiles.

Por desgracia, los avances en la tecnología de baterías no son tan espectaculares como en otros campos, ya que requieren de una década completa para poder doblar la densidad en sus soluciones. [1]. En la tabla 8.2 se ha recogido un pequeño resumen de diferentes tipos de baterías para dispositivos portátiles, extraídos según los datos aportados por sus fabricantes. Debido al futuro uso que se plantea en este caso para los desarrollos investigados, se han considerado asimismo baterías específicas para implantes cocleares⁵ y sistemas de ayuda auditivos [5].

⁵ Un implante coclear es un dispositivo médico electrónico que sustituye la función del oído interno dañado. Al contrario que las prótesis auditivas, que amplifican el sonido, los

Tabla 8.2: Baterías para dispositivos ehealth y nodos inalámbricos

Tipo	Modelo Tamaño	Tensión (V)	Capac. (mAh)	Peso (g)	Vol. (cm3)	Densidad Energía (mWh/ cm3)	Densidad Energía (mWh/g)
Alcalina	AAA	1,50	1500	11	3,85	584	205
NiMH	AAA	1,50	1000	13	3,85	390	115
	AAA	1,50	2900	30	7,91	550	145
	C	1,50	6000	80	26,53	339	113
Li-ion	CR1225	3,00	50	2	0,28	536	75
	CR1632	3,00	120	5	0,64	563	72
	CR2032	3,00	225	2,9	1,00	675	233
	CR2450	3,00	610	6,9	2,08	880	265
	CR2477	3,00	1000	10	3,48	862	300
Celdas de polímero de Litio ultrafino	PGEB201212	3,70	10	0,45	0,30	123	82
	PGEB0052081	3,70	40	1,7	0,97	152	87
	PEGB0104343	3,70	130	3,50	2,06	233	137
	PGEB1180270	3,70	2800	85	38,23	271	122
Zinc Air	PR41	1,40	180	0,50	0,18	1167	420
	PR44	1,40	650	1,8	0,57	1474	467
	PR48	1,40	390	0,80	0,26	1562	508
	PR70	1,40	100	0,3	0,06	2100	420
Silver Oxide	SR43	1,55	120	2	0,44	423	93
	SR44	1,55	175	2,5	0,57	476	109
	SR66	1,55	26	1	0,09	448	40
Li-ion recargable	MS920S	3,10	11	0,47	0,15	227	73
	ML2032	3,00	65	3	1,00	195	65
NiMH Recargable	PR70	1,40	22	0,6	0,18	171	51
	V20HR	1,20	20	1	0,21	114	24
	V600HR	1,20	600	14,5	4,29	168	50
Estado Sólido Recargable	CBC-005	3,80	0,005		0,0008	25	
	CBC-012	3,80	0,012		0,0020	23	
	CBC-050	3,80	0,05		0,0070	27	
	EFL700A39	3,90	0,7	0,2	0,15	19	14
	MEC225	4,10	0,13	0,13	0,03	19	4
	MEC201	4,10	1	0,51	0,11	37	8
	MEC202	4,10	2,2	1,02	0,22	41	9

Una batería de ion-litio (Li-ion) puede llegar a tener una densidad de energía de 300 Wh/kg. Eso significa que una batería con esta composición y una masa de 10g, instalada en un dispositivo que consume 1mW puede operar durante 18 semanas de forma continua. Si se aplica un duty-cycle del 10% en el transceptor, la vida útil del dispositivo podría alcanzar (idealmente) los 41 meses. Por otro lado, conviene recordar que una batería tiene una vida limitada de 5-10 años debido a la descarga interna causada por flujos y pérdidas de corriente. Si empleásemos la nueva tecnología de Zinc-Aire, con densidades de energía superiores a 500 Wh/kg, la misma batería de 10g aguantaría casi 30 meses idealmente en operación continua,

implantes cocleares realizan el trabajo de las partes dañadas del oído interno (cóclea) para proporcionar señales sonoras al cerebro.

y con un duty-cycle del 10%, el límite teórico vendría dado por la vida la propia batería.

El problema de estas sencillas cuentas, es que esconden una pequeña omisión, y es que la transferencia ha de realizarse sobre una resistencia de carga óptima. Un valor, que en el caso de las baterías de Zinc-Aire, se sitúa entre los 620 y los 3.000 Ohmios. Es por ello que los pequeños nodos inalámbricos no pueden considerar que podrían abastecerse más allá de 3-5 años con una batería de tamaño medio. Teniendo en cuenta que las baterías convencionales basadas en líquidos orgánicos o electrolitos polímeros tiene unos pocos años de vida per se, sólo las baterías de estado sólido pueden garantizar mayor duración temporal, aguantando hasta 15 años.

Una batería cargada por completo puede ser modelada como una fuente de tensión en serie con una resistencia no lineal interna. Las curvas habituales de descarga de una batería para una corriente constante en la carga son las mostradas en la figura 8.6 [6]. La batería proporciona un valor de tensión casi constante hasta que la energía almacenada se agota, momento en el que la tensión cae súbitamente.

La capacidad de carga de una batería es sensible a la temperatura y a la magnitud de la corriente de carga. Con cargas por encima de su nivel, se produce sobredescarga, y la batería se agota más rápido. La resistencia interna aumenta y por ende la pérdida de energía parásita también [7]. El límite a la corriente que puede extraerse de una batería viene fijado por su composición, volumen y construcción.

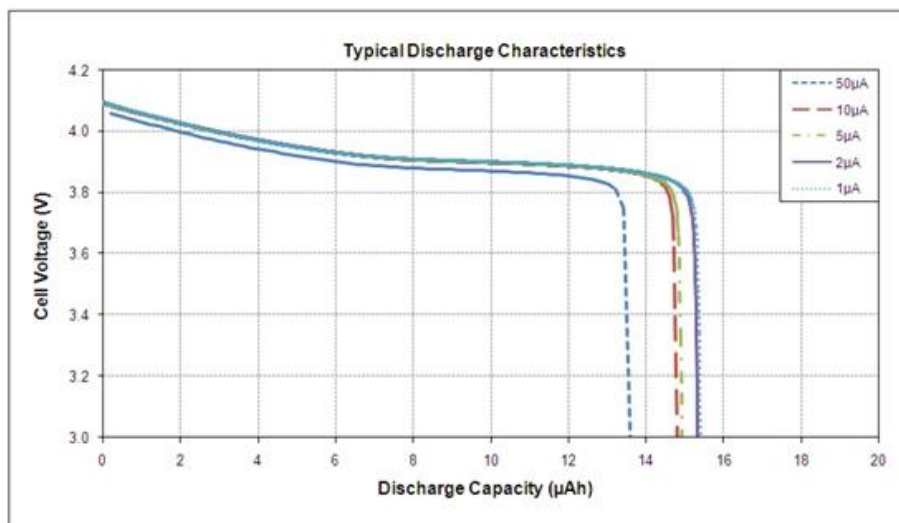


Fig. 8.6: Curva de descarga típica de una batería SS recargable (CBC-012)

Normalmente un nodo sensor tiene un transceptor con ciclo útil reducido. Por desgracia, esto hace que se genere una corriente de sobre descarga transitoria desde la batería, que reduce la vida útil de la batería. Un condensador conectado en paralelo con la batería puede proporcionar una corriente transitoria suficiente para extender la vida de la batería hasta en un 170% en condiciones de carga pulsada y corrientes de carga de decenas de mA [8].

Dado que se está considerando el concepto de almacenar energía, podría plantearse la cuestión sobre la idoneidad de emplear baterías recargables, y así tener la fuente de energía y el sistema de almacenamiento en el mismo hardware.

Desafortunadamente las baterías recargables tienen menor densidad de energía y mayores corrientes de fuga que las no recargables. La corriente de carga tiene que ser controlada para evitar excesivo calor o daños por sobrecarga. Los límites en el número de recargas (1.000-10.000 en función de la tecnología), y la necesidad de añadir circuitería extra para controlar los ciclos de carga añaden complejidad extra a los dispositivos que emplean baterías recargables.

Otro de los inconvenientes es que el voltaje máximo de carga se reduce a medida que aumenta el número de recargas, o simplemente por vejez (2% anual para las de estado sólido). Con los ciclos de recarga, también aumenta la resistencia interna de las baterías de estado sólido recargables, multiplicándose en un factor ~ 4 del ciclo de recarga número 2 al número 1.000.

Además, tal y como muestra la figura 8.6, resulta muy complicado analizar la cantidad de energía almacenada en la batería, dado que la tensión entre sus terminales es prácticamente la misma esté completa o a punto de vaciarse.

Como ejemplos actuales de duración de baterías en dispositivos empleados en ehealth, se puede observar el resumen recogido en la tabla 8.3 [9].

Tabla 8.3: Características técnicas de sensores ehealth empleados en WBAN

Sensor	Duración Batería	Tasa de datos		Aplicación
Estimulación cerebral profunda	>3 años	1 Mbps	Alta	Parkinson, dolor crónico, temblores, distonía
Ayudas audición	>40h	200 kbps	Alta	Amplificación sonora
Acelerómetros/giróscopos	>1 semana	1 Mbps	Baja	Detección de movimiento, aceleración y giros
Oxímetro de pulso	>24h	2 kbps	Baja	Medida de la saturación de oxígeno en sangre
Cápsula endoscópica	>1 semana	1 Mbps	Alta	Imágenes del tracto digestivo
Térmico	>1 semana	2.4 bps	Baja	Medidas de temperatura corporal
Electrocardiograma	>1 semana	9.6 kbps	Media	Forma de onda cardiaca
Electromiograma	>1 semana	100 kbps	Media	Actividad eléctrica muscular
Electroencefalograma	>1 semana	100 kbps	Alta	Actividad de ondas cerebrales
Cámara médica	>12h	<10 Mbps	Alta	Transmisión de video digital

8.2.3 Wireless Power Transfer

Dentro de las múltiples fuentes de energía disponibles en el ambiente, las microondas (RF) han crecido drásticamente desde finales de siglo, dada la elevada presencia de emisiones de televisión, radio, telefonía móvil, comunicaciones por satélite o Wifi.

Al igual que UWB, se trata de un concepto muy antiguo [10], tanto como las primeras transmisiones de radio [11], y de nuevo la tecnología aún no ha llegado a los niveles de prestaciones que permitan un uso masivo del concepto. Las evoluciones históricas del concepto se recogen en la siguiente figura [12].

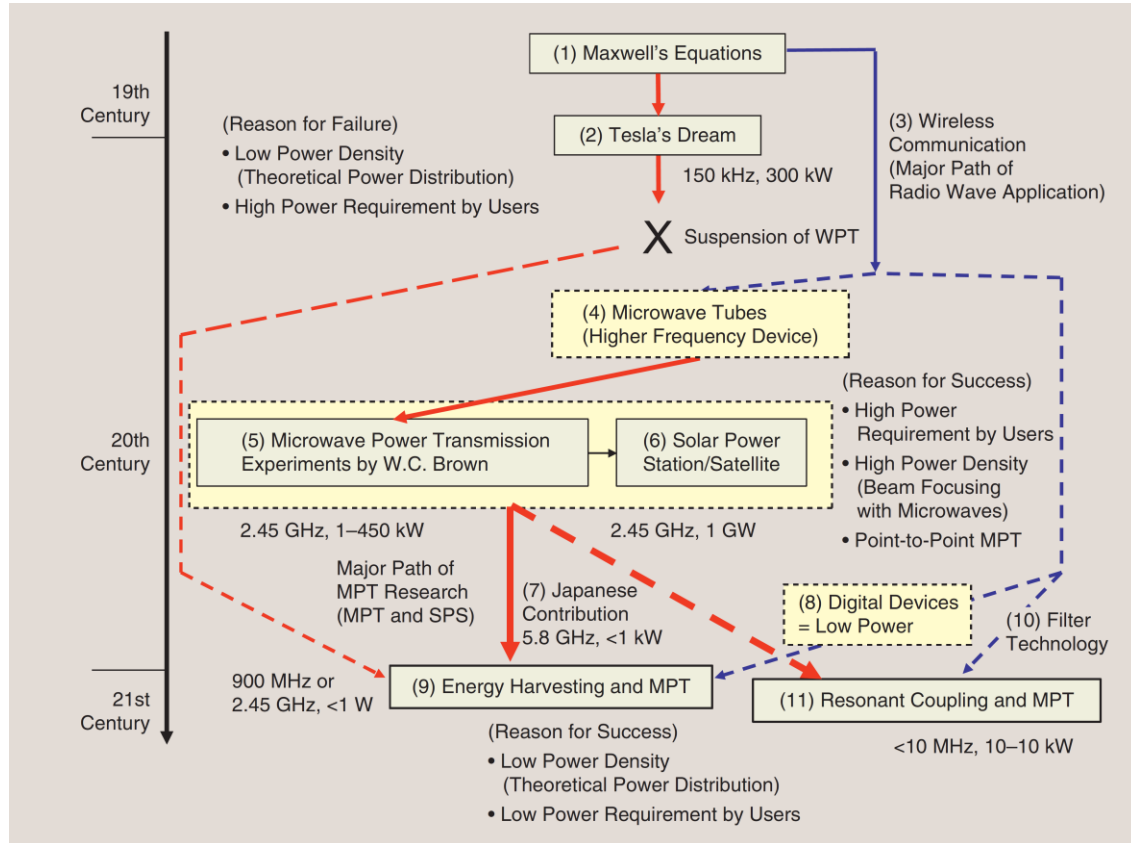


Fig. 8.7: Resumen histórico de la transmisión inalámbrica de energía

Dentro de este campo existen dos tipos principales de WPT (Wireless Power Transfer): la de campo cercano y la de campo lejano.

Las técnicas de campo cercano se dividen en tres grandes grupos, que emplean inducción magnética o eléctrica, o bien resonancia magnética para transferir la energía inalámbricamente, respectivamente. Normalmente pueden alcanzar eficiencias superiores al 80% cuando se encuentran a una distancia inferior a una longitud de onda respecto a la fuente [13]. La energía electromagnética decae a razón de 60 dB/década en la región de campo cercano ($d < 0.1 \lambda_0$), por lo tanto, esta alternativa es válida para captación de energía a corta distancia.

Varias soluciones comerciales existen ya para esta categoría, generalmente orientadas a la carga inalámbrica de dispositivos electrónicos como móviles o tablets. En la tabla 8.4 se puede observar un resumen de los mismos, mientras que en la figura 8.8 aparece una imagen del sistema implementado en una famosa cadena de cafeterías para que sus clientes recarguen sus móviles de forma inalámbrica.

Además de estas soluciones, con el popular estándar Qi, existen trabajos de otras plataformas para desarrollar su propio estándar como Microsoft, o Qualcomm ("Wipower").

Tabla 8.4: Sistemas comerciales y en desarrollo de carga inalámbrica

Modelo	Potencia de la fuente	Frecuencia	Distancia efectiva de carga
RAV Power [14]	7,5 W	100-205 kHz	8 mm
Duracell Powermat [15]	18 W	235-275 kHz	5 mm
Energizer Qi [16]	22 W	110-205 kHz	11 mm
Writicity iT-2000M [17]	12 W	6,78 MHz	20 mm
UW Prototype [18]	30 W	13,56 MHz	100 mm
Writicity WiT-3300 [19]	Hasta 3,3 kW	85 kHz	150 mm
MagMIMO [20]	20 W	1 MHz	400 mm

Otro ejemplo muy habitual en los hogares desde hace algunos años, son los cepillos de dientes eléctricos, cuyo sistema de carga está igualmente basado en lazos de inducción.



Fig. 8.8: Iniciativa de recarga inalámbrica de móviles en conocida cadena de cafeterías

Para la WPT de campo lejano, los dispositivos de captación de energía están dotados de una antena para recoger de forma remota las ondas electromagnéticas, seguidos de circuitería para la conversión RF-DC. La energía de campo lejano se atenúa a razón de 20dB por década, mucho menor que la de campo cercano, que es otro elemento a tener en cuenta cuando se deba dimensionar el sistema.

Como se presentará más adelante, la unión de esta necesaria antena y del indispensable rectificador, darán lugar a un elemento conocido como "rectena"⁶.

Una vez más, las propiedades del canal determinarán la densidad de energía disponible en la antena, y la directividad de ésta condicionará la cantidad de energía a captar. Obviamente, cuando se desconoce la dirección de llegada o la misma es variable en el tiempo, una solución basada en antena quasi isotrópica es la habitual, aunque tenga menor eficiencia.

Es por ello que para el WPT de campo lejano se establecen dos subcategorías, haciendo la diferenciación entre el uso conformado con antenas directivas, y campo lejano con antenas omnidireccionales, dada la diferencia en los niveles de energía que se pueden captar en una y otra configuración.

Los trabajos en estas áreas han sufrido una eclosión a partir de 2010, tal y como se puede observar en la figura 8.9, gráfica creada a partir de las búsquedas en la base de datos del IEEE (Xplore).

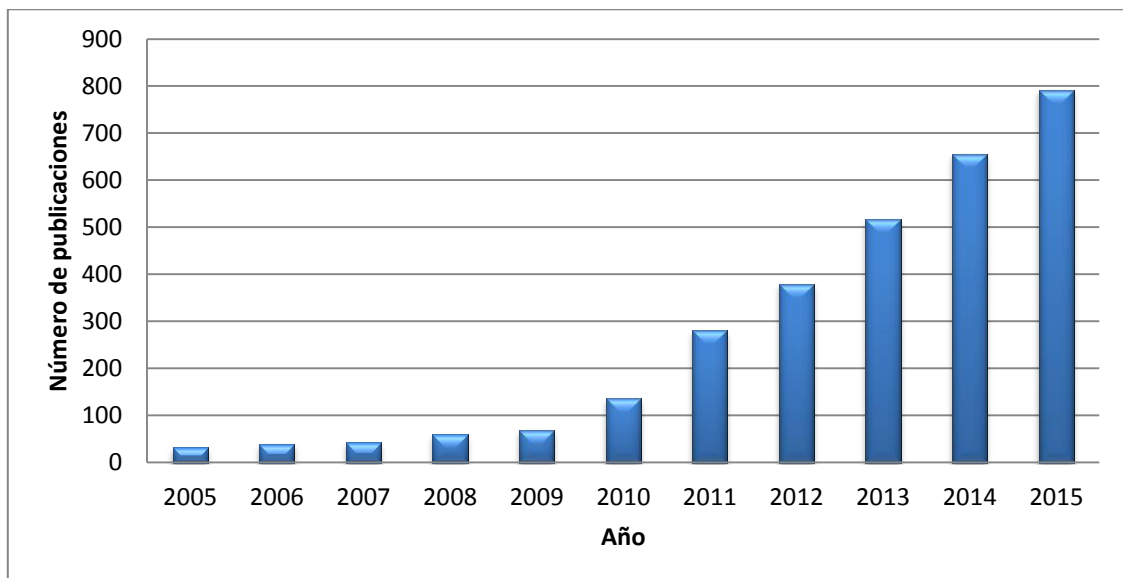


Fig. 8.9: Número de publicaciones IEEE (por año) que contienen las palabras clave "Wireless Power"

La energía de RF captada en campo lejano puede tener dos orígenes: existente en el ambiente porque se está destinando a otros usos (comunicaciones, p.ej.), o intencionada, cuando el objetivo único de dicha emisión es el de proveer de energía a otros dispositivos. Si lo que se quiere es garantizar que una red va a estar operativa de forma permanente, es necesario trabajar en el segundo de los supuestos, ya que depender de la continuidad de emisiones en bandas particulares tiene graves inconvenientes, al limitar su uso a entornos donde existen a priori estas emisiones, y depender en exceso de un uso radioeléctrico cambiante, y una regulación que activa y desactiva bandas frecuenciales, asignando nuevos usos.

⁶ Término acuñado por W.C. Brown en los años 60, cuando era empleado de Raytheon

La estructura típica de la rectena es la que aparece en la figura 8.10. La elección y el diseño de la antena vendrán condicionados por la banda de frecuencia, la directividad, el factor de forma, y generalmente, su capacidad para formar arrays, ya que habitualmente se coloca un elemento rectificador por cada elemento de antena y se replica dicha estructura para formar arrays.

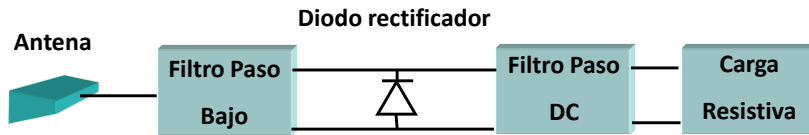


Fig. 8.10: Estructura simplificada de una rectena

En la figura 8.11 se muestran ejemplos de rectenas existentes, resultado de diversos trabajos de investigación.

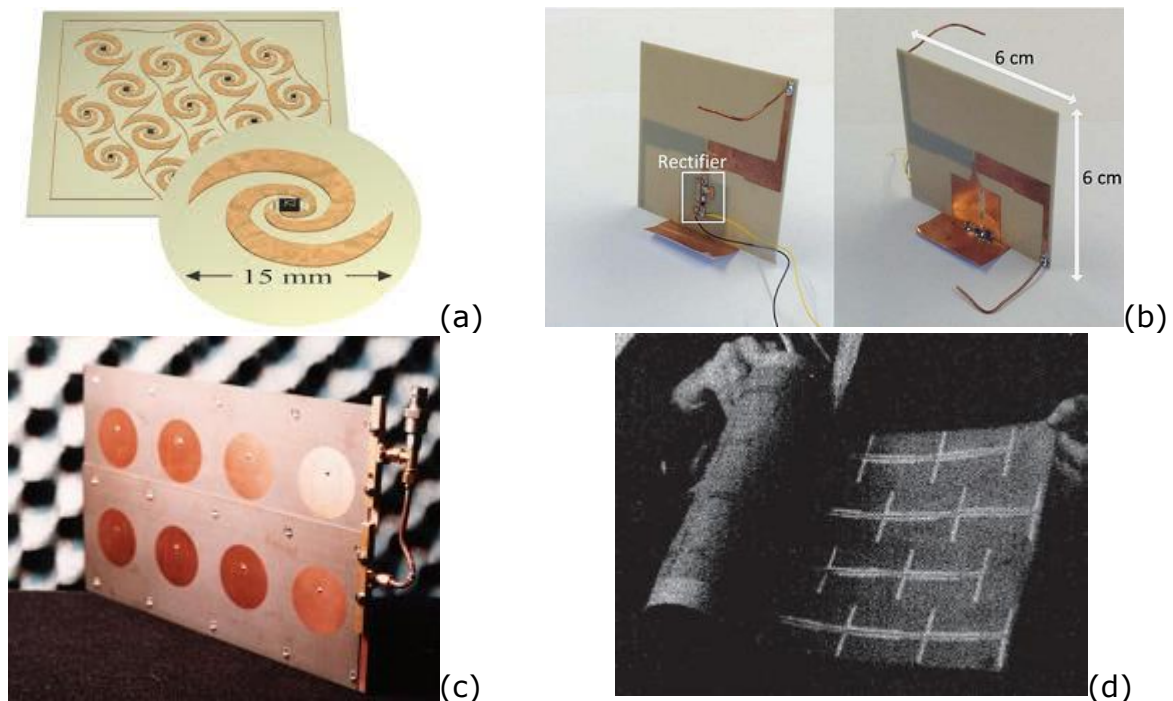


Fig. 8.11: Ejemplos de rectenas (a) Univ. De Colorado (8,5-12,2 GHz) [21], (b) UPC-Georgia Tech. (banda dual, 915 MHz y 2,45 GHz) [22], (c) Univ. De Hokkaido (2,45 GHz)[23], (d) Thin-film de Brown (2,45 GHz) [24]

Dentro del uso potencia en salud electrónica, actualmente se está trabajando también en soluciones de alimentación inalámbrica para implantes durante las noches, ya que mientras el portador del implante duerme, su posición es conocida, y un sistema fijo implementado en el dormitorio podría retrasar enormemente la siguiente cirugía de cambio de baterías.

Llegados a este punto, conviene introducir la tecnología E-pHEMT, los amplificadores clase E, el principio de dualidad temporal y los rectificadores clase E. Dado que su análisis ha sido exhaustivo y ha derivado en una, no

excesivamente compleja, pero sí densa, formulación, se ha decidido agrupar todos estos importantes conceptos en el Anexo I. La lectura de dicha sección es altamente recomendable, ya que sienta las bases del comportamiento tan eficiente que presentan los amplificadores clase E, y permite comprender la flexibilidad que ofrece dicha topología para diseñar un rectificador de alta eficiencia como los que interesan para las aplicaciones a considerar. De igual modo, son las ecuaciones fundamentales para el diseño de los rectificadores realizados y cuyos resultados se muestran en la sección 8.5.

En la figura 8.12 [25] se puede apreciar un esquema de las diferentes clases de amplificadores, en el que se observa cómo las clases más históricas son inviables, por sus modos de operación, para ser empleados, tras su correspondiente transformación, en estructuras rectificadoras eficientes.

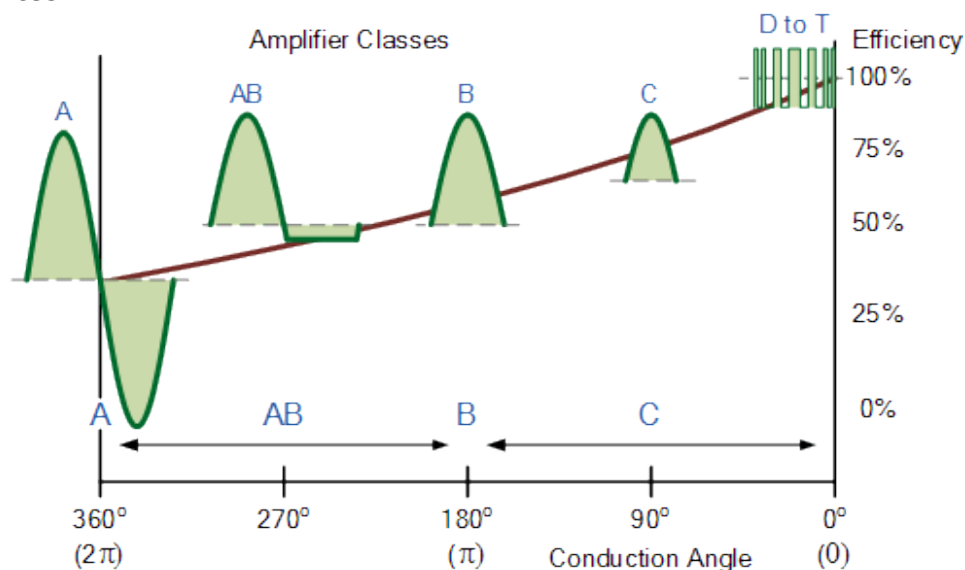


Fig. 8.12: Eficiencia y conducción en diversas clases de amplificadores

La figura 8.13 presenta la explicación del origen de la forma de onda en un amplificador clase AB basado en transistores bipolares, a partir de los modos de conducción y corte de cada una de sus uniones.

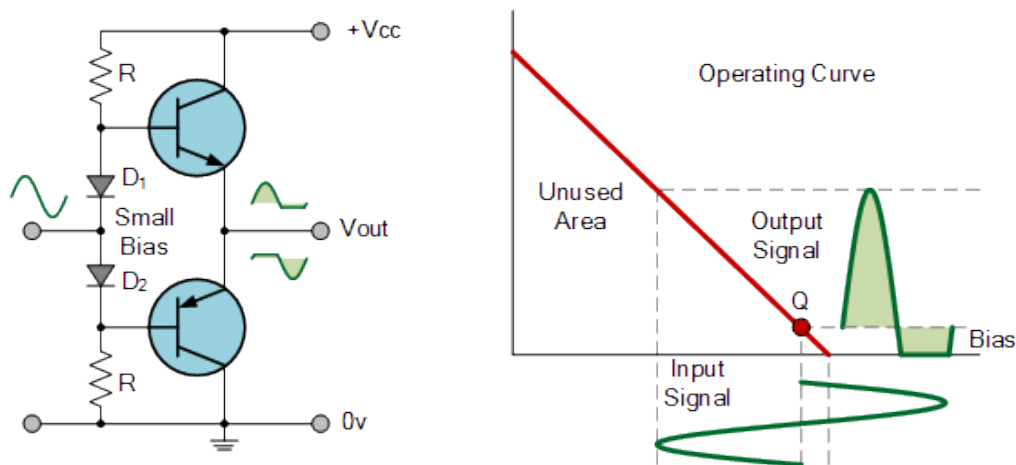


Fig. 8.13: Modo de operación de un amplificador clase AB

Se deja esta sección conteniendo la presentación de los conceptos, mientras que en la sección 8.5 se abordarán los diseños realizados.

8.3 Subsistema de almacenamiento de energía

Las posibilidades existentes para almacenar la energía son un condensador, un supercondensador o una batería recargable. Tal y como se ha visto en la sección 8.2.2, las baterías recargables no tienen demasiadas ventajas para su uso en redes inalámbricas de sensores.

Aun con todo, es interesante en este apartado analizar la presencia de nuevas tecnologías en las baterías recargables de estado sólido, conocidas con "Thin-film batteries" (algunas ya presentadas en la Tabla 8.2). Al no estar fabricadas como las convencionales, su vida no está limitada a unos pocos años, y suelen sobrevivir a la duración del dispositivo (>15 años). Su gran punto a favor respecto a los supercondensadores es que pueden llegar a ofrecer una mayor capacidad, por lo que cada ciclo de transmisión consume poco porcentaje de la carga, y eso hace que el número de recargas necesarias sea inferior al que precisan las soluciones basadas en supercondensadores, con menor capacidad de almacenamiento (y que se vacían con muchos menos ciclos de transmisión), lo que reduciría la diferencia entre ambos relativa a la limitación de vida por ciclo de descargas.

En la tabla 8.5 se presenta una comparativa entre las baterías recargables convencionales, las basadas en tecnología thin-film y los supercondensadores, completada con información de fabricantes actuales, a partir de [26].

Tabla 8.5: Soluciones de almacenamiento de energía

Parámetro	Baterías convencionales	Baterías Thin-Film	Supecondensadores
Ciclos de carga	1.000	10.000 (completos) 100.000 (parciales)	1.000.000
Auto descarga	Moderada	Despreciable (<10nA)	Alta
Tiempo de carga	Horas	Minutos	Segundos-minutos
Impedancia	Baja-Alta ⁷	Alta	Baja
Tamaño	Grande	Pequeño	Medio
Capacidad	Hasta 2500mAh	Hasta 2200μAh	Hasta 100 μAh
Impacto ambiental	Alto	Mínimo	Mínimo

Un condensador usado como almacén de energía es capaz de gestionar las tasas de transferencia de energía de entrada y salida (densidades de potencia en el rango 10^3 - 10^6 W/kg). Los componentes con alta densidad de energía pueden almacenar más energía, mientras que aquellos con mayor densidad de potencia pueden llenarse y/o vaciarse en menor tiempo. Como norma general, los sistemas de almacenamiento de alta densidad de energía tienen baja densidad de potencia y vice-versa.

⁷ Las pilas de botón tiene baja capacidad y alta impedancia interna, mientras que las tipo AA y AAA tienen alta capacidad, baja impedancia interna y mayor auto descarga

La Figura 8.14 muestra la densidad de energía y potencia para diversos tipos de almacenamiento de energía [27].

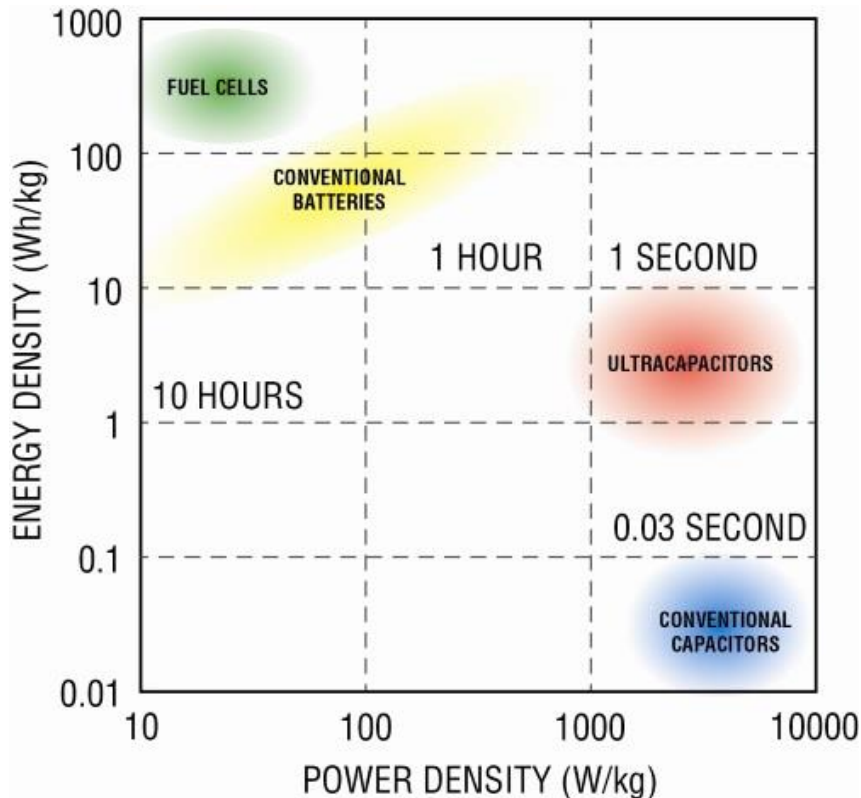


Fig. 8.14: Densidad de energía vs densidad de potencia para diversos tipos de almacenamiento de energía

La densidad de energía de un condensador dieléctrico cerámico o de tantalio es muy inferior al de una típica pila. Los supercondensadores (o ultracondensadores) tienen una densidad de energía mucho más alta que la de un condensador normal (100 veces). El número de ciclos de recargas soportado por un supercondensador es del orden de un millón, lo que es una clara ventaja en comparación con los 1.000-10.000 de una batería recargable, aun con su menor capacidad y, por ende, mayor necesidad de recargas.

Los supercondensadores tienen valores entre 0,1 F y 3.400 F con muy diferentes factores de forma. La corriente de fuga de estos componentes se sitúa entre 0,5 y 20 μA , para los más pequeños (1-4 cm^2) siendo su Resistencia Efectiva en Serie (ESR) generalmente inferior a 1 Ω [28]. En componentes mayores (650-3.400 F), la corriente de fuga puede alcanzar los 18 mA, mientras que la ESR no llega a 1 $\text{m}\Omega$ [29].

La tensión máxima se sitúa entorno a los 2,7-2,85 voltios para supercondensadores por separado, alcanzando dispositivos modulares hasta 160 V (form factor de batería para vehículos).

La tensión en el supercondensador, V_{SCAP} , depende de cuánta energía esté almacenada, y puede ser expresada por la siguiente ecuación:

$$V_{CAP} = \sqrt{\frac{2E}{C_{SCAP}}} \quad (8.1)$$

Donde E es la energía almacenada, y C_{SCAP} es el tamaño del supercondensador. Conocer la cantidad de energía que hay almacenada a través de medir la tensión es muy beneficioso desde el punto de vista de la gestión de la energía. Tal y como se verá en la siguiente sección, un convertor DC-DC de amplio rango de entrada es necesario para poder entregar la energía a la carga, ya que la tensión del condensador caerá exponencialmente hacia cero a medida que se descarga.

8.4 Subsistema de gestión de energía

Como se ha comentado anteriormente, la salida de la rectena no puede conectarse directamente con el subsistema de almacenamiento, para evitar descargas bajo ciertas condiciones. De esta forma, se debe introducir un módulo que presente una carga óptima para la rectena, a la vez que es capaz de igual manera de entregar toda la energía de entrada al subsistema de almacenamiento, y optimizar los niveles variables de energía generada, de cara a entregar niveles estables al microprocesador, los sensores y el transceptor del nodo. Todo ello, de la forma más eficiente posible, cosa realmente complicada en los casos en que se trabaja con niveles de potencia muy bajos.

Para regular los niveles de tensión obtenidos el subsistema de captación se precisa de un convertor DC-DC. Dos son las técnicas más habitualmente empleadas para estos fines: por un lado el regulador lineal de tensión, y por el otro, el regulador conmutado.

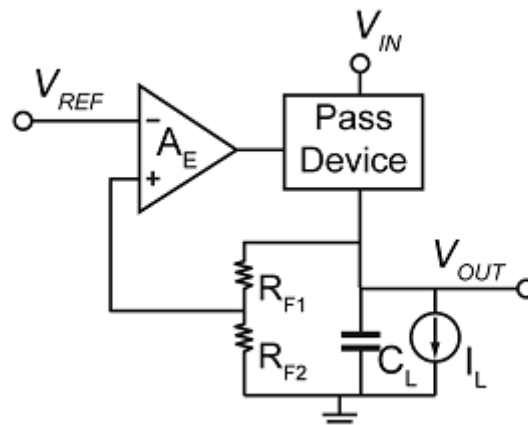


Fig. 8.15: Esquemático de un convertor lineal genérico

Un regulador lineal, tal y como se muestra en la figura 8.15, proporciona la regulación a través de un dispositivo de paso (por ejemplo, un transistor). La tensión de salida, V_{OUT} , es medida por un divisor resistivo, realimentada y comparada con la tensión de referencia, V_{REF} . La diferencia en tensión es amplificada por el amplificador de error, A_E , que controla el

dispositivo de paso en un lazo de realimentación negativa. La realimentación fuerza que la tensión de salida en el estado estacionario sea:

$$V_{OUT} = \frac{1}{R_{F1} + R_{F2}} V_{REF} \quad (8.2)$$

El dispositivo de paso controla la intensidad que circula entre V_{IN} y V_{OUT} , y puede ser implementado usando dispositivos NMOS o PMOS en tecnología CMOS. Un regulador eficiente tiene una corriente de reposo (quiescent current) muy reducida, por lo que la mayoría de la corriente pasa a la carga a través del dispositivo de paso.

La eficiencia del regulador puede ser estimada con el cociente entre la tensión de salida y la de entrada, existiendo una potencia disipada por el dispositivo de paso. Lo deseable en estos casos es minimizar la caída de tensión (voltage drop-out) del proceso, y ése es el objetivo de diseño de los reguladores LDO (Low voltage Drop-out). Lógicamente, el drop-out no puede ser nulo, ya que un mínimo voltaje es necesario para asegurarse de que el dispositivo de paso opera en la región de saturación. Como resulta evidente, cuanto menor sea el nivel de tensión a la salida, mayor peso tendrá el drop-out y, por ende, menor será la eficiencia.

Los reguladores LDO presentan una baja impedancia en la salida regulada, debido a la realimentación negativa en baja frecuencia, y por el condensador paralelo de desacoplo (C_L) en alta frecuencia. Este tipo de reguladores es muy popular, debido a su sencilla implementación y reducido tamaño. Su gran inconveniente es que no permite tener una tensión de salida superior a la de entrada.

Otro tipo de reguladores (convertidores DC-DC) es el conmutado, en los que se transfiere una pequeña cantidad de energía cada cierto tiempo de la entrada a la salida. Este proceso se logra mediante el empleo de conmutadores y un controlador para regular la frecuencia de transferencia energética. Los reguladores conmutados permiten eficiencias más altas que los lineales porque la energía se transfiere a la carga a través de bobinas o condensadores, que tienen muy bajas pérdidas. La ineficiencia en estos casos viene derivada de las pérdidas parásitas en los conmutadores y sus drivers.

Los reguladores conmutados permiten tanto la conversión ascendente (boost), como descendente (buck) entre la tensión de entrada y la de salida. El inconveniente que presentan es la generación de variaciones periódicas no deseadas en la tensión (rizado) a la salida. Este rizado en la tensión (si es demasiado amplio) puede generar interferencias en banda en un transceptor inalámbrico, o reducir la resolución de un ADC.

Los valores a emplear en los elementos pasivos de esta estructura son inversamente proporcionales a la frecuencia, y proporcionales a la corriente deseada en la carga. Esto podría derivar en áreas de chip superiores a las de un LDO lineal, que puede construirse de forma más compacta. Por suerte, los nuevos nodos de comunicaciones, que pueden

requerir corrientes de tan solo 1 mA, permiten implementar este regulador conmutado en un área razonable ($<1 \text{ mm}^2$).

Los reguladores conmutados pueden dividirse en dos grandes grupos en función de cual sea el elemento pasivo empleado para transferir la energía. El regulador conmutado a bobina, en sus versiones descendente y ascendente que se muestra en la figura 8.16, alimenta la tensión de salida a través de una corriente inductiva.

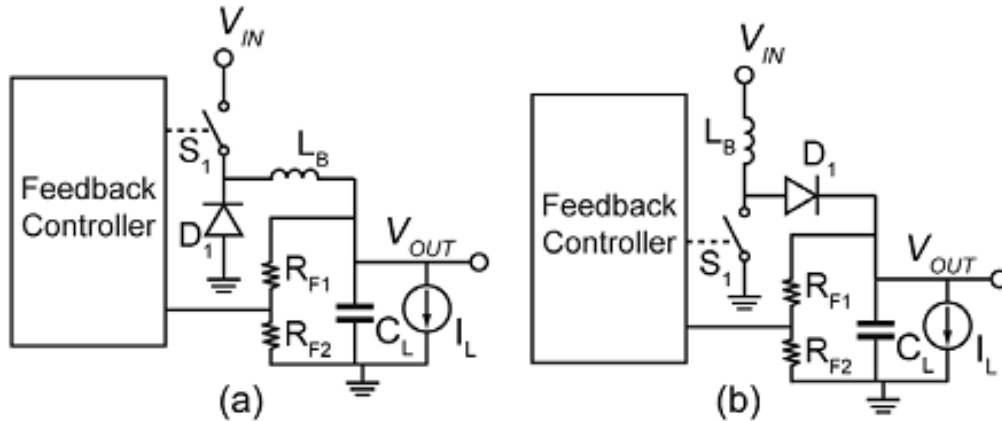


Fig. 8.16: Esquemático de un regulador conmutado-bobina (a) buck (descendente) y (b) boost (ascendente) [30]

El conmutador controla la cantidad de corriente cambiando el duty cycle de la señal de reloj que controla el conmutador. El Diodo D1 garantiza que la corriente no pueda volver de la carga a la fuente. Este tipo de estructuras puede alcanzar eficiencias de pico superiores al 90% cuando se implementan usando MOSFETs en tecnología CMOS [30]. Dado que las conversiones ascendente y descendente requieren de configuraciones L-C diferentes, no es sencillo reconfigurar entre los dos modos sobre la marcha. Además, se requiere una bobina equivalente a una resistencia en serie (ESR) muy baja ($<0.5 \Omega$), que ha de ser implementada fuera del chip [31]. Los transitorios de la conmutación inductiva (en la tensión) son una elevada fuente de interferencias electromagnéticas que pueden afectar a la circuitería sensible como sensores o transceptores inalámbricos.

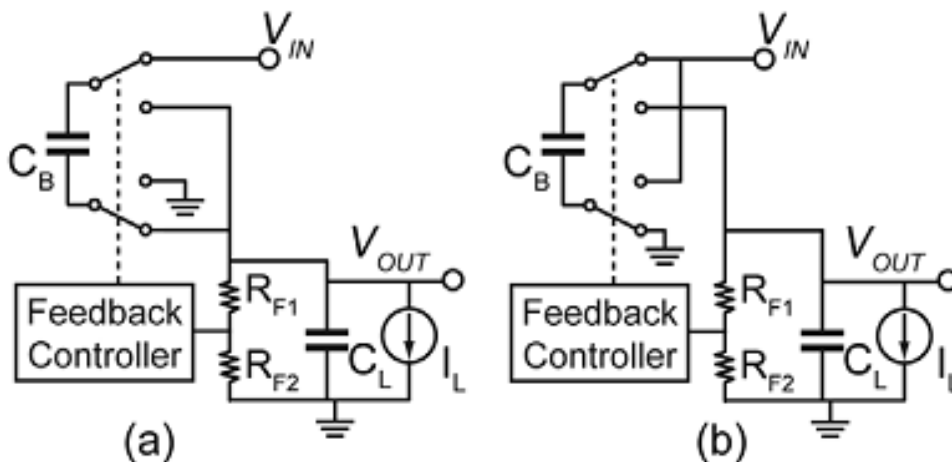


Fig. 8.17: Esquemático de un regulador conmutado-condensador (a) buck (descendente) y (b) boost (ascendente) [32]

La figura 8.17 muestra las topologías de un regulador conmutado a condensador, en el que la carga eléctrica se realiza a través del condensador C_B . Una entrada de reloj controla el tiempo de conmutación (abierto o cerrado). Se puede emplear un controlador de lazo para ajustar el duty cycle del reloj o la frecuencia de alimentación del conmutador, y de esa forma cambiar la tasa de transferencia de energía y regular la tensión de salida.

El regulador conmutado a condensador, no precisa de una voluminosa bobina externa con baja ESR, puede operar en modo ascendente o descendente indistintamente sobre la marcha y genera menor rizado al no haber ruido inductivo de conmutación [33]. Sin embargo, aún existe cierto rizado porque cada ciclo de reloj se inyecta energía en el nodo de salida para mantener el nivel de tensión deseado.

El factor de conversión, o ganancia de DC de un regulador conmutado a condensador es siempre un número discreto, ya que las tensiones sobre el condensador son añadidas o quitadas en cantidades cuantificadas. Las desventajas de estas topologías son su menor eficiencia (<80%), su mayor complejidad al requerir más conmutadores, y que su eficiencia depende de la magnitud de la tensión de salida.

Resulta obvio que hay una pérdida inherente de energía en el mecanismo de transferencia de energía de este tipo de dispositivos, que puede entenderse muy fácilmente analizando el proceso de transferencia de carga entre dos condensadores (C_1 y C_2).

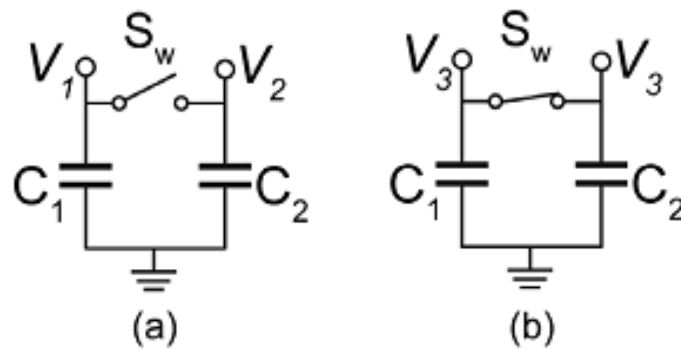


Fig. 8.18: Intercambio de carga entre dos condensadores conectados por un conmutador

Inicialmente C_1 está cargado a una tensión V_1 mientras que C_2 lo está a V_2 (figura 8.18(a)). La energía total almacenada en ambos condensadores viene definida por:

$$E_a = \frac{1}{2}(C_1 V_1^2 + C_2 V_2^2) \quad (8.3)$$

Cuando el conmutador se cierra, la carga se transfiere del mayor al menor potencial, creando una nueva tensión de equilibrio V_3 entre ambos condensadores (figura 8.8(b)). Esta tensión de equilibrio V_3 puede calcularse como:

$$V_3 = \frac{C_1 V_1 + C_2 V_2}{C_1 + C_2} \quad (8.4)$$

Siendo ahora la energía total almacenada entre los dos condensadores la siguiente:

$$E_b = E_a - \frac{1}{2} \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} (V_1 - V_2)^2 \quad (8.5)$$

Por lo tanto, queda demostrado que en el momento en que se produce una transferencia de carga en un regulador conmutado a condensador, se produce una pérdida de energía. La energía se pierde debido a la disipación en la resistencia finita del conmutador, que depende de la diferencia de tensión inicial $V_1 - V_2$, en donde una mayor diferencia de tensión redonda en una mayor pérdida. Esta pérdida limita la máxima eficiencia que puede alcanzarse en este tipo de reguladores.

Existen otras fuentes de pérdidas de energía en los reguladores conmutados a condensador [34], ya que también existe un overhead en la circuitería periférica, como la alimentación, la generación de reloj y el buffering. Este overhead debería ser pequeño comparado con la energía que se entrega a la carga. La capacidad parásita de la placa inferior del condensador flotante (C_B en la figura 8.17) se carga y descarga sin contribuir a la transferencia de carga, y contribuye por tanto, también, a las pérdidas totales. Es por ello que un condensador de alta densidad con baja capacidad parásita entre sus placas superior e inferior y los sustratos es preferible para ser empleado en este tipo de reguladores.

En función de la presencia de una batería principal potente, y del duty cycle de operación del transceptor y el sensor, los sistemas de gestión de la energía más sencillos pueden requerir una bomba de carga (charge pump) entre la subsistema de captación de energía y el regulador, tal y como muestra la figura 8.19.

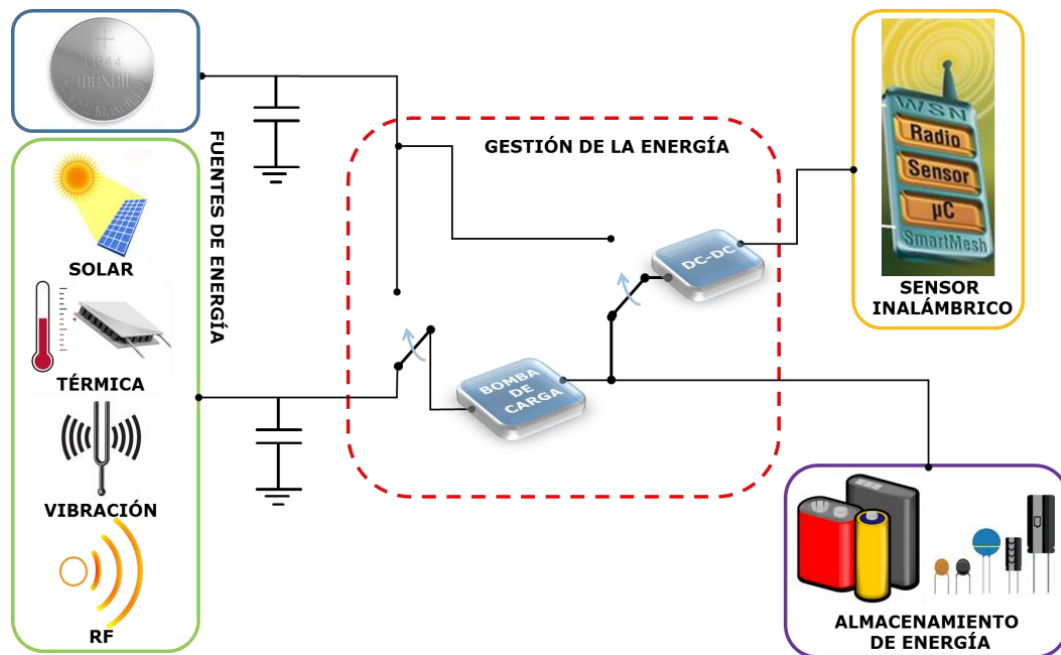


Fig. 8.19: Diagrama de bloques de un subsistema de gestión básica

Este sencillo esquema puede hacerse más complejo introduciendo lógica digital de control para el subsistema, reloj, etc. Existen circuitos comerciales en el mercado que se encargan de hacer estas funciones, y están originalmente concebidos para aplicaciones de captación de energía, por lo que sus niveles de consumo y manejo de tensiones se adecúan a los típicos en este tipo de aplicaciones.

En la tabla 8.6 puede verse un ejemplo de estos dispositivos (generada a partir de los datos ofrecidos por los fabricantes), adaptados a determinadas fuentes de energía, debido a sus modelos equivalentes y sus comportamientos en tensión e impedancia habituales. El tamaño más común es de 3mm*3mm en empaquetado de 10 o 16 pines, mientras que los precios de la gran mayoría varían entre los 2 y los 6 euros.

Tabla 8.6: Chips para subsistema de gestión de energía

Modelo	Fabricante	Umbral	Tensión de salida	Corriente de reposo	Origen energía
LT3107	Linear ⁸ Technol.	20mV	4.3V	80nA captando 6μA sin captar	Térmica
LTC3588		2,7V	1,8-3,3V	450nA	Vibración
Bq25504	Texas	80mV 330mv (inicio)	1,6-5,25V	330 nA	Solar, Térmica
SPV1050	ST	75 mV	2,6-5,3V	2,6 μA sin carga	Solar, térmica
MAX17710	Maxim	0,75V	1,8-3,3V	1 nA	RF, solar, térmica
MB39C811 ⁹	Fujitsu	2,6V	1,5-5,0V	550nA con Vin 1,5 μA sin carga	Solar, Vibración
S6AE101A ¹⁰	Cypress	2V	1,1-5,2V	250nA	Solar
CBC910	Cymbet	3V	3,3V	38 μA captando 6 μA sin captar	Solar

8.5 Diseño

La experiencia del grupo de investigación en amplificadores clase E de alta eficiencia tiene un hito clave con su participación en el proyecto del CDTI MANGA (Modelos Avanzados para Nueva Generación de Amplificadores), coordinado por ACORDE Technologies S.A., en el que uno de sus objetivos consistía en desarrollar un amplificador de potencia para su uso en las futuras estaciones base de sistemas trunking de nueva generación, que emplearían la banda UHF que se quedó disponible con el apagón analógico de los sistemas de televisión terrestre.

Los resultados de los trabajos fueron altamente satisfactorios, obteniéndose un dispositivo capaz de funcionar en un transmisor polar y entregar 60W con una PAE media del 67% para un canal de 70 MHz de

⁸ Esta empresa cerró el 31/12/2015, después de 8 años de actividad

⁹ Este modelo es ahora propiedad de Cypress, aunque fue desarrollado por Fujitsu

¹⁰ En Enero de 2016 aún no ha entrado en producción

ancho de banda, centrado en 795 MHz. En la figura 8.20 se muestran las imágenes de este desarrollo.

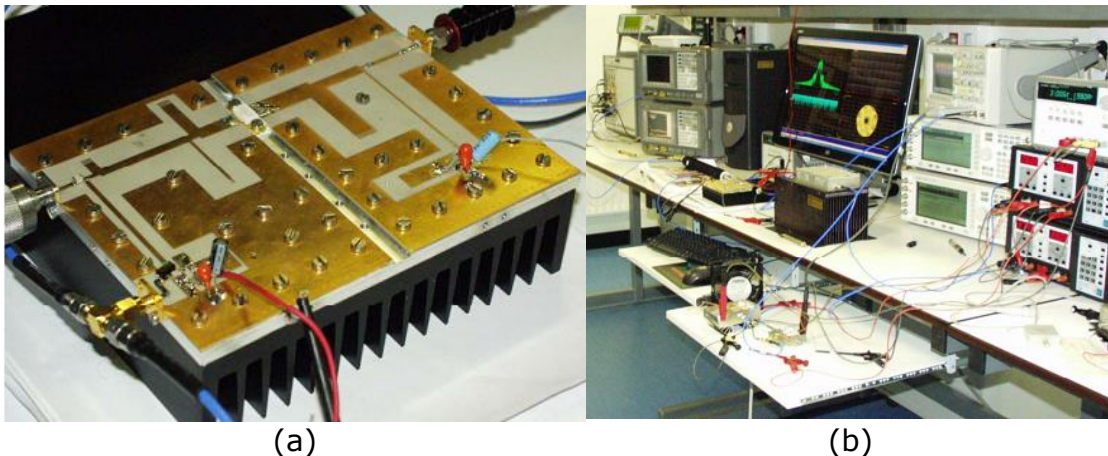


Fig. 8.20: Resultados de MANGA: (a) Amplificador Clase E, (b) Set-up de medidas

A partir de ese momento, y dado el creciente interés que estas topologías y sus capacidades están atrayendo a los grupos de investigación, empiezan colaboraciones de mayor dimensión en el campo del WPT. De esta forma, en 2013 se crea en Europa la COST Action IC 1301, llamada WIPE (Wireless Power Transmission for Sustainable Electronics), con la participación desde el inicio de ACORDE Technologies S.A. y la Universidad de Cantabria, que se unió un mes más tarde.

El objetivo de WIPE, hasta su finalización en 2017, es aunar los esfuerzos investigadores europeos en este ámbito, favoreciendo el intercambio de ideas, aumentando las colaboraciones y permitiendo una mayor producción científica y de mayor calidad. Un ejemplo de estas múltiples colaboraciones y la situación europea en estos trabajos puede encontrarse en [35].



Fig. 8.21: Portal de la COST Action IC 1301 – WIPE y lista de socios originales

De todo este amplio abanico de áreas de trabajo existente WIPE (antenas, formas de onda, rectificadores, etc.), las actividades de diseño del grupo se han centrado en las etapas de los frontales, es decir, amplificadores, inversores, osciladores y rectificadores, tanto a transistor, como a diodo. En la parte que al autor le corresponde, han sido los basados a diodo únicamente.

Si bien es cierto que topologías basadas en transistores consiguen mayor eficiencia, la drástica reducción de costes al emplear diodos y su uso concebido en redes masivas de dispositivos de bajo coste, ha hecho que la decisión estratégica de cara a su futura comercialización decida sacrificar un poco el rendimiento a cambio de potenciar, con mayor impacto, su bajo coste de producción.

Para esta ocasión se seleccionó un diodo Schottky de Avago Technologies, concretamente su modelo HSMS-282 [36]. En la caracterización, se obtuvieron los siguientes valores para los parámetros críticos:

- Resistencia parásita (R_s): 9Ω
- Capacidad en corte (C_j): $0,76 \text{ pF}$
- Tensión de ruptura inversa (V_{br}): 24 V

De las dos topologías que se explican en el Anexo I (configuración original y variante con circuito paralelo [37]), se implementó, en primer lugar, esta última. La continuidad de las condiciones de conmutación a tensión y derivada de la tensión iguales a cero (ZVS/ZVDS) que se explican en detalle en el Anexo I, en torno a:

$$q = \frac{1}{\omega \sqrt{L_b \cdot C}} = 1,412 \quad (8.6)$$

Siendo L_b la inductancia de la rama de DC, puede llevar a diseños con un mayor rango frecuencial en términos de eficiencia, e incluso a mejorar las respuesta bajo condiciones de baja carga [37].

Con estas consideraciones, y siendo las técnicas de diseño anteriormente comentadas, y que aparecen explicadas en el Anexo I, se obtuvo el diseño final que ha de acompañar al diodo para poder realizar de forma efectiva la captación de la energía electromagnética radiada en el ambiente. El esquemático del rectificador, así como su implementación física aparecen recogidos en la figura 8.22.

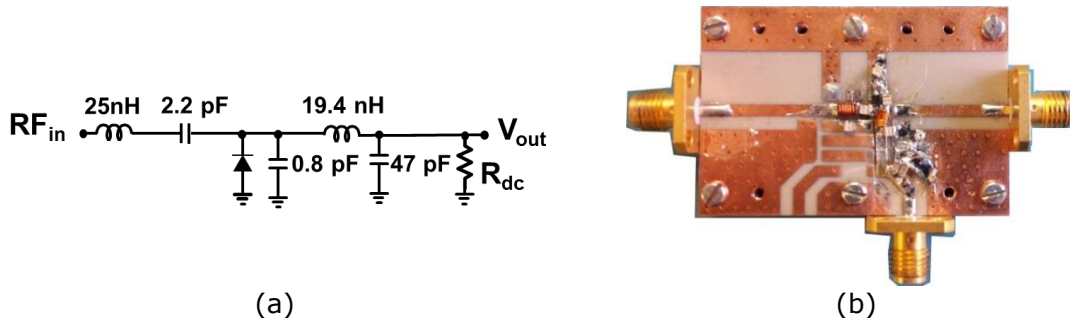


Fig. 8.22: Rectificador Clase E con circuito paralelo, esquemático (a) e implementación (b)

También se diseñó un rectificador clase E sobre el mismo diodo basado en la topología original, pero intentando maximizar su ancho de banda de modo a poder disponer de una solución alternativa y evaluar rendimientos de ambas topologías para la aplicación de interés.

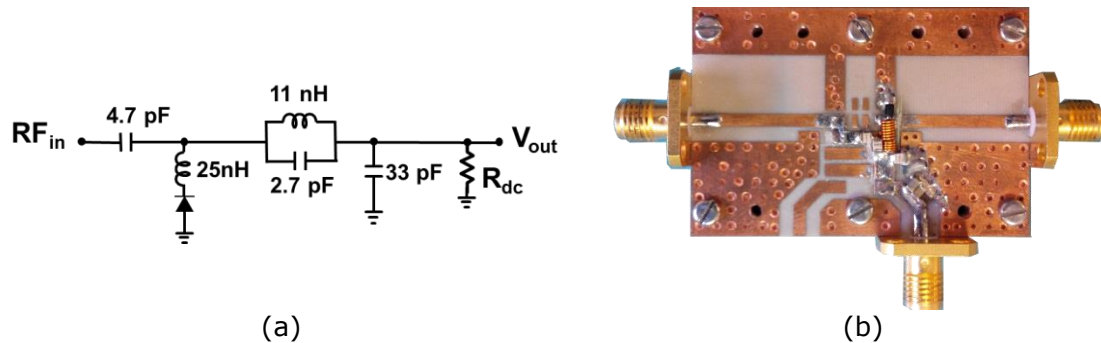


Fig. 8.23: Rectificador Clase E en configuración original, esquemático (a) e implementación (b)

Los resultados obtenidos corroboraron lo esperado, esto es, la tensión rectificada de DC sigue linealmente la amplitud de entrada a excepción de los valores inferiores o cercanos al umbral de conducción del diodo.

A excepción de este fenómeno ya previsto, el resultado de las medidas fue altamente satisfactorio, ya que se logró una eficiencia superior al 75% para un amplio rango de niveles de entrada, como puede verse en la figura 8.24. Desde los 3 V de V_{in} se mantiene este nivel de eficiencia hasta el máximo del barrido medido (10 V). Lógicamente, tensiones de salida tan elevadas como las que aparecen en la parte superior del barrido, no son necesarias para alimentar un nodo inalámbrico, típicamente orientado a bajo consumo y con tensiones de alimentación que apenas llegan a los 3,3 V.

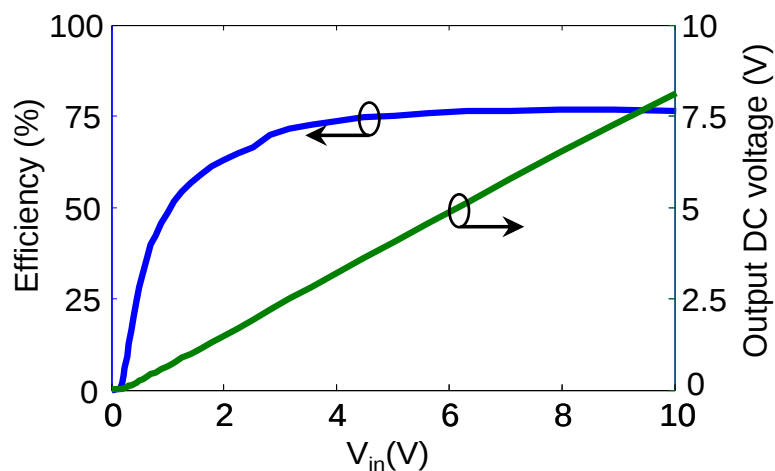


Fig. 8.24: Medida del rectificador paralelo. Tensión de DC y eficiencia en función de la amplitud de la señal de entrada (915 MHz)

Para valorar la respuesta que se obtendría al alimentar diferentes tipos de dispositivos, y por ende, diferentes resistencia de carga, se analizó así mismo el efecto que la variación en esta impedancia tenía sobre la

eficiencia y otros tres parámetros: la tensión de salida, la intensidad de salida y la potencia de salida. Estas medidas aparecen representadas en la figura 8.25, e incluyen un barrido del valor de la resistencia de carga entre 100 Ω y 800 Ω .

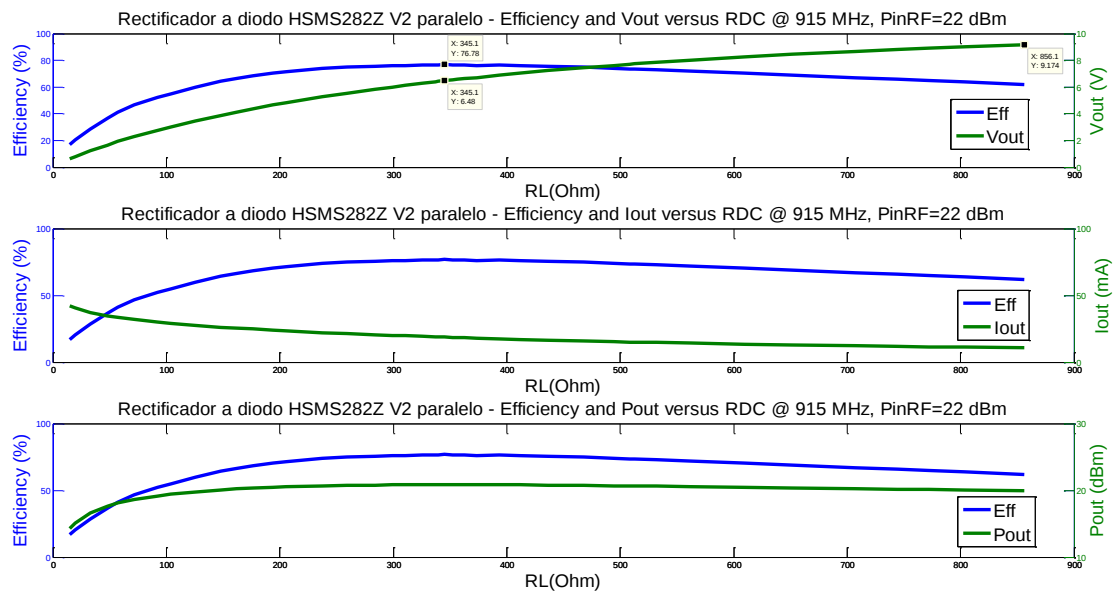


Fig. 8.25: Rectificador clase E paralelo, parámetros de salida en función de la resistencia de carga

Del análisis de los resultados mostrados en la figura anterior, se concluye que el rango óptimo de carga se sitúa entre los 300 Ω y los 400 Ω , lo que habrá que tener en cuenta para incorporar un circuito de gestión de la energía si el nodo inalámbrico presenta resistencias sensiblemente alejadas de este rango óptimo.

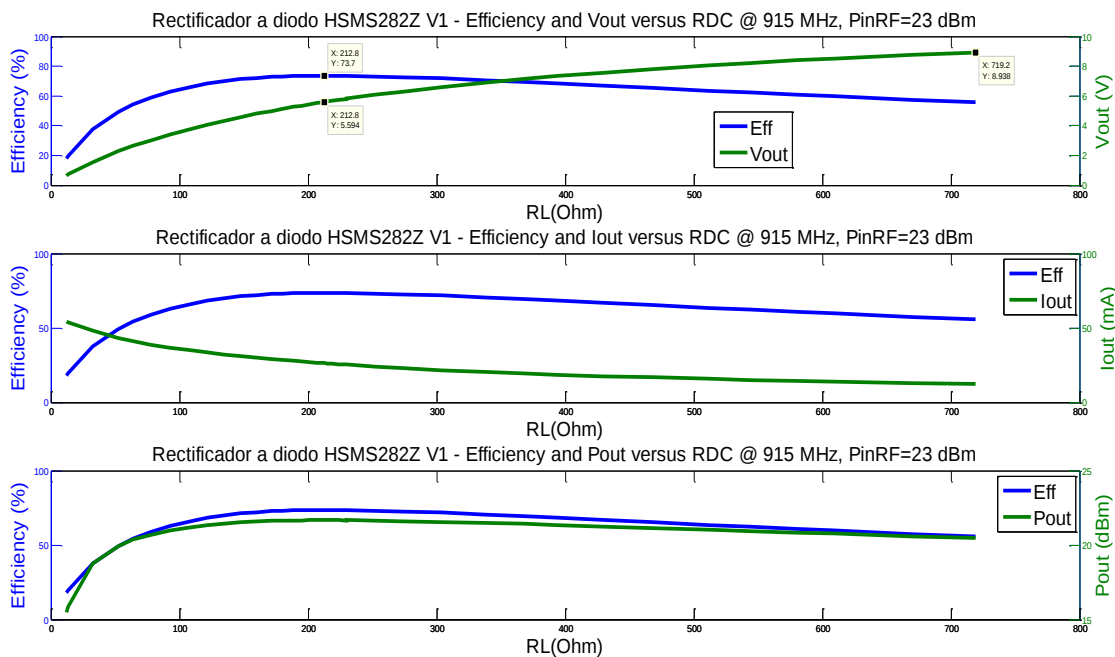


Fig. 8.26: Rectificador clase E original, parámetros de salida en función de la resistencia de carga

El proceso se repitió de forma análoga para el rectificador con topología original, siendo los resultados obtenidos los mostrados en la figura 8.26. Si bien los niveles máximos de eficiencia que se logran son muy similares, en esta ocasión se perdía mucha eficiencia a media que aumentaba la resistencia de carga, quedando el rango óptimo limitado a las inmediaciones de $180\ \Omega$ - $280\ \Omega$.

Dada la mejor flexibilidad en el diseño que ofrecen las medidas del rectificador clase E paralelo, y aprovechando la dependencia lineal de la tensión de salida frente a la amplitud de la excitación de entrada (ver figura 8.24), fue éste el dispositivo que se decidió emplear en una novedosa arquitectura de transferencia inalámbrica de energía AC en la que está trabajando el grupo de investigación y cuyas aportaciones y resultados han sido presentados en [32].

El trabajo recoge la validación una arquitectura para la transferencia de señal AC (50/60 Hz) en la banda de UHF, empleando amplificadores de potencia y rectificadores clase E, así como polarizaciones ortogonales en las antenas, tal y como se muestra en el diagrama de la figura 8.27.

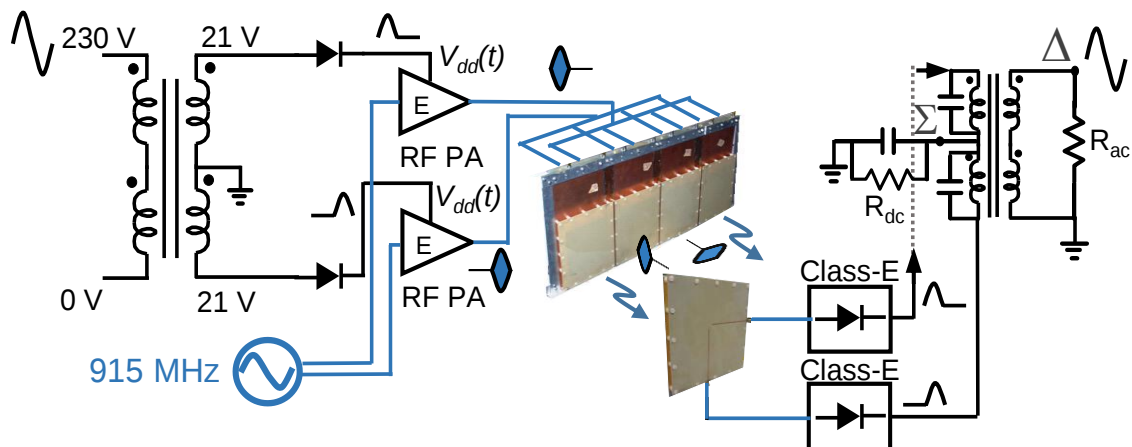


Fig. 8.27: Diagrama de la arquitectura WPT AC propuesta

Resumiendo los detalles particulares, que pueden ser profundizados en la referencia mencionada, cabe destacar el éxito del experimento, alcanzando eficiencias superiores al 83% en la conversión AC-RF de la transmisión (gracias al empleo de tecnología GaN HEMT en el amplificador), y por encima del 75% en la rectificación RF-AC, como ya hemos visto anteriormente (gracias al uso de diodos Schottky en los rectificadores).

En la figura 8.28 aparece un detalle de la implementación del convertor RF-AC con los dos rectificadores y el transformador (que no era el óptimo para la aplicación, pero era el mejor de los que estaban disponibles), mostrándose igualmente la señal AC recuperada finalmente.

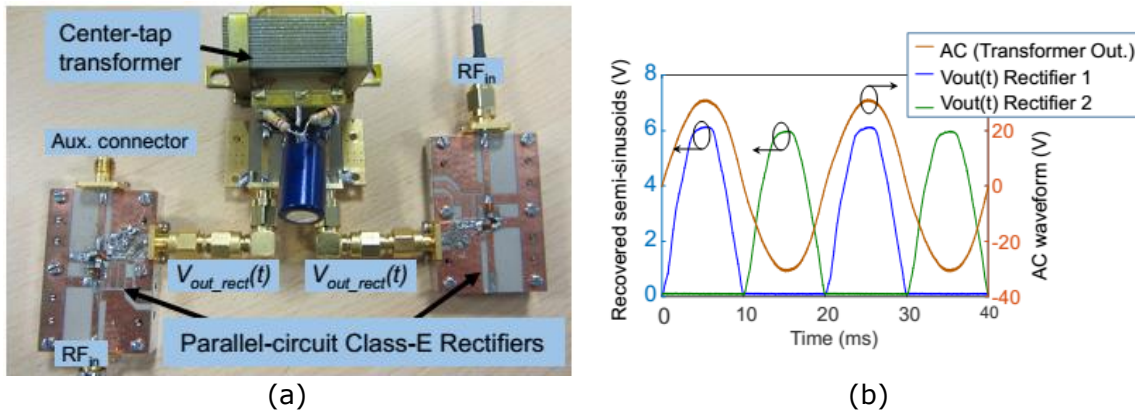


Fig. 8.28: Ramas rectificadoras del conversor RF-AC, Fotografías con detalles de la implementación (a) y semisinusoides recuperadas y salida AC del transformador (b)

8.6 Integración

El objetivo, en esta parte final de los trabajos, era unir diferentes módulos y realizar la comunicación inalámbrica entre dos nodos, de un dato sensado, con la alimentación proporcionada de forma inalámbrica. Para ello harían falta cuatro elementos:

- Sensor inalámbrico (nodo original)
- Subsistema de captación
- Subsistema de gestión
- Subsistema de almacenamiento

Para el nodo, se escogió un microcontrolador de ultra bajo consumo que tiene integrado el transceptor, y sensores de luz y temperatura incorporados. Se trata del IC CC430F6137 de Texas Instruments [33]. Las características más destacadas, para las pruebas, que presenta el dispositivo considerado son:

- Tensión de alimentación: 1,8 V-3,6 V
- Bajo consumo: 160 μ A/MHz con CPU (activada, hasta 20 MHz), 2 μ A en stand-by, 1 μ A apagado, 15 mA recibiendo, 15-36 mA transmitiendo (en función de la banda y la potencia)
- Tiempo de arranque desde stand-by: 6 μ s
- Bandas de frecuencia: 300 MHz a 348 MHz, 389 MHz a 464 MHz, y 779 MHz a 928 MHz
- Modulaciones soportadas: 2-FSK, 2-GFSK, y MSK, así como OOK y ASK
- Alta sensibilidad (-117 dBm a 0.6 kbaudios, -111 dBm a 1.2 kbaudios, 315 MHz, con 1% de tasa de error de paquete)
- Potencia de salida: de -6 dBm a +12 dBm para todas las bandas
- Tasa de datos programable desde 0.6 kbaudios a 500 kbaudios

El circuito está concebido para su uso con sistemas de captación de energía, tal y como se muestra en la figura 8.29.

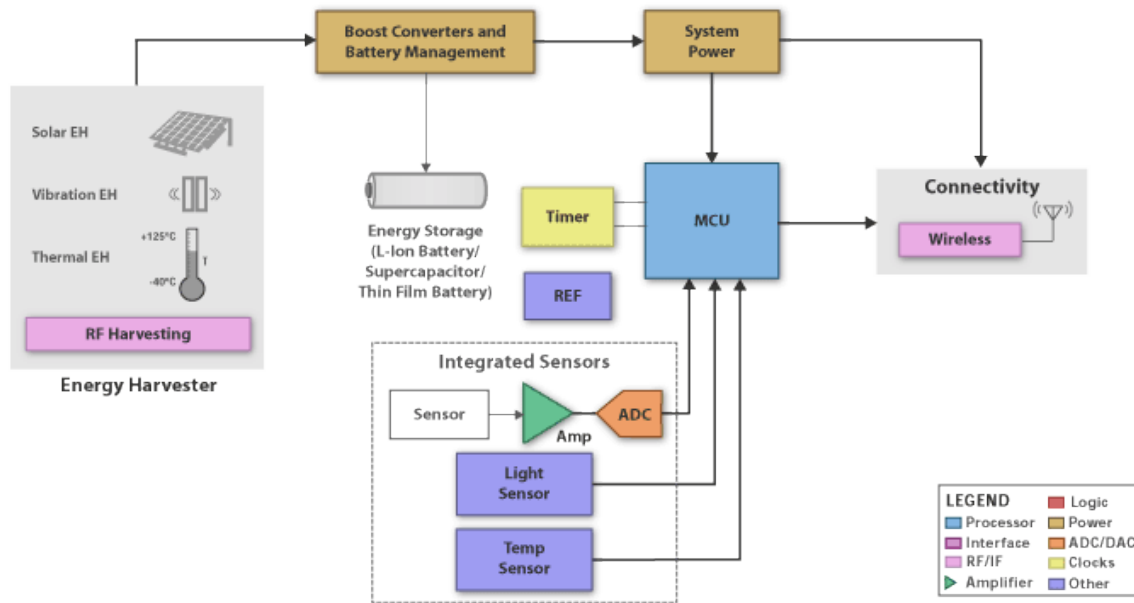


Fig. 8.29: Diagrama del bloques de configuración posible para CC430F6137

Dado que el sensor interno de temperatura puede tener errores de hasta 20°C, y que requiere de calibraciones periódicas para afinar medidas, se optó por aprovechar el puerto disponible y conectar un sensor de temperatura externo, con un mínimo aumento en el consumo, pero de una precisión muy elevada. Se anularon los sensores internos para reducir consumo.

El dispositivo usa por defecto un protocolo de comunicación de Texas Instrument, Simplicity, pero para las pruebas fue configurado a más bajo nivel¹¹, sin establecer ninguna red, simplemente con enlace peer to peer, para poder recibir los mensajes en el otro nodo y verlos en el PC a través de una sencilla herramienta como Hyperterminal, vía puerto serie (virtual, vía UART a USB en nuestro caso), con configuración sencilla (9600,8,N,1), conectado al nodo receptor, que se alimenta a través del PC.

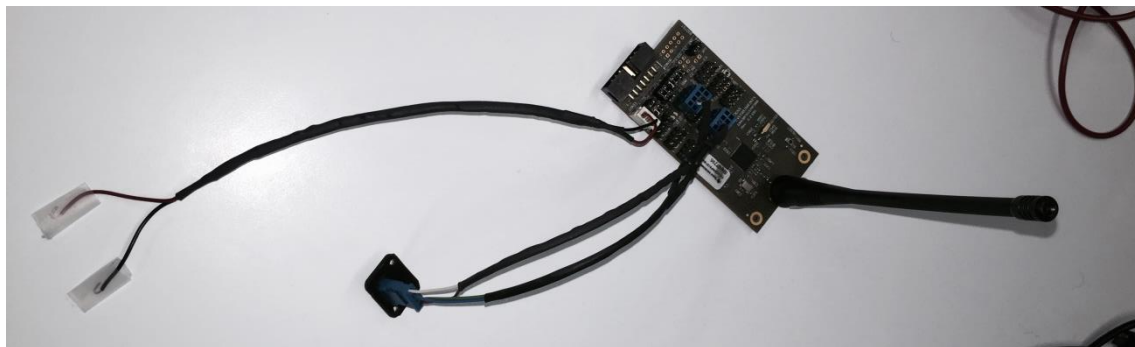


Fig. 8.30: Nodo inalámbrico con sensor de temperatura para prueba de integración

¹¹ Estas gestiones fueron hechas por los ingenieros de ACORDE, David Abia y Silvia Mier (a quienes les agradezco su colaboración), ya que los niveles de red quedan fuera de los dominios del autor.

Durante la caracterización inicial del nodo se obtuvo que para una tensión de alimentación de 3.3 V, la $I_{\min}$ (al inicio, antes de tener la radio encendida y transmitir) era 17 mA aproximadamente, lo que implica una resistencia de carga de 194 ohmios. Cuando el transceptor está transmitiendo, se obtiene $I_{\max}$, 27 mA, lo que deriva en 122 ohmios.

Dado que la tensión de alimentación elevada puede condicionar en exceso el subsistema de gestión de la energía, se realizó la caracterización para tres tensiones nominales de alimentación: 3.3 V, 3 V y 2.5 V, ya que por debajo de los 2.3 V de alimentación, el dispositivo no es capaz de operar manteniendo los 20 MHz en la CPU.

El método usado para medir la tensión fue emplear una resistencia en serie de bajo valor (<5% de la impedancia esperada para el nodo), de tal forma que la tensión real que cae en el nodo es un poco menor. Como ejemplo de este impacto, para el caso de alimentar con 3.0 V, la caída de tensión real en el nodo varía entre 2.8 V y 2.9 V. En este caso las medidas fueron:

- El primer pico de consumo se da justo después de conectar la alimentación del nodo. La medida tan elevada podría ser una anomalía, ya que el mayor consumo del nodo, en teoría se produciría en modo de transmisión. En cualquier caso, en esta fase temporal inicial se alcanzan los 30 mA ($R \sim 100 \Omega$).
- Luego aparece un valle de 3 mA ($R \sim 1.000 \Omega$).
- El segundo pico coincide con la activación completa del transceptor y el comienzo de la lectura del sensor, llegando a 15 mA ($R \sim 200 \Omega$).
- El último pico coincide con el envío de la trama, llegando igualmente a 15 mA.

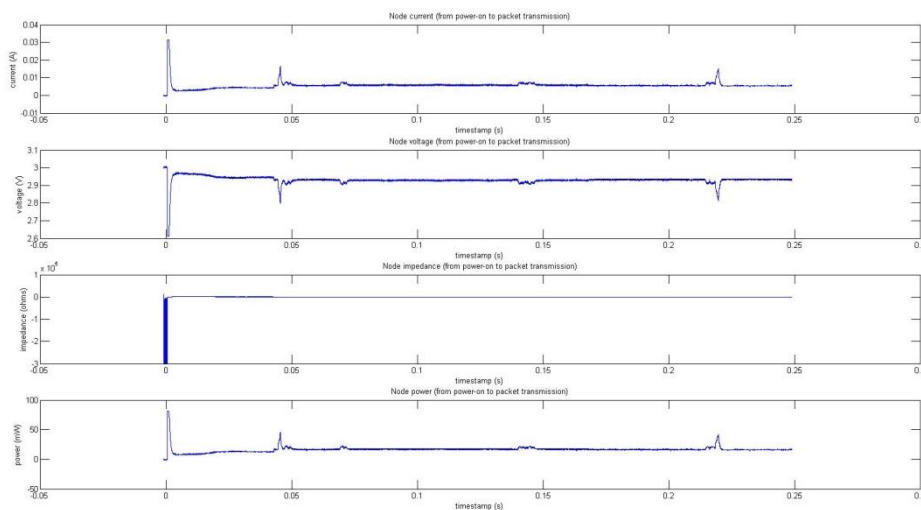


Fig. 8.31: Corriente, voltaje, resistencia y potencia desde el arranque a la transmisión

El proceso completo desde que se alimenta el nodo hasta que envía la trama es de aproximadamente 230 ms. En el resto de la gráfica, el consumo es de 6 mA, por lo que la resistencia más habitual es de 500 Ω .

Todo esto puede observarse en las gráficas de la figura 8.31. Unos valores residuales de intensidad negativos al inicio, hicieron aparecer una magnitud negativa en la resistencia de muy alto valor, por lo que no se aprecian variaciones sensibles en la zona de interés. Para solventarlo, se ha incluido el detalle de la figura 8.32.

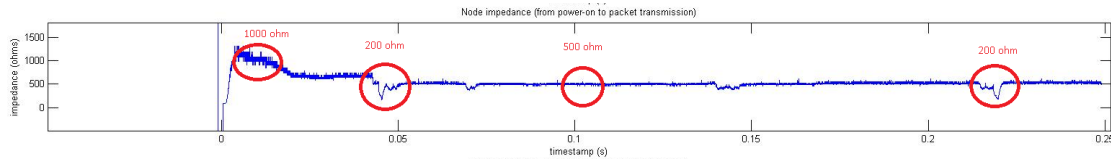


Fig. 8.32: Detalle de la curva de impedancia

Resulta evidente que se hace necesario el poder entregar al nodo los niveles de tensión e intensidad variables demandados en cada fase, por lo que dada la variabilidad de resistencia de carga equivalente, se deberá emplear un sistema de gestión que permita aislar los niveles estables de carga que el sistema de captación necesita para maximizar su eficiencia, de los variables que ofrece el sensor inalámbrico.

Para el sistema de captación se emplearía la frecuencia de 915 MHz, ya que se ha trabajado ampliamente en rectificadores operando en esta banda y, además, al ser una de las bandas habituales (incluyendo el estándar de Human Body Communications) se dispondría de antena fácilmente. El rectificador a emplear es uno de los dos desarrollados y presentados en el apartado 8.5, concretamente la versión paralelo del mismo, que ya demostró una eficiencia superior al 75%, entregando tensiones superiores a la nominal de alimentación del nodo, lo que simplifica la conversión DC-DC.

La respuesta obtenida de este rectificador a diodo para una entrada de 22 dBm es la que se mostró en la Figura 8.25.

Como puede observarse, el sistema de captación es capaz de entregar elevados niveles de tensión para un amplio rango de resistencias de carga. Aun así, y dada la excursión en valores que ofrece el sensor inalámbrico, sigue haciéndose necesario aislar ambos comportamientos a través del sistema de gestión de la energía.

Dado que los sistemas de gestión de la energía comerciales están diseñados para diferentes fuentes de captación, se ha de seleccionar uno que pueda gestionar fuentes de alta tensión como las que generan los sistemas que captan RF, tal y como se ha visto en la figuras 8.25 y 8.26. En este caso, a partir de los trabajos realizados, que se recogieron en la tabla 8.6, la elección estaba clara, sería el modelo MAX17710 de Maxim, cuyas principales características se muestran de nuevo:

Tabla 8.7: Características del subsistema de gestión de energía escogido

Modelo	Fabricante	Umbral	Tensión de salida	Corriente de reposo	Origen energía
MAX17710	Maxim	0,75V	1,8-3,3V	1 nA	RF, solar, térmica

La tensión de salida del IC cubre al completo el rango de alimentaciones necesario en el sensor inalámbrico, para los modos de operación de ultra-bajo consumo en los que hay interés. Estos niveles de alimentación, no superiores a 3,3 V permiten que, empleando un sistema de almacenamiento tan bajo como 4-4,5 V, se garantiza que el sistema de almacenamiento de energía pueda alimentar sin problemas al sensor inalámbrico, dadas las características del conversor LDO integrado en el MAX17710. Se barajaron muchos candidatos, pero se escogieron tres finalistas por sus características, tal y como se muestran en la tabla 8.8.

Tabla 8.8: Candidatos al subsistema de almacenamiento

Dispositivo	Modelo	Fabricante	Tensión	Capacidad	ESR	Precio	
Batería estado sólido	MEC201-10S	Infinite Power solutions	4,1V	1 mAh	45Ω (int)	30€	
Supercap	BZ014B333ZS B	AVX	4,5	33mF	150Ω	12€	
Supercap	DMT334R2S47 M3DTAO	Murata	4,2V	470mF	130Ω	6,6€	

El modelo Thinergy MEC201-10S de Infinite Power Solutions, con 4,1 V de tensión nominal y 1 mAh de capacidad era excesivamente caro y su continuidad comercial era muy dudosa, por lo que se optó por el supercondensador de Murata, que ofrece unas prestaciones adecuadas para las pruebas. La energía que puede almacenar el supercondensador (4,15 J), dados los consumos que requiere cada envío (duración de 230 ms y una media de 6mA), permite una autonomía de 1 mes de operación (envío del valor de temperatura una vez cada hora), asumiendo como peor caso que durante esos 30 días no se captasen nuevas señales de RF para recargar el mismo.

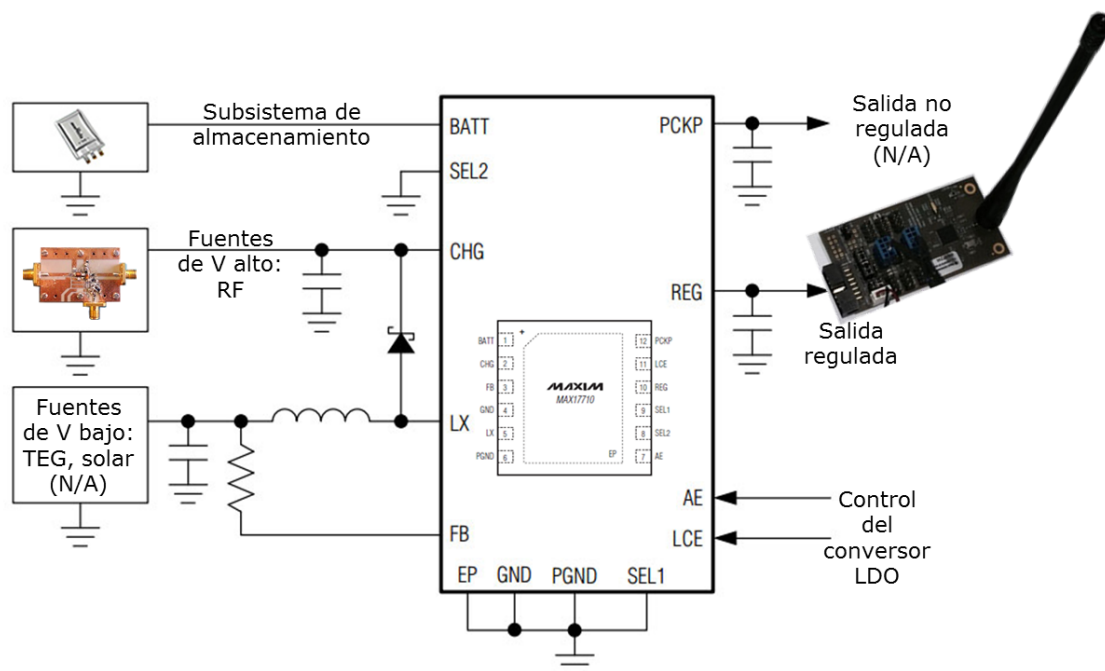


Fig. 8.33: Diagrama de conexión al subsistema de gestión de la energía

A la vista de las curvas de respuestas para el rectificador mostrada en la figura 8.25, y sabiendo que la entrada más alta recomendada para el subsistema de gestión de la energía es 5,3 V (y no más de 100 mA, por cuestiones de disipación térmica del empaquetado), queda claro que conviene redimensionar adecuadamente el nivel de RF_{IN} que llegará al rectificador, ya que los 22 dBm de los primeros tests sobrepasan los límites anteriormente mencionados.

Con todo lo anteriormente presentado, el esquemático del sistema a verificar es el mostrado en la figura 8.33, centrado en torno al IC del subsistema de gestión de la energía.

Desgraciadamente, un acontecimiento inesperado en la planificación final de los trabajos ha impedido el poder terminar las placas para el sistema de gestión de la energía a tiempo, por lo que ha sido inviable el realizar la prueba final, a pesar de tener caracterizados los módulos de forma independiente, y correctamente dimensionado (a priori) el experimento.

A pesar de este pequeño contratiempo en la prueba de demostración final, el conjunto de actividades relacionadas con la energía ha tenido un extenso alcance y sus labores de diseño e integración ha aportado valiosos resultados, que se recogen en el apartado final, dedicado a las conclusiones de este capítulo.

8.7 Conclusiones

En este último capítulo de la tesis se ha cubierto el desafiante y muy actual problema de la autonomía de los nodos inalámbricos, realizando un enfoque integrador que ha incluido todos los elementos que tienen impacto en la energía del dispositivo, particularizando las investigaciones para el caso de las redes de sensores inalámbricos de bajo coste.

Se han analizado los diferentes sistemas de almacenamiento, en función de sus densidades de potencia y de energía, sus parámetros eléctricos y sus diferentes tecnologías y composiciones químicas.

Diversas topologías para los subsistemas de gestión de energía han sido presentadas y descritas funcionalmente, incluyendo las características particulares y su mejor encaje en función de los casos particulares. Soluciones comerciales para estas aplicaciones han sido analizadas y configuradas, igualmente.

Asimismo, para los subsistemas de captación se ha reflexionado sobre las fuentes más habituales (solar, térmica, vibración y RF), analizando en detalle el caso solar y el de RF. Para este último se han estudiado topologías de alta eficiencia (clase E), completándose los trabajos con el diseño de rectificadores muy eficientes y de bajo coste. Los montajes y las medidas de su implementación, y su incorporación a experimentos más ambiciosos como la transmisión inalámbrica de energía en AC, también han sido cubiertos en este capítulo.

Referencias

- [1] A. Valenzuela, "Batteryless energy harvesting for embedded design", Texas Instrument, Agosto 2009
<http://www.embedded.com/design/mcus-processors-and-socs/4008326/Batteryless-energy-harvesting-for-embedded-designs>
- [2] National Renewable Energy Laboratory (NREL),
http://www.nrel.gov/ncpv/images/efficiency_chart.jpg
- [3] <http://hipertextual.com/2015/10/record-en-eficiencia-solarcity>
- [4] Cypress S6AE101A Energy Harvesting PMIC
<http://www.cypress.com/news/cypress-introduces-world-s-lowest-power-energy-harvesting-power-management-ics-battery-free>
- [5] <http://www.microbattery.com/battery-specifications>
- [6] EnerChip CBC-012, <http://www.cymbet.com/pdfs/DS-72-02.pdf>
- [7] F.M. Gonzalez-Longart, "Circuit based battery models: a review", Proceedings of 2nd Congreso Iberoamericano de Estudiantes de Ingeniería Eléctrica, 2006
- [8] M.T. Penella, M. Gasulla, "Battery Squeezing under low-power pulse loads", Proc. IEEE International Instrumentation and Measurements Technology Conference, Mayo 2008, pp. 1184-1188
- [9] Elli Kartsakli, Aris S. Lalos, Angelos Antonopoulos, Stefano Tennina, Marco Di Renzo, Luis Alonso, Christos Verikoukis, "A Survey on M2M Systems for mHealth: A Wireless Communications Perspective", Sensors (Basel) 2014 Oct; 14(10): 18009–18052. Published online 2014 Sep 26. doi: 10.3390/s141018009
- [10] W.C. Brown, "The history of Power transmission by radio waves", IEEE Transactions on Microwave Theory Technology, vol. 32, nº9, pp. 1230-1242, Sept. 1984
- [11] W. Lumpkins, "Nikola Tesla's dream realized", IEEE Consumer Electronics Magazine, Vol. 3, nº1, pp. 39-42, Enero 2014
- [12] N. Shinohara, "Power Without Wires," IEEE Microwave Magazine, pp. S64-S73, Dic. 2011 Supplement.
- [13] M. Pinuela, D.C. Yates, S. Lucyszyn, P.D. Mitcheson, "Maximising DC to load efficiency for inductive power transfer", IEEE Transaction on Power electronics, vol. 28, nº 5, pp. 2437-2447, Mayo 2013
- [14] RAV Power. Datasheet for Qi-Enabled Charger.
<http://www.ravpower.com/media/downloads/B00DMZPQIG.pdf>

- [15] Duracell Powermat
<http://www.amazon.com/s?rh=i%3Amobile%2Cn%3A2335752011%2Ck%3Aduracell%20powermat&ie=UTF8>
- [16] Energizer Qi Charger. <http://data.energizer.com/PDFs/ic1b.pdf>
http://data.energizer.com/PDFs/IC-IP4G_EU.pdf
<http://data.energizer.com/PDFs/ic2b.pdf>
- [17] Datasheet "WiT-2000M", Witricity Corp., 2013.
<http://www.witricity.com/assets/WiT-2000M-developers-kit-for-mobile-data-sheet-v141.pdf>
- [18] A. P. Sample, B. H. Waters, S. T. Wisdom and J. R. Smith, "Enabling Seamless Wireless Power Delivery in Dynamic Environments", Proceedings of the IEEE, vol. 101, no. 6, pp. 1343-1358, Junio 2013
- [19] Datasheet "WiT-3300M", Witricity Corp., 2013.
<http://www.witricity.com/assets/WiT-3300R2.3DS.pdf>
- [20] J. Jadidian and D. Katabi, "Magnetic MIMO: How to Charge Your Phone in Your Pocket," en Proc. of the annual international conference on Mobile computing and networking (MobiCom '14), Maui, Hawaii, Sept. 2014
- [21] J. A. Hagerty, N. D. Lopez, B. Popovic, and Z. Popovic, "Broadband rectenna arrays for randomly polarized incident waves," in Proc. 30th European Microwave Conf., 2000, pp. 1014-1024
http://ecee.colorado.edu/microwave/docs/publications/2000/EuMC_JHnIBP_00.pdf
- [22] K. Niotaki et al., "A compact dual band rectenna using slot-loaded dual band folded dipole antenna", IEEE Antennas Wireless Propagation Letters, vol. 12, pp. 1634-1637, Mayo 2013
- [23] K. Itoh, "Study of rectenna as ground site of solar power satellite (en Japonés)", Tech. Rep. Grant-in-Aid Scientific Res. [Grant-inAid Sci. Res. (A)], 1984
- [24] W.C. Brown, "A Microwave powered, long duration, high altitude platform," in IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig, vol. 86, no. 1, pp. 507-510, 1986
- [25] <http://www.electronics-tutorials.ws/amplifier/amplifier-classes.html>
- [26] Y. Ramadass, "Powering the Internet of Things", Tutorial, Texas Instruments, 2014
- [27] <http://newenergyandfuel.com/http://newenergyandfuel.com/2009/03/20/the-ultracapacitor-competition-intensifies/energy-density-power-density/>

- [28] Cap-XX Product Guide 2014
<http://www.cap-xx.com/wp-content/uploads/2015/04/CAP-XX-Product-Guide-Web.pdf>
- [29] Maxwell Technologies Ultracapacitors
http://www.maxwell.com/images/documents/Ultracapacitors_Overview_Flyer_3000615-2EN.pdf
- [30] D. M. Mitchell, "DC-DC switching regulator analysis", New York: McGraw-Hill, 1988.
- [31] "Application note 1197 selecting inductors for buck converter"
<http://www.ti.com/lit/an/snva038a/snva038a.pdf>
- [32] A. Rao, W. McIntyre, J. Parry, U. Moon, G. Temes, "Buck-boost switched-capacitor DC-DC voltage regulator using delta-sigma control loop", International Symp. on Circuit and System, Agosto 2002, pp. 743-746
- [33] M. Renaud, Y. Gagnon, "Inductorless versus inductor-based integrated switching regulators: bill of material, efficiency, noise and reliability comparisons", Integration Dolphin Inc., <http://www.design-reuse.com/articles/19850/inductorless-inductor-based-integrated-switchingregulator.html>
- [34] Y. K. Ramadass, A. P. Chandrakasan, "Voltage scalable switched capacitor DC-DC converter for ultra-low-power on-chip applications", IEEE 2007 Power Electronics Specialists Conference, June 2007, pp. 2353-2359
- [35] N. Borges, A. Georgiadis, A. Costanzo et al., "Wireless Power Transmission: R&D Activities Within Europe", IEEE Transactions on Microwave Theory And Techniques, Vol. 62, No. 4, April 2014
- [36] Datasheet Avago HSMS-282
<http://www.avagotech.com/docs/AV02-1320EN>
- [37] A. Grebennikov and H. Jaeger, "Class E with Parallel Circuit – A New Challenge for High-Efficiency RF and Microwave Power Amplifiers", 2002 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., vol. 3, pp. 1627-1630, Junio 2002
- [38] J.R. Pérez, M.N. Ruiz, M. Lobeira, C. Brañas, J. de Mingo, J.A. García, "Class-E Power Converters for AC (50/60 Hz) Wireless Transmission", Presentado en diciembre 2015 al IEEE International Microwave Symposium (IMS 2016), San Francisco (EE.UU.), Mayo 2016 (a la fecha de depósito aún no se ha recibido la evaluación)
- [39] Datasheet TI CC430F6137
<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/cc430f6137.pdf>

Conclusiones y Líneas Futuras

En esta memoria se han presentado los trabajos realizados, a lo largo de los tres últimos lustros, sobre varios de los principales retos a los que hacen frente los sistemas inalámbricos. Se ha cubierto desde su correcto dimensionamiento para lograr el alcance deseado, hasta los requisitos de estandarización para determinada capa física y técnicas asociadas. Impactos de no linealidades en la interferencia de las comunicaciones, soluciones para la mejora de la estima de posicionamiento, o eficientes técnicas de captación de energía, han sido otros de los ámbitos tratados.

Así mismo, diversas interrelaciones canal-sistema-canal, de las que se han extraído interesantes patrones de comportamiento, y aplicaciones al diseño, han sido modeladas y analizadas.

El detalle de estos trabajos ha sido cubierto en cada uno de los capítulos y un anexo, y resumidos en las conclusiones parciales que se extrajeron en cada uno de ellos. Por ello, en esta sección se presentarán, de nuevo, únicamente las últimas conclusiones y más recientes, para enlazar fácilmente con las potenciales líneas futuras.

En los últimos capítulos de la memoria, a partir de unos conocimientos básicos de la nueva tecnología emergente, y el estudio de su canal y su coexistencia, surgió el interés por las nuevas capacidades de la misma. En

este ocasión, la localización, tanto como herramienta para el usuario, gracias a los servicios que puede ofrecer, como para la propia red, como es el caso del enrutamiento multisalto en redes ad-hoc, que puede ser de aplicación en una red sensores. Y por otro lado, la comunicación de banda ultra ancha para redes de área personal, con especial uso en aplicaciones de salud.

Dentro del análisis de la localización, y una vez presentadas las técnicas a emplear, se hizo uso de conocimientos en procesado de señal y estadística, a fin de mejorar las precisiones mediante el fusiónado de datos. Aunque los resultados han sido positivos, existen todavía ciertos elementos que deben ser estudiados con detalle, como es el problema NLOS, en el que trabaja un gran número de grupos de investigación a nivel mundial, y que todavía no tiene una solución clara para las redes ad-hoc.

Por otro lado, y desde el punto de vista práctico y la futura aplicación de todos estos resultados al diseño de sistemas, el empleo de la fusión de datos es posible cuando varias técnicas están disponibles (TOA y TDOA, por ejemplo). Sin embargo, hay casos prácticos, como las redes ad-hoc de sensores, en que las limitaciones de coste impiden que los 1.000 o 10.000 sensores de la red estén sincronizados entre sí y con las estaciones de referencia, lo que inhabilita de forma automática el empleo de la técnica TOA, y deja únicamente como solución la TDOA. A menos que, como hemos visto en el capítulo 6, se diseñe el hardware específico para poder emplear RTOF, y hacer el fusiónado de datos con TDOA y esta versión aproximada del TOA. En cualquier caso, tal y como se ha mostrado, el exceso de técnicas de fusión de datos y promediados, elevada el consumo de los nodos y deja el tema de la energía como elemento clave a solucionar.

Asimismo, dentro de las diferentes variantes de UWB, se pudo trabajar desde el inicio con una de las más prometedoras técnicas (FM-UWB), permitiendo su creador (John Gerrits, D.E.P.) la colaboración en su evolución, parametrización, implementación y regulación. Se desarrollaron plataformas en varias bandas de frecuencia, y se optimizó la solución para aquella banda cuya regulación permitía un uso mundial de la misma. La caracterización de las soluciones fue altamente exitosa y las primeras versiones SoP de los circuitos ofrecieron altas prestaciones, considerando los procesos tecnológicos empleados en su generación.

Los trabajos de difusión, sensibilización y defensa de las capacidades de esta técnica en organismos internacionales, derivaron en su adopción tanto como capa física para redes de área corporal (IEEE), como para su uso en redes orientadas a prestación de servicios de salud electrónica, e-Health, (ETSI).

Por desgracia, los avances en la integración SoC y SoP de los transceptores de FM-UWB siguen presentando el hándicap de todo nodo inalámbrico: la fuente de local energía limitada.

Con estas dos motivaciones previas, y a través del conocimiento de amplificadores de potencia en clase E, y el principio de dualidad, se orientaron los últimos pasos del trabajo a topologías rectificadoras para la

captación de energía inalámbrica. Éste sigue siendo un campo aún muy abierto en el que los buenos resultados de eficiencia y bajo coste obtenidos hasta ahora, no son sino otro punto intermedio en el camino de cara a la consecución de logros mayores. Los logros obtenidos se integraron en arquitecturas completas de nodos de sensores autosostenibles, junto con los subsistemas de gestión de la energía y el de almacenamiento, para alimentar al sensor inalámbrico.

De igual modo, se iniciaron las actividades en el apasionante universo de la WPT en AC (50/60 Hz), cuyos primeros resultados son altamente prometedores.

Dentro de las líneas futuras, por donde deberían evolucionar los estados actuales de los trabajos presentados, destacan:

- Profundizar en las investigaciones en transmisión inalámbrica de energía AC, en lugar de DC. Presenta la ventaja de poder subir el nivel mediante un sencillo transformador, mientras que los sistemas de DC requieren de un conversor ascendente (boost), más caro y complejo.

Actualmente se está trabajando con los mismos rectificadores paralelo clase E (Figura 8.22), integrados con un circuito de pendiente (implementado a partir de un duplexor para móviles, en banda GSM), en la transmisión de AC mediante las técnicas de modulación en frecuencia.

- Integración de rectenas eficientes con dispositivos FM-UWB de ultra bajo consumo para su explotación en el mercado e-Health y WBAN.

Nueva Delhi¹², Enero 2016

¹² Debido a una comunicación oficial de última hora, ajena al director de tesis y al autor, la fecha de depósito ha tenido que adelantarse respecto al 11 de Febrero previsto, lo que ha provocado que la tesis haya tenido que ser concluida durante un viaje de negocios a la India. Ruego sepan disculpar el impacto en la edición final que esta nueva planificación ha ocasionado. Gracias.

Anexo I - Amplificadores y Rectificadores Clase E

El análisis de las características específicas de la operación modo conmutado en clase E es fundamental para poder entender las enormes prestaciones que es posible obtener con su empleo en las topologías de captación de energía presentadas en el capítulo 8. Debido a lo pormenorizado de este análisis y al elevado número de ecuaciones resultante, se ha preferido dedicar un anexo específico a tal efecto, en lugar de introducirlo directamente en el capítulo 8, a fin de permitir una lectura más continua de los grandes bloques de captación, almacenamiento y gestión de la energía, sin que el de captación, fundamental en los trabajos de diseño posteriores, pudiera descompensar dicha comprensión cualitativa del capítulo 8.

En este Anexo se presentan entonces la topología circuital de dicho amplificador, sus fundamentos teóricos y otros detalles que podrían ser relevantes de cara a su entendimiento. Tal y como se comentó en el

capítulo 8, el conocimiento del amplificador clase E es el paso previo para poder desarrollar el rectificador clase E, mediante el principio de dualidad con inversión temporal, estando estos dos últimos conceptos también cubiertos en este Anexo I.

AI.1 Amplificador conmutado Clase E

Para llevar a cabo el diseño de un rectificador clase E, sea basado en diodos de unión Schottky o de tipo síncrono (con transistores), es necesario conocer previamente los fundamentos teóricos que describen el funcionamiento de un amplificador o inversor clase E, a partir del cual, aprovechando el principio de dualidad con inversión temporal, es posible realizar el diseño de un rectificador con conmutación a tensión y derivada iguales a cero (ZVS y ZVDS).

Los amplificadores de potencia pueden ser de dos grandes tipos, modo fuente de corriente controlada y modo conmutado. Los más conocidos y empleados, los primeros, se dividen en diferentes clases en función del punto de operación del dispositivo dentro de la recta de carga dinámica, tal y como se presenta en el capítulo 8. La elección de este punto causa que el dispositivo activo no esté, necesariamente, conduciendo durante el ciclo completo de una señal sinusoidal. De hecho, sólo lo hace en la denominada clase A. En el resto, sólo conduce durante un número determinado de grados del ciclo de la señal de entrada.

Un amplificador clase E se caracteriza por tener un transistor conmutado conectado a una red de carga pasiva. En general, todos los amplificadores que trabajan en régimen de saturación, como el clase E, son extremadamente no lineales, y los armónicos generados aparecen en su salida, donde deben ser convenientemente filtrados. En contrapartida, el rendimiento de estos amplificadores es muy alto, pudiendo superar el 90% e incluso, en condiciones ideales, alcanzar el 100%. Su alta eficiencia se debe a que funciona como un interruptor (conectado a una fuente de corriente constante) que evita las pérdidas de potencia mediante la carga y descarga del condensador del que dispone, alcanzando así mejores valores de eficiencia en alta frecuencia que un clase D. Actualmente, las topologías clase E están consideradas como la mejor opción en amplificadores de potencia para sistemas inalámbricos.

El descubrimiento del amplificador clase E es relativamente reciente (N.O. Sokal y A.D. Sokal, 1975 [1]), pero quedó relegado, hasta que, alrededor de los años 90, el despliegue de la telefonía móvil requirió de amplificadores de altísima eficiencia para economizar batería. De nuevo, el avance de la tecnología y la mejora de las prestaciones en los procesos, han

permitido alcanzar niveles de consumo y potencia que amplían el espectro de campos en los que se puede aplicar esta clase de amplificadores.

El amplificador clase E (véase la figura AI.1) se caracteriza por el empleo de un único dispositivo activo. La bobina de choque, L_b , se comportará como una inductancia infinita con el fin de considerar la rama de polarización del dispositivo como una fuente de corriente continua.

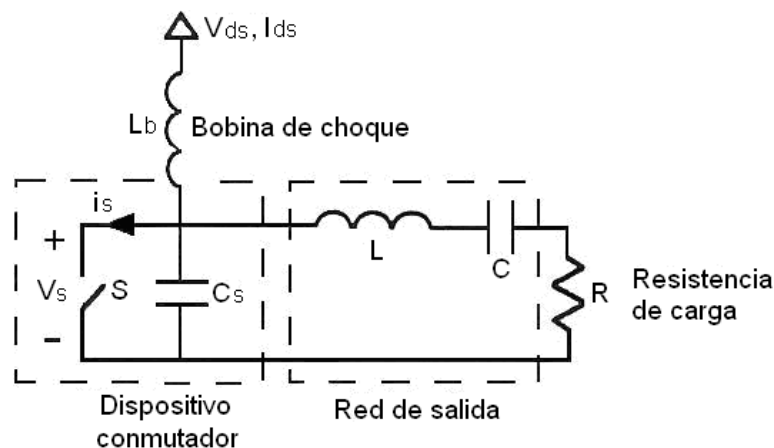


Fig. AI.1: Circuito de alta eficiencia clase E original

La red resonante de salida incluía, como principal innovación, una capacidad en paralelo con el dispositivo, C_s . Esta capacidad será aportada de manera externa, o bien estará constituida, en parte o completamente, por la capacidad parásita de salida del dispositivo.

AI.1.1 Análisis del Circuito Clase E Original

La topología del amplificador en modo conmutado clase E se analiza en este apartado desde el punto de vista de su alta eficiencia, según el estudio realizado en [2]. El amplificador clase E de la figura AI.1 es un circuito resonante en modo conmutado en el cual el producto de la tensión y la corriente en el dispositivo conmutador es idealmente nulo en todo momento. El transistor actúa como un interruptor, y el circuito que lo acompaña ha de ser debidamente diseñado para procurar un funcionamiento clase E. Idealmente, la eficiencia sólo está limitada por la resistencia de saturación drenador-fuente del transistor, y por las propiedades de sus elementos parásitos. Las reactancias parásitas del elemento activo están incluidas en el diseño del circuito sintonizado por lo que no degradan las prestaciones del amplificador. La capacidad C_s puede contener la capacidad de salida intrínseca del transistor, mientras que parte de la inductancia L estaría relacionada con el efecto del empaquetado del transistor.

Para analizar el circuito clase E se realizan varias suposiciones:

- El "duty cycle" usado en este análisis es del 50%, por lo que el conmutador está en estado ON durante medio periodo y en estado OFF durante el otro medio. Este valor es el que produce un funcionamiento óptimo.
- El dispositivo conmutador tiene una resistencia en estado ON, R_{ON} que idealmente será nula, e infinita en estado OFF, R_{OFF} . En la práctica se debe asegurar que la resistencia ofrecida por el dispositivo cuando se encuentra en abierto sea lo suficientemente alta, y que la resistencia parásita que ofrece cuando se encuentra en corto sea lo más pequeña posible. El condensador C_s , para un diseño de frecuencia máxima, consiste únicamente en la capacidad parásita de salida del transistor, la cual se asumirá como lineal en este análisis. En la práctica, la capacidad C_s es a menudo no lineal, y cambia en función del voltaje aplicado.
- La corriente que circula a través de la carga será idealmente sinusoidal a la frecuencia fundamental de trabajo, y la corriente que fluye por la bobina de choque L_b se asume constante (I_{ds}). Se aplica, por tanto, una corriente equivalente a través de la capacidad de conmutación, que se compone de un nivel constante (DC) más una senoide (RF).

La solución exacta de este circuito en el dominio del tiempo, aun asumiendo elementos ideales y C_s lineal, requiere la solución de un sistema de ecuaciones diferenciales de tercer orden variante en el tiempo pero, con las aproximaciones supuestas anteriormente, se reduce a un sistema de primer orden variante en el tiempo, como muestra la figura AI.2:

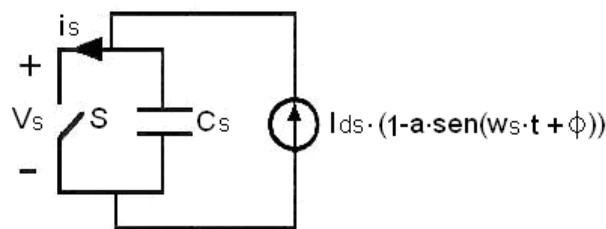


Fig. AI.2: Circuito de alta eficiencia clase E asumiendo corriente sinusoidal en la carga

El conmutador puede estar en estado ON (Cerrado) o en OFF (Abierto). A continuación se analizan los estados que tiene el conmutador:

- Conmutación de ON (Cerrado) a OFF (Abierto).

En el instante en que el conmutador pasa a estado ON, la corriente que lo atraviesa es cero, pero en el instante en que conmuta a estado OFF se produce un salto o discontinuidad de la corriente que circula por el

conmutador, ΔI , al transferirse la corriente del interruptor a la capacidad en paralelo.

Este salto de intensidad causará pérdidas que aparecerán en cualquier inductancia parásita entre el conmutador y el condensador. En el caso aquí presentado, donde C_s es la capacidad parásita interna de un transistor, esta inductancia está minimizada. Si se utiliza alguna capacidad externa, como es el caso habitual en bajas frecuencias, cualquier inductancia parásita, L_s , entre el transistor y la capacidad provoca una pérdida de energía de:

$$Pérdidas = \frac{1}{2} \cdot L_s \cdot \Delta I^2 \quad (AI.1)$$

que se produce cada periodo de conmutación en la inductancia parásita.

- Estado ON (Cerrado)

Cuando el interruptor está cerrado (ON) y suponiendo que la resistencia en conducción R_{ON} es ideal ($R_{ON}=0$), no hay tensión entre sus terminales y una corriente sinusoidal (más una componente de continua) fluye por él.

Por otro lado, suponiendo que su resistencia no es ideal, sino que se trata de unas décimas de ohmio, se tienen unas pérdidas debido a la disipación de potencia en la resistencia. A estas pérdidas se las denomina pérdidas de conducción y dependerán del valor rms de la corriente que por ella circula, I_{rms} .

$$Pérdidas_{conducción} = I_{rms}^2 \cdot R_{ON} \quad (AI.2)$$

- Estado OFF (Abierto)

Cuando el conmutador está en OFF, la corriente sinusoidal continúa circulando, pero ahora lo hace a través de la capacidad en paralelo al interruptor.

$$C_s \cdot \frac{\partial V_s}{\partial t} = I_{ds} \cdot (1 - a \cdot \sin(w_s \cdot t' + \phi)) \quad (AI.3)$$

Que integrando resulta:

$$V_s(t) = \frac{I_{ds}}{C_s} \cdot \int_0^t (1 - a \cdot \sin(w_s \cdot t' + \phi)) \cdot dt' \quad (AI.4)$$

Aplicando la primera ecuación se resuelve la integral anterior, resultando:

$$V_s(t) = \frac{I_{ds}}{w_s \cdot C_s} \cdot (w_s \cdot t + a \cdot (\cos(w_s \cdot t + \phi) - \cos \phi)) \quad (AI.5)$$

Ya se pueden determinar a y ϕ :

$$a = \sqrt{1 + \frac{\pi^2}{4}} \cong 1.862 \quad (\text{AI.6})$$

$$\phi = -\tan^{-1}\left(\frac{2}{\pi}\right) \cong -32.48^\circ \quad (\text{AI.7})$$

Es necesario recordar que estas constantes son válidas para cualquier circuito clase E de elevado factor de calidad, con una capacidad en paralelo con el conmutador. Ya se saben, por tanto, las tensiones y corrientes en el conmutador:

$$V_s(t) = \begin{cases} \frac{I_{ds}}{w_s \cdot C_s} \cdot (w_s \cdot t + a \cdot (\cos(w_s \cdot t + \phi) - \cos \phi)), & 0 \leq w_s \cdot t \leq \pi \\ 0, & \pi \leq w_s \cdot t \leq 2 \cdot \pi \end{cases} \quad (\text{AI.8})$$

$$i_s(t) = \begin{cases} 0, & 0 \leq w_s \cdot t \leq \pi \\ I_{ds} \cdot (1 - a \cdot \sin(w_s \cdot t + \phi)), & \pi \leq w_s \cdot t \leq 2 \cdot \pi \end{cases} \quad (\text{AI.9})$$

Estas formas de onda están representadas en la figura AI.3:

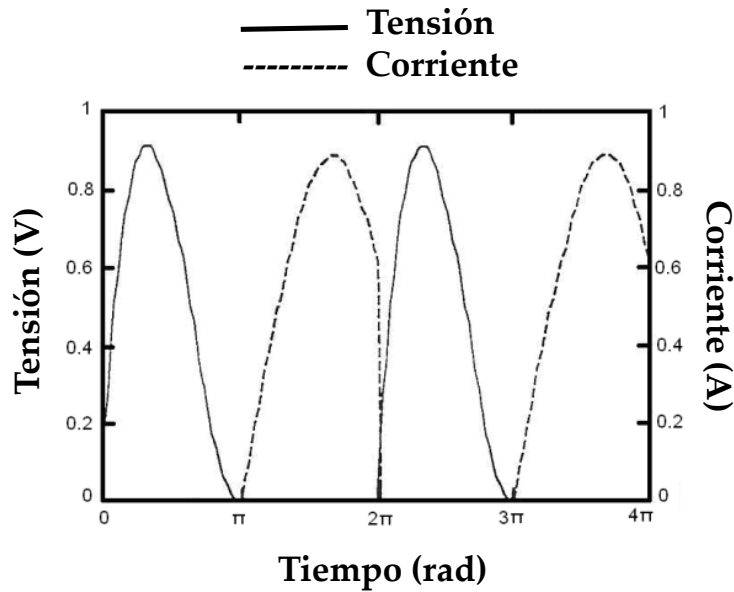


Fig. AI.3: Formas teóricas de la corriente y la tensión en un conmutador Clase E

- Conmutación de OFF (Abierto) a ON (Cerrado)

Cuando el conmutador está abierto el condensador se carga y en el momento en que pasa de estado OFF a ON la energía almacenada en el

condensador ($C_s = C_{out}$) se disipa por la resistencia R_{ON} . Estas pérdidas se denominan pérdidas de conmutación que ocurren siempre que se cierra el circuito, lo que sucede durante un pequeño instante en cada periodo.

$$P_{\text{pérdidas}_{conmutación}} = \frac{1}{2} \cdot f \cdot C_{OUT} \cdot V_{DD}^2 \quad (\text{AI.10})$$

Para garantizar un modo de operación clase E es necesario imponer ciertas condiciones de contorno sobre $v_s(t)$, como que el condensador C_s (o lo que es igual, C_{out}) permanezca descargado en los cambios de estado del conmutador, de ON a OFF y viceversa, y procurar transiciones suaves en la forma de onda de la señal.

Estas condiciones para el clase E son:

- ZVS (Zero Voltage Switching) [Conmutación a tensión cero]:

$$V_{DS}(t = t_{ON}) = 0 \quad (\text{AI.11})$$

- ZVDS (Zero Derivate Switching) [Conmutación a derivada cero]:

$$\frac{\partial V_{DS}(t)}{\partial t} |_{t = t_{ON}} = 0 \quad (\text{AI.12})$$

La primera de las dos condiciones evita que el condensador se cortocircuite en los cambios de estado del conmutador y la segunda asegura transiciones suaves en dichos cambios de estado.

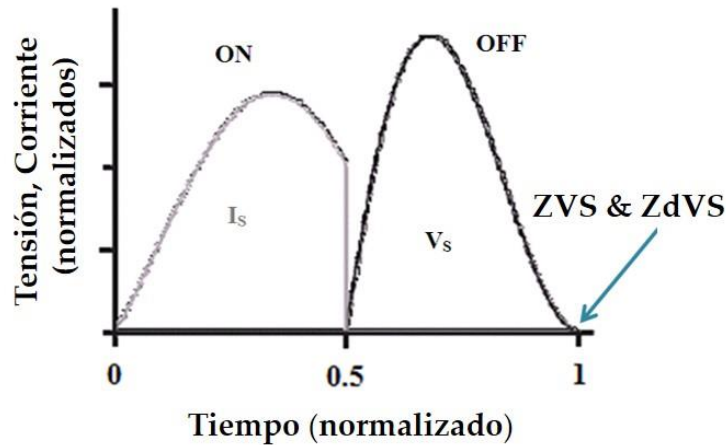


Fig. AI.4: Formas de onda de corriente y tensión en estado OFF y ON respectivamente [3]

La forma de onda de la corriente en el estado ON es aproximadamente sinusoidal. Esto se consigue si el factor de calidad del circuito resonante es alto ($Q_L \geq 2.5$).

En cuanto a la tensión en estado OFF, queda determinada por la caída en el condensador. Es precisamente con esta capacidad que se consiguen las condiciones de ZVS y ZVDS. Para lograrlas, la impedancia vista desde el

paralelo entre el condensador y drenador hacia el circuito resonante debe ser inductiva.

En estas condiciones, se ha demostrado que el inversor es visto por su fuente como una carga de valor:

$$R_{dc} = \frac{1}{\pi \cdot w \cdot C_{out}} \quad (\text{AI.13})$$

Es interesante saber cuánta corriente I_{DS} se genera para una tensión dada V_{DS} , y viceversa:

$$V_{ds} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\frac{T_s}{2}} V_s(t) \cdot dt = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{I_{ds}}{w_s \cdot C_s} \quad (\text{AI.14})$$

$$I_{ds} = \pi \cdot w_s \cdot C_s \cdot V_{ds} \quad (\text{AI.15})$$

Si se asume que el valor mínimo de C_s es la capacidad parásita del dispositivo (C_{out}), y que, a una determinada frecuencia, un dispositivo con una capacidad C_s dada, debe operar con una tensión de alimentación V_{DS} suficientemente elevada y función de las características del elemento activo, las expresiones anteriores tienen importantes implicaciones en circuitos clase E prácticos de microondas.

Una vez establecidas w_s , C_s y V_{DS} , el dispositivo debe estar habilitado para manejar la corriente máxima requerida, cuya expresión puede verse a continuación.

$$I_{max} = (1 + a) \cdot I_{ds} \cong 2.86 \cdot I_{ds} \quad (\text{AI.16})$$

Si el dispositivo no puede soportar esta corriente será imposible conseguir un circuito clase E de comportamiento ideal a esta frecuencia.

Un valor orientativo de la frecuencia máxima de operación se da en la siguiente expresión:

$$f_{max} = \frac{I_{ds}}{2 \cdot \pi^2 \cdot C_s \cdot V_{ds}} = \frac{I_{max}}{C_s \cdot V_{ds}} \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi^2 \cdot (1 + a)} \cong \frac{I_{max}}{56.5 \cdot C_s \cdot V_{ds}} \quad (\text{AI.17})$$

Para mayores tensiones de polarización de drenador, la frecuencia máxima de operación se reduce de forma proporcional. Por encima de esta frecuencia, el circuito no puede funcionar como un clase E ideal. Sin embargo, se puede conseguir un funcionamiento aproximado al ideal, a costa de una ligera degradación de la eficiencia máxima obtenida.

Lo anterior también implica que, dadas diversas tecnologías (MESFET, HEMT, HBT) y utilizando determinados procesos de fabricación, se consigan

diferentes rendimientos en el aspecto de potencia de salida máxima en función de la frecuencia, para un circuito clase E.

Observando la componente de DC de $v_s(t)$, se obtendrá una expresión que describe los parámetros de continua del circuito clase E (V_{DS} e I_{DS}).

En cambio, si se estudia la componente a la frecuencia fundamental de $v_s(t)$, se obtiene información acerca de las impedancias complejas en RF del circuito. Esto puede ser, por tanto, utilizado para encontrar ecuaciones de diseño para los elementos de la red de carga.

Las componentes frecuenciales de los armónicos superiores, presentes en el voltaje del conmutador, no serán consideradas para este análisis de primer orden. Sin embargo, se supondrá que la red de carga tiene una impedancia casi infinita a estos armónicos superiores y, por lo tanto, la corriente que fluye por el conmutador para los armónicos superiores deberá tender a cero.

La componente fundamental de la corriente en la carga i_{net1} es conocida, pero la componente fundamental de la tensión en la carga v_{s1} debe ser hallada mediante el uso de series de Fourier, dado que $v_s(t)$ es una función periódica.

Por lo tanto:

$$V_s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} K_n \cdot e^{j \cdot n \cdot \omega_s \cdot t} \quad (\text{AI.18})$$

Dónde:

$$K_n = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\frac{T_s}{2}} V_s(t) \cdot e^{-j \cdot n \cdot \omega_s \cdot t} \cdot dt \quad (\text{AI.19})$$

Para $n=1$:

$$K_1 = \frac{I_{ds}}{\omega_s \cdot C_s \cdot T_s} \cdot \int_0^{\frac{T_s}{2}} (\omega_s \cdot t + a \cdot (\cos(\omega_s \cdot t + \phi) - \cos \phi)) \cdot e^{-j \cdot \omega_s \cdot t} \cdot dt \quad (\text{AI.20})$$

La integral se toma sólo en la primera mitad del periodo porque $v_s(t)$ es cero en la segunda mitad del mismo. Los cálculos para resolver estas ecuaciones son tediosos, de modo que se mostrarán directamente los resultados.

$$V_{s1} = a_0 \cdot I_{ds} \cdot \sin(\omega_s \cdot t + \phi_0) \quad (\text{AI.21})$$

$$i_{net1} = a \cdot I_{ds} \cdot \sin(\omega_s \cdot t + \phi) \quad (\text{AI.22})$$

Donde las constantes a_0 y ϕ_0 son:

$$a_0 = \frac{2 \cdot |K_1|}{I_{ds}} = \frac{1}{w_s \cdot C_s} \cdot \sqrt{\frac{\pi^2}{16} + \frac{4}{\pi} - \frac{3}{4}} \quad (\text{AI.23})$$

$$\phi_0 = \frac{\pi}{2} + \angle K_1 = \frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \left(\frac{2 \cdot \pi}{8 - \pi^2} \right) \quad (\text{AI.24})$$

El fasor impedancia de la red de carga externa puede ser ahora calculado como:

$$Z_{net1} = \frac{a_0}{a} \cdot e^{j \cdot (\phi_0 - \phi)} \cong \frac{0.28015}{w_s \cdot C_s} \cdot e^{j \cdot 49.0524^\circ} \quad (\text{AI.25})$$

Es interesante destacar que el ángulo de la impedancia de carga requerida para operar como clase E, con un condensador en paralelo al conmutador, es una constante independiente del resto de la topología del circuito.

La magnitud es directamente proporcional a la impedancia del condensador en paralelo a la frecuencia de conmutación.

Para asegurar un funcionamiento clase E, todo lo que se necesita es obtener una impedancia a la frecuencia fundamental igual a Z_{net1} , y condiciones de circuito abierto a todos los armónicos superiores, con ello se cumplen las condiciones de ZVS y ZVDS.

En la figura AI.5 se expone una topología específica para la red de carga externa:

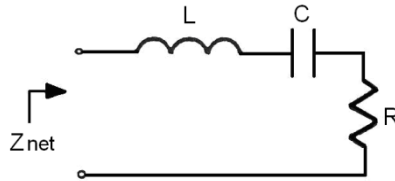


Fig. AI.5: Red de carga externa vista por el dispositivo conmutador a frecuencias de RF

Esta red satisface la condición de alta impedancia a todas las frecuencias de armónicos superiores a la fundamental, por lo que sólo importa que la impedancia de la red sea la impedancia anterior a la frecuencia fundamental. Es decir:

$$Z_{net1} = Z_{net} = R + j \cdot w_s \cdot L - \frac{1}{j \cdot w_s \cdot C} \quad (\text{AI.26})$$

Si se iguala esta expresión a la obtenida anteriormente para Z_{net1} , se obtiene una ecuación compleja con dos incógnitas, C_s y C .

$$Z_d(f) = R + j \cdot w_s \cdot L - \frac{1}{j \cdot w_s \cdot C} = \frac{0.18}{w_s \cdot C_s} + j \cdot \frac{0.21}{w_s \cdot C_s} = \frac{0.28015}{w_s \cdot C_s} \cdot e^{j \cdot 49.0524^\circ} \quad (\text{AI.27})$$

Para el resto de frecuencias se tendría:

$$Z_d(K \cdot f) = \infty \quad \text{con } K > 1 \quad (\text{AI.28})$$

Esto se consigue gracias a las condiciones antes descritas de ZVS y ZVDS.

Igualando las partes reales e imaginarias de ambas expresiones se obtiene:

$$C_s = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot R \cdot \left(\frac{\pi^2}{4} + 1\right) \cdot \frac{\pi}{2}} \cong \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot R \cdot 5.447} \quad (\text{AI.29})$$

$$C = C_s \cdot \left(\frac{\left(\frac{\pi^2}{4} + 1\right) \cdot \frac{\pi}{2}}{Q_L}\right) \cdot \left(1 + \frac{\frac{\pi^3}{16} - \frac{\pi}{4}}{Q_L - \frac{\pi^3}{16} - \frac{\pi}{4}}\right) \cong C_s \cdot \frac{5.447}{Q_L} \cdot \left(1 + \frac{1.153}{Q_L - 1.153}\right) \quad (\text{AI.30})$$

Donde Q_L se define como:

$$Q_L = \frac{w_s \cdot L}{R} \quad (\text{AI.31})$$

Los resultados experimentales son a menudo obtenidos con un valor pequeño de Q_L . Para diseñar un amplificador clase E utilizando esta topología se deben establecer inicialmente w_s , L y R . Estos parámetros determinan Q_L . Entonces C_s y C son evaluados utilizando las expresiones anteriores.

Sin embargo, esta topología tiene una utilidad limitada para circuitos de microondas, ya que la frecuencia, la impedancia de carga y la capacidad del conmutador no pueden ser establecidas de forma independiente. Para un amplificador de microondas saturado, la impedancia de carga es a menudo de 50Ω , y frecuentemente, al iniciar un diseño, ya se parte con un determinado transistor en mente, con una cierta capacidad de salida C_s . Entonces la frecuencia de operación ω_s queda ya establecida. Para solucionar el problema de no poder establecer estos tres parámetros de forma independiente, se expone a continuación una topología alternativa, propuesta para su uso en circuitos de microondas clase E.

AI.1.2 Circuito clase E con elementos discretos L serie/C paralelo

En el circuito clase E con elementos discretos (L serie/C paralelo) que se muestra a continuación en la figura AI.6, L_b y C_b actúan como T de polarización, pero se asumirá que no afectan al comportamiento del circuito en RF de forma apreciable. A la frecuencia de conmutación, sólo L , C y R contribuyen a la impedancia de RF vista por el condensador conmutado (ver figura AI.7).

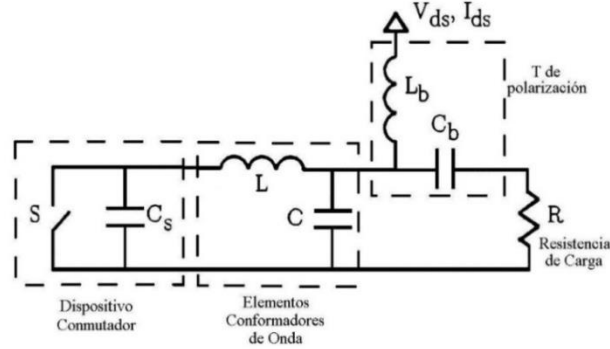


Fig. AI.6: Circuito clase E con elementos discretos (L serie, C paralelo)

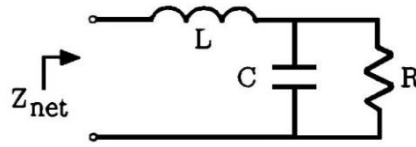


Fig. AI.7: Red de carga externa del circuito clase E con elementos discretos (L serie, C paralelo) vista a la salida del dispositivo conmutador a la frecuencia de trabajo

Igualando la expresión para Z_{net} en el circuito de la Figura AI.7 a la de Z_{net1} de la ecuación AI.25, se obtiene una ecuación compleja con dos incógnitas, L y C . Igualando las partes real e imaginaria podemos obtener ambas incógnitas:

$$L = \frac{K_0}{\omega_s^2 \cdot C_s} \cdot \left(\sin \theta_0 + \cos \theta_0 \sqrt{\frac{\omega_s \cdot C_s \cdot R}{K_0 \cdot \cos \theta_0} - 1} \right) \quad (\text{AI.32})$$

$$C = \frac{1}{\omega_s \cdot R} \cdot \left(\sqrt{\frac{\omega_s \cdot C_s \cdot R}{K_0 \cdot \cos \theta_0} - 1} \right) \quad (\text{AI.33})$$

En esta topología, la resistencia de carga, la frecuencia de operación y la capacidad del conmutador pueden ser establecidas de forma independiente, a diferencia del circuito original clase E analizado anteriormente, lo que permite mucho mayor grado de libertad para el diseñador.

AI.2 Principio de Dualidad

En el principio de dualidad con inversión temporal (*Time Reversal Duality*), descrito por David C. Hamill [4], se establece que un inversor y un rectificador son duales uno del otro. De este modo, los resultados obtenidos para el inversor, pueden aplicarse directamente a su correspondiente rectificador, y viceversa.

Este principio es muy útil en el diseño de convertidores resonantes DC/DC, compuestos por un inversor, que realiza la conversión de DC a RF, y un rectificador, que realiza la conversión de RF a DC nuevamente. En esta dualidad con inversión temporal, se cumple que las formas de onda de tensión y corriente de ambos circuitos son versiones reflejadas entre ellos, con dirección opuesta del flujo de energía, como puede verse en la figura AI.8.

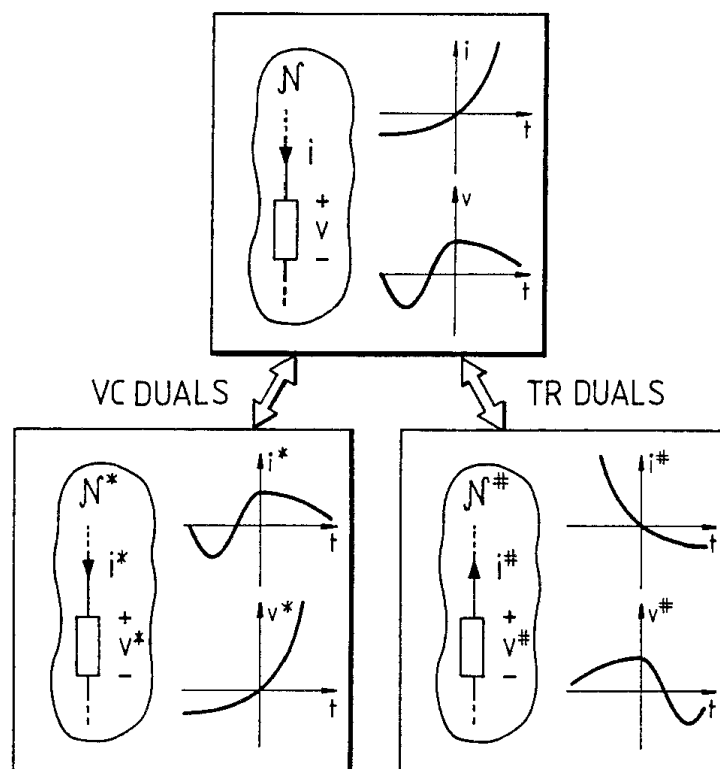


Fig. AI.8: Red N con su dual tensión-corriente N^* (VC DUALS) y su dual invertido en el tiempo $N^\#$ (TR DUALS)

Esta dualidad con inversión temporal es distinta a la dualidad tensión-corriente más clásica, en la que dichas variables intercambian roles. Ello determina que exista también una relación de dualidad entre los elementos de circuito, como por ejemplo, entre inductancia y capacidad o, entre resistencia y conductancia.

AI.3 Rectificador Clase E

En esta sección vamos a ver cómo obtener un rectificador clase E a partir de su dual, al amplificador de potencia clase E, analizado anteriormente.

Tal y como se ha desarrollado en la sección AI.1, para garantizar un modo de operación clase E es necesario imponer ciertas condiciones de contorno: ZVS (Conmutación a tensión cero) y ZVDS (Conmutación de derivada de tensión cero), que evita que el condensador se cortocircuite y asegura transiciones suaves, en los cambios de estado del conmutador, respectivamente.

Por tanto, se puede conseguir una condición de operación sin pérdidas ideal en el inversor clase E, asegurando que la tensión drenador-fuente y su derivada son nulas cuando el dispositivo pasa a estado ON, evitando que exista disipación en la R_{on} debida a la carga acumulada en el condensador del circuito de drenador durante el modo OFF. De este modo, el valor de dicha capacidad C_{out} será mínimo, cuando sea interesante maximizar la frecuencia de operación, pudiendo alcanzar una eficiencia ideal del 100%.

Para cumplir con las condiciones de ZVS y ZVDS y asegurar un funcionamiento clase E, se ha deducido en la sección AI.1 que todo lo que se necesita es obtener una impedancia a la frecuencia fundamental igual a $Z_{opt}(w)$, que se muestra en la siguiente ecuación, y condiciones de circuito abierto a todos los armónicos superiores.

$$Z_{opt}(w) = \frac{0.28015}{w_s \cdot C_{out}} \cdot e^{j \cdot 49.0524} = \frac{0.1836 + j \cdot 0.2116}{w_s \cdot C_{out}} \quad (AI.34)$$

Para el resto de frecuencias tendríamos:

$$Z_d(K \cdot f) = \infty \quad \text{con } K > 1 \quad (AI.35)$$

En estas condiciones, se ha demostrado que el inversor es visto por su fuente como una carga de valor:

$$R_{DC} = \frac{V_{DD}}{I_{DD}} = \frac{1}{\pi \cdot w \cdot C_{out}} \quad (AI.36)$$

Por tanto, el comportamiento libre de pérdidas de su dual, el rectificador clase E, se consigue al cargarlo con dicha R_{DC} y obligando a una condición de circuito abierto en los armónicos superiores. De este modo, el rectificador presenta al generador de potencia de RF una impedancia de entrada compleja igual a la $Z_{opt}(w)$ descrita.

Referencias

- [1] N. A. Sokal, A. D. Sokal, "Class-E – A New Class of High-Efficiency Tuned Single-Ended Switching Power Amplifiers", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-10, Nº 3, Junio 1975.
- [2] T. B. Mader, Z. B. Popović, "The Transmisión-Line High-Efficiency Class-E Amplifier", IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 5, Nº 9, Septiembre 1995.
- [3] M. Niknejad. "The Class E/F Family of Harmonic-Tuned Switching Powers Amplifiers".
- [4] D. C. Hamill, "Time Reversal Duality and the Synthesis of a Double Class E DC-DC Converter," 21st Power Electronics Specialist Conf., PESC'90, pp. 512-521, 1990.

Anexo II- Lista de Publicaciones

AII.1 Libros

- [1] Dominique Noguét, Gerrit van Veenendaal, Jan Mikkelsen, Lionel Biard, Marco Dettratti, Balamuralidhar P., Deepak Desalukunte, John Gerrits, Manuel Lobeira, Jaouhar Ayadi, Tian Tong, "My Personal Adaptive Global NET (MAGNET)", Capítulo 6, Editorial Springer, Año 2010. ISBN 978-90-481-3436-6, ISSN 1860-4862

AII.2 Revistas Internacionales

- [2] M. Lobeira, A. García Armada, R. Torres, J.L. García, "Channel modelling and characterisation at 17 GHz for indoor broadband WLAN", IEEE Journal on Selected Areas of Communication - Channel and Propagation models for Wireless Design, Abril 2002

- [3] A. Polydoros, J. Rautio, G. Razzano, H. Bogucka, D. Ragazzi, P. I. Dallas, A. Mammela, M. Benedix, M. Lobeira and L. Agarossi, "WIND-FLEX: Developing a novel test-bed for exploring flexible radio concepts in an indoor environment", IEEE Communications Magazine, Feature Series on Software and DSP in Radio, Julio 2003
- [4] A. Alvarez, G. Valera, M. Lobeira, R. Torres and J.L. García, "Ultra Wideband Channel Model for Indoor Environments", IEEE Journal of Communications and Networks. Special Issue on Ultra-Wideband (UWB) Communications, Vol. 5, Number 4, Dic. 2003
- [5] Dominique Noguét, Marc Laugeois, Xavier Popon, B. Balamuralidhar, Manuel Lobeira, Narasimha Sortur, Deepak Dasalukunte, Cedric Dehos and Zeta Bakirtzoglou, "An MC-SS Platform for Short-Range Communications in the Personal Network Context", EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, Volume 2008

AII.3 Organismos de Estandarización Internacionales

IEEE

- [6] A. Alvarez, G. Valera, M.Lobeira, R. Torres, J.L. García, "UWB Channel Model Contribution from University of Cantabria and ACORDE", Contribución al grupo de estudio IEEE 802.15 SG3a, 02/445, 21st meeting 11-15 nov 2002, Koloa, (HI, EEUU)
http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Nov02/02445r1P802-15_SG3a-UWB-Channel-Model-Acorde&UC.ZIP
Defendido por M. Lobeira
- [7] J. Farserotu, J. Gerrits, G. Van Veenendaal, M. Lobeira, J. Long (FM-UWB Alliance), "FM-UWB Proposal as candidate for TG6-PHY-MAC Low Data Rate Medical BAN", IEEE 802.15.6 (Air interfaces for BAN), Montreal (Canadá), Mayo 2009. (IEEE P802.15-09-0276-00-0006)
Defendido por J. Farserotu

ETSI

- S. Cadzow, M. Lobeira, L. Muñoz and E. Onur (ETSI Special Task Force 355 (STF 355)- Año 2008-eHEALTH)
- [8] eH10_TD04 STF355 Final report
 - [9] eH10_TD05 DTR-eHEALTH-0002
 - [10] Technical Report ETSI TR 102 764 "eHEALTH; Architecture; Analysis of user service models, technologies and applications supporting eHealth"
 - [11] eH10_TD06 Gap analysis from DTReHEALTH-0002
 - [12] eH10_TD07 Further work identified in DTR/eHEALTH-0002

AII.4 Congresos Internacionales

- [13] M. Lobeira, A. García Armada, R. Torres, J.L. García, "Parameter estimation and indoor channel modelling at 17 GHz for OFDM-based broadband WLAN", 9th IST Mobile Summit (IST2000), Galway (Irlanda), Oct. 2000
- [14] Z. Dlugaszewski, K. Wesolowski, M. Lobeira, "Performance of Several OFDM Transceivers in the Indoor Radio Channels in 17 GHz Band", IEEE Semiannual Vehicular Technology Conference (VTC2001 Spring), Rodas (Grecia), Mayo 2001
- [15] M. Lobeira, I. Singla, J.L. García, "Non Linearities, Phase Noise and Interference Influence on High Bit Rate 17 GHz Modem", 10th IST Mobile Communications Summit (IST2001), Barcelona (España) Sept. 2001
- [16] M. Lobeira, A. García Armada, R. Torres, J.L. García, "Indoor channel characterisation and modelling at 17 GHz", International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC'01), Aalborg (Dinamarca), Sept. 2001
- [17] I. Saarinen, G. Coppola, A. Polydoros, J.L. Garcia, M. Lobeira, P. Dallas, M. Gertou, R. Cusani and G. Razzano, "High Bit Rate Adaptive WIND-FLEX Modem Architecture for Wireless Ad-Hoc Networking in Indoor Environments", 11th IST Mobile Communications Summit (IST2002), Thessaloniki (Grecia), Junio 2002
- [18] G. Razzano, M. Lobeira, L. Andreani, C. Barquinero, R. Cusani and J.L. García, "New Generation Wireless LAN: Hardware Description and Measurements of 17 GHz RF Board, Performance Analysis of DLC and MAC layers", 11th IST Mobile Communications Summit (IST2002), Thessaloniki (Grecia), Junio 2002
- [19] M. Lobeira, J.L. García, "Characterization and Description of a 17 GHz Broadband Modem Hardware", XVII Conference on Design of Circuits and Integrated Systems, DCIS2002, Santander (España), Noviembre 2002
- [20] A. Alvarez, G. Valera, M. Lobeira, R. Torres, J.L. García, "New Channel Impulse Response Model for UWB Indoor System Simulations", IEEE Vehicular Technology Conference Spring (VTC2003), Jeju (Corea), Abril 2003
- [21] A. Álvarez, G. Valera, M. Lobeira, R. Torres, J.L. García, "Ultrawideband Channel Characterization and Modelling", IWUWB, 2-5 Junio 2003, Oulu (Finlandia)
- [22] D. Bateman, N. Rinaldi, A. Álvarez, M. Lobeira, P. Labbe and P. Wennekers, "U.C.A.N.'s Innovative Technologies for Impulse Radios", IWUWB, 2-5 Junio 2003, Oulu (Finlandia)

- [23] A. Álvarez, G. Valera, M. Lobeira, R. Torres, J.L. García, "Statistical Impulse Response Model for Indoor UWB Channels", 12th IST Mobile Summit, Aveiro (Portugal), Junio 2003
- [24] A. Álvarez, G. Valera, M. Lobeira, R. Torres, J.L. García, "A New Approach on Indoor UWB Channel Analysis", CONFTELE 2003, Aveiro (Portugal), Junio 2003
- [25] M.P. García, M. Lobeira, J.L. García, "Compatibility between UWB and COSPAS-SARSAT", 13th IST Mobile Summit, Lyon (Francia), Julio 2004
- [26] B. Quijano, A. Alvarez, M. Lobeira, J.L. García, "UWB Co-existence Experimental Platform and Interference Evaluation", 13th IST Mobile Summit, Lyon (Francia), Julio 2004
- [27] M. Lobeira, C. Barquinero, J. M. Agüero, J.C. González, J.L. Garcia, "MMIC Based New Generation 17 GHz Wireless LAN Modem", IEEE 7th European Conference in Wireless Technologies, Amsterdam (Holanda), Oct. 2004
- [28] B. Quijano, Á. Álvarez, M. Lobeira, J.L. García, "Coexistence Measurements between IR-UWB and GSM/DCS Receivers", 14th IST Mobile Summit, Dresden (Alemania), 19-22 Junio 2005
- [29] E. de Cos, J.C. González, C. Barquinero, F. Gutiérrez, M. Lobeira, T. Fernández, J.L. García, "4-MORE RF Platform, testbed for a MIMO MC-CDMA system", 14th IST Mobile Summit, Dresden (Alemania), 19-22 Junio 2005
- [30] B. Quijano, Á. Álvarez, M. Lobeira, J.L. García, "Compatibility Measurement Campaign between IR-UWB and UMTS", 14th IST Mobile Summit, Dresden (Alemania), Junio 2005
- [31] B. Quijano Ruiz, A. Álvarez Vázquez, M. Lobeira Rubio, J.L. García García, "Impulse Radio UWB System Architecture for Smart Wireless Sensor Networks", IEEE 2nd International Workshop on Ultra Wide Band for Sensor Networks, Roma (Italia), Julio 2005
- [32] B. Quijano Ruiz, A. Álvarez Vázquez, M. Lobeira Rubio, J.L. García García, "IR-UWB Experimental Interference Studies on Selected Legacy Services", Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC'05), Aalborg (Dinamarca), Sept. 2005
- [33] 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 Ultra-Wideband (ICU2005), Zurich, (Suiza), Sept. 2005
- [34] A. Alvarez, J.L. Garcia, M. Lobeira, "UWB Techniques in Radar", *International Radar Symposium India 2005*, Bangalore (India), Diciembre 2005

- [35] R. Rabineau, D. Lattard, Y. Durand, M. Lobeira, J.P. Rossi, "Flexible test-bed for real experimentation of B3G systems", 15th IST Mobile Summit 2006, Mykonos (Grecia), Junio 2006
- [36] Jacobo Domínguez, Manuel Lobeira, Álvaro Álvarez, Beatriz Quijano José Luis García, "Smart Wireless Impulse Radio Sensor Networks", IEEE 3rd International Wireless Communications Systems (ISWCS'06), Sept. 2006, Valencia (Spain)
- [37] Beatriz Quijano, Manuel Lobeira José Luis García, "Antenna System for Bidirectional Satellite Communications on Moving Vehicles", TRANSFAC'06, San Sebastián (España), Oct. 2006
- [38] M. Detratti, E. López, E. Pérez, R. Palacio and M. Lobeira, "Dual-band RF receiver chip-set for Galileo/GPS applications", IEEE Position, Location and Navigation Symposium, (2008 IEEE/ION), Monterey (CA, EEUU), Mayo 2008
- [39] Marco Detratti, Ernesto Pérez, John F.M. Gerrits, Manuel Lobeira, "A 4.2 mW 6.25 - 8.25 GHz Transmitter IC for FMUWB Applications", IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB 2009), Vancouver (Canadá), Sept. 2009
- [40] J. F.M. Gerrits, H. Bonakdar, M. Detratti, E. Pérez, M. Lobeira, Y. Zhao, Y. Dong, G. van Veenendaal, J.R. Long, J. R. Farserotu, E. Leroux and C. Hennemann, "A 7.2 – 7.7 GHz FM-UWB Transceiver Prototype", IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB 2009), Vancouver (Canadá), Sept. 2009
- [] J.R. Pérez, M.N. Ruiz, M. Lobeira, C. Brañas, J. de Mingo, J.A. García, "Class-E Power Converters for AC (50/60 Hz) Wireless Transmission", Presentado en diciembre 2015 al IEEE International Microwave Symposium (IMS 2016), San Francisco (EE.UU.), Mayo 2016
(a la fecha de depósito aún no se ha recibido la evaluación)

AII.5 Congresos Nacionales

- [41] M. Lobeira, A. García Armada, R. Torres, J.L. García, "Análisis del Canal de Propagación para Redes Radio de Gran Capacidad en Interiores", XV Symposium de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2000), Zaragoza (España), Sept. 2000
- [42] M. Lobeira, A. García Armada, R. Torres, J.L. García, "Caracterización y Modelado del Canal Radio a 17 GHz en Entornos Interiores", XVI Symposium de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2001) Madrid (España), Sept. 2001
- [43] M. Lobeira, J.L. García, "WIND-FLEX, el desarrollo de un modem de alta velocidad para redes inalámbricas en entornos interiores", XVII Symposium de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2002), Alcalá de Henares, Madrid (España), Sept. 2002

- [44] R. de Andrés, Z. Zubizarreta, M. Lobeira, C. Barquinero, J.M. Agüero, J.L. García, "Diseño y Caracterización de los cabezales de RF para sistemas MVDS a 40 GHz", XIX Symposium de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2004), Barcelona (España), Sept. 2004

Anexo III- Indicadores de Calidad de Revistas y Congresos IEEE

En este último Anexo de la tesis, se recogen los datos bibliométricos de las publicaciones en revistas, y en los congresos del IEEE.

La biblioteca de la Escuela (ETSIIT), a través de María Rodríguez (a quien agradezco de nuevo la fantástica labor realizada), se ha encargado de realizar este exhaustivo documento en el que se han revisado JCR y citas de los artículos, buscándose el factor de impacto, posición relativa y citas. Se ha incluido así mismo el “primer decil”, al ser otro de los datos que últimamente está siendo valorado en este tipo de ejercicios.

Además de las citas, se ha incluido si hay revisión por pares, si está indexado en bases de datos y el puesto que ocupa en el “Proceedings Scholar Index”, al ser una de las pocas fuentes que aportan estos datos.

Datos bibliométricos

SOLICITUD: Manuel Lobeira, 18/01/2016
Dpto. Ing. Comunicaciones

ASUNTO: Indicadores de calidad de publicaciones en revistas y congresos

INFORME: María Rodríguez (maria.rodriguez@unican.es), 21/19, 22/01/2016.

FUENTES CONSULTADAS:

Factor de impacto:

- [Journal Citation Reports](#)

Citas:

- Web of Science
- Scopus
- Google Scholar

Posicionamiento Congresos:

- Proceedings Scholar Metrics (H Index of proceedings on Computer Science, Electrical & Electronic Engineering, and Communications according to Google Scholar Metrics (2010-2014))

DATOS DE LAS REFERENCIAS

REVISTAS

Channel modeling and characterization at 17 GHz for indoor broadband WLAN

Por: Rubio, ML; Garcia-Armada, A; Torres, RP; et ál..

IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS Volumen: 20 Número: 3

Páginas: 593-601 Número de artículo: PII S0733-8716(02)03380-2 Fecha de publicación: APR 2002

ISSN: 0733-8716, DOI: 10.1109/49.995518

INDICIOS DE CALIDAD DE LA REVISTA

Datos JCR:

- Factor de impacto 2002: **2.316**
- Posición en categoría:

ENGINEERING, ELECTRICAL & ELECTRONIC: 15/203, **Q1 (D1)**

TELECOMMUNICATIONS: 4/53, **Q1 (D1)**

INDICIOS DE CALIDAD DEL ARTÍCULO

Citas WoS: 8

Citas Scopus: 13

Citas GA: 29

Citas IEEE: 9

Total de citas sin duplicados: **34**

Lista unificada de referencias citantes:

Anexo III – Indicadores de Calidad en Revistas y Congresos IEEE

2012		
<u>34</u>	Guimarães, D. A., & Gomes, G. G. R. (2012). Introduction to Ultra Wideband Impulse Radio.	GA
2010		
<u>33</u>	Efficient Frequency Synchronization and Channel Estimation Method for OFDM Wireless Systems Por: Kocan, Enis; Pejanovic-Djurisic, Milica; Veljovic, Zoran Autoría conjunta del libro: IEEE Conferencia: 15th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference (MELECON 2010) Ubicación: Univ Malta, MALTA Fecha: APR 25-28, 2010 MELECON 2010: THE 15TH IEEE MEDITERRANEAN ELECTROTECHNICAL CONFERENCE Colección: IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference-MELECON Páginas: 487-491 Fecha de publicación: 2010	WoS Scopus GA IEEE
<u>32</u>	Du, K. -, & Swamy, M. N. S. (2010). Wireless communication systems: From RF subsystems to 4G enabling technologies. Wireless communication systems: From RF subsystems to 4G enabling technologies (pp. 1-985)	Scopus
2009		
<u>31</u>	Routray, Sudhir K. pp.1, 2009, ISBN: 9781615206742	IEEE
<u>30</u>	Golovins, E. (2009). Low-Complexity Algorithms for Channel Estimation in Optimised Pilot-Assisted Wireless OFDM Systems.	GA
<u>29</u>	Guimarães, D. A. (2009). Communication Channels. In Digital Transmission (pp. 171-263). Springer Berlin Heidelberg.	GA
2007		
<u>28</u>	Channel optimized predistortion in self-heterodyne direct conversion architecture for OFDM systems Por: Yang, Jun-Seok; Lee, Jong-Ho; Kim, Seong-Cheol IEICE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS Volumen: E90B Número: 6 Páginas: 1400-1406 Fecha de publicación: JUN 2007	WoS Scopus GA
<u>27</u>	Fong, Bernard "Effects of Rain on IEEE 802.16 Systems Deployment", pp.351, 2007, ISBN: 9781420043518	IEEE
<u>26</u>	Glisic, S. G. (2007). Advanced wireless communications: 4G cognitive and cooperative broadband technology. <i>Advanced wireless communications: 4G cognitive and cooperative broadband technology</i> (pp. 1-865) doi:10.1002/9780470512883	Scopus GA
<u>25</u>	Kočan, E., Pejanović-Đurišić, M., & Veljović, Z. (2007). Frekvencijska sinhronizacija za OFDM sisteme u uslovima vremenski sporopromjenljivih kanala. Telfor.	GA
2006		
<u>24</u>	A novel frequency synchronization method for OFDM system with frequency domain selection combining diversity Por: Kocan, Enis; Pejanovic-Djurisic, Milica; Ilic, Maja Conferencia: 3rd International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS 2006) Ubicación: Valencia, SPAIN Fecha: SEP 05-08, 2006 Patrocinador(es): Univ Politecn Valencia; iTeam; IEEE; IEEE VTS 2006 3rd International Symposium on Wireless Communication Systems, Vols 1-2 Páginas: 796-799 Fecha de publicación: 2006	WoS Scopus GA IEEE
<u>23</u>	Simsim, M. T. (2006). Geometry-Based Stochastic Physical Channel Modeling for Cellular Environments. University of New South Wales.	GA
<u>22</u>	Yang, J. S., Kim, Y., & Kim, A. S. (2006). Digital Predistortion for Self-heterodyne DCT-Based OFDM Systems over Fading Channels. 한국통신학회 종합 학술 발표회 논문집 (하계) 2006, 1442-1445.	GA
<u>21</u>	Nand, S., & Ratti, R. (2006). Simulation and performance of multiple input multiple output orthogonal frequency division multiplexing wireless local area network 802.11 a (Doctoral dissertation, Universiti Teknologi Malaysia, Faculty of Electrical Engineering).	GA

Anexo III – Indicadores de Calidad en Revistas y Congresos IEEE

2005		
<u>20</u>	On the performance of telemedicine system using 17-GHz orthogonally polarized microwave links under the influence of heavy rainfall Por: Fong, B; Fong, ACM; Hong, GY IEEE TRANSACTIONS ON INFORMATION TECHNOLOGY IN BIOMEDICINE Volumen: 9 Número: 3 Páginas: 424-429 Fecha de publicación: SEP 2005	WoS Scopus GA IEEE
<u>19</u>	Channel optimized predistortion for self-heterodyne DCT-based OFDM systems Por: Yang, JS; Lee, JH; Kim, SC IEEE TRANSACTIONS ON CONSUMER ELECTRONICS Volumen: 51 Número: 3 Páginas: 770-775 Fecha de publicación: AUG 2005	WoS Scopus GA IEEE
<u>18</u>	Channel estimation technique with frequency offset correction for OFDM space-time diversity system Por: Kocan, E; Djuricic, MP Editado por: Milovanovic, BD Conferencia: 7th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services Ubicación: Nis, SERBIA MONTENEG Fecha: SEP 28-30, 2005 Patrocinador(es): Fac Elect Engn; IEEE MTT Soc; APS; IEEE Reg; IEEE; Serbian Acad Sci & Art; Serbian Minist Sci & Environm Protect; Serbian Minist Capital Invest; Acad Engn Sci Serbia & Montenegro; Serbia & Montenegro IEEE Sect; Serbia & Montenegro IEEE Commun Chapter & Natl Soc Telecommun; Serbia & Montenegro IEEE MTT Chapter & Natl Soc Microwave Theory & Tech; ETRAN Soc Telsiks 2005, Proceedings, Vols 1 and 2 Páginas: 93-96 Fecha de publicación: 2005	WoS Scopus GA IEEE
2004		
<u>17</u>	Deployment strategies for transmitters in a Manhattan-like environment Por: Zimmermann, HM; Li, H; Eberspacher, J Autoría conjunta del libro: IEEE Conferencia: 60th IEEE Vehicular Technology Conference Ubicación: Los Angeles, CA Fecha: SEP 26-29, 2004 Patrocinador(es): IEEE Vehicular Technol Soc; Aerosp Corp; Cisco Syst; Motorola; Raytheon; TaconicElektrobit; Qualcomm; Wiley VTC2004-FALL: 2004 IEEE 60TH VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, VOLS 1-7: WIRELESS TECHNOLOGIES FOR GLOBAL SECURITY Páginas: 5120-5124 Fecha de publicación: 2004	Scopus GA IEEE
<u>16</u>	Lobeira, M., Barquinero, C., Agüero, J. M., González, J. C., & Garcia, J. L. (2004). MMIC based new generation 17 GHz wireless LAN modem. Paper presented at the Conference Proceedings - 7th European Conference on Wireless Technology, ECWT2004, 161-164.	Scopus
<u>15</u>	Molisch, A. F., & Tufvesson, F. (2004). Multipath propagation models for broadband wireless systems. CRC Handbook of signal processing for wireless communications.	GA
<u>14</u>	Guillet, J. (2004). Caractérisation et modélisation spatio-temporelles du canal de propagation radioélectrique dans le contexte MIMO (Doctoral dissertation, INSA de Rennes).	GA
<u>13</u>	Holzer, J. T. (2004). Wideband Channel Characterization for MIMO Scenario.	GA
<u>12</u>	Lu, D. (2004). Active patch array design and indoor channel modeling for future wireless communications (Doctoral dissertation, California Institute of Technology).	GA
2003		
<u>11</u>	Coverage prediction of new elements of systems beyond 3G: The IEEE 802.16 system as a case study Por: Plitsis, G Autoría conjunta del libro: IEEE Conferencia: 58th IEEE Vehicular Technology Conference (VTC 2003) Ubicación: Orlando, FL Fecha: OCT 06-09, 2003	WoS Scopus GA

Anexo III – Indicadores de Calidad en Revistas y Congresos IEEE

	Patrocinador(es): IEEE; IEEE VTS 2003 IEEE 58TH VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, VOLS1-5, PROCEEDINGS Colección: IEEE VTS Vehicular Technology Conference Proceedings Páginas: 2292-2296 Fecha de publicación: 2003	
<u>10</u>	Wireless LANs: an advanced control system for efficient power saving By: Pietrabissa, A; Razzano, G; Andreani, L CONTROL ENGINEERING PRACTICE Volume: 11 Issue: 10 Pages: 1195-1207 Published: OCT 2003	WoS Scopus GA IEEE
<u>9</u>	Lu, D., & Rutledge, D. (2003). Investigation of indoor radio channels from 2.4GHz to 24GHz. Paper presented at the IEEE Antennas and Propagation Society, AP-S International Symposium (Digest), , 2 134-137.	Scopus
<u>8</u>	Dagres, I., & Polydoros, A. (2003, November). Dynamic transceivers: adaptivity and reconfigurability at the signal-design level. In Proc. Software Defined Radio Technical Conference and Product Exposition, Orlando, USA.	GA
<u>7</u>	Schmidt, K. U., Ertel, J., Benedix, M., & Finger, A. Subcarrier exclusion techniques for coded OFDM systems.	GA
2002		
<u>6</u>	Saarinén, I., Coppola, G., Polydoros, A., García, J. L., Lobeira, M., Dallas, P., ... & Razzano, G. (2002, June). High bit rate adaptive WIND-FLEX modem architecture for wireless ad-hoc networking in indoor environments. In Proceedings of IST Mobile Communications Summit (pp. 649-654).	GA
<u>5</u>	Benedix, M., Ertel, J., & Finger, A. (2002, September). Turbo coding for an OFDM-based wireless LAN at 17 GHz. In Proc. 7th International OFDM-Workshop (pp. 137-141).	GA
2001		
<u>4</u>	Rubio, M. L., Armada, A. G., Jiménez, R. T., & García, J. L. G. CARACTERIZACIÓN Y MODELADO DEL CANAL RADIO A 17 GHZ EN ENTORNOS INTERIORES. (COMPROBADA)	GA
Sin fecha		
<u>3</u>	Wódczak, M., & Wesołowski, K. Multi-Coded OFDM Transmission Using Space-Time Block Codes.	GA
<u>2</u>	Rubio, M. L., & García, J. G. Characterization and Description of a 17 GHz Broadband Modem Hardware.	GA
<u>1</u>	Długaszewski, Z., & i Telekom, I. E. METODY TRANSMISJI Z MODULACJĄ OFDM W KANAŁACH Z.	GA

WIND-FLEX: Developing a novel testbed for exploring flexible radio concepts in an indoor environment
By: Polydoros, A; Rautio, J; Razzano, G; et al.
IEEE COMMUNICATIONS MAGAZINE Volume: 41 Issue: 7 Pages: 116-122 Published: JUL 2003
ISSN: 0163-6804, DOI: 10.1109/MCOM.2003.1215648

INDICIOS DE CALIDAD DE LA REVISTA

Datos JCR:

- Factor de impacto 2003: **2.406**
- Posición en categoría:

ENGINEERING, ELECTRICAL & ELECTRONIC:15/205, **Q1 (D1)**
TELECOMMUNICATIONS: 3/56, **Q1 (D1)**

INDICIOS DE CALIDAD DEL ARTÍCULO

Citas WoS: 15

Citas Scopus: 28

Citas GA: 35 (de las 41, varias repetidas)

Total de citas sin duplicados: 42

Lista unificada de referencias citantes:

2013		
42	Zepernick, H. -, & Finger, A. (2013). Pseudo random signal processing: Theory and application. Pseudo random signal processing: Theory and application (pp. 1-414) doi:10.1002/9780470866597	Scopus
2012		
41	Bogucka, H., Palicot, J., & Moy, C. (2012). Green communications. <i>The newcom++ vision book: Perspectives of research on wireless communications in europe</i> (pp. 169-179) doi:10.1007/978-88-470-1983-6_9	Scopus GA
40	Polydoros, A., Bogucka, H., Tyczka, P., & Manchon, C. N. (2012). Bandwidth and energy efficient radio access. <i>The newcom++ vision book: Perspectives of research on wireless communications in europe</i> (pp. 109-129) doi:10.1007/978-88-470-1983-6_6	Scopus GA
39	Sentieys, M. O. (2012). Architectures logicielles pour la radio flexible: intégration d'unités de calcul hétérogènes (Doctoral dissertation, Grenoble INP).	GA
2011		
38	Degrees of Freedom for Energy Savings in Practical Adaptive Wireless Systems Por: Bogucka, Hanna; Conti, Andrea IEEE COMMUNICATIONS MAGAZINE Volumen: 49 Número: 6 Páginas: 38-45 Fecha de publicación: JUN 2011	WoS Scopus GA
37	Hatai, I., & Chakrabarti, I. (2011). Programmable common baseband modulator for software defined radio system. <i>International Journal of Signal and Imaging Systems Engineering</i> , 4(3), 142-152. doi:10.1504/IJSISE.2011.043775	Scopus GA
36	Progri, I. (2011). Geolocation of RF signals: Principles and simulations. <i>Geolocation of RF signals: Principles and simulations</i> (pp. 1-317) doi:10.1007/978-1-4419-7952-0 =Progri, I. (2011). Adaptive Array Algorithms for Geolocation of RF Signals. In <i>Geolocation of RF Signals</i> (pp. 149-195). Springer New York.	Scopus GA
35	Δαγρέζ, Ι. (2011). Σχεδιασμός αλγορίθμων προσαρμοστικής διαμόρφωσης και αντιμετώπισης θορύβου φάσης σε ασύρματα τηλεπικοινωνιακά συστήματα πολλαπλών φερουσών (Doctoral dissertation).	GA
2010		
34	Krikidis, I., Naviner, L., & Danger, J. (2010). Iterative approach for hardware reconfigurability: The rake receiver. <i>Reconfigurable mobile radio systems: A snapshot of key aspects related to reconfigurability in wireless systems</i> (pp. 115-141) doi:10.1002/9780470612088.ch5	Scopus
33	Zalonis, A., Miliou, N., Dagres, I., Polydoros, A., & Bogucka, H. (2010). Trends in Adaptive Modulation and Coding. <i>Advances in Electronics and Telecommunications</i> , 1(1), 104-111.	GA
32	Hatai, I., & Chakrabarti, I. (2010). Multi-standard programmable baseband modulator for next generation wireless communication. arXiv preprint arXiv:1009.6132.	GA
2009		
31	Protocol Design and Throughput Analysis for Multi-User Cognitive Cooperative Systems Por: Krikidis, Ioannis; Laneman, J. Nicholas; Thompson, John S.; et ál.. IEEE TRANSACTIONS ON WIRELESS COMMUNICATIONS Volumen: 8 Número: 9 Páginas: 4740-4751 Fecha de publicación: SEP 2009	WoS Scopus GA
30	A FPGA partial reconfiguration design approach for RASIP SDR Por: Kumar, Rahul; Joshi, R. C.; Raju, Kota Solomon Autoría conjunta del libro: IEEE Conferencia: 2009 Annual IEEE India Conference Ubicación: Ahmedabad, INDIA	WoS GA IEEE

Anexo III – Indicadores de Calidad en Revistas y Congresos IEEE

	Fecha: DEC 18-20, 2009 Patrocinador(es): Council Sci Indust Res; Delhi Transco Ltd; GSPC; Gujarat Council Sci Tech; Indian Space Res Org; Intel; Hewlett Packard; ARM; Reliance; Power Transmission; Qualcomm; Cignex; einfochips; elite Core Tech; Mindtree; Eve; CoreEl Tech; Oil Nat Gas Corp; Scientech 2009 ANNUAL IEEE INDIA CONFERENCE (INDICON 2009) Páginas: 370-373 Fecha de publicación: 2009	
29	Farrell, Ronan; Sanchez, Magdalena; Corley, Gerry "Software-Defined Radio Demonstrators: An Example and Future Trends", International Journal of Digital Multimedia Broadcasting, Volume.2009, pp.1, 2009, ISSN: 16877578,	Scopus IEEE GA
2008		
28	Bogucka, H. "Bit and Power Loading Game of the Flexible OFDM Transceiver in a Wireless Environment", Spread Spectrum Techniques and Applications, 2008 IEEE 10th International Symposium on, On page(s): 682 - 687	Scopus GA IEEE
27	Prakasam, P., & Madheswaran, M. (2008). Reconfigurable automatic modulation identification hardware module for software defined radio receivers. Int. J. Comput. Eng. DOI, 10.	GA
2007		
26	Multi-satellite DVB-RCS system with RCST based on software defined radio Por: De Rango, F.; Santamaria, A. F.; Veltri, F.; et ál.. Autoría conjunta del libro: IEEE Conferencia: 66th IEEE Vehicular Technology Conference Ubicación: Baltimore, MD Fecha: SEP 30-OCT 03, 2007 Patrocinador(es): IEEE Vehicular Technol Soc 2007 IEEE 66TH VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, VOLS 1-5 Colección: IEEE VTS Vehicular Technology Conference Proceedings Páginas: 1558-1562 Fecha de publicación: 2007	WoS Scopus IEEE
25	Software defined radio-based multi-mode DVB-RCS terminals Por: De Rango, Floriano; Santamaria, Amilcare-Francesco; Veltri, Fiore; et ál.. Autoría conjunta del libro: IEEE Conferencia: IEEE Military Communications Conference (MILCOM 2007) Ubicación: Orlando, FL Fecha: OCT 29-31, 2007 Patrocinador(es): IEEE 2007 IEEE MILITARY COMMUNICATIONS CONFERENCE, VOLS 1-8 Colección: IEEE Military Communications Conference Páginas: 3607-3613 Fecha de publicación: 2007	WoS Scopus IEEE
24	Multi-mode DVB-RCS satellite terminal with software defined radio Por: De Rango, F.; Tropea, M.; Santamaria, A. F.; et ál.. Autoría conjunta del libro: IEEE Conferencia: IEEE Wireless Communications and Networking Conference Ubicación: Hong Kong, PEOPLES R CHINA Fecha: MAR 11-15, 2007 Patrocinador(es): IEEE 2007 IEEE WIRELESS COMMUNICATIONS & NETWORKING CONFERENCE, VOLS 1-9 Colección: IEEE Wireless Communications and Networking Conference Páginas: 2363-2368 Fecha de publicación: 2007	WoS Scopus IEEE
23	Chun, A. L., Tsui, E. T., & Snyder, W. L. (2007). U.S. Patent No. 7,257,757. Washington, DC: U.S. Patent and Trademark Office. Flexible accelerators for physical layer processing	GA
2006		
22	An iterative reconfigurability approach for WCDMA high-data-rate communications Por: Krikidis, I; Danger, JL; Naviner, L IEEE WIRELESS COMMUNICATIONS Volumen: 13 Número: 3 Páginas: 8-14 Fecha de publicación: JUN 2006	WoS Scopus GA IEEE
21	Jaamour, Y.; Safadi, M.S. "Proposed Reconfigurable Solution to Meet SDR Implementation The Equalizer/Rake Case Study", Information and Communication Technologies, 2006. ICTTA '06. 2nd, On page(s): 2607 - 2612 Volume: 2, 0-0 0	GA IEEE
20	Pernici, B. (2006). Mobile information systems: Infrastructure and design for	Scopus

Anexo III – Indicadores de Calidad en Revistas y Congresos IEEE

	adaptivity and flexibility. Mobile information systems: Infrastructure and design for adaptivity and flexibility (pp. 1-354) doi:10.1007/3-540-31008-8	
<u>19</u>	Graziani, P., Billi, M., Burzagli, L., Gabbanini, F., Palchetti, E., Bianchi, A., ... & Batini, C. (2006). B. 1 Attributes of ICF-Related Classes: Individuation of the Minimal Set. Mobile Information Systems, 319.	GA
2005		
<u>18</u>	17 GHz wireless LAN: Performance analysis of CAC algorithms Por: Razzano, G; Tran, HT; Cantarella, C Autoría conjunta del libro: IEEE Computer Society Conferencia: 10th IEEE Symposium on Computers and Communications Ubicación: Cartagena, SPAIN Fecha: JUN 27-30, 2005 Patrocinador(es): IEEE Comp Soc, TCSIM; IEEE Commun Soc; Fdn Seneca, Agencia Reg Ciencia & Tecnol, Reg Murcia; Univ Politecn Cartagena 10TH IEEE SYMPOSIUM ON COMPUTERS AND COMMUNICATIONS, PROCEEDINGS Colección: IEEE Symposium on Computers and Communications ISCC Páginas: 786-791 Fecha de publicación: 2005	WoS Scopus GA IEEE
<u>17</u>	A hierarchical modeling approach in software defined radio system design Por: Delahaye, JP; Palicot, J; Leray, P Autoría conjunta del libro: IEEE Conferencia: IEEE Workshop on Signal Processing Systems Design and Implementations (SiPS 05) Ubicación: Athens, GREECE Fecha: NOV 02-04, 2005 Patrocinador(es): IEEE 2005 IEEE WORKSHOP ON SIGNAL PROCESSING SYSTEMS - DESIGN AND IMPLEMENTATION (SIPS) Colección: IEEE Workshop on Signal Processing Systems Páginas: 42-47 Fecha de publicación: 2005	WoS Scopus GA IEEE
<u>16</u>	Parallel Interference Cancellation for DS/CDMA downlink with low spreading factors Por: Krikidis, IA Autoría conjunta del libro: IEEE Conferencia: IEEE Workshop on Signal Processing Systems Design and Implementations (SiPS 05) Ubicación: Athens, GREECE Fecha: NOV 02-04, 2005 Patrocinador(es): IEEE 2005 IEEE WORKSHOP ON SIGNAL PROCESSING SYSTEMS - DESIGN AND IMPLEMENTATION (SIPS) Colección: IEEE Workshop on Signal Processing Systems Páginas: 699-704 Fecha de publicación: 2005	WoS Scopus GA IEEE
<u>15</u>	Flexible-radio: A general framework with PHY layer algorithm-design insights By: Dages, I; Zalonis, A; Polydoros, A Book Group Author(s): IEEE Conference: International Conference on Computer as a Tool (EUROCON 2005) Location: Belgrade, SERBIA MONTENEG Date: NOV 21-24, 2005 Sponsor(s): IEEE Reg 8; Telecommun Soc; Univ Belgrade, Sch Elect Engr; IEEE Serbia & Montenegro Sect Eurocon 2005: The International Conference on Computer as a Tool, Vol 1 and 2 , Proceedings Pages: 120-123 Published: 2005	WoS Scopus GA
<u>14</u>	Dages, I., Zalonis, A., Dimitriou, N., Nikitopoulos, K., & Polydoros, A. (2005). Flexible radio: A framework for optimized multimodal operation via dynamic signal design. Eurasip Journal on Wireless Communications and Networking, 2005(3), 284-297. doi:10.1155/WCN.2005.284	Scopus
<u>13</u>	17 GHz wireless LAN: Performance analysis of ARQ based error control schemes Por: Razzano, G; Cecconi, L; Cusani, R Editado por: Lorenz, P; Dini, P Conferencia: 4th International Conference on Networking (ICN 2005) Ubicación: Reunion Isl, FRANCE Fecha: APR 17-21, 2005 NETWORKING - ICN 2005, PT 1 Colección: Lecture Notes in Computer Science Volumen: 3420 Páginas: 92-99 Fecha de publicación: 2005	WoS Scopus GA
<u>12</u>	Krikidis, I.; Danger, J.L.; Naviner, L. "Reconfigurable Implementation Issues of a Detection Scheme for DS-CDMA High Data Rate Connections", Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2005. PIMRC 2005. IEEE 16th International Symposium on, On page(s): 695 - 699 Volume: 1, 11-14 Sept. 2005	Scopus

Anexo III – Indicios de Calidad en Revistas y Congresos IEEE

<u>11</u>	Baccarelli, E., Biagi, M., Bruno, R., Conti, M., & Gregori, E. (2005). Broadband wireless access networks: A roadmap on emerging trends and standards. Broadband services: Business models and technologies for community networks (pp. 215-240) doi:10.1002/0470022515.ch14	Scopus GA
2004		
<u>10</u>	A finger configuration algorithm for a reconfigurable Rake receiver Por: Krikidis, I; Danger, JL; Naviner, L Autoría conjunta del libro: IEEE Conferencia: IEEE Wireless Communications and Networking Conference Ubicación: Atlanta, GA Fecha: MAR 21-25, 2004 Patrocinador(es): IEEE 2004 IEEE WIRELESS COMMUNICATIONS AND NETWORKING CONFERENCE, VOLS 1-4: BROADBAND WIRELESS - THE TIME IS NOW Colección: IEEE Wireless Communications and Networking Conference Páginas: 311-315 Fecha de publicación: 2004	WoS Scopus GA IEEE
<u>9</u>	Design and realization of a high bit-rate flexible wireless indoor transceiver Por: Paltenghi, G; Quaranta, P; La Piana, A Autoría conjunta del libro: IEEE Conferencia: 59th IEEE Vehicular Technology Conference Ubicación: Milan, ITALY Fecha: MAY 17-19, 2004 Patrocinador(es): IEEE; IEEE Vehicular Technol Soc VTC2004-SPRING: 2004 IEEE 59TH VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, VOLS 1-5, PROCEEDINGS Páginas: 1187-1191 Fecha de publicación: 2004	WoS Scopus GA IEEE
<u>8</u>	IP-block based integration of very high performance WLAN modem By: Roivainen, J; Rautio, J Edited by: Selvaraj, H Conference: EUROMICRO Systems on Digital System Design Location: Rennes, FRANCE Date: AUG 31-SEP 03, 2004 PROCEEDINGS OF THE EUROMICRO SYSTEMS ON DIGITAL SYSTEM DESIGN Pages: 200-207 Published: 2004	WoS Scopus GA
<u>7</u>	Delahaye, J. -, Gogniat, G., Roland, C., & Bomel, P. (2004). Software radio and dynamic reconfiguration on a DSP/FPGA platform. Frequenz, 58(5-6), 152-159.	Scopus GA
<u>6</u>	Lobeira, M., Barquinero, C., Agüero, J. M., González, J. C., & Garcia, J. L. (2004). MMIC based new generation 17 GHz wireless LAN modem. Paper presented at the Conference Proceedings - 7th European Conference on Wireless Technology, ECWT2004, 161-164.	Scopus GA
<u>5</u>	Ertel, J., Vogt, J., & Finger, A. (2004). A high throughput Turbo Decoder for an OFDM-based WLAN demonstrator. ITG FACHBERICHT, 95-100.	GA
<u>4</u>	Auer, G., Bogucka, H., Bonnet, J., Costa, E., Falahati, S., Falconer, D., ... & Klang, G. IST-2003-507581 WINNER D2.	GA
Sin fecha		
<u>3</u>	Zalonis, A., Dagres, I., & Polydoros, A. ATTRIBUTES OF REAL TIME INTELLIGENCE IN FLEXIBLE RADIOS.	GA
<u>2</u>	Nyström, J., Dammann, A., Jokela, J., Pasanen, P., Slanina, P., Pollard, A., & Saarinen, I. IST-2003-507581 WINNER D7. 2 System Assessment Criteria Specification. System, 7, 2.	GA
<u>1</u>	Graziani, P., Billi, M., Burzagli, L., Gabbanini, F., Palchetti, E., Bianchi, A., ... & Batini, C. B. 1 User context conceptual model. In the first part of the book, devoted to core technologies, in Chapter 1 research problems and an introduction to the MAIS approach are outlined. In Chapter 2, the general mobile information systems architecture and the ref-erence framework proposed in MAIS are illustrated. The basis for the MAIS reference framework and architecture are a common representation of func, 315.	GA

Ultra wideband channel model for indoor environments
 Por: Alvarez, A; Valera, G; Lobeira, M; et ál..
 JOURNAL OF COMMUNICATIONS AND NETWORKS Volumen: 5 Número: 4 Páginas: 309-318
 Fecha de publicación: DEC 2003 ISSN: 1229-2370

INDICIOS DE CALIDAD DE LA REVISTA

Datos JCR:

- Factor de impacto 2003: **0.571**
- Posición en categoría:
 COMPUTER SCIENCE, INFORMATION SYSTEMS: 51/78, **Q3**
 TELECOMMUNICATIONS: 24/56, **Q2**

INDICIOS DE CALIDAD DEL ARTÍCULO

Citas WoS: 3

Citas Scopus: 8

Citas GA: 13

Total de citas sin duplicados: **13**

Lista unificada de referencias citantes:

2015		
<u>13</u>	Maccartney, G.R.; Rappaport, T.S.; Shu Sun; Sijia Deng "Indoor Office Wideband Millimeter-Wave Propagation Measurements and Channel Models at 28 and 73 GHz for Ultra-Dense 5G Wireless Networks", Access, IEEE, On page(s): 2388 - 2424 Volume: 3, 2015	GA IEEE
<u>12</u>	Deng, S., MacCartney Jr, G. R., & Rappaport, T. S. (2015). Indoor Office Plan Environment and Layout-Based MmWave Path Loss Models for 28 GHz and 73 GHz. arXiv preprint arXiv:1511.07057.	GA
2010		
<u>11</u>	Spiliotopoulos, C. G., & Kanatas, A. G. (2010). Channel measurements and modelling in a military cargo airplane. Progress in Electromagnetics Research B, (26), 69-100. doi:10.2528/PIERB10080604	Scopus GA
2009		
<u>10</u>	UWB Channel Parameters in a C130 Airplane Por: Spiliotopoulos, Christos G.; Kanatas, Athanasios G.; Efthymoglou, George Autoría conjunta del libro: IEEE Conferencia: 20th IEEE Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Ubicación: Tokyo, JAPAN Fecha: SEP 13-16, 2009 Patrocinador(es): IEEE; Tohoku Univ, RIEC; IEEE Commun Soc; Natl Inst Informat & Commun Technol (NICT) 2009 IEEE 20TH INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON PERSONAL, INDOOR AND MOBILE RADIO COMMUNICATIONS Páginas: 1766-1770 Fecha de publicación: 2009	WoS Scopus GA
<u>9</u>	Path-Loss and Time-Dispersion Parameters of UWB Signals in a Military Airplane Por: Spiliotopoulos, Christos G.; Kanatas, Athanasios G. IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS Volumen: 8 Páginas: 790-793 Fecha de publicación: 2009	WoS Scopus GA
<u>8</u>	Ahmadi-Shokouh, J., & Qiu, R. C. (2009). Ultra-wideband (UWB) communications channel measurements - A tutorial review. International Journal of Ultra Wideband Communications and Systems, 1(1), 11-31. doi:10.1504/IJWBCS.2009.026447	Scopus GA

Anexo III – Indicios de Calidad en Revistas y Congresos IEEE

2007		
<u>7</u>	Soni, H. B., Desai, U. B., & Merchant, S. N. (2007). Mitigating multi-user interference (MUI) in ultra wideband (UWB) system using DS-CDMA based OFDM. Paper presented at the European Signal Processing Conference, 2035-2039.	Scopus GA
2006		
<u>6</u>	Schwieger, K. (2006). Betrachtungen zur Energieeffizienz in Funknetzwerken mit geringer Datenrate. Jörg Vogt Verlag.	GA
<u>5</u>	王晓东, 尹华锐, & 徐佩霞. (2006). 超宽带脉冲无线电系统中一种新的均衡方法. 中国科学技术大学学报, 36(5), 461-465.	GA
2005		
<u>4</u>	Empirical UWB path loss models for typical office environments Por: Thiagarajah, S; Ali, BM; Khatun, S; et ál.. Editado por: Ali, BM Conferencia: 13th IEEE International Conference on Networks/7th IEEE Malaysia International Conference on Communications (ICON/MICC) Ubicación: Kuala Lumpur, MALAYSIA Fecha: NOV 16-18, 2005 Patrocinador(es): ComSoc Chapter, Malaysia; TM Res & Dev; IEEE Comp Soc; ComSoc HQ; Univ Putra Malaysia; Univ Kebangsaan Malaysia; Multimedia Univ; Univ Teknol Malaysia 2005 13th IEEE International Conference on Networks Jointly held with the 2005 7th IEEE Malaysia International Conference on Communications, Proceedings 1 and 2 Páginas: 1023-1028 Fecha de publicación: 2005	WoS Scopus GA
<u>3</u>	hmadi-Shokouh, J. (2005). TOA & DOA distributions in A 2D semi-geometrical model for ultra-wideband fading channels. Paper presented at the Proceedings - IEEE Military Communications Conference MILCOM, , 2005 doi:10.1109/MILCOM.2005.1606112	Scopus GA
<u>2</u>	Thiagarajah, S., Mohd. Ali, B., Khatun, S., & Ismail, M. (2005). UWB fading characteristics in a typical office environment. Paper presented at the 11th European Wireless Conference 2005 - Next Generation Wireless and Mobile Communications and Services, European Wireless 2005	Scopus GA
<u>1</u>	Sadough, S. M. S., & Jaffrot, E. (2005, March). A wavelet packet based model for an ultra-wide-band indoor propagation channel. In European Conference on Propagation and Systems (ECPS).	GA

An MC-SS platform for short-range communications in the personal network context
 Por: Noguét, Dominique; Laugeois, Marc; Popon, Xavier; et  l..
 EURASIP JOURNAL ON WIRELESS COMMUNICATIONS AND NETWORKING        de
       : 830273 Fecha de publicaci  : 2008 ISSN: 1687-1499

INDICIOS DE CALIDAD DE LA REVISTA

Datos JCR:

- Factor de impacto 2008: **0.976**
- Posición en categoría:

ENGINEERING, ELECTRICAL & ELECTRONIC 123/229 , **Q3**
 TELECOMMUNICATIONS 29/67, **Q2**

INDICIOS DE CALIDAD DEL ART      

Citas WoS: 1

Citas Scopus: 1

Citas GA: 4

Total de citas sin duplicados: **4**

Lista unificada de referencias citantes:

2012?		
<u>4</u>	CEA, D. N., BAGHDADI, A., MASERA, G., ALAUS, L., CLERMIDY, F., VACCA, F., ... & KHALFALLAH, K. 216715 NEWCOM DC. 1 Report on the state for the art on hardware architectures for flexible radio and intensive signal processing.	GA
2009		
<u>3</u>	A Hardware Demonstrator of a Cognitive Radio System Using Temporal Opportunities By: Biard, Lionel; Nogu�t, Dominique; Gernandt, Tassilo; et al. Book Group Author(s): IEEE Conference: 4th International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications Location: Hanover, GERMANY Date: JUN 22-24, 2009 2009 4TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON COGNITIVE RADIO ORIENTED WIRELESS NETWORKS AND COMMUNICATIONS Pages: 190-195 Published: 2009	WoS Scopus GA
<u>2</u>	SILIGARIS, A., & MOUNET, C. (2009). 60GHz Power Amplifier and Low Noise Amplifier in 65nm CMOS SOI. Design & System Integration Division IC Design Department.	GA
2008		
<u>1</u>	Dasalukunte, D., & ��wall, V. (2008). A generic hardware mac for wireless personal area network platforms. In International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC).	GA

CONGRESOS

Performance of several OFDM transceivers in the indoor radio channels in 17 GHz band
 Por: Dlugaszewski, Z; Wesolowski, K; Lobeira, M
 Autoría conjunta del libro: IEEE; IEEE; IEEE
 Conferencia: 53rd IEEE Vehicular Technology Conference (VTC) Ubicación: RHODES, GREECE
 Fecha: MAY 06-09, 2001
 Patrocinador(es): IEEE
 IEEE VTC 53RD VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, SPRING 2001, VOLS 1-4, PROCEEDINGS Colección: IEEE VTS Vehicular Technology Conference Proceedings Páginas: 825-829 Fecha de publicación: 2001 , DOI: 10.1109/VETECS.2001.944494

INDICIOS DE CALIDAD DEL CONGRESO

Revisión por pares: Sí (<http://www.ieeevtc.org/vtc2016spring/>)

Proceeding Scholar Metrics:

74/1493, **Q1**

H index: 38

H 5 median: 62

INDICIOS DE CALIDAD DE LA PONENCIA

Bases de datos que la indexan: WoS, Scopus, Inpec, Xplore

Citas WoS: 6

Citas Scopus: 8

Citas GA: 15

Total de citas sin duplicados: **16**

Lista unificada de referencias citantes: 16

2014		
<u>16</u>	Radix-R WHT-FFT with Identical Stage-to-Stage Interconnection Pattern Por: Xing, Qianjian; Yu, Feng; Yen, Xiaobo; et ál.. IEICE TRANSACTIONS ON FUNDAMENTALS OF ELECTRONICS COMMUNICATIONS AND COMPUTER SCIENCES Volumen: E97A Número: 5 Páginas: 1125-1129 Fecha de publicación: MAY 2014	WoS Scopus GA
2012		
<u>15</u>	A Family of Fast Hadamard-Fourier Transform Algorithms Por: Su, Teng; Yu, Feng IEEE SIGNAL PROCESSING LETTERS Volumen: 19 Número: 9 Páginas: 583-586 Fecha de publicación: SEP 2012	WoS Scopus GA IEEE
2008		
<u>14</u>	Maximum likelihood block decision feedback estimation for CCK demodulation apparatus and method UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE GRANTED PATENT, August 2008 Sailaja, Sankabathula Dharani Naga ; Murali, Parthasarathy ; Venkatesh, Narasimhan (RedPine Signals, Inc.) Full text available at patent office.	Scopus IEEE
2007		
<u>13</u>	Hanzo, L. L., & Keller, T. (2007). OFDM and MC-CDMA: a primer. John Wiley & Sons.	GA
2006		
<u>12</u>	Close-loop decision-directed pre-equalization for OFDM systems Por: Kuang, Yujun; Long, Keping; Wang, Yanjun; et ál..	WoS Scopus

Anexo III – Indicadores de Calidad en Revistas y Congresos IEEE

	Editado por: Won, YH; Chang, GK; Sato, KI; et ál. Conferencia: Conference on Network Architectures, Management, and Applications IV, Pts 1 & 2 Ubicación: Gwangju, SOUTH KOREA Fecha: SEP 05-07, 2006 Network Architectures, Management, and Applications IV Colección: PROCEEDINGS OF THE SOCIETY OF PHOTO-OPTICAL INSTRUMENTATION ENGINEERS (SPIE) Volumen: 6354 Páginas: U548-U555 Subdivisión: 1-2 Fecha de publicación: 2006	GA
<u>11</u>	Wireless LANs systems: An advanced resource assignement algorithm By: Razzano, Giuseppe; Priscoli, Francesco Delli; Cusani, Roberto WIRELESS PERSONAL COMMUNICATIONS Volume: 39 Issue: 1 Pages: 25-40 Published: OCT 2006	WoS Scopus GA
<u>10</u>	Nand, S., & Ratti, R. (2006). Simulation and performance of multiple input multiple output orthogonal frequency division multiplexing wireless local area network 802.11 a (Doctoral dissertation, Universiti Teknologi Malaysia, Faculty of Electrical Engineering).	GA
2003		
<u>9</u>	Time-frequency spread OFDM/FHMA By: Hamaguchi, K; Hanzo, L Book Group Author(s): IEEE; IEEE Conference: 57th IEEE Vehicular Technology Conference Location: Cheju Isl, SOUTH KOREA Date: APR 22-25, 2003 Sponsor(s): IEEE 57TH IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, VTC 2003-SPRING, VOLS 1-4, PROCEEDINGS Book Series: IEEE VTS Vehicular Technology Conference Proceedings Pages: 1248-1252 Published: 2003	WoS Scopus GA IEEE
<u>8</u>	Razzano, G.; Andreani, L.; Cusani, R. "Wireless LANs: an adaptive algorithm to reduce power consumption", Communications, 2003. ICC '03. IEEE International Conference on, On page(s): 1096 - 1100 vol.2 Volume: 2, 11-15 May 2003	WoS Scopus GA
<u>7</u>	Pietrabissa, A., Razzano, G., & Andreani, L. (2003). Wireless LANs: An advanced control system for efficient power saving. Control Engineering Practice, 11(10), 1195-1207. doi:10.1016/S0967-0661(03)00037-6	Scopus GA
2002		
<u>6</u>	Langowski, A., Piatyszek, A., Długaszewski, Z., & Wesołowski, K. (2002, March). VHDL realisation of the channel estimator and the equaliser in the OFDM receiver. In Xth National Symposium of Radio Science (URSI), Poznan.	GA
<u>5</u>	Długaszewski, Z. (2002). Impact of the Turbo-coding on the WHT/OFDM Transmission in the Multipath Radio Channels. In Proc. of X National Symposium on Radio Science (pp. 1-6).	GA
2001		
<u>4</u>	Długaszewski, Z., Tyczka, P., & Wesołowski, K. (2001). Comparison of Several Turbo Coded OFDM Systems in the Indoor Radio Channels. Proceedings of IST Mobile Communication Summit 2001, 498-503.	GA
<u>3</u>	Długaszewski, Z., & i Telekomunikacji, I. E. (2001). WHT/OFDM α wpływ wykluczania nośnych na transmisję w kanałach z zanikami. Submitted to Poznańskie Warsztaty Telekomunikacyjne PWT.	GA
Sin fecha		
<u>2</u>	Długaszewski, Z., Tyczka, P., & i Telekomunikacji, I. E. ZASTOSOWANIE TURBO-KODÓW W TRANSMISJI OFDM W SIECIACH WLAN.	GA
<u>1</u>	Długaszewski, Z., Wesołowski, K., Bogucka, H., Tyczka, P., PUT, A. P., Polydoros, A., ... & Benedix, M. IST-1999-10025, WIND-FLEX D4. 6.	GA

New channel impulse response model for UWB indoor system simulations

Por: Alvarez, A; Valera, G; Lobeira, M; et ál..

Autoría conjunta del libro: IEEE; IEEE

Conferencia: 57th IEEE Vehicular Technology Conference Ubicación: Cheju Isl, SOUTH KOREA

Fecha: APR 22-25, 2003

Patrocinador(es): IEEE

57TH IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, VTC 2003-SPRING, VOLS 1-4,

PROCEEDINGS Colección: IEEE VTS Vehicular Technology Conference Proceedings Páginas: 1-5

Fecha de publicación: 2003

INDICIOS DE CALIDAD DEL CONGRESO

Revisión por pares: Sin datos para la edición de 2003

Proceeding Scholar Metrics:

74/1493, **Q1**

H index: 38

H 5 median: 62

INDICIOS DE CALIDAD DE LA PONENCIA

Bases de datos que la indexan: WoS, Scopus, Inspec, Xplore

Citas WoS: 30

Citas Scopus: 54

Citas GA: 75

Total de citas sin duplicados:

Lista unificada de referencias citantes: **>75 (Sin revisar)**

MMIC based new generation 17 GHz wireless LAN modem

Lobeira, M.; Barquinero, U.; Agüero, J.M.; Gonzalez, J.C.; Garcia, J.L.

Wireless Technology, 2004. 7th European Conference on

Year: 2004

Pages: 161 - 164

IEEE Conference Publications

INDICIOS DE CALIDAD DEL CONGRESO

Revisión por pares: Sin datos para 2004

INDICIOS DE CALIDAD DE LA PONENCIA

Bases de datos que la indexan: Scopus, Inspec, Xplore

Citas WoS: -

Citas Scopus: 0

Citas GA: 0

Total de citas sin duplicados: **0**

Impulse radio UWB system architecture for smart-wireless sensor networks
 By: Ruiz, BQ; Vazquez, AA; Rubio, ML; et al.
 Book Group Author(s): IEEE
 Conference: 2nd International Workshop Networking with Ultra Wide Band/Workshop on Ultra Wide Band for Sensor Networks Location: Rome, ITALY Date: JUL 04-06, 2005
 Sponsor(s): IEEE Vehicular Technol, Commun Soc Joint Chapter, N Italy Sect; IEEE
 2005 2nd International Workshop Networking with Ultra Wide Band - Workshop on Ultra Wide Band for Sensor Networks Pages: 35-39 Published: 2005

INDICIOS DE CALIDAD DEL CONGRESO

Revisión por pares: sí

(http://www.ieee.org/conferences_events/conferences/conferencedetails/index.html?Conf_ID=10757)

INDICIOS DE CALIDAD DE LA PONENCIA

Bases de datos que la indexan: WoS, Scopus, Inspec, Xplore

Citas WoS: 3

Citas Scopus: 3

Citas GA: 10

Total de citas sin duplicados: 10

Lista unificada de referencias citantes:

2013		
10	吕婷婷. (2013). 宽带脉冲无线电通信关键技术及应用研究 (Doctoral dissertation, 中国海洋大学).	GA
2011		
9	Panaitopol, D. (2011). Ultra Wide Band Ad-Hoc Sensor Networks: A Multi-Layer Analysis (Doctoral dissertation, National University of Singapore; Supélec).	GA
2009		
8	UWB Systems for Wireless Sensor Networks By: Zhang, Jinyun; Orlik, Philip V.; Sahinoglu, Zafer; et al. PROCEEDINGS OF THE IEEE Volume: 97 Issue: 2 Special Issue: SI Pages: 313-331 Published: FEB 2009	WoS Scopus GA
7	Ahn, H. S., & Yu, W. (2009). Indoor localization techniques based on wireless sensor networks. INTECH Open Access Publisher.	GA
2008		
6	Zhao, J. (2008). Dynamic bandwidth direct sequence-a novel cognitive solution for ultra-wideband communications. University of Wollongong Thesis Collection, 109.	GA
2007		
5	Wireless localization network for ubiquitous robotic space: Approaches and experimental test By: Ahn, Hyo-Sung; Yu, Wonpil; Lee, JaeYeong Book Group Author(s): IEEE Conference: 16th IEEE International Symposium on Robot and Human Interactive Communication Location: Cheju Isl, SOUTH KOREA Date: AUG 26-29, 2007 Sponsor(s): IEEE 2007 RO-MAN: 16TH IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ROBOT AND HUMAN INTERACTIVE COMMUNICATION, VOLS 1-3 Pages: 480-485 Published: 2007	WoS Scopus GA

Anexo III – Indicadores de Calidad en Revistas y Congresos IEEE

2006		
<u>4</u>	A simple ultra-wideband wake-up scheme for semi-active sensor nodes By: Troesch, Florian; Wittneben, Armin Book Group Author(s): IEEE Conference: IEEE International Conference on Ultra-Wideband Location: Waltham, MA Date: SEP 24-27, 2006 Sponsor(s): IEEE 2006 IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON ULTRA-WIDEBAND, VOLS 1 AND 2 Pages: 225-230 Published: 2006	WoS Scopus GA
<u>3</u>	Ahn, H. S., & Yu, W. (2006). Wireless localization network for a ubiquitous robotic space: Background and concept. In Proc. of the 3rd International Conference on Ubiquitous Robots and Ambient Intelligence, Seoul, Korea (pp. 187-192).	GA
<u>2</u>	Trösch, F., Althaus, F., & Wittneben, A. (2006, March). A simple wake-up scheme based on ultra-wideband beamforming. In Proc. Workshop Smart Antennas, Ulm, Germany.	GA
Sin fecha		
<u>1</u>	Troesch, F., Althaus, F., & Wittneben, A. Integrated Project PULSERS Contract No 506897 Deliverable number: D3b5a Development of UWB-MAS Relaying and Network Coding Strategies.	GA

Experimental study on the influence of IR-UWB networks on cellular receivers
Quijano, B.; Alvarez, A.; Lobeira, M.; Garcia, J.L.
Ultra-Wideband, 2005. ICU 2005. 2005 IEEE International Conference on
Year: 2005
Pages: 701 - 706, DOI: 10.1109/ICU.2005.1570074
Cited by: Papers (1)

INDICIOS DE CALIDAD DEL CONGRESO

Revisión por pares: sí

(http://www.ieee.org/conferences_events/conferences/conferencedetails/index.html?Conf_ID=10757)

INDICIOS DE CALIDAD DE LA PONENCIA

Bases de datos que la indexan: WoS, Scopus, Inspec, Xplore

Citas WoS: 0

Citas Scopus: 1

Citas GA: 1

Total de citas sin duplicados: 1

Lista unificada de referencias citantes:

2006		
<u>1</u>	Chong, C. -, Watanabe, F., & Inamura, H. (2006). Potential of UWB technology for the next generation wireless communications. Paper presented at the IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, 422-429. doi:10.1109/ISSSTA.2006.311807	Scopus GA

Smart wireless impulse radio sensor networks

Por: Dominguez, Jacobo; Sanz, Javier; Lobeira, Manuel; et ál..

Conferencia: 3rd International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS 2006)

Ubicación: Valencia, SPAIN Fecha: SEP 05-08, 2006

Patrocinador(es): Univ Politecn Valencia; iTeam; IEEE; IEEE VTS

2006 3rd International Symposium on Wireless Communication Systems, Vols 1-2 Páginas: 98-102

Fecha de publicación: 2006, DOI: 10.1109/ISWCS.2006.4362267

INDICIOS DE CALIDAD DEL CONGRESO

Revisión por pares: sí

(http://www.ieee.org/conferences_events/conferences/conferencedetails/index.html?Conf_ID=11772)

Proceeding Scholar Metrics:

328/1493, **Q1**

H Index: 18

H 5 Median: 29

INDICIOS DE CALIDAD DE LA PONENCIA

Bases de datos que la indexan: WoS, Scopus, Inspec, Xplore

Citas WoS: 0

Citas Scopus: 0

Citas GA: 0

Total de citas sin duplicados: **0**

Dual-band RF receiver chip-set for Galileo/GPS applications

Por: Dettratti, M.; Lopez, E.; Perez, E.; et ál..

Autoría conjunta del libro: IEEE

Conferencia: IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium Ubicación: Monterey, CA Fecha: MAY 05-08, 2008

Patrocinador(es): IEEE; ION

2008 IEEE/ION POSITION, LOCATION AND NAVIGATION SYMPOSIUM, VOLS 1-3 Colección:

IEEE-ION Position Location and Navigation Symposium Páginas: 220-228 Fecha de publicación:

2008, DOI: 10.1109/PLANS.2008.4569991

INDICIOS DE CALIDAD DEL CONGRESO

Revisión por pares: sí

(http://www.ieee.org/conferences_events/conferences/conferencedetails/index.html?Conf_ID=12334)

INDICIOS DE CALIDAD DE LA PONENCIA

Bases de datos que la indexan: WoS, Scopus, Inspec, Xplore

Citas WoS: 4

Citas Scopus: 7

Citas GA: 13 (De las 17 que salen, varias repetidas)

Total de citas sin duplicados: **13**

Lista unificada de referencias citantes:

2015		
<u>13</u>	Reconfigurable All-Band RF CMOS Transceiver for GPS/GLONASS/Galileo/Beidou With Digitally Assisted Calibration By: Li, Songting; Li, Jiancheng; Gu, Xiaochen; et al. IEEE TRANSACTIONS ON VERY LARGE SCALE INTEGRATION (VLSI) SYSTEMS Volume: 23 Issue: 9 Pages: 1814-1827 Published: SEP 2015	WoS Scopus GA IEEE
<u>12</u>	Songting, L., Jiancheng, L., Xiaochen, G., & Zhaowen, Z. (2014). Dual-band RF receiver for GPS-L1 and compass-B1 in a 55-nm CMOS. Journal of Semiconductors, 35(2), 025001.	GA
2013		
<u>11</u>	Songting Li; Jiancheng Li; Xiaochen Gu; Hongyi Wang; Jianfei Wu; Dun Yan; Zhaowen Zhuang "Dual-band RF receiver for GPS and compass systems in 55-nm CMOS", ESSCIRC (ESSCIRC), 2013 Proceedings of the, On page(s): 173 - 176	Scopus GA IEEE
2012		
<u>10</u>	Long, Q., Zhuang, Y., Yin, Y., Li, L., Wang, J., Li, Z., . . . Wang, L. (2012). Design of a dual-channel multi-mode GNSS receiver with a $\Sigma \Delta$ fractional-N synthesizer. Journal of Semiconductors, 33(11) doi:10.1088/1674-4926/33/11/115005	Scopus GA
2011		
<u>9</u>	A 250 mV, 352 μ W GPS Receiver RF Front-End in 130 nm CMOS By: Heiberg, Adam C.; Brown, Thomas W.; Fiez, Terri S.; et al. IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS Volume: 46 Issue: 4 Pages: 938-949 Published: APR 2011	WoS Scopus GA IEEE
<u>8</u>	PVT Tolerant LC-VCO in 90 nm CMOS Technology for GPS/Galileo Applications By: Siwiec, Krzysztof; Borejko, Tomasz; Pleskacz, Witold A. Edited by: Vierhaus, HT; Pawlak, A; Scholzel, M; et al. Conference: IEEE Symposium on Design and Diagnostics of Electronic Circuits and Systems (DDECS) Location: Cottbus, GERMANY Date: APR 13-15, 2011 Sponsor(s): IEEE Comp Soc; IEEE; Test Technol Techn Council (TTTC); Deutsch Forschungsgemeinschaft (DFG); Brandenburg Univ Technol, Dept Comp Sci; Leibniz Inst Innovat High-Performance Microelectron (IHP); Brandenburg Univ Technol (BTU) 2011 IEEE 14TH INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON DESIGN AND DIAGNOSTICS OF ELECTRONIC CIRCUITS AND SYSTEMS (DDECS) Book Series: IEEE Symposium on Design and Diagnostics of Electronic Circuits and Systems Pages: 29-34 Published: 2011	WoS Scopus GA
<u>7</u>	Della Rosa, F., Hurskainen, H., Nurmi, J., Dettratti, M., & Serna, E. P. (2010). GRAMMAR: Challenges and solutions for multi-constellation mass market user receivers. Paper presented at the 2010 Ubiquitous Positioning Indoor Navigation and Location Based Service, UPINLBS 2010, doi:10.1109/UPINLBS.2010.5654353	Scopus GA
<u>6</u>	Bing, L., Yiqi, Z., Qiang, L., Zhao, J., Zhenrong, L., & Gang, J. (2011). Design of a 0.18 μ m CMOS multi-band compatible low power GNSS receiver RF frontend. Journal of Semiconductors, 32(3), 035007.	GA
<u>5</u>	Bing, L., Yiqi, Z., Yeqi, H., Xiaoling, X., Zhenrong, L., & Qiang, L. (2011). A 0.18 μ m CMOS single-inductor single-stage quadrature frontend for GNSS receiver. Journal of Semiconductors, 32(9), 095005.	GA
2010		
<u>4</u>	Chastellain, F. (2010). Dual-frequency RF front-ends for GNSS receivers (Doctoral dissertation, ÉCOLE POLYTECHNIQUE FÉDÉRALE DE LAUSANNE).	GA

Anexo III – Indicadores de Calidad en Revistas y Congresos IEEE

<u>3</u>	Ucar, A. (2010). A subsampling delta-sigma modulator for global navigation satellite systems (Doctoral dissertation, University of Westminster).	GA
----------	--	----

2009		
<u>2</u>	OPTIMAL DUAL FREQUENCY COMBINATION FOR GALILEO MASS MARKET RECEIVER BASEBAND By: Hurskainen, Heikki; Lohan, Elena-Simona; Nurmi, Jari; et al. Book Author(s): Nurmi, J Edited by: Renfors, M; Sung, W; Takala, J; et al. Conference: IEEE Workshop on Signal Processing Systems (SiPS 2009) Location: Tampere, FINLAND Date: OCT 07-09, 2009 Sponsor(s): IEEE SIPS: 2009 IEEE WORKSHOP ON SIGNAL PROCESSING SYSTEMS Book Series: IEEE Workshop on Signal Processing Systems Pages: 261-266 Published: 2009	WoS Scopus GA EEE
2008		
<u>1</u>	Heiberg, A. C. (2008). An ultra low voltage micropower GPS receiver RF front-end for wildlife tracking (Doctoral dissertation).	GA

A 4.6mW 6.25-8.25 GHz RF Transmitter IC for FM-UWB Applications
 Por: Detratti, Marco; Perez, Ernesto; Gerrits, John F. M.; et ál..
 Autoría conjunta del libro: IEEE
 Conferencia: 9th IEEE International Conference on Ultra-Wideband Ubicación: Vancouver, CANADA
 Fecha: SEP 09-11, 2009
 Patrocinador(es): IEEE Microwave Theory & Tech Soc; IEEE Vancouver Sect; IEEE Seattle Sect
 2009 IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON ULTRA-WIDEBAND (ICUWB 2009) Páginas: 180-184 Fecha de publicación: 2009, DOI: 10.1109/ICUWB.2009.5288838

INDICIOS DE CALIDAD DEL CONGRESO

Revisión por pares: Sí

(http://www.ieee.org/conferences_events/conferences/conferencedetails/index.html?Conf_ID=14220)

INDICIOS DE CALIDAD DE LA PONENCIA

Bases de datos que la indexan: WoS, Scopus, Inspec, Xplore

Citas WoS: 7

Citas Scopus: 9

Citas GA: 12

Total de citas sin duplicados: **13**

Lista unificada de referencias citantes:

2015		
<u>13</u>	Zhou, B., & Wang, J. (2015). A low-power low-complexity transmitter for FM-UWB systems. Journal of Semiconductor Technology and Science, 15(2), 194-201. doi:10.5573/JSTS.2015.15.2.194	Scopus GA
<u>12</u>	Zhou, B., & Wang, J. (2015). High-robust relaxation oscillator with frequency synthesis feature for FM-UWB transmitters. Journal of Semiconductor Technology and Science, 15(2), 202-207. doi:10.5573/JSTS.2015.15.2.202	Scopus GA
<u>11</u>	Ali, M., Shawkey, H., & Zekry, A. (2015). A 750µW 3.5–4.5 GHz FM-UWB transmitter. Journal of Electrical Systems and Information Technology.	GA

2013		
<u>10</u>	Reconfigurable FM-UWB transmitter design for robust short range communications By: Zhou, Bo; Rhee, Woogeun; Kim, Dongwook; et al. TELECOMMUNICATION SYSTEMS Volume: 52 Issue: 2 Pages: 1133-1144 Published: FEB 2013	WoS Scopus GA
<u>9</u>	A 1.14mW 750kb/s FM-UWB Transmitter with 8-FSK Subcarrier Modulation By: Chen, Fei; Li, Yu; Lin, Deyuan; et al. Book Group Author(s): IEEE Conference: 35th Annual IEEE Custom Integrated Circuits Conference (CICC) - The Showcase for Circuit Design in the Heart of Silicon Valley Location: San Jose, CA Date: SEP 22-25, 2013 Sponsor(s): IEEE 2013 IEEE CUSTOM INTEGRATED CIRCUITS CONFERENCE (CICC) Book Series: IEEE Custom Integrated Circuits Conference Published: 2013	WoS Scopus GA IEEE
<u>8</u>	Ultra-Low Power 3.5-4.5GHz FM-UWB Transmitter By: Ali, Mohamed; Shawkey, Heba; Zekry, Abdelhalim Edited by: BenSaleh, MS; Qasim, SM Conference: Saudi International Electronics, Communications and Photonics Conference (SIECPC) Location: Riyadh, SAUDI ARABIA Date: APR 27-30, 2013 Sponsor(s): IEEE; KACST 2013 SAUDI INTERNATIONAL ELECTRONICS, COMMUNICATIONS AND PHOTONICS CONFERENCE (SIECPC) Published: 2013 4	WoS Scopus GA IEEE
<u>7</u>	Ali, M., Shawkey, H., & Zekry, A. (2013). A survey on FM-UWB transceivers. International Journal of Computer Applications.	GA
2012		
<u>6</u>	A Low-Energy Crystal-Less Double-FSK Sensor Node Transceiver for Wireless Body-Area Network By: Bae, Joonsung; Song, Kiseok; Lee, Hyungwoo; et al. IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS Volume: 47 Issue: 11 Pages: 2678-2692 Published: NOV 2012	WoS Scopus GA IEEE
<u>5</u>	A Gated FM-UWB System With Data-Driven Front-End Power Control By: Zhou, Bo; Qiao, Jian; He, Rui; et al. IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS I-REGULAR PAPERS Volume: 59 Issue: 6 Pages: 1348-1358 Published: JUN 2012	WoS Scopus GA
<u>4</u>	Saputra, N. (2012). An FM-UWB Transceiver for Autonomous Wireless Systems. TU Delft, Delft University of Technology.	GA
2011		
<u>3</u>	Saputra, N.; Long, J.R. "A Short-Range Low Data-Rate Regenerative FM-UWB Receiver", Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, On page(s): 1131 - 1140 Volume: 59, Issue: 4, April 2011	WoS IEEE
<u>2</u>	A Fully-Integrated, Short-Range, Low Data Rate FM-UWB Transmitter in 90 nm CMOS By: Saputra, Nitz; Long, John R. IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS Volume: 46 Issue: 7 Special Issue: SI Pages: 1627-1635 Published: JUL 2011	WoS Scopus GA
2010		
<u>1</u>	Saputra, N.; Long, J.R.; Pekarik, J.J. "A 900μW, 3–5GHz integrated FM-UWB transmitter in 90nm CMOS", ESSCIRC, 2010 Proceedings of the, On page(s): 398 - 401	Scopus GA IEEE

A 7.2-7.7 GHz FM-UWB Transceiver Prototype
 Por: Gerrits, J. F. M.; Bonakdar, H.; Detratti, M.; et ál..
 Autoría conjunta del libro: IEEE
 Conferencia: 9th IEEE International Conference on Ultra-Wideband Ubicación: Vancouver, CANADA
 Fecha: SEP 09-11, 2009
 Patrocinador(es): IEEE Microwave Theory & Tech Soc; IEEE Vancouver Sect; IEEE Seattle Sect
 2009 IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON ULTRA-WIDEBAND (ICUWB 2009) Páginas:
 580-585 Fecha de publicación: 2009, DOI: 10.1109/ICUWB.2009.5288842

INDICIOS DE CALIDAD DEL CONGRESO

Revisión por pares: Sí
http://www.ieee.org/conferences_events/conferences/conferencedetails/index.html?Conf_ID=14220

INDICIOS DE CALIDAD DE LA PONENCIA

Bases de datos que la indexan: WoS, Scopus, Inspec, Xplore

Citas WoS: 6

Citas Scopus: 8

Citas GA: 10

Total de citas sin duplicados: **11**

Lista unificada de referencias citantes:

2015		
<u>11</u>	A Low-Power Low-Complexity Transmitter for FM-UWB Systems By: Zhou, Bo; Wang, Jingchao JOURNAL OF SEMICONDUCTOR TECHNOLOGY AND SCIENCE Volume: 15 Issue: 2 Pages: 194-201 Published: APR 2015	WoS Scopus GA
2013		
<u>10</u>	A Reconfigurable FM-UWB Transceiver for Short-Range Wireless Communications By: Zhou, Bo; Chen, Fei; Rhee, Woogeun; et al. IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS Volume: 23 Issue: 7 Pages: 371-373 Published: JUL 2013	WoS Scopus GA IEEE
<u>9</u>	Reconfigurable FM-UWB transmitter design for robust short range communications By: Zhou, Bo; Rhee, Woogeun; Kim, Dongwook; et al. TELECOMMUNICATION SYSTEMS Volume: 52 Issue: 2 Pages: 1133-1144 Published: FEB 2013	WoS Scopus GA
<u>8</u>	Ali, M., Shawkey, H., & Zekry, A. (2013). A survey on FM-UWB transceivers. International Journal of Computer Applications.	GA
2012		
<u>7</u>	A Gated FM-UWB System With Data-Driven Front-End Power Control By: Zhou, Bo; Qiao, Jian; He, Rui; et al. IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS I-REGULAR PAPERS Volume: 59 Issue: 6 Pages: 1348-1358 Published: JUN 2012	WoS Scopus GA IEEE
<u>6</u>	de Almeida, L. S. (2012). Radio Frequency CMOS Transmitter.	GA
2011		
<u>5</u>	Relaxation oscillator with quadrature triangular and square waveform generation By: Zhou, B.; Rhee, W.; Wang, Z. ELECTRONICS LETTERS Volume: 47 Issue: 13 Pages: 779-U76 Published: JUN 23 2011	WoS Scopus GA

Anexo III – Indicadores de Calidad en Revistas y Congresos IEEE

<u>4</u>	Reconfigurable FM-UWB transmitter By: Zhou, B.; Rhee, W.; Wang, Z. ELECTRONICS LETTERS Volume: 47 Issue: 10 Pages: 628-629 Published: MAY 12 2011	WoS Scopus
<u>3</u>	Gerrits, J. F. M., Farserotu, J. R., & Long, J. R. (2011). Robustness and interference mitigation for FM-UWB BAN radio. Paper presented at the 2011 5th International Symposium on Medical Information and Communication Technology, ISMICT 2011, 98-102. doi:10.1109/ISMICT.2011.5759805	Scopus GA
<u>2</u>	Gerrits, J. F. M., Danesh, M., Zhao, Y., Dong, Y., Van Veenendaal, G., Long, J. R., & Farserotu, J. R. (2010). System and circuit considerations for low-complexity constant-envelope FM-UWB. Paper presented at the ISCAS 2010 - 2010 IEEE International Symposium on Circuits and Systems: Nano-Bio Circuit Fabrics and Systems, 3300-3303. doi:10.1109/ISCAS.2010.5537903	Scopus GA
<u>1</u>	Lecointre, A. (2010). Interface radio IR-UWB reconfigurable pour les réseaux de microsy�st�mes communicants (Doctoral dissertation, Toulouse, INSA).	GA