

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA



Proyecto Fin de Carrera

Análisis experimental del canal MIMO-UWB en los sótanos de Antiguones



AUTOR: Andrés Garrido Cervantes
DIRECTOR(ES): José María Molina García-Pardo
Concepción García Pardo

Marzo / 2010



Autor	Andrés Garrido Cervantes
E-mail del Autor	andresgc13@hotmail.com
Director(es)	José María Molina García-Pardo Concepción García Pardo
E-mail del Director	josemaria.molina@upct.es conchi.gpardo@upct.es
Codirector(es)	
E-mail del Codirector	
Título del PFC	Análisis experimental del canal MIMO-UWB en los sótanos de Antiguones
Descriptores	
Resumen	<p>Por un lado, la tecnología Ultra Wideband (UWB), sistema de radiocomunicaciones cuya fundamental característica es la utilización de señales de gran ancho de banda con muy baja densidad espectral de potencia, lo que permite la coexistencia de estos sistemas con otras tecnologías de radio preexistentes.</p> <p>Por otro lado. los sistemas multi-antena MIMO ofrecen una alta eficiencia espectral junto con un crecimiento lineal de la capacidad con el número de antenas, lo que ha provocado un interés desbordado por esta tecnología y la aparición de numerosos estudios con el fin de aprovechar y potenciar al máximo sus virtudes, convirtiéndose MIMO en el futuro sistema de transmisión de las comunicaciones móviles.</p> <p>Este proyecto analizará el impacto del entorno en transmisiones radio en interiores usando sistemas MIMO con tecnología UWB. Se estudiarán distintas localizaciones del sótano del Cuartel de Antiguones de la Universidad Politécnica de Cartagena a través de diversas campañas de medidas donde se analizarán los principales parámetros de estas tecnologías.</p>
Titulación	Ingeniería Superior de las Telecomunicaciones
Intensificación	
Departamento	Tecnologías de la Información y las Comunicaciones (TIC)
Fecha de Presentación	Marzo - 2010



INDICE DE CONTENIDOS

1. Introducción.	7
1.1. El Sistema MIMO.	7
1.2. Sistemas Ultrawideband	8
1.2.1. Frecuencias de Operación	10
1.2.2. Mecanismos de Propagación	11
1.2.3. Modelado del canal UWB.	11
1.3. Motivación.	13
1.4. Desarrollo del Proyecto.	13
1.5. Fases del proyecto.	14
2. Teoría del canal radio.	15
2.1. Comunicaciones Móviles y MIMO-UWB.	15
2.2. Modelado de la propagación radio.	17
2.2.1. Principales fenómenos físicos que explican la propagación radio.	17
2.3. Modelos de propagación a gran escala.	18
2.3.1. Modelo de propagación en espacio libre.	18
2.3.2. Modelo de propagación de dos rayos.	19
2.3.3. Otros modelos de propagación.	19
2.3.4. Modelos específicos para pasillos.	20
2.4. Parámetros de la propagación radio.	21
2.4.1. Variabilidad temporal.	21
2.4.2. Dispersión Temporal.	23
2.4.3. Perfil de retardo.	25
2.4.4. RMS Delay Spread.	25
2.4.5. Capacidad del canal.	26
2.4.6. Factor K.	28
2.5. Sistemas Multiple-Input Multiple-Output.	29
2.5.1. Estructura general de un sistema MIMO.	29
2.5.2. Valores propios y su interpretación.	30
2.5.3. Escenarios de propagación.	32
2.5.4. Capacidad MIMO.	33
3. Equipo de Medidas.	35
3.1. Descripción del equipo.	35
3.1.1. Analizador de Redes (ENA) E5071B y Ampliación Multipuerto E5091A.	35
3.1.2. Transmisor y Receptor de Fibra Óptica ORTEL 3540.	36
3.1.3. Cable de fibra Óptica.	37
3.1.4. Amplificador ZVE-8G.	37
3.1.5. Conmutador 87406B.	38
3.1.6. Controlador 11713A.	39
3.1.7. Fuentes de Alimentación BLAUSONIC FA-350.	40
3.1.8. EM-6116 OMNI-DIRECTIONAL ANTENNA	40
3.1.9. Ordenador Portátil Packard Bell Easy One Silver 3100 DVD.	42
3.2. Interconexión de Equipos.	43
3.2.1. Primer Carrito.	44
3.2.2. Cableado intermedio.	45
3.2.3. Segundo Carrito.	45
4. Metodología de toma y análisis de Medidas.	48
4.1. Metodología de una Medida.	48



4.1.1. Primer Paso - Calibración del Sistema.	48
4.1.2. Segundo paso – Situación de los Equipos	50
4.1.3. Tercer paso – Programa de Medidas	50
4.2. Metodología del Cálculo de Parámetros	52
4.2.1. La Matriz H.....	52
4.2.2. Parámetros MIMO.....	53
4.2.3. Selección de frecuencias válidas.	53
5. Entornos de Medidas.....	55
5.1. Cuartel de Antiguones.	55
5.2. Configuraciones de Medida.	56
5.3. Primer Recorrido: Pasillo	57
5.4 segundo Recorrido: Esquina.....	58
5.5 Tercer Recorrido: Laboratorios.	59
6. Resultados.....	60
6.1. Primer Recorrido: Pasillo.	60
6.1.1. El Efecto de Guiado.	60
6.1.2. Modelo de Propagación.	61
6.1.3. RMS Delay Spread.	64
6.1.4. Perfil de retardo.....	65
6.1.5. Factor K.	68
6.1.6. Correlación.....	69
6.1.7. Capacidad.....	71
6.2. Segundo Recorrido: Esquina.	73
6.2.1. El Efecto de Guiado.	73
6.2.2. Modelo de Propagación.	74
6.2.3. RMS Delay Spread	77
6.2.4. Factor K	78
6.2.5. Correlación.....	79
6.2.6. Capacidad.....	81
6.3. Tercer Recorrido: Laboratorios.	82
6.3.1. El Efecto de Guiado.	83
6.3.2. Modelo de propagación.....	85
6.3.3. RMS Delay Spread.	89
6.3.4. Perfil de retardo.....	90
6.3.5. Factor K.....	92
6.3.6. Correlación.....	93
6.3.7. Capacidad del canal.....	94
7. Conclusiones	97
7.1. Primer recorrido: Pasillo	97
7.2. Segundo recorrido: Esquina	98
7.3. Tercer recorrido: Laboratorios	99
7.4. Futuras Líneas de Investigación.	99
8. Anexo.....	101
8.1. Bibliografía.	101
8.2. Agradecimientos.....	103



INDICE DE ILUSTRACIONES

Figura 1: Lugar de UWB en los futuros sistemas de comunicaciones [36].....	9
Figura 2: Aplicaciones UWB en el entorno de las comunicaciones personales [36].....	9
Figura 3: Evolución histórica de la Tasa de Transferencia [8].	15
Figura 4: Fenómenos Físicos del Canal Radio.[22]	18
Figura 5: Efecto de la propagación multicamino [25].	23
Figura 6: Sistema de banda estrecha [25].	24
Figura 7: Sistema de banda ancha [25].....	24
Figura 8: Valores típicos de RMS Delay Spread en diferentes entornos [24].....	26
Figura 9: Esquema de un sistema SISO.....	27
Figura 10: Esquema de un sistema MISO.....	27
Figura 11: Esquema de un sistema SIMO	28
Figura 12: Estructura general MIMO.....	29
Figura 13: Subcanales en una estructura MIMO 4x4	31
Figura 14: Escenario Incorrelado	32
Figura 15: Escenario Correlado	33
Figura 16: Escenario Estrecho.....	33
Figura 17: Analizador E5071B en sus 3 versiones de 2, 3 y 4 puertos	35
Figura 18: Ampliación Multipuerto E5091A.	36
Figura 19: ENA con ampliación de puertos	36
Figura 20: Transmisor de fibra óptica	37
Figura 21: Bobina de 50 Metros de fibra óptica monomodo	37
Figura 22: Amplificador de bajo ruido	38
Figura 23: Tabla de características del amplificador de bajo ruido.....	38
Figura 24: Respuesta obtenida con el ENA y Hoja de Especificaciones del amplificador [30].	38
Figura 25: conmutador 87406B.....	39
Figura 26: Controlador 11713.	39
Figura 27: Fuente de alimentación BLAUSONIC FA-350.	40
Figura 28: EM-6116 OMNI-DIRECTIONAL ANTENNA.....	41
Figura 29: Array de 4 antenas sobre la guía ranurada configuradas en λ	42
Figura 30: Array de 4 antenas en trípode	42
Figura 31: Ordenador Portátil Packard Bell Easy One Silver 3100 DVD.....	43
Figura 32: Esquema completo de interconexión de equipos.	43
Figura 33: Primer Carrito.....	44
Figura 34: Segundo Carrito.....	45
Figura 35: Puertos del Conmutador.....	46
Figura 36: Interconexión Ordenador-Controlador-Conmutador.	46
Figura 37: Funcionalidad de representación del ENA.....	48
Figura 38: Representación del sistema MIMO 4x4 en el ENA.	49
Figura 39: Software de medida, pantalla inicial	50
Figura 40: Software de medida, pantalla de mediciones.....	51
Figura 41: Archivos de medidas obtenidos.....	51
Figura 42: Diagrama de bloques para realizar una medición [25].	52
Figura 43: Recuperación de frecuencias para la capacidad en una posición [25].	54
Figura 44: Imagen del Cuartel de Antiguones.	55
Figura 45: Plano del sótano de Antiguones.....	55
Figura 46: Pasillo del sótano de Antiguones.	56
Figura 47: Esquemas de polarización.....	57
Figura 48: Primer Recorrido: Pasillo.	58
Figura 49: Recorrido Esquina.....	59
Figura 50: Recorrido Laboratorios	59
Figura 51: Pérdidas en Pasillo.	60
Figura 53: diferencia entre polarizaciones directas y cruzadas.	61
Figura 52: XPD H y XPD V pasillo	61



Figura 54: Modelo de pérdidas HH y VV.	62
Figura 55: Modelo perdidas HV-VH pasillo.....	62
Figura 56: RMS Delay Spread en Pasillo	64
Figura 57: Perfil del Retardo en la décima posición en Pasillo.	66
Figura 58: Mapa de cotas en Pasillo.....	66
Figura 59: Mapa de la intersección en Pasillo	67
Figura 60: antes de la intersección	68
Figura 61: en la intersección	68
Figura 62: después de la intersección	68
Figura 63: Factor K martine en pasillo	69
Figura 64: Correlación transmisión, pasillo.....	70
Figura 65: Correlación recepción, pasillo.....	70
Figura 66: Capacidad con SNR Variable Pasillo	71
Figura 67: Capacidad SNR fija en Pasillo.....	72
Figura 68: Evolución de la potencia media para varias polarizaciones en esquina	73
Figura 70: diferencia entre polarizaciones directas o cruzadas, esquina	75
Figura 71: Modelo pérdidas polarizaciones directas.	75
Figura 69: XPD H vs XPD V, esquina.....	75
Figura 72: Modelo de perdidas crospolares en esquina.....	76
Figura 73: RMS medido en esquina.....	77
Figura 74: Factor K medio obtenido para distintas polarizaciones en esquina	79
Figura 75: Correlaciones en transmisión para 2λ en esquina	80
Figura 76: Correlaciones en transmisión para 2λ en esquina	80
Figura 77: Capacidad con SNR Variable Esquina.....	81
Figura 78: Capacidad SNR fija en Esquina	82
Figura 79: Evolución de la potencia para varias polarizaciones en laboratorios	83
Figura 80: medidas en los laboratorios	83
Figura 81: XPD H y XPD Y.....	86
Figura 82: diferencia entre polarizaciones directas y cruzadas	86
Figura 83: Ajuste lineal anuladas las paredes de la polarización cruzada	87
Figura 84: Ajuste lineal anuladas las paredes de la polarización normal	87
Figura 85: Comparación entre modelo y real para polarización VV y HH en laboratorios	88
Figura 86: Comparación entre modelo y real para polarización HV y VH en laboratorios	88
Figura 87: RMS en laboratorios	89
Figura 88: Evolución del perfil de retardo en laboratorios.....	91
Figura 89: Envolvente de un perfil de retardo con varias componentes.....	91
Figura 90: Factor K medio en laboratorios.....	92
Figura 91: Correlaciones en transmisión para 2λ en laboratorios.....	93
Figura 92: Correlaciones en recepción para 2λ en laboratorios.....	93
Figura 93: Capacidad con SNR variable en los laboratorios.....	94
Figura 94: Capacidad con SNR fija en los laboratorios.....	95



INDICE DE TABLAS

Tabla 1: PIRE permitida para frecuencias UWB.....	11
Tabla 2: Características de las antenas.....	41
Tabla 3: Balance de Potencias en Transmisión.	47
Tabla 4: Balance de Potencias en Recepción.	47
Tabla 5: Modelo de perdidas HH-VV	62
Tabla 6: Modelo de perdidas HH-VV	63
Tabla 7: Intervalos de 500 MHz	63
Tabla 8: Perdidas pasillo por intervalos	63
Tabla 9: Estadísticos RMS Delay Spread Pasillo	65
Tabla 10: Correlación en transmisión (Tx), pasillo.	70
Tabla 11: Correlación en recepción (Rx), pasillo.....	70
Tabla 12: Capacidad con SNR variable en pasillo	73
Tabla 13: Modelo de perdidas HH-VV en visión directa y NO directa.	76
Tabla 14: Modelo de perdidas HV-VH, esquina.	77
Tabla 15: Parámetros estadísticos por intervalos de las perdidas en la esquina.....	77
Tabla 16: Estadísticos RMS Delay Spread Esquina	78
Tabla 17: Correlación en transmisión (Tx), esquina.	80
Tabla 18: Correlación en recepción (Rx), esquina	81
Tabla 19: Capacidad con SNR variable en esquina.....	82
Tabla 20: Resumen de potencias en laboratorios polarización VV.....	84
Tabla 21: Resumen de potencias en laboratorios polarización HH	84
Tabla 22: Resumen de potencias en laboratorios polarización HV	84
Tabla 23: Resumen de potencias en laboratorios polarización VH	84
Tabla 24: Perdidas en los laboratorios	85
Tabla 25: Perdidas (dB) en paredes según polarización en laboratorios	85
Tabla 26: Valor de n y L_0 según polarización.....	87
Tabla 27: Perdidas laboratorios por intervalos	89
Tabla 28: Estadísticos RMS por intervalos, Laboratorios	90
Tabla 29: Correlaciones en transmisión por intervalos en laboratorios.	93
Tabla 30: Correlaciones en recepción por intervalos en laboratorios	93
Tabla 31: Resumen de capacidad con SNR fija para intervalos en laboratorios.....	96



1. Introducción.

1.1. El Sistema MIMO.

La industria de las comunicaciones móviles ha experimentando en los últimos años un crecimiento espectacular tanto en términos del número de abonados como de la cantidad de tráfico. El plan Nacional de I+D+i 2004-2007 afirma que “en la próxima década aparecerán nuevos desafíos impuestos por la expansión de las comunicaciones móviles en todos los ámbitos de nuestras vidas”. En efecto, de acuerdo con las predicciones de los expertos, se espera que en el mundo el número de abonados a algún servicio de comunicaciones móviles alcance las cifras record de 1.000 millones en el año 2005 y 1.800 millones en el año 2010.

Los actuales sistemas de comunicación inalámbricos de Tercera Generación (3G) [1 y 2] deben soportar distintos servicios con tasas de transferencia de 144 Kb/s en redes móviles y hasta 2 Mb/s en redes inalámbricas para entornos de propagación en interiores o en aplicaciones picocelulares. Las tasas de transferencia que se exigirían a los futuros sistemas (4G), serán previsiblemente mucho más elevadas [3], en el rango de 20-200 Mb/s.

El diseño de estos futuros sistemas de comunicaciones inalámbricos que doten al usuario de servicios de alta velocidad se planifica actualmente con el uso de frecuencias portadoras cada vez mayores, a la vez que grandes anchos de banda. A esas frecuencias las pérdidas de propagación serán superiores a las de los sistemas inalámbricos de segunda generación, y en consecuencia, una cobertura geográfica efectiva implicará una mayor densidad de estaciones base (o puntos de acceso) con el consiguiente incremento en coste de las infraestructuras. Ese aumento de densidad provocará además una oferta de ancho de banda por km^2 que muy probablemente no será cubierta, si atendemos a pronósticos realistas de demanda. Para remediar esta situación, es necesario diseñar nuevos esquemas de transmisión que sean capaces de superar el compromiso entre cobertura y velocidad de transmisión.

La principal dificultad para alcanzar estos objetivos reside en la escasez del espectro radioeléctrico y en la hostilidad de los canales de radio causada por la propagación multitrayecto, por lo que trabajaremos con sistemas Ultrawideband, que explicaremos en adelante, pueden ayudar a subsanar esta desventaja.

La máxima cantidad de información que se puede transmitir por un canal simple fue definida por Shannon [4]. A partir de esta fórmula, los ingenieros han desarrollado diferentes métodos que aumentan la relación señal a ruido (SNR) como aumentar la potencia del transmisor, el número de estaciones base, usar determinados tipos de codificación o desarrollar nuevas técnicas de acceso al medio con el objetivo sacar el mayor provecho posible al ancho de banda disponible en el canal.



En 1996, los trabajos pioneros de Winter, y sobre todo los de Foschini y Telatar [5], demostraron que aumentando el número de antenas a ambos lados del canal se aumentaba sustancialmente el número de bits transmitidos por hercio, cosa impensable en sistemas Single-Input Single-Output (SISO), es decir formados por una única antena tanto en transmisión como en recepción. Estos sistemas, denominados Múltiple-Input Múltiple-Output (MIMO), utilizan múltiples antenas en transmisión y múltiples antenas en recepción y prometen un aumento lineal de la capacidad del sistema con el número de antenas.

1.2. Sistemas Ultrawideband

Las señales Ultrawideband (UWB) se definen como aquellas señales con un gran ancho de banda relativo (más de un 20% de la frecuencia central) o un gran ancho de banda absoluto (mayor de 500 MHz). Este gran ancho de banda brinda interesante posibilidades tanto a aplicaciones radar [32], que son principalmente aplicados en el ámbito militar, como a sistemas de comunicaciones [33] que aunque también aplicaciones militares, hoy en día son empleados principalmente en aplicaciones comerciales. Las comunicaciones UWB ganaron importancia con el trabajo innovador de Win y Scholtz en los años noventa [34] y recibieron un impulso aun mayor en 2002 con la decisión de la FCC de EEUU de permitir la operación de sistemas UWB sin licencia.

En [31] A. F. Molisch expone alguna de las más importantes ventajas de los sistemas UWB:

1. Ubicación precisa debido a la fina resolución temporal.
2. Desvanecimiento por propagación multicamino insignificante debido a la fina resolución temporal.
3. Acceso múltiple debido a amplios anchos de banda de transmisión.
4. Posibilidad de muy altas tasas de datos.
5. Comunicaciones encubiertas debido a la baja potencia de transmisión necesaria.
6. Penetración en materiales más simple debido a la presencia de energía a diferentes frecuencias.

Con el fin de implementar sistemas de aprovechen al máximo estas ventajas, se debe primero estudiar los mecanismos de propagación en sistemas UWB así como las propiedades del canal de dichos sistemas.

Las aplicaciones y posibles áreas de interés de las comunicaciones UWB determinan qué medidas y modelado de canal son las de mayor interés a la vez que se estiman los rangos de alcance entre transmisor y receptor. En la figura siguiente se presenta el lugar que ocupará UWB en conjunción con las futuras redes de comunicaciones.

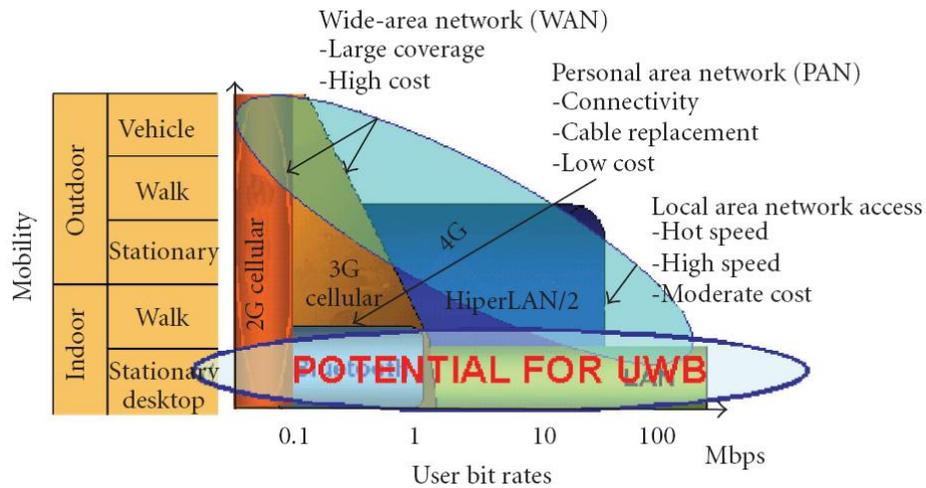


Figura 1: Lugar de UWB en los futuros sistemas de comunicaciones [36].

Una aplicación importante son las **Redes de Área Personal (PAN)** en donde la distancia entre transmisor y receptor no supera los 10m. En este tipo de comunicaciones se puede distinguir entre aplicaciones que requieran altas y bajas velocidades de transmisión de datos. Entre aquellas que requieren una alta velocidad se encuentran generalmente componentes relacionados con la electrónica de consumo (televisión digital) y las redes de ordenadores (USB inalámbrico), mientras que aplicaciones como *streaming* de audio o *Bluetooth* e infrarrojos serían aplicaciones con bajos requerimientos en cuanto a velocidad de transmisión. La figura de abajo muestra las posibles aplicaciones de UWB en el ámbito de aplicaciones ad-hoc.

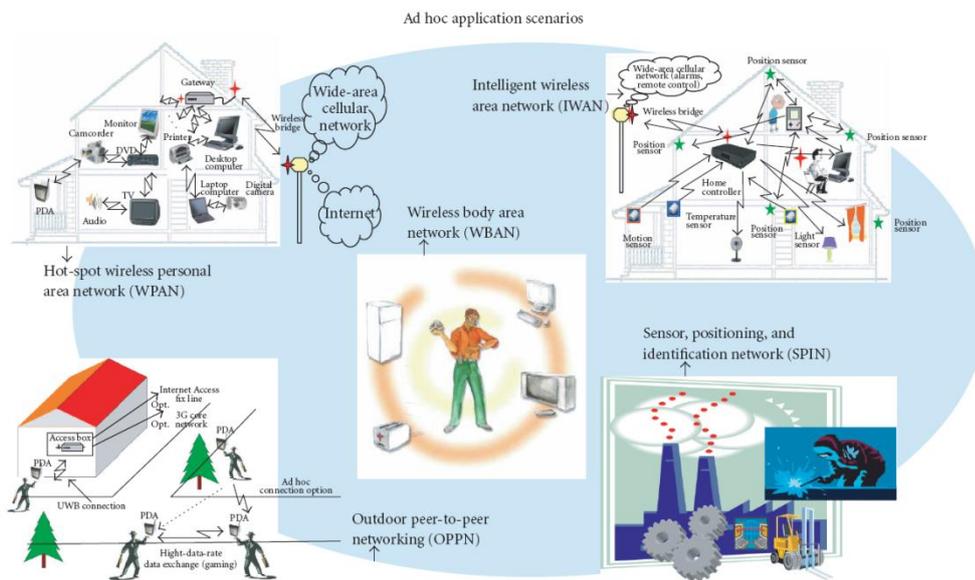


Figura 2: Aplicaciones UWB en el entorno de las comunicaciones personales [36].

Otra posible aplicación son las emergentes **Redes de Sensores**. Dado que la velocidad de transmisión de datos es mucho mayor, el alcance es considerablemente mayor (de 100 a 300m). Las aplicaciones en este campo incluyen la supervisión de viviendas y entornos de oficina, el monitoreo de la seguridad en los aeropuertos y centros de convenciones, así como el seguimiento al aire libre. Por tanto, los entornos de oficina con grandes



distancias entre TX y RX, fábricas, aeropuertos, y los escenarios al aire libre son todos escenarios de gran interés. Una vez más, la gama de frecuencias 3.1-10.6 GHz es más relevante.

El gran ancho de banda de los sistemas UWB ofrece la posibilidad de alcance de alta precisión y con ello la **geolocalización**. Para esta aplicación, los primeros caminos de llegada juegan un papel crucial (en contraste con el modelado del canal tradicional). Esto es independiente de la frecuencia empleada para la transmisión de las señales.

Las **comunicaciones en emergencias** es otra de las aplicaciones de estos sistemas: comunicaciones de departamentos de bomberos y las fuerzas de seguridad, radio militar, comunicaciones a través de la nieve (por ejemplo, las comunicaciones de emergencia después de las avalanchas), a través de escombros (por ejemplo, las comunicaciones con las víctimas después de un terremoto), etc. Si bien estas aplicaciones resultan de vital importancia, actualmente no existen trabajos publicados en esa dirección que indiquen canales disponibles en estos escenarios.

1.2.1. Frecuencias de Operación

Las frecuencias de operación de los sistemas UWB vienen determinadas por la regulación en cada país. Los dos principales organismos que intentan regular las emisiones UWB son la FCC (Federal Communications Commission) en Estados Unidos y la CEPT (European Conference of Postal and Telecommunications Administrations) en Europa. Sin embargo, ambos permiten el uso de comunicaciones UWB sin licencia pero estableciendo una serie de limitaciones en cuanto a la densidad de potencia emitida.

En el caso de la **FCC** se establece que para comunicaciones Indoor se permite una densidad espectral de potencia de -41.3 dBm/MHz en la banda entre 3.1 y 10.6 GHz. Fuera de esta banda no está permitido ningún tipo de emisión y la poca densidad espectral permitida se debe a una protección especial a los sistemas GPS. Por tal motivo las comunicaciones outdoor están sólo permitidas entre 3.1 y 10.6 GHz. Sin embargo, la existencia de WLANs en la banda de 5.1 y 5.8GHz hace esta banda menos atractiva para las comunicaciones UWB.

Las comunicaciones UWB son también empleadas para usos militares, las cuales se encuentran generalmente, con menos restricciones que las aplicaciones comerciales. Sin embargo, las limitaciones más fuertes vienen dadas por la propia tecnología ya que la tecnología CMOs, está disponible actualmente sólo hasta unos 5GHz. Este hecho, combinado con la existencia de las WLANs hace que la banda preferencial para aplicaciones comerciales UWB sea la banda de 3 a 5 GHz.



En lo referente a la regulación europea, la regulación es escasa pero exigente. En abril de 2007 la **CEPT** publica “*Standardisation mandate forwarded to CEN/CENELEC/ETSI for harmonised standards covering ultra-wideband equipment*” [8] en el que establece las máscaras en frecuencia para equipos Ultrawideband. Tal y como se muestra en la tabla a continuación, la banda entre 4.2 y 4.8 GHz y la banda entre 6.0 a 8.5 GHz son las que menos restricciones presentan en cuanto a densidad espectral de potencia. Sin embargo, en la primera de ellas la normativa establece una fuerte reducción de este valor a partir de 2011.

Rango frecuencias (GHz)	Máxima PIRE (dBm/MHz)
< 1.6	-90.0
1.6 a 3.4	-85.0
3.4 a 3.8	-85.0
3.8 a 4.2	-70.0
4.2 a 4.8	-41.3 (hasta 31/12/2010) -70.0 (desde 01/01/2010)
4.8 a 6.0	-70.0
6.0 a 8.5	-41.3
8.5 a 10.6	-65.0
> 10.6	-85.0

Tabla 1: PIRE permitida para frecuencias UWB

En lo referente a este proyecto, abarcamos un rango de frecuencias entre 2 y 5 GHz.

1.2.2. Mecanismos de Propagación

1.2.2.1. Reflexión y transmisión

La reflexión y la transmisión a través de objetos dieléctricos o conductores es otro mecanismo de propagación que presenta dependencia con la frecuencia. Dos efectos juegan un papel importante [31].

1.2.2.2. Difracción

Otro mecanismo de propagación que muestra una fuerte dependencia de la frecuencia es la difracción. Las pérdidas por difracción incrementan cuando aumenta la frecuencia. La función de transferencia de la difracción varía en función de la dirección por lo que no puede ser factorizada en una parte que dependa sólo del retraso y otra sólo del ángulo. Este hecho hace más difíciles las simulaciones con trazado de rayos.

1.2.3. Modelado del canal UWB

Como en cualquier sistema de comunicación, es el canal el que determina en último lugar los límites de las características tanto de esquemas de transmisión y recepción como de algoritmos [36]. En el caso de los sistemas



UWB, el canal se denomina el **canal de propagación *ultra-wideband***. Al igual que las comunicaciones UWB, el modelado del canal *ultra-wideband* es un área relativamente nueva. A continuación se presenta un breve repaso del estado del arte en este tema.

El modelado del canal puede ser de dos tipos:

a) Determinista, donde se trata de predecir el comportamiento del canal en un entorno específico. Con un conocimiento exacto de la geometría del entorno así como de las propiedades electromagnéticas de los materiales así como del transmisor y receptor, las ecuaciones de Maxwell pueden ser resueltas de forma exacta y por tanto la respuesta al impulso del canal puede ser predicha.

b) Estocástico, donde el modelo trata de modelar las propiedades típicas de un canal inalámbrico, sin ceñir dichas propiedades a una ubicación concreta. Por ejemplo, la función densidad de probabilidad (banda estrecha) de la amplitud de la señal recibida se modela de forma estocástica mediante una distribución Rayleigh dentro de un área pequeña mientras que los modelos deterministas tratarían de predecir la amplitud exacta de dicha señal.

Para simulación y test de sistemas inalámbricos, el modelado estocástico es el más popular por lo que a continuación presentaremos el modelado de algunas de las características más importantes de un canal

1.2.3.1. Modelado de las pérdidas de propagación

Las pérdidas de propagación, o *path loss* (PL) se definen como la *media local* de la potencia de la señal recibida en relación a la potencia de la señal transmitida. En espacio libre, se definen como:

$$PL(\lambda, d) = \left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2 \quad (1.1)$$

que es función de la distancia, d , y de la longitud de onda λ de la señal transmitida. El modelo de pérdidas en espacio libre establece que las pérdidas aumentan con el cuadrado de la distancia. Sin embargo, esta aproximación es sólo válida en ausencia de suelo, obstáculos, reflexiones, etc.

Un modelo más general de las pérdidas emplea el parámetro n , que establece la relación entre la distancia entre transmisor y receptor, d , con la potencia recibida de la siguiente manera:

$$PL(d) \propto \left(\frac{d}{d_0}\right)^n \quad (1.2)$$



donde n indica la velocidad con que las pérdidas de propagación incrementan con la distancia.

Las pérdidas de propagación absolutas en decibelios se definen como las pérdidas de propagación a una distancia d_0 , más las pérdidas adicionales descritas la expresión anterior en decibelios. Por tanto, la expresión de las pérdidas de propagación:

$$PL(d)=PL(d_0)(dB)+10n\log\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (1.3)$$

1.3. Motivación.

A pesar del sustancial esfuerzo científico-técnico dedicado al estudio y análisis de arquitecturas multiantena y sistemas UWB durante los últimos 20 años (que hoy por hoy no se considera que ambas tecnologías hayan conseguido un suficiente grado de madurez) gran parte de los aspectos teóricos asociados a la comunicación con agrupaciones de antenas están aún siendo desarrollados y, a menudo, la distancia entre los aspectos teóricos y prácticos de esta tecnología es todavía indeseablemente grande. Esta es la principal razón de que la tecnología MIMO se encuentre actualmente en un proceso muy intenso de investigación y estandarización. Por su parte, la gran desventaja de los sistemas UWB son las posibles interferencias con otros sistemas como GPS.

Los campos de investigación con mayor potencial actualmente son la investigación y desarrollo de nuevas técnicas de transmisión, procesado y codificación de señal a través de canales MIMO-UWB, y la elaboración de nuevos modelos de propagación tanto teóricos como experimentales que ayuden a entender y desarrollar estos nuevos sistemas así como a validar estos modelos a través de resultados empíricos y las mediciones obtenidas.

Pero ante todo, la principal motivación de este PFC es ampliar los estudios ya existentes '*Efecto de la polarización en entornos de interior para sistemas MIMO a 2.4 GHz*' y '*Caracterización Experimental de la respuesta del Canal Radio desde 2GHz hasta 5 GHz para Sistemas MIMO en Antiguones*' a sistemas MIMO-UWB. Además se corroboran los resultados obtenidos con los anteriores para conseguir una mayor visión del experimento.

1.4. Desarrollo del Proyecto.

En este punto de la introducción vamos a enmarcar el proyecto realizado dentro de las líneas de investigación de este sistema.

Nuestro proyecto se centra en el estudio del canal radio para sistemas con múltiples antenas en transmisión y recepción para un rango de frecuencias Ultrawideband entre 2 y 5 GHz. La caracterización de entornos va encaminada a la validación de la teoría desarrollada matemáticamente y la creación de



estándares para el uso de la comunidad internacional, una de las líneas fundamentales de la tecnología MIMO-UWB.

En este proyecto estudiaremos el canal radio (MIMO-UWB) en un amplio rango de frecuencias que comprende de 2 a 5 GHz, en tres entornos interiores de propagación sustancialmente diferentes: los laboratorios de investigación sin visión directa y un pasillo de la universidad con visión directa en todo el recorrido y un pasillo en forma de esquina que incluye los casos de visión directa (primer tramo) y no directa (segundo tramo) en el mismo recorrido.

Una vez terminadas las campañas de medidas, se analizarán los parámetros más importantes para la caracterización del entorno realizando comparaciones entre las diferentes alternativas estudiadas, verificando los resultados con la ayuda de algunos modelos teóricos y presentando conclusiones sobre los beneficios del uso de esta técnica en los entornos bajo estudio.

Para ello haremos uso de unos script desarrollados en Matlab [7] que nos permitirán obtener representaciones significativas de parámetros característicos de estos sistemas como la capacidad del canal, su respuesta temporal etc....

1.5. Fases del proyecto.

- La primera fase del proyecto consiste en una combinación entre búsqueda de información acerca de las tecnologías MIMO y UWB, estándares que envuelven el proyecto, y repaso de conceptos ya estudiados en asignaturas tales como Comunicaciones Móviles, Transmisión y propagación, etc.
- En segundo lugar, familiarización con el equipo de medidas que se va a manejar, estudiando posibles modificaciones para un aprovechamiento óptimo de la potencia.
- Realización de medidas de prueba en el TSC-5 y con antenas dipolares, emulando el trabajo del PFC de Iván [25], con el objetivo de lograr una capacidad de manejo notable.
- Estudio de los posibles casos a tratar en el entorno elegido.
- Realización de las campañas de medidas
- Procesado, análisis y contrastado de los resultados obtenidos con los modelos teóricos y experimentales de otros PFC's que validarán la coherencia de las medidas experimentales.
- Redacción y defensa del proyecto.



2. Teoría del canal radio.

2.1. Comunicaciones Móviles y MIMO-UWB.

Si atendemos a la figura 1 podremos observar la evolución de las comunicaciones móviles respecto a la velocidad de transferencia y entenderemos el problema de las comunicaciones radio.

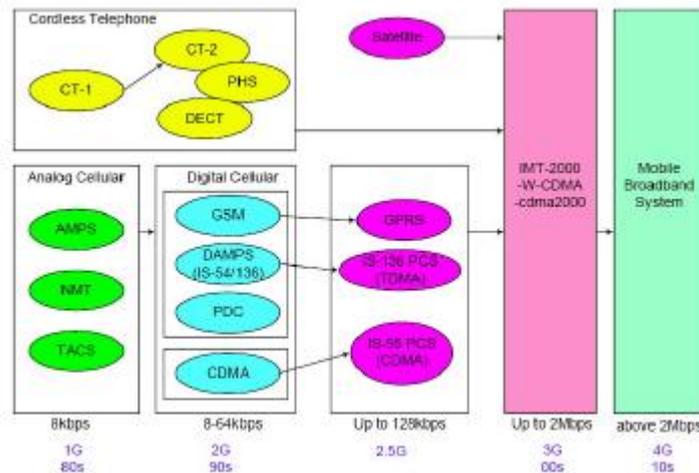


Figura 3: Evolución histórica de la Tasa de Transferencia [8].

Cada salto tecnológico ha requerido un mayor ancho de banda y tasa de transferencia en un espectro ya de por sí escaso y saturado. Esta saturación ha provocado que con cada salto de generación, se hayan estudiado nuevas técnicas y estándares que mejoren el aprovechamiento del espectro y aumenten la capacidad del sistema.

Históricamente, los estudios dirigidos al aumento de capacidad y un mejor aprovechamiento del canal se han centrado básicamente en el estudio de las técnicas de acceso al medio, por ejemplo WCDMA [9], en la codificación de canal etc...[10 11 12]

No menos importante, pero relegado en un segundo plano, el estudio de sistemas de transmisión de múltiples antenas se reducía al diseño de sistemas de antenas adaptativa que utilizaban múltiples antenas en uno de los extremos, y una sola antena en el otro extremo conformando los sistemas conocidos como SIMO (Single Input Multiple Output) o MISO (Multiple Input Single Output) con el fin de incrementar la redundancia, que se traducían en unas comunicaciones de mayor calidad [13].

En 1984 empieza a tomar fuerza una tercera línea de investigación cuando Jack Winters [14], de los laboratorios Bell, patentó un sistema de comunicaciones utilizando múltiples antenas. Más adelante, en 1985, Jack Salz de los también de Laboratorios Bell, publicó un artículo acerca de los sistemas MIMO basándose en las investigaciones de Winters, lo que abrió la veda para que se empezasen a publicar numerosos artículos sobre esta tecnología.



Mucho antes, el primer sistema de UWB fue el transmisor Spark-gap, inventado por Marconi en 1897. UWB es una tecnología que comenzó a desarrollarse a partir del año 1950. El interés que sobre UWB demuestran grandes compañías como Intel no es casual. La implantación de dispositivos electrónicos en el entorno doméstico y de oficina está creciendo a pasos agigantados: PCs, videoconsolas, sistemas de vídeo y audio digital, televisión digital, teléfonos móviles de última generación, PDAs... requieren una solución inalámbrica con el máximo ancho de banda y el mínimo consumo.

En este sentido, soluciones ya existentes como Bluetooth o IEEE 802.11a/b/g se quedan cortas para satisfacer la creciente demanda de ancho de banda de todos estos dispositivos. UWB se convierte en una solución más adecuada ya que aún a un mayor ancho de banda (y por tanto mayor velocidad de transferencia) con un consumo eficiente de potencia. Por otro lado, el problema del corto alcance de UWB deja de ser relevante desde el momento en que se enfoca hacia la interconexión de elementos en un área inmediata (salón u oficina, por ejemplo). Así, UWB puede reemplazar a soluciones de interconexión inalámbricas como las ya mencionadas, pero también es una alternativa a conexiones cableadas, como demuestra la aparición de Wireless USB, basado en las especificaciones de la WiMedia Alliance (el principal grupo de trabajo sobre tecnología UWB).

Sin embargo, MIMO, no se presentó el verdadero potencial hasta 1996. Fue en este año cuando se produjo el "boom" del sistema MIMO. Greg Raleigh y Gerard J. Foschini [15] publicaron un artículo acerca de MIMO en el que calcularon y demostraron que la capacidad teórica de un canal MIMO crecía de forma lineal con el número de antenas utilizadas. A partir de este año no pararon de aparecer nuevos conceptos, publicaciones y estudios.

Según la teoría, los sistemas MIMO se basan en el uso de múltiples elementos de antenas en ambos extremos, tanto el transmisor como el receptor y que permiten la transmisión de múltiples canales separados en el espacio en lo que se conoce como SDM (Space Division Multiplexing) para escenarios punto a punto y SDMA (Space Division Multiple Access) para escenarios con múltiples usuarios, por lo que por primera vez se empieza a hacer uso del entorno en beneficio de las transmisiones, cuando antes el entorno era el principal emisor de interferencias [16].

Esta utilización constructiva del espacio y sus reflexiones se basa en la riqueza de dispersión en los entornos, lo que permite la transmisión de información por caminos independientes que posibilita la multiplexación espacial de varias emisiones de datos sin necesidad de consumir más ancho de banda ni más potencia en transmisión, por lo que estos sistemas se configuran como la gran baza de futuro de las comunicaciones móviles.

Actualmente, UWB es la respuesta tecnológica más viable para satisfacer la interconexión inalámbrica, simultánea y universal de dispositivos con altos requisitos de transferencia (streaming de audio y vídeo, por ejemplo) en un radio de corto alcance.



2.2. Modelado de la propagación radio.

El canal utilizado por los sistemas de comunicaciones vía radio presenta numerosas dificultades a la hora de transmitir información a través de él. A diferencia del canal de transmisión en comunicaciones por cable, que es estacionario y predecible, el canal radio es extremadamente variante con el tiempo y, por tanto, difícil de predecir.

Su análisis es complejo, haciendo del modelado del canal una de las partes más difíciles del diseño de sistemas de comunicación radio. Actualmente existen 2 modelos de propagación:

- El primero incluye aquellos modelos que intentan predecir la potencia media recibida en función de la distancia al transmisor. Son útiles para poder estimar el área de cobertura radio de un transmisor y se denominan modelos a gran escala. Las distancias al transmisor consideradas son del orden de centenares o miles de metros.

- El segundo tipo de modelos de propagación se denomina a pequeña escala. Son modelos cuyo objetivo es predecir la fluctuación de la señal recibida en puntos próximos (por ejemplo a una separación de unas pocas longitudes de onda de la señal transmitida) a una localización determinada. Al ser la separación de los puntos considerados muy pequeña con respecto a la distancia a este último, la atenuación de la señal recibida causada por la distancia al transmisor es común a todos los puntos considerados.

2.2.1. Principales fenómenos físicos que explican la propagación radio.

Para disponer de modelos de propagación radio más realistas, se debe contemplar la existencia de distintos objetos situados entre el transmisor y el receptor y estudiar su influencia en la propagación de la señal transmitida. Los tres fenómenos básicos que explican la propagación radio son la reflexión, difracción, refracción y dispersión [19, 20 y 21].

El fenómeno de reflexión ocurre cuando una onda electromagnética incide en una superficie lisa de grandes dimensiones con respecto a la longitud de dicha onda. La energía de la onda electromagnética incidente es en parte transmitida al objeto y en parte reflejada, estando relacionadas dichas energías por el coeficiente de reflexión de Fresnel.

Cuando la onda transmitida incide en el objeto se generan ondas secundarias que rodean al objeto y que, finalmente, alcanzan el receptor. Este fenómeno se denomina difracción. A frecuencias altas, la energía total difractada, al igual que ocurría con la reflexión, depende de la geometría del objeto, así como de la amplitud, fase y polarización de la onda incidente.



La refracción es el cambio de dirección que experimenta una onda al pasar de un medio a otro. Cuando la onda transmitida incide oblicuamente sobre la superficie de separación de los dos medios y si éstos tienen índices de refracción distintos. La refracción se origina en el cambio de velocidad que experimenta la onda. El índice de refracción es precisamente la relación entre la velocidad de la onda en un medio de referencia (el vacío para las ondas electromagnéticas) y su velocidad en el medio de que se trate. Es especialmente importante en la ionosfera, en la que se producen una serie continua de refracciones que permiten a las ondas de radio viajar de un punto del planeta a otro.

Por último, hay un tercer fenómeno que explica la propagación radio. Cuando una onda electromagnética incide en una superficie rugosa, la energía se refleja en todas las direcciones. Este fenómeno se conoce con el nombre de dispersión o difusión (del inglés scattering).

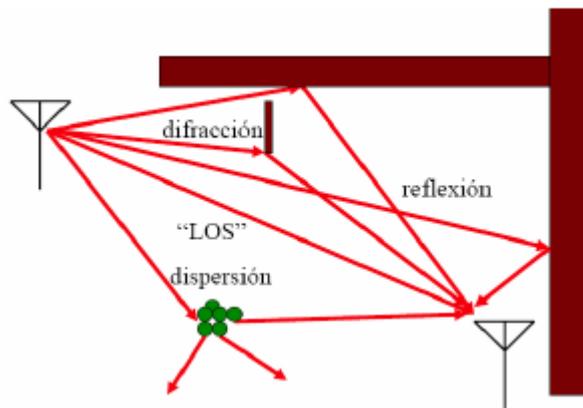


Figura 4: Fenómenos Físicos del Canal Radio.[22]

2.3. Modelos de propagación a gran escala.

2.3.1. Modelo de propagación en espacio libre.

Este modelo resulta de la aplicación directa de las leyes de Maxwell. La potencia recibida en función de la distancia, $Pr(d)$, viene dada por la ecuación de Friis en espacio libre:

$$Pr(d) = \frac{PtGtGr\lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L} \quad (2.1)$$

Donde Pt denota la potencia transmitida, Gt la ganancia de la antena transmisora, Gr la ganancia de la antena receptora y L mide las pérdidas del sistema no relacionadas con la propagación. Al no ser válida la Ecuación (2.1) en $d=0$, resulta más conveniente expresar $Pr(d)$ en referencia a la potencia recibida en un punto situado a una distancia pequeña, d_0 , del transmisor (potencia que puede medirse experimentalmente)



$$\Pr(d) = \Pr(d_0) \left(\frac{d_0}{d} \right)^2 \quad (2.2)$$

o, expresándolo en decibelios,

$$\Pr(d) \text{ (dB)} = \Pr(d_0) \text{ (dB)} + 20 \log_{10} \left(\frac{d_0}{d} \right) \quad (2.3)$$

Este modelo supone una situación completamente ideal (no hay ningún objeto entre transmisor y receptor) pero tiene la ventaja de ser extremadamente sencillo.

2.3.2. Modelo de propagación de dos rayos.

Este modelo se basa en considerar que el único objeto entre transmisor y receptor que interviene en la propagación radio es la superficie terrestre. Por tanto, la señal recibida es la suma de dos componentes: una correspondiente a la componente de visión directa y otra resultado de la reflexión de la onda transmitida por parte de la superficie terrestre. La potencia recibida a una distancia d del transmisor, $\Pr(d)$, se expresa como:

$$\Pr(d) = P_t G_t G_r \frac{h_t^2 h_r^2}{d^4} \quad (2.4)$$

Donde h_t y h_r son las alturas a las que están situados el transmisor y el receptor, respectivamente. Vemos que en este caso la potencia recibida es inversamente proporcional a d^4 , a diferencia de antes.

2.3.3. Otros modelos de propagación.

En la práctica pueden combinarse distintos modelos de propagación para estimar la potencia recibida. Además, para un entorno de propagación concreto pueden completarse los valores predichos por los modelos presentados hasta ahora (denominados analíticos), con curvas de regresión obtenidas a partir de medidas experimentales que contemplen otros factores de propagación adicionales.

En general, todos los modelos de propagación, tanto los analíticos como los experimentales, concluyen en considerar que la potencia recibida decrece de modo logarítmico con la distancia, tanto en exteriores (outdoor) como en



interiores (indoor). Las pérdidas debidas a la propagación (path loss), puede expresarse en decibelios como:

$$\overline{PL}(dB) = \overline{PL}(d_0)(dB) + 10n \log_{10} \left(\frac{d_0}{d} \right) \quad (2.5)$$

Donde n es el exponente de la pérdida debida a la propagación, d_0 es un punto de referencia cercano al transmisor y d es la distancia entre el transmisor y el receptor. Al no tener en cuenta la variabilidad del entorno en 2 puntos distintos se completa así:

$$\overline{PL}(dB) = \overline{PL}(d_0)(dB) + 10n \log_{10} \left(\frac{d_0}{d} \right) + X_\sigma \quad (2.6)$$

Donde X_σ es una variable aleatoria gaussiana de media cero y varianza σ^2 . En la práctica, el valor de n y σ puede calcularse mediante regresión lineal a partir de datos experimentales.

2.3.4. Modelos específicos para pasillos.

En el caso de túneles, los modelos empíricos son modelos rápidos y simples, pero no demasiado precisos. Sin embargo, es posible conseguir buenos ajustes a partir de datos relativamente fáciles de obtener. Un gran inconveniente es que sólo caracterizan las pérdidas de propagación

Por otro lado, los modelos de trazado/lanzamiento de rayos, basados en la determinación de los rayos entre el transmisor y el receptor, necesitan ser alimentados con una gran cantidad de información para conseguir una precisión suficiente. Uno de los principales problemas es la caracterización de las paredes del túnel, tanto desde el punto de vista electromagnético como físico. Otros problemas añadidos son el cálculo de la difracción en aristas, el tratamiento de las superficies curvas, el tamaño de la esfera de recepción, etc...

Desde el punto de vista teórico, la propagación electromagnética en túneles ha sido estudiada considerando el túnel como una guía-onda sobredimensionada (dimensiones transversales $\gg \lambda$) e imperfecta (pérdidas dieléctricas en paredes). El análisis de la propagación se realiza estudiando los modos de propagación electromagnéticos híbridos HEM_{mn}. El campo en recepción es consecuencia de un modo fundamental más la suma de infinitos modos de orden superior. El principal problema de este modelo consiste en determinar la contribución de cada modo. Además, los factores de atenuación obtenidos experimentalmente difieren bastante de los que esta teoría predice.

Vamos a definir 3 modelos empíricos para túneles:

- Atenuación lineal:



El parámetro α depende de la frecuencia y del túnel concreto. L_0 depende de la frecuencia, del túnel y de la posición y tipo de antena. Tanto α como L_0 deben determinarse realizando medidas. Este modelo es más preciso cuando el efecto de guiado es importante, lo que ocurre típicamente en túneles estrechos, con paredes lisas y despejadas. En túneles para vehículos con dos o más carriles no se consigue un buen ajuste.

- Modelo de una pendiente:

$$\bar{L}(dB) = \bar{L}_0(dB) + 10n \log_{10}(d) \quad (2.7)$$

En este modelo L_0 suele ser el valor de la atenuación a 1m en espacio libre. Es útil para túneles rectos o con curvas de radio muy grande.

- Modelo de bloqueo y dos (o más) pendientes:

$$\bar{L}(dB) = \begin{cases} \bar{L}_0 + 10n_1 \log_{10} \left(\frac{d}{d_1} \right) & d < d_1 \\ \bar{L}_0 + 10n_1 \log_{10}(d_1) + \bar{L}_1 + 10n_2 \log_{10} \left(\frac{d}{d_1} \right) & d_1 < d < d_2 \\ \bar{L}_0 + 10n_1 \log_{10}(d_1) + \bar{L}_1 + 10n_2 \log_{10} \left(\frac{d_2}{d_1} \right) + \bar{L}_2 + 10n_3 \log_{10} \left(\frac{d}{d_2} \right) & d_2 < d < d_3 \end{cases} \quad (2.8)$$

Está basado en el modelo de interiores propuesto por el COST 231, y permite una mejor aproximación en túneles con curvas. L_0 es el valor de la atenuación a 1m en espacio libre, n_i es la pendiente en cada tramo y L_i representa la pérdida por difracción al pasar de un tramo a otro (podría asignarse como pérdida de la curva). [23]

2.4. Parámetros de la propagación radio.

Tradicionalmente la propagación radio de canales SISO (Single-Input Single-Output), se han caracterizado mediante parámetros como Variabilidad Temporal, Fast Fading y Slow Fading, entre otros. En este apartado describiremos estos fenómenos para extenderlos después a los sistemas MIMO.

2.4.1. Variabilidad temporal.

La variabilidad temporal es un efecto que sufre la señal como consecuencia de la velocidad que posea el móvil unido a la velocidad con la que varía el entorno. Este movimiento se traduce en distintas repeticiones de la señal que llegan al receptor, normalmente de menor amplitud que la señal principal.



La velocidad del móvil provoca un desplazamiento en frecuencia, conocido como desplazamiento Doppler. Podemos estudiar matemáticamente este efecto del siguiente modo. Supongamos que la señal transmitida es de esta forma:

$$y(t) = A_p \cos(2\pi f_p t) \tag{2.9}$$

La señal recibida tendrá la siguiente forma:

$$r(t) = A_r e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}d} \tag{2.10}$$

donde:

$$d = x \cos \theta \rightarrow \begin{cases} x = -v t & x < 0 \\ x = v t & x > 0 \end{cases} \tag{2.11}$$

Expresando la señal recibida como:

$$r(t) = \text{Re}\{A_r e^{-j(2\pi/\lambda)d} e^{j(2\pi f_p t)}\} \tag{2.12}$$

Podemos reescribir la ecuación (2.12) de la siguiente manera:

$$r(t) = \begin{cases} A_r \cos(2\pi f_p t + \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right) v t \cos \theta) & x < 0 \\ A_r \cos(2\pi f_p t - \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right) v t \cos \theta) & x > 0 \end{cases} \tag{2.13}$$

Ahora ya estamos en condiciones de obtener la frecuencia que obtenida en recepción sabiendo que:

$$f_i(t) = \left(\frac{1}{2\pi}\right) \frac{d\phi}{dt} = \begin{cases} f_p + \frac{2\pi}{\lambda} v \cos \theta \\ f_p - \frac{2\pi}{\lambda} v \cos \theta \end{cases} \tag{2.14}$$

Finalmente tenemos que:



$$f_i(t) = \begin{cases} f_p + \frac{2\pi}{\lambda} v \cos \theta & x < 0 \\ f_p - \frac{2\pi}{\lambda} v \cos \theta & x > 0 \end{cases} \quad (2.15)$$

2.4.2. Dispersión Temporal.

La dispersión temporal se produce por la propagación multicamino que sufre la señal y depende del ancho de banda que posea la señal. Antes hemos visto que la variabilidad se correspondía con diferentes repeticiones de la señal. Ahora la dispersión se corresponde a su vez con distintas repeticiones de esas repeticiones que se producían con la variabilidad temporal.

La propagación multicamino se puede modelar de una manera relativamente sencilla. Supongamos que tenemos el siguiente caso general:

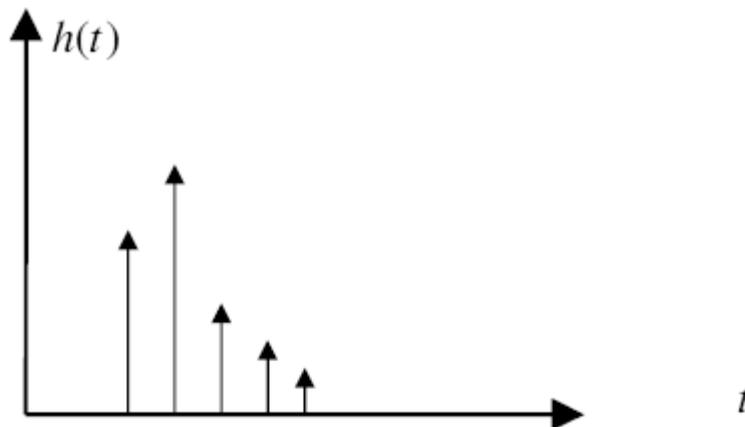


Figura 5: Efecto de la propagación multicamino [25].

Para la simplificación del problema, vamos a suponer que esas repeticiones son deltas de Dirac, cada repetición tendrá su amplitud y fase con lo que la señal tendrá la siguiente forma:

$$h(t) = \sum_i a_i e^{j\varphi_i} \delta(t - \tau_i) \Rightarrow H(f) = \sum_i a_i e^{j(\omega\tau_i - \varphi_i)} \quad (2.16)$$

Como acabamos de ver, la propagación multicamino es una causa muy clara de la dispersión temporal, pero no es la única. Otra causa que produce la dispersión temporal es el ancho de banda de la señal. Con el que se dan 2 situaciones:

- Ancho de banda de la señal < Ancho de banda del canal



Trabajamos en banda estrecha y podemos considerar que el canal es localmente plano en frecuencia. Esto se ve mejor en la siguiente figura:

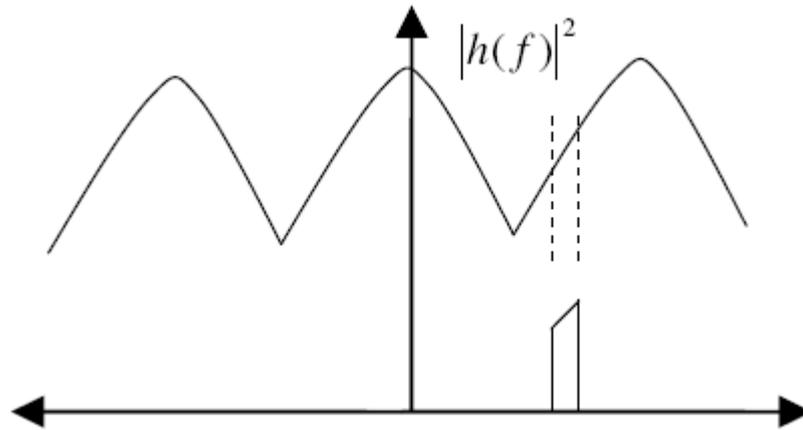


Figura 6: Sistema de banda estrecha [25].

En este caso la señal es estrecha en frecuencia y por lo tanto será ancha en el tiempo por lo que se deberá transmitir a una menor velocidad ya que en caso contrario la señal se solaparía. La ventaja de transmitir en banda estrecha es que los ecos de la señal no interfieren con la señal principal.

- Ancho de banda de la señal > Ancho de banda del canal

Trabajamos en banda ancha y por lo tanto diremos que el canal es selectivo en frecuencia.

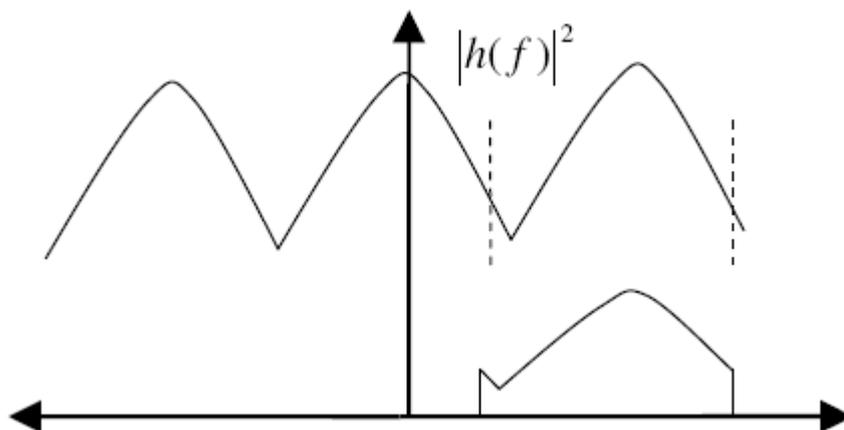


Figura 7: Sistema de banda ancha [25]

Ahora la señal es ancha en frecuencia y por lo tanto estrecha en el tiempo. La ventaja de que la señal sea estrecha en el tiempo es que podemos transmitir a mayor velocidad que en un sistema de banda ancha con el inconveniente de que ahora el eco de la señal puede interferir haciéndose necesario el uso de ecualizadores.



2.4.3. Perfil de retardo.

La respuesta impulsiva en frecuencia de un sistema paso banda se define como:

$$H(f) = H^+(f) + H^-(f) \tag{2.17}$$

Donde $H^+(f)$ y $H^-(f)$ son la parte positiva y negativa del espectro de la función total de transferencia. El perfil de retardo se define como el cuadrado de la envolvente del canal complejo paso banda. Si utilizamos las ecuaciones anteriores obtenemos lo siguiente:

$$|E(t)|^2 = \frac{|h_L^+(t)|^2 + |h_L^-(t)|^2}{2} = |h_L^+(t)|^2 \tag{2.18}$$

En otras palabras, el perfil de retardo lo podemos calcular mediante la transformada de Fourier de la parte positiva del canal paso banda.

$$PDP = |DFT^{-1}(H_L^+(f))|^2 \tag{2.19}$$

2.4.4. RMS Delay Spread.

El RMS Delay Spread es una medida comúnmente usada para medir dispersión temporal en entornos multicamino. De hecho, se ha demostrado que el RMS Delay Spread está directamente relacionado con la mínima longitud de símbolo que se puede emplear. El ISI o interferencia entre símbolos, que viene dada como consecuencia de la propagación a través de un canal dispersivo, es un gran problema en el diseño de redes inalámbricas de alta velocidad.

El retardo medio es momento de primer orden del perfil de retardo:

$$\overline{\tau(t)} = \frac{\int_{\tau_{min}}^{\tau_{max}} \xi P_h(t, \xi) d\xi}{\int_{\tau_{min}}^{\tau_{max}} P_h(t, \xi) d\xi} \tag{2.20}$$

Si el perfil de retardo es discreto (cosa que ocurre comúnmente), entonces el retardo medio queda de la siguiente manera:



$$\overline{\tau(t)} = \frac{\sum_i^N \tau_i P_h(t, \tau_i)}{\sum_i^N P_h(t, \tau_i)} \quad (2.21)$$

El RMS Delay Spread lo definiremos como el momento de segundo orden del perfil de retardo:

$$\overline{\sigma}_\tau = \sqrt{\frac{\int_{\tau_{\min}}^{\tau_{\max}} \xi P_h(t, \xi) d\xi}{\int_{\tau_{\min}}^{\tau_{\max}} P_h(t, \xi) d\xi} - (\overline{\tau(t)})^2} \quad (2.22)$$

El RMS Delay Spread es independiente del retardo medio y de la longitud del trayecto de propagación, definido únicamente por los retardos relativos. Es un buen indicador de la tasa de error del sistema para un tiempo de dispersión moderado. Si el τ_{rms} es mucho menor que la duración del símbolo, no se presentará una ISI significativa. En la siguiente tabla se muestran algunos valores típicos de τ_{rms} para un sistemas de telefonía móvil en distintos escenarios.

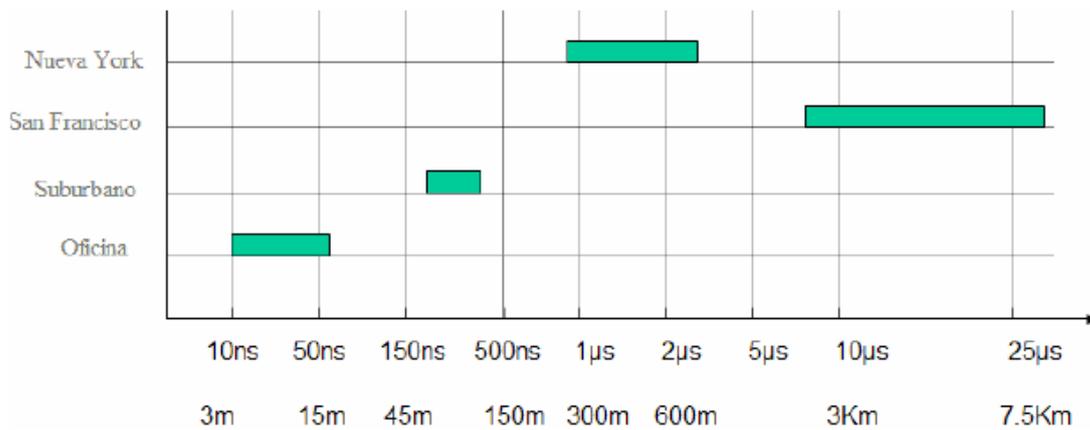


Figura 8: Valores típicos de RMS Delay Spread en diferentes entornos [24]

2.4.5. Capacidad del canal.

Como ya se comentó en la introducción, la demanda creciente de altas velocidades de transmisión para aplicaciones avanzadas UWB requiere de nuevas técnicas que sean capaces de asumir estas nuevas necesidades. Para ver las mejoras de capacidad que introducen los sistemas MIMO frente a los sistemas SISO, MISO y SIMO vamos a expresar la capacidad de cada uno de estos sistemas.



2.4.5.1. Capacidad de un canal SISO.

El sistema SISO es el sistema más sencillo que podemos diseñar. El esquema de dicho sistema es el siguiente:

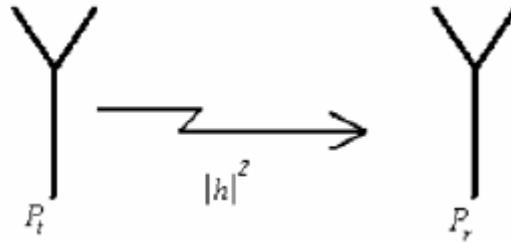


Figura 9: Esquema de un sistema SISO.

Para un sistema con una sola antena tanto en transmisión como en recepción, la capacidad viene dada por la fórmula de Shannon [4]:

$$C_{\text{SISO}} = \log_2(1 + \text{SNR}|h|^2) \text{ bps/Hz} \quad (2.23)$$

Donde SNR es la relación señal a ruido que se alcanza en el receptor y h es la respuesta compleja y normalizada del canal.

2.4.5.2. Capacidad MISO (Multiple-Input Single-Output).

Ahora el objetivo es tener varias antenas en transmisión para ver como se comporta el canal. El esquema del sistema MISO es el siguiente

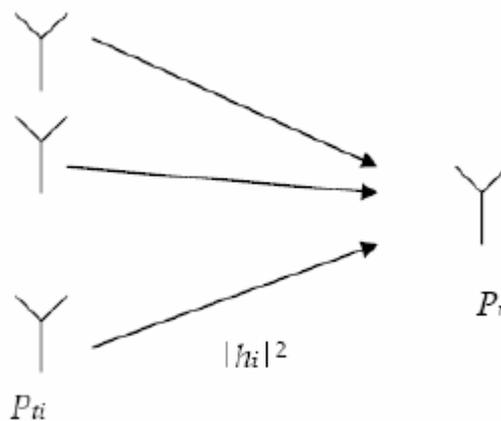


Figura 10: Esquema de un sistema MISO.

Ahora en cambio la capacidad de este sistema viene dado por la siguiente expresión:



$$C_{\text{MISO}} = \log_2 \left(1 + \frac{\text{SNR}}{M} \sum_i^M |h_i|^2 \right) \text{ bps/Hz} \tag{2.24}$$

Donde M es el número de antenas transmisoras, SNR vuelve a ser la relación señal a ruido en el receptor y h_i es la respuesta compleja normalizada del canal cuando transmite la antenna i-ésima. La SNR se normaliza para garantizar que la potencia transmitida por todas las antenas es la misma.

2.4.5.3. Capacidad SIMO (Single-Input Multiple-Output).

El objetivo que se persigue ahora es tener varias antenas en recepción de forma que tengamos diversidad en recepción. El esquema de un sistema SIMO es el siguiente:

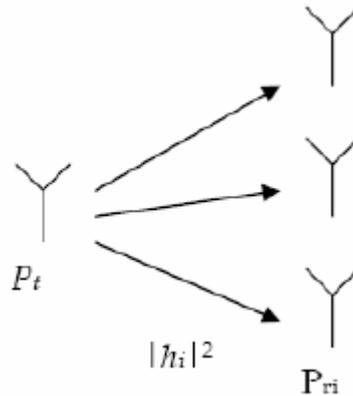


Figura 11: Esquema de un sistema SIMO

Con este sistema, la capacidad que se alcanza es la siguiente:

$$C_{\text{SIMO}} = \log_2 \left(1 + \text{SNR} \sum_i^M |h_i|^2 \right) \text{ bps/Hz} \tag{2.25}$$

Como vemos en la expresión (2.31) ahora la relación señal a ruido no viene normalizada con respecto del número de antenas transmisoras puesto que sólo tenemos una antena. La capacidad MIMO será analizada en apartados posteriores.

2.4.6. Factor K.

El factor K es el ratio entre la potencia recibida en la contribución de rayo directo con respecto al resto de contribuciones. Este parámetro puede



estimarse de diversas formas, sin embargo tras varias pruebas, concluimos que la aproximación que seguidamente se muestra para el cálculo de nuestro factor K es la que mejor se adaptaba a los resultados. Dicho parámetro lo estimamos utilizado:

$$K_{MARTINE} = 10 \cdot \log \left(\frac{|DATA'|^2}{(|DATA-DATA'|^2)'} \right) \quad (2.26)$$

Donde DATA es un elemento de la matriz H, y el operador ', ' indica el promedio.

2.5. Sistemas Multiple-Input Multiple-Output.

En el presente apartado se van a considerar sistemas de comunicación que utilizan múltiples antenas tanto en transmisión como en recepción. Cada entrada se corresponde con una antena transmisora y cada salida con una antena receptora.

En los sistemas MIMO el canal se dispone de una nueva dimensión: la espacial.

Disponer de la dimensión espacial, además de la temporal, motiva que los sistemas MIMO también se denominen sistemas Espacio-Temporales (Spatio-Temporal, ST).

2.5.1. Estructura general de un sistema MIMO.

El concepto MIMO se define como un enlace radio con M antenas en el transmisor y N antenas en receptor. Si el enlace es dúplex, los roles de transmisor y receptor se intercambiarán a lo largo de la comunicación.

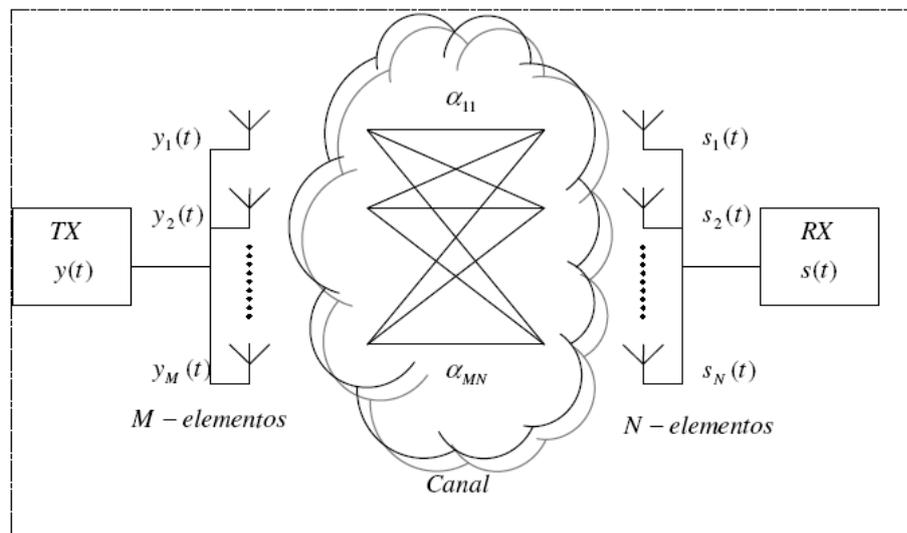


Figura 12: Estructura general MIMO



El vector $y(t)$, que contiene las señales captadas en el receptor, se denota como:

$$y(t)=[y_1(t), y_2(t), \dots, y_M(t)]^T \quad (2.27)$$

donde $y_m(t)$ es la señal recibida en la antena m -ésima y $[\cdot]^T$ es la operación transpuesta.

De forma similar las señales en el transmisor $s_n(t)$, definen el vector $s(t)$:

$$s(t)=[s_1(t), s_2(t), \dots, s_M(t)]^T \quad (2.28)$$

Los vectores $y(t)$ y $s(t)$ están relacionados por la siguiente expresión:

$$y(t)=H(t)s(t)+n(t) \quad (2.29)$$

donde $n(t)$ es ruido blanco Gaussiano aditivo y $H(t) \in \mathbb{C}^{M \times N}$ es la matriz de transferencia del canal radio MIMO. $H(t)$ describe las conexiones existentes entre transmisor y receptor y puede ser expresada como:

$$H(t)=\begin{bmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} \dots & \alpha_{1N} \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} \dots & \alpha_{2N} \\ \vdots & \vdots \ddots & \vdots \\ \alpha_{M1} & \alpha_{M2} \dots & \alpha_{MN} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

donde $\alpha_{mn}(t)$ son las respuestas al impulso de los distintos subcanales radio.

2.5.2. Valores propios y su interpretación.

MIMO posibilita la introducción de varios canales paralelos entre receptor y transmisor, con el consiguiente aumento de la capacidad. Matemáticamente, el número de canales independientes entre dos localizaciones puede ser estimado usando la descomposición de valores propios (SVD) de la matriz H .

$$H=U \sum V^H \quad (2.31)$$



$$\Sigma = \text{diag}(\lambda_1, \dots, \lambda_k) \tag{2.32}$$

$$U = [u_1, \dots, u_M] \in \mathbb{C}^{M \times N} \tag{2.33}$$

$$V = [v_1, \dots, v_M] \in \mathbb{C}^{M \times N} \tag{2.34}$$

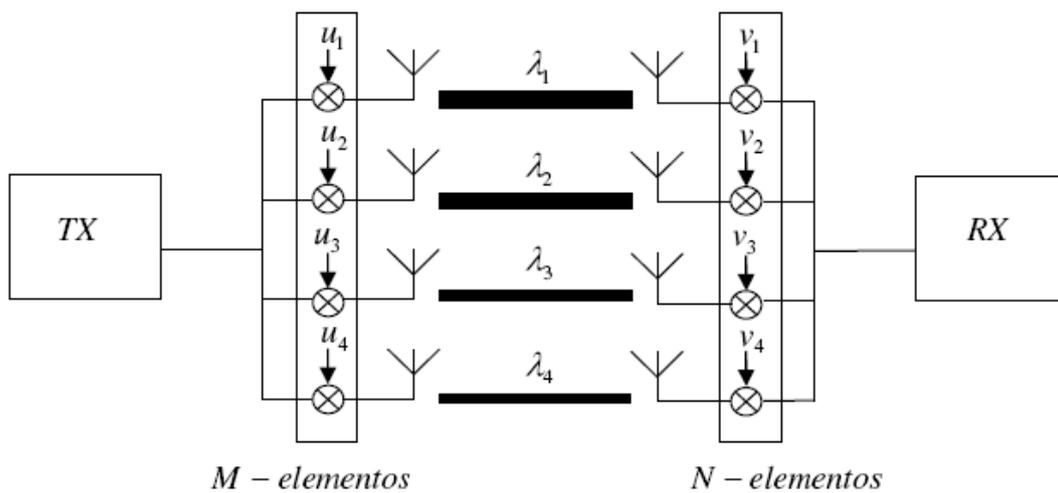


Figura 13: Subcanales en una estructura MIMO 4x4

El número de canales paralelos transmitiéndose simultáneamente equivale al número de valores propios con valores positivos no nulos.

$$\text{Nº Canales} = \sum_{\substack{k \\ \lambda_k \geq 0}} \text{índice}(\lambda_k) \tag{2.35}$$

Los valores propios nos dan una idea de cómo se reparte la potencia en las antenas.

Para un sistema MIMO interesa que las potencias se repartan de forma igual a lo largo de todas las antenas, es decir, que los valores propios sean parecidos. La potencia de los subcanales se obtendrá a partir de la matriz de covarianza siguiente:

$$\tag{2.36}$$



$$C = \begin{cases} HH^* & \{M \leq N \\ H^*H & \{M > N \end{cases}$$

Si los valores propios son parecidos en transmisión entonces estaremos hablando de diversidad en transmisión, mientras que si son parecidos en recepción entonces estamos hablando de diversidad en recepción

2.5.3. Escenarios de propagación.

A continuación se definen tres escenarios de propagación que típicamente se tratan en la literatura especializada en temas relacionados con MIMO.

2.5.3.1. Escenario Incorrelado.

En el espacio entre el transmisor y el receptor se producen un gran número de reflexiones que hacen que la correlación entre los elementos de la matriz del canal sea nula, que da como resultado el máximo número de valores propios en la matriz y por tanto una capacidad máxima para la unión.

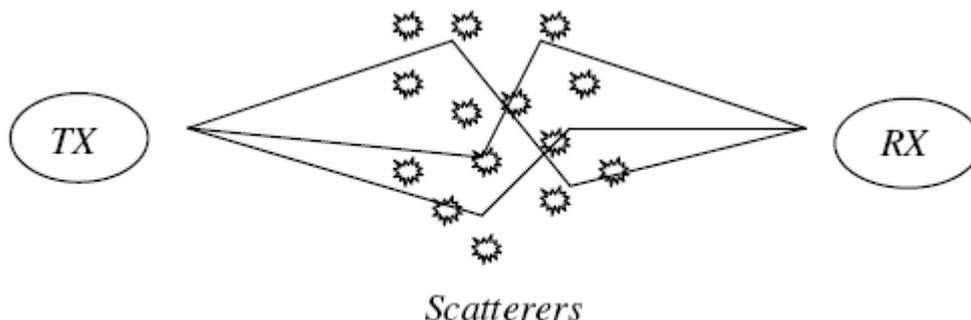


Figura 14: Escenario Incorrelado

2.5.3.2. Escenario Correlado.

Se producen muy pocas reflexiones, llegando la energía por un único camino en línea visión directa que provoca el aumento de la correlación en la matriz produciendo la disminución en valor y en presencia de los valores propios y disminuyendo la capacidad del enlace.

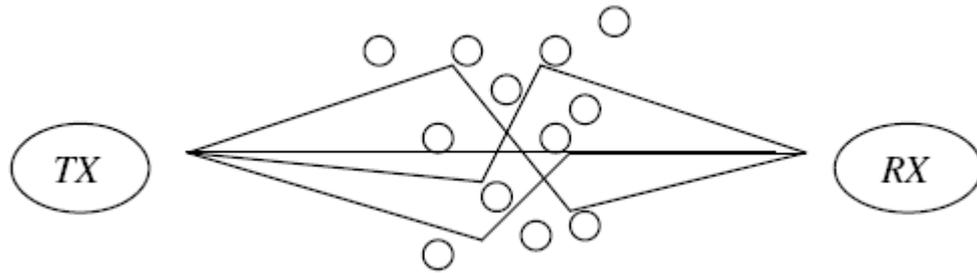


Figura 15: Escenario Correlado

2.5.3.3. Escenario Estrecho o “KeyHole”.

En este escenario, los elementos del transmisor y el receptor están correlados pero el rango de la matriz de canal se reduce a 1. Este tipo de escenario se produce en túneles/pasillos estrechos en los que la distancia entre transmisor y receptor es importante. Como se puede deducir al presentar la matriz como un rango unitario, nos encontramos con un solo canal de transmisión.

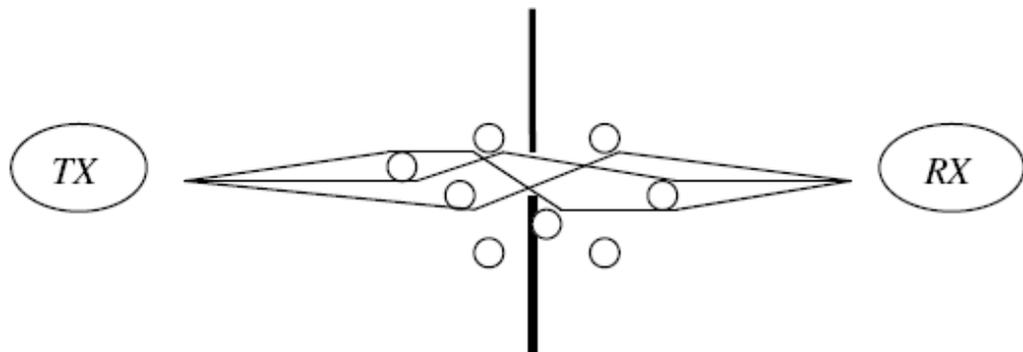


Figura 16: Escenario Estrecho

2.5.4. Capacidad MIMO.

Como hemos visto hasta ahora, la capacidad del canal depende de varios factores tales como el número de antenas transmisoras y receptoras, la respuesta compleja normalizada del canal o la relación señal a ruido.

Para simplificar los cálculos, y por lo tanto las ecuaciones, vamos a suponer que todas las antenas emiten con la misma potencia, requisito que se cumple en nuestras campañas de medidas. Teniendo esto en cuenta, ya podemos expresar la capacidad de un canal MIMO de la siguiente forma:



$$C_{\text{MIMO}} = \log_2 \left(I_N + \frac{\text{SNR}}{M} \mathbf{H}\mathbf{H}^* \right) \text{ bps/Hz} \quad (2.37)$$

Donde I es la matriz identidad y $(*)$ denota una matriz transpuesta conjugada.

La atenuación del canal, que ya está incluida en la matriz del mismo, tiene que ser incluida en la SNR cuando normalizamos la matriz H . Si la matriz H no estuviese normalizada, significaría que las pérdidas de propagación y la ganancia de las antenas no están incluidas en dicha matriz y la ecuación anterior podría describirse como:

$$C_{\text{MIMO}} = \log_2 \left(\det \left(I + \frac{P_T}{\sigma_n^2} \mathbf{H}\mathbf{H}^* \right) \right) \text{ bps/Hz} \quad (2.38)$$

Con el método SVD podríamos descomponer el canal en un conjunto de subcanales independientes y entonces aplicar el teorema de capacidad de Shannon a cada uno de ellos.



3. Equipo de Medidas.

3.1. Descripción del equipo.

En este capítulo veremos con detalle los equipos de medidas así como la configuración que ha sido utilizada para realizar las campañas de medidas. Primero, veremos una descripción detallada de cada uno de los equipos utilizados para, posteriormente, comentar la forma y el orden en el que fueron interconectados.

3.1.1. Analizador de Redes (ENA) E5071B y Ampliación Multipuerto E5091A.

El analizador de redes (ENA) E5071B, fabricado por Agilent Technologies, es un instrumento que sirve para caracterizar con precisión los dispositivos de RF en un amplio rango de frecuencias seleccionable por el usuario y en distintos formatos.

El ENA satisface la necesidad de los ingenieros para caracterizar el comportamiento de componentes pasivos y activos con velocidad, exactitud y en un amplio espectro de frecuencias. Lo utilizaremos para medir la magnitud y la fase de la señal recibida. A partir de dichos datos y utilizando programas auxiliares podremos generar la matriz H que caracteriza al sistema MIMO.



Figura 17: Analizador E5071B en sus 3 versiones de 2, 3 y 4 puertos

La serie E5071B utiliza el sistema operativo Microsoft Windows 2000 Professional, excepcionalmente estable y adaptado a entornos de red. Esto permite que los instrumentos de dicha serie se integren a través de la red como cualquier otro equipamiento industrial o de oficina.



Para aumentar el número de entradas de análisis se amplía con un sistema multipuerto.



Figura 18: Ampliación Multipuerto E5091A.

Quedando el conjunto de la siguiente forma:



Figura 19: ENA con ampliación de puertos

3.1.2. Transmisor y Receptor de Fibra Óptica ORTEL 3540.

Los transmisores DFB proporcionan un comportamiento excepcional en las comunicaciones de fibra óptica en aplicaciones que requieren grandes anchos de banda. Permite transmitir señales de RF con sus características originales intactas en grandes rangos de frecuencia proporcionando grandes mejoras en la transmisión de señales.



El transmisor ORTEL 3540 es básicamente un convertidor de señal de radiofrecuencia a señal óptica. Posee un láser basado en el semiconductor InGaAsP, del tipo DFB (distributed feedback), trabajando a 1300 nm. Preparado para operar con fibra monomodo, posee sensores internos de temperatura para regular el nivel de potencia óptica a la salida. Admite una entrada de radiofrecuencia como máximo de 5 GHz, teniendo además una impedancia de entrada de 50 Ω .



Figura 20: Transmisor de fibra óptica

El receptor posee un fotodiodo que permite la conversión de la señal óptica a radiofrecuencia.

3.1.3. Cable de fibra Óptica.

Para interconectar el ENA con el equipo de transmisión, hemos utilizado un cable de fibra óptica monomodo de 50 metros de longitud. Siendo sus pérdidas de 0.3dB/km.



Figura 21: Bobina de 50 Metros de fibra óptica monomodo

3.1.4. Amplificador ZVE-8G.

Este amplificador de bajo ruido de la compañía Mini-Circuits presenta una ganancia de señal para la banda de frecuencias bajo análisis de 30 dB.

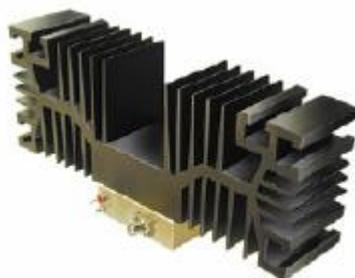


Figura 22: Amplificador de bajo ruido

Las principales características se detallan a continuación:

MODEL NO.	FREQUENCY (MHz)		GAIN (dB)		MAXIMUM POWER (dBm)		DYNAMIC RANGE		VSWR (:1) Max.		DC POWER	
	f_L	f_H	Min.	Max.	Output (1 dB Compr. Min.)	Input (no damage)	NF (dB) Typ.	IP3 (dBm) Typ.	In	Out	Volt (V) Nom.	Current (A) Max.
ZVE-8G	2000	8000	30	±2.0	+30*	+20	4	+40	2.0	2.0	12	1.2

Figura 23: Tabla de características del amplificador de bajo ruido.

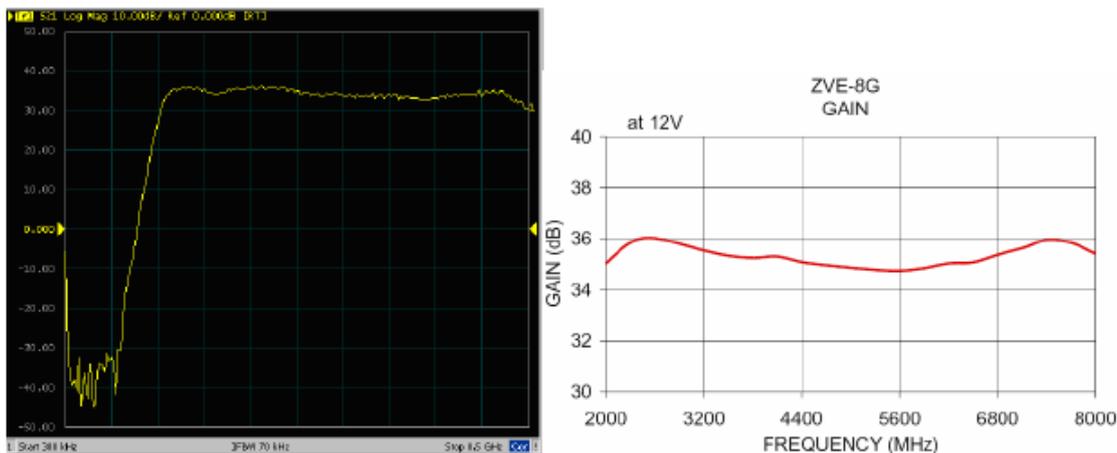


Figura 24: Respuesta obtenida con el ENA y Hoja de Especificaciones del amplificador [30].

Como vemos, la respuesta medida con el analizador de redes del amplificador la imagen a la izquierda de la figura 23 se corresponde con su respuesta dada en las especificaciones, es decir, un rango de funcionamiento óptimo entre 2GHz y 8GHz.

3.1.5. Conmutador 87406B.

El conmutador de estado sólido Agilent 87406B proporciona la durabilidad y fiabilidad necesaria para la realización de medidas, tests automatizados, monitorización de señales y las aplicaciones de enrutado. Ha



sido diseñado para funcionar más de 10 millones de ciclos. Las pérdidas por repetición son mínimas y reduce al máximo los errores. Dispone de 6 puertos para la selección de señal y su misión es la de conmutar la entrada proveniente del receptor de fibra óptica entre las cuatro antenas.



Figura 25: conmutador 87406B

3.1.6. Controlador 11713A.

Se encarga de controlar el conmutador dando las órdenes para que este conmute entre las distintas salidas disponibles.

Dispone de dos formas de control, de forma local mediante la pulsación de los botones correspondientes a cada salida, o de forma remota mediante un puerto GPIB que se encuentra en su parte trasera, conectado a un ordenador portátil mediante USB.

- La opción local se usa en el proceso de calibración del sistema, cambiando manualmente los distintos canales de comunicación para realizar su calibración con el ENA.

- La opción automática la usamos en el proceso de medida de la señal de forma que el controlador va eligiendo automáticamente, mediante un software, la salida del conmutador para ir midiendo el canal radioeléctrico sin necesidad de que vayamos variando dicha salida.



Figura 26: Controlador 11713.

Como vemos en la figura, presenta dos grupos de cuatro botones, X e Y, ya que es capaz de controlar dos conmutadores simultáneamente. El cable del



puerto X se conecta al conmutador de estado sólido para configurar el dispositivo como se ha indicado anteriormente.

3.1.7. Fuentes de Alimentación BLAUSONIC FA-350.

La fuente de alimentación BLAUSONIC FA-350 proporciona una tensión de salida variable entre 0 y 30 V, con una corriente de hasta 5A. Incluye control de la corriente máxima de salida para la protección tanto interna como de los circuitos bajo prueba. Esta salida principal dispone de dos visualizadores digitales que permiten lecturas simultáneas de tensión y corriente. Además de la salida variable, la FA-350 dispone de 2 salidas fijas (+5 V y + 12 V) lo cual permite alinear simultáneamente circuitos analógicos y digitales.



Figura 27: Fuente de alimentación BLAUSONIC FA-350.

Las 2 fuentes de alimentación alimentaran los siguientes equipos:

- Amplificador ZVE-8G.
- Transmisor y receptor de fibra óptica.

3.1.8. EM-6116 OMNI-DIRECTIONAL ANTENNA

La antena em-6116 omni-directional es ideal para montar sobre mástiles y especialmente diseñada para aplicaciones wireless LAN con un rango de entre 2 GHz y 10 GHz. El sistema MIMO 4x4 que hemos utilizado consta de 8 de estas antenas.



Figura 28: EM-6116 OMNI-DIRECTIONAL ANTENNA

Los patrones de radiación y características más importantes de una de estas antenas se muestran a continuación:

TIPO DE ANTENA	omnidireccional
Rango de frecuencias	2 GHz to 10 GHz
Deviation from Omni	±1 dB
VSWR	2.0:1, maximum
Polarización	Vertical
Ganancia	1 dBi
Impedancia	50 Ohm
Power Handling	25 W
conector	Type N, female

Tabla 2: Características de las antenas

Para realizar el montaje de las 8 antenas se dispone de una guía ranurada fabricada en madera donde se enganchan las antenas utilizando tuercas de palometa para fijarlas a esta. Las antenas se pueden desplazar en la guía la distancia necesaria para realizar configuraciones de diferentes longitudes de onda, en nuestro caso de 2λ .

NOTA: Las antenas de las Figuras 29 y 30 no se corresponden con las utilizadas en este proyecto, tan solo sirve para ilustrar el montaje de las mismas.



Figura 29: Array de 4 antenas sobre la guía ranurada configuradas en λ .

La guía ranurada se acopla a un trípode de fibra de carbono debido a que este material no interfiere en las mediciones.



Figura 30: Array de 4 antenas en trípode

Una vez acopladas las antenas al trípode podemos moverlas a lo largo del recorrido con facilidad.

3.1.9. Ordenador Portátil Packard Bell Easy One Silver 3100 DVD.

Para el control de todo el sistema de medidas se utiliza un ordenador portátil.



Figura 31: Ordenador Portátil Packard Bell Easy One Silver 3100 DVD.

3.2. Interconexión de Equipos.

En el siguiente esquema se muestra el modo en que se interconectan los equipos descritos con anterioridad:

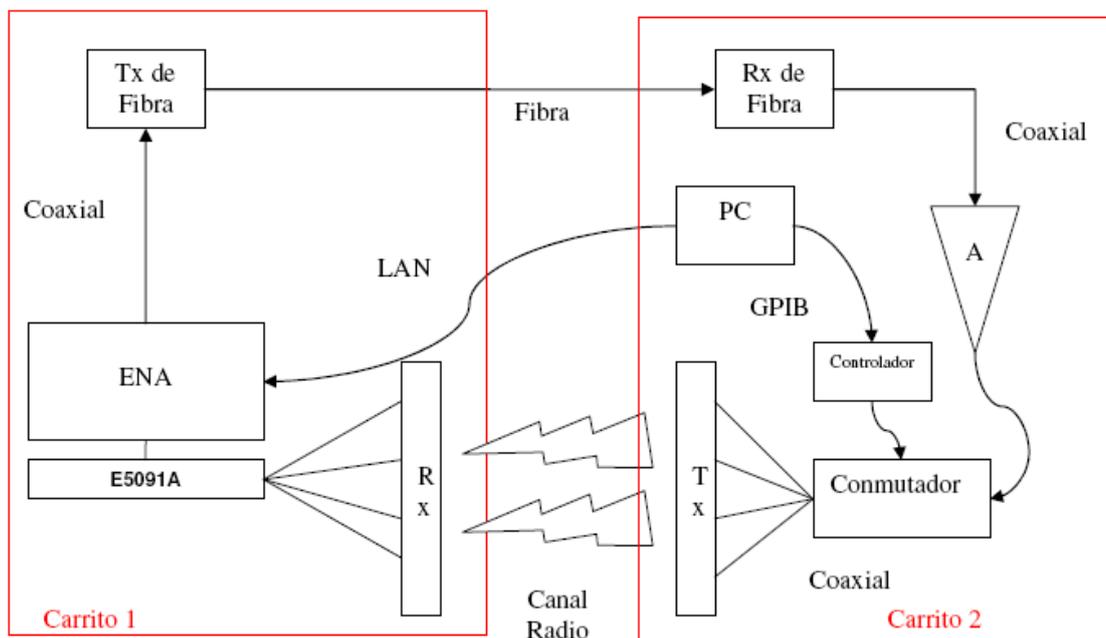


Figura 32: Esquema completo de interconexión de equipos [24].

Al tener que desplazar el transmisor para medir en distintas posiciones, hemos de separar todos los dispositivos en dos grupos para después disponerlos sobre dos carritos que nos permitan desplazarnos de forma eficiente.



3.2.1. Primer Carrito.

Está formado por el ENA, Ampliación de puertos, Alimentación, Transmisor de fibra Óptica y las antenas.



Figura 33: Primer Carrito

Empezando por el ENA, el primero de sus puertos frontales se utiliza como fuente de señal, proporcionando una señal de un ancho de banda especificado por el usuario y una potencia que en nuestro caso será de 0dBm para evitar la posible saturación de los elementos conectados a él.

Dicha salida de señal se conecta al transmisor de fibra óptica utilizando un cable coaxial de calibre inferior, y del transmisor de fibra óptica sale el cable de fibra óptica hasta el receptor situado en el segundo carrito. El transmisor deberá alimentarse a +15V, +5V y 0V utilizando la fuente de alimentación BLUESONIC.

Para poder conectar las 4 antenas al ENA necesitaremos aumentar el número de entradas de análisis, ya que el ENA solo cuenta con 2. Estas 2 entradas se amplían con el sistema multipuerto E5091A. A este se le conectan los puertos 2 y 3 del ENA, dividiéndose estos en R2+, R3+ y R2-, R3- respectivamente. La selección del puerto de análisis la realiza el ENA controlando el sistema multipuerto mediante un puerto USB.

La toma de medidas en los puertos se realiza alternando temporalmente cada pareja de ellos comportándose como si se encontraran de manera totalmente aislada. Como habíamos dicho, a la salida de cada uno de ellos se conecta una antena que realizará la función de elemento receptor del sistema.



Para unir las antenas receptoras al analizador de redes se utiliza un cable coaxial de calibre inferior, terminado en ambos extremos por conectores SMA macho.

3.2.2. Cableado intermedio.

La unión de los dos carros se realiza con el cable de fibra óptica, encargado de portar la señal de radiofrecuencia; el cable UTP de Ethernet, encargado de transmitir los comandos de PC al ENA para la toma de medidas, y cable de alimentación para alimentar los distintos equipos. Estos tres cables los agrupamos en un “mazo” con cinta adhesiva para facilitar su manejo.

3.2.3. Segundo Carrito.

Este formado por el receptor de fibra óptica, el amplificador, el controlador, el conmutador, el PC, las antenas y la alimentación



Figura 34: Segundo Carrito.

La señal en recepción procedente del ENA, transmitida a través de la fibra óptica, es convertida de nuevo en señal RF (Radio Frecuencia) y amplificada con el ZVE-8G, cuya salida va directamente al conmutador por la entrada numero 6.

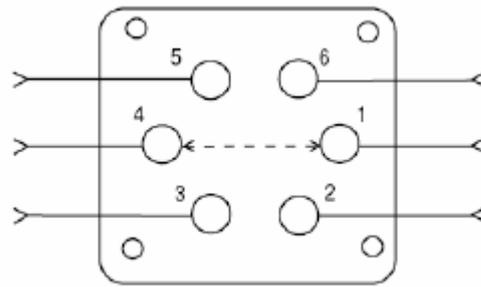


Figura 35: Puertos del Conmutador.

Los puertos 1 hasta 4 son utilizados de salida de señal hacia las antenas, ya que al trabajar con un sistema 4x4, tenemos 4 antenas transmisoras para conmutar. Si se quisiera ampliar a más de 4 sistemas radiantes a la vez se puede utilizar la salida número 5 para incorporar otro conmutador. Para unir las antenas transmisoras al conmutador se utiliza un cable coaxial de calibre inferior, terminado en ambos extremos por conectores SMA macho.

El controlador le indicará al conmutador como ha de conmutar dicha señal de entrada entre las salidas y el ordenador a su vez es el que dará las órdenes al controlador, conectándose a este por medio de un puerto USB o GPIB.



Figura 36: Interconexión Ordenador-Controlador-Conmutador.

Para finalizar presentamos una tabla con el balance de potencia en función del orden de conexión del equipamiento teniendo en cuenta que el ENA transmite 0dBm de potencia.



Balance de Potencias en transmisión	
Dispositivo	Ganancia(dB)
latiguillo	-1
Tx_f.o.	-10
fibra óptica	despreciables
Rx_f.o.	-10
latiguillo	-1
amplificador	30
latiguillo	-1
conmutador	-20
cable antenas	-1
antenas	1
Total (dB)	-13
total (mW)	50.1187234

Tabla 3: Balance de Potencias en Transmisión.

Por tanto, estamos emitiendo -13 dBm, que corresponden a 50.12 mW en escala lineal.

Ahora realizaremos el balance de potencias en recepción para determinar la mínima señal que seremos capaces de recibir. Para calcular ese valor debemos conocer en que valor se encuentra el nivel de ruido. En nuestro caso este se encontraba en -90dB. Los elementos utilizados en recepción son los siguientes:

Balance de Potencias en recepción	
Dispositivo	Ganancia(dB)
antena	1
latiguillo	-1
<i>total</i>	0
<i>total (mW)</i>	1000

Tabla 4: Balance de Potencias en Recepción.

Según estos valores, el nivel mínimo de potencia que debe tener una señal para poder recibirla señal es de 0 dBm, lo que es escala lineal equivale a 1000 nW.



4. Metodología de toma y análisis de Medidas.

En este capítulo describiremos la metodología para la toma y análisis de medidas.

Empezaremos por describir cuales son los pasos a seguir para la obtención de la matriz H del sistema MIMO-UWB, y posteriormente nos centraremos en la metodología que hemos seguido para el análisis de datos y calculo de parámetros.

4.1. Metodología de una Medida.

4.1.1. Primer Paso - Calibración del Sistema.

La calibración del sistema es un paso obligatorio para poder medir correctamente la respuesta del canal. Es un método para “anular” las pérdidas y reflexiones que se produzcan en los equipos de medidas así como en cables y transiciones de forma que las únicas pérdidas que obtengamos sean las del canal de propagación de la señal MIMO.

Para la realización de mediciones, el ENA puede configurarse para mostrar en la misma pantalla distintos canales, así como diferentes tipos de medidas de un mismo canal.



Figura 37: Funcionalidad de representación del ENA.

Esta opción es especialmente útil para la calibración del sistema, puesto que podemos representar en la misma pantalla la respuesta del sistema MIMO 4x4.

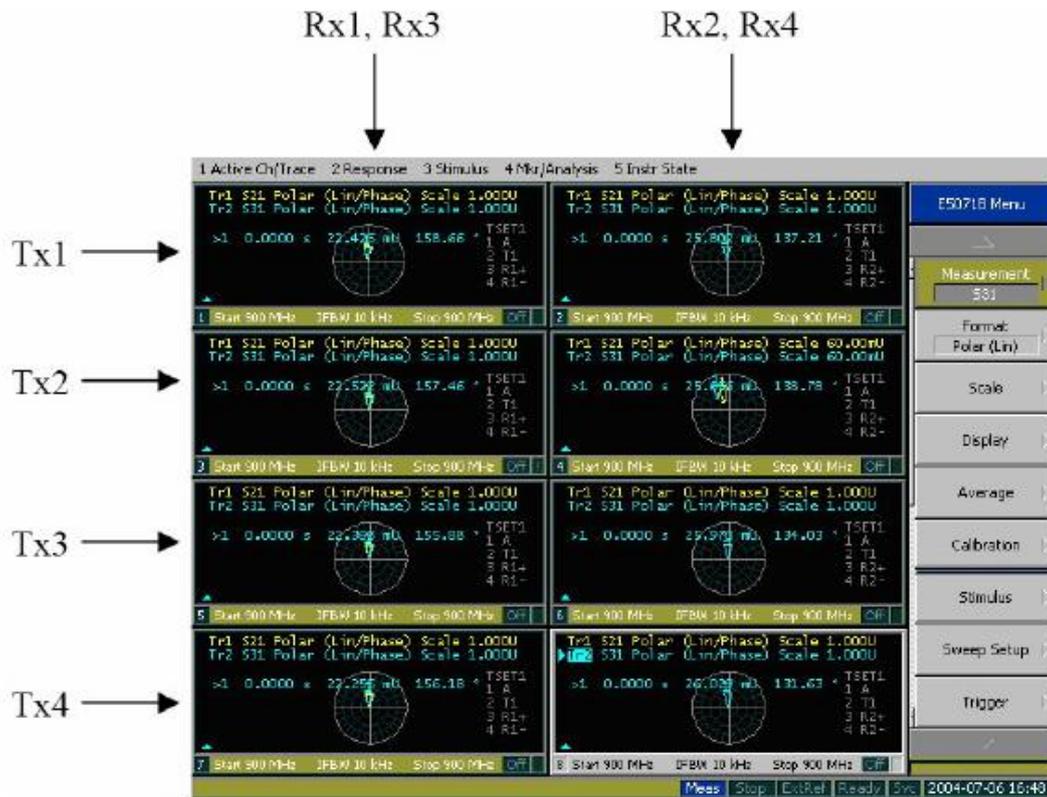


Figura 38: Representación del sistema MIMO 4x4 en el ENA.

Los pasos previos a seguir para una correcta calibración son los siguientes:

- Configurar el ENA para mostrar en logaritmo magnitud la potencia y la fase
- Cambiar el trigger a Continuous
- Pulsar botón Calibration del menú principal del ENA.
- Pulsar botón Response (Thru)

Una vez llegados a este punto, ya estamos en condiciones de comenzar la calibración del sistema. Para ello comenzaremos con el primer transmisor que conectaremos al primer receptor mediante los correspondientes cables de antenas y la correspondiente transición. A continuación seleccionaremos el parámetro S21 y pulsaremos el botón Thru seguido del botón Done.

Tras haber realizado este paso, cambiaremos al receptor 3 y procederemos de la misma manera seleccionando ahora el parámetro S31. Una vez hecho esto posicionaremos el trigger en Hold y nos iremos a la siguiente ventana actuando de igual manera.

Cuando hayamos finalizado con los 4 transmisores deberemos asegurarnos que todo el proceso ha sido realizado correctamente. Para ello conectaremos el transmisor deseado con cualquier receptor y debemos ver que tanto la magnitud como la fase son nulas, si esto es así el proceso de calibración ha sido realizado con éxito. Ahora, al haber calibrado el sistema,



sólo vamos a tener en cuenta en las campañas de medidas las pérdidas en el medio de propagación puesto que las pérdidas en los equipos han sido situadas en cero.

4.1.2. Segundo paso – Situación de los Equipos

Para mayor comodidad a la hora de la realización de las medidas y basándonos en la simetría del canal radio hemos dejado fijo el equipo receptor, siendo el equipo transmisor el que desplazaremos por todas las posiciones de un recorrido.

4.1.3. Tercer paso – Programa de Medidas

Una vez hemos calibrado el sistema y colocado los equipos, podemos empezar a realizar las mediciones ejecutando el programa MIMO 1.0 desarrollado por Rafael Lucas Ávila. [24]



Figura 39: Software de medida, pantalla inicial

Antes de realizar las medidas configuraremos el programa con los siguientes parámetros:

- Número de Antenas Receptoras: 4
- Número de Antenas Transmisoras: 4
- Potencia transmitida por las antenas: 0dBm.
- Umbral de ruido en la antena receptora: -100dBm.
- Ancho de banda analizado: 2.0 GHz - 5.0 GHz.
- Puntos analizados: 801.
- N° de repeticiones: 5
- Ancho de banda intermedio: 1.5 GHz.
- Resolución temporal: 333.33ps.



Para a continuación iniciar la rutina de medidas.

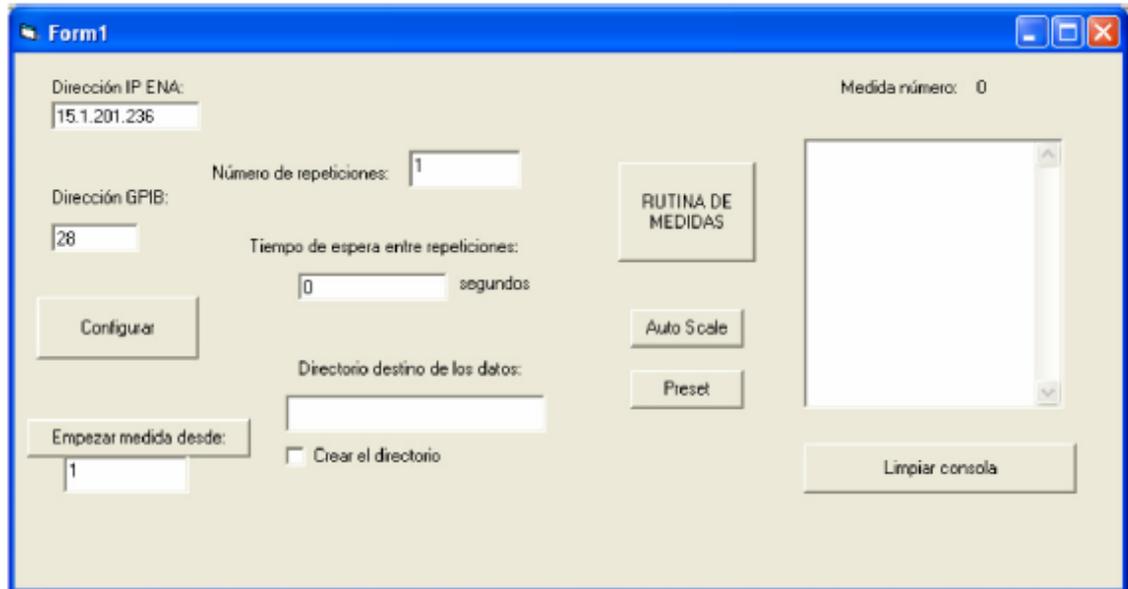


Figura 40: Software de medida, pantalla de mediciones.

Los datos obtenidos por el analizador de redes son el módulo y la fase de cada una de las combinaciones de antenas receptoras y transmisoras. Por tanto, cada vez que se realiza una medida se obtienen 16 archivos con 512 valores de frecuencia, módulo y fase por lo que cada posición de medida compone de $16 \times 5 = 80$ ficheros que son almacenados en el directorio que indiquemos en el programa software de medidas MIMO 1.0 en el disco duro del ENA.

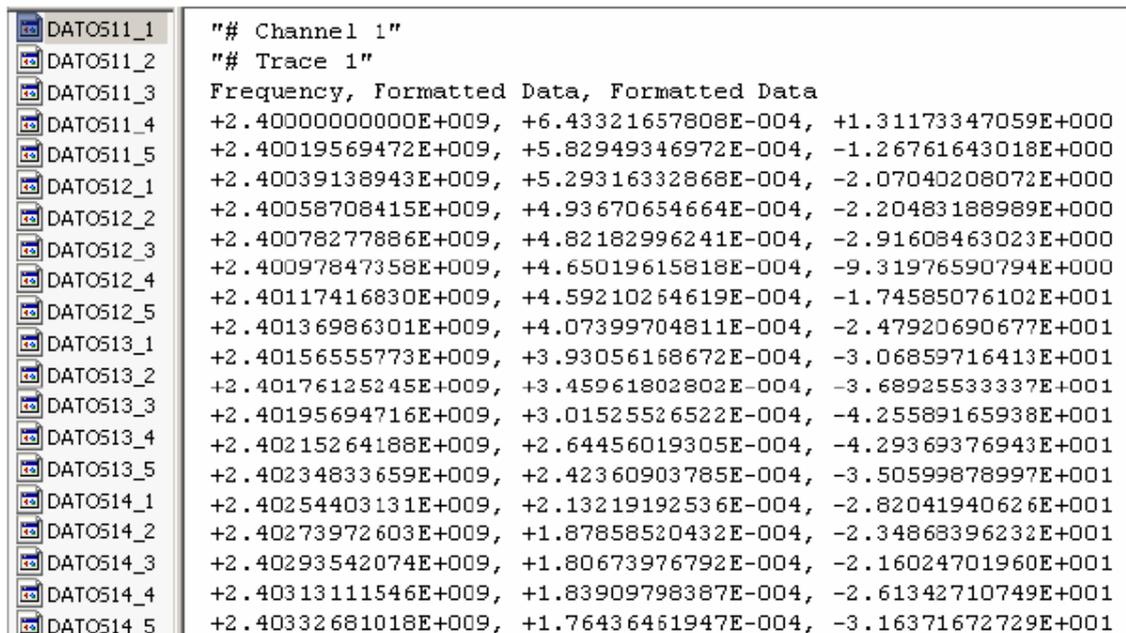


Figura 41: Archivos de medidas obtenidos.



La obtención de esta matriz H se puede resumir en el siguiente diagrama:

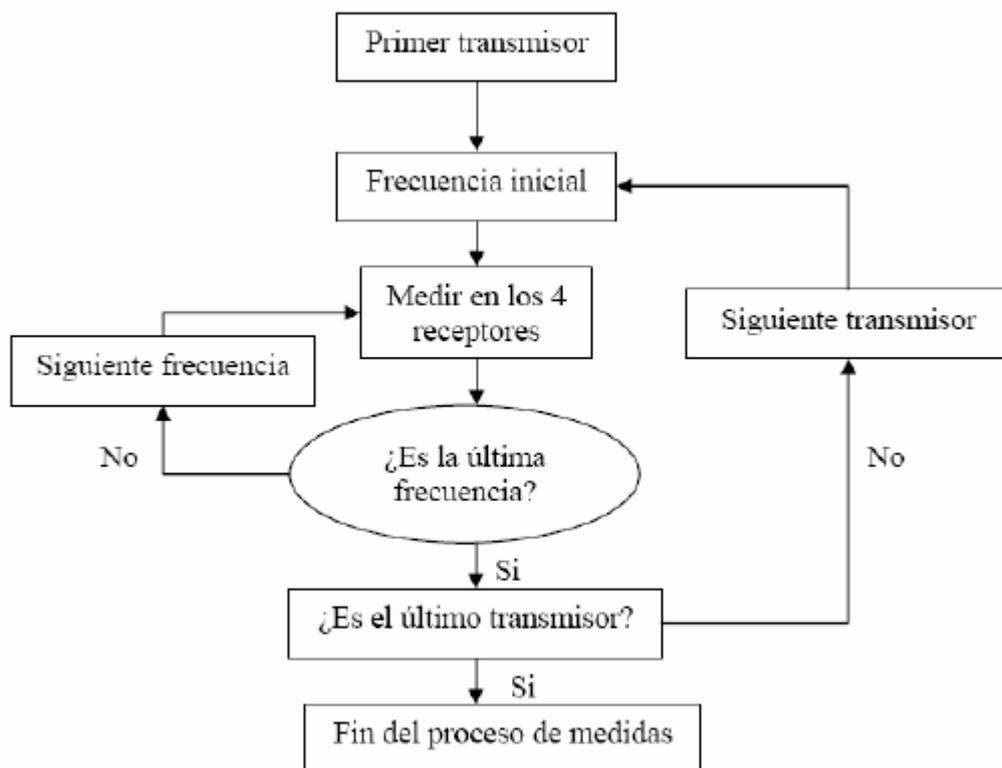


Figura 42: Diagrama de bloques para realizar una medición [25].

4.2. Metodología del Cálculo de Parámetros

4.2.1. La Matriz H.

Antes de comenzar a explicar cómo hemos calculado estos parámetros, vamos a explicar la forma en la que almacenamos los datos en la matriz H. Esta matriz tiene seis dimensiones:

- Primera dimensión, M: número de antenas receptoras.
- Segunda dimensión, N: número de antenas transmisoras.
- Tercera dimensión, POL: polarización.
- Cuarta dimensión, POS: posiciones del receptor.
- Quinta dimensión, F: número de frecuencias.
- Sexta dimensión, K: repeticiones.

Por lo tanto, vemos que nuestra matriz H tiene un tamaño de $4 \times 4 \times 4 \times 4 \times 801 \times 5$.



4.2.2. Parámetros MIMO

A continuación vamos a ver cómo hemos calculado todos los parámetros que podemos representar.

- Potencia Y Fase: utilizando los comandos `abs` y `angle` de Matlab.
- SNR: restamos la potencia media en un punto del nivel de ruido.
- Capacidad: calcularemos dos tipos de capacidad, una con la SNR fija y otra con la SNR medida. La capacidad se calcula aplicando la expresión (2.44) realizando previamente la normalización de la matriz H según la regla de Frobenius. Esta será realizada sobre los 16 valores de campo obtenidos para cada frecuencia, posición, recorrido etc...
- Factor K: aplicamos directamente ecuación (2.31) recorriendo los valores de la matriz H y promediando después de la selección de frecuencias válidas los valores respecto al número de antenas, repeticiones y frecuencia, por lo que nos queda en función de la polarización y de la posición.
- Correlación: aplicamos la función `corrcoef` que proporciona Matlab. Esta función nos devuelve directamente los valores de los coeficientes de correlación de la matriz deseada
- Perfil de retardo: calculamos la amplitud al cuadrado de la respuesta temporal tal y como indicábamos en la expresión (2.25).
- RMS Delay Spread: aplicamos la expresión (2.28) utilizando un margen de 10 dBs para no contar el RMS debido al ruido.

4.2.3. Selección de frecuencias válidas.

Hemos seguido 2 criterios:

- Los valores de Potencia, Fase, SNR, Capacidad, Factor K, y correlación se calculan únicamente para las frecuencias válidas, es decir, si un valor de potencia en una frecuencia dada no tiene una $SNR > 10\text{dB}$ esa frecuencia de esa repetición es desechada. Tras este paso se obtienen 5 repeticiones del parámetro y realizamos la media de los mismos ignorando las frecuencias que no son válidas, con esto lo que se consigue es una recuperación de frecuencias.

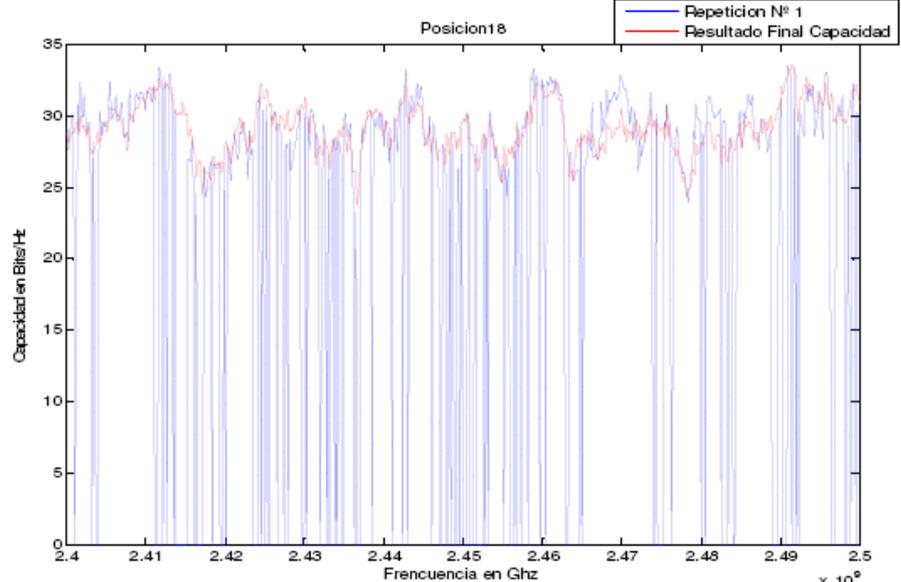


Figura 43: Recuperación de frecuencias para la capacidad en una posición [25].

La figura representa en azul los valores de capacidad para la posición 18 de un recorrido, donde vemos que numerosas frecuencias no habían pasado el corte de 10dB de SNR y tras aplicar el algoritmo de recuperación el resultado se observa en rojo

- Los valores de Perfil del retardo y RMS son calculados para todos los valores sin realizar ninguna discriminación.



5. Entornos de Medidas

5.1. Cuartel de Antiguones.

Las medidas se han realizado íntegramente en el sótano del cuartel de Antiguones.

Este edificio fue diseñado por Mateo Vodopich, que en 1779 trazó los planos con los que debía construirse sobre la muralla del mar junto al Hospital Real. Recientemente fue restaurado para albergar las instalaciones de la Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Telecomunicaciones.



Figura 44: Imagen del Cuartel de Antiguones.

El siguiente plano muestra la zona del sótano de Antiguones en las que se realizaron las campañas de medidas.

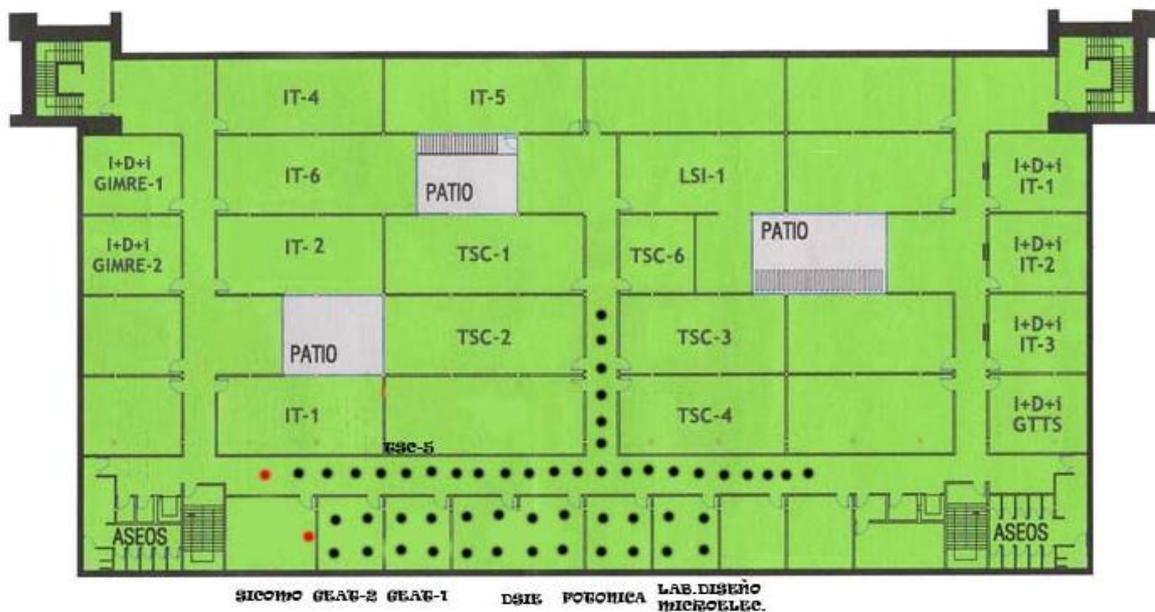


Figura 45: Plano del sótano de Antiguones



Se trata de un espacio dedicado a los laboratorios de la Escuela de Telecomunicaciones y a los distintos grupos de investigación. Todos los tabiques interiores están fabricados en pladur de 5 cm de grosor, mientras que la pared exterior del recinto es de hormigón.

Los entornos de medidas han sido elegidos en zonas en las que se supone que podrían ser susceptibles de montar cualquier dispositivo de telecomunicaciones basado en técnicas MIMO de forma que podamos comprobar cuál sería la respuesta del canal en dichos entornos.

En su elección también se ha tenido en cuenta la naturaleza de los mismos por los interesantes fenómenos de propagación que se puedan producir: como el efecto de guiado en un túnel.



Figura 46: Pasillo del sótano de Antiguones.

A continuación explicaremos las diferentes configuraciones que se han utilizado para la realización de medidas y seguidamente se expondrán los recorridos de medida realizados así como los objetivos propuestos para cada uno de ellos.

5.2. Configuraciones de Medida.

En todos los recorridos de medidas se han realizado dos diferentes mediciones:



- La primera de ellas variando su orientación tanto en el transmisor como en el receptor (HH, HV, VH, VV), donde HH y VV son polarizaciones copolares o directas y HV y VH son las cros polares o cruzadas.

Donde las letras HH, VV, HV indican el tipo de polarización. La H significa horizontal y V vertical. La primera letra corresponde al transmisor y la segunda al receptor.

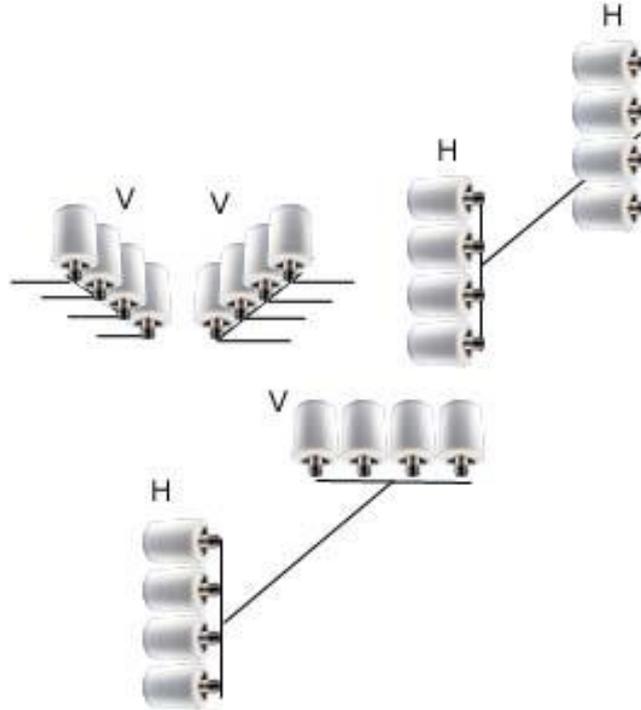


Figura 47: Esquemas de polarización.

- La segunda, variando la posición de las antenas, situando siempre el transmisor en una posición fija, representada en la figura 45 por los puntos rojos.

5.3. Primer Recorrido: Pasillo

En el siguiente plano se muestra las distintas posiciones en las que se realizaron medidas, marcadas dentro del recuadro azul, donde el transmisor viene representado con un círculo rojo y los puntos negros indican las distintas posiciones donde se fue situando el receptor:

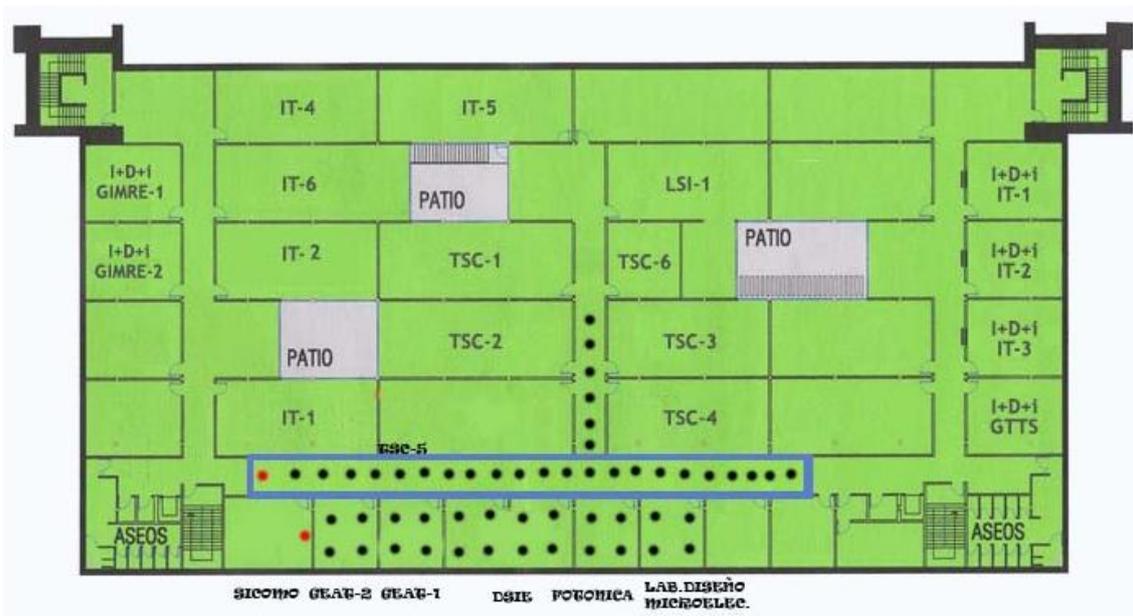


Figura 48: Primer Recorrido: Pasillo.

En este recorrido siempre disponemos de visión directa entre transmisor y receptor donde las distintas posiciones están separadas entre sí **dos** metros.

Nuestros objetivos en este recorrido son:

- Estudiar el posible efecto túnel y las mejoras e inconvenientes que pueda aportar.
- Demostrar si el modelo de propagación propuesto para el pasillo del sótano de Antiguones en el proyecto final de carrera “Caracterización Experimental del Canal Radio a 2.4Ghz para Sistemas MIMO en Entornos Interiores” [25] se cumple en el Pasillo para un rango de frecuencias de 2 a 5 GHz, y en caso negativo proponer un nuevo modelo.

5.4 segundo Recorrido: Esquina.

Este recorrido posee una parte de visión directa y otra de no visión directa, por lo que nos servirá para observar las diferencias entre ambas situaciones. En el siguiente plano se muestra las distintas posiciones en las que se realizaron medidas, donde el transmisor viene representado con un círculo rojo y los puntos negros indican las distintas posiciones:

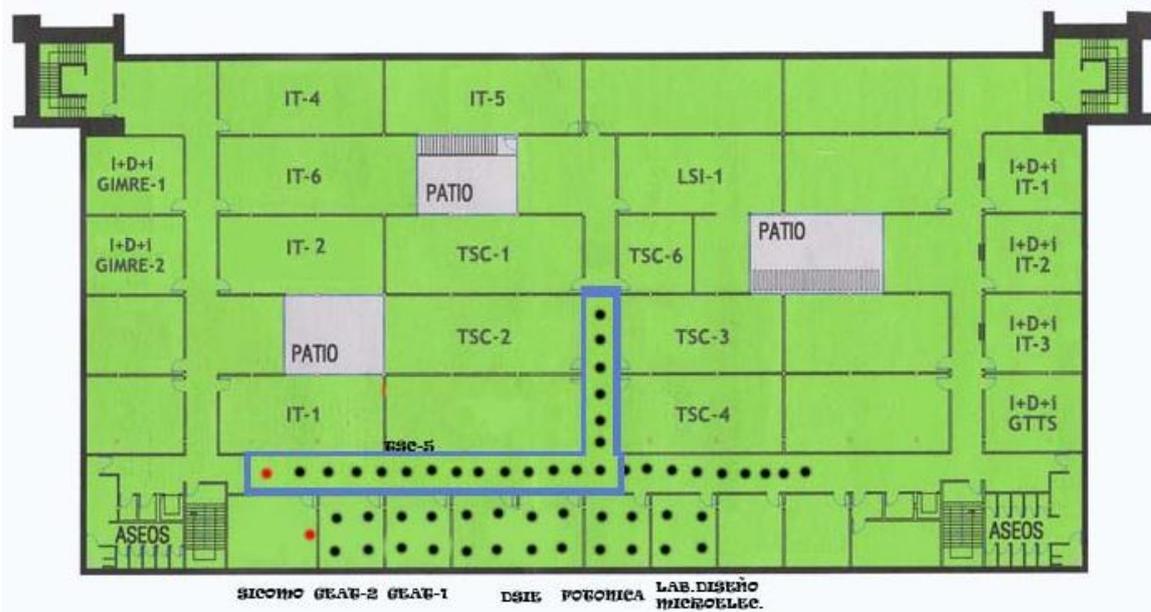


Figura 49: Recorrido Esquina

El aspecto del pasillo lo podemos ver en la fotografía de la figura 46.

5.5 Tercer Recorrido: Laboratorios.

En este recorrido podremos analizar las variaciones que sufre la señal al atravesar sucesivamente distintas paredes. Esta situación es interesante ya que cualquier aplicación inalámbrica que se utilice en interiores se tendrá que enfrentar a entornos de propagación de este tipo. La situación de las posiciones de medida se muestra a continuación:

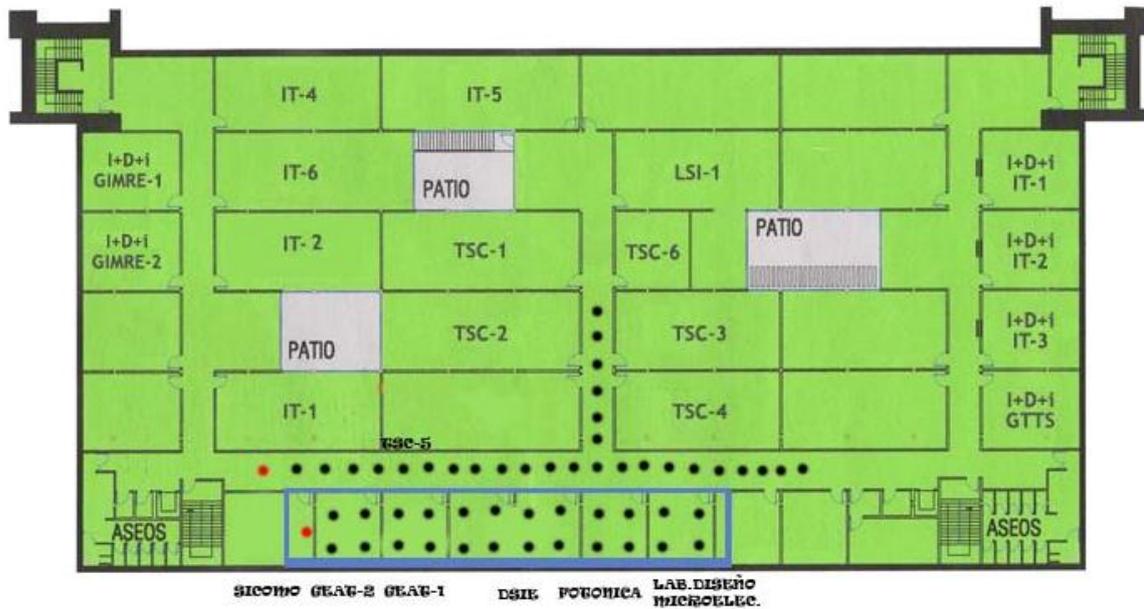


Figura 50: Recorrido Laboratorios



6. Resultados.

Tras las distintas campañas de medidas, nos dedicaremos a mostrar y analizar todos los datos para cumplir los objetivos propuestos en cada recorrido. Intentaremos mostrar resultados relevantes que nos conduzcan a conclusiones válidas y extrapolables a otras situaciones.

6.1. Primer Recorrido: Pasillo.

Comenzaremos nuestro análisis con este recorrido, en el cual siempre estamos en situación de visión directa.

6.1.1. El Efecto de Guiado.

Si representamos las pérdidas para todas las polarizaciones en función de la distancia:

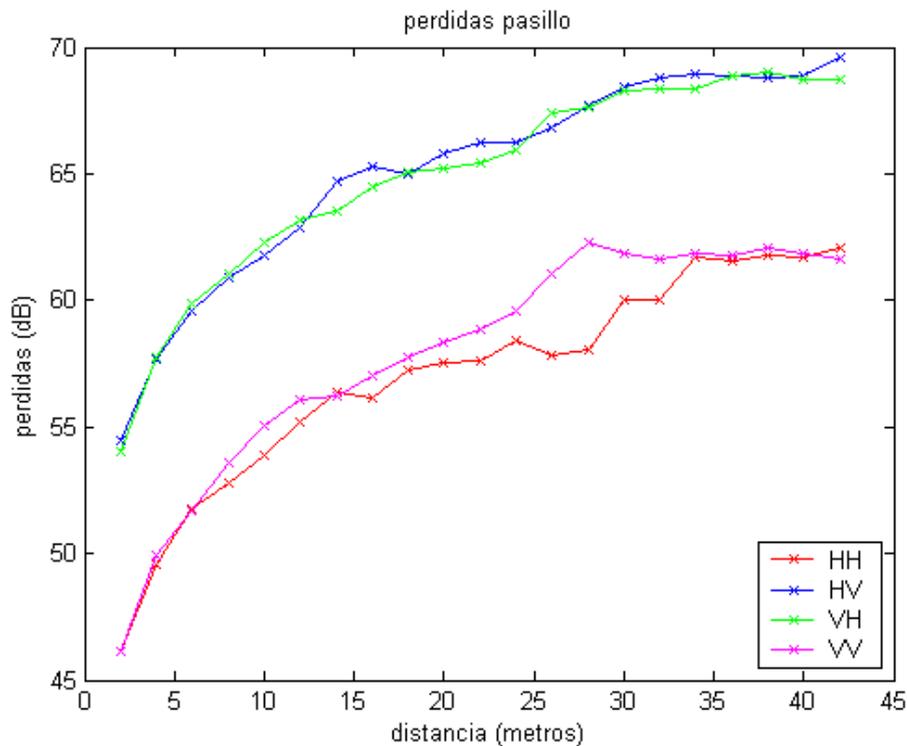


Figura 51: Pérdidas en Pasillo.

Donde podemos observar una reducción de la pendiente de pérdidas a lo largo del pasillo. Este fenómeno se conoce como el “efecto túnel”, que consiste en un guiado de las ondas electromagnéticas que viajan a través del túnel, produciéndose unos menores valores de las pérdidas con respecto al modelo de propagación en espacio libre.

Por otra parte, se puede distinguir como tanto las polarizaciones copolares como las crosapolares siguen un mismo patrón respectivamente por lo



que buscaremos un modelo de pérdidas para las polarizaciones copolares y otro para las crosopolares.

Otra de las conclusiones lógicas que podemos interpretar de la gráfica es que las polarizaciones directas tienen significativamente menos pérdidas que las polarizaciones cruzadas.

6.1.2. Modelo de Propagación.

A partir de los datos obtenidos en el apartado anterior calcularemos un modelo de propagación para el pasillo mediante rectas de regresión utilizando la fórmula (2.8).

Es importante destacar el efecto notable en las pérdidas de la esquina que se encuentra en torno a los 25 metros por lo que se aprecia una diferencia, relativamente grande, en las pérdidas en ese punto sobre todo en las polarizaciones copolares. Esta diferencia en ese punto nos hará establecer un modelo para la curva de pérdidas en la polarización HH y otra para la VV para que de esta forma la adaptación se casi perfecta. Para asegurarnos de ello, representamos el XPD con el fin de ver si la diferencia entre ambas polarizaciones es lo suficientemente significativa:

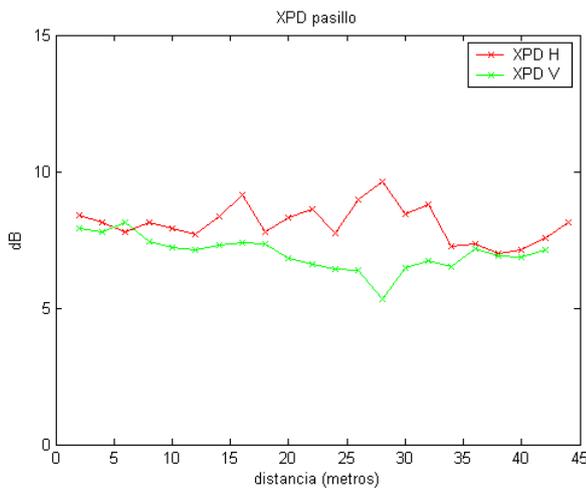


Figura 52: XPD H y XPD V pasillo

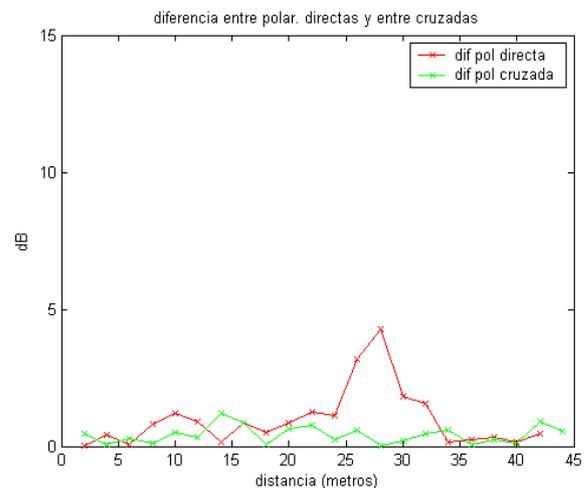


Figura 53: diferencia entre polarizaciones directas y cruzadas.

Finalmente debido a que la diferencia existente entre ambas señales es de casi 6 dB, procedemos a realizar un modelo para cada situación:

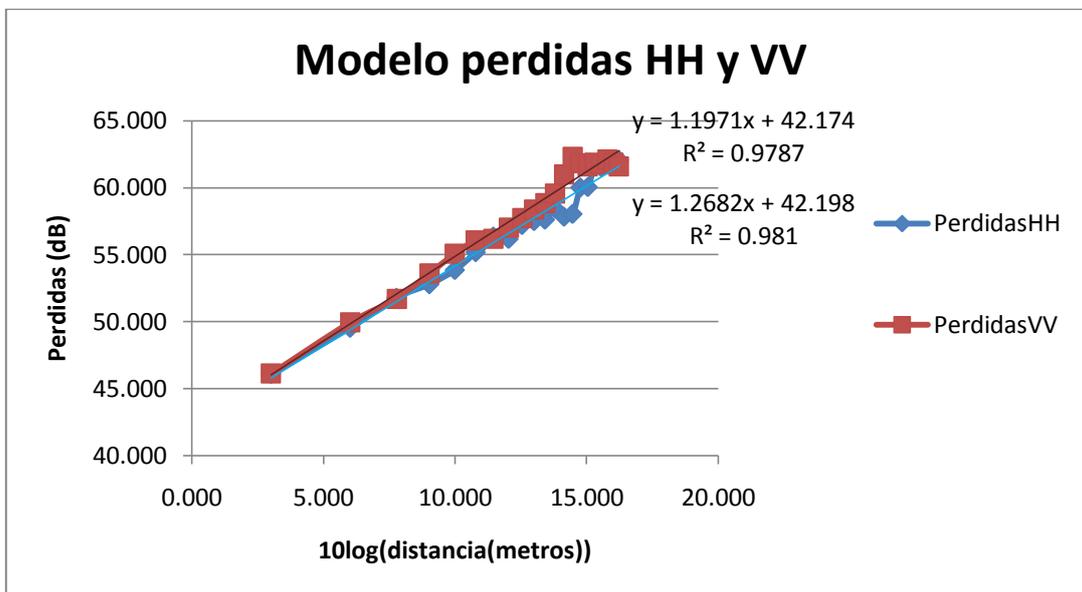


Figura 54: Modelo de pérdidas HH y VV.

Para el modelo que mejor se ajusta a las pérdidas en la polarización HH y en la VV obtenemos los siguientes valores de los parámetros correspondientes al modelo de pérdidas en espacio libre:

Modelo pérdidas HH-VV	VV	HH
Lo	42.174	42.198
n	1.197	1.268

Tabla 5: Modelo de pérdidas HH-VV

El grado de ajuste viene dado por la autocorrelación (R^2) y como vemos es bastante buena pues siempre es superior a 0.97.

De la misma manera procedemos con las pérdidas de propagación para polarizaciones cruzadas:

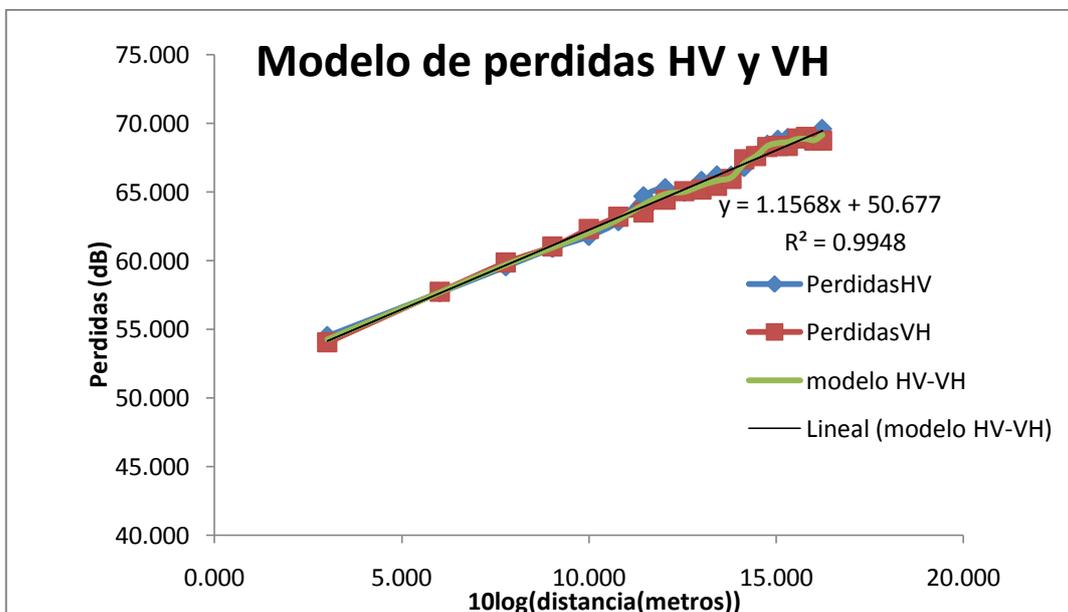


Figura 55: Modelo pérdidas HV-VH pasillo



En este caso, se aprecia un ajuste perfecto tal y como la autocorrelación que es prácticamente igual a uno por lo que no es necesario un ajuste distinto para cada situación.

Ademas, sacamos que los parametros de la recta que define el modelo de propagacion en espacio libre son:

Modelo perdidas Polarizaciones cruzadas	HV y VH
Lo	50.677
n	1.157

Tabla 6: Modelo de perdidas HH-VV

Comparando estos resultados con los obtenidos en polarizacion directa, observamos que el valor de Lo es mayor para las polarizaciones copolares y que el parametro 'n' es muy semejante en todos los casos por lo que las rectas tiene la misma pendiente y por tanto son paralelas.

Debido a que le rango de frecuencias es muy amplio hemos realizado el estudio de todos los parámetros en intervalos de 500 MHz, de esta forma podremos apreciar si existe alguna anomalía en cualquiera de estos intervalos:

INTERVALOS	RANGO DE FRECUENCIAS (GHz)
INTERVALO-1	2 – 2.5
INTERVALO-2	2.5 – 3
INTERVALO-3	3 – 3.5
INTERVALO-4	3.5 – 4
INTERVALO-5	4 – 4.5
INTERVALO-6	4.5 – 5

Tabla 7: Intervalos de 500 MHz

A continuación presentamos la tabla de pérdidas por intervalos, la cual nos ayudara a ver la distribución/evolución de las pérdidas y donde podremos identificar si existe alguno o varios de estos intervalos donde suceda algo relevante o fuera del comportamiento general.

PASILLO	Intervalo 1	Intervalo 2	Intervalo 3	Intervalo 4	Intervalo 5	Intervalo 6
Perdidas (dB)	0-0.5 GHz	0.5-1 GHz	1-1.5 GHz	1.5-2 GHz	2-2.5 GHz	2.5-3 GHz
máximos	67	68.5	70	71.7	72.2	75
mínimos	44	46	45.5	44.5	46	49.6
Media	61.5	63.25	63.75	64.1	65.1	68.3
Varianza	7.12	6.87	6.74	7.45	7.89	7.63

Tabla 8: Perdidas pasillo por intervalos

Para la obtención de dicha tabla se han promediado todos los datos correspondientes a las distintas polarizaciones y posiciones.



Dado que siempre sigue la misma evolución ascendente que en las dos figuras anteriores sabemos pues, que los máximos se dan siempre en las últimas posiciones y los mínimos en la primera posición.

6.1.3. RMS Delay Spread.

El valor del RMS se calcula sobre un margen previamente seleccionado que cubre desde el valor de potencia del pico principal hasta X dB por debajo según hayamos seleccionado el margen. Para calcular el RMS se suelen elegir valores entre 10 y 30dB. En nuestro caso dicho margen lo hemos establecido a 10 dB.

Este parámetro (RMS) nos da una idea de lo cercanos o lejanos que llegan en el tiempo las contribuciones de la señal con respecto a la aportación principal del rayo directo. Valores altos de RMS implican pulsos más anchos en el tiempo y por lo tanto mayores valores de ISI (Interferencia Ínter simbólica) [26] que limita el ancho de banda de la señal que podemos transmitir por el canal. Si representamos el RMS para todo el ancho de banda:

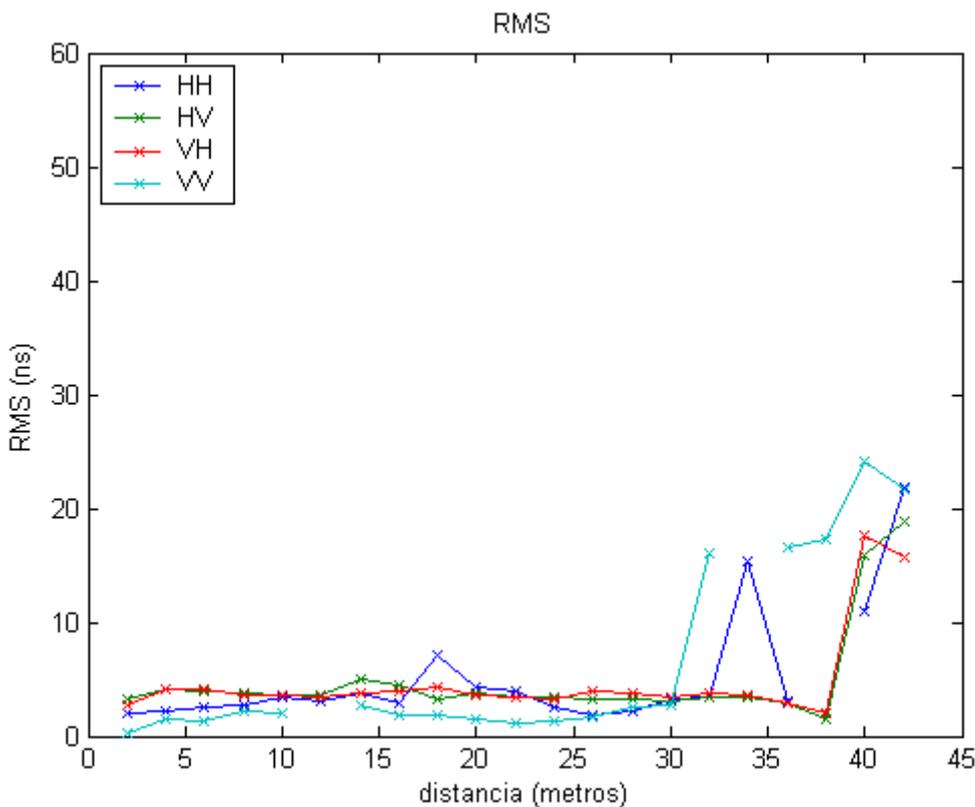


Figura 56: RMS Delay Spread en Pasillo

Según la figura 7, los valores típicos de RMS en entornos de oficinas se encuentran alrededor de 10ns. En la gráfica observamos que en la mayoría del trayecto los picos se encuentran por debajo de dicho valor, sin embargo, existen picos muy elevados de RMS en determinadas zonas muy por encima



de esos 10ns, lo que se traducirá en un mayor ISI que limitará la transferencia de información. Esto se debe a la sensibilidad de esta configuración con respecto a la esquina y otros fenómenos del recorrido.

Notar que para la representación de dichos datos hemos eliminado los datos atípicos, entendiendo como tales aquellos se desvían más o menos un 50 % de la media.

Si representamos los principales estadísticos de los intervalos en una tabla tendremos:

PASILLO	Intervalo1	Intervalo2	Intervalo3	Intervalo4	Intervalo5	Intervalo6
RMS (ns)	0-0.5 GHz	0.5-1 GHz	1-1.5 GHz	1.5-2 GHz	2-2.5 GHz	2.5-3 GHz
máximos	41.627	53.987	41.627	41.627	53.605	41.627
mínimos	1.096	1.096	1.096	1.042	1.096	1.202
media	7.50427	9.12369	8.68193	8.29235	10.05153	8.47239
varianza	5.604E-08	1.141E-07	6.587E-08	7.934E-08	1.448E-07	7.103E-08

Tabla 9: Estadísticos RMS Delay Spread Pasillo

Como podemos ver, los máximos corresponden a los picos que se dan sobre todo al final del recorrido, ya que la media sí que está por debajo de los 10 ns en todos los intervalos.

Una vez estudiado el RMS para intentar ver que provoca esos altos valores de RMS en esta configuración, utilizaremos el perfil del retardo.

6.1.4. Perfil de retardo

Este parámetro nos permitirá estudiar la geometría del pasillo y calcular las zonas donde se producen las reflexiones.

Si representamos el perfil del retardo para una situación concreta, es decir, fijando la posición, polarización y una combinación de antenas transmisora – receptora con respecto a la distancia tenemos:

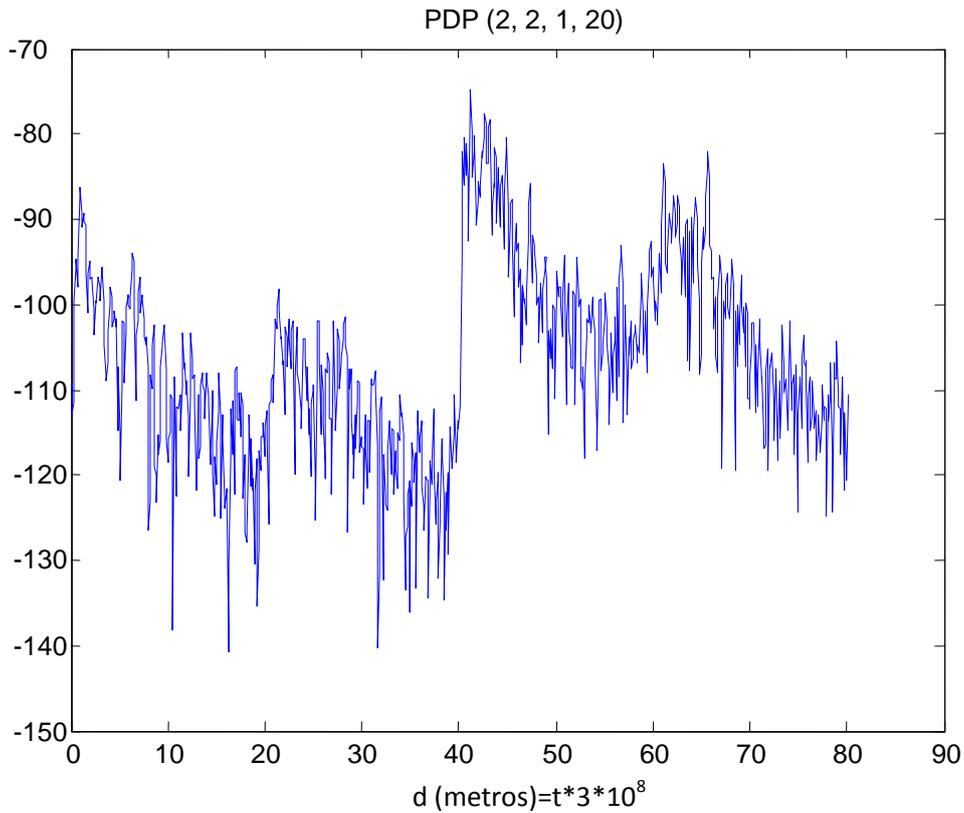


Figura 57: Perfil del Retardo en la bigésima posición en Pasillo.

Donde PDP (M, N, POL, POS) representa el PDP para la antena transmisora M=2, la antena receptora N=2, una polarización POL=1 (HH) y una posición POS=20 (40 metros).

Es importante tener en cuenta que la primera mitad de la señal de la figura anterior corresponde realmente a las contribuciones que siguen tras los 80 metros, de manera que las dos contribuciones que se aprecian entre los 0 y 40 metros se corresponden con contribuciones entre 80 y 120 metros.

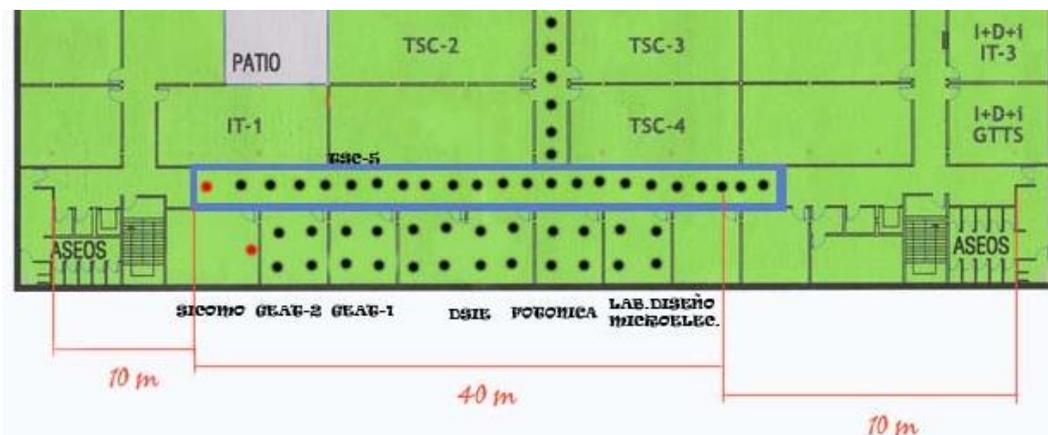


Figura 58: Mapa de cotas en Pasillo.

Podemos observar, como ya habíamos adelantado antes que la contribución con mayor potencia esta en 40 metros. La segunda contribución importante que aparece esta sobre los 60 metros aproximadamente, esta se



debe a la contribución de la señal que rebota en el final del pasillo, el cual tiene algo más de 50 metros por lo que la señal recorre los 40 m que hay entre transmisor y receptor, mas 10 m (aproximadamente) hasta la pared final y otros 10 m (aproximadamente) tras rebotar hasta encontrarse de nuevo con el sistema de antenas.

La siguiente contribución será a los 81 m ya que señal, rebota en la primera pared, recorre todo el pasillo hasta rebotar en la pared del fondo y finalmente ser recibida. Y así sucesivamente...

Por lo que lo representado en el perfil coincide con la geometría del pasillo.

Otra consideración que tener en cuenta es que la evolución que siguen las distintas contribuciones del PDP es exponencial, al igual que la que sigue la evolución del conjunto de todos los máximos de cada contribución.

El último fenómeno que estudiaremos utilizando el perfil del retardo será intersección y sus alrededores. Para esta configuración se producen grandes variaciones en esta zona representada en la siguiente figura:

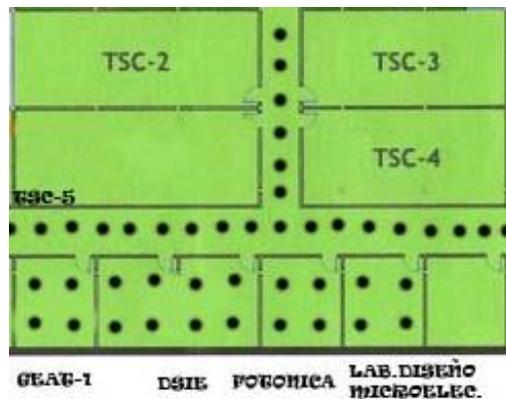


Figura 59: Mapa de la intersección en Pasillo

Si representamos de forma análoga el perfil del retardo de tres posiciones, una a cada lado del pasillo intersección, y otra justo en el centro de la misma:

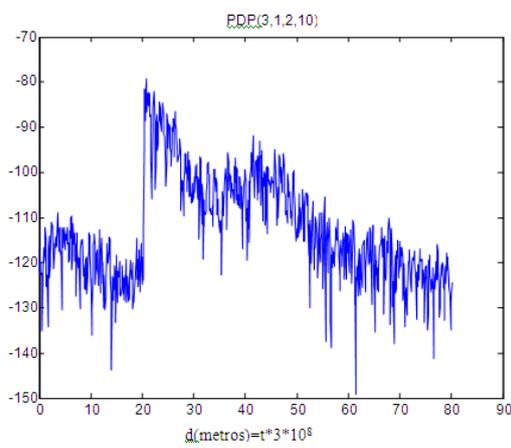


Figura 60: antes de la intersección

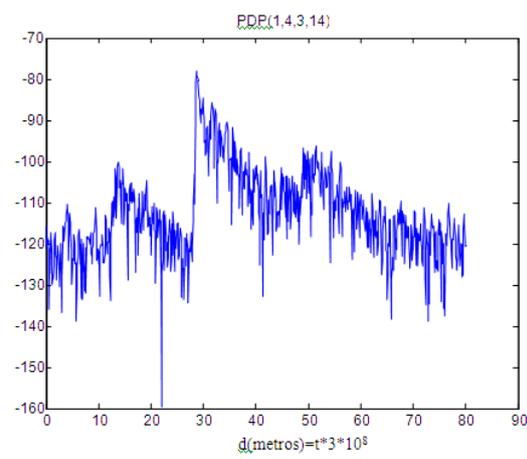


Figura 61: en la intersección

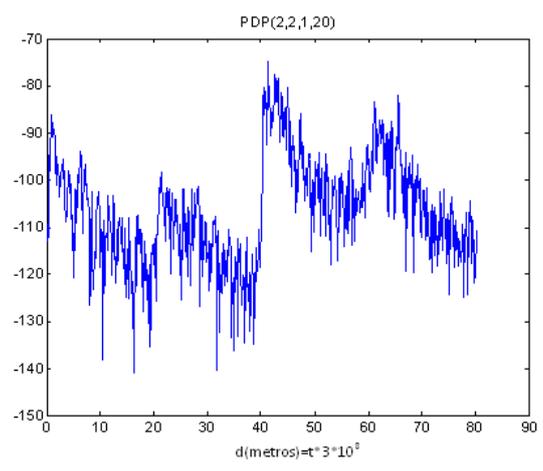


Figura 62: después de la intersección

Donde podemos observar en la última figura un mayor número de contribuciones debido al comportamiento de la esquina como elemento de difracción, aunque no todas se pueden apreciar ya que se pueden solapar con otras grandes reflexiones.

6.1.5. Factor K.

A través de este parámetro vemos la relación entre la contribución del rayo directo con el resto de las contribuciones debidas a reflexiones en el medio, cuanto más se acerque a 0dB mas parecidas son ambas contribuciones.

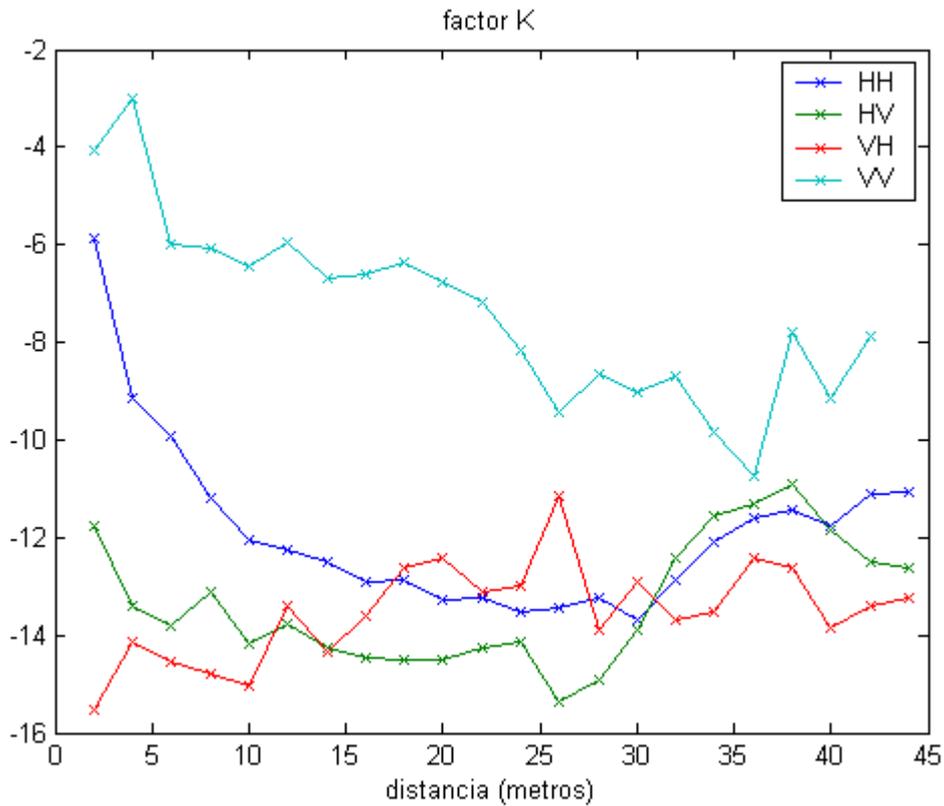


Figura 63: Factor K martine en pasillo

El valor del factor K es negativo en media, un valor esperado puesto que estamos trabajando en un escenario que se comporta como un túnel donde se producen multitud de reflexiones.

Además, estos valores oscilan mucho a lo largo del recorrido debido a la variabilidad del entorno que provoca micro zonas donde la potencia en rayo directo aumenta o disminuye respecto a las reflexiones, aunque siempre es menor la potencia del rayo.

6.1.6. Correlación

La correlación y la capacidad, al ser parámetros dependientes de la longitud de onda, deberán estudiarse para cada configuración y longitud de onda.

En un sistema MIMO, interesa que la correlación sea lo más baja posible como decíamos en la sección 2.5.3, donde veíamos que un escenario rico en dispersiones se traducía en una baja correlación.

Tras calcular la correlación con una separación entre antenas de $2\lambda=12$ cm, tanto en transmisión como en recepción para cada configuración, podemos representarlos de la siguiente forma:

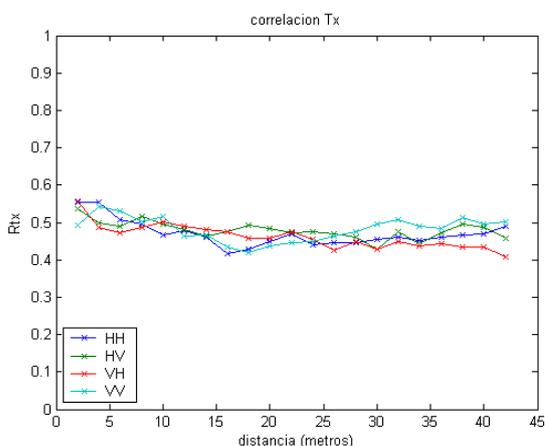


Figura 64: Correlación transmisión, pasillo

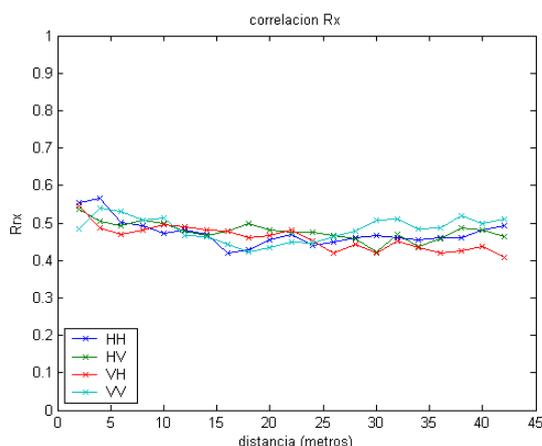


Figura 65: Correlación recepción, pasillo

Se observan unos valores de correlación similares tanto en transmisión como en recepción además, estos valores no son elevados, puesto que por debajo de 0.8 se considera que el canal será rico en scattering (dispersión).

Si supervisamos lo que ocurre en cada intervalo, podemos agrupar los datos, como se ve a continuación:

PASILLO	Intervalo1	Intervalo2	Intervalo3	Intervalo4	Intervalo5	Intervalo6
Correlación Tx	0-0.5 GHz	0.5-1 GHz	1-1.5 GHz	1.5-2 GHz	2-2.5 GHz	2.5-3 GHz
máximos	0.634	0.665	0.637	0.652	0.624	0.661
mínimos	0.397	0.376	0.370	0.352	0.364	0.269
media	0.491	0.485	0.475	0.478	0.469	0.442
varianza	0.011	0.015	0.015	0.016	0.015	0.022

Tabla 10: Correlación en transmisión (Tx), pasillo.

PASILLO	Intervalo1	Intervalo2	Intervalo3	Intervalo4	Intervalo5	Intervalo6
Correlación Rx	0-0.5 GHz	0.5-1 GHz	1-1.5 GHz	1.5-2 GHz	2-2.5 GHz	2.5-3 GHz
máximos	0.643	0.658	0.629	0.668	0.644	0.713
mínimos	0.402	0.374	0.372	0.351	0.365	0.271
media	0.493	0.488	0.475	0.477	0.466	0.443
varianza	0.012	0.017	0.014	0.017	0.015	0.024

Tabla 11: Correlación en recepción (Rx), pasillo.

Aquí volvemos a la misma conclusión, pues no existe ningún valor atípico, estando todos los valores entre 0.2 y 0.8 y cuyo valor medio está muy por debajo de 0.8 como ya habíamos dicho antes.



6.1.7. Capacidad.

Tras haber estudiado la correlación, ahora nos centraremos en la capacidad. La capacidad depende principalmente de dos parámetros como podemos ver en la fórmula (2.44), la relación señal a ruido (SNR) y la Correlación (HH^*).

Para ver el efecto de cada uno de ellos, hemos calculado dos tipos de capacidad:

- Con SNR variable, donde la SNR utilizada es la calculada en cada posición, por lo que en una posición determinada cada de las configuraciones tendrán distinta SNR.
- Con SNR fija, en la que se verá con claridad el efecto de la correlación.

La capacidad con SNR variable es interesante estudiarla para problemas en los que no se realice gestión de potencia entre transmisor y receptor y, por lo tanto, la SNR sea la máxima permitida en cada punto. Calculando dicha capacidad se obtiene:

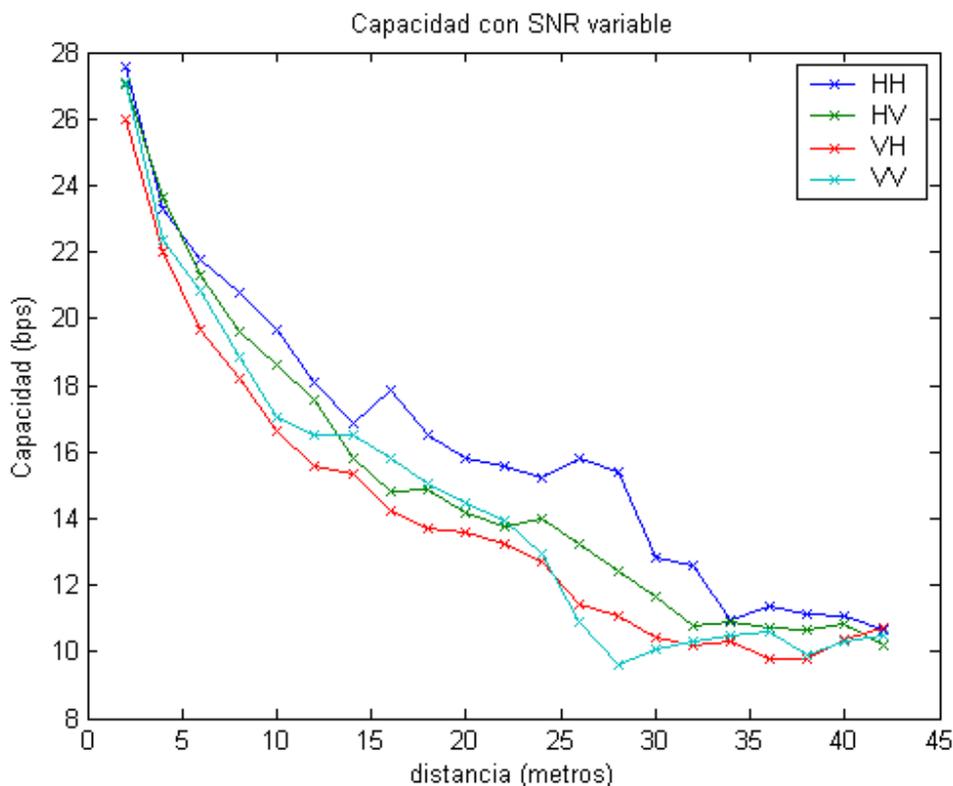


Figura 66: Capacidad con SNR Variable Pasillo

Donde podemos observar claramente como la capacidad disminuye exponencialmente con la distancia, ya que como vimos al comienzo de este apartado la potencia es mayor cuanto más cerca están las antenas. Y es la SNR el parámetro predominante en este método para calcular la capacidad.



Cabe añadir que no se puede distinguir un comportamiento diferente entre las polarizaciones copolares y crosolares.

Ahora, para ver el impacto de la correlación en la capacidad y ver si alguna de las configuraciones obtiene una ganancia de capacidad por diversidad del entorno, representaremos la capacidad con SNR fija e igual a 10 dB en nuestro caso:

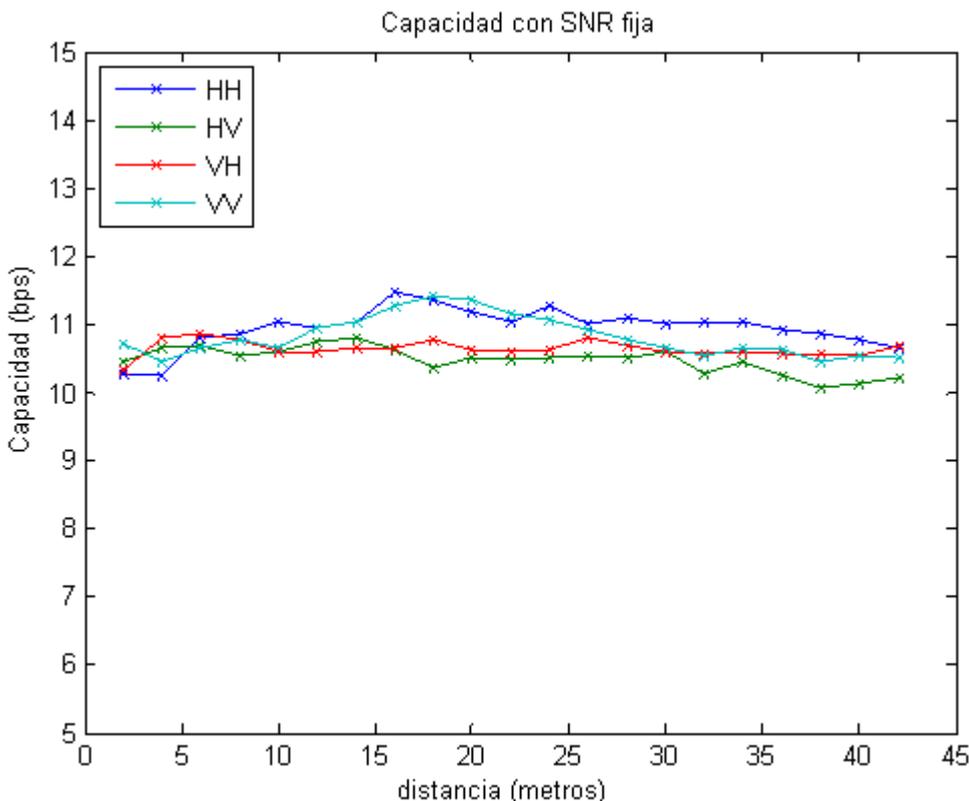


Figura 67: Capacidad SNR fija en Pasillo.

Como era de esperar, la capacidad es prácticamente lineal pues la SNR no varía y es por eso por lo que este comportamiento se asemeja al de la correlación como preveíamos.

Por otra parte, al contrario que en la capacidad variable, las polarizaciones directas muestran unos mejores resultados que las polarizaciones cruzadas.

En cuanto a lo que ocurre en cada uno de los intervalos:

PASILLO	Interval o 1	Interval o 2	Interval o 3	Interval o 4	Interval o 5	Interval o 6
C con SNR variable	0-0.5 GHz	0.5-1 GHz	1-1.5 GHz	1.5-2 GHz	2-2.5 GHz	2.5-3 GHz
máximos	26.459	28.219	28.500	29.464	34.152	35.921
mínimos	7.534	8.502	9.234	7.968	9.854	7.846
media	12.868	15.522	16.278	15.801	16.771	16.406
varianza	0.566	0.792	0.727	0.633	1.165	1.156



Tabla 12: Capacidad con SNR variable en pasillo

Dado que la capacidad con SNR variable de cada intervalo sigue la misma evolución (exponencial descendente) que la vista en la figura 66, podemos intuir las curvas gracias a la tabla anterior en las se ve que no existe ningún dato atípico.

6.2. Segundo Recorrido: Esquina.

Seguiremos nuestro análisis con este recorrido, en el cual tendremos situaciones de visión directa y no visión directa.

6.2.1. El Efecto de Guiado.

El primer parámetro que estudiaremos serán las pérdidas, en la siguiente gráfica vemos las pérdidas medias recibidas para cada una de las posiciones de las antenas transmisoras y receptoras.

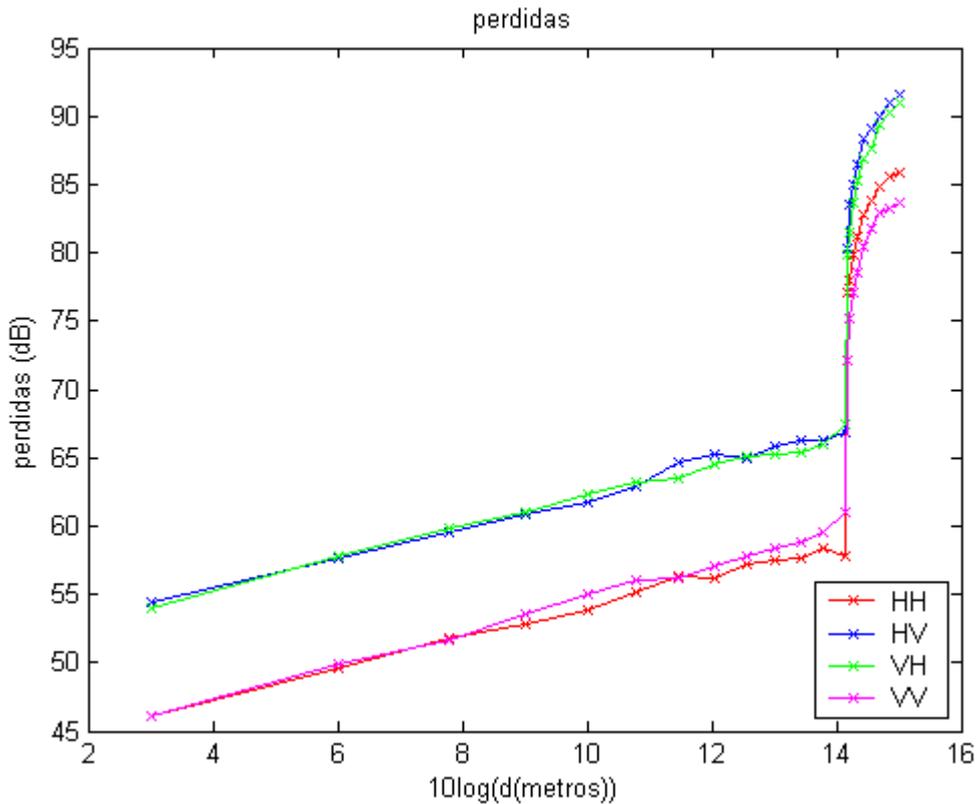


Figura 68: Evolución de la potencia media para varias polarizaciones en esquina

La esquina se encontraba a 26 metros del lugar donde empezábamos las mediciones, lo que en logarítmico es 14.15. Podemos ver como a esa



distancia la potencia recibida disminuye de forma muy rápida coincidiendo con el momento de girar la esquina.

Para analizar los resultados hemos dividido el recorrido en tres zonas que detallaremos a continuación:

- Zona 1: Visión directa. Esta zona comprende las posiciones de la 1 a la 12. Corresponde a la zona del recorrido donde existe visión directa en transmisor y receptor y cuyos resultados se corresponden con los mismos que vimos en el análisis del recorrido del pasillo.

- Zona 2: Esquina. Posiciones 13 a 17. Es la transición entre la zona de visión directa y la de no visión directa.

- Zona 3: No visión directa. Posiciones de la 18 a la 22. Es la última zona y todas sus posiciones se encuentran en posición de no visión directa.

Esta zona termina en el momento en que se recibe una potencia cercana al nivel de ruido, esto sucedía en la posición 23, a 45 metros del origen del recorrido.

Como en el recorrido anterior, resulta más ilustrativo el promediar VV con HH y VH con HV. Así podemos ver la diferencia de potencia media entre ambos esquemas.

Además, de la misma forma que vimos en el estudio de las pérdidas en el recorrido del pasillo, se puede distinguir como tanto las polarizaciones copolares como las crosapolares siguen un mismo patrón respectivamente por lo que buscaremos un modelo de pérdidas para las polarizaciones copolares y otro para las crosapolares, y que las polarizaciones directas tiene significativamente menos pérdidas que las polarizaciones cruzadas.

6.2.2. Modelo de Propagación.

Siguiendo con los datos obtenidos en el apartado anterior calcularemos un modelo de propagación para el pasillo mediante rectas de regresión utilizando la formula (2.8).

Representamos el XPD con el fin de ver si la diferencia entre ambas polarizaciones es lo suficientemente significativa, y por tanto realizar uno o más modelos de pérdidas:

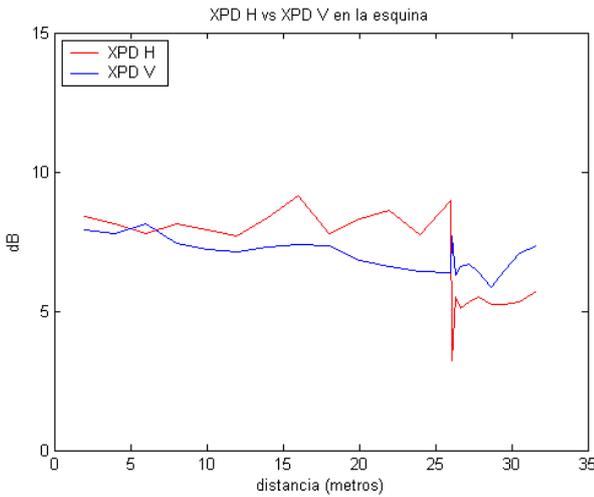


Figura 69: XPD H vs XPD V, esquina.

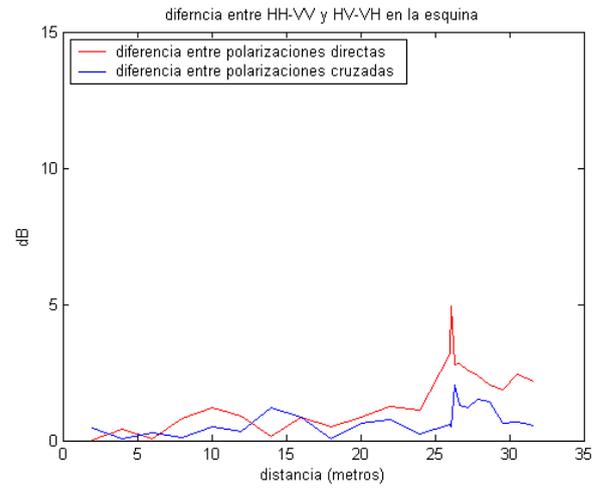


Figura 70: diferencia entre polarizaciones directas o cruzadas, esquina

Como vemos, la diferencia entre ambas, no sobrepasa en ningún momento los diez dB de diferencia. En el instante en el que comienza la esquina, el un valor del XPD H desciende hasta los tres dB bruscamente y luego se mantiene en los cinco dB, por debajo del valor de XPD V, en la gráfica de la derecha, sin embargo, sucede al contrario, en el instante en el que llegan a la esquina, ambas señales se ven incrementadas. Podríamos, por lo tanto, establecer un mismo modelo para las polarizaciones copolares, sin embargo, realizaremos un ajuste para cada una de las polarizaciones copolares para estar en concordancia con lo visto en el análisis del pasillo.

La representación de los modelos de pérdidas, queda:

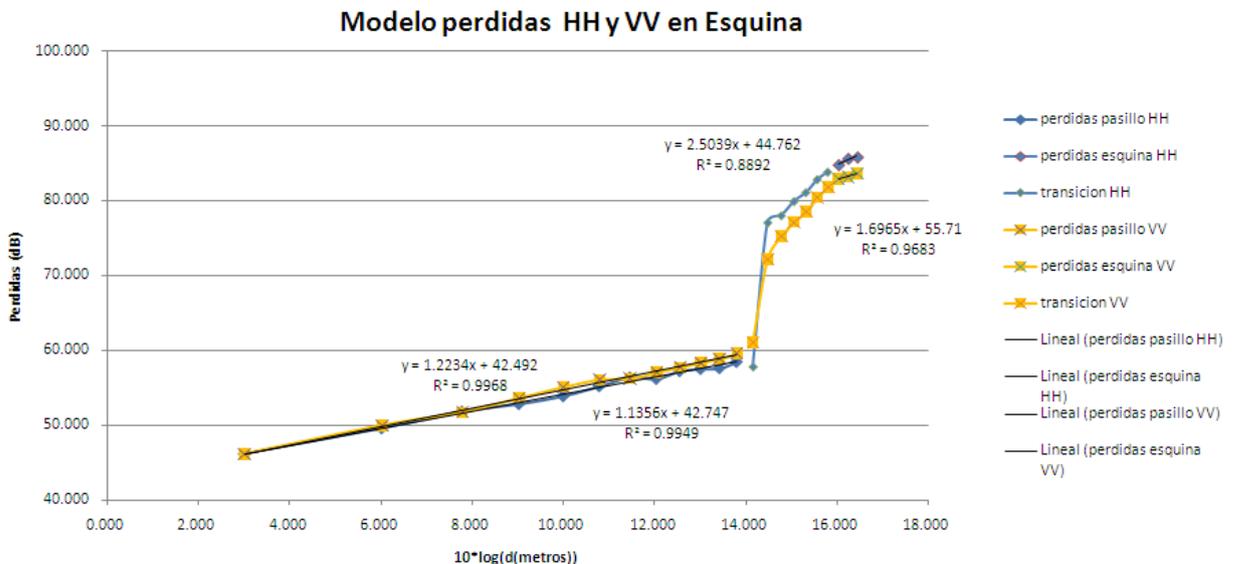


Figura 71: Modelo pérdidas polarizaciones directas.

En la figura superior vemos los ajustes establecidos en las etapas de visión directa como en la de no visión de directa para cada polarización directa. Hay que comentar que tras la etapa de transición entre la visión directa y la no



directa la señal tiende a estabilizarse aunque este efecto no se vea en figura anterior debido a la falta de puntos (de medidas).

Como era de esperar las rectas de regresión en ambas etapas son bastante parecidas pudiendo haberse realizado un solo ajuste para ambas polarización aunque hubiese empeorado ligeramente su adaptación sobre todo en la última etapa donde parece haber una ligera diferencia.

Modelo perdidas HH-VV	VV	HH	Modelo perdidas HH-VV	VV	HH
Etapa 1 (visión directa)			Etapa 2 (visión NO directa)		
Lo	42.492	42.747	Lo	55.710	44.762
n	1.223	1.135	n	1.696	2.503

Tabla 13: Modelo de perdidas HH-VV en visión directa y NO directa.

El grado de ajuste viene dado por la autocorrelacion (R^2) y como vemos es bastante buena pues muy cercano a uno en las etapas de vision directa y ligeramente menor en la vision NO directa debido a que probablemente a la falta de puntos.

Procediendo de forma análoga con las pérdidas de propagación para polarizaciones cruzadas:

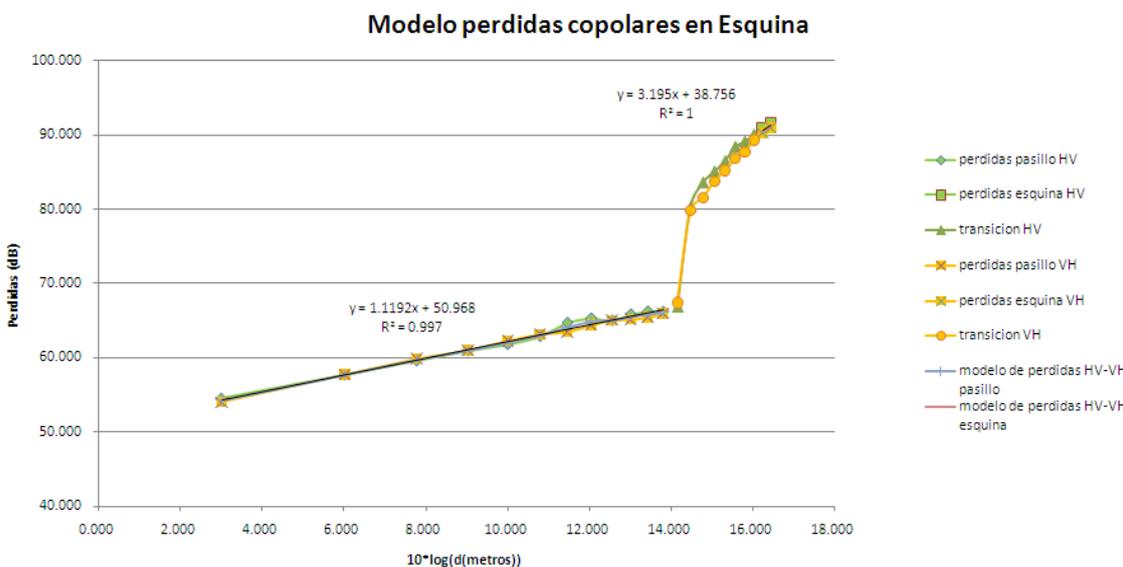


Figura 72: Modelo de pérdidas crosopolares en esquina

En este caso, se aprecia un ajuste perfecto tal y como la autocorrelación que es prácticamente igual a uno por lo que no es necesario un ajuste distinto para cada situación.

Ademas, sacamos que los parametros de la recta que define el modelo de propagacion en espacio libre son:

Modelo perdidas HH-VV	HV-VH	Modelo perdidas HH-VV	HV-VH
Etapa 1 (visión directa)		Etapa 2 (visión NO directa)	
Lo	50.958	Lo	38.756
n	0.997	n	1.000



Tabla 14: Modelo de perdidas HV-VH, esquina.

Comparando estos resultados con los obtenidos en polarización directa, observamos que el valor de L_0 es mayor para las polarizaciones cruzadas.

De nuevo procedemos al estudio de todos los parámetros en intervalos de 500 MHz, de esta forma podremos apreciar si existe alguna anomalía en cualquiera de estos intervalos:

ESQUINA	Intervalo 1	Intervalo 2	Intervalo 3	Intervalo 4	Intervalo 5	Intervalo 6
Perdidas (dB)	0-0.5 GHz	0.5-1 GHz	1-1.5 GHz	1.5-2 GHz	2-2.5 GHz	2.5-3 GHz
mínimos	44.392	46.336	45.789	44.301	46.155	49.540
máximos	86.662	86.050	85.646	88.474	90.375	93.768
media	67.803	68.023	68.219	68.140	69.268	70.941
varianza	8.418	8.593	8.451	8.347	8.448	8.704

Tabla 15: Parámetros estadísticos por intervalos de las perdidas en la esquina.

De la tabla anterior sacamos que el comportamiento es normal al no existir ningún dato fuera de su rango.

6.2.3. RMS Delay Spread

Los valores de RMS obtenidos en este recorrido para todo el ancho de banda son:

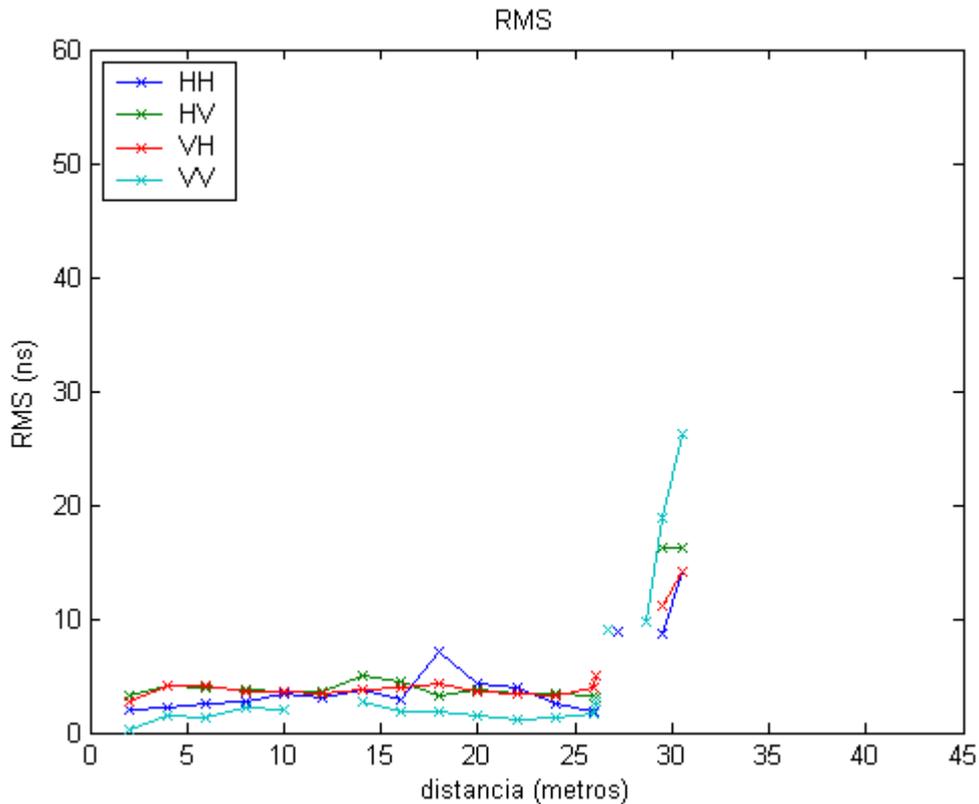


Figura 73: RMS medido en esquina



Aunque el comportamiento general en todas las polarizaciones, en el mismo, el RMS de las polarizaciones directas, una vez pasada la esquina, sufre algunas variaciones bruscas. El hecho de que en el tramo de visión NO directa, la polarización VV tenga un valor tan elevado es debido a que las reflexiones producidas en las paredes que delimitan la longitud del túnel afectan en menor medida a las polarizaciones cruzadas que a las normales.

Si representamos los principales estadísticos de los intervalos en una tabla tendremos:

ESQUINA	Intervalo 1	Intervalo 2	Intervalo 3	Intervalo 4	Intervalo 5	Intervalo 6
RMS (ns)	0-0.5 GHz	0.5-1 GHz	1-1.5 GHz	1.5-2 GHz	2-2.5 GHz	2.5-3 GHz
máximos	31.525	36.499	26.385	32.691	44.274	35.139
mínimos	1.096	1.290	0.854	1.042	1.273	1.202
media	7.00997	6.80058	7.58807	7.44896	8.95466	8.16490
varianza	3.700E-08	5.515E-08	5.024E-08	6.498E-08	9.307E-08	5.834E-08

Tabla 16: Estadísticos RMS Delay Spread Esquina

Como los valores de RMS por intervalos siguen la misma evolución que el representado en la figura 74, los máximos se corresponderán a los picos que se dan sobre todo al final del recorrido y con las polarizaciones directas.

Una vez estudiado el RMS para intentar ver que provoca esos altos valores de RMS en esta configuración, utilizaremos el perfil del retardo.

Las reflexiones producidas en las paredes hacen que el RMS medido en las polarizaciones 1 y 4 (HH y VV, respectivamente) sean mayores que en 3 y 4 (HV y VH) en determinadas zonas del recorrido.

6.2.4. Factor K

La gráfica siguiente muestra la evolución del factor K medio para todas las polarizaciones utilizadas:

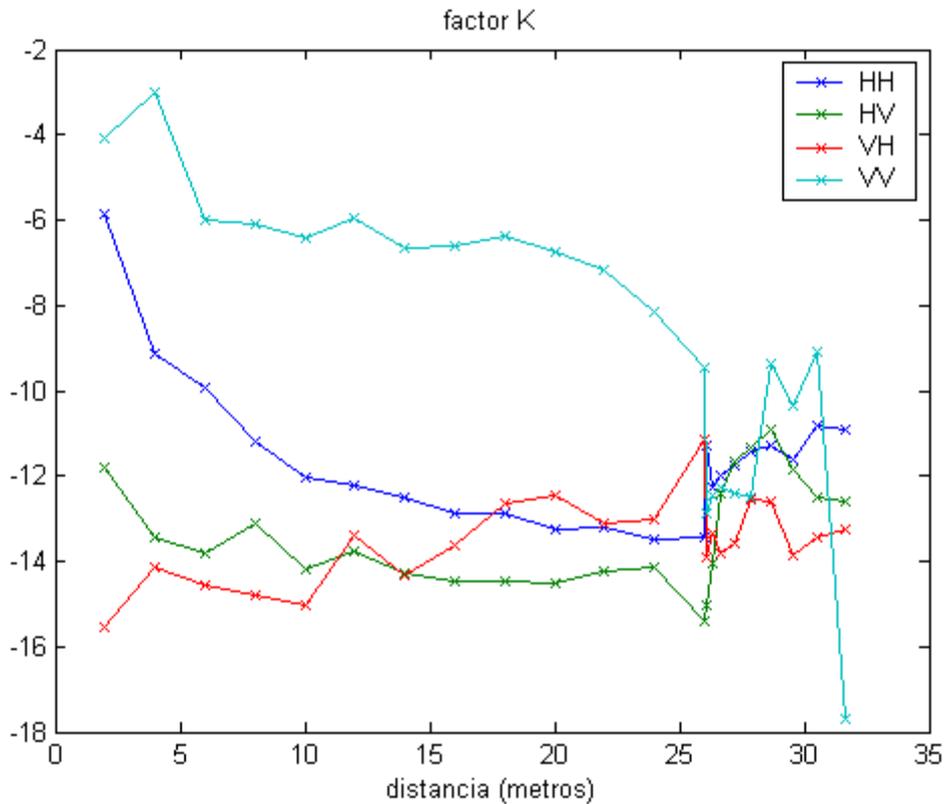


Figura 74: Factor K medio obtenido para distintas polarizaciones en esquina

El valor del factor K es negativo en media, un valor esperado puesto que estamos trabajando en un escenario que se comporta como un túnel donde se producen multitud de reflexiones. Como se observa en la gráfica el factor K oscila entre 4 y -16 dB. No se observa ninguna tendencia significativa hasta llegar a los 30 m, momento en el cual el factor K deja de disminuir y comienza a oscilar a lo largo del recorrido debido a la mayor variabilidad del entorno que provoca que en determinados instantes la potencia en rayo directo aumente o disminuya con respecto a las reflexiones, aunque siempre será menor la potencia del rayo directo que las de sus contribuciones.

6.2.5. Correlación

Estudiaremos a continuación la correlación en este recorrido. Lo haremos haciendo uso de tablas como en el recorrido anterior.

La correlación obtenida para 2λ ha sido la siguiente:

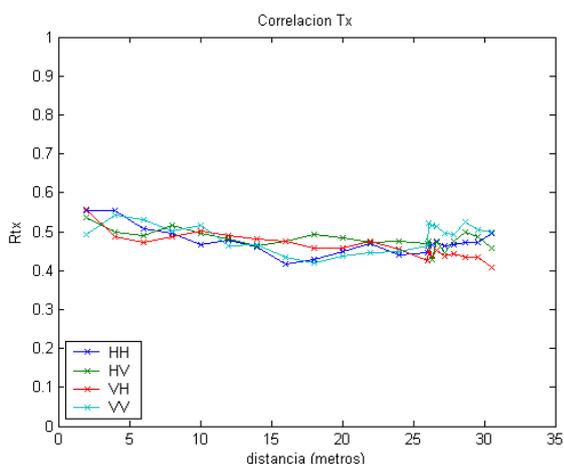


Figura 75: Correlaciones en transmisión para 2λ en esquina

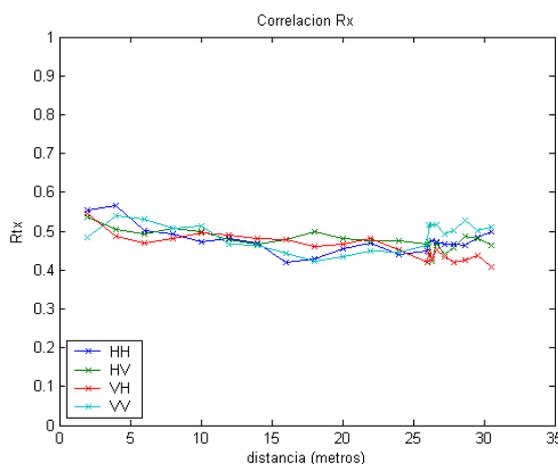


Figura 76: Correlaciones en recepción para 2λ en esquina

Distinguimos como parece que las señales de correlación van disminuyendo lentamente con la distancia hasta alcanzar el punto donde comienza la situación de visión no directa, en la que empeora levemente.

En la zona de la esquina, a partir de los 25 metros, la correlación media obtenida con separación 2λ tanto en transmisión como recepción, si bien en este recorrido si se observan pequeñas diferencias entre las distintas polarizaciones, siempre mejores para el caso de polarización cruzada.

Si supervisamos lo que ocurre en cada intervalo, podemos agrupar los datos, como se ve a continuación:

ESQUINA	Intervalo 1	Intervalo 2	Intervalo 3	Intervalo 4	Intervalo 5	Intervalo 6
Correlación Tx	0-0.5 GHz	0.5-1 GHz	1-1.5 GHz	1.5-2 GHz	2-2.5 GHz	2.5-3 GHz
máximos	0.634	0.665	0.637	0.652	0.624	0.661
mínimos	0.397	0.376	0.370	0.352	0.364	0.269
media	0.497	0.488	0.478	0.478	0.471	0.443
varianza	0.011	0.015	0.014	0.016	0.015	0.022

Tabla 17: Correlación en trasmisión (Tx), esquina.

ESQUINA	Intervalo 1	Intervalo 2	Intervalo 3	Intervalo 4	Intervalo 5	Intervalo 6
Correlación Rx	0-0.5 GHz	0.5-1 GHz	1-1.5 GHz	1.5-2 GHz	2-2.5 GHz	2.5-3 GHz
máximos	0.643	0.658	0.629	0.668	0.644	0.713
mínimos	0.402	0.374	0.372	0.351	0.365	0.271
media	0.497	0.491	0.477	0.477	0.468	0.444
varianza	0.012	0.017	0.014	0.016	0.016	0.024



Tabla 18: Correlación en recepción (Rx), esquina

De nuevo sacamos como conclusión que el parámetro correlación es bastante bueno, pues el promedio es bastante bajo en todos los intervalos de transmisión como de recepción.

6.2.6. Capacidad.

La capacidad con SNR variable nos dará unos resultados más identificados con nuestra realidad que en el caso de mantener la SNR fija, obteniendo:

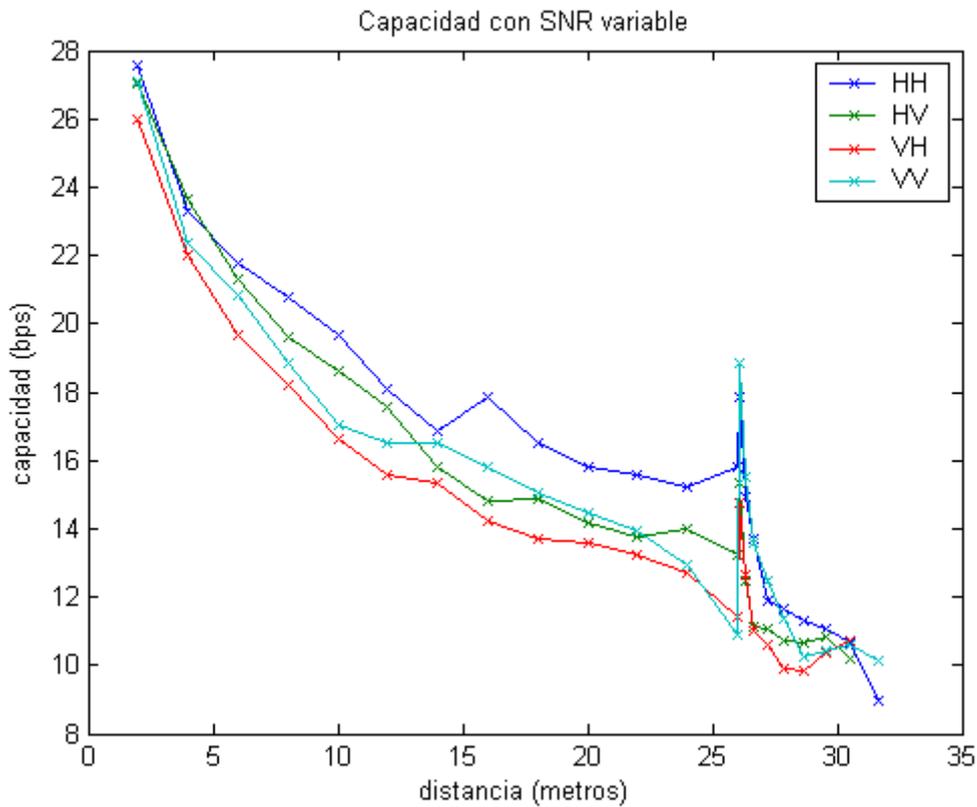


Figura 77: Capacidad con SNR Variable Esquina

Lo más relevante que podemos destacar de la figura de arriba es que aparece un pico en el comienzo del nuevo sector 'Esquina', sin embargo, al igual que pasaba en el escenario del pasillo la capacidad disminuye exponencialmente con la distancia.

Si dibujamos la Capacidad para una SNR previamente fijada a 10 dB:

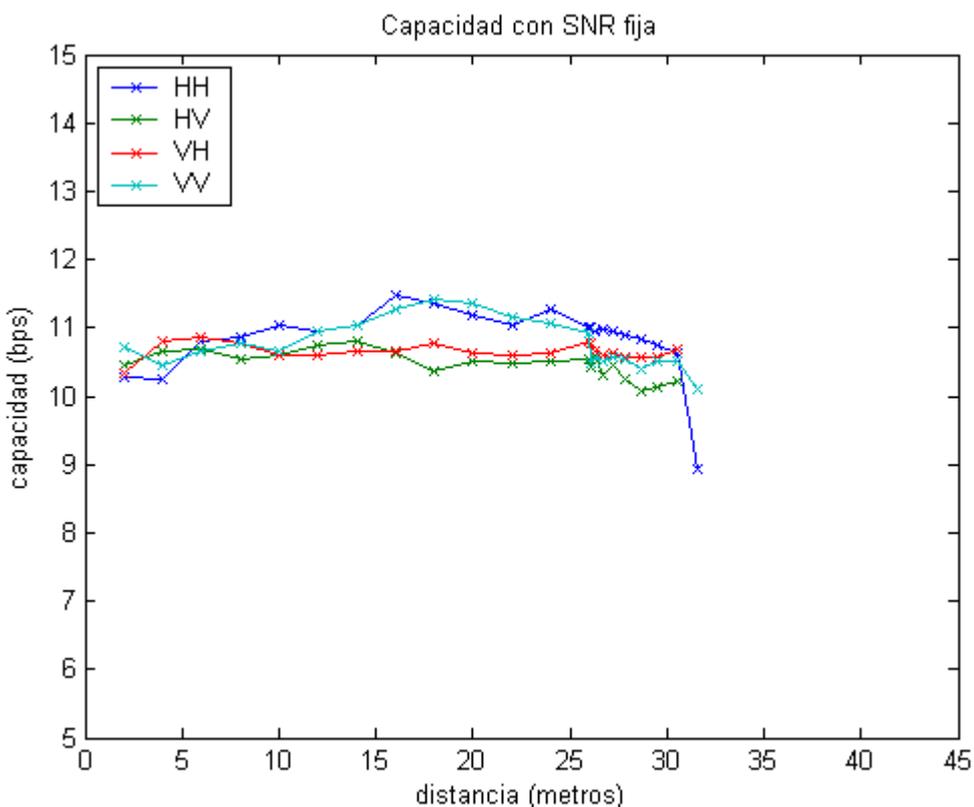


Figura 78: Capacidad SNR fija en Esquina

Aunque en los primeros metros no lo parece en el resto del recorrido la capacidad es mejor en las polarizaciones HH y VV frente a las cruzadas.

En cuanto a lo que ocurre en cada uno de los intervalos:

ESQUINA	Intervalo 1	Intervalo 2	Intervalo 3	Intervalo 4	Intervalo 5	Intervalo 6
C con SNR var	0-0.5 GHz	0.5-1 GHz	1-1.5 GHz	1.5-2 GHz	2-2.5 GHz	2.5-3 GHz
máximos	27.328	28.589	28.939	29.886	34.370	36.103
mínimos	7.523	6.202	10.062	10.101	8.521	7.544
media	17.426	17.396	19.501	19.994	21.446	21.824
varianza	14.650	15.026	14.204	14.457	15.783	15.923

Tabla 19: Capacidad con SNR variable en esquina.

Por lo tanto, podemos concluir que no sucede nada extraño en los distintos intervalos aunque cabe resaltar que la capacidad aumenta proporcionalmente a la frecuencia.

6.3. Tercer Recorrido: Laboratorios.

Comenzaremos el análisis del último sector con el recorrido a través de todos los laboratorios contiguos al SiCoMo, en el cual siempre estamos en situación de visión no directa y que por lo tanto nos servirá para ver cuáles son las pérdidas producidas por las paredes de los mismos laboratorios.



6.3.1. El Efecto de Guiado.

Tal y como hemos venido haciendo hasta el momento, comenzaremos el estudio por la evolución de la potencia media recibida para distintas posiciones de las antenas:

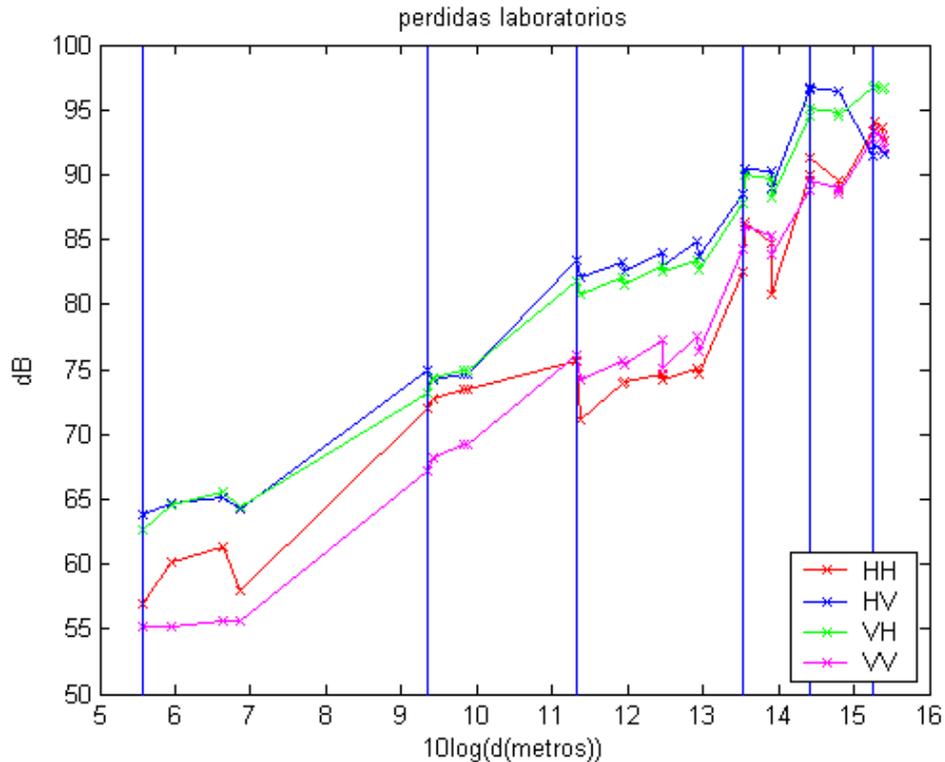


Figura 79: Evolución de la potencia para varias polarizaciones en laboratorios

Las líneas verticales azules indican la primera medida realizada tras atravesar una pared.

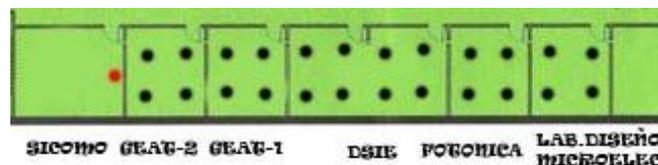


Figura 80: medidas en los laboratorios

Observamos cambios significativos de la disminución de la potencia recibida de forma considerable al atravesar cada una de las paredes que separan los laboratorios.

Para poder visualizar los datos con mayor claridad, hemos promediado la potencia que se recibía en cada laboratorio. Además, medimos la variación de potencia entre la última medida de un laboratorio y la primera del siguiente laboratorio (Diferencia sin media) y lo comparamos con la diferencia que existe entre las potencias medias de dos laboratorios contiguos (Diferencia):



Polarización VV		
Media Laboratorio (dB)	Diferencia (dB)	Diferencia sin media (dB)
-55.416		
-68.471	13.055	11.469
-75.346	6.875	6.822
-76.584	1.238	1.850
-84.867	8.283	7.881
-88.963	4.097	5.030
-92.747	3.784	4.181

Tabla 20: Resumen de potencias en laboratorios polarización VV

Polarización HH		
Media Laboratorio (dB)	Diferencia (dB)	Diferencia sin media (dB)
-59.080		
-72.888	13.808	14.091
-73.683	0.795	2.205
-74.632	0.949	0.599
-83.616	8.984	7.929
-89.880	6.264	9.288
-93.411	3.532	4.525

Tabla 21: Resumen de potencias en laboratorios polarización HH

Polarización HV		
Media Laboratorios (dB)	Diferencia (dB)	Diferencia sin media (dB)
-64.483		
-74.619	10.137	10.619
-82.820	8.201	8.767
-83.888	1.067	1.498
-89.571	5.683	4.883
-96.575	7.004	7.627
-91.806	-4.769	-4.950

Tabla 22: Resumen de potencias en laboratorios polarización HV

Polarización VH		
Media Laboratorios (dB)	Diferencia (dB)	Diferencia sin media (dB)
-64.282		
-74.384	10.103	8.874
-81.580	7.196	6.887
-82.879	1.298	1.361
-88.924	6.045	5.121
-94.708	5.784	6.186
-96.731	2.023	2.139

Tabla 23: Resumen de potencias en laboratorios polarización VH



Resumiendo, obtenemos los siguientes niveles de promediados de Pérdidas:

Laboratorios	VV,HH	HV, VH	XPD
GEAT2	-57.248	-64.38	-7.13
GEAT1	-70.679	-74.50	-3.82
DSIE	-75.061	-82.79	-7.73
FOTONICA	-84.241	-89.25	-5.01
MICROELECTRONICA	-89.421	-95.64	-6.22
LCEE	-93.079	-94.27	-1.19

Tabla 24: Pérdidas en los laboratorios

Como era de esperar, se recibe menos potencia en las posiciones cruzadas, por efecto de la polarización. Sin embargo, conforme nos alejamos del receptor, la diferencia va disminuyendo progresivamente desde los 7 dB obtenidos en el GEAT2 hasta los 1.19 dB de diferencia que encontramos en el último de los laboratorios medidos.

Este efecto se debe a que la onda electromagnética va perdiendo la polarización original al ir atravesando distintas paredes y obstáculos, y al llegar a un receptor lejano ya es menos importante la posición de la antena.

6.3.2. Modelo de propagación

Con los datos de potencia obtenidos en las mediciones de los laboratorios de investigación podemos construir un modelo de propagación sencillo, del modo descrito en la sección 2.3.4, para predecir los niveles de potencia que se recibirán en las distintas partes del sótano del Cuartel de Antiguones. Este modelo será de la forma:

$$P_{\text{recibida}} = L_0 + 10n \log(d) + \sum L_{\text{Pared}} \tag{6.1}$$

El primer paso para obtener los parámetros de este modelo será calcular las pérdidas medias en cada pared del recorrido. Una vez realizado obtenemos los siguientes valores:

Pérdidas Paredes	VV	HH	HV, VH
Pared 1	8.000	7.500	7.20
Pared 2	2.900	0.500	5.90
Pared 3	0.300	0.000	3.76
Pared 4	2.700	2.500	3.30
Pared 5	2.500	3.800	2.15
Pared 6	1.800	1.500	0.83

Tabla 25: Pérdidas (dB) en paredes según polarización en laboratorios



Como conclusión de la tabla de las pérdidas de las paredes nos quedamos con la evolución descendente que se aprecia sobre todo en HV – VH, hasta el punto en el que la distancia y el ruido son tan grandes que las paredes parecen no influir en la señal, tal y como se muestra en la última columna.

El hecho de que exista una sensible diferencia entre las pérdidas en polarización directa, hace que busquemos un modelo de pérdidas para cada una de estas polarizaciones y otro para las polarizaciones cruzadas. Para ver mejor la diferencia entre las polarizaciones directas, representamos a continuación el XPD:

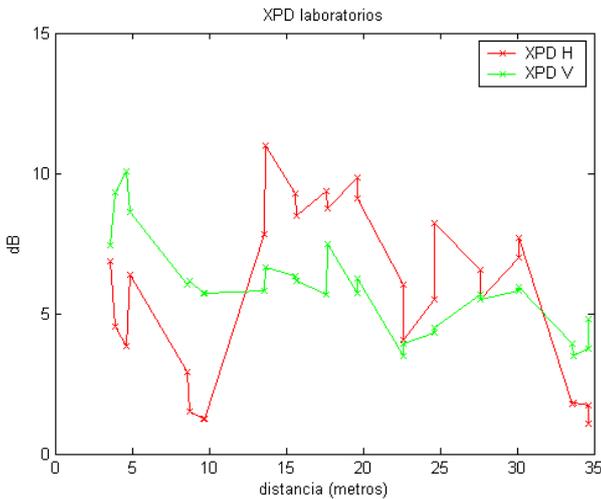


Figura 81: XPD H y XPD Y

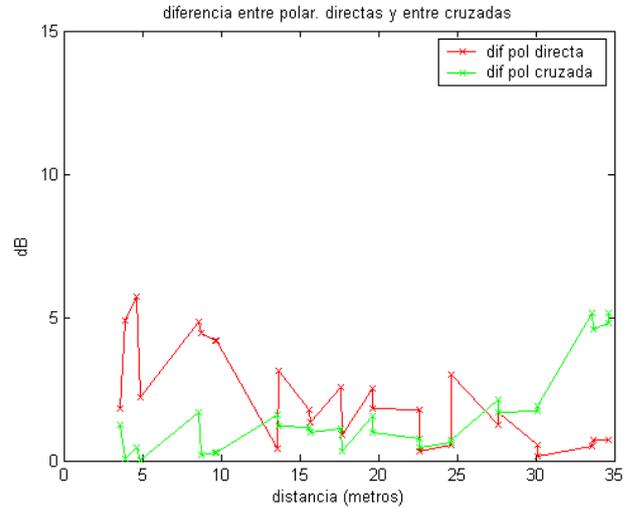


Figura 82: diferencia entre polarizaciones directas y cruzadas

Una vez que conocemos el valor de las pérdidas en las paredes del recorrido podemos eliminar su efecto para observar únicamente las pérdidas debidas a la distancia. Para las polarizaciones VV y HH las gráficas serán similares, así como para las VH y HV.

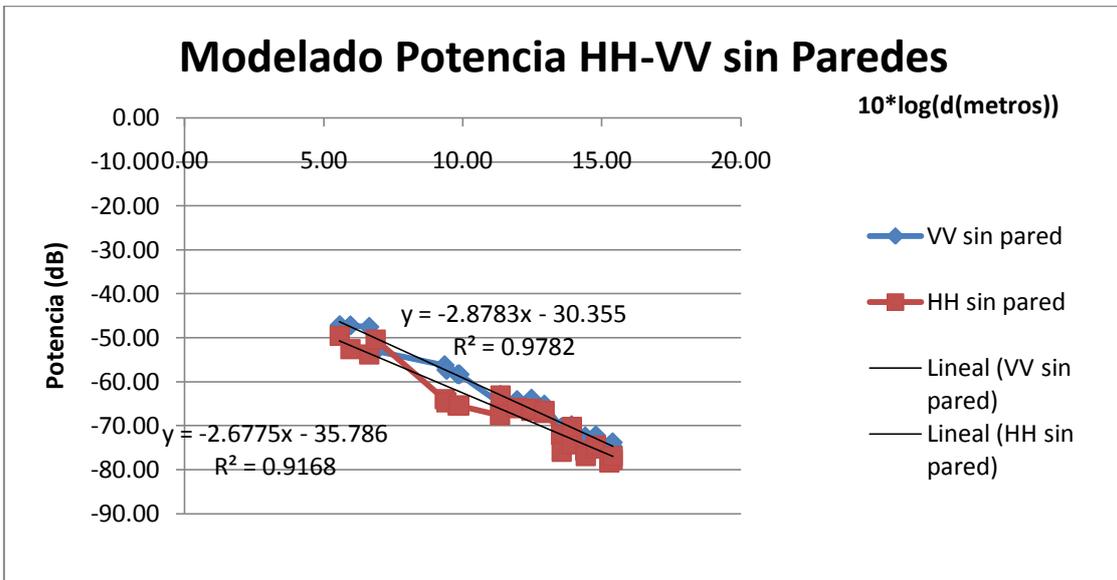


Figura 83: Ajuste lineal anuladas las paredes de la polarización cruzada

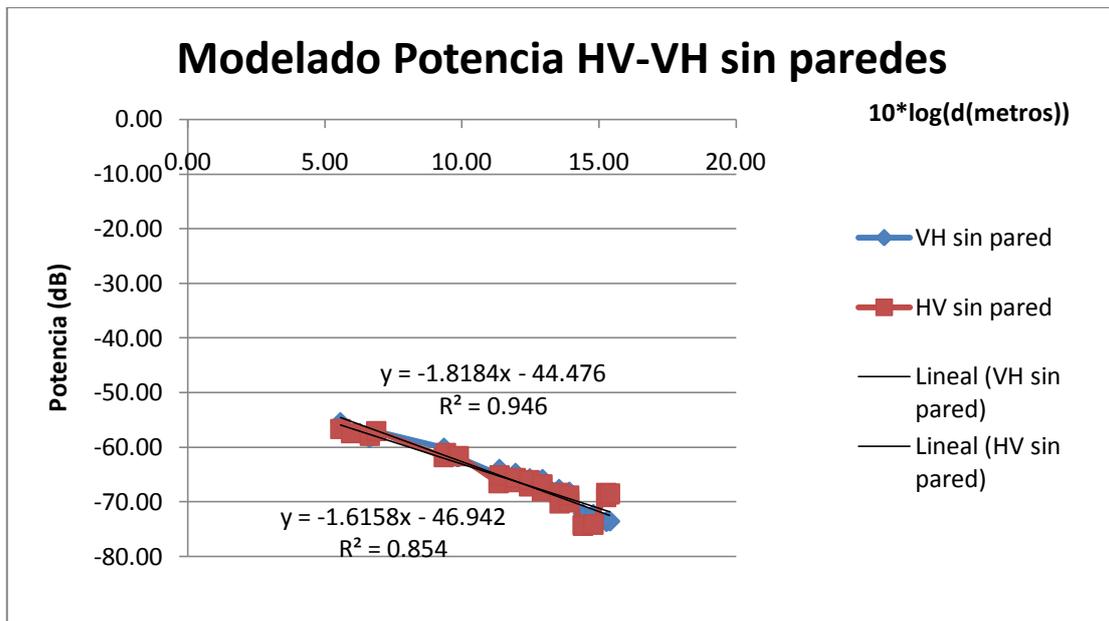


Figura 84: Ajuste lineal anuladas las paredes de la polarización normal

En ambas gráficas d es la distancia entre transmisor y receptor. Las ecuaciones al margen son las correspondientes al ajuste lineal realizado. También se muestra valor del coeficiente de correlación al cuadrado (R^2) para comprobar que el ajuste es bueno.

Con los valores de las rectas de regresión calculamos las pérdidas iniciales y la pendiente n del modelo. A continuación mostramos un resumen de los parámetros obtenidos:

SIN PARED	HH	VV	HV	VH
Lo	-35.79	-30.36	-46.94	-44.48
N	-2.68	-2.88	-1.62	-1.82

Tabla 26: Valor de n y Lo según polarización



Las pérdidas Lo están definidas a 2 m del transmisor, por tanto este modelo sería válido a partir de esa distancia. Con estos valores ya conseguiríamos tener definido el modelo de propagación, para comprobar su fidelidad a las mediciones reales podemos colocar en una misma gráfica los valores reales medidos y la predicción del modelo, como hacemos a continuación:

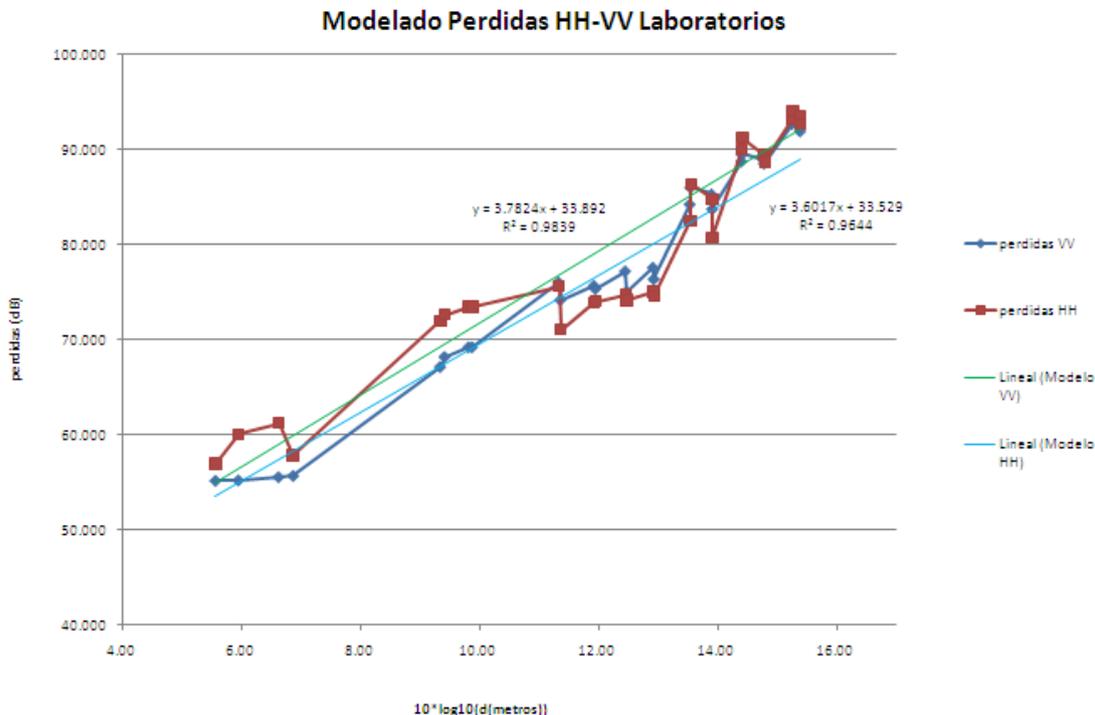


Figura 85: Comparación entre modelo y real para polarización VV y HH en laboratorios

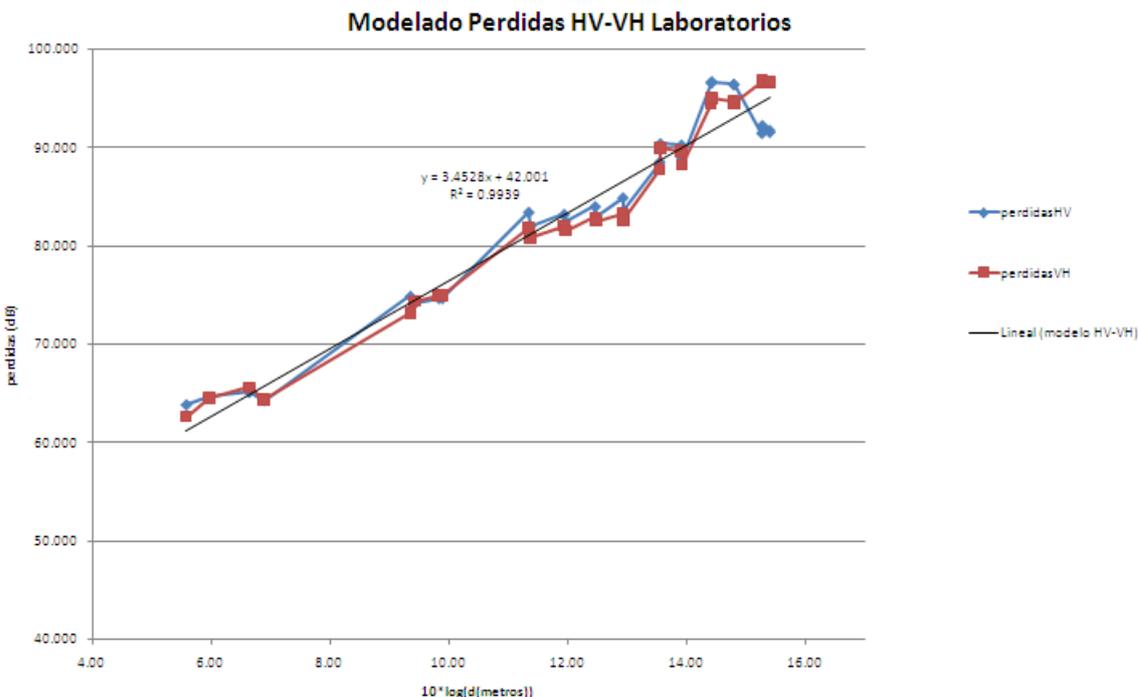


Figura 86: Comparación entre modelo y real para polarización HV y VH en laboratorios



Donde d representa la distancia entre receptor y transmisor. Comprobamos así como es ajuste es bueno, aunque mejor en las polarizaciones cruzadas que en las normales. De este modelo calculado podemos destacar que, si bien las polarizaciones normales tienen unas pérdidas iniciales menores, las polarizaciones cruzadas tienen una menor pendiente de pérdidas y las pérdidas por atravesar una pared son menores, lo que hace que las diferencias entre ambas polarizaciones se vayan haciendo menores conforme nos vamos alejando del transmisor.

Resumiendo lo que pasa en cada intervalo:

LABORATORIOS	Intervalo 1	Intervalo 2	Intervalo 3	Intervalo 4	Intervalo 5	Intervalo 6
perdidas	0-0.5 GHz	0.5-1 GHz	1-1.5 GHz	1.5-2 GHz	2-2.5 GHz	2.5-3 GHz
máximos	39.029	39.044	39.097	39.282	39.098	40.133
mínimos	33.873	33.888	33.937	34.104	34.707	34.369
media	18.414	18.422	18.447	18.537	18.588	18.860
varianza	1.403	1.471	1.478	1.503	1.592	1.941

Tabla 27: Pérdidas laboratorios por intervalos

Todos los datos están dentro del comportamiento mostrado por las pérdidas para todo el ancho de banda.

6.3.3. RMS Delay Spread.

Procedemos a la representación de la evolución del parámetro RMS:

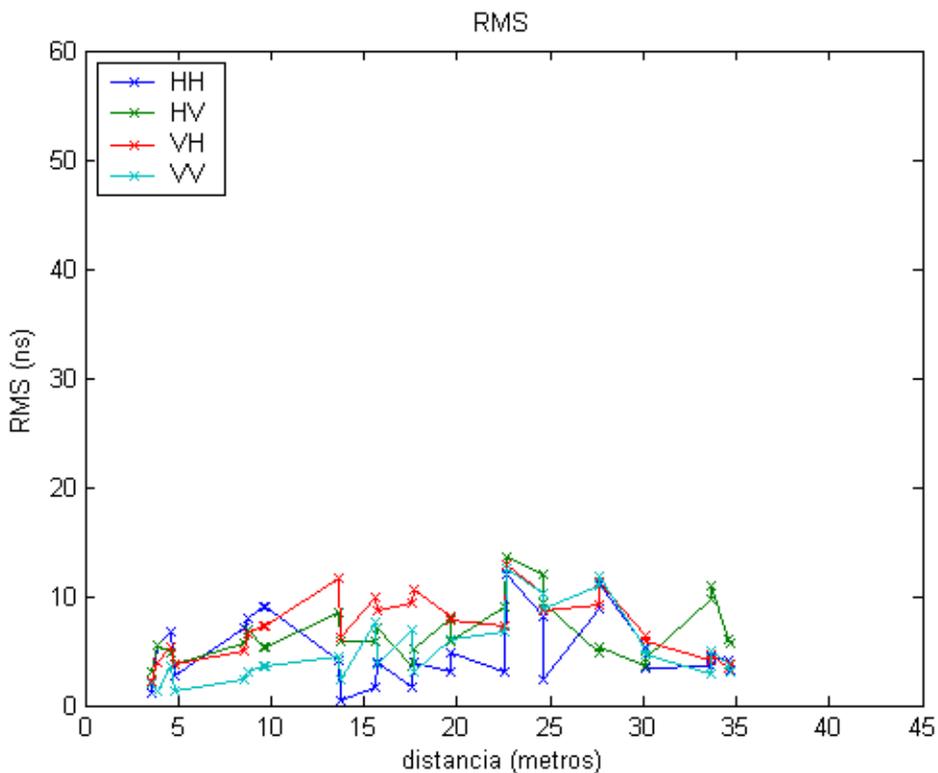


Figura 87: RMS en laboratorios



Esta figura muestra un progreso bastante irregular debido por un lado a todos los elementos como armarios, ordenadores, etc, y por otro a que las medidas fueron tomadas en posiciones paralelas dos a dos. El promedio de este resultado parece crecer lentamente sin embargo, en la gráfica de estos valores podemos observar como las diferencias entre ambos valores de RMS se hace menores conforme vamos aumentando la distancia. El valor máximo que se obtiene está en torno a 15 ns, valor que deberemos tener en cuenta a la hora de limitar la velocidad de transmisión.

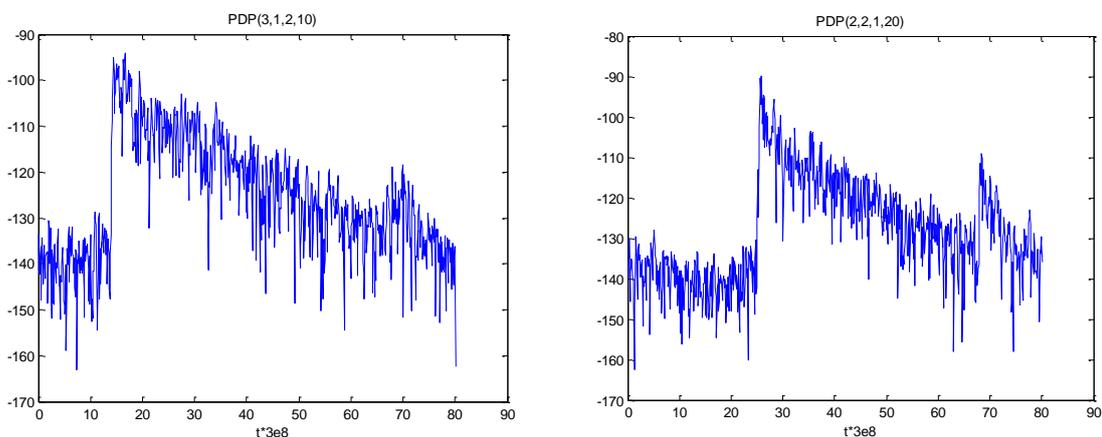
El cálculo del mismo por intervalos es:

LABORATORIOS	Intervalo 1	Intervalo 2	Intervalo 3	Intervalo 4	Intervalo 5	Intervalo 6
RMS (ns)	0-0.5 GHz	0.5-1 GHz	1-1.5 GHz	1.5-2 GHz	2-2.5 GHz	2.5-3 GHz
máximos	19.560	17.991	15.886	15.221	15.508	19.698
mínimos	3.773	2.268	1.225	1.974	2.021	2.182
media	12.31235	9.62605	7.86709	8.08432	8.86096	11.85530
varianza	1.489E-08	1.435E-08	1.009E-08	1.111E-08	1.094E-08	2.389E-08

Tabla 28: Estadísticos RMS por intervalos, Laboratorios

6.3.4. Perfil de retardo

La respuesta temporal del canal radio la obtenemos del modo explicado en la sección 2.4.5. En las siguientes figuras mostramos la evolución de esta respuesta a lo largo del recorrido para posiciones en distintos laboratorios y polarizaciones distintas previamente fijadas y con separación de 2λ entre antenas.



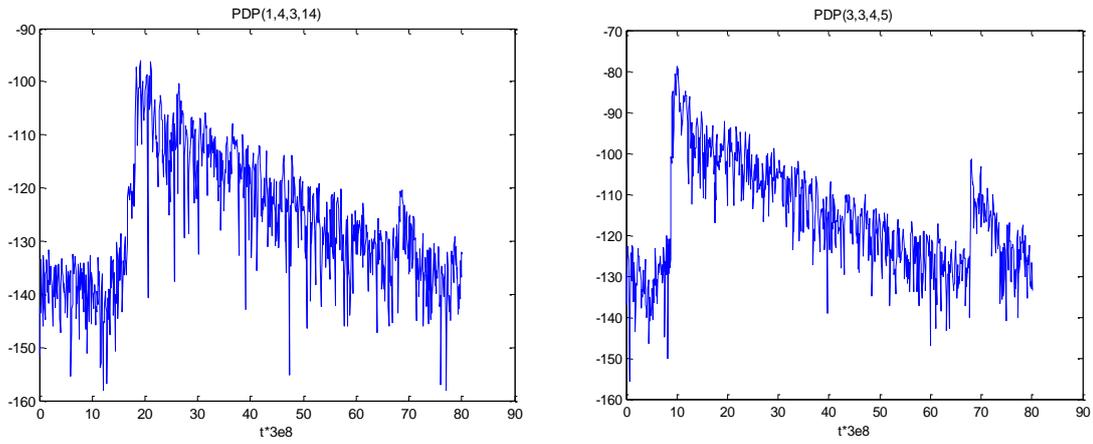


Figura 88: Evolución del perfil de retardo en laboratorios

Donde los argumentos del PDP indican (antena Tx, antena Rx, polarización, posición). Y la potencia disminuye cuanto más alejamos las antenas y por tanto más muros atravesamos.

Tampoco se observan variaciones significativas aparte de la diferencia de potencia debida a la posición de las antenas. A pesar de que tenemos una resolución bastante buena, existe el problema de que reflexiones muy grandes enmascaren otras más pequeñas siendo imposible su detección, si las medidas estuvieran realizadas a una mayor frecuencia obtendríamos mayor resolución y podríamos observar muchas más reflexiones dentro de la habitación donde se encontraban los equipos. Con la configuración elegida obtenemos una resolución temporal de:

$$1/\text{Ancho de Banda de la señal} = 0.333 \text{ ns}$$

Debido a esto, las distintas reflexiones que se producen en la habitación no pueden ser detectadas individualmente, ya que las dimensiones del laboratorio son demasiado reducidas. Por esto, en vez de ver una sucesión de deltas correspondientes a la reflexiones en la paredes, vemos un solo pulso ensanchado, que es la envoltura de las contribuciones recibidas. La siguiente figura ejemplifica este hecho:

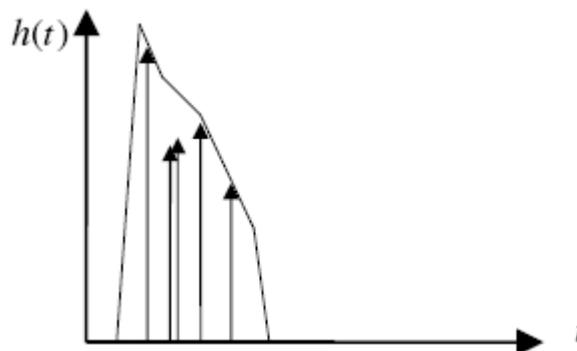


Figura 89: Envoltura de un perfil de retardo con varias componentes



6.3.5. Factor K

En las siguientes gráficas se muestra el análisis del factor K para las diferentes polarizaciones de las antenas a lo largo de todo el recorrido. Como se explicaba en la sección 2.4.10, a través de este parámetro vemos la relación entre la contribución del rayo directo con el resto de las contribuciones debidas a reflexiones en el medio, cuanto más se acerque a 0dB mas parecidas son ambas contribuciones.

El factor K medio obtenido para las polarizaciones normales es:

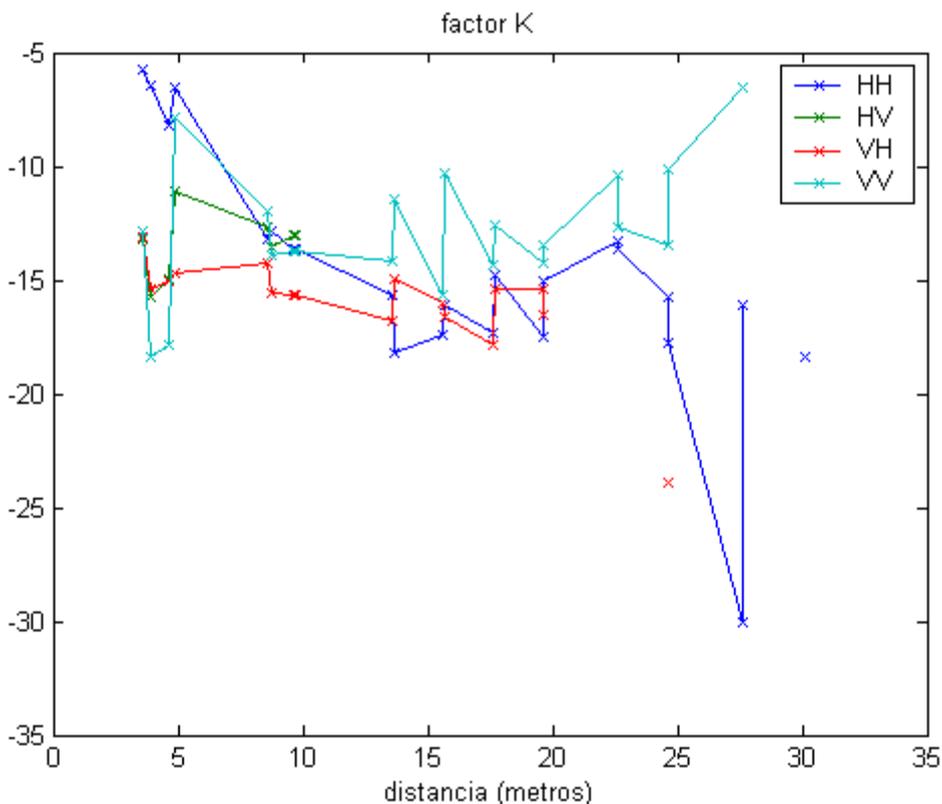


Figura 90: Factor K medio en laboratorios

En distancias cortas, el valor de factor K difiere mucho de una polarización a otra, sin embargo, cuando la distancia se va incrementando las diferencias se dejan de observar. De estas medidas no podemos obtener más que una idea de cómo se comporta el factor K a lo largo del recorrido medido, no siendo suficiente para obtener un modelo claro

Los anteriores parámetros sometidos a estudio son válidos para sistemas SISO tradicionales. A partir de aquí estudiaremos la correlación y la capacidad, el primer parámetro es exclusivo de sistemas MIMO y mide como se parecen las señales que llegan a cada una de las antenas, receptora y emisora; con el estudio de la capacidad veremos que MIMO aumenta la prestaciones del canal sin aumentar el ancho de banda consumido y también comprobaremos cómo afecta la polarización a las prestaciones finales del sistema.



6.3.6. Correlación

En las siguientes tablas se muestran los valores de correlación obtenidos en las mediciones.

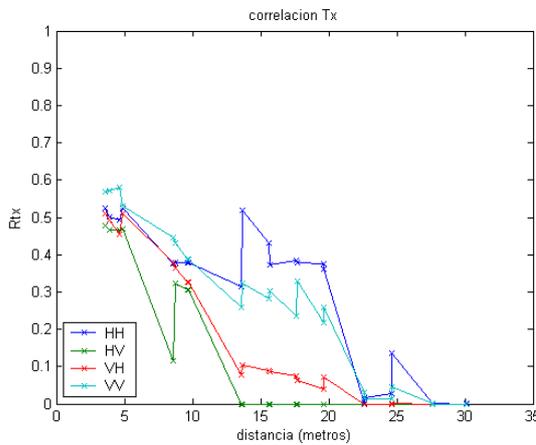


Figura 91: Correlaciones en transmisión para 2λ en laboratorios

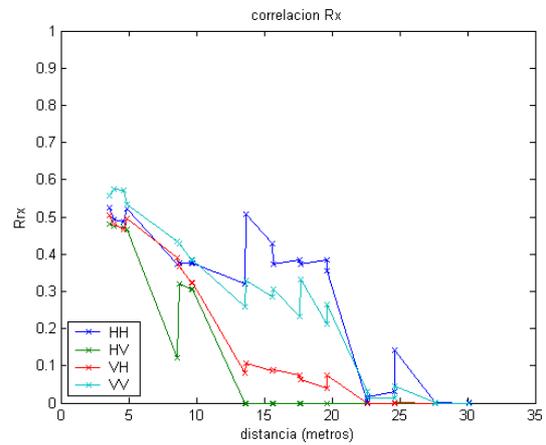


Figura 92: Correlaciones en recepción para 2λ en laboratorios

En un sistema MIMO interesa que la correlación sea lo más baja posible. En el caso que nos ocupa vemos como la correlación media es mayor en las polarizaciones VV y HH, además la desviación también es mayor que en los casos VH y HV.

La siguiente tabla tiene un formato similar a la anterior pero corresponde a los intervalos:

LABORATORIOS	Intervalo 1	Intervalo 2	Intervalo 3	Intervalo 4	Intervalo 5	Intervalo 6
Correlación Tx	0-0.5 GHz	0.5-1 GHz	1-1.5 GHz	1.5-2 GHz	2-2.5 GHz	2.5-3 GHz
máximos	0.582	0.733	0.854	0.726	0.611	0.537
mínimos	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
media	0.252	0.260	0.247	0.263	0.220	0.170
varianza	0.066	0.085	0.091	0.077	0.063	0.031

Tabla 29: Correlaciones en transmisión por intervalos en laboratorios.

LABORATORIOS	Intervalo 1	Intervalo 2	Intervalo 3	Intervalo 4	Intervalo 5	Intervalo 6
Correlación Rx	0-0.5 GHz	0.5-1 GHz	1-1.5 GHz	1.5-2 GHz	2-2.5 GHz	2.5-3 GHz
máximos	0.586	0.692	0.828	0.689	0.589	0.529
mínimos	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
media	0.252	0.262	0.247	0.263	0.217	0.167
varianza	0.065	0.085	0.091	0.078	0.060	0.031

Tabla 30: Correlaciones en recepción por intervalos en laboratorios



Los mínimos nulos corresponden a la polarización HV y en el ultimo intervalo también a VH, esto hace que el promedio de las correlaciones sea tan bajo, por tanto tan buena en comparación con los escenarios vistos hasta el momento.

Se puede ver claramente como en las primeras posiciones del recorrido la correlación es muy alta para las polarizaciones normales. Sin embargo, las polarizaciones cruzadas disminuyen más rápidamente.

6.3.7. Capacidad del canal

El cálculo de la capacidad de un canal MIMO está desarrollado en la sección 2.5.4, En este apartado utilizaremos para calcular la capacidad el valor de SNR obtenido en las mediciones. Así es como trabajaría un sistema de comunicaciones inalámbrico que dispusiese de control de potencia. Los valores de capacidad obtenidos para las distintas polarizaciones sometidas a estudio son los siguientes:

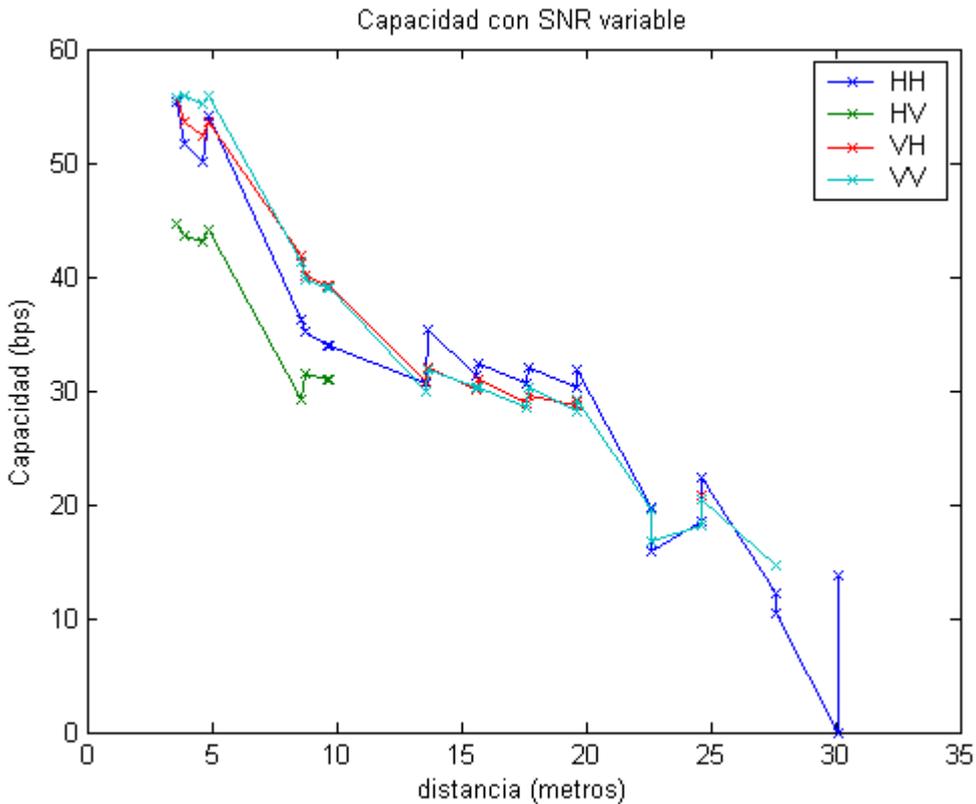


Figura 93: Capacidad con SNR variable en los laboratorios.

Visualizando los valores de la gráfica podemos observar cómo se obtiene una menor capacidad para la polarización cruzada HV debido a que se recibe menos potencia:



Esta gráfica es similar a la obtenida en el estudio de la potencia, esto es así porque en el cálculo de la capacidad MIMO la SNR tiene un peso muy importante, como vimos en la expresión de la capacidad.

Con estos resultados queda claro que utilizar una polarización cruzada en un sistema que utilice una SNR variable no tiene sentido, ya que se obtienen peores resultados.

Para apreciar mejor las características del entorno de cara a utilizar un sistema MIMO es más interesante utilizar valores de capacidad obtenidos con SNR constante, como haremos en la siguiente sección.

Un sistema de comunicación móvil con control de potencia es capaz de mantener un nivel fijo de SNR en cualquier zona donde se reciba suficiente potencia. Por tanto, emitirá menos potencia cuando estén cerca emisor y transmisor, aumentando la energía radiada cuando el canal radio presente mayores pérdidas. Mantener un nivel fijo de SNR es interesante en dispositivos portátiles, donde la duración de la batería es un factor crítico y por tanto se debe optimizar la potencia radiada. El estudio de la capacidad MIMO con SNR fija es más interesante en este caso que el de SNR variable debido a que se observan mejor las variaciones en la matriz H, dependiente del entorno. Los valores medios obtenidos en los distintos laboratorios con una SNR de 10dB han sido los siguientes:

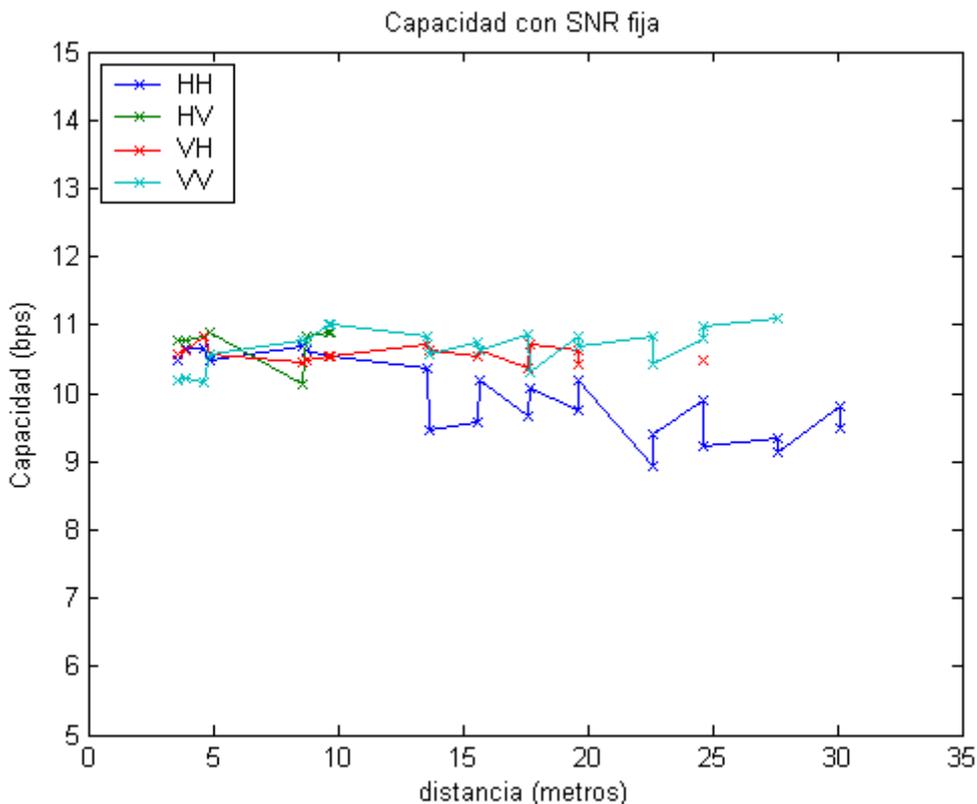


Figura 94: Capacidad con SNR fija en los laboratorios.



Como los valores de capacidad son muy parecidos entre las polarizaciones normales (VV y HH) y las cruzadas (VH y HV), vamos a ver si encontramos algo relevante en la Capacidad variable en los distintos intervalos:

LABORATORIOS	Intervalo 1	Intervalo 2	Intervalo 3	Intervalo 4	Intervalo 5	Intervalo 6
C con SNR var	0-0.5 GHz	0.5-1 GHz	1-1.5 GHz	1.5-2 GHz	2-2.5 GHz	2.5-3 GHz
máximos	63.173	56.823	54.570	55.485	59.041	59.992
mínimos	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
media	31.587	28.412	27.285	27.743	29.521	29.996
varianza	11.59	8.41	7.29	7.74	9.52	10.00

Tabla 31: Resumen de capacidad con SNR fija para intervalos en laboratorios

En este caso observamos cómo los valores medios de capacidad son similares entre los distintos intervalos, la diferencia apenas supera 4 bps.

La conclusión a la que podemos llegar aquí es que desde el punto de vista de la capacidad con SNR variable es preferible utilizar un esquema con antenas en polarización directa, mientras la distancia entre estas sea corta.

Otra nota importante es el alto número de frecuencias no validas y por tanto no dibujadas en las polarizaciones cruzadas tanto con SNR fija como variable.



7. Conclusiones

El objetivo de este proyecto ha sido cuantificar experimentalmente el efecto de la polarización en sistemas MIMO (4x4) – UWB (2-5 GHz) en entornos de interiores. Estos sistemas se caracterizan por el uso de amplios rangos de frecuencias elevadas así como del uso de múltiples antenas tanto en transmisión como en recepción, aprovechando el canal multitrayecto resultante de un entorno de propagación electromagnético, o, en nuestro caso concreto, analizar el comportamiento cuando nos encontramos en una situación en la que tenemos cuatro antenas transmitiendo para otras cuatro antenas que esperan recibir una señal con frecuencia elevadas comprendidas en el rango de los 2 a los 5 GHz.. El interés de estas técnicas proviene, en última instancia, de la gran capacidad asociada al canal MIMO considerado y a las grandes expectativas en cuanto a velocidad de los sistemas UWB, lo cual también provoca que dicha capacidad crezca de modo directamente proporcional al mínimo del número de antenas transmisoras o receptoras.

Una vez analizados los resultados, expondremos a continuación las principales conclusiones del proyecto derivadas de los objetivos propuestos para cada uno de los recorridos. Este proyecto ha tratado de caracterizar lo más fielmente posible tres entornos de propagación bastante peculiares como son la propagación en un entorno de visión directa (el pasillo del sótano de Antiguones), la propagación en un entorno sin visión directa (Laboratorios del sótano de Antiguones) y la propagación en un entorno con parte en visión directa, otra parte en visión no directa y una esquina difractora (Pasillo mas esquina del mismo sótano).

Para el primer recorrido nos hemos centrado en caracterizar el efecto túnel que se produce en el pasillo; en ajustar las pérdidas del entorno utilizando distintos modelos de propagación y realizar un estudio para todas las polarizaciones distintas.

Para el tercer recorrido hemos analizado el impacto de la configuración transversal o paralela de las antenas; hemos ajustado el modelo de propagación y hemos realizado un estudio comparativo para las situaciones en las que transmisor y receptor estaban o no en visión directa.

Y para el segundo recorrido, los análisis has sido una combinación de los dos anteriores donde además está presente en fenómeno de la difracción.

7.1. Primer recorrido: Pasillo

Como vimos en el capítulo anterior, los sistemas de transmisión MIMO obtienen resultados muy interesantes para entornos donde se produce el efecto túnel. No solo hemos observado con claridad este efecto, sino también su influencia a frecuencia Ultrawideband (UWB) y para las distintas combinaciones



de polarizaciones. Podemos destacar una serie de ventajas y desventajas a partir de los resultados y objetivos planteados:

El primer objetivo se centró en el ajuste de las pérdidas en ambas configuraciones por un modelo de propagación, donde pudimos observar un buen ajuste para cada configuración mediante rectas de regresión siendo la adaptación superior al 97%.

El otro objetivo buscaba realizar un análisis exhaustivo tanto de los parámetros SISO como MIMO de ambas configuraciones para identificar sus principales virtudes y debilidades. A través del análisis de estos parámetros, pudimos comprobar varias cosas:

- Los niveles de RMS provocan niveles de ISI mayores al final del trayecto que limitarían la velocidad de transmisión, ya que durante el resto del recorrido se mantiene por debajo de los 10 ns. Se obtuvo una velocidad de transmisión teórica referida al ISI sin uso de ecualizadores. Y además, valiéndonos del perfil del retardo fuimos capaces de localizar dichas reflexiones interferentes y situarlas en los extremos del pasillo.

- El factor K calculado mediante la aproximación de Martine es siempre negativo por lo que la suma de las reflexiones realizan un aporte mayor de potencia que el rayo directo.

- Del estudio de la capacidad SNR fija y de la correlación observamos que la riqueza dispersiva del entorno. Se obtuvieron unos valores de Capacidad con SNR variable de 28 bps y 10 bps. Este factor una de las grandes limitaciones.

7.2. Segundo recorrido: Esquina

El primer parámetro que estudiábamos en este recorrido era la potencia recibida. Lógicamente, la máxima potencia se recibe cuando las antenas utilizan la misma polarización. En nuestro caso al utilizar antenas omnidireccionales, la máxima potencia se recibía cuando las antenas se encontraban con la misma orientación, según la nomenclatura utilizada eran las posiciones VV y HH. Las pérdidas que se producen por una polarización cruzada llegan hasta los 52 dB en las primeras zonas del recorrido. Sin embargo, de los datos obtenidos del modelo de propagación calculado se puede concluir que las pérdidas por polarización tienen un cambio brusco en cuanto empieza a doblar la esquina destacando tres etapas (crecimiento, transición y mantenimiento).

En las partes finales de los recorridos, ya cercanas al nivel de ruido, se obtienen unas diferencias de entre 7 y 9 dB. Estos son los valores de potencia son mucho más significativos que los obtenidos en las primeras zonas de los recorridos y por tanto son los que deberíamos tener en cuenta al evaluar la incidencia de la polarización cruzada.



En cuanto al resto de parámetros SISO analizados, el hecho más significativo se obtiene en el análisis del RMS en visión directa, donde se obtienen resultados poco mejores para las polarizaciones cruzadas pero ligeramente peores en no visión directa.

La capacidad obtenida con SNR variable indica que se debe utilizar un esquema con la polarización HH, de forma que se reciba un nivel máximo de potencia. Esto es así porque el peso de la SNR en el cálculo de la capacidad es muy grande.

De la misma manera, llegamos a la conclusión de que es favorable usar polarización no cruzada desde el punto de vista de la capacidad obtenida con SNR fija.

7.3. Tercer recorrido: Laboratorios

Tan importante como dar cobertura en los pasillos de la universidad lo será el dar cobertura a los Laboratorios, en este caso el recorrido es de no visión directa y se presentaron los siguientes objetivos:

El primer objetivo versaba sobre la influencia de usar distintas polarizaciones en las antenas para recorridos de no visión directa. A través del análisis pudimos comprobar la invariabilidad de algunos parámetros como el factor K, el RMS o la capacidad con SNR variable para dichas configuraciones, lo que nos llevo a la conclusión de que para recorridos donde no exista visión directa se comportan de forma similar las ambas configuraciones. Sin embargo en las pérdidas sí que se apreciaba a distancias pequeñas que para polarizaciones cruzadas son mayores que en las polarizaciones directas, pero cuando aumentamos la distancia, ambas tienden a igualarse.

Se demostraron algunas desventajas del uso de las polarizaciones cruzadas en cuanto a correlación y capacidad para dar cobertura a laboratorios. Debido a que al final del recorrido las pérdidas se igualaban y que en para el resto de parámetros no existe una diferencia significativa entre las distintas polarizaciones, no encontramos ninguna vencedora clara, aunque las polarizaciones HH y VV presentan unos resultados ligeramente mejores.

7.4. Futuras Líneas de Investigación.

Como se dijo en la introducción del presente proyecto, la tecnología MIMO está aún siendo investigada y en proceso de estandarización. Por esto, quisiéramos proponer algunas ideas para continuar la investigación en torno a este tema:

- Estudiar en mayor profundidad las transmisiones sobre techo para dar cobertura a las distintas zonas de la universidad.



- Realizar nuevas campañas de medidas en las frecuencias utilizadas por WiMAX y otros sistemas inalámbricas (HIPERLAN o 802.11^a).
- Investigar en técnicas de procesado de señal que permitan el uso eficiente de las técnicas MIMO.
- Realizar, por un lado, una interfaz gráfica mediante el programa Matlab que analice los principales parámetros SISO y MIMO optimizando el tiempo de cálculo, el uso de memoria, que sea intuitivo para el usuario y totalmente automatizado. Por otro lado elaborar un estudio comparativo entre diferentes criterios de selección de medidas y frecuencias válidas.
- Comprobar la validez de los modelos propuestos en este proyecto en localizaciones similares dentro de la universidad.
- Estudiar el efecto de la polarización en sistemas MIMO para entornos de exteriores.
- Investigar en técnicas de procesado de señal que permitan el uso eficiente de las técnicas MIMO
- Fabricación de un prototipo que funcione en estos entornos.

En cuanto al equipo de medidas, también podemos hacer las siguientes recomendaciones:

- Renovar el cableado y los conectores frecuentemente para evitar que estos elementos interfieran en la captura de datos.
- Adaptar unos nuevos carritos que permitan realizar medidas en entornos de exterior sin peligro para los equipos y para mayor comodidad y movilidad.



8. Anexo.

8.1. Bibliografía.

[1] “Third generation partnership project website.” [Online]. Available: <http://www.3gpp.org>.

[2] “Third generation partnership project-2 website.” [Online]. Available: <http://www.3gpp2.org>.

[3] R. Esmailzadeh, M.N. akagawa, and A. Jones, “TDD-CDMA for the 4th Generation of wireless communication,” *IEEE Wireless Commun. Mag.*, vol. 10, no. 4, pp. 8–15, Aug. 2003.

[4] C. E. Shannon, “A mathematical theory of communication,” *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 27, pp. 379–423, 623–656, jul-oct 1948.

[5] E. Telatar, “Capacity of Multi-Antenna Gaussian Channel”, *European Transaction on Telecommunications*, AT&T Bell Laboratories, Tech. Memo., June 1995.

[6] <http://es.wikipedia.org/wiki/Wi-Fi>. [Online]

[7] <http://es.wikipedia.org/wiki/MATLAB>. [Online]

[8] Sangwon Min. Communication Protocol Engineering Lab. Dept. of Electronics & Communications Engineering Kwangwoon University. Evolution from 1G to 4G Mobile Networks. Junio 2004.

[9] Z. Wang and G. B. Giannakis, “Wireless multicarrier communications,” *IEEE Signal Processing Mag.*, vol. 17, no. 3, pp. 29–48, May 2000.

[10] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, “Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes,” in *Proc. ICC 93*, May 1993, pp. 1064–1070.

[11] G. Raleigh and J. Cioffi, “Spatio-temporal coding for wireless communications,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, no. 3, pp. 357–466, Mar. 1998.

[12] S. L. Ariyavisitakul, “Turbo space-time processing to improve wireless channel capacity,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48, no. 8, pp. 1347–1359, Aug. 2000.

[13] W. Jakes, *Microwave Mobile Communication*. New York, NY: Wiley, 1974.

[14] Jack Winters. <http://www.jackwinters.com/> [Online]

[15] G. J. Foschini and J. Gans, “On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas”, *Bell Labs Technical Journal*, vol. 1, no. 2, Lucent Technologies, pp 41-59, Autumn 1996.

[16] Patrick Vandenameele, Liesbet Van Der Perre, Marc Engels. *Space Division Multiple Access for Wireless Local Area Networks*. Springer; 1 edition (July 1, 2001).

[17] S.J. Howard and K. Pahlavan. “Autoregressive Modeling of Wide-Band Indoor Radio Propagation”. *IEEE Trans. Commun.* Vol. 40, pp.1540–1552. September 1992.

[18] A.A. Saleh and R.A. Valenzuela. “A statistical model for indoor multipath propagation”. *IEEE J. Select. Areas Commun.* Vol. SAC-5, pp. 128–137. February 1987.



[19] A.A. Saleh and R.A. Valenzuela. "A statistical model for indoor multipath propagation". *IEEE J. Select. Areas Commun.* Vol. SAC-5, pp. 128–137. February 1987.

[20] J. M. H. Rábanos, *Transmisión por radio*. Segunda edición. Editorial Centro de Estudios Ramón Areces, 1995.

[21] T. S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice*. Prentice Hall, 1996. K. Pahlavan and P. Krishnamurthy, *Principles of Wireless Networks*. Prentice Hall, 2002.

[22] Rodolfo Feick. *Modelado del Canal Inalambrico: Resultados y Trabajo Futuro*. Junio 2005.

[23] Ramón M^a Ruiz Tarrés, Florentino Jiménez Muñoz, Rafael Herradón Díez, José M^a Hernando Rábanos.

Propagación electromagnética en el interior de túneles en las bandas de 900 y 1800 MHz. TELEFONICA ESPAÑA.

[24] PFC Software para la automatización de medidas de un sistema MIMO de banda ancha. Rafael Antonio Lucas Ávila. Diciembre 2005.

[25] Fermín Egea García, "Efecto de la polarización en entornos de interior para sistemas MIMO a 2.4 GHz".

[26] http://en.wikipedia.org/wiki/Intersymbol_interference. [Online]

[27] http://es.wikipedia.org/wiki/Prueba_de_Kolmogorov-Smirnov. [Online]

[28] http://en.wikipedia.org/wiki/Rayleigh_distribution. [Online]

[29] http://en.wikipedia.org/wiki/Rice_distribution. [Online]

[30] <http://www.minicircuits.com/pdfs/ZVE-8G.pdf>. [Online]

[31] A. F. Molisch, "Ultrawideband Propagation Channels-Theory, Measurement, and Modelling", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 54, no.5, pp 1528-1545, Septiembre 2005.

[32] J. D. Taylor, Ed., *Introduction to Ultra-Wideband Radar Systems*, 1st ed. Boca Ranton, FL. CRC Press, 1995.

[33] R. C. Qiu, H. Liu, and X. Shen, "Ultra-wideband for multiple access communications", *IEEE Commun. Mag.*, vol. 43, pp. 80–87, 2005.

[34] M. Z. Win, R. A. Scholtz, "Impulse radio: how it works", *IEEE Comm. Lett.* Vol.2, pp. 36-38, Feb. 1998.

[35] S. Gecizi, Z. Tian, G. B. Giannakis, Z. Sahinoglu, H. Kobayashi, A. F. Molisch, H. V. Poor, "Localization via ultra-wideband radios", *IEEE Commun. Mag.*, vol 22, no. 4, pp. 70-84, 2005.

[36] Maria-Gabriella Di Benedetto, Thomas Kaiser, Andreas F. Molisch, Ian Oppermann, Christian Politano, Domenico Porcino. *UWB Communication Systems: A Comprehensive Overview*. EURASIP Book Series on Signal Processing and Communications, Volume 5. Hindawi Publishing Corporation. 2006.

[37] First report and order 02-48, Federal Communications Commission, 2002.

[39] M. Ghavami, L.B. Michael, R. Kohno. *Ultra Wideband Signals and Systems in Communication Engineering*. John Wiley & Sons, Ltd. 2004.



8.2. Agradecimientos.

Debo agradecer en primer lugar a mi director de proyecto, José María Molina García Pardo y a mi coordinadora de proyecto, Conchi García Pardo, el haberme brindado la oportunidad de realizar un proyecto tan interesante como este, su apoyo en todo momento, sus consejos, aportaciones e ideas.

También agradezco la ayuda recibida por John Muhehe, quien me ayudo a realizar toda la campaña de medidas.

A las maestras de taller Marga y Noelia, por brindarme siempre que lo he necesitado su inestimable ayuda, así como al personal de conserjería y seguridad de la Universidad Politécnica de Cartagena.

Por último a mi familia por haberme apoyado, soportado y animado en todo momento, así como a mi novia, amigos y compañeros de clase.