

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIONES
UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA



Proyecto fin de Carrera

Caracterización Experimental del Canal Radio a 2.4Ghz para Sistemas MIMO en Entornos Interiores.



AUTOR: Iván Castillo Olmo

DIRECTOR: José María Molina García-Pardo

Diciembre 2006



Autor	Iván Castillo Olmo
E-mail del Autor	ico2222@hotmail.com
Director(es)	José María Molina García-Pardo
E-mail del Director	josemaria.molina@upct.es
Título del PFC	Caracterización experimental del canal radio a 2.4Ghz para sistemas MIMO en entornos interiores
Resumen	<p>El crecimiento exponencial de las comunicaciones móviles en los últimos años ha provocado la saturación del escaso espectro radio. Las altas tasas de transferencias de información de las tecnologías actuales (3G) y futuras (4G) hacen necesario un uso más eficiente del espectro.</p> <p>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. 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 esta tecnología.</p>
Titulación	Ingeniero de Telecomunicaciones
Intensificación	Sistemas y Redes de Telecomunicaciones
Departamento	Tecnologías de la Información y las Telecomunicaciones
Fecha de Presentación	Diciembre de 2006

Contenido

1. Introducción.....	1
1.1. El Sistema MIMO.....	1
1.2. Motivación.....	3
1.3. Desarrollo del Proyecto.....	4
1.4. Fases del proyecto.....	5
2. Teoría del canal radio.....	6
2.1. Comunicaciones Móviles y MIMO.....	6
2.2. Modelado de la propagación radio.....	8
2.2.1. Principales fenómenos físicos que explican la propagación radio.....	8
2.3. Modelos de propagación a gran escala.....	10
2.3.1. Modelo de propagación en espacio libre.....	10
2.3.2. Modelo de propagación de dos rayos.....	10
2.3.3. Otros modelos de propagación.....	11
2.3.4. Modelos específicos para túneles.....	11
2.4. Parámetros de la propagación radio.....	14
2.4.1. Variabilidad temporal.....	14
2.4.2. Desvanecimiento rápido.....	15
2.4.3. Desvanecimiento lento.....	16
2.4.4. Dispersión Temporal.....	17
2.4.5. Perfil de retardo.....	19
2.4.6. RMS Delay Spread.....	19
2.4.7. Capacidad del canal.....	21
2.4.8. Factor K.....	23
2.5. Sistemas Multiple-Input Multiple-Output.....	24
2.5.1. Estructura general de un sistema MIMO.....	24
2.5.2. Valores propios y su interpretación.....	25
2.5.3. Escenarios de propagación.....	26
2.5.4. Capacidad MIMO.....	28
2.5.5. Distribución estadística del campo.....	29
3. Equipo de Medidas.....	30
3.1. Descripción del equipo.....	30
3.1.1. Analizador de Redes (ENA) E5071B y Ampliación Multipuerto E5091A.....	30
3.1.2. Transmisor y Receptor de Fibra Óptica ORTEL 3540.....	32
3.1.3. Cable de fibra Óptica.....	32
3.1.4. Amplificador ZVE-8G.....	33
3.1.5. Conmutador 87406B.....	34
3.1.6. Controlador 11713A.....	34
3.1.7. Fuentes de Alimentación BLAUSONIC FA-350.....	35
3.1.8. Antenas AIR-ANT2506.....	36
3.1.9. Ordenador Portátil Packard Bell Easy One Silver 3100 DVD.....	38
3.2. Interconexión de Equipos.....	39
3.2.1. Primer Carrito.....	40
3.2.2. Cableado intermedio.....	41
3.2.3. Segundo Carrito.....	41
4. Metodología de toma y análisis de Medidas.....	44
4.1. Metodología de una Medida.....	44
4.1.1. Primer Paso - Calibración del Sistema.....	44
4.1.2. Segundo paso – Situación de los Equipos.....	46

4.1.3.	Tercer paso – Programa de Medidas.....	46
4.2.	Interfaz de carga de datos.....	50
4.3.	Metodología del Cálculo de Parámetros.....	52
4.3.1.	La Matriz H.....	52
4.3.2.	Parámetros SISO y MIMO.....	52
4.3.3.	Selección de frecuencias válidas.....	53
4.4.	Interfaz II – Representación de Medidas.....	56
5.	Entornos de medidas.....	57
5.1.	Cuartel de Antiguones.....	57
5.2.	Configuraciones de Medida.....	59
5.3.	El Entretecho.....	61
5.4.	Primer Recorrido: “Pasillo”.....	63
5.5.	Segundo Recorrido: “Laboratorio TSC-5”.....	64
5.5.1.	Mediciones con el Transmisor en el SICOMO.....	64
5.5.2.	Mediciones con el Transmisor en el Pasillo Sobre y Bajo techo.....	65
5.5.3.	Mediciones para diferentes posiciones del Transmisor.....	66
6.	Resultados.....	67
6.1.	Primer Recorrido: “Pasillo”.....	67
6.1.1.	El Efecto de Guiado.....	67
6.1.2.	Modelo de Propagación.....	69
6.1.3.	Modo de Bloqueo y n-pendientes.....	71
6.1.4.	RMS Delay Spread.....	72
6.1.5.	Perfil de retardo.....	75
6.1.6.	Factor K.....	79
6.1.7.	Correlación.....	80
6.1.8.	Capacidad.....	81
6.1.9.	Distribución estadística del Campo Recibido.....	83
6.2.	Segundo Recorrido: El “Laboratorio TSC-5”.....	86
6.2.1.	¿Paralelo o Transversal? Transmisor en SICOMO.....	86
6.2.2.	Estudio de la Polarización. Transmisor en SICOMO.....	87
6.2.3.	Modelo de Propagación. Transmisor en el Pasillo.....	90
6.2.4.	Mejor Configuración del Transmisor.....	92
6.2.5.	Distribución estadística del Campo Recibido.....	96
7.	Conclusiones.....	100
7.1.	Primer recorrido: “Pasillo”.....	101
7.2.	Segundo recorrido: “Laboratorio TSC-5”.....	103
7.3.	Futuras Líneas de Investigación.....	105
8.	Anexo.....	106
8.1.	Bibliografía.....	106
8.2.	Agradecimientos.....	108

Lista de Figuras

Figura 1: Evolución histórica de la Tasa de Transferencia [8].....	6
Figura 2: Fenómenos Físicos del Canal Radio.[22].....	9
Figura 3: Representación del desvanecimiento rápido y lento.	16
Figura 4: Efecto de la propagación multicamino.	17
Figura 5: Sistema de banda estrecha.	18
Figura 6: Sistema de banda ancha.....	18
Figura 7: Valores típicos de RMS Delay Spread en diferentes entornos.	20
Figura 8: Esquema de un sistema SISO.	21
Figura 9: Esquema de un sistema MISO.....	22
Figura 10: Esquema de un sistema SIMO.....	22
Figura 11: Estructura general MIMO.....	24
Figura 12: Subcanales en una estructura MIMO 4x4.....	26
Figura 13: Escenario Incorrelado.....	27
Figura 14: Escenario Correlado.....	27
Figura 15: Escenario Estrecho.....	28
Figura 16: Analizador E5071B en sus 3 versiones de 2, 3 y 4 puertos.....	30
Figura 17: Ampliación Multipuerto E5091A.....	31
Figura 18: ENA con ampliación de puertos.....	31
Figura 19: Transmisor de fibra óptica.....	32
Figura 20: Bobina de 50 Metros de fibra óptica monomodo.....	32
Figura 21: Amplificador de bajo ruido.....	33
Figura 22: Tabla de características del amplificador de bajo ruido.....	33
Figura 23: Respuesta obtenida con el ENA y Hoja de Especificaciones del amplificador [30].....	33
Figura 24: Conmutador 87406B.....	34
Figura 25: Controlador 11713.....	35
Figura 26: Fuente de alimentación BLAUSONIC FA-350.....	35
Figura 27: Antena AIR-ANT2506.....	36
Figura 28: Antena AIR-ANT2506 Diagrama de Radiación.....	37
Figura 29: Array de 4 antenas sobre la guía ranurada configuradas en λ	37
Figura 30: Array de 4 antenas en trípode.....	38
Figura 31: Ordenador Portátil Packard Bell Easy One Silver 3100 DVD.....	38
Figura 32: Esquema completo de interconexión de equipos.....	39
Figura 33: Primer Carrito.....	40
Figura 34: Segundo Carrito.....	41
Figura 35: Puertos del Conmutador.....	42
Figura 36: Interconexión Ordenador-Controlador-Conmutador.....	42
Figura 37: Funcionalidad de representación del ENA.....	44
Figura 38: Representación del sistema MIMO 4x4 en el ENA.....	45
Figura 39: Software de medida, pantalla inicial.....	46
Figura 40: Software de medida, pantalla de mediciones.....	47
Figura 41: Archivos de medidas obtenidos.....	48
Figura 42: Diagrama de bloques para realizar una medición.....	48
Figura 43: Representación de los 16x5 valores de módulo para una posición.....	49
Figura 44: Representación de los 16x5 valores de fase para una posición.....	49
Figura 45: Programa para cargar medidas.....	50
Figura 46: Selección del directorio de medidas.....	50
Figura 47: Recuperación de frecuencias para la capacidad en una posición.....	53
Figura 48: Distribución de las frecuencias para un recorrido.....	54
Figura 49: Categorías usadas para el cálculo del RMS en un recorrido.....	55
Figura 50: Programa de análisis de medidas.....	56
Figura 51: Imagen del Cuartel de Antiguones.....	57
Figura 52: Plano del sótano de Antiguones.....	57
Figura 53: Resumen de las mediciones realizadas bajo techo.....	59
Figura 54: Resumen de las mediciones realizadas sobre techo.....	59
Figura 55: Configuración Paralela y Transversal vista desde arriba.....	59
Figura 56: Resumen de las mediciones realizadas con polarización.....	60
Figura 57: Esquemas de polarización.....	60

Figura 58: Pasillo del sótano de Antiguones.	61
Figura 59: Rejilla e Interiores.	62
Figura 60: Analizador de Redes y Esquema sobre techo.	62
Figura 61: Primer Recorrido: "Pasillo".	63
Figura 62: Segundo Recorrido: "Laboratorio TSC-5".	64
Figura 63: Segundo Recorrido I: "TSC-5" con transmisor en "SICOMO".	64
Figura 64: Segundo Recorrido I: Configuración Primera (Paralela) y Segunda (Transversal).	65
Figura 65: Segundo Recorrido II: "TSC-5" bajo y sobre techo.	65
Figura 66: Segundo Recorrido III: "TSC-5" con transmisor en tres localizaciones.	66
Figura 67: Pérdidas en "Pasillo"	67
Figura 68: Pérdidas por Rejilla en "Pasillo"	68
Figura 69: Efecto de Guiado en "Pasillo".	69
Figura 70: Modelos de propagación en "Pasillo".	70
Figura 71: Las tres zonas del "Pasillo".	71
Figura 72: Modelos de Propagación bajo techo en "Pasillo".	72
Figura 73: RMS Delay Spread en "Pasillo"	73
Figura 74: Máximo RMS Delay Spread cambiando el Margen en "Pasillo"	74
Figura 75: Perfil del Retardo en la décima posición en "Pasillo"	75
Figura 76: Mapa de cotas en "Pasillo"	76
Figura 77: Contorno del Perfil del Retardo en "Pasillo".	77
Figura 78: Mapa de la intersección en "Pasillo"	78
Figura 79: Evolución del Perfil del Retardo en la intersección en "Pasillo".	78
Figura 80: Factor K en "Pasillo"	79
Figura 81: Capacidad SNR fija en "Pasillo".	82
Figura 82: Función densidad de probabilidad del módulo del campo recibido en quinta posición.	83
Figura 83: Función de probabilidad acumulativa del módulo del campo recibido.	84
Figura 84: Test de Kolmogorov-Smirnov en "Pasillo".	84
Figura 85: Histograma de la fase en "Pasillo"	85
Figura 86: Pérdidas para configuración paralela y transversal en "TSC-5".	86
Figura 87: Pérdidas por polarización en "TSC-5".	87
Figura 88: Matriz H 7° Posición con polarización HV en "TSC-5"	88
Figura 89: Capacidad a SNR Fija para distintas polarizaciones en "TSC-5"	89
Figura 90: Ajuste de los modelos de propagación en "TSC-5"	90
Figura 91: Representación del rayo directo para cada posición.	91
Figura 92: Pérdidas para tres configuraciones en "TSC-5".	92
Figura 93: RMS para tres configuraciones en "TSC-5".	93
Figura 94: Contorno del perfil del retardo en "TSC-5".	94
Figura 95: Representación del Factor K para cada configuración en "TSC-5"	94
Figura 96: Capacidad con SNR fija para las tres configuraciones en "TSC-5"	95
Figura 97: Fase del campo recibido para "TSC-5"	96
Figura 98: Función densidad de probabilidad del modulo del campo recibido.	97
Figura 99: Función de probabilidad acumulativa del modulo del campo recibido.	98
Figura 100: Test de Kolmogorov-Smirnoff para tres configuraciones en "TSC-5".	99

Lista de Tablas

<i>Tabla 1: Características de las antenas.</i>	36
<i>Tabla 2: Balance de Potencias en Transmisión.</i>	43
<i>Tabla 3: Balance de Potencias en Recepción.</i>	43
<i>Tabla 4: Clasificación en categorías de las frecuencias válidas.</i>	54
<i>Tabla 5: Parámetros del modelo de propagación para el pasillo.</i>	69
<i>Tabla 6: Parámetros del modelo de bloqueo y tres pendientes.</i>	71
<i>Tabla 7: Diferencias entre los modelos de propagación propuestos en “Pasillo”.</i>	72
<i>Tabla 8: Estadísticos RMS Delay Spread bajo y sobre techo “Pasillo”.</i>	73
<i>Tabla 9: Velocidad máxima teórica de transmisión en “Pasillo”.</i>	74
<i>Tabla 10: Correlación en Transmisión “Pasillo”.</i>	80
<i>Tabla 11: Correlación en Recepción “Pasillo”.</i>	80
<i>Tabla 12: Capacidad con SNR Variable “Pasillo”.</i>	81
<i>Tabla 13: Pérdidas para configuración paralela y transversal en “TSC-5”.</i>	86
<i>Tabla 14: Parámetros SISO y MIMO para configuración paralela y transversal en “TSC-5”.</i>	87
<i>Tabla 15: Correlación para distintas polarizaciones en “TSC-5”.</i>	89
<i>Tabla 16: Parámetros del modelo de propagación de laboratorios.</i>	90
<i>Tabla 17: Estadísticos para el ajuste de modelos de propagación.</i>	91
<i>Tabla 18: Pérdidas por paredes obtenidas para los modelos.</i>	91
<i>Tabla 19: Pérdidas para tres configuraciones del transmisor en “TSC-5”.</i>	92
<i>Tabla 20: RMS tres configuraciones en “TSC-5”.</i>	93
<i>Tabla 21: Correlación en transmisión tres configuraciones en “TSC-5”.</i>	95
<i>Tabla 22: Correlación en recepción para tres Configuraciones en “TSC-5”.</i>	95
<i>Tabla 23: Capacidad SNR variable para las tres configuraciones en TSC-5.</i>	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 mas 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 km² 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.

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 Multiple-Input Multiple-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. Motivación.

A pesar del sustancial esfuerzo científico-técnico dedicado al estudio y análisis de arquitecturas multiantena durante los últimos 20 años (que hoy por hoy no se considera que esta tecnología haya 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.

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, 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.



1.3. 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. 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.

En este proyecto estudiaremos el canal radio (MIMO) en el rango de frecuencias que comprende de 2.4 a 2.5 GHz, que se corresponde con el rango utilizado por el estándar de comunicaciones móviles WIFI [6], en dos entornos interiores de propagación sustancialmente diferentes: un laboratorio de investigación sin visión directa y un pasillo de la universidad con visión directa en todo el 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 programas 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....



1.4. Fases del proyecto.

Noviembre 2005-Febrero2006:

Búsqueda de documentación relacionada con los objetivos del proyecto. Familiarización con los equipos, a través del uso práctico del ENA,(Analizador de Redes) para medidas SIMO, así como su posterior análisis con el programa Matlab.

Abril 2006 – Agosto 2006:

Realización de las campañas de medidas en los sótanos de la universidad

Septiembre-Octubre 2006:

Programación de la utilidad en Matlab para analizar las medidas para su posterior análisis con el fin de sacar las conclusiones del proyecto.

Noviembre 2006 –Diciembre 2006:

Redacción y presentación del proyecto.

2. Teoría del canal radio.

2.1. Comunicaciones Móviles y MIMO.

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.

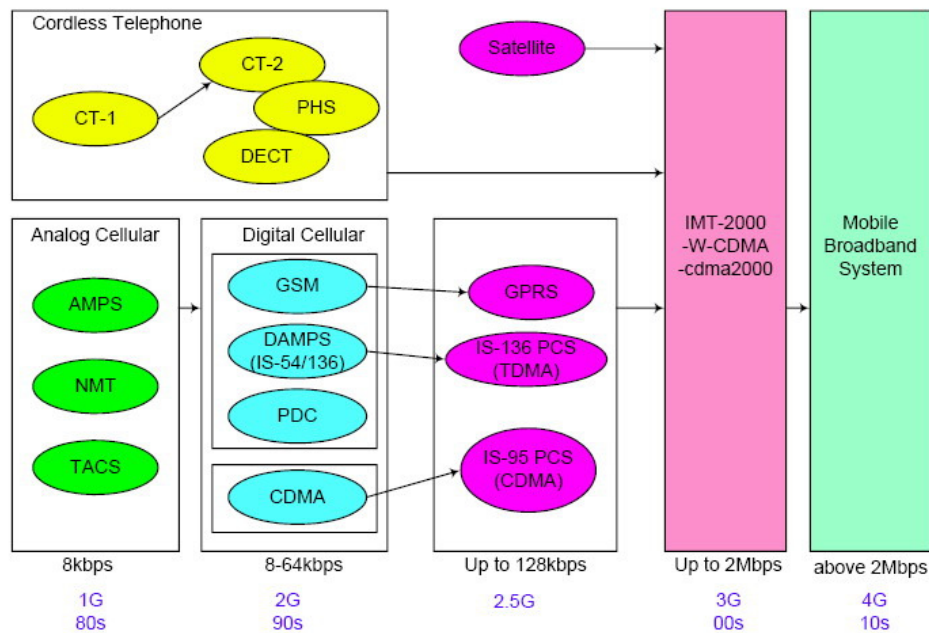


Figura 1: Evolución histórica de la Tasa de Transferencia [8].

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 adaptativas



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 traducía 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. Mas 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.

Pero hasta 1996 no se presentó el verdadero potencial de esta tecnología. 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.



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).

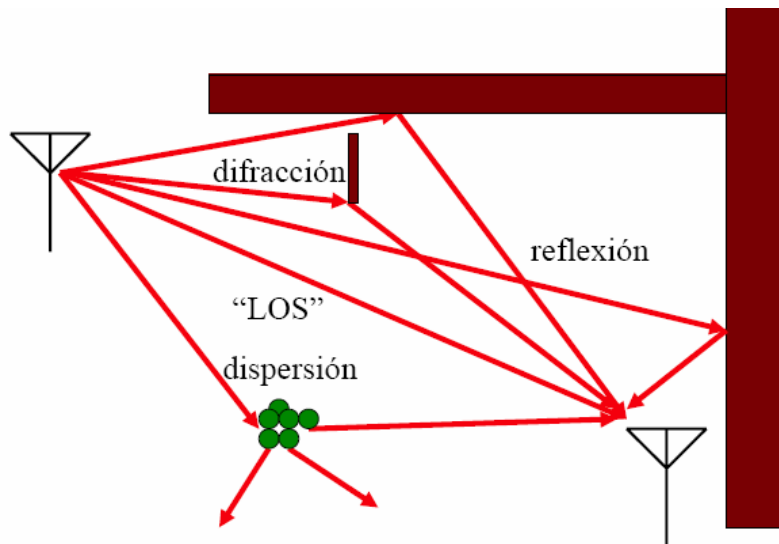


Figura 2: Fenómenos Físicos del Canal Radio.[22]



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, $P_r(d)$, viene dada por la ecuación de Friis en espacio libre:

$$P_r(d) = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L} \quad (2.1)$$

donde P_t denota la potencia transmitida, G_t la ganancia de la antena transmisora, G_r 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 $P_r(d)$ en referencia a la potencia recibida en un punto situado a una distancia pequeña, d_0 , del transmisor (potencia que puede medirse experimentalmente)

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

o, expresándolo en decibelios,

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

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, $P_r(d)$, se expresa como:

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



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 túneles.

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:

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

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_0 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:

$$y(t) = A_p \cdot \text{Cos}(2\pi f_p t) \quad (2.9)$$

La señal recibida tendrá la siguiente forma:

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

donde:

$$d = x \cdot \text{Cos} \theta \rightarrow \begin{cases} x = -v \cdot t & x < 0 \\ x = v \cdot t & x > 0 \end{cases} \quad (2.11)$$

Expresando la señal recibida como:

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

Podemos reescribir la ecuación (2.4) de la siguiente manera:

$$r(t) = \begin{cases} A_r \cdot \text{Cos}(2\pi f_p t + (2\pi/\lambda) \cdot v \cdot t \cdot \text{Cos} \theta) & x < 0 \\ A_r \cdot \text{Cos}(2\pi f_p t - (2\pi/\lambda) \cdot v \cdot t \cdot \text{Cos} \theta) & x > 0 \end{cases} \quad (2.13)$$



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

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

Finalmente tenemos que:

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

2.4.2. Desvanecimiento rápido.

La principal causa del desvanecimiento rápido es la propagación multicamino, es decir, los objetos del entorno producen reflexiones y scattering que hacen que la señal transmitida llegue en forma de múltiples repeticiones pero distorsionadas en fase y ángulo de llegada.

Para calcular el desvanecimiento rápido primero se normaliza la señal recibida. Para ello lo que hacemos es situar una ventana de anchura w sobre la señal recibida y calculamos el valor promedio de la señal en esa ventana. El tamaño de la ventana suele ser de entre 4λ y 20λ . Una vez situada la ventana, calculamos el valor medio de la señal en esa ventana de la siguiente forma:

$$\overline{V(x)} = \frac{1}{2w} \int_{-w}^w V(x+s) ds \quad (2.16)$$

Una vez calculado el valor promedio, el siguiente paso es normalizar la señal recibida. Para ello simplemente dividiremos la señal recibida en esa ventana entre el valor promedio calculado en la expresión (2.11) de forma que obtendremos la señal ya normalizada:

$$R(x) = \frac{V(x)}{\overline{V(x)}} \quad (2.17)$$



La distribución de probabilidad de esta señal recibida viene dada por dos distribuciones según estemos en un caso de LoS (visión directa) o en un caso de NLoS (no visión directa).

Si estamos en un caso de visión directa, la función de distribución de probabilidad de la señal recibida viene dada por:

$$P(r) = \frac{r}{\rho^2} e^{-\frac{r^2 + r_0^2}{2\rho^2}} \quad (2.18)$$

Este tipo de distribución recibe el nombre de distribución de Rice.

Si estamos en un caso de no visión directa, la función de distribución de probabilidad de la señal recibida viene dada por:

$$P(r) = \frac{r}{\rho^2} e^{-\frac{r^2}{2\rho^2}} \quad (2.19)$$

Este tipo de distribución recibe el nombre de distribución de Rayleigh.

2.4.3. Desvanecimiento lento.

El desvanecimiento lento, o “Slow Fading”, viene dado como consecuencia de la variabilidad del entorno en el que se mueve la señal. En la siguiente figura podemos ver representada la diferencia entre el desvanecimiento lento y el rápido.

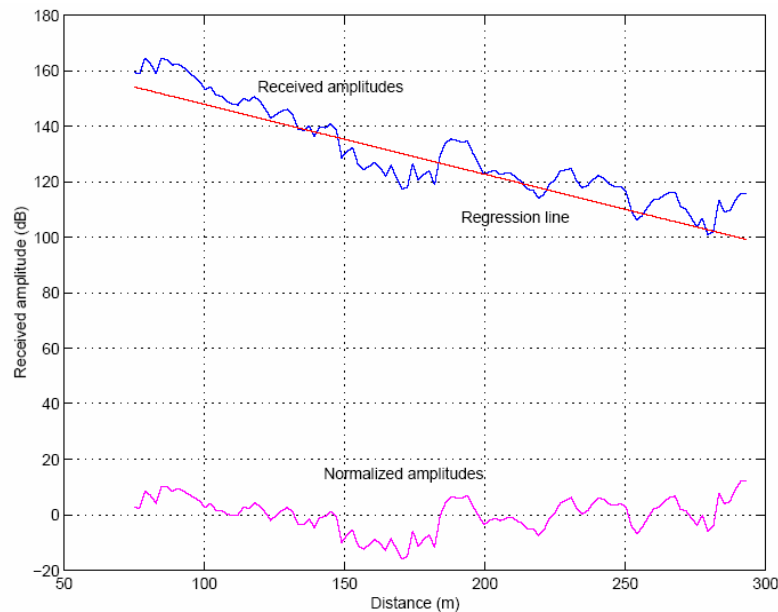


Figura 3: Representación del desvanecimiento rápido y lento.



En este caso podemos ver claramente la diferencia entre el desvanecimiento a largo plazo (línea roja) y el desvanecimiento a corto plazo (línea azul), donde la señal recibida en lo que se refiere al desvanecimiento lento sigue una distribución gaussiana de media $\overline{P_m}$ y varianza σ por lo que dicha distribución de probabilidad se puede expresar como:

$$f_{pd}(P_z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_L}} e^{-\frac{(P_z - \overline{P_r})^2}{2\sigma_L}} \quad (2.20)$$

2.4.4. 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:

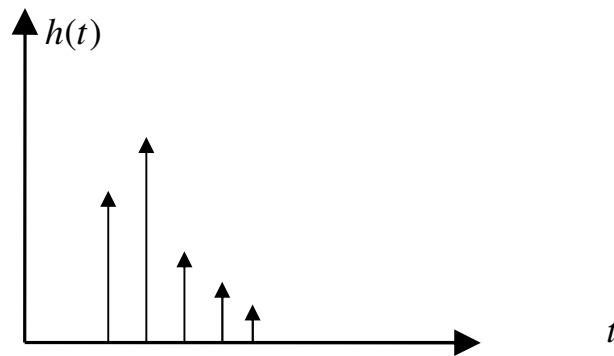


Figura 4: Efecto de la propagación multicamino.

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:

$$h(t) = \sum_i a_i e^{j\phi_i} \delta(t - \tau_i) \Rightarrow H(f) = \sum_i a_i e^{j(\omega\tau_i - \phi_i)} \quad (2.21)$$



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:

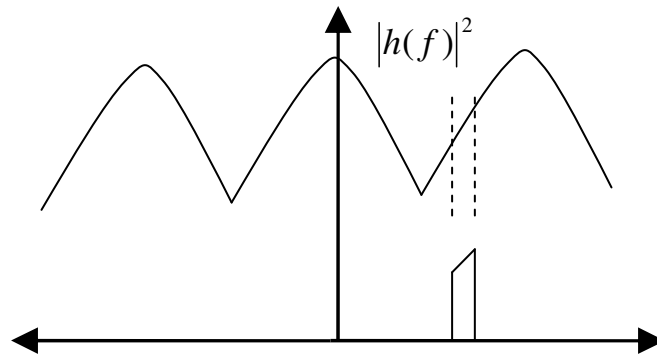


Figura 5: Sistema de banda estrecha.

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.

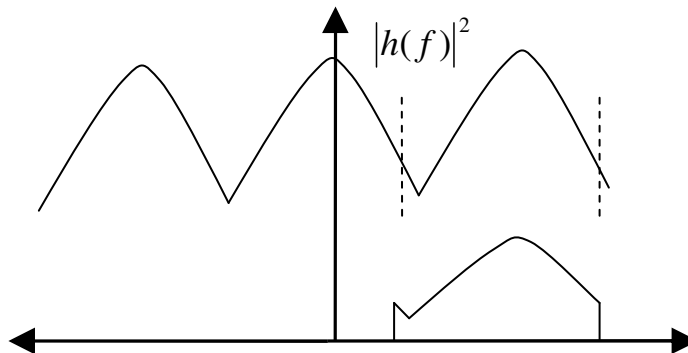


Figura 6: Sistema de banda ancha.



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.

2.4.5. Perfil de retardo.

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

$$H(f) = H^+(f) + H^-(f) \quad (2.22)$$

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:

$$|E(t)|^2 = \frac{|h_L^+(t)|^2 + |h_L^-(t)|^2}{2} = |h_L^+(t)|^2 \quad (2.23)$$

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

$$PDP = |DFT^{-1}(H_L^+(f))|^2 \quad (2.24)$$

2.4.6. 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:

$$\overline{\tau(t)} = \frac{\int_{\tau_{\min}}^{\tau_{\max}} \xi P_h(t, \xi) d\xi}{\int_{\tau_{\min}}^{\tau_{\max}} P_h(t, \xi) d\xi} \quad (2.25)$$

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

$$\overline{\tau(t)} = \frac{\sum_{i=1}^N \tau_i P_h(t, \tau_i)}{\sum_{i=1}^N P_h(t, \tau_i)} \quad (2.26)$$

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

$$\overline{\sigma_\tau(t)} = \sqrt{\frac{\int_{\tau_{\min}}^{\tau_{\max}} \xi^2 P_h(t, \xi) d\xi}{\int_{\tau_{\min}}^{\tau_{\max}} P_h(t, \xi) d\xi} - (\overline{\tau(t)})^2} \quad (2.27)$$

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.

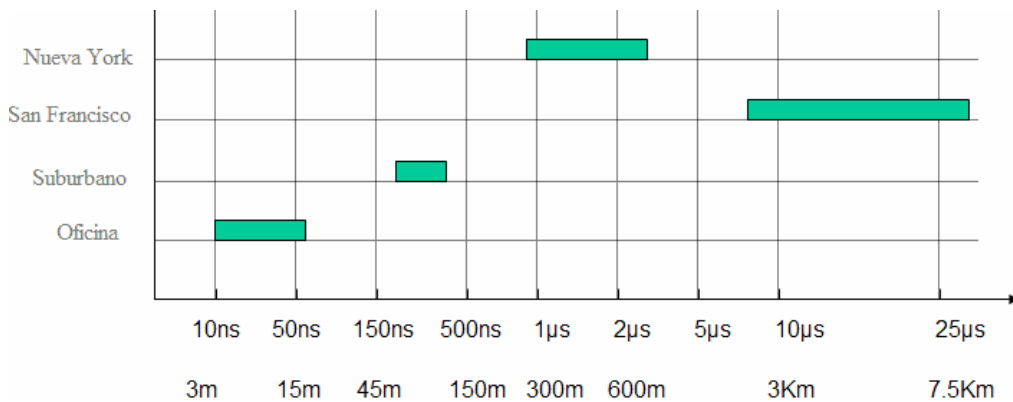


Figura 7: Valores típicos de RMS Delay Spread en diferentes entornos.



2.4.7. Capacidad del canal.

Como ya se comentó en la introducción, la demanda creciente de altas velocidades de transmisión para aplicaciones avanzadas 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.

2.4.7.1. Capacidad de un canal SISO.

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

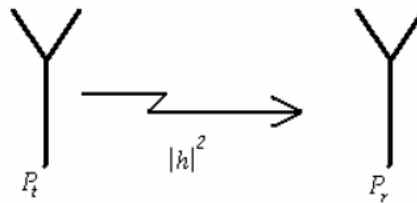


Figura 8: Esquema de un sistema SISO.

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

$$C_{SISO} = \log_2(1 + SNR \cdot |h|^2) \text{ bps / Hz} \quad (2.28)$$

donde SNR es la relación señal a ruido que se alcanza en el receptor y $|h|^2$ es la respuesta compleja y normalizada del canal.

2.4.7.2. 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:

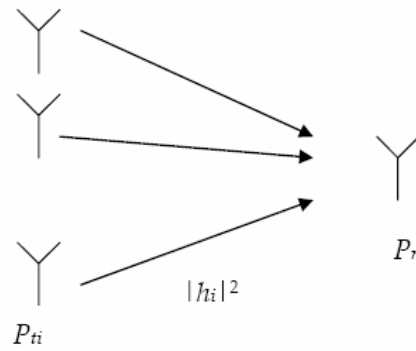


Figura 9: Esquema de un sistema MISO.

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

$$C_{MISO} = \log_2 \left(1 + \frac{SNR}{M} \sum_{i=1}^M |h_i|^2 \right) \text{ bps / Hz} \quad (2.29)$$

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 antena i -ésima. La SNR se normaliza para garantizar que la potencia transmitida por todas las antenas es la misma.

2.4.7.3. 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:

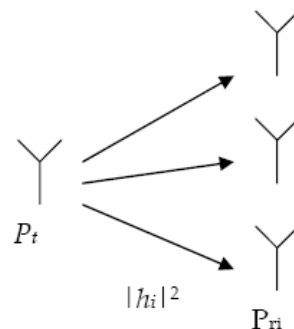


Figura 10: Esquema de un sistema SIMO

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

$$C_{SIMO} = \log_2 \left(1 + SNR \sum_{i=0}^N |h_i|^2 \right) \text{ bps / Hz} \quad (2.30)$$



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.

2.4.8. 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 utilizando un estimador basado en los momentos.

$$K = \frac{\sqrt{1-\gamma}}{1-\sqrt{1-\gamma}} \quad (2.31)$$

donde γ es igual a:

$$\gamma = \frac{V[R^2]}{(E(R^2))^2} \quad (2.32)$$

siendo V el operador varianza de la envolvente compleja.

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.

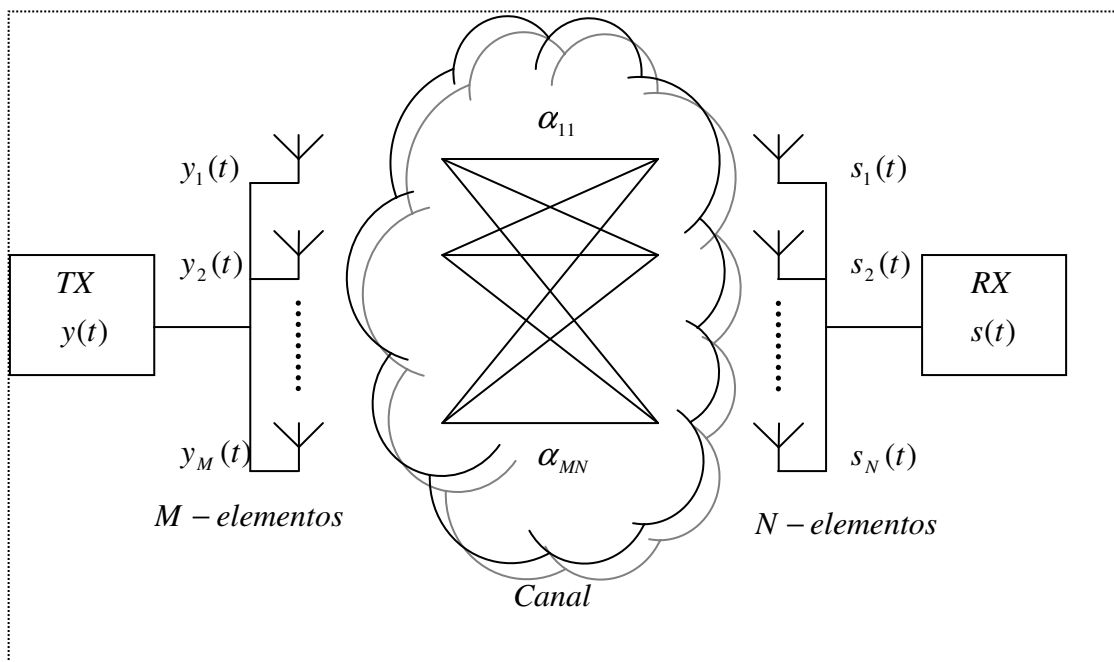


Figura 11: Estructura general MIMO

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

$$y(t) = [y_1(t), y_2(t), \dots, y_M(t)]^T \quad (2.33)$$



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 $s(t)$:

$$s(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_M(t)]^T \quad (2.34)$$

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

$$y(t) = H(t)s(t) + n(t) \quad (2.35)$$

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:

$$H(t) = \begin{bmatrix} \alpha_{11}(t) & \alpha_{12}(t) & \cdots & \alpha_{1N}(t) \\ \alpha_{21}(t) & \alpha_{22}(t) & \cdots & \alpha_{2N}(t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \alpha_{M1}(t) & \alpha_{M2}(t) & \cdots & \alpha_{MN}(t) \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

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

$$H = U \Sigma V^H \quad (2.37)$$

$$\Sigma = \text{diag}(\lambda_1, \dots, \lambda_k) \quad (2.38)$$

$$U = [u_1, \dots, u_M] \in \mathbb{C}^{M \times N} \quad (2.39)$$

$$V = [v_1, \dots, v_M] \in \mathbb{C}^{M \times N} \quad (2.40)$$

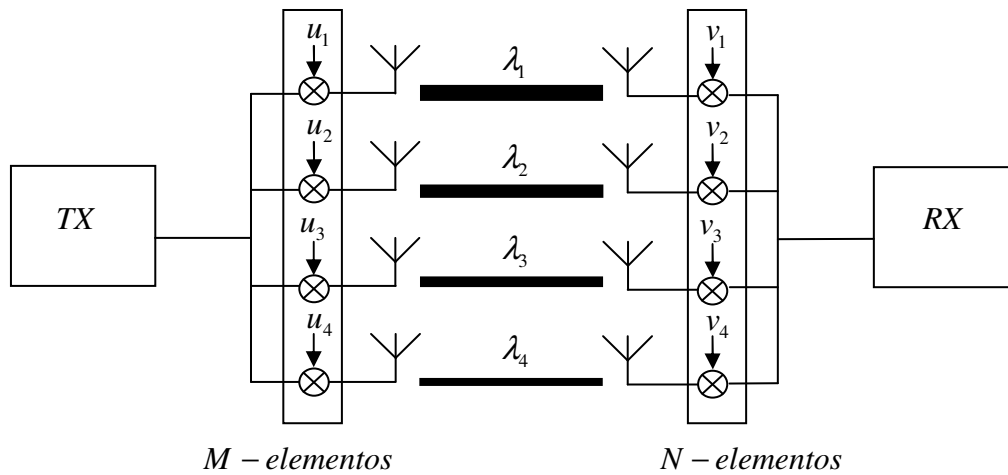


Figura 12: Subcanales en una estructura MIMO 4x4

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

$$N^{\circ} \text{ Canales} = \sum_{\substack{k \\ \lambda_k \geq 0}} \text{índice}(\lambda_k) \quad (2.41)$$

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:

$$C = \begin{cases} HH^* & \left\{ \begin{array}{l} M \leq N \\ M > N \end{array} \right. \\ H^*H & \end{cases} \quad (2.42)$$

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.

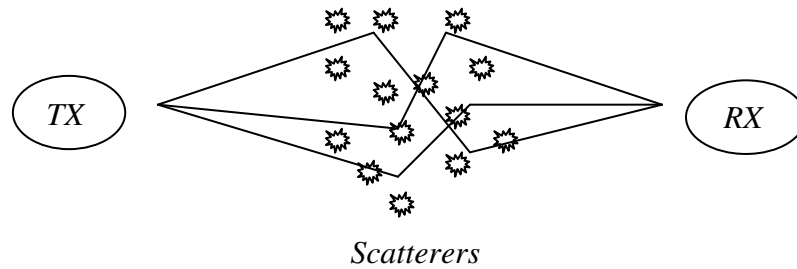


Figura 13: Escenario Incorrelado

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.

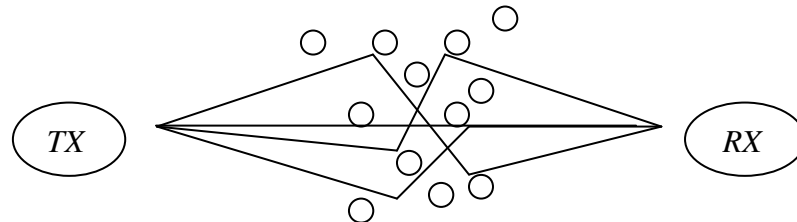


Figura 14: Escenario Correlado

2.5.3.3. Escenario Estrecho o "KeyHole".

En este escenario, los elementos del transmisor y el receptor están decorrelados pero el rango de la matriz de canal se reduce a 1. Este tipo de escenario se produce en túneles 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.

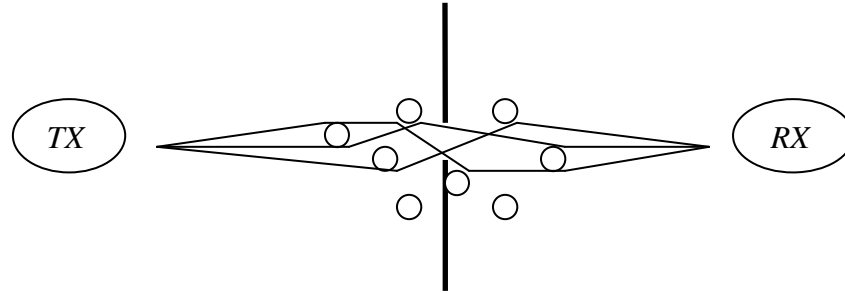


Figura 15: Escenario Estrecho

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:

$$C_{MIMO} = \log_2 \left(I_N + \frac{SNR}{M} HH^* \right) \text{bps / Hz} \quad (2.43)$$

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 reescribirse como:

$$C_{MIMO} = \log_2 \left(\det \left(I + \frac{P_T}{\sigma_n^2} HH^* \right) \right) \text{bps / Hz} \quad (2.44)$$

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.



2.5.5. Distribución estadística del campo.

Se ha comprobado a través de extensos estudios que la distribución de probabilidad de Rice modela con bastante exactitud las estadísticas de primer orden de la envolvente (real) del voltaje de señal, recibido tanto para enlaces fijos como móviles, así como la distribución de probabilidad uniforme modela a la fase recibida.

Para enlaces móviles, generalmente se consideran dos situaciones:

- Enlaces con línea de visión directa “LoS”. En esos casos, normalmente se tienen valores de K mayores que cero. Para toda posición existe un aporte dominante asociado al haz con línea de visión, respecto de los demás aportes multitrayectoria $r_0 > 0$ (2.19)

- Enlaces sin línea de visión “NLoS”. En estos casos se tienen normalmente valores de K entorno a 0. Los cambios de posición del receptor móvil se traducen en variaciones de la suma vectorial de múltiples aportes de similar potencia de manera que r_0 se hace 0 quedándonos la fórmula (2.19) igual a la (2.20), por lo que la distribución de Rice se convierte en una distribución de Rayleigh



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 16: 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 17: Ampliación Multipuerto E5091A.

Quedando el conjunto de la siguiente forma:

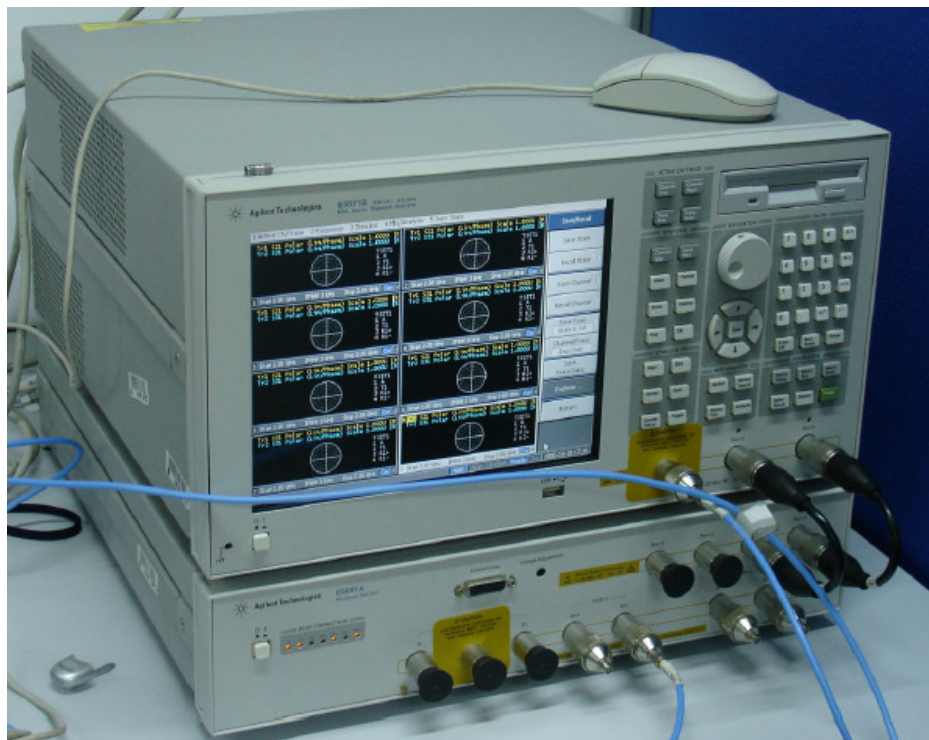


Figura 18: ENA con ampliación de puertos



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 conversor 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 19: 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 20: 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.

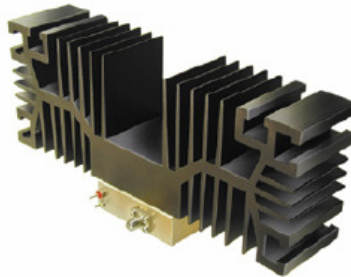


Figura 21: Amplificador de bajo ruido

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_U	Min.	Flatness 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 22: Tabla de características del amplificador de bajo ruido.

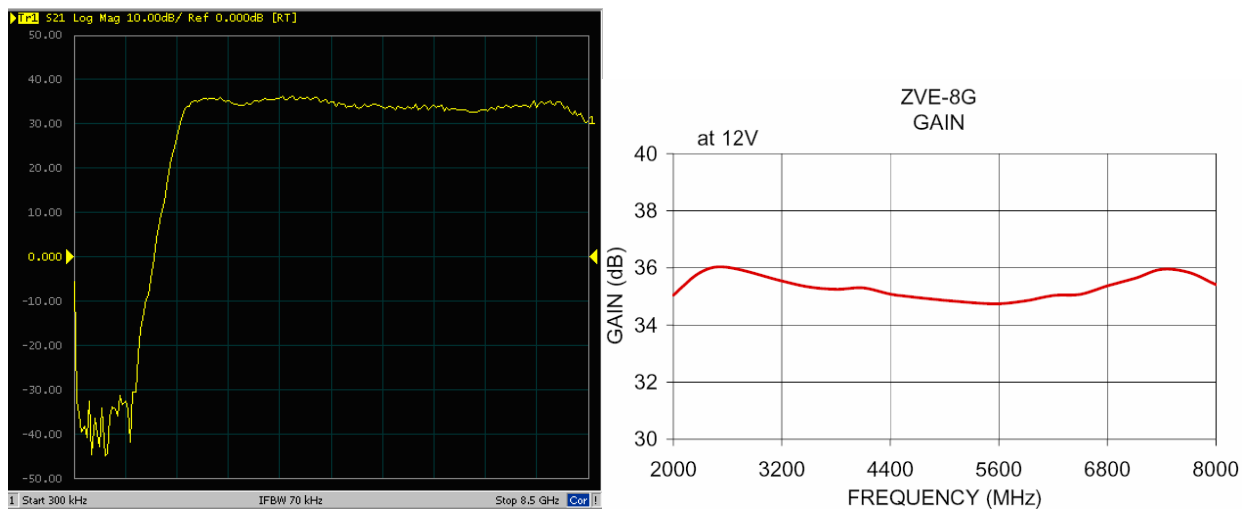


Figura 23: Respuesta obtenida con el ENA y Hoja de Especificaciones del amplificador [30].

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 24: Conmutador 87406B

3.1.6. Controlador 11713A.

Se encarga de controlar el conmutador dando las ordenes 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 25: 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 26: 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. Antenas AIR-ANT2506.

La antena omni-direccional AIR-ANT2506 es ideal para montar sobre mástiles y especialmente diseñada para aplicaciones wireless LAN con un rango de entre 2,4Ghz y 2,8Ghz. El sistema MIMO 4x4 que hemos utilizado consta de 8 de estas antenas.



Figura 27: Antena AIR-ANT2506.

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

TIPO DE ANTENA	DIPOLO
Rango de frecuencias	2.4 hasta 2.84 GHz
Entorno	Interior/Exterior
VSWR	Menos de 2:1, 1.5:1 nominal
Ganancia	5.2 dBi
Polarización	Vertical
Ancho de banda a 3dB Plano E	Omnidireccional
Ancho de banda a 3dB Plano H	40 grados
Dimensiones	29.2 cm x 2.8 cm
Tipo de cable	Coaxial. Conector SMA

Tabla 1: Características de las antenas.



Y su diagrama de radiación:

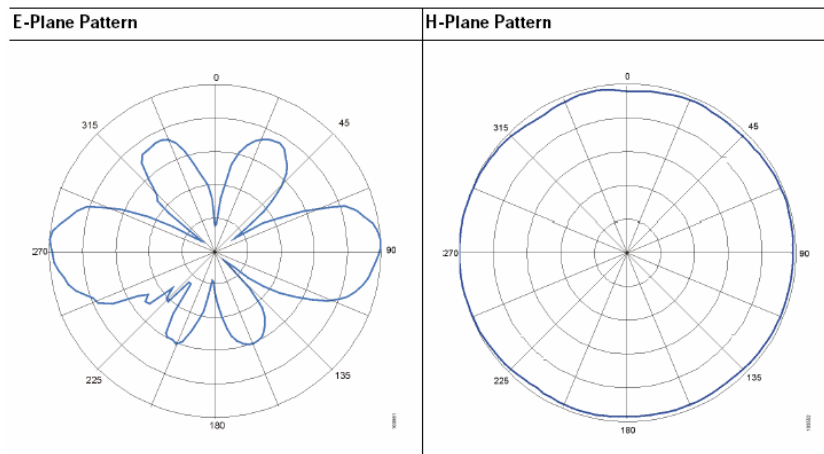


Figura 28: Antena AIR-ANT2506 Diagrama de Radiación.

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 2λ , λ y $\lambda/2$.



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:

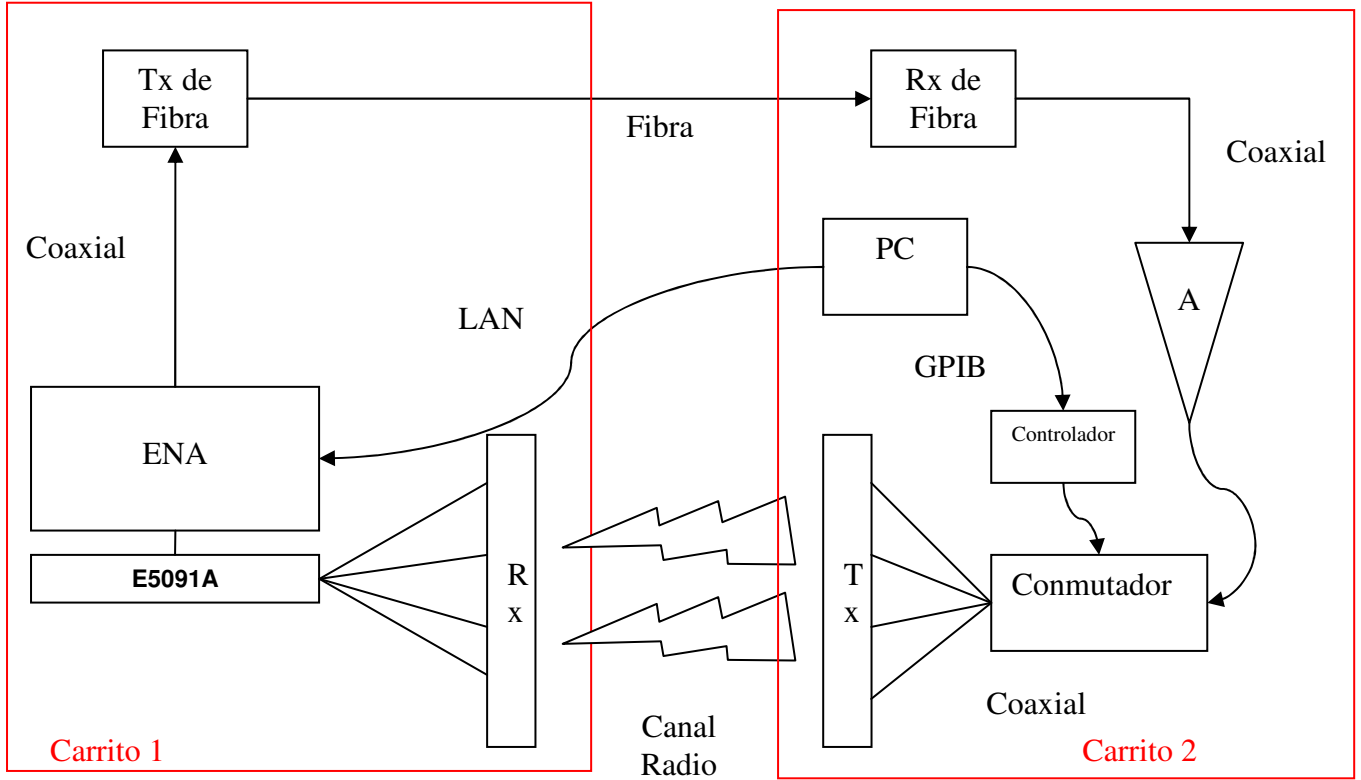


Figura 32: Esquema completo de interconexión de equipos.

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.

Esta 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.

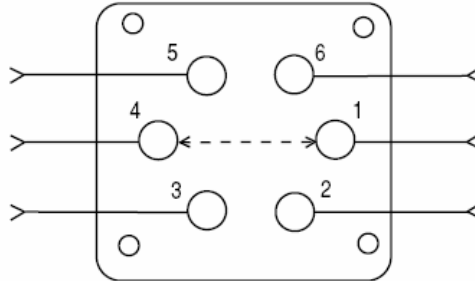


Figura 35: Puertos del Conmutador.

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 mas 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 indicara 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 a 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.

DISPOSITIVO	GANANCIA(DB)
Latiguillo	-1
Transmisor F.O.	-10
Cable Fibra Óptica	despreciables
Receptor F.O.	-10
Latiguillo	-1
Amplificador Bajo Ruido	+30
Latiguillo	-1
Conmutador	-20
Cable Antenas	-1
Antenas	5.2
Total	-8.8

Tabla 2: Balance de Potencias en Transmisión.

Por tanto, estamos emitiendo -8.8 dBm, que corresponden a 0.127 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:

DISPOSITIVO	GANANCIA(DB)
Antena Receptora	5.2
Latiguillo	-1
Total	4.2

Tabla 3: Balance de Potencias en Recepción.

Según estos valores, el nivel mínimo de potencia que debe tener una señal para poder recibirla señal es de -94.2 dBm, lo que es escala lineal equivale a 38 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, y posteriormente nos centraremos en la metodología que hemos seguido para el análisis de datos y calculo de parámetros. Realizaremos también una breve descripción de la interfaz gráfica que hemos desarrollado usando la herramienta Matlab para la visualización de resultados.

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.

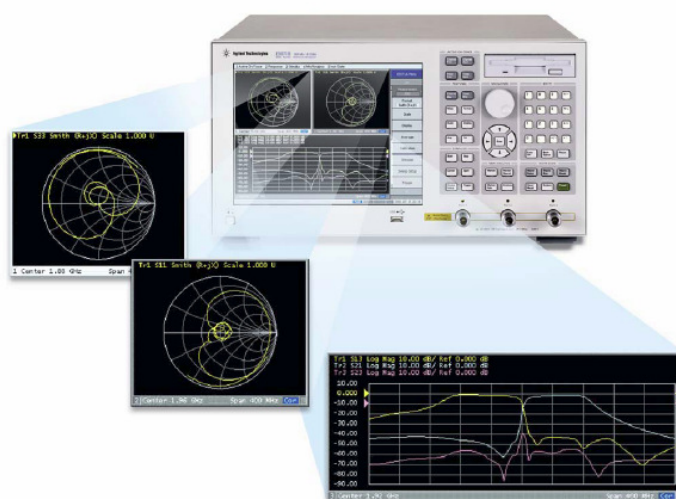


Figura 37: Funcionalidad de representación del ENA.

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

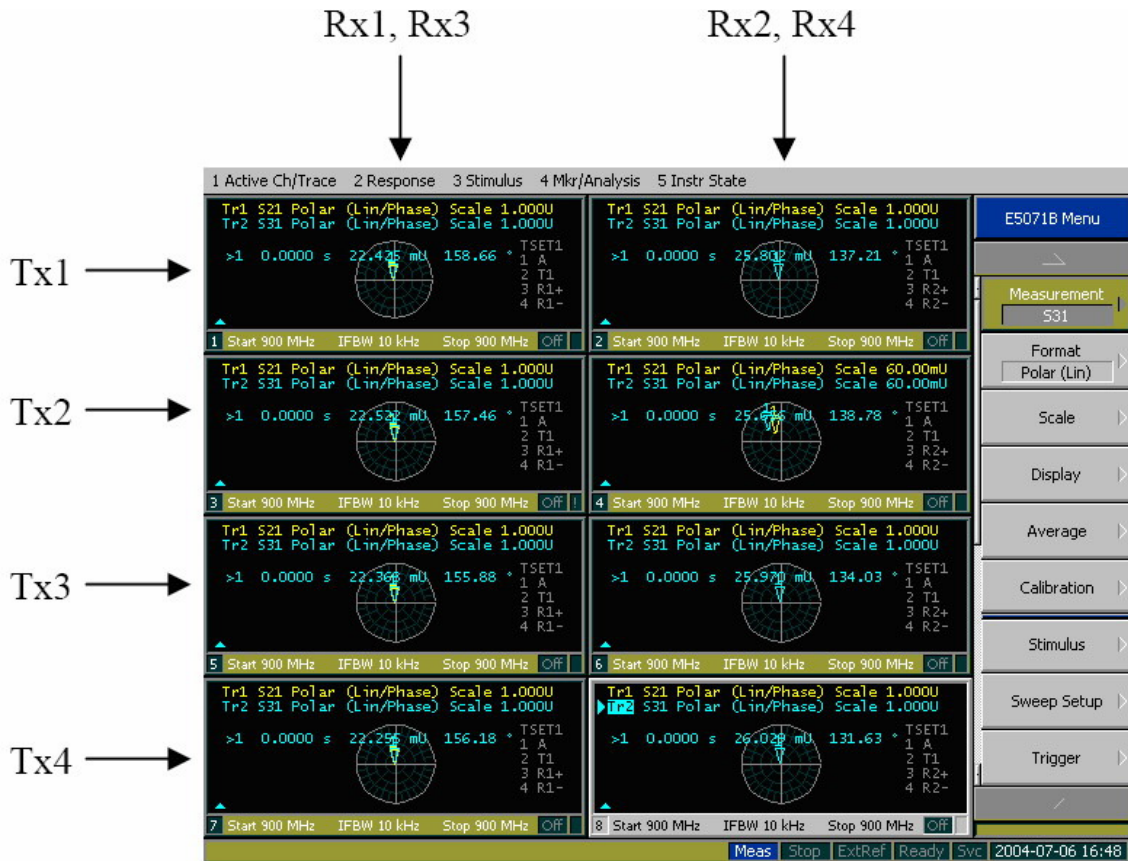


Figura 38: Representación del sistema MIMO 4x4 en el ENA.

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 S_{21} 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 S_{31} . 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:

- Numero de Antenas Receptoras: 4
- Numero de Antenas Transmisoras: 4
- Potencia transmitida por las antenas: 0dBm.
- Umbral de ruido en la antena receptora: -100dBm.
- Ancho de banda analizado: 2.4 GHz - 2.5 GHz.
- Puntos analizados: 512.
- N° de repeticiones: 5
- Ancho de banda intermedio: 3KHz.
- Resolución temporal: 10ns.

Para a continuación iniciar la rutina de medidas.

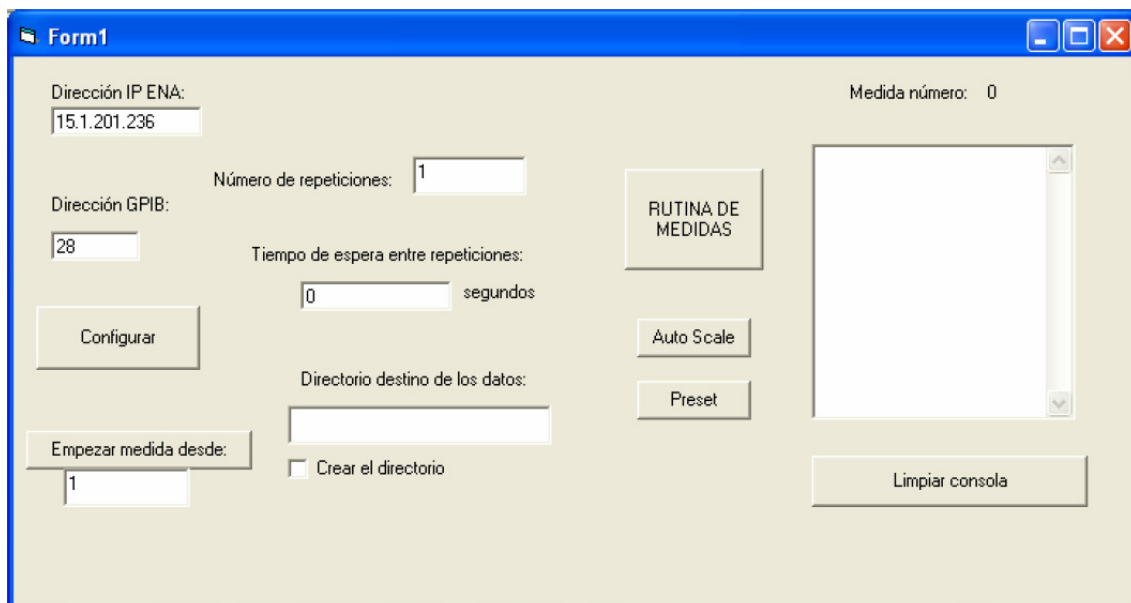


Figura 40: Software de medida, pantalla de mediciones.

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.



DATOS11_1	"# Channel 1"
DATOS11_2	"# Trace 1"
DATOS11_3	Frequency, Formatted Data, Formatted Data
DATOS11_4	+2.40000000000E+009, +6.43321657808E-004, +1.31173347059E+000
DATOS11_5	+2.40019569472E+009, +5.82949346972E-004, -1.26761643018E+000
DATOS12_1	+2.40039138943E+009, +5.29316332868E-004, -2.07040208072E+000
DATOS12_2	+2.40058708415E+009, +4.93670654664E-004, -2.20483188989E+000
DATOS12_3	+2.40078277886E+009, +4.82182996241E-004, -2.91608463023E+000
DATOS12_4	+2.40097847358E+009, +4.65019615818E-004, -9.31976590794E+000
DATOS12_5	+2.40117416830E+009, +4.59210264619E-004, -1.74585076102E+001
DATOS12_5	+2.40136986301E+009, +4.07399704811E-004, -2.47920690677E+001
DATOS13_1	+2.40156555773E+009, +3.93056168672E-004, -3.06859716413E+001
DATOS13_2	+2.40176125245E+009, +3.45961802802E-004, -3.68925533337E+001
DATOS13_3	+2.40195694716E+009, +3.01525526522E-004, -4.25589165938E+001
DATOS13_4	+2.40215264188E+009, +2.64456019305E-004, -4.29369376943E+001
DATOS13_5	+2.40234833659E+009, +2.42360903785E-004, -3.50599878997E+001
DATOS14_1	+2.40254403131E+009, +2.13219192536E-004, -2.82041940626E+001
DATOS14_2	+2.40273972603E+009, +1.87858520432E-004, -2.34868396232E+001
DATOS14_3	+2.40293542074E+009, +1.80673976792E-004, -2.16024701960E+001
DATOS14_4	+2.40313111546E+009, +1.83909798387E-004, -2.61342710749E+001
DATOS14_5	+2.40332681018E+009, +1.76436461947E-004, -3.16371672729E+001

Figura 41: Archivos de medidas obtenidos.

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

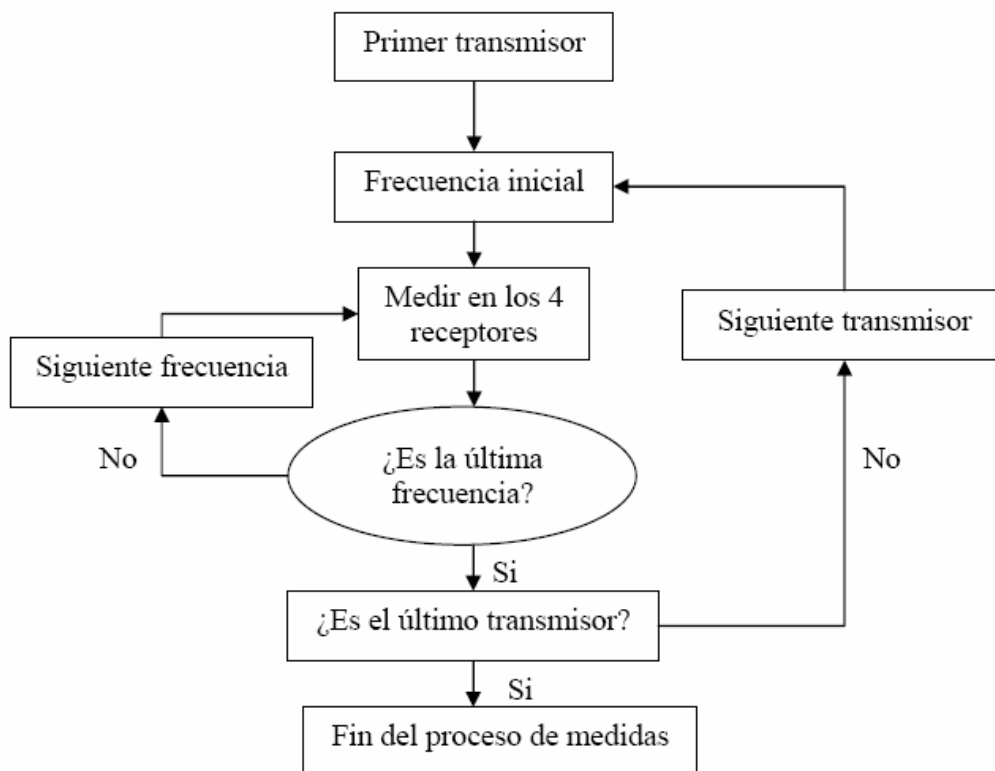


Figura 42: Diagrama de bloques para realizar una medición.



Y los datos obtenidos tienen la siguiente forma para una configuración 4x4:

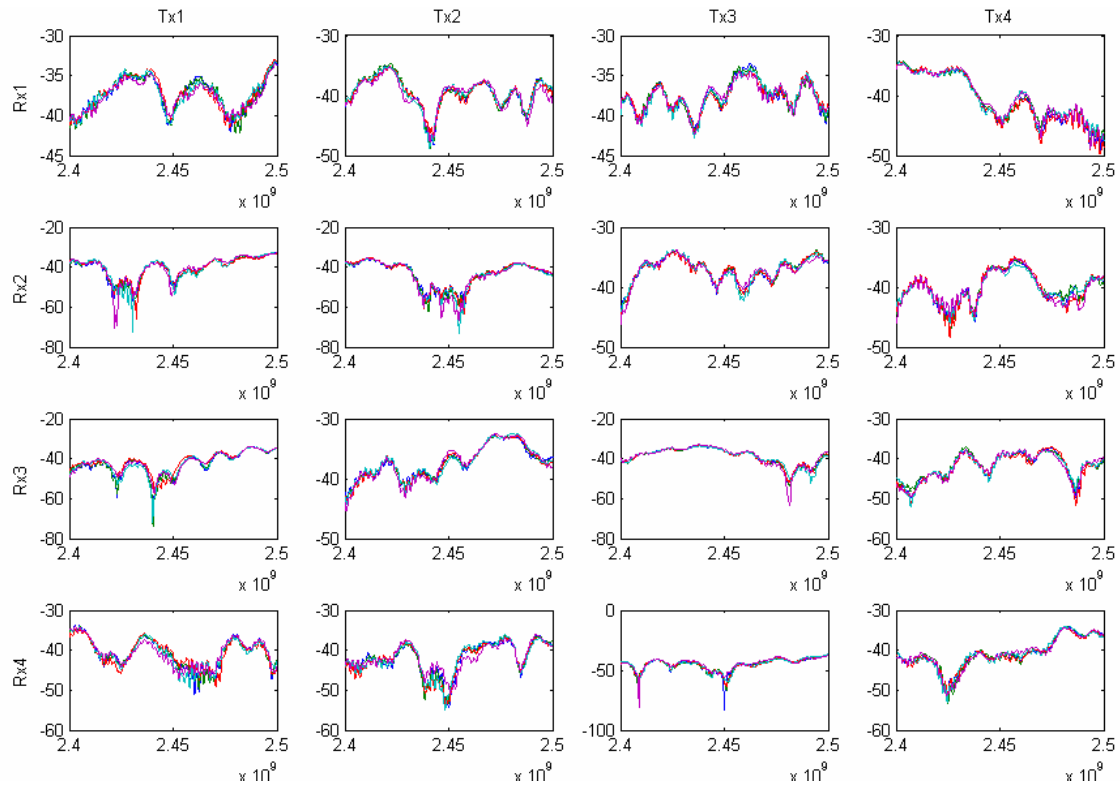


Figura 43: Representación de los 16x5 valores de módulo para una posición.

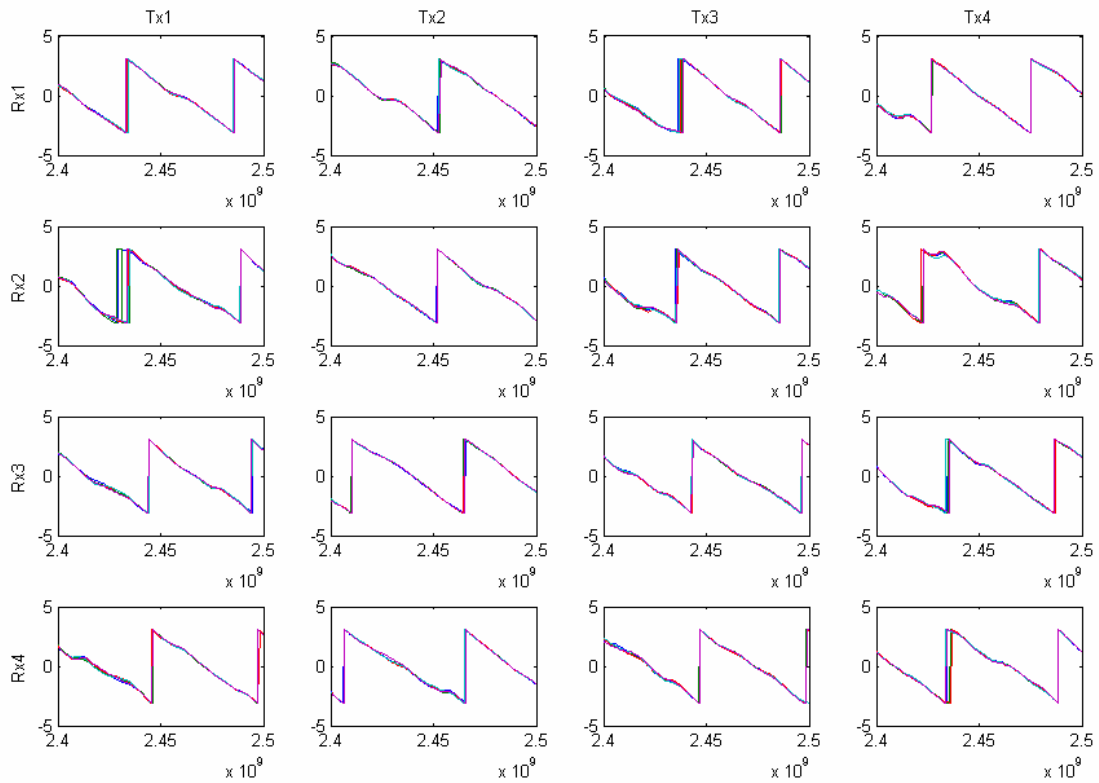


Figura 44: Representación de los 16x5 valores de fase para una posición.



4.2. Interfaz de carga de datos.

Tras realizar la campaña de medidas, el siguiente paso es la carga de los archivos de texto con las medidas para su análisis. Para ello ejecutaremos el archivo cargar_archivos.m que generará la matriz H en un formato comprensible por el programa Matlab que utilizaremos para calcular y representar los distintos parámetros:



Figura 45: Programa para cargar medidas.

Una vez ejecutado será necesario especificar la configuración física del sistema y la ruta de las medidas.

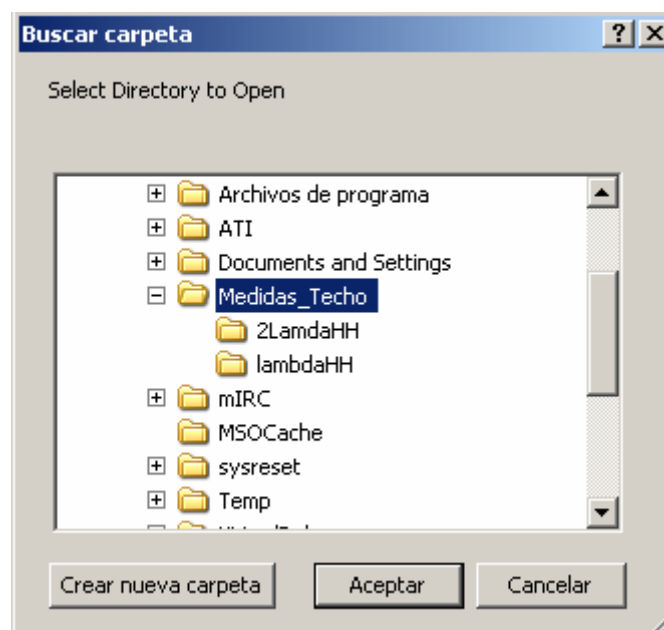


Figura 46: Selección del directorio de medidas.



Se deberá seleccionar el directorio que contiene subdirectorios con las medidas realizadas. Dicho directorio deberá contener únicamente subdirectorios con medidas, ni archivos ni subdirectorios que no contengan medidas realizadas.

A continuación presionamos el botón “Generar Mat”. Y se generara un archivo .mat con la matriz H, lista para el calculo de parámetros SISO y MIMO utilizando el programa Matlab, en el directorio donde se encontraba cargar_archivos.m y con el nombre que tenia el subdirectorio de la medida correspondiente.



4.3. Metodología del Cálculo de Parámetros

4.3.1. 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: número de antenas receptoras.
- Segunda dimensión: número de antenas transmisoras.
- Tercera dimensión: número de frecuencias.
- Cuarta dimensión: posiciones del receptor.
- Quinta dimensión: repeticiones.
- Sexta dimensión: dimensión que representa el recorrido.

Por lo tanto, vemos que nuestra matriz H tiene un tamaño de 4 x 4 x 512 x posiciones x 5 x recorridos utilizados.

4.3.2. Parámetros SISO y 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...
- Eigenvalues: aplicamos la ecuación (2.43).
- Factor K: aplicamos directamente ecuación (2.32) y (2.33).
- 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.

4.3.3. Selección de frecuencias válidas.

Hemos seguido 2 criterios:

■ Los valores de Potencia, Fase, SNR, Capacidad, EigenValues, 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 47: Recuperación de frecuencias para la capacidad en una posición.

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 y posteriormente, utilizando un vector especial que almacena las frecuencias válidas e inválidas, son clasificados (el RMS y el Perfil) en función del número de frecuencias inválidas que usaron al calcularse, en 5 categorías:

Categoría de Frecuencias Invalidas	Número Máximo de Errores
0	0%
Entre 0 y 5	0.97%
Entre 5 y 10	1.95%
Entre 10 y 20	3.9%
Mas de 20	>3,9%

Tabla 4: Clasificación en categorías de las frecuencias válidas.

El programa utilizará los perfiles o RMS contenidos en la primera categoría, y si no hay ningún perfil en esta usará los de la segunda categoría y así sucesivamente, mostrando al usuario la categoría a la que pertenecen los valores de perfil y RMS que se han elegido para realizar las operaciones.

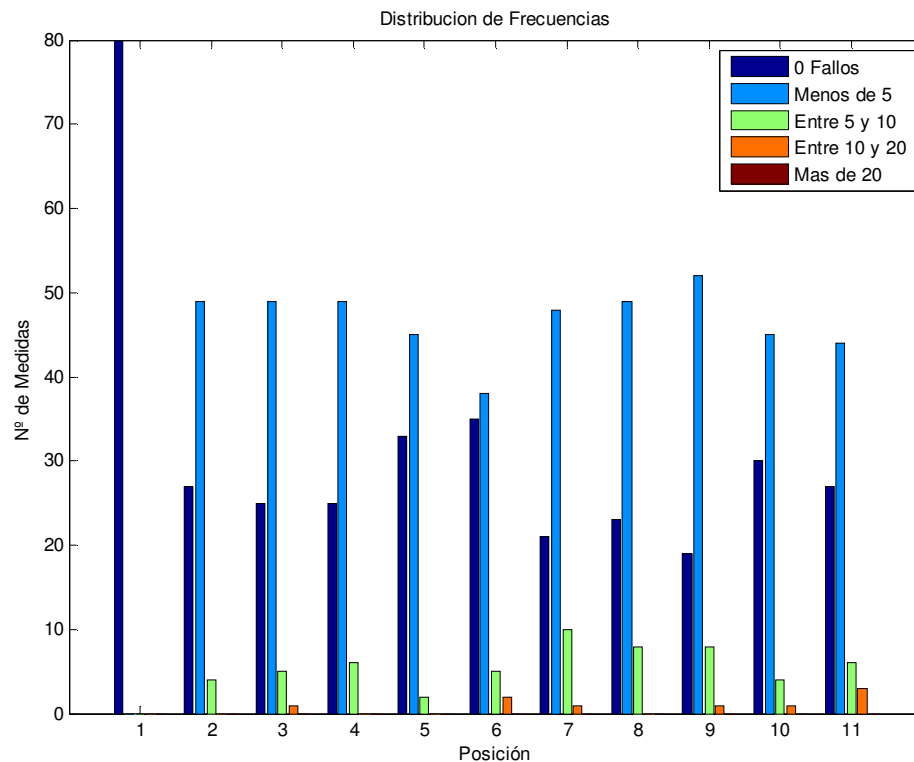


Figura 48: Distribución de las frecuencias para un recorrido.



En la gráfica se observa la distribución de medidas en cada categoría. El número de medidas a distribuir entre las categorías es $16 \times 5 = 80$ medidas para cada posición.

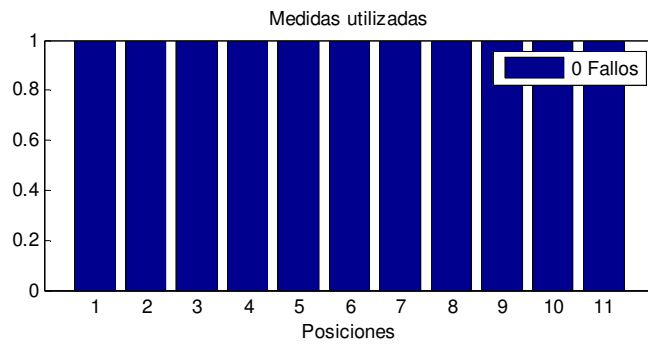


Figura 49: Categorías usadas para el cálculo del RMS en un recorrido.



4.4. Interfaz II – Representación de Medidas.

Programada en Matlab utilizando el toolbox GUIDE tiene el siguiente aspecto:

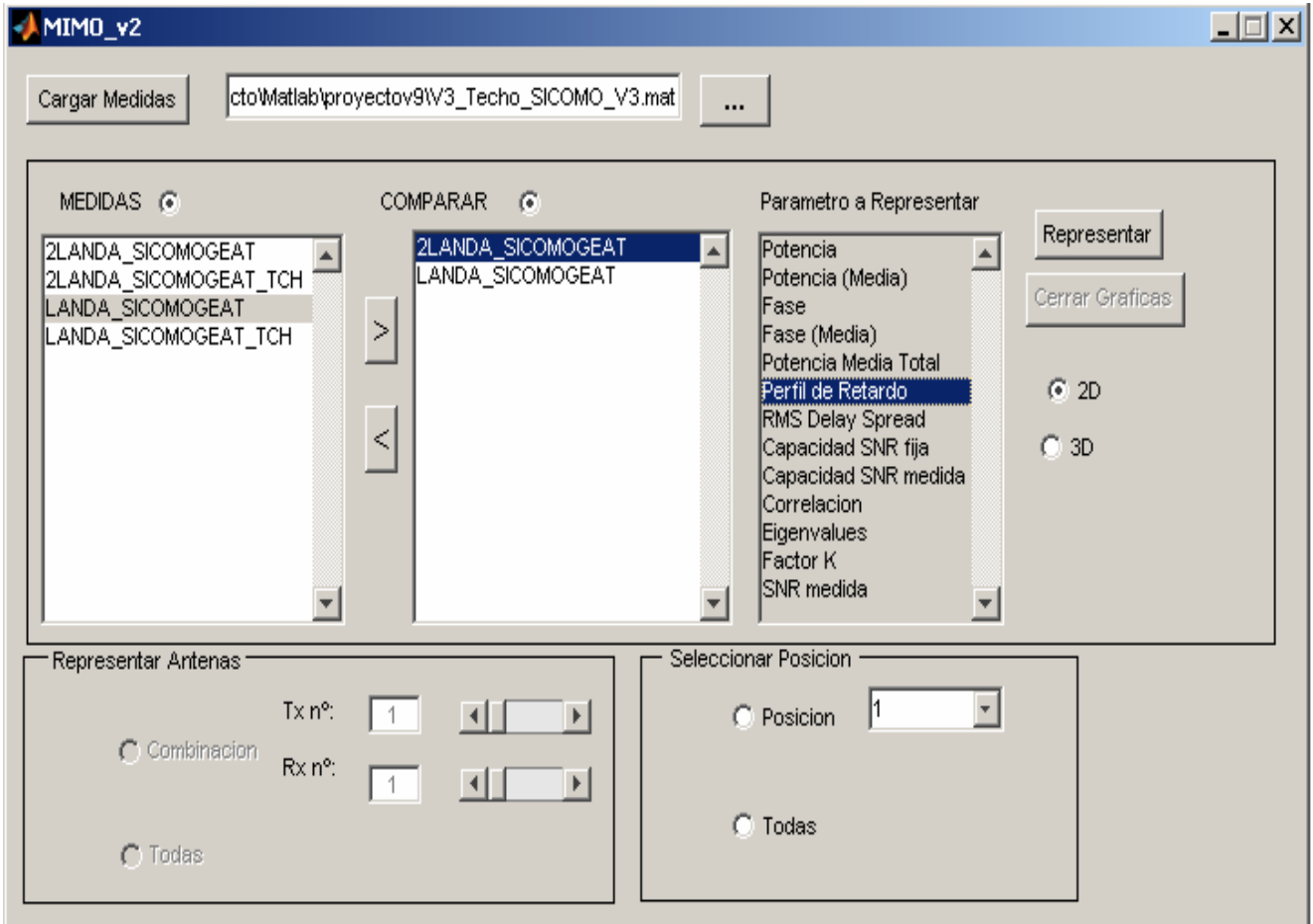


Figura 50: Programa de análisis de medidas.

Con ella somos capaces de representar todos los parámetros de relevancia de las medidas así como comparar dichos parámetros para diferentes medidas en dos dimensiones y para algún caso como es el del perfil del retardo en tres dimensiones. Muchos de los parámetros se pueden representar además en media respecto a las frecuencias o respecto a las posiciones del recorrido según se desee.

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 51: Imagen del Cuartel de Antiguones.

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

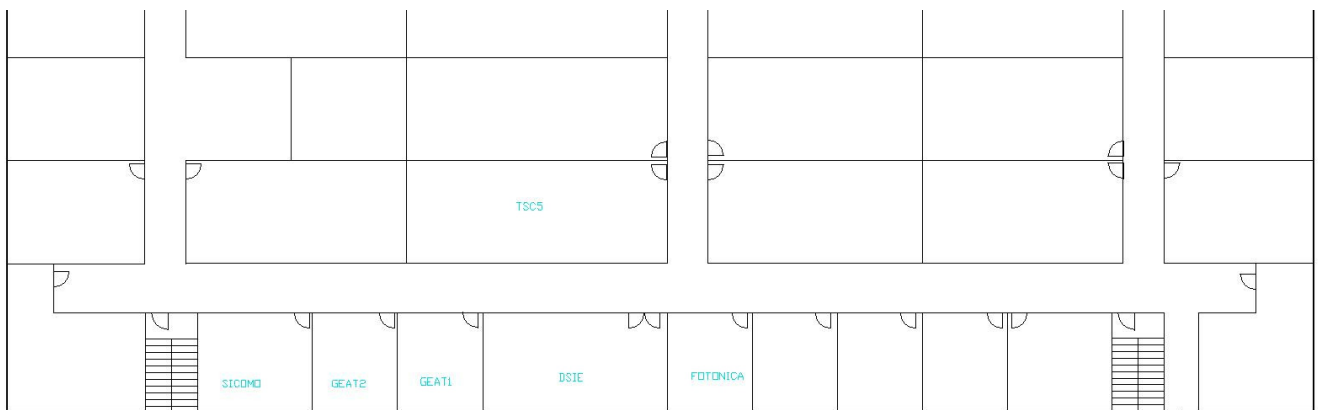


Figura 52: Plano del sótano de Antiguones.



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.

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 tipos diferentes de mediciones:

- La primera de ellas variando la longitud de onda de las antenas y su orientación.

En el siguiente esquema mostramos un resumen de las mediciones realizadas bajo techo:

$$\begin{array}{l}
 \text{Pasillo} \left\{ \begin{array}{l} \lambda \\ 2\lambda \end{array} \right. \quad \text{LaboratorioTSC5(SICOMO)} \left\{ \begin{array}{l} \frac{\lambda}{2} \left\{ \begin{array}{l} T \\ P \end{array} \right\} \\ \lambda \left\{ \begin{array}{l} T \\ P \end{array} \right\} \end{array} \right. \\
 \\
 \text{LaboratorioTSC5(PASILLO)} \left\{ \begin{array}{l} 2\lambda - T \\ \lambda - T \end{array} \right.
 \end{array}$$

Figura 53: Resumen de las mediciones realizadas bajo techo.

Donde la letra T implica una configuración transversal y P paralelas.

- La segunda, variando la posición de las antenas, situando siempre el transmisor en el entretecho del pasillo. En el siguiente esquema mostramos un resumen de las mediciones realizadas sobre techo:

$$\begin{array}{l}
 \text{Pasillo} \left\{ \begin{array}{l} \lambda \\ 2\lambda \end{array} \right. \quad \text{LaboratorioTSC5(PASILLO)} \left\{ \begin{array}{l} 2\lambda - T \\ \lambda - T \end{array} \right.
 \end{array}$$

Figura 54: Resumen de las mediciones realizadas sobre techo.

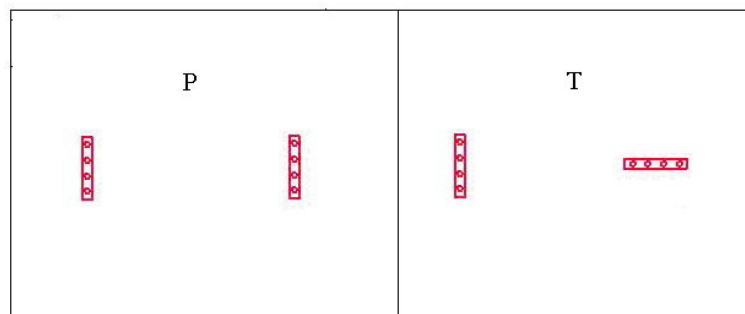


Figura 55: Configuración Paralela y Transversal vista desde arriba.



Además, para el caso del Laboratorio TSC-5, se realizaron tres medidas especiales, donde se realizaban transmisiones con una cierta polarización manteniendo siempre las antenas paralelas.

$$\text{Laboratorio TSC5(SICOMO)} \left\{ \begin{array}{l} \lambda \\ 2 \end{array} \right\} \left\{ \begin{array}{l} HH \\ VV \\ HV \end{array} \right.$$

Figura 56: Resumen de las mediciones realizadas con polarización.

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.

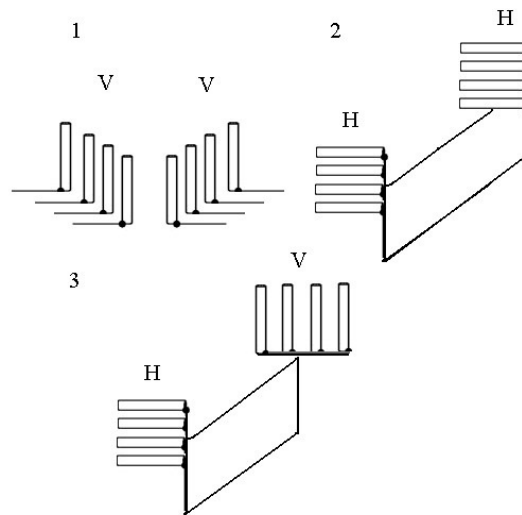


Figura 57: Esquemas de polarización.



5.3. *El Entretecho.*

Como decíamos en el apartado anterior, las campañas de medidas se repitieron situando el receptor en el entretecho del sótano del edificio de Antiguones.

Estando el techo situado a 4 metros de altura y 80cm por debajo de este nos encontramos una rejilla que oculta las instalaciones de agua, electricidad, comunicaciones etc. Esta rejilla es completamente metálica y sus aperturas son de 2,5x6cm. Con las dimensiones descritas, esta rejilla debería comportarse como un plano de masa para la frecuencia de trabajo y realizar un efecto de guiado de ondas en el entretecho.



Figura 58: Pasillo del sótano de Antiguones.

Con este experimento se intentará afirmar o refutar la teoría de que el entretecho funciona como un sistema de guía ondas y si dicha configuración ofrece mejoras en términos de capacidad y correlación o si por el contrario se comportan mejor los esquemas bajo techo.

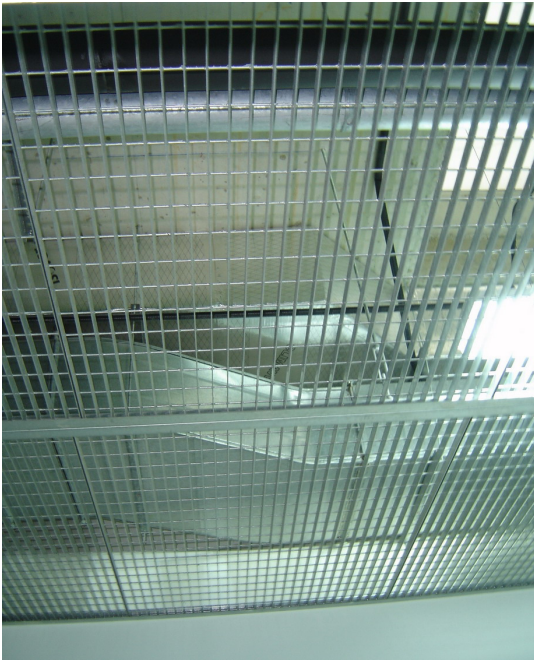


Figura 59: Rejilla e Interiores.

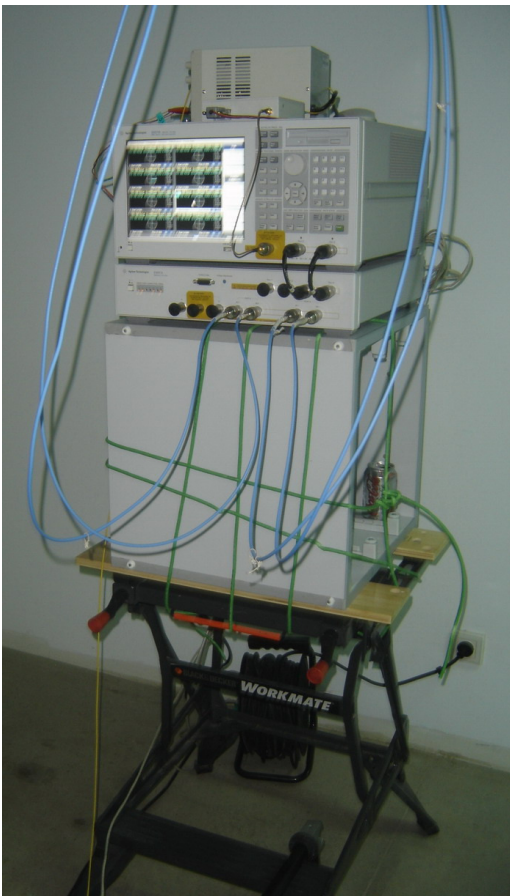


Figura 60: Analizador de Redes y Esquema sobre techo.



5.4. Primer Recorrido: “Pasillo”.

En el siguiente plano se muestra las distintas posiciones en las que se realizaron medidas, marcadas con un círculo rojo:

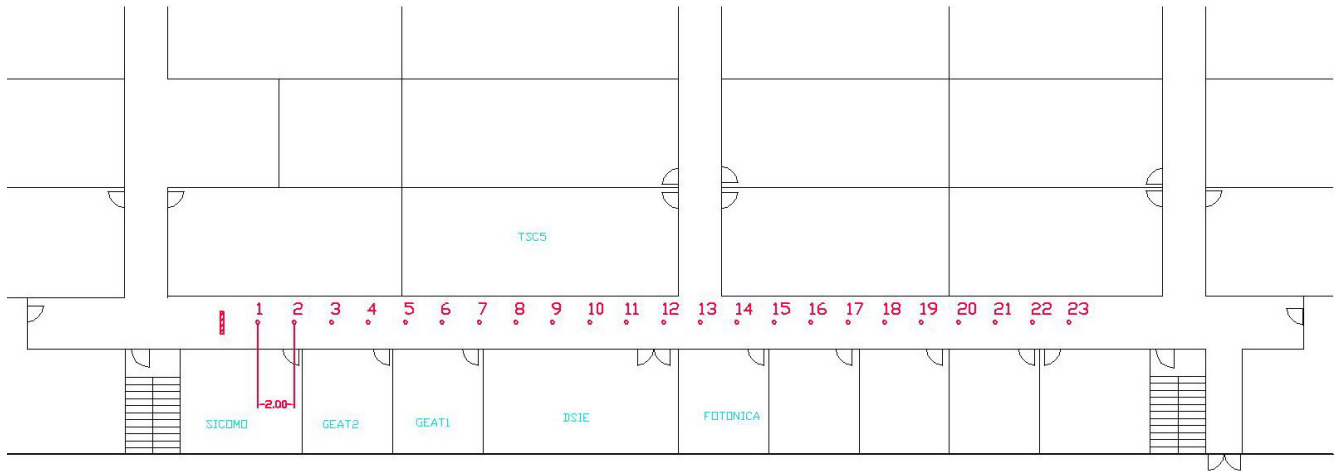


Figura 61: Primer Recorrido: “Pasillo”.

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 los Laboratorios del sótano de Antiguones en el proyecto final de carrera “Efecto de la polarización en entornos de interior para sistemas MIMO a 2.4 GHz” [25] se cumple en el Pasillo para ambas configuraciones bajo y sobre techo, y en caso negativo proponer un nuevo modelo.
- Realizar un análisis comparativo de las configuraciones bajo techo y sobre techo a partir de sus parámetros MIMO y SIMO.

5.5. Segundo Recorrido: “Laboratorio TSC-5”.

En este recorrido veremos el comportamiento del sistema MIMO para un caso de no visión directa.



Figura 62: Segundo Recorrido: “Laboratorio TSC-5”.

Se han realizado mediciones situando el transmisor en diferentes zonas:

5.5.1. Mediciones con el Transmisor en el SICOMO.

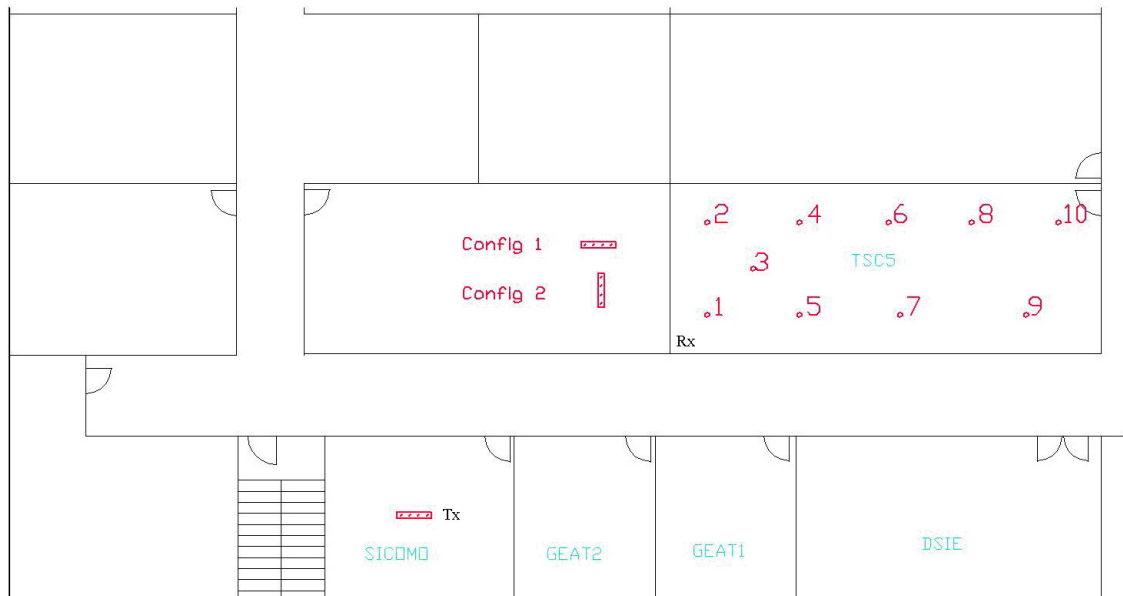


Figura 63: Segundo Recorrido I: “TSC-5” con transmisor en “SICOMO”.

Como dijimos antes, existen dos configuraciones: Transversal y Paralela. El transmisor como vemos en la imagen se sitúa en el Laboratorio SICOMO.

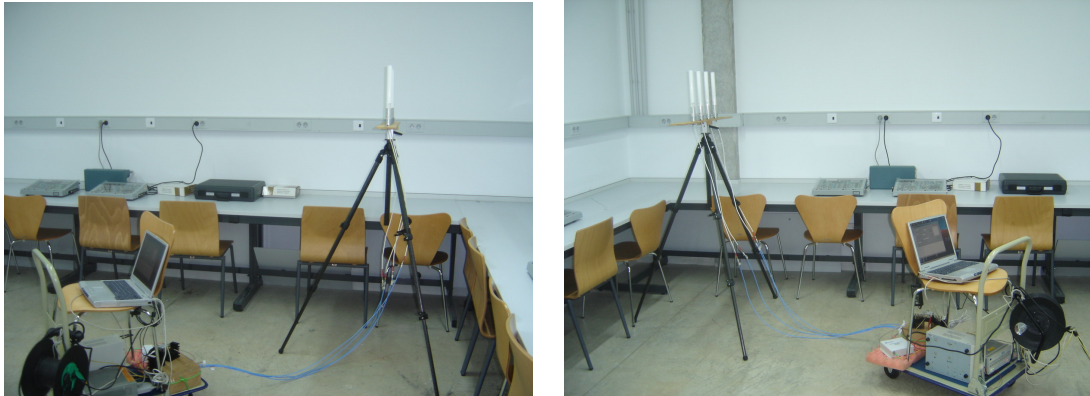


Figura 64: Segundo Recorrido I: Configuración Primera (Paralela) y Segunda (Transversal).

Los objetivos son:

- Comprobar si influye en recepción la configuración de las antenas paralela (primera configuración) o transversal (segunda configuración). Ver Figuras 55, 63 y 64.
- Comprobar si produce alguna mejora transmitir utilizando una determinada polarización de las antenas.

5.5.2. Mediciones con el Transmisor en el Pasillo Sobre y Bajo techo.

En esta configuración el receptor estuvo siempre en posición transversal al transmisor salvo en la posición 0 como se indica en la figura:

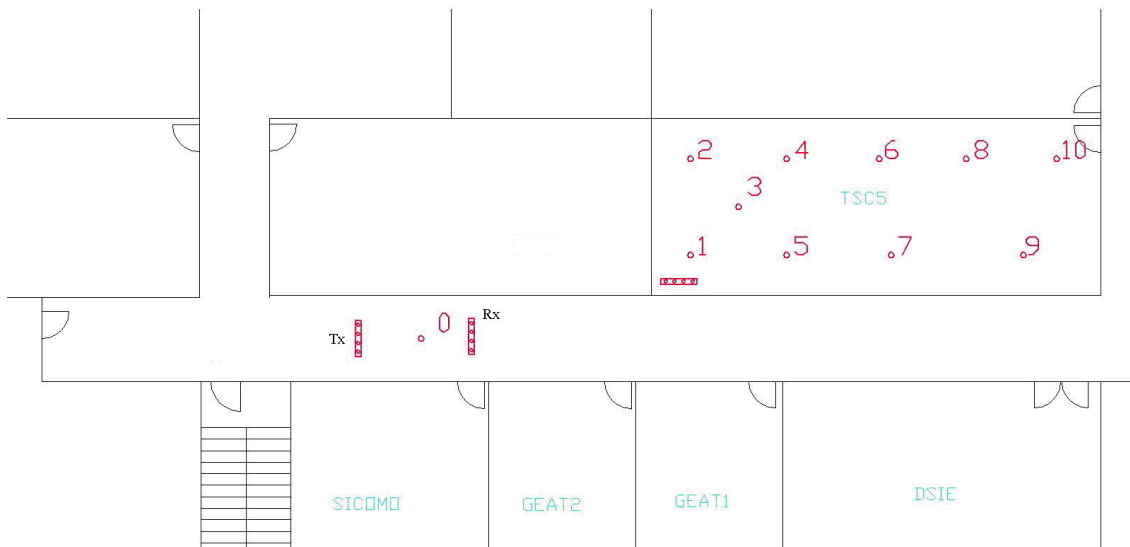


Figura 65: Segundo Recorrido II: "TSC-5" bajo y sobre techo.



El objetivo de esta campaña es:

- Demostrar si el modelo de propagación propuesto para los Laboratorios del sótano de Antiguones el en proyecto final de carrera “Efecto de la polarización en entornos de interior para sistemas MIMO a 2.4 GHz” [25] se cumple para el laboratorio TSC-5.

5.5.3. Mediciones para diferentes posiciones del Transmisor.

Situamos el transmisor en tres localizaciones como se indica en la figura:

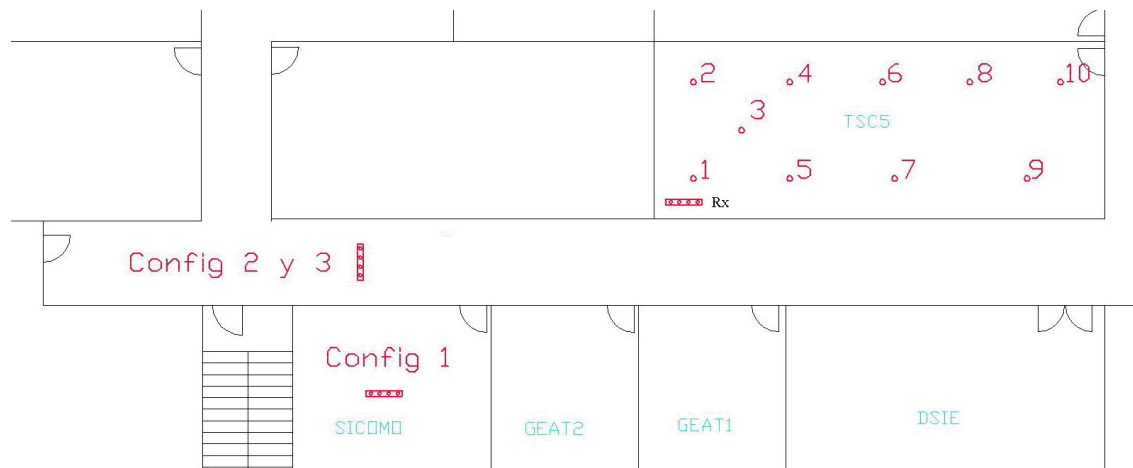


Figura 66: Segundo Recorrido III: “TSC-5” con transmisor en tres localizaciones.

Donde vemos 3 configuraciones del transmisor en SICOMO, en el Pasillo bajo techo y sobre techo.

En este caso el objetivo es:

- Estudiar, a partir del análisis de los parámetros SISO y MIMO de cada configuración, cual obtiene unas mejores prestaciones para dar cobertura al laboratorio TSC-5, situar el transmisor en el laboratorio SICOMO, situarlo en el Pasillo en el entretecho o en el Pasillo bajo techo.



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 de ambas configuraciones bajo techo y sobre techo y las calculadas con el modelo de espacio libre obtenemos:

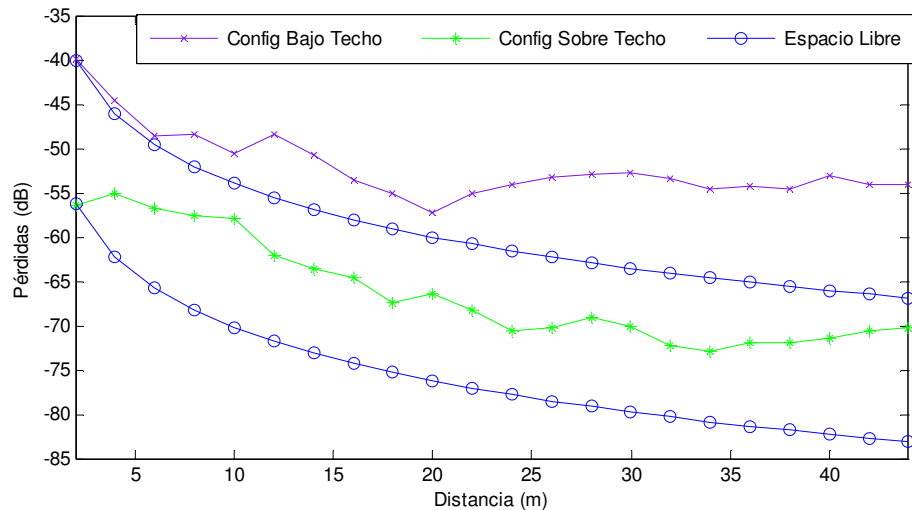


Figura 67: Pérdidas en “Pasillo”.

Donde podemos observar una reducción de la pendiente de pérdidas a lo largo del túnel. 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.



Como podemos observar este efecto se produce en el pasillo tanto en la configuración sobre techo como bajo techo.

A continuación veremos en cual de las dos configuraciones es más acentuado este efecto de guiado. Si restamos la curva sobre techo a la bajo techo obtenemos la siguiente gráfica:

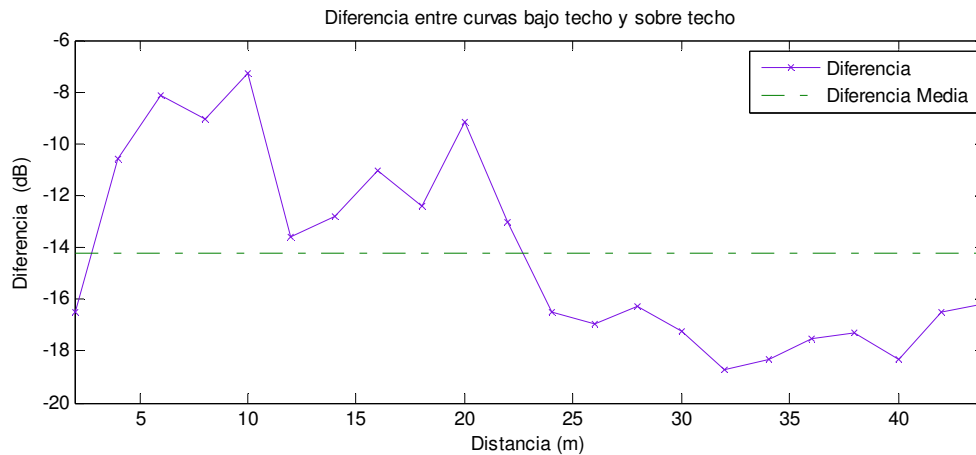


Figura 68: Pérdidas por Rejilla en “Pasillo”.

El ser el resultado negativo implica que la curva sobre techo es menor. Observamos que la diferencia entre ambas curvas no es constante e igual a las pérdidas por la Rejilla que se estiman en 16dB. En la gráfica podemos observar dos zonas claramente diferenciadas:

- La zona que cubre desde la posición inicial hasta llegar a la intersección (figura 61), donde el efecto de guiado en entretecho es superior que bajo techo en el pasillo, obteniendo unos valores relativos de potencia mayores.
- La zona tras la intersección donde los valores de potencia relativos son menores y entorno a los 16dB de pérdidas por la Rejilla.

El valor medio de la diferencia entre las curvas es de 14.24dB, frente a los 16dB de pérdidas de inserción calculadas, lo que significa que se ha producido una mejora de 1,76dB de potencia relativa situando el transmisor en el entretecho, aunque este valor se llega a incrementar hasta casi 5dB en la zona anterior a la intersección.



Si corregimos las pérdidas de inserción para representar ambas curvas al mismo nivel y utilizamos la distancia en unidades logarítmicas, veremos más clara la diferenciación entre zonas y como en la zona hasta llegar la intersección el efecto de guiado es mayor en el techo:

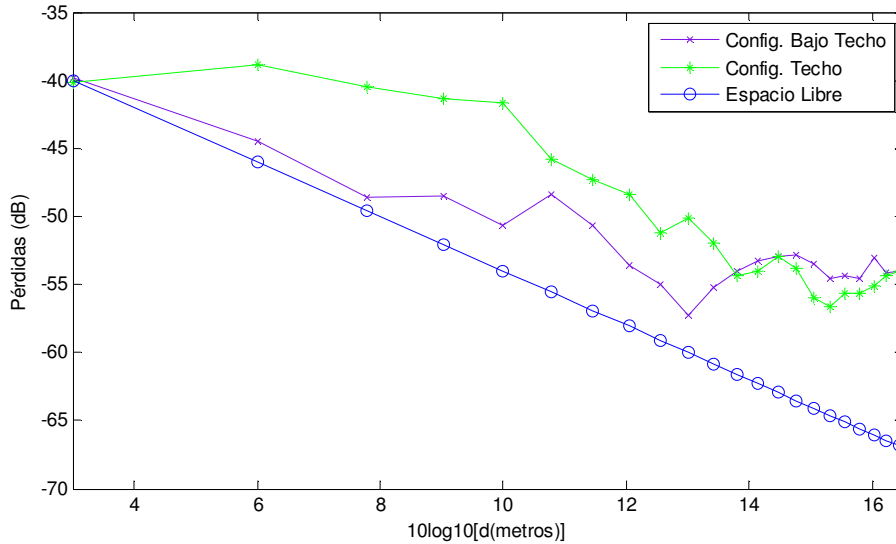


Figura 69: Efecto de Guiado en “Pasillo”.

La configuración sobre techo tiene el efecto de guiado mas acentuado. Y este efecto de guiado se traduce en unas menores pérdidas con la distancia en determinadas zonas.

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 formula (2.8) y lo compararemos con el modelo de propagación propuesto en el proyecto final de carrera “Efecto de la polarización en entornos de interior para sistemas MIMO a 2.4 GHz” [25] para los laboratorios SICOMO, GEAT 1 y 2, DSIE y FOTÓNICA, para ver cual de los dos modelos se ajusta mejor al pasillo.

Una vez hechos los cálculos obtenemos los siguientes parámetros:

	Modelo Laboratorios	Modelo 1 Pendiente Suelo	Modelo 1 Pendiente Techo
n	-1,35	-0.97	-1.57
L0	-35	-39.6	46.2

Tabla 5: Parámetros del modelo de propagación para el pasillo.



Si representamos las curvas de potencia en función de la distancia en logarítmica y las rectas que representan los modelos, obtenemos lo siguiente:

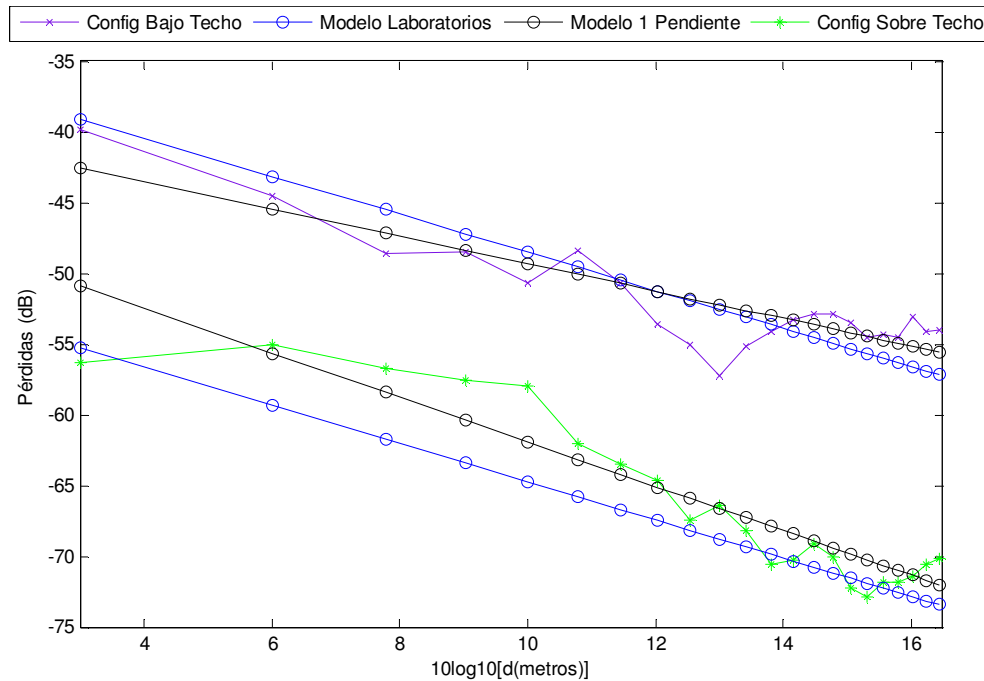


Figura 70: Modelos de propagación en “Pasillo”.

Donde en azul se representa el modelo de laboratorios y en negro el modelo ajustado mediante rectas de regresión aplicando el modelo de una pendiente.

En la gráfica podemos observar que para la configuración bajo techo, ambos ajustes no producen unos resultados óptimos como cabría esperar y esto se debe básicamente a tres causas:

- La diversidad del entorno provoca múltiples reflexiones que se traducen en variaciones de la potencia en zonas muy específicas del recorrido.
- El efecto de la intersección a mitad del pasillo como elemento de difracción produce muchas variaciones.
- El “efecto túnel” como elemento que suaviza la pendiente de pérdidas.

Por lo que deberemos proponer un modelo de propagación alternativo que sea capaz de modelar las pérdidas en este entorno.



Y sin embargo, para la configuración sobre techo, el ajuste con ambos modelos es muy bueno, fallando únicamente el modelo de Laboratorios en la pendiente debido al ya mencionado efecto túnel que provoca una reducción de la pendiente.

El buen ajuste en la configuración sobre techo, se debe a que los efectos de las reflexiones, la intersección u objetos se ven atenuados situando el transmisor en el entretecho, lo que hace que su curva sea poco variante, con lo que con un modelo sencillo obtiene una buena representatividad de las pérdidas del entorno, pudiéndose dar como válido el modelo de una pendiente.

6.1.3. Modo de Bloqueo y n-pendientes

A la vista de los resultados anteriores, se hace necesario utilizar un modelo de propagación distinto para la configuración del transmisor bajo techo. Utilizaremos el modelo de bloqueo y n pendientes explicado en el apartado 2.3.4.

Dividimos en 3 zonas el pasillo:

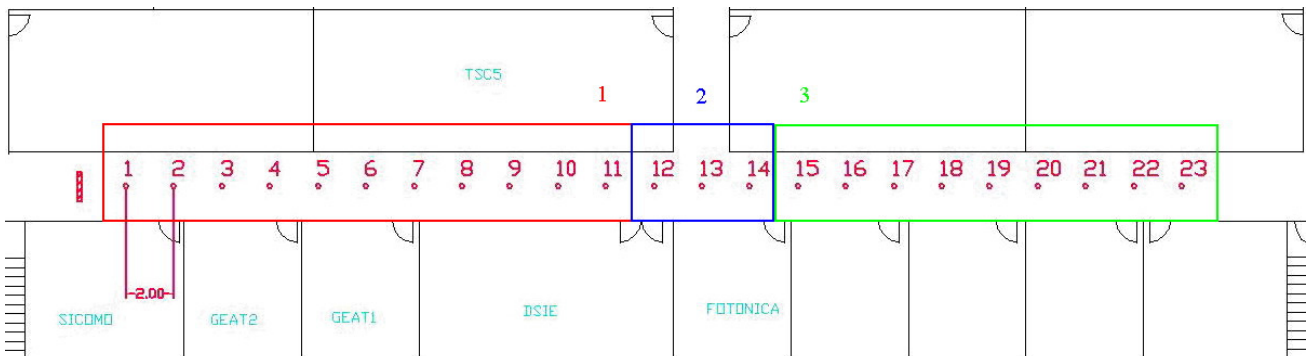


Figura 71: Las tres zonas del “Pasillo”.

Considerando la intersección como un fenómeno de difracción, realizamos los ajustes por rectas de regresión en las tres zonas definidas obteniendo los siguientes parámetros:

Tx Suelo	L_0	n	n1	n2
L0	36	-1.5	1.774	-0.4

Tabla 6: Parámetros del modelo de bloqueo y tres pendientes.



Aplicando la formula (2.9) podemos representar en rojo este nuevo ajuste y compararlo con los anteriores:

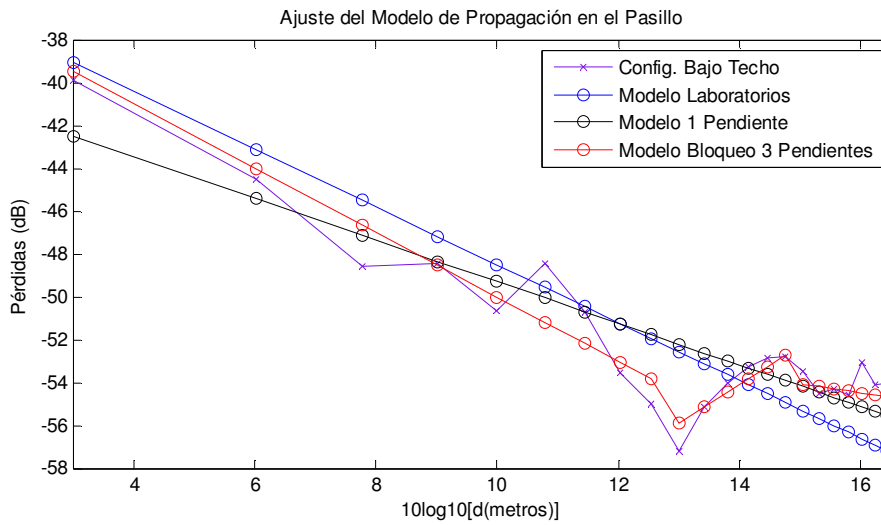


Figura 72: Modelos de Propagación bajo techo en “Pasillo”.

Como podemos observar, el modelo de bloqueo mejora los resultados obtenidos por modelos de una pendiente, obteniendo unas diferencias mínimas entre la curva de pérdidas y dicho modelo a diferencia de los dos modelos iniciales que habíamos propuesto como podemos observar en la siguiente tabla:

DIFERENCIA ENTRE CURVAS	MÍNIMA	MÁXIMA	MEDIA
Pasillo Config. Bajo Suelo	0	0	0
Modelo de Laboratorios	0.2db	4.65db	1.96db
Modelo 1 Pendiente	0.013dB	5dB	1.38dB
Modelo Bloqueo 3 pendientes	0.023dB	2.76dB	0.86dB

Tabla 7: Diferencias entre los modelos de propagación propuestos en “Pasillo”.

6.1.4. RMS Delay Spread.

Este parámetro 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 ambas configuraciones:

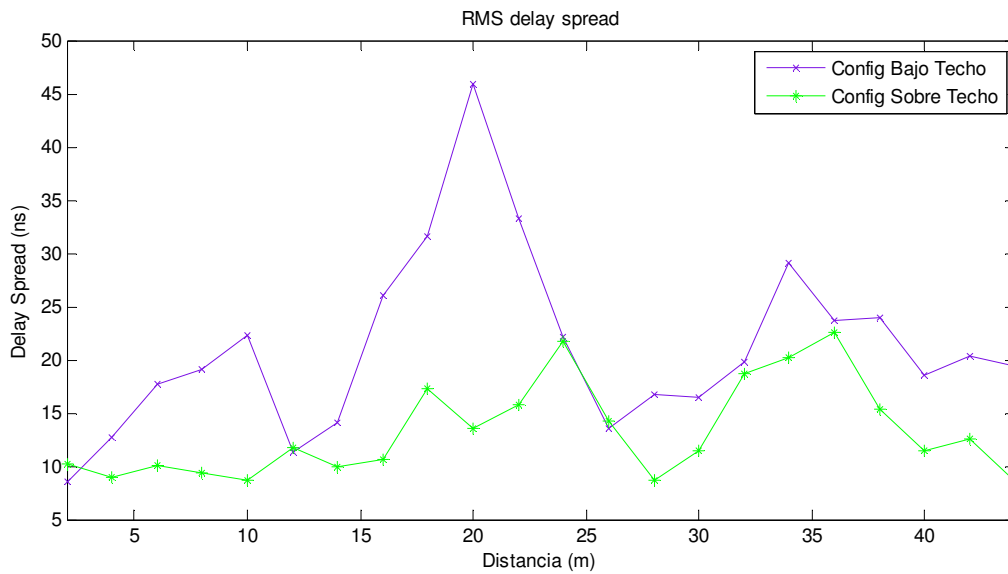


Figura 73: RMS Delay Spread en “Pasillo”.

Según la (figura 7), los valores típicos de RMS en entornos de oficinas se encuentran alrededor de 10ns. En la gráfica observamos picos muy elevados de RMS en determinadas zonas para el esquema bajo techo 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.

Si representamos los principales estadísticos en una tabla tendremos:

	TX SUELO	TX TECHO
Mínimo	8.48ns	8.5ns
Máximo	25.87ns	22.56ns
Media	21.22ns	13.26ns
σ	8.397	4.405

Tabla 8: Estadísticos RMS Delay Spread bajo y sobre techo “Pasillo”

Como podemos ver, los resultados son mucho mejores en la configuración sobre techo no solo en cuanto al máximo valor de RMS sino en cuanto a la variabilidad de los mismos representados por la desviación típica.



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. Si calculamos el RMS para distintos márgenes obtendremos:

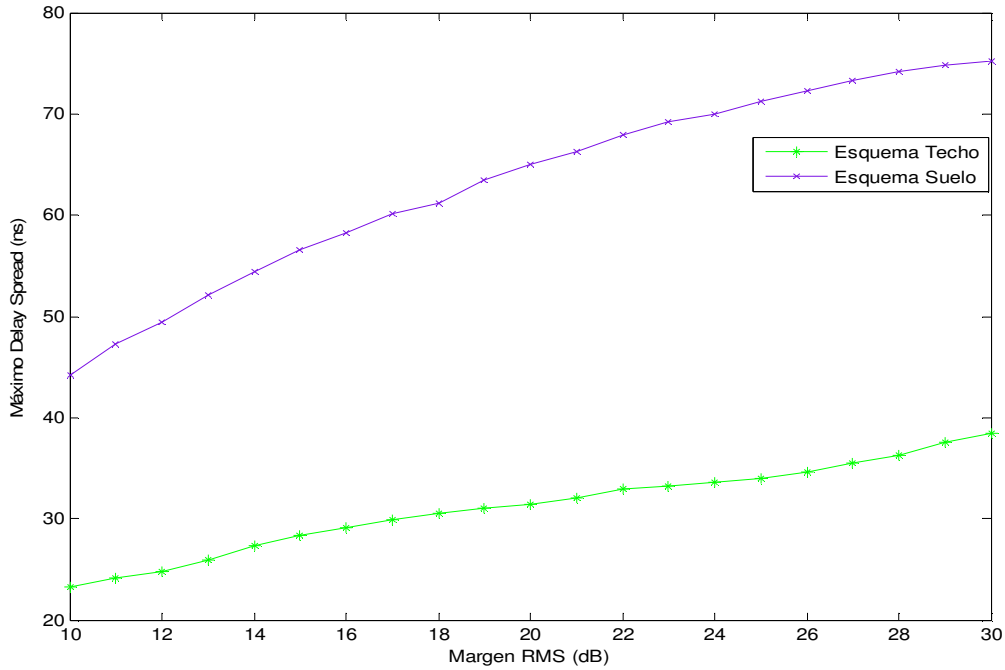


Figura 74: Máximo RMS Delay Spread cambiando el Margen en “Pasillo”.

Con lo que vemos el impacto del margen a la hora del cálculo del RMS. Si calculamos la velocidad de transmisión utilizando distintos márgenes a partir de la fórmula:

$$V_{tx}(bps) \cong \frac{1}{\sigma_{\tau}(t)} \text{ bit / s} \quad (2.45)$$

Que representa la máxima velocidad de transmisión limitada por el ISI sin utilizar ecualizadores. Obtendremos:

	Margen	RMS delay spread	Vtx Máxima
Suelo	30	75ns	13.33Mbps
Techo	30	38ns	26Mbps
Suelo	20	65ns	15.38Mbps
Techo	20	32ns	31Mbps
Suelo	10	44ns	22.77Mbps
Techo	10	23ns	43Mbps

Tabla 9: Velocidad máxima teórica de transmisión en “Pasillo”.



Donde hemos podido observar el impacto del RMS en las transmisiones radio. Una vez estudiado el RMS para intentar ver que provoca esos altos valores de RMS en la configuración bajo techo, utilizaremos el perfil del retardo.

6.1.5. 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 la décima posición (que es donde se produce el máximo de RMS) con respecto a la distancia (hemos multiplicado la respuesta temporal por la velocidad de la luz y añadido las correcciones de resolución, altura de antena y longitud de cables) tenemos:

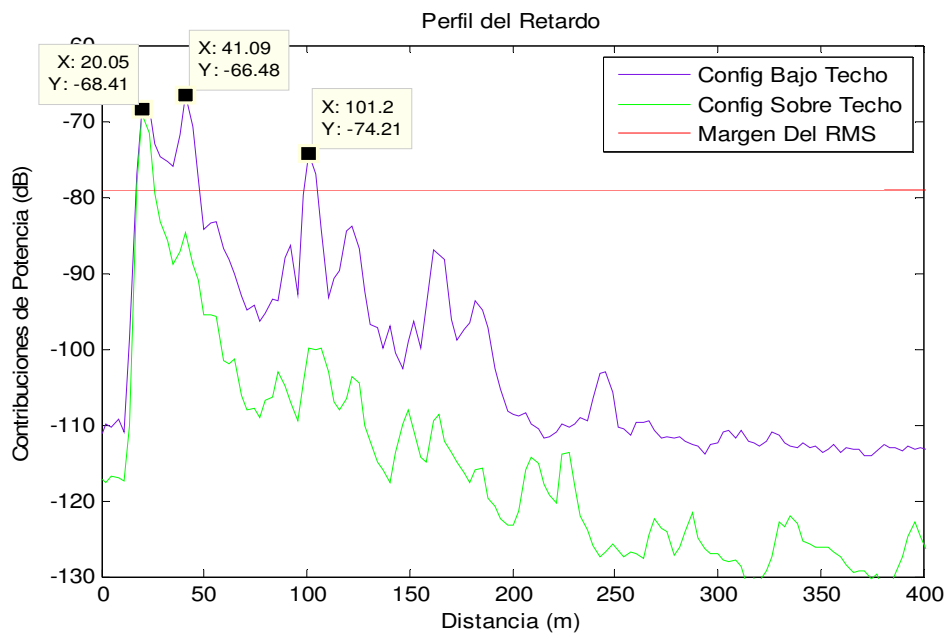


Figura 75: Perfil del Retardo en la décima posición en "Pasillo".

El margen RMS es el margen de cálculo de dicho parámetro sobre la respuesta temporal como vemos en la figura, en nuestro caso hemos elegido 10dB. Podemos observar, como ya habíamos adelantado antes, que las reflexiones de la configuración sobre techo están más atenuadas, de ahí los menores valores de RMS al contrario que en el esquema bajo techo, que aun eligiendo un margen de RMS muy pequeño como son 10dB caen dentro del margen de cálculo de reflexiones con altos niveles de potencia.



Ahora ya sabemos de donde viene ese valor máximo de 55ns de RMS que veíamos en la figura 73, esta provocado por las dos reflexiones de mayor potencia marcadas en la figura 75.

Utilizando la información de los marcadores de la gráfica intentaremos situar geoméricamente estas tres contribuciones. Según la figura 75 tenemos:

- En 20m el rayo directo.
- En 41m la primera gran reflexión.
- En 101m la segunda gran reflexión.

Con la ayuda de un mapa del pasillo realizado con el programa Autocad tendremos:

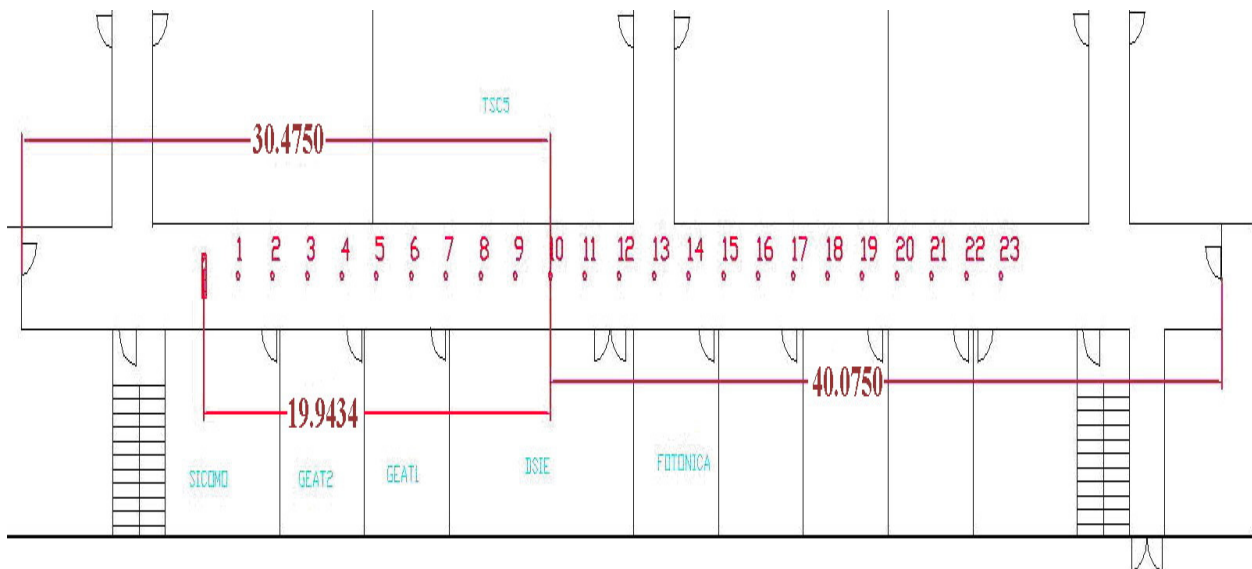


Figura 76: Mapa de cotas en "Pasillo".

De donde podemos deducir que:

- La distancia entre transmisor y receptor es de 20 metros que coincide con el rayo directo.
- La distancia entre el transmisor y la pared oeste es de 30 metros, la señal recorre 30 metros rebota en la pared oeste y recorre otros 10 hasta el receptor lo que hacen 40 metros.
- La distancia entre el transmisor y la pared este es de 40 metros, la señal recorre 40 metros, rebota en la pared oeste y recorre otros 61 hasta el receptor, lo que suman 101.



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

Ahora, si representamos el contorno del perfil del retardo en todas las posiciones observaremos estas tres reflexiones en rojo, naranja y amarillo en 0,25 y 130m aproximadamente en el caso del esquema bajo techo. Donde las barras de colores representan el nivel de potencia en dB.

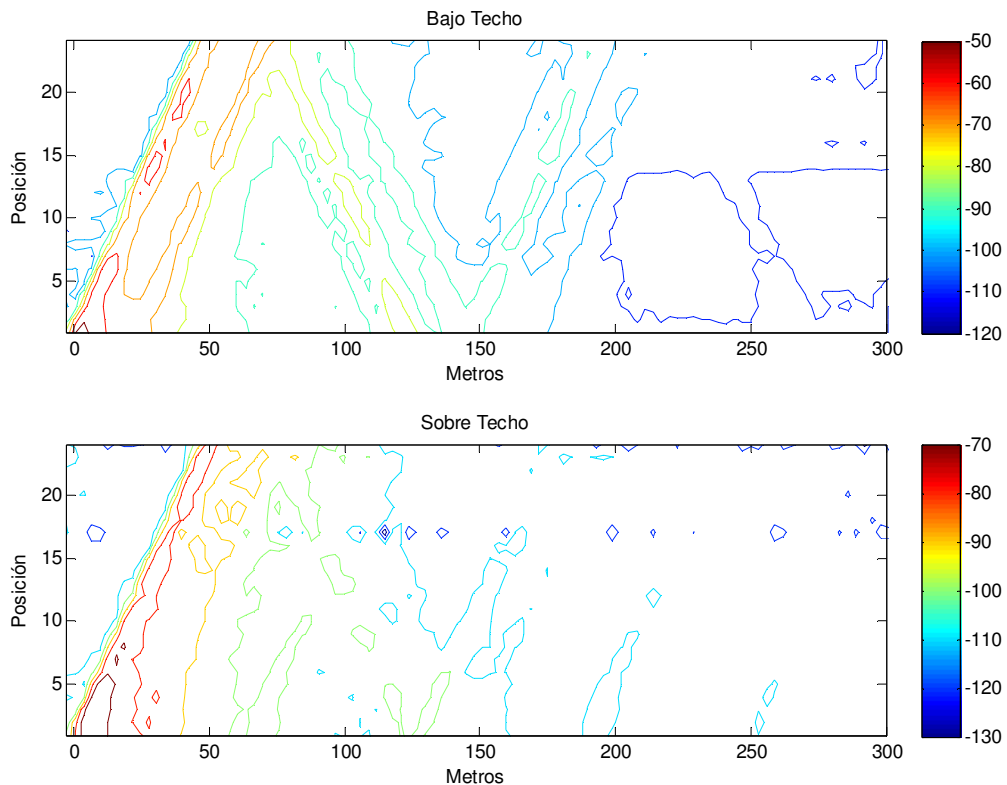


Figura 77: Contorno del Perfil del Retardo en "Pasillo".

Donde el eje x es, al igual que en el perfil, la variable de tiempo pero multiplicada por la velocidad de la luz.

Como vemos en el contorno del esquema bajo techo, las contribuciones de potencia se agrupan en un solo haz de potencia atenuándose y casi desapareciendo las reflexiones como vemos en el contorno, lo que provoca unos valores de RMS bajos que se traducen en una ganancia en la velocidad de transmisión a diferencia del esquema bajo techo, donde se pueden observar claramente las dos grandes reflexiones.



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

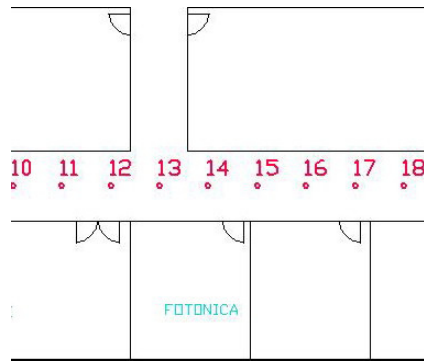


Figura 78: Mapa de la intersección en “Pasillo”

Si representamos el perfil del retardo desde las posiciones 10 a 18 para la configuración bajo techo, representando en el eje x la distancia en el y las contribuciones de potencia en dB y en rojo el margen de cálculo sobre el RMS tendremos lo siguiente:

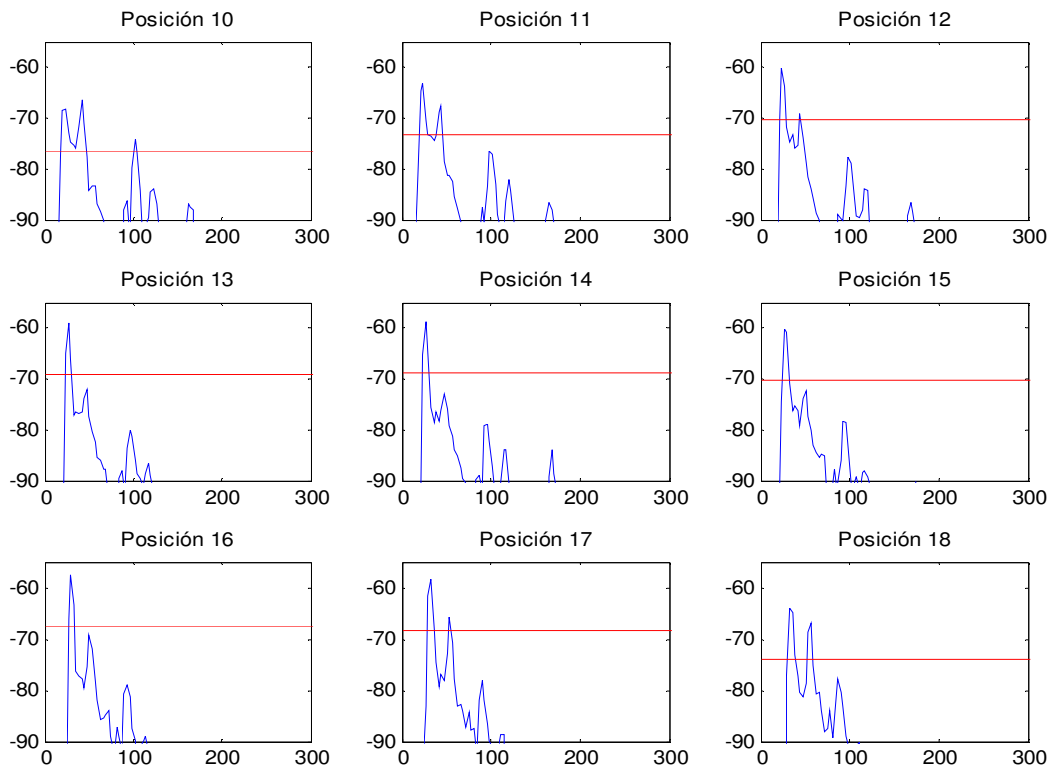


Figura 79: Evolución del Perfil del Retardo en la intersección en “Pasillo”.



Donde podemos observar un incremento de potencia del rayo directo a partir de la posición 11. Ello es debido a la situación de un extintor y una manguera anti-incendios en esa posición que actúan como elementos de reflexión, potenciándose este efecto cuando entramos en la zona de la intersección donde vuelve a subir el pico principal de potencia hasta los 60dB, debido al comportamiento de la esquina como elemento de difracción, manteniéndose este mientras exista visión directa entre esta y las antenas, por lo que conforme nos alejemos de la posición 13, se irá atenuando.

6.1.6. 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 mas se acerque a 0dB mas parecidas son ambas contribuciones.

En esta gráfica se muestra el valor del factor K para cada posición de las antenas a lo largo de todo el recorrido para dos configuraciones, sobre y bajo techo.

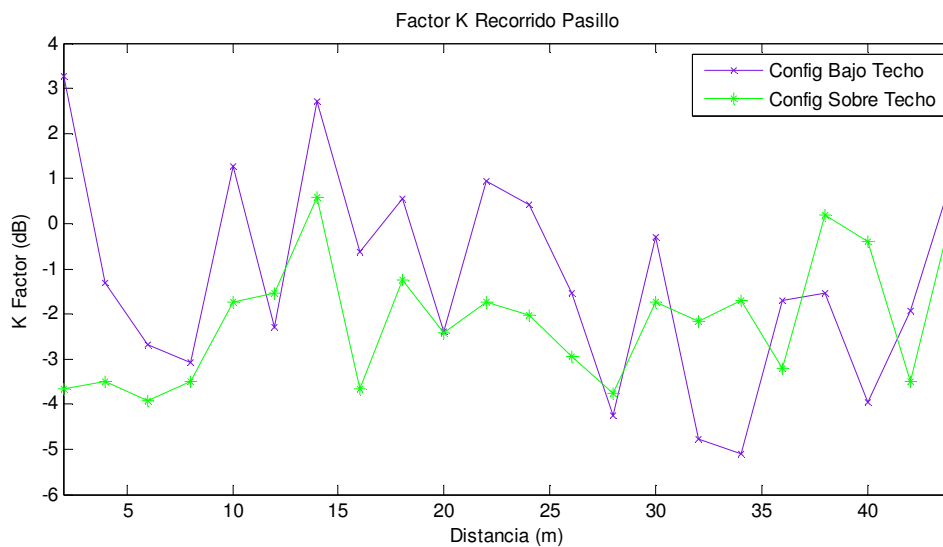


Figura 80: Factor K en "Pasillo".

El valor del factor K es negativo en media para ambos casos, 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 es superior a las reflexiones y al contrario en otras, cosa que ya quedó demostrada en el apartado anterior al estudiar el RMS delay spread y perfil del retardo.

6.1.7. Correlación

La correlación y la capacidad, al ser parámetros dependientes de la longitud de onda, deberán estudiarse para cada configuración y longitud de onda. Primero analizaremos la correlación en las tres zonas que definimos según la figura 71.

En un sistema MIMO, interesa que la correlación sea lo mas 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, tanto en transmisión como en recepción para cada configuración y longitud de onda, podemos agrupar dichos valores en una tabla de la siguiente forma:

CORRELACIÓN TX	ZONA1	ZONA2	ZONA3	TOTAL
2λ Suelo	0.54	0.52	0.52	0.53
2λ Techo	0.53	0.54	0.53	0.53
λ Suelo	0.53	0.6	0.6	0.53
λ Techo	0.52	0.56	0.6	0.57

Tabla 10: Correlación en Transmisión “Pasillo”

CORRELACIÓN RX	ZONA1	ZONA2	ZONA3	TOTAL
2λ Suelo	0.55	0.52	0.6	0.52
2λ Techo	0.55	0.51	0.54	0.54
λ Suelo	0.52	0.59	0.62	0.54
λ Techo	0.55	0.55	0.6	0.57

Tabla 11: Correlación en 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).



En cuanto a las diferentes longitudes de onda y recorridos, no se observan grandes variaciones de correlación, por lo que a la hora de utilizar equipos reales para transmisión se optará por una configuración en λ frente a una de 2λ que duplicaría las dimensiones de las antenas.

6.1.8. 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 ambas 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 la siguiente tabla:

C(bps/hz)	Zona1	Zona2	Zona3	Total
2λ Suelo	61.05	57.69	55.84	58.2
2λ Techo	46.16	34.98	33.36	38.2
Diferencia	14.5	22.7	22.4	20.0
SNR	49.8	46.6	46.13	47.51
λ Suelo	61.31	53.83	53.71	56.3
λ Techo	45.35	33.77	30.73	36.61
Diferencia	15.9	20.0	22.98	19.7
SNR	38.57	30.01	28.62	32.4

Tabla 12: Capacidad con SNR Variable “Pasillo”

Donde las tres zonas de la tabla son las definidas en la figura 71. Podemos observar claramente como la capacidad es superior para configuraciones bajo techo, ya que la potencia recibida como veíamos en la figura 67 es siempre mayor. Y es la SNR el parámetro predominante en este método para calcular la capacidad.



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:

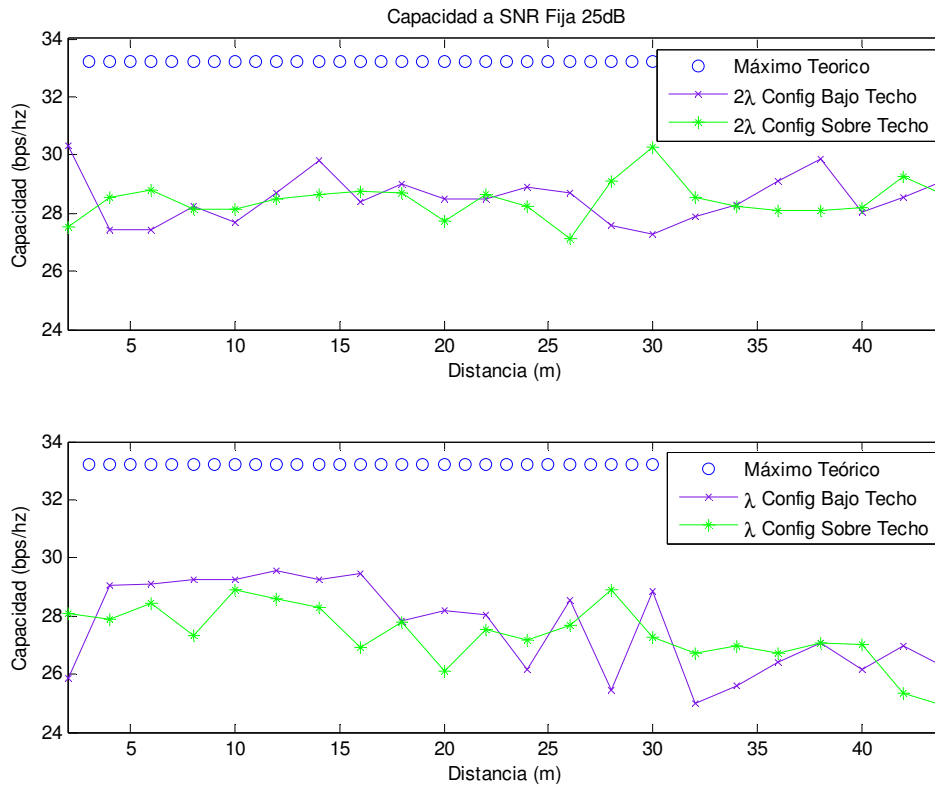


Figura 81: Capacidad SNR fija en "Pasillo".

Como era de esperar a tesón de los valores que habíamos obtenido para la correlación, observamos unos valores de capacidad similares para todas las configuraciones, lo que significa que no existe una ganancia significativa en correlación por diversidad del entorno para cada una de las configuraciones, o lo que es lo mismo, los valores de correlación serán similares, como ya habíamos visto.



6.1.9. Distribución estadística del Campo Recibido.

Intentaremos demostrar lo dicho en el apartado 2.5.5. Para ello utilizaremos el denominado test de Kolmogorov-Smirnov [27]. Este test compara los valores de la función de probabilidad acumulada del campo obtenida en las mediciones, con otras funciones de probabilidad acumulada conocidas. Nos dará como resultado un estadístico que representa el parecido entre las curvas real y teórica.

Así, por ejemplo, la siguiente gráfica representa la función densidad de probabilidad del campo en la posición cinco del recorrido para dos configuraciones del pasillo para dos esquemas bajo techo y sobre techo comparándolos con las funciones densidad de probabilidad de Rice y Rayleigh [28 y 29]:

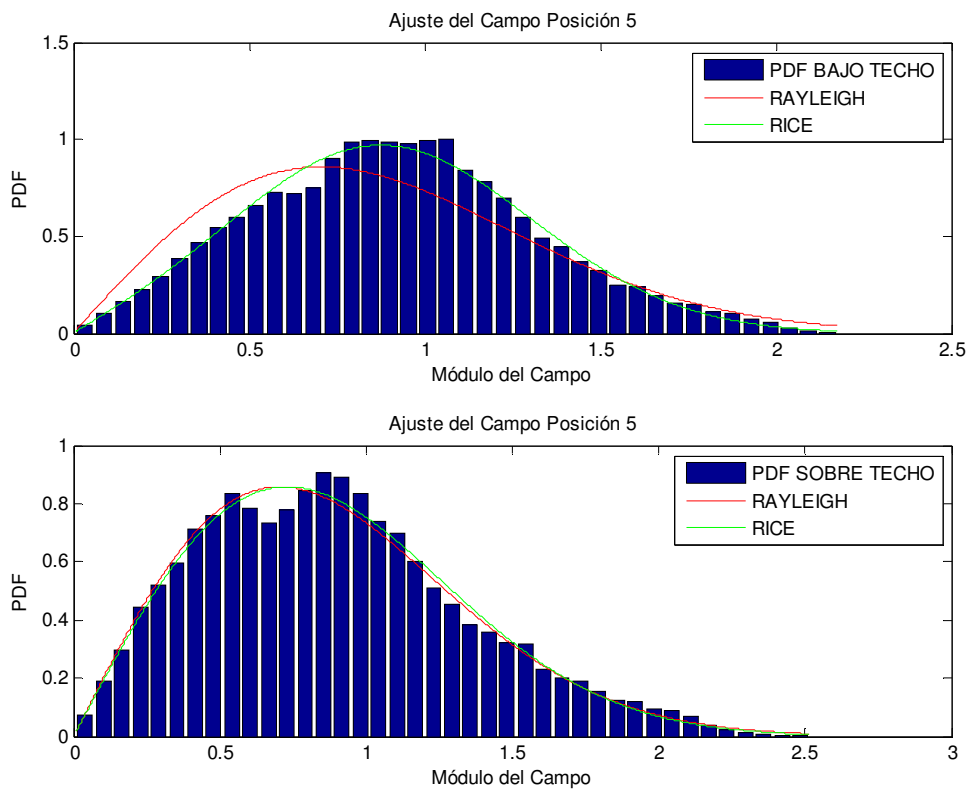


Figura 82: Función densidad de probabilidad del módulo del campo recibido en quinta posición.

Donde observamos que la distribución de Rice se ajusta mejor para la posición 5 en una configuración bajo techo, al ser este un recorrido de visión directa y ambas distribuciones se ajustan muy bien para el caso de la configuración sobre techo, lo que significa que se comporta como un entorno de no visión directa.



Este comportamiento se refleja también en la función de probabilidad acumulativa que representamos de nuevo para ambas configuraciones para la quinta posición, que es necesaria para realizar el test de Kolmogorov-Smirnov:

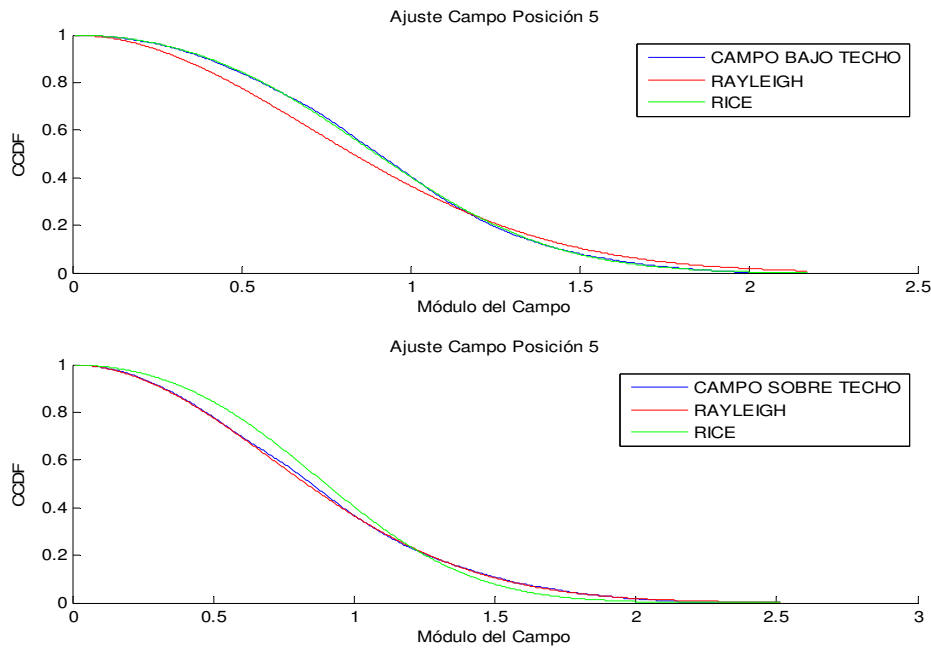


Figura 83: Función de probabilidad acumulativa del módulo del campo recibido.

Una vez llegados a este punto podemos realizar el correspondiente test.

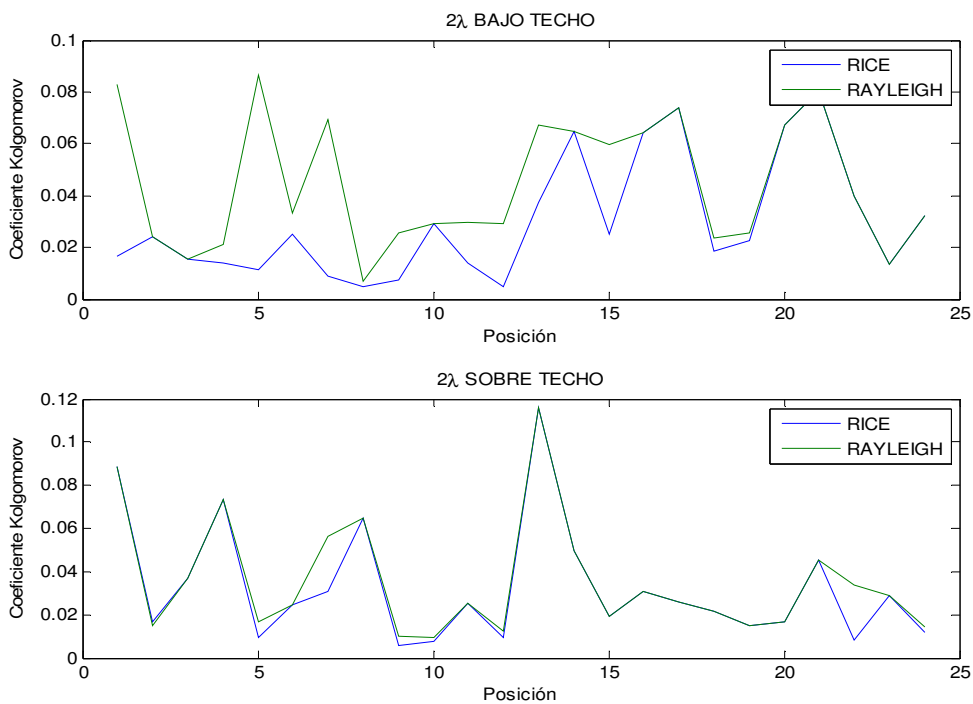


Figura 84: Test de Kolmogorov-Smirnov en "Pasillo".



Observamos que las distribuciones tienden a igualarse, pero para el caso de la configuración bajo techo, al ser un recorrido en visión directa, no lo hace hasta las últimas posiciones del recorrido cuando las antenas están separadas unos 40 metros. Sin embargo, la configuración sobre techo, al comportarse como un entorno de no visión directa, la tendencia es desde la primera posición.

También podemos comprobar que la distribución de la fase en todo el recorrido es uniforme como dice la teoría para ambas configuraciones:

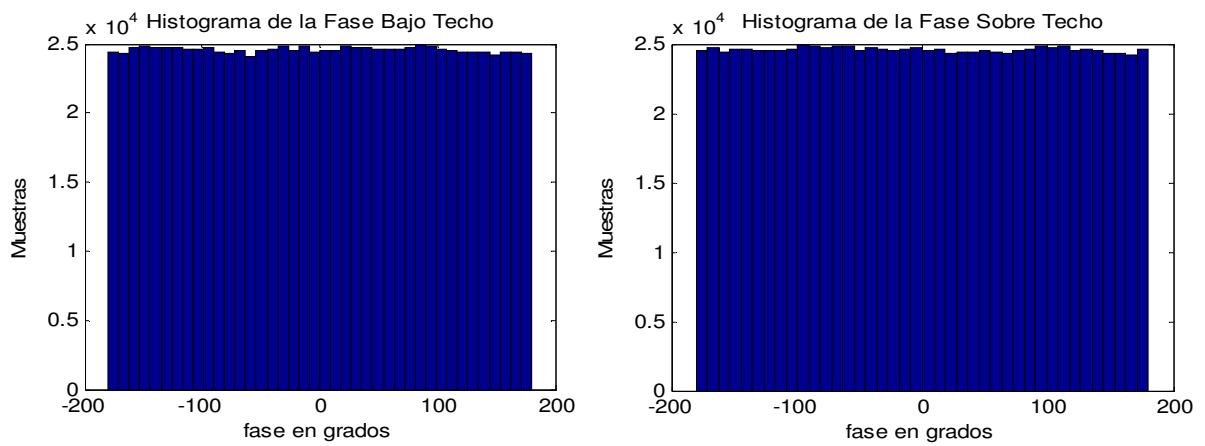


Figura 85: Histograma de la fase en "Pasillo".



6.2. Segundo Recorrido: El “Laboratorio TSC-5”

Este recorrido, al contrario que el anterior, es de tipo no visión directa.

6.2.1. ¿Paralelo o Transversal? Transmisor en SICOMO

En este apartado estudiaremos si se produce alguna mejoría al utilizar una configuración de antenas Paralela o Transversal tal y como indica la figura 55. Si representamos en una gráfica las configuraciones Transversales y Paralelas para cada longitud de onda tenemos:

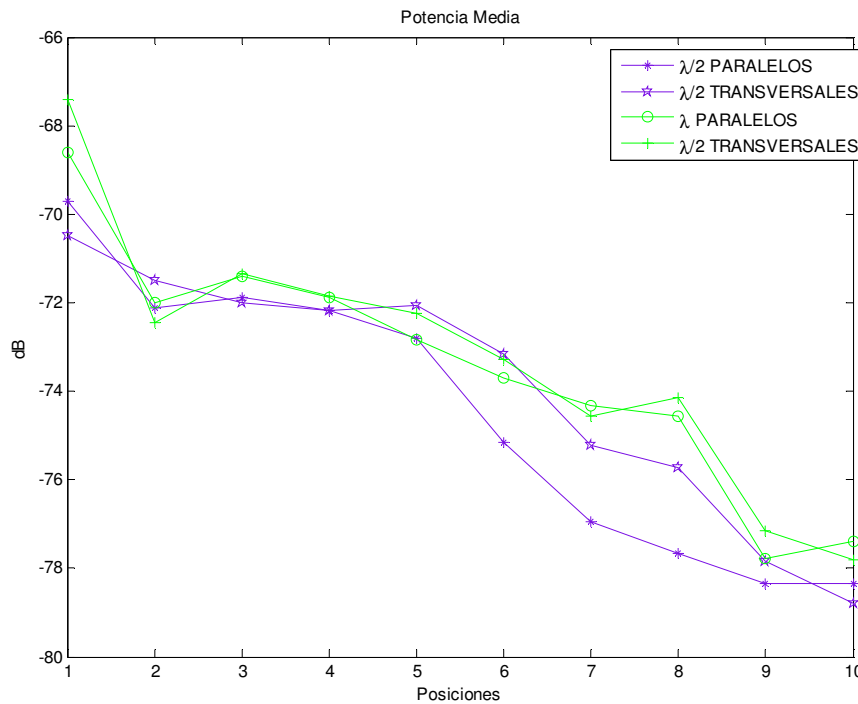


Figura 86: Pérdidas para configuración paralela y transversal en “TSC-5”.

Donde el eje y representa las pérdidas en dB. Como vemos es prácticamente indiferente colocar el receptor paralelo o transversal al transmisor para este recorrido. Cosa que podemos ver con mayor claridad en la siguiente tabla:

POTENCIA MEDIA	PARALELO	TRANSVERSAL
λ	-73.45	-73.22
$\lambda/2$	-74.51	-73.89
DESVIACIÓN TIPICA	Paralelo	Transversal
λ	2.7683	2.657
$\lambda/2$	3.1634	2.8354

Tabla 13: Pérdidas para configuración paralela y transversal en “TSC-5”.



Donde vemos que los valores medios de potencia y la desviación típica son similares en todas las configuraciones. Y si atendemos a los demás parámetros calculados para $\lambda/2$ veremos que la tendencia es similar:

VALORES MEDIOS	RMS	FACTOR K	CAPACIDAD FIJA	CORRELACIÓN
PARALELO	18.1ns	0.079dB	25.77bps/hz	0.66
TRANSVERSAL	16.2ns	0.079dB	26.2bps/hz	0.68

Tabla 14: Parámetros SISO y MIMO para configuración paralela y transversal en "TSC-5".

Por lo que concluimos que para situación de no visión directa no existe diferencia entre una configuración de antenas transversales o paralela.

6.2.2. Estudio de la Polarización. Transmisor en SICOMO.

En el proyecto final de carrera "Efecto de la polarización en entornos de interior para sistemas MIMO a 2.4 GHz" [25], se pudieron comprobar las virtudes del uso de polarizaciones para transmisiones en laboratorios.

Ahora intentaremos comprobar si merece la pena el uso de polarizaciones para dar cobertura al Laboratorio TSC-5 con el equipo transmisor situado en el laboratorio SICOMO, cuya ubicación coincide con la usada para modelar los laboratorios los laboratorios SICOMO, GEAT 1 y 2, DSIE, FOTÓNICA en el mencionado proyecto.

Si representamos las pérdidas para dichas polarizaciones tendremos:

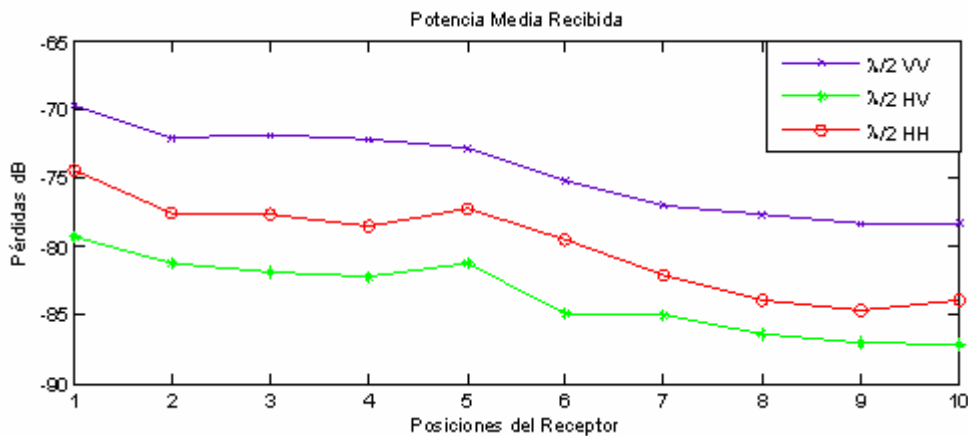


Figura 87: Pérdidas por polarización en "TSC-5".



Valiéndonos únicamente de los resultados de las pérdidas llegamos a la conclusión de que el uso de la polarización HV es totalmente inviable, ya que el valor medio de las pérdidas de la configuración HV es aproximadamente de 85dB. El criterio utilizado para validación de frecuencias establece una SNR (relación señal a ruido) de al menos 10dB, es decir, que consideraremos como no válidas todas las frecuencias que obtengan niveles de potencia recibida menores de -90. Si ahora representamos la matriz H en la 7ª posición de la configuración HV:

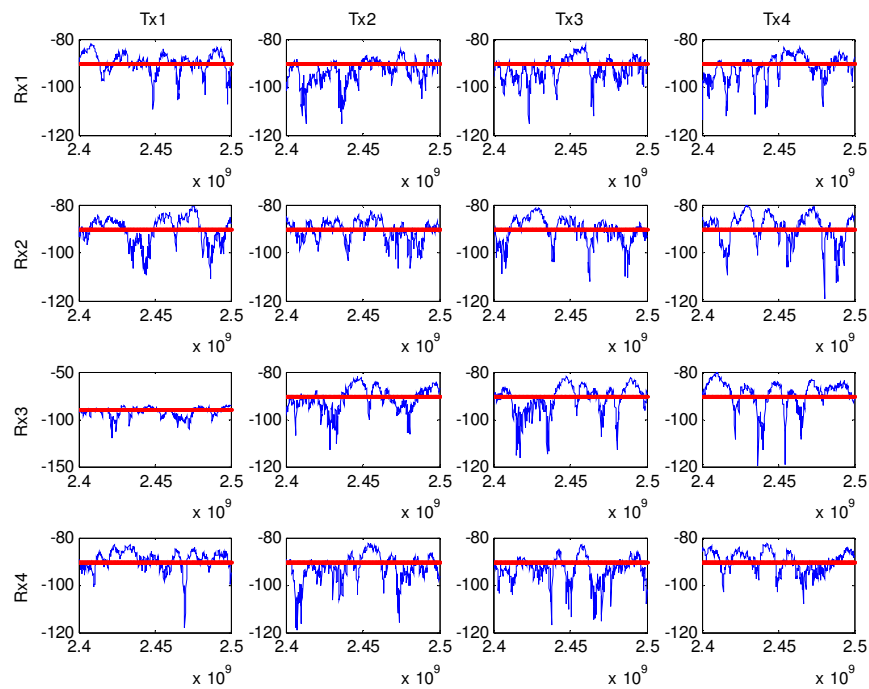


Figura 88: Matriz H 7ª Posición con polarización HV en “TSC-5”.

Donde el eje x representa las frecuencias, el eje y la potencia recibida o pérdidas y la línea roja el margen para validar las frecuencias. Vemos como existen muy pocas frecuencias válidas, lo que provocará que en el momento de calcular los parámetros de capacidad RMS, correlación etc.... estos ya no sean válidos. Esto se traducirá en que a partir de una posición determinada no se dará cobertura al laboratorio TSC-5 utilizando la polarización VH.

Una vez descartada la polarización HV, intentaremos ver si merece la pena el uso de una configuración con polarización horizontal HH. Partiendo de la figura 87 tenemos ya una desventaja, las pérdidas por polarización de aproximadamente 5dB lo que repercutirá en la capacidad con SNR variable.



Ahora comprobaremos si la polarización horizontal supone una mejora en cuanto a diversidad espacial-correlación, ya que tenemos claro que no lo será para SNR. Si representamos la capacidad a SNR fija para ver el impacto de la correlación tendremos:

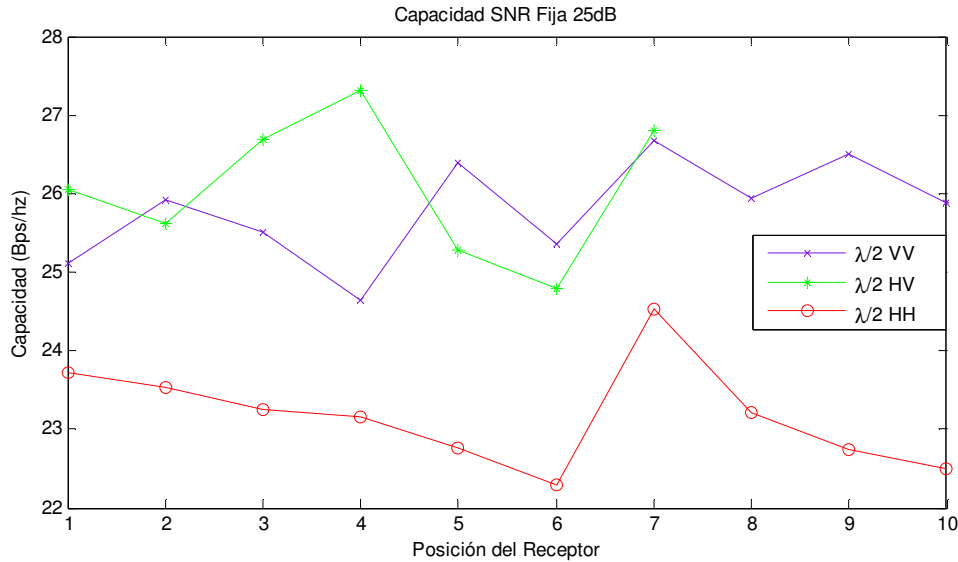


Figura 89: Capacidad a SNR Fija para distintas polarizaciones en "TSC-5".

Lo primero que vemos, es como habíamos dicho, que capacidad para la polarización HV a partir de la séptima posición es nula. Como vemos en la imagen, los resultados de capacidad son aun peores en la polarización horizontal HH, donde vemos una diferencia de hasta 3bps/hz que implica una mayor correlación entre los canales y por tanto una pérdida en diversidad del entorno que veremos claramente si calculamos la correlación en transmisión y recepción:

CORRELACIÓN TX	ZONA1	ZONA2	CORRELACION RX	ZONA1	ZONA2
λ/2 VV	0.70	0.66	λ/2 VV	0.69	0.66
λ/2 HH	0.69	0.72	λ/2 HH	0.76	0.85
λ/2 HV	0.66	N.A.	λ/2 HV	0.66	N.A.

Tabla 15: Correlación para distintas polarizaciones en "TSC-5".

Donde en la ZONA1 se representa la media de correlación de las posiciones 1-5 y la en la ZONA 2 de las posiciones 6-10 (figura 63). Por lo que se ha de concluir que el uso de polarizaciones para transmisiones desde el laboratorio SICOMO no es una opción viable ya que no ofrecen ninguna ventaja respecto a la configuración sin polarización de antenas.



6.2.3. Modelo de Propagación. Transmisor en el Pasillo.

Al igual que hicimos para el pasillo, a partir de los datos de potencia obtenidos para la configuración representada en la figura 65 calcularemos un modelo de propagación mediante rectas de regresión utilizando la formula (2.8) y lo compararemos con el modelo de propagación propuesto en el proyecto final de carrera “Efecto de la polarización en entornos de interior para sistemas MIMO a 2.4 GHz” [25] para los laboratorios SICOMO, GEAT 1 y 2, DSIE, FOTÓNICA. Así podremos ver cual de los dos modelos da mejor resultado.

Suponiendo unas pérdidas de 16dB en la rejilla y ajustando ambas configuraciones con el modelo de los laboratorios obtenemos:

	MODELO
n	-1,35
L0	-35
Pérdidas	8.15

Tabla 16: Parámetros del modelo de propagación de laboratorios.

Y gráficamente:

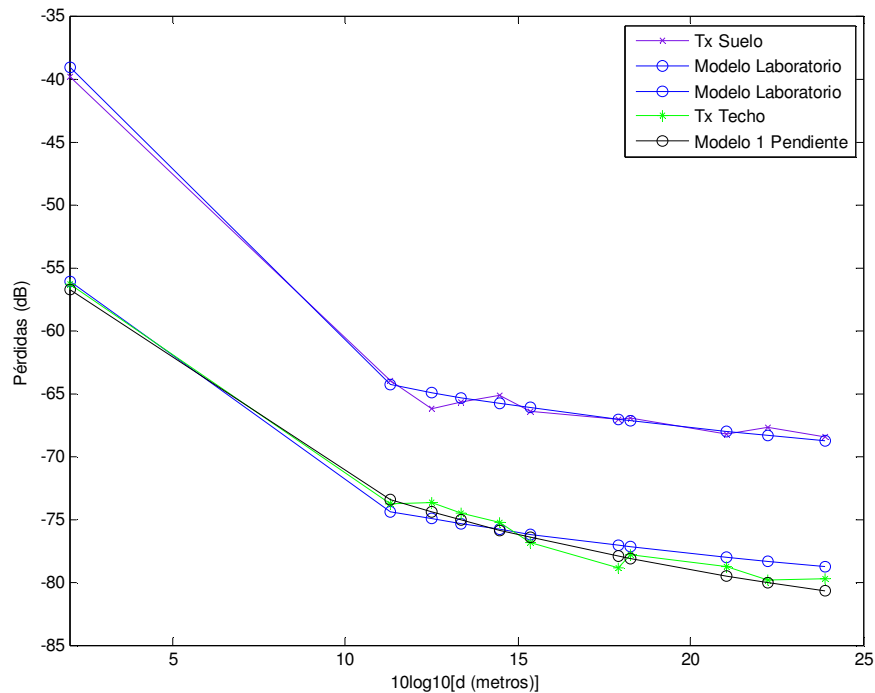


Figura 90: Ajuste de los modelos de propagación en “TSC-5”.



Vemos que el modelo de laboratorios se ajusta a la perfección para ambas configuraciones, ya que la diferencia entre este y el ajuste de una pendiente es mínima. Si calculamos las diferencias entre los valores medidos y las curvas y los agrupamos en una tabla tendremos:

Diferencia	Mínima	Máxima	Media
Laboratorios Bajo Techo	0.03db	1.3db	0.47db
Modelo 1 Pendiente Bajo Techo	0.15dB	1.1dB	0.68dB
Laboratorios Sobre Techo	0.28db	1.76db	0.89db
Modelo 1 Pendiente Sobre Techo	0.21dB	0.96dB	0.56dB

Tabla 17: Estadísticos para el ajuste de modelos de propagación.

Donde podremos observar que los dos modelos se ajustan perfectamente, por lo que concluimos que el modelo de Laboratorios propuesto en el proyecto [3], es completamente válido para modelar el laboratorio TSC-5.

Una vez validado este modelo, al realizar el ajuste de las rectas se obtienen unas pérdidas medias por pared:

	Modelo Suelo	Modelo
Pérdidas	15.14	8.14

Tabla 18: Pérdidas por paredes obtenidas para los modelos.

Estos valores indican que el usar una configuración sobre techo implica atravesar una única pared y, por el contrario, una configuración bajo techo implica atravesar dos y esto se puede comprobarse en la siguiente figura para la configuración bajo techo:

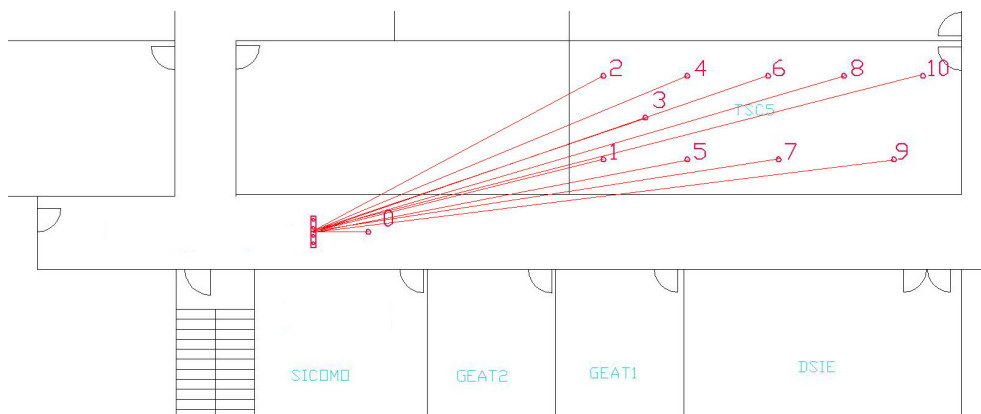


Figura 91: Representación del rayo directo para cada posición.



Al estar situadas las antenas a una altura relativa superior a las paredes de los laboratorios, la energía, a efectos prácticos, atraviesa una única pared reduciendo el efecto de las pérdidas por pared cuando tenemos que atravesar dos o más.

Este modelo también fue calculado situando el transmisor en el laboratorio SICOMO y se obtuvo un buen ajuste por el modelo de laboratorios con unas pérdidas de medias por pared de 22dB lo que implica atravesar aproximadamente tres paredes.

6.2.4. Mejor Configuración del Transmisor.

Ahora compararemos las tres configuraciones expuestas en la sección 5.4 colocando el transmisor en tres lugares distintos para poder estudiar las ventajas y desventajas de cada configuración y decidir cual es la más adecuada para dar cobertura al Laboratorio TSC-5.

Si representamos la potencia:

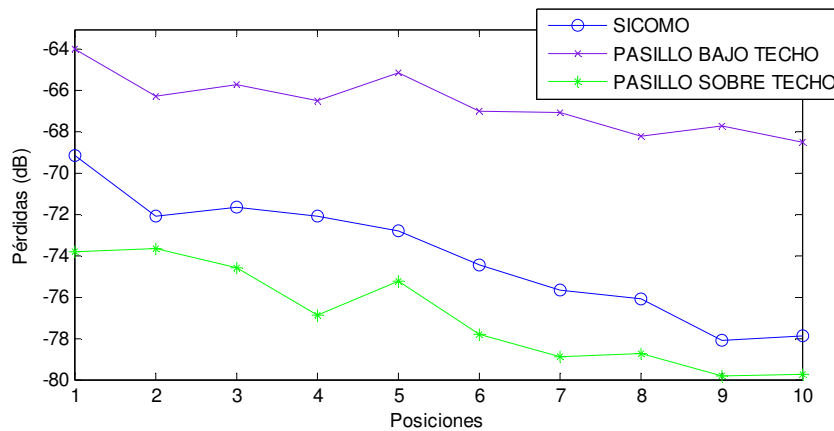


Figura 92: Pérdidas para tres configuraciones en "TSC-5".

Donde podemos observar una mayor pendiente de pérdidas para las configuraciones sobre techo y SICOMO. Donde las pérdidas dentro del Laboratorio son:

Configuraciones	Diferencia entre primera y ultima posición
Bajo Techo	4.47dB
Sobre Techo Pared	6.14dB
SICOMO	8.92dB

Tabla 19: Pérdidas para tres configuraciones del transmisor en "TSC-5".



Donde observamos que en la configuración bajo techo con el transmisor en el pasillo se obtienen unas pérdidas de 4.47dB, siendo la configuración con transmisor en el laboratorio SICOMO la que obtiene una pendiente de pérdidas mayor que las demás configuraciones.

Ahora estudiaremos otro de los parámetros críticos en cuanto a la máxima velocidad de transmisión, El RMS Delay Spread. Si representamos dicho parámetro en función de las posiciones del Laboratorio TSC-5 tenemos:

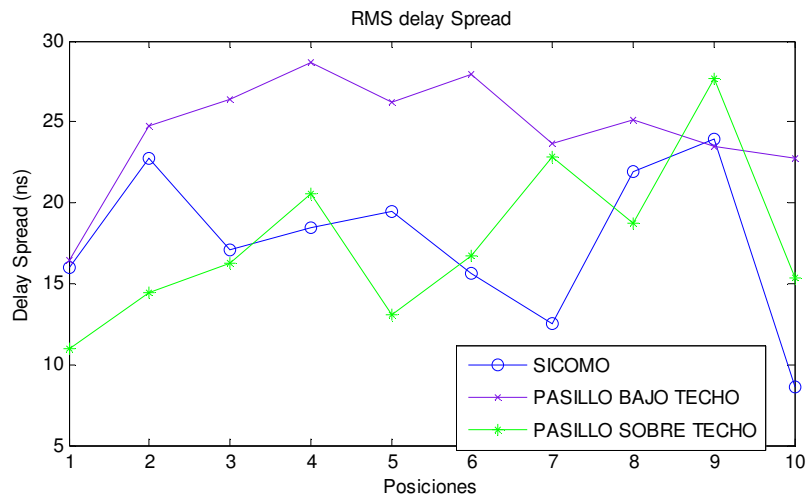


Figura 93: RMS para tres configuraciones en “TSC-5”.

De donde podemos sacar los siguientes datos:

Configuraciones	RMS Máximo (ns)	RMS Medio (ns)
Bajo Techo	28.68	24.54
Sobre Techo Pared	24	17.63
SICOMO	27.67	17.68

Tabla 20: RMS tres configuraciones en “TSC-5”.

Observamos que el peor comportamiento lo obtiene la configuración bajo techo. Aun así, los valores de RMS obtenidos son menores que los del primer recorrido debido a que las reflexiones de los extremos del pasillo que hacían aumentar mucho el valor del RMS están lo suficientemente atenuadas como para provocar ISI en este recorrido. Esto se puede ver perfectamente en el contorno del perfil del retardo de cualquiera de las medidas:

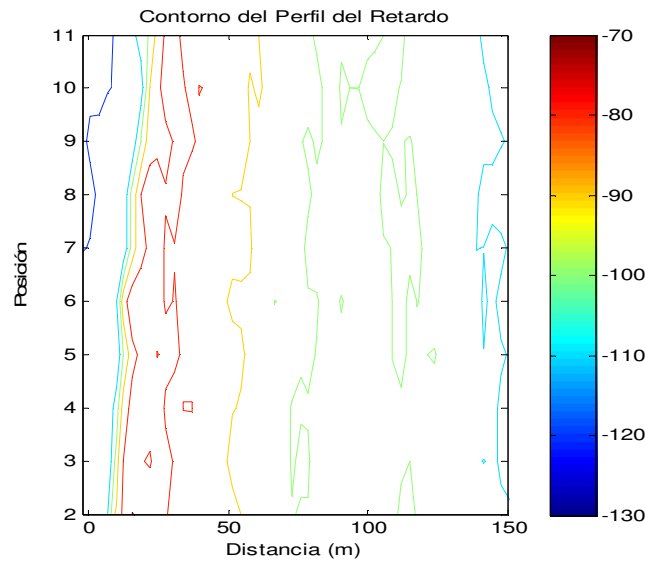


Figura 94: Contorno del perfil del retardo en "TSC-5".

Donde la barra de color representa la potencia contribuciones en el perfil del retardo en dB, donde el haz de potencia principal viene representado por el color rojo. En el contorno observamos la ausencia de reflexiones, concentrándose toda la potencia en un único haz.

En cuanto al factor K tendremos lo siguiente.

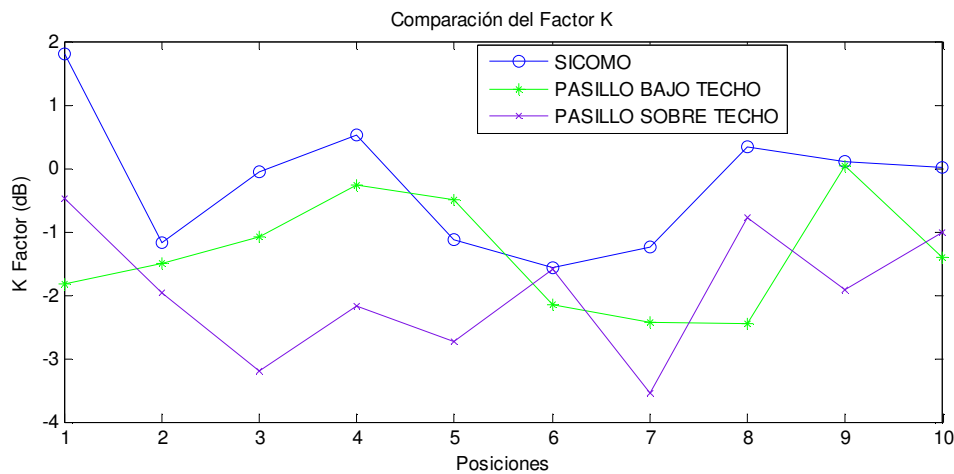


Figura 95: Representación del Factor K para cada configuración en "TSC-5".

El factor K negativo en la mayor parte del recorrido y oscila entorno a 0dB al ser un caso típico de no visión directa, donde tienen más peso las reflexiones que el rayo directo.



Tras estudiar los principales parámetros SISO del recorrido, nos centraremos ahora en el estudio de los parámetros MIMO de correlación y capacidad para ver si el uso de una configuración determinada implica una mayor diversidad en transmisión que se traduzca en una reducción de la correlación y, por lo tanto, en un aumento de la capacidad del canal.

Si representamos en una tabla los valores de correlación medios en transmisión y recepción para las zonas 1 y 2, que comprenden las posiciones 1-5 y 6-10 respectivamente (figura 66), tendremos:

CORRELACIÓN TX	ZONA1	ZONA2	TOTAL
SICOMO	0.61	0.64	0.625
SUELO	0.56	0.58	0.57
TECHO	0.58	0.60	0.59

Tabla 21: Correlación en transmisión tres configuraciones en "TSC-5".

CORRELACIÓN RX	ZONA1	ZONA2	TOTAL
SICOMO	0.62	0.63	0.625
SUELO	0.57	0.56	0.565
TECHO	0.57	0.6	0.585

Tabla 22: Correlación en recepción para tres Configuraciones en "TSC-5".

Como observamos, se obtiene una menor correlación en las configuraciones bajo y sobre techo que se traducirá en una mejora de la capacidad. Si ahora representamos la capacidad a SNR fija lo veremos con claridad:

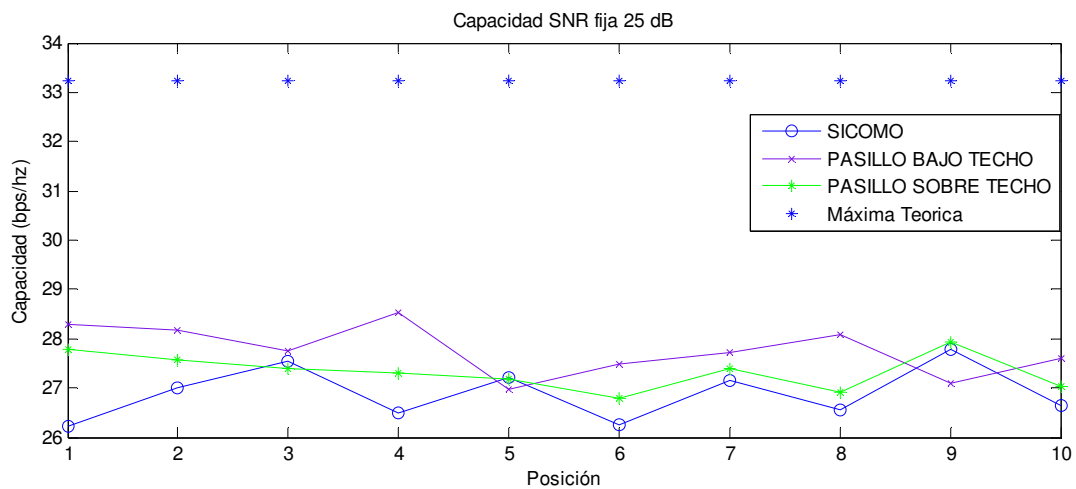


Figura 96: Capacidad con SNR fija para las tres configuraciones en "TSC-5".



A pesar de que todas las capacidades son aproximadamente las mismas, esta gráfica sigue la tendencia marcada por la correlación con unos menores niveles de capacidad para las configuraciones que tenían unos mayores niveles de correlación.

Es interesante estudiar la capacidad con SNR variable para sistemas que no realicen 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 la siguiente tabla:

C (bps/hz)	Zona1	Zona2	Media
λ SICOMO	31.34	26	28.67
λ Suelo	40.17	36.9	38.53
λ Techo	27.3	22	24.65

Tabla 23: Capacidad SNR variable para las tres configuraciones en TSC-5.

La tabla muestra que la clara vencedora es la configuración bajo techo, que presentaba unas menores pérdidas, seguida por la configuración en el Laboratorio SICOMO y por último la configuración sobre techo.

6.2.5. Distribución estadística del Campo Recibido.

En este apartado al igual que hicimos con el primer recorrido, demostraremos que el módulo del campo recibido seguirá una distribución de Rayleigh en todas las posiciones al no contar con visión directa y la fase seguirá una distribución uniforme que podemos comprobar en la siguiente figura:

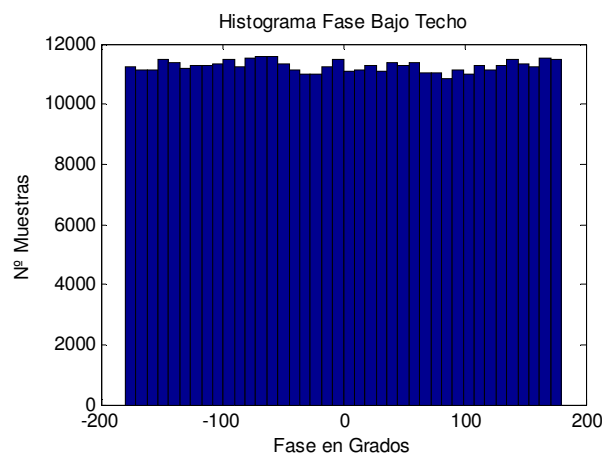


Figura 97: Fase del campo recibido para “TSC-5”



Así, centrándonos ahora en el módulo del campo la siguiente gráfica representa la función densidad de probabilidad del campo para dos posiciones del recorrido del Laboratorio TSC-5 en el esquema bajo techo, comparándolo con las funciones densidad de probabilidad de Rice y Rayleigh:

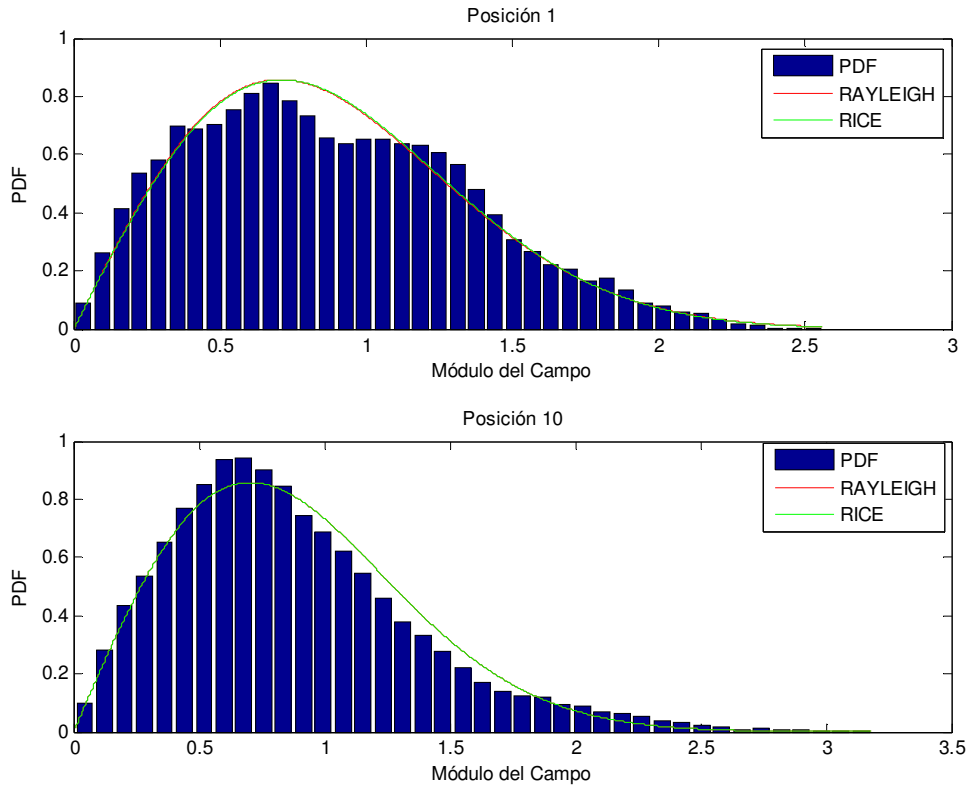


Figura 98: Función densidad de probabilidad del moduelo del campo recibido.

Se observa que ambas distribuciones son idénticas y esto es debido a que el recorrido es de no visión directa.



Si ahora representamos la CCDF:

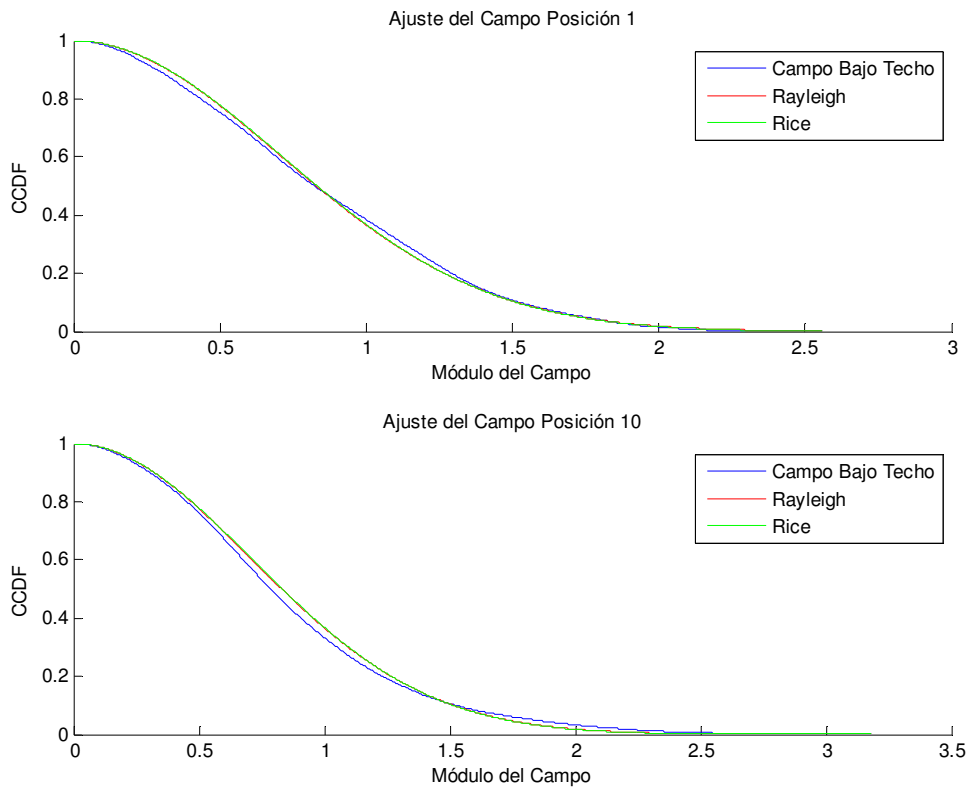


Figura 99: Función de probabilidad acumulativa del modulo del campo recibido.

Vemos como las distribuciones son similares y cubren perfectamente los datos obtenidos del modulo del campo.



Una vez llegados a este punto podemos realizar el correspondiente Test de Kolgomorov-smirnof:

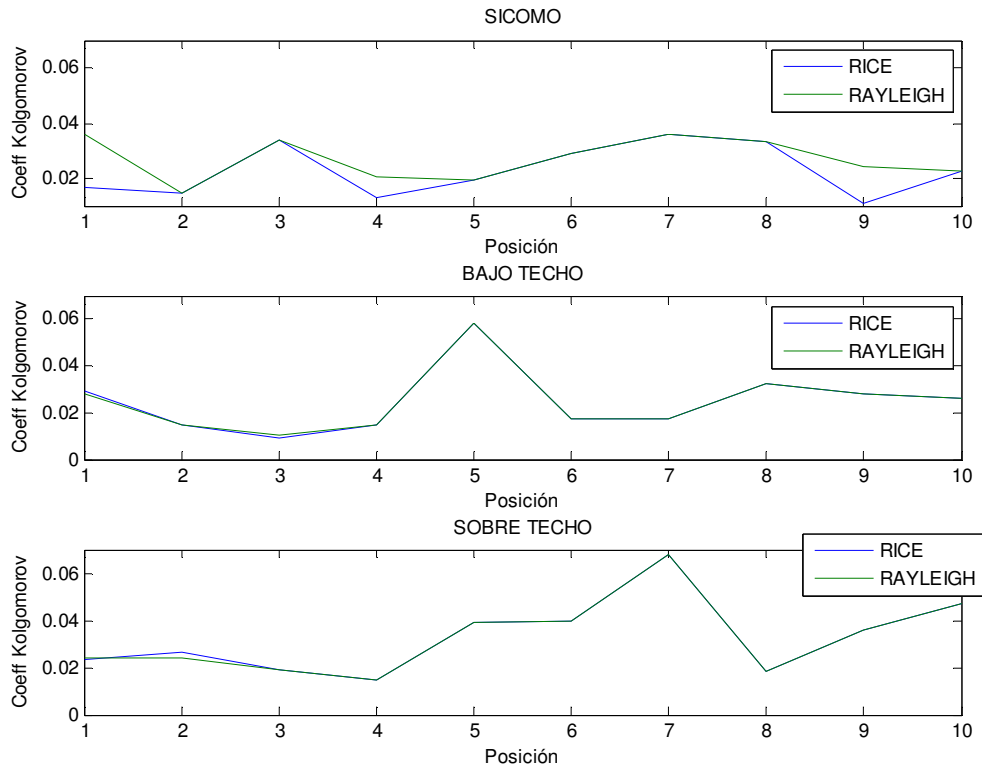


Figura 100: Test de Kolgomorov-Smirnof para tres configuraciones en "TSC-5".

Tal y como habíamos dicho, el ajuste es muy bueno para las tres configuraciones y además las distribuciones de Rayleigh y Rice son idénticas, a raíz de estar trabajando con un recorrido sin visión directa.



7. Conclusiones

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 dos entornos de propagación bastante peculiares como son la propagación en un entorno de visión directa (el pasillo del sótano de Antiguotes) y la propagación en un entorno sin visión directa (el Laboratorio TSC-5).

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 comparativo para dos configuraciones distintas, bajo techo y sobre techo.

Para el segundo recorrido hemos analizado el impacto de la configuración transversal o paralela de las antenas; hemos ajustado el modelo de propagación del laboratorio y hemos realizado un estudio comparativo para tres configuraciones distintas variando la posición del transmisor en el sistema.



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 el hecho de que se produce de forma diferente para las configuraciones bajo techo y sobre techo. Podemos destacar una serie de ventajas y desventajas a partir de los resultados y objetivos planteados:

El primer objetivo fue el estudio del efecto túnel para ambas configuraciones. Observamos que la configuración bajo techo presentaba una reducción de la pendiente de las pérdidas con respecto al modelo de espacio libre, cuyo valor típico es 2, provocada por el efecto túnel que provocaba una ganancia en la relación señal a ruido y se traduce en un ahorro de potencia transmitida. De igual forma, la configuración sobre techo también presentaba esta reducción de la pendiente de las pérdidas, sin embargo en esta configuración dicho efecto era mayor que en la anterior configuración produciéndose una mejora relativa de potencia media de 1.76dB respecto a la configuración bajo techo. En determinadas zonas del recorrido de las mejoras llegaron hasta 5dB. Esto implica una mayor eficiencia en cuanto al guiado de potencia en la configuración sobre techo. En contraprestación, el esquema sobre techo tiene unas pérdidas medias por la Rejilla de 14.24dB, por lo que pierde eficiencia en la transmisión de potencia al tener que transmitir más potencia para tener una SNR igual que la configuración bajo techo.

El segundo objetivo se centró en el ajuste de las pérdidas en ambas configuraciones por un modelo de propagación, donde pudimos observar un buen ajuste para la configuración sobre techo utilizando modelos simples como el de una pendiente o de laboratorios propuesto en el proyecto final de carrera [25]. Sin embargo, esto no se cumplía para la configuración bajo techo donde vimos que los modelos simples se ajustaban de forma deficiente a la curva de pérdidas debido a la sensibilidad de dicha configuración al entorno. Este problema se subsanó utilizando un modelo de propagación más complejo como es el modelo de bloqueo y n-pendientes, donde el ajuste obtenía unos mejores resultados.



El tercer 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:

- La sensibilidad de la configuración bajo techo afectaba a los niveles de RMS provocando niveles de ISI mayores que para la configuración bajo techo. Se obtuvo una velocidad de transmisión teórica referida al ISI sin uso de ecualizadores igual a la mitad que para una configuración sobre techo. Y además, valiéndonos del perfil del retardo fuimos capaces de localizar dichas reflexiones interferentes y situarlas en los extremos del pasillo.

- Del estudio de la capacidad SNR fija y de la correlación observamos que la riqueza dispersiva del entorno era similar para las dos configuraciones y longitudes de onda, por lo que se presentaba como mejor opción el uso de una configuración en λ frente a una en 2λ . Se obtuvieron unos valores de Capacidad con SNR variable de 58bps/hz y 38bps/hz respectivamente para la configuración bajo techo y sobre techo. Esto se debe a la diferencia de relación señal a ruido de ambas configuraciones, provocada por las pérdidas de 14.24dB en la rejilla del techo. Este factor una de las grandes limitaciones de la configuración sobre techo aunque por otro lado, es mas viable situar las antenas sobre techo para sistemas de transmisión reales.



7.2. Segundo recorrido: “Laboratorio TSC-5”.

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 colocar de forma paralela o transversal las antenas para recorridos de no visión directa. A través del análisis pudimos comprobar la invariabilidad tanto de las curvas de potencia como de los principales parámetros SISO Y MIMO 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.

El segundo objetivo planteaba el uso de polarizaciones para dar cobertura al laboratorio TSC-5, ya que en el proyecto final de carrera [25] se demostraron algunas ventajas del uso de las mismas en cuanto a correlación y capacidad para dar cobertura a laboratorios. A partir del análisis de los resultados se rechazó el uso de polarizaciones para dar cobertura al Laboratorio TSC-5 debido a que para el caso HV las pérdidas por polarización eran demasiado grandes como para dar cobertura al laboratorio y para el caso HH se producían aumentos de la correlación que implicaban unas pérdidas de Capacidad por SNR fija de hasta 3bps/hz. Con lo que la configuración VV se mostraba como clara vencedora.

En el tercer objetivo comprobamos si el ajuste del modelo de propagación propuesto en el proyecto final de carrera [25] era óptimo para el Laboratorio TSC-5. Pudimos comprobar la eficiencia de dicho modelo a la hora de representar las pérdidas en el laboratorio y a la vez obtuvimos una conclusión interesante: la configuración bajo techo se comporta como si atravesase una única pared frente a dos y tres de las configuraciones bajo techo y SICOMO respectivamente.

En el cuarto y último objetivo analizamos exhaustivamente los parámetros SISO y MIMO para tres configuraciones distintas del transmisor situándolo en tres zonas claramente diferenciadas: el Laboratorio SICOMO, el Pasillo sobre techo y el Pasillo bajo techo. A partir del análisis de dichos parámetros, pudimos comprobar que la configuración



Capítulo 7: Conclusiones.



con mejores resultados fue la del Pasillo con el transmisor bajo techo, donde se producía un cierto efecto túnel en las pérdidas y donde los valores de correlación y capacidad eran mejores que para los demás recorridos. En segundo lugar, la configuración bajo techo, donde a pesar de las pérdidas por la rejilla, las pérdidas relativas en el laboratorio TSC-5 son menores que en caso del transmisor en el SICOMO y se obtienen mejores valores de correlación y capacidad.

Para finalizar las conclusiones, en ambos recorridos se utilizó el test de Kolgomorov-Smirnoff y pudimos comprobar claramente como el comportamiento estadístico del modulo del campo para el recorrido del pasillo se comportaba como un recorrido de no visión directa para la configuración bajo techo y de visión directa para la configuración sobre techo y para el caso del Laboratorio TSC-5 todas las configuraciones lo hacían como un recorrido de no visión directa.



7.3. 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 inalámbricos (HIPERLAN o 802.11^a).

- Investigar en técnicas de procesamiento 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.



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.



Capítulo 8. Anexo



- [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]



8.2. Agradecimientos.

Debo agradecer en primer lugar a mi director de proyecto, José María Molina 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 los compañeros Alberto García Zapata y Oscar Gascón Francés. Ellos me introdujeron el uso de los diferentes equipos de medida y su calibración.

A Rubén Ibernón también le agradezco su atención y ayuda para resolver todas las dudas y problemas relativos a los aparatos de medida y análisis.

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.

Y como no a Fermín Egea García por su gran colaboración. Sin el no habría sido posible la realización de este proyecto.

Por último a mi familia por haberme apoyado y animado en todo momento.