

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN
UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA



Trabajo Fin de Grado

**Comparativa del rendimiento de algoritmos MIMO-OFDM a
60 y 94 GHz para entornos de interiores**



AUTOR: Gloria López Sáez
DIRECTOR: José María Molina García-Pardo
CO-DIRECTOR: Concepción Sanchis Borrás

Octubre / 2017

ÍNDICE

CAPÍTULO 1	5
Introducción	5
1.1. Planteamiento Inicial del Proyecto.....	7
1.2. Objetivos	8
1.3. Fases del Proyecto.....	9
CAPÍTULO 2	10
Estado Del Arte	10
2.1 Caracterización del canal móvil en gran escala.....	10
2.1.1 Efecto multicamino	10
2.1.2 Desvanecimiento en Pequeña Escala y Gran Escala	11
2.1.3 Mecanismos de propagación	12
2.2 Clasificación del entorno.....	16
2.3 Parámetros del canal radio en pequeña escala.....	16
2.4 Ondas milimétricas.....	19
2.5 Técnica de multiplexación espacial (MIMO).....	20
2.6 Algoritmos STBC.....	22
2.6.1 Códigos ortogonales (OSTBC)	22
2.6.2 Códigos casi ortogonales (QSTBC)	24
2.7 Estándar 802.15.3c	25
2.8 Estándar 802.11ad y otros estándares del futuro	26
2.9 Quinta Generación, 5G.....	27
CAPÍTULO 3	32
Metodología	32
3.1 Escenario	32
3.2 Equipo	34
3.3 Configuraciones	35
3.4 Especificaciones de la Capa Física.....	36
3.5 Proceso de obtención de los parámetros del canal radio en pequeña escala	37
3.5.1 Potencia relativa recibida	39
3.5.2 Pérdidas y RMS.....	39
3.5.3 Ancho de Banda de Coherencia y Maximum Excess Delay	40
3.5.4 SNR y Factor k.....	41
3.5.5 Correlación.....	41
3.5.6 Throughput.....	42

CAPÍTULO 4	43
Resultados	43
4.1 Análisis de datos a 94 GHz	43
4.1.1 Potencia relativa recibida	43
4.1.2 Pérdidas y RMS.....	44
4.1.3 Ancho de Banda de Coherencia y Maximum Excess Delay	45
4.1.4 Tabla resumen	46
4.1.5 SNR	46
4.1.6 Factor K.....	47
4.1.7 Correlación	49
4.1.8 Throughput.....	51
4.2 Análisis de datos a 60 GHz	52
4.2.1 Potencia recibida	52
4.2.2 Pérdidas y RMS.....	53
4.2.3 Ancho de Banda de Coherencia y Maximum Excess Delay	54
4.2.4 Tabla resumen	55
4.2.5 SNR	56
4.2.6 Factor K.....	56
4.2.7 Correlación	57
4.2.8 Throughput.....	58
4.3 Comparaciones entre frecuencias (60 GHz VS 94 GHz)	60
4.3.1 Potencia recibida	60
4.3.2 Pérdidas y RMS.....	64
4.3.3 Ancho de Banda de Coherencia y Maximum Excess Delay	67
4.3.4 SNR	69
4.3.5 Factor K.....	71
4.3.6 Correlación	72
4.3.7 Throughput.....	74
CAPÍTULO 5	76
Conclusiones y líneas futuras	76
CAPÍTULO 6	80
6.1 Índice de figuras	80
6.2 Índice de tablas.....	81
6.3 Bibliografía	82



CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN

El término de comunicaciones móviles describe un enlace de radiocomunicación entre dos terminales de los cuales, al menos uno está en movimiento (puede referirse a vehículos de todo tipo), o parado, pudiendo el otro ser un terminal fijo, como una estación base [1].

Si se considera el caso en el que los extremos de la comunicación están en movimiento no es necesario la utilización de cables. Por tanto, se utiliza la comunicación vía radio cuya principal ventaja es la mencionada con anterioridad: la movilidad de los extremos de la conexión. Además, las comunicaciones inalámbricas son también ventajosas por el ancho de banda que proporcionan.

En la actualidad, los grandes corporativos buscan estrategias que les permitan integrar sus diferentes tecnologías de red en una sola infraestructura, es decir, exploran la posibilidad de incluir en una sola infraestructura sus redes de datos, voz y vídeo.

Gracias a la tecnología, hoy es posible que toda clase de información, ya sea datos, voz, audio o video, sea digitalizada y enviada por diversos canales, y recibida a través de cualquier dispositivo, en cualquier sitio, a cualquier hora y en cualquier lugar [2].

Los primeros sistemas modernos de comunicaciones móviles comenzaron a instalarse a principios de los años setenta del siglo XX. Su principal novedad con respecto a los sistemas anteriores residió en la utilización de la técnica de división celular, permitiendo aumentar la capacidad. A este grupo de sistemas de comunicaciones móviles se le denominó como Generación 0. En los años ochenta surgieron los sistemas de primera generación (Generación 1), con pequeñas diferencias respecto a los sistemas de la generación 0. Estos sistemas utilizaban la modulación analógica FM y funcionaban en las bandas de 450 MHz, 800 MHz y 900 MHz.

A finales de la década de los ochenta se comprobó que los sistemas analógicos no serían capaces de satisfacer la demanda de servicios de comunicaciones móviles de las siguientes décadas. Aplicando nuevas tecnologías que permitieran el aumento de la calidad y de la cantidad, surgieron los sistemas de segunda generación (Digitales). Éstos comenzaron a implantarse a principios de los años noventa, utilizaban modulaciones digitales y funcionaban en las bandas de frecuencias de 900 MHz y 1800 MHz.

Debido a que el mercado de las redes móviles estaba alcanzando prácticamente su punto de saturación, se empezó a estudiar la forma de extender la capacidad de GSM y eficiencia espectral. Finalmente, y tras llegar a la conclusión de que la única parte del espectro libre era la banda de 2G (2000 MHz) acabó implantándose UMTS.



UMTS mantendría la compatibilidad con GSM, cuya banda era 2 GHz e introduciendo transmisión de paquetes.

Los sistemas 3G como UMTS se desarrollaron para dar servicio a los nuevos usuarios de los sistemas de comunicaciones móviles que demandaban tasas de datos superiores a las ofrecidas en 2G. Sin embargo, se consideró necesario desarrollar una nueva generación de comunicaciones móviles aun cuando todavía se estaban amortizando las redes de 3G y seguían en funcionamiento las redes de 2G e incluso algunas redes 1G en ciertos países. Tras un análisis de la demanda se observó que el crecimiento del tráfico que generaban los usuarios indicaba que las redes de 3G no podrían satisfacer la demanda y, por tanto, era necesario el establecimiento de un nuevo sistema. El 3GPP había desarrollado el sistema UMTS de 3G y propuso como sistema 4G el conocido como “Long Term Evolution” (LTE). Este sistema es una evolución de UMTS pero con diferencias notorias.

Con el uso de LTE, cuyo rango de bandas de frecuencias utilizadas abarcaba desde 700 MHz hasta 3,5 GHz, se aumentó la capacidad de transmisión (ascendente y descendente), se mejoró la cobertura, la latencia, además de hacer uso de la técnica MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output*) que permite aumentar la capacidad del enlace inalámbrico, entre otras características [3].

Los nuevos sistemas de comunicaciones móviles avanzan su desarrollo hacia frecuencias más elevadas, donde la disponibilidad del espectro es mayor, y los anchos de banda relativos también son más grandes. Además, al disminuir la longitud de onda, se pueden diseñar agrupaciones de antenas de una forma más compacta, y así poder aplicar técnicas del tipo MIMO-OFDM.

Para el desarrollo de nuevos sistemas inalámbricos se necesita analizar la respuesta del canal radio a través de campañas de medidas, de tal manera que se puedan diseñar nuevos sistemas que permitan aumentar el número de usuarios y la transferencia de datos.

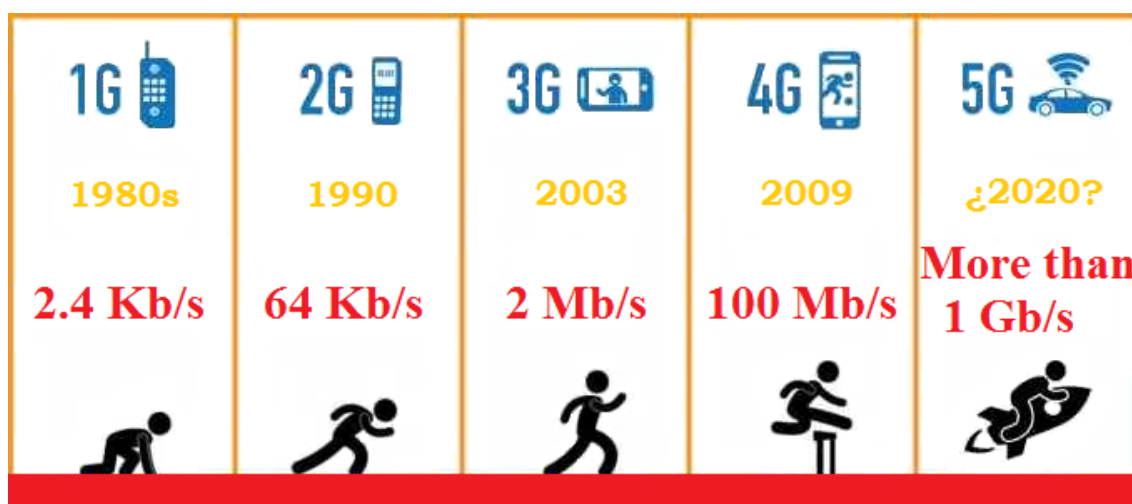


Figura 1: Evolución de las Generaciones [4]

1.1. Planteamiento Inicial del Proyecto

Este proyecto surge con la intención de profundizar en la investigación sobre redes inalámbricas 5G en entornos cerrados. Para ello se realiza un estudio realizando una campaña de medidas a la frecuencia de 94 GHz realizadas en uno de los edificios de la Universidad Politécnica de Cartagena, el ELDI. Un total de 15 posiciones fueron medidas mediante un analizador de redes. Se utilizaba el sistema MIMO-OFDM el receptor se mantenía fijo mientras que el transmisor iba cambiando de posición. Además, también se realizaron anteriormente a éstas otra campaña de medidas a 60 GHz con un total de 17 posiciones.

Ambas campañas de medidas, a diferentes frecuencias, serán comparadas a fin de obtener unas claras conclusiones.

El programa Matlab es el utilizado en este Trabajo Fin de Grado para conseguir comparar el comportamiento de hipotéticos sistemas inalámbricos en ambas bandas.



Figura 2: Nueva Generación [5]



1.2. Objetivos

El objetivo general de este Trabajo Fin de Grado es la comparación del canal de propagación y el rendimiento de los algoritmos MIMO-OFDM, en dos bandas de frecuencias milimétricas, 60 y 94 GHz, en entornos cerrados. Para ello, se estudiarán diferentes parámetros de la señal y se caracterizará el canal (análisis de banda ancha), y velocidades reales de transferencia usando la tecnología MIMO-OFDM en estas dos bandas.

Los objetivos particulares que se desean llevar a cabo se enumeran a continuación.

Parámetros a analizar

- Potencia recibida
- Desviación típica
- Pérdidas
- Valor cuadrático medio (RMS)
- Ancho de Banda de Coherencia
- Exceso de retardo máximo (Excess Delay)
- SNR
- Factor K
- Correlación
- Throughput
- Potencia calculada / simulada a 60 GHz
- Potencia calculada / simulada a 94 GHz
- Comparativa Potencia (94 GHz vs 60 GHz)
- Comparativa Potencia simulada (94 GHz vs 60 GHz)
- Comparativa Pérdidas calculadas / simuladas (94 GHz vs 60 GHz)
- Comparativa RMS (94 GHz vs 60 GHz)
- Comparativa Ancho de Banda de Coherencia (94 GHz vs 60 GHz)
- Comparativa Exceso de Retardo Máximo (94 GHz vs 60 GHz)

1.3. Fases del Proyecto

Para el correcto desarrollo del Trabajo Fin de Grado ha sido necesario organizar las tareas en distintas fases para conseguir un buen resultado final.

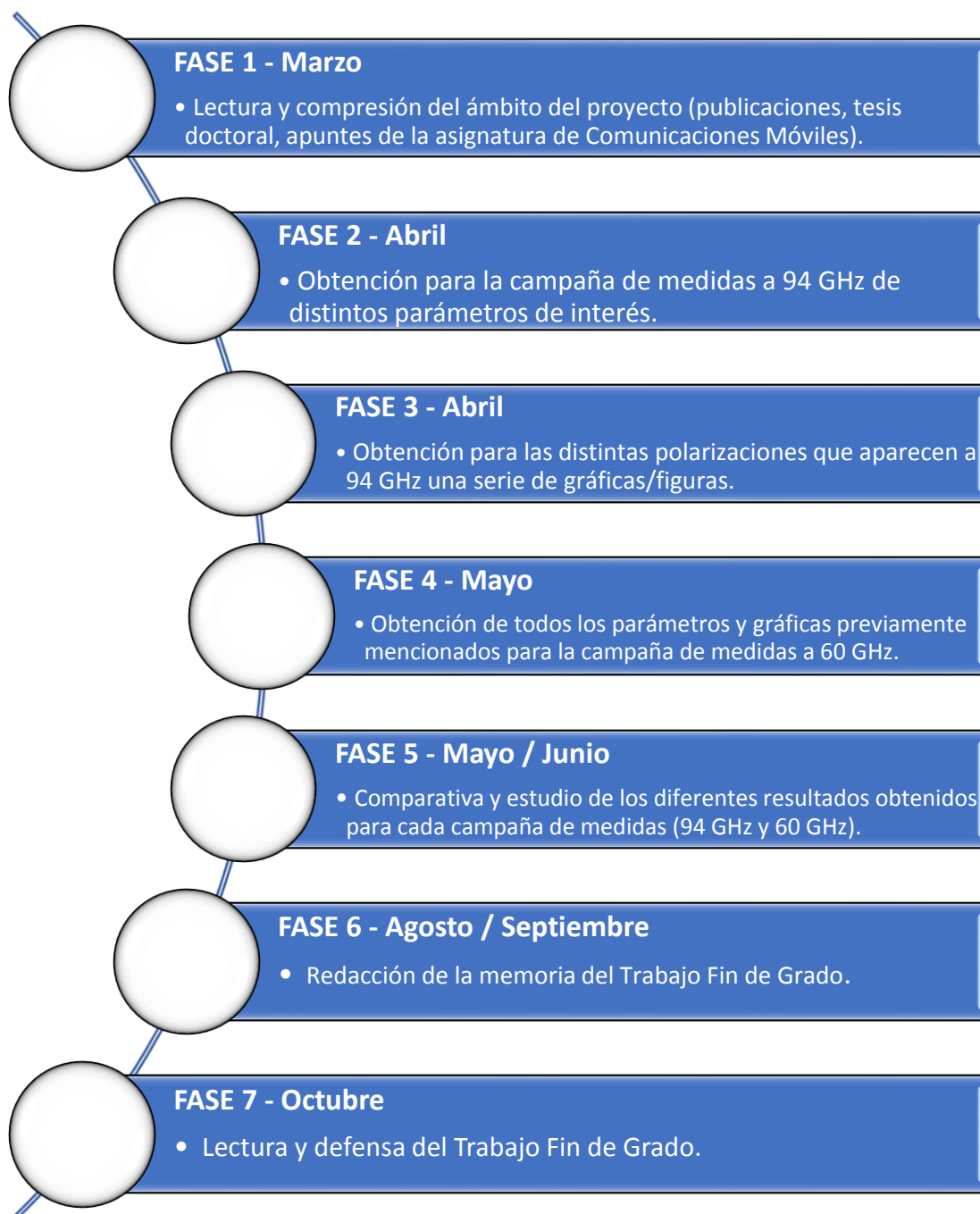


Figura 3: Desarrollo del proyecto



CAPÍTULO 2

ESTADO DEL ARTE

En este capítulo nos centraremos en definir todos los conceptos que vamos a necesitar para entender y desarrollar el proyecto. Comenzaremos con un análisis del canal, abarcando las caracterizaciones en pequeña y gran escala, para continuar clasificando el entorno, el uso de ondas milimétricas, el estudio de la capacidad MIMO, con sus correspondientes algoritmos, hasta finalmente explicar la capa física usada, así como la generación en la que se sitúa este trabajo al usar las bandas de frecuencia de 60 GHz y 94 GHz.

2.1 Caracterización del canal móvil en gran escala

En este apartado se va a comentar los distintos mecanismos y efectos que pueden afectar a la transmisión de una señal en una comunicación móvil. Además, con el estudio de la potencia en el receptor respecto a la distancia recorrida podremos observar fluctuaciones de dicha potencia para diversas distancias pudiendo definir dos tipos de desvanecimiento.

2.1.1 Efecto multicamino

Este efecto es debido a la multitud de elementos (edificios, coches, personas, árboles, montañas, etc) que van a aparecer en la propagación radioeléctrica entre transmisor y receptor [3]. Estos elementos van a producir sobre la señal incidente una serie de efectos que provocan la aparición de las ondas difundidas. Los efectos sobre la señal pueden ser atribuidos a la reflexión, difracción o difusión. Debido a estos mecanismos, en el receptor se van a recibir múltiples contribuciones o réplicas de la señal original transmitida. Cada réplica podrá sufrir diversos procesos de reflexión, difusión y difracción. Las réplicas viajarán por diferentes caminos de distinta longitud hasta llegar al receptor. Por tanto, alcanzarán al receptor con diferentes ángulos de incidencia, atenuaciones, desfases y retardos de propagación. Las diferentes contribuciones se sumarán en el receptor de forma que pueda darse una interferencia constructiva (en fase) aumentando la potencia recibida, o interferencia destructiva (si están en contrafase) sus amplitudes se restarán reduciendo la potencia recibida. Además, los cambios en el



módulo de la señal recibida, en fase y en frecuencia producidos por el efecto multicamino no serán permanentes ya que cambian respecto al tiempo.

El canal va a variar con el tiempo debido al movimiento de la estación móvil. No obstante, si la estación móvil no se mueve, el canal también cambiará si los difusores se encuentran en movimiento. Además, esta variación va a ser aleatoria ya que el movimiento de los elementos del canal no es determinista. Por ello, diremos que el canal radio es de tipo cronovariable aleatorio, la potencia en el receptor variará respecto al tiempo de forma aleatoria.

2.1.2 Desvanecimiento en Pequeña Escala y Gran Escala

El desvanecimiento en pequeña escala describe las fluctuaciones rápidas de las amplitudes y fases de la señal de radio a lo largo de un corto periodo de tiempo o a lo largo de un recorrido pequeño del móvil [3]. Este desvanecimiento es debido a los elementos circundantes al receptor. Además de las rápidas fluctuaciones en pequeña escala aparecen otros dos efectos perjudiciales. El primero consiste en una modulación aleatoria en frecuencia debida al desplazamiento Doppler. El cambio en la frecuencia se debe principalmente al movimiento del móvil que se aleja o acerca al foco de ondas electromagnéticas. Si la velocidad del móvil es elevada, entonces el canal cambiará rápidamente. El cambio en las condiciones del canal puede deberse también al movimiento de los elementos del canal, pero generalmente el principal causante de dicho cambio es el móvil. Por otro lado, el segundo efecto perjudicial consiste en la dispersión temporal de la señal provocada por la llegada de réplicas con diferentes retardos.

Por otro lado, el desvanecimiento en gran escala se puede definir como las variaciones lentas de la potencia de la señal gráfica es el promedio local de las variaciones de la potencia de la envolvente. Este desvanecimiento es debido a los elementos macroscópicos que componen el entorno (edificios, árboles, etc, situados entre el transmisor y el receptor). La potencia en el receptor ($r(t)$) se puede expresar en función del desvanecimiento en gran escala ($g_e(t)$) y del desvanecimiento en pequeña escala ($p_e(t)$).

$$r(t) = g_e(t) \cdot p_e(t)$$

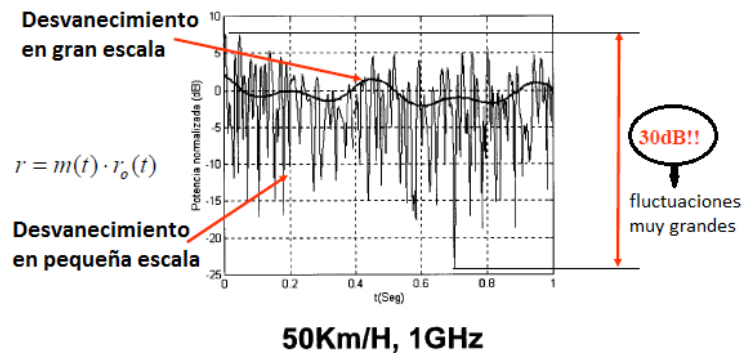


Figura 4: Variación de la potencia de la envolvente de la señal recibida [6]

2.1.3 Mecanismos de propagación

Los principales mecanismos de propagación que debemos estudiar para poder caracterizar el canal se van a explicar a continuación.

Reflexión

La reflexión se produce cuando la onda electromagnética incide sobre un objeto que tiene dimensiones muy grandes en comparación con la longitud de onda de dicha onda electromagnética [3]. Las reflexiones se dan por ejemplo en la superficie de la tierra, en los edificios y en los muros.

Para que exista reflexión el objeto contra el que choca la onda electromagnética debe tener propiedades electromagnéticas diferentes respecto al medio por el que se propaga la onda electromagnética incidente. Si el objeto es un dieléctrico parte de la energía se refleja en el primer medio y parte se transmite al segundo medio. Si el objeto es un conductor no aparece ninguna onda transmitida y sólo existe una onda reflejada. La onda reflejada y la transmitida están relacionadas mediante el coeficiente de reflexión de Fresnel (r). Este coeficiente es función del ángulo de incidencia, de la frecuencia de la onda, y de la polarización de dicha onda incidente.

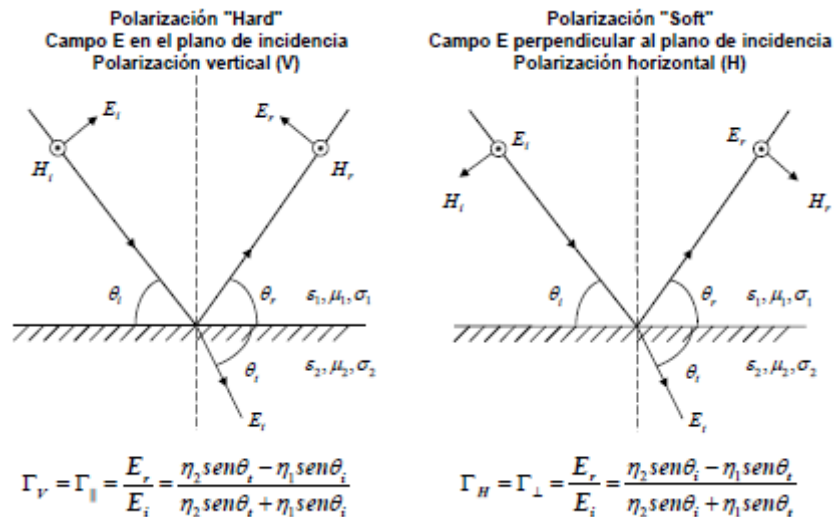


Figura 5: Mecanismos de propagación: Reflexión [6]

En las dos polarizaciones posibles definimos el plano de incidencia como aquél que contiene las ondas incidentes, reflejadas y transmitidas. Las características de la onda reflejada van a depender de la polarización del rayo incidente.

Difracción

La difracción es un mecanismo de propagación que permite a las ondas electromagnéticas llegar hasta el receptor cuando no existe visión directa o no aparecen contribuciones debidas a la reflexión [3]. La difracción permite así la transmisión más allá del horizonte, a lo largo de la curvatura terrestre, y también por detrás de obstrucciones. Este efecto surge cuando la onda electromagnética incide sobre un obstáculo que presenta irregularidades afiladas o puntiagudas. Este mecanismo se explica gracias al principio de Huygens, que indica que todos los puntos de un frente de ondas se pueden considerar fuentes de producción de ondas secundarias. Estas ondas al combinarse producen un nuevo frente de ondas en la dirección de propagación. El nuevo frente de ondas es el que llega al receptor y permita la comunicación. El concepto de la pérdida debida a la difracción como una función de la diferencia de caminos que existe alrededor de una obstrucción queda explicado por la definición de las zonas de Fresnel. El obstáculo obstruye una serie de zonas de Fresnel de forma que sólo una porción de energía se difracta y llega al receptor. La energía recibida será la suma de las contribuciones de todas las zonas de Fresnel no obstruidas. Estas zonas representan regiones sucesivas en las que las ondas secundarias presenta un exceso de camino respecto al rayo directo múltiplo de la mitad de la longitud de ondas ($\lambda/2$). Es decir, la n-ésima zona de Fresnel va a contener aquellas ondas secundarias que recorren un camino $n \cdot \lambda/2$ metros mayor que el camino recorrido por el rayo directo. Las zonas de Fresnel tienen la propiedad de que proveen



interferencias destructivas y constructivas alternativamente. Para una la onda secundaria perteneciente a una zona de Fresnel determinada, la onda secundaria de la siguiente zona interfiere destructivamente con ella al estar en oposición de fase. La siguiente onda secundaria estaría en cambio en fase con la onda secundaria de la zona de Fresnel inicial considerada. Si el radio de apertura del obstáculo aumentara desde la zona de Fresnel inicial hace las siguientes zonas veríamos que el campo en el receptor oscilaría, es decir, decrecería y luego aumentaría. La amplitud de la oscilación disminuiría conforme el obstáculo obstruyera más zonas de Fresnel debido a que la energía transmitida descendería. Las primeras zonas de Fresnel contienen la mayor parte de la energía transmitida por una onda.

$$\text{El radio de cada zona de Fresnel se define como: } r_n = \sqrt{\frac{n\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}}$$

Se puede deducir que al aumentar la frecuencia (disminuir λ), el radio de Fresnel disminuye, por tanto, sería más probable que se obstruyeran más zonas de Fresnel por lo que las pérdidas aumentarían.

El radio de cualquier zona de Fresnel posee su máximo valor si el obstáculo está ubicado en medio del transmisor y el receptor. Conforme nos movemos el valor del radio se reduce. Si calculamos las zonas de Fresnel para la localización del obstáculo a lo largo del camino que separa a un transmisor y receptor fijos se forman unas elipses que contienen los puntos de ondas secundarias. Si el obstáculo no obstruye el volumen contenido en la primera zona de Fresnel, los efectos debidos a la difracción son mínimos y pueden ser descartados. Generalmente, en el diseño de radioenlaces se utiliza la regla de si el 55% de la primera zona de Fresnel no está obstruida, una menor obstrucción de la primera zona de Fresnel no produce ningún efecto adicional.

Difusión (Scattering)

El “scatteing” o difusión se produce cuando la onda electromagnética choca sobre objetos cuyo tamaño es pequeño comparado con la longitud de onda de la onda o cuando el número de obstáculos por unidad de volumen es alto (obstáculos rugosos). Las farolas o los árboles son ejemplos de obstáculos que producen difusión. En este caso la energía reflejada se difunde en todas las direcciones del espacio [3].

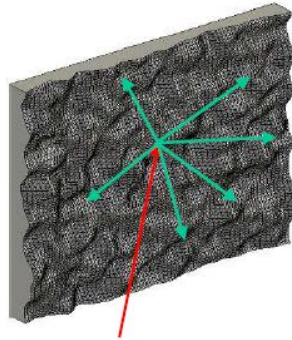


Figura 6: Mecanismos de propagación: Difusión [6]

Una superficie es considerada como rugosa si cumple el criterio de Rayleigh. Si su máxima protuberancia h de la superficie es mayor que la altura h_c o altura crítica, entonces la superficie se considera rugosa.

$$h_c = \frac{\lambda}{8 \sin \theta_i}$$

Si existe difusión calcularemos el campo eléctrico reflejado según las ecuaciones vistas en el apartado de reflexión con una modificación del coeficiente de reflexión. Esta modificación consistirá en la multiplicación del coeficiente de reflexión por un factor de pérdidas debidas a la difusión.

Para caracterizar el fenómeno de la difusión, se calculará como si fuera un fenómeno de reflexión especular, pero con una modificación en el coeficiente de reflexión. Dicha modificación consistirá en la multiplicación del coeficiente de reflexión por un factor de pérdidas debidas a la difusión. Por lo que sería:

$$\Gamma_{\text{rugosa}} = \rho_s \Gamma$$

Otra forma de caracterizar al objeto difusor consiste en calcular su sección recta-radar (RCS). La sección recta-radar se define como el ratio entre la densidad de potencia de la señal difundida en la dirección del receptor y la densidad de potencia de la onda incidente y sus unidades son metros cuadrados (m^2) y se puede aproximar directamente como la superficie en metros cuadrados del objeto difusor. En este caso, se puede medir en dBs respecto a una superficie de referencia de un metro cuadrado, siendo sus unidades dBm².



2.2 Clasificación del entorno

El conjunto de campañas de medidas que son usadas para este trabajo fueron tomadas en un entorno de interior, el ELDI (edificio perteneciente a la Universidad Politécnica de Cartagena) por lo que los efectos que se produjeron sobre la señal no dependían tanto de las antenas sino de la distribución de la sala. Los procesos de dispersión (scattering) y de difracción se tienen en cuenta en mayor medida debido al mobiliario y a las estructuras metálicas incrustadas en paredes y techos [7].

2.3 Parámetros del canal radio en pequeña escala

En este apartado explicaremos ciertos parámetros que nos han servido para caracterizar el canal radio a fin de poder comprender los resultados obtenidos.

Potencia recibida y pérdidas

Tal y como su propio nombre indica, la potencia recibida es aquella potencia que llega a recepción tras pasar por un enlace.

Las pérdidas constituyen la atenuación que sufre la señal siendo directamente proporcionales entre la distancia entre transmisor y receptor y directamente con la frecuencia (inversamente proporcionales a la longitud de onda). Por lo que los resultados son lógicamente la inversa de la potencia.

RMS y Exceso de retardo máximo

Dado que el RMS y el Excess Delay son parámetros temporales del canal radio que tiene el PDP, debemos definir primero este último.

El Perfil de retardo normalizado (PDP) sirve para medir la dispersión en el dominio del tiempo [3]. Se obtiene a partir de la función de respuesta al impulso cronovariante $h(t, \tau)$, Para medir o predecir $h(t, \tau)$ se transmite un pulso $p(t)$ de muy corta duración, de modo que se puede considerar que es equivalente a una delta de Dirac. Este pulso permite discernir las diferentes réplicas que llegan al receptor, aunque lleguen con retardos próximos.



Una vez obtenida la función de ensanchamiento del retardo a la entrada, el PDP se calcula:

$$P(\tau) = \overline{k|h(\tau)|^2}$$

donde k es la ganancia que relaciona la potencia de $p(t)$ con la potencia total recibida.

Debido a que el canal es aleatorio, para realizar una medida certera del PDP se llevan a cabo varias mediadas instantáneas del PDP en un área local. El perfil de retardo normalizado final se halla promediando las mencionadas medidas. Además, se debe evitar que el muestreo de cada medida instantánea corresponda a una medida de gran escala. Para ello, dependiendo de la resolución del método empleado en la medida del PDP y el tipo de canal estudiado, se suelen elegir muestras separadas por $\lambda/4$ o sobre movimientos del receptor no superiores a los 6 metros en canales en espacios abiertos y no superiores a los 2 metros en entornos en el interior de edificios.

Tras esta explicación ya estamos en situación de comentar que el valor cuadrático medio (RMS) del ensanchamiento de retardo corresponde a la raíz cuadrada del segundo momento del PDP ($\Delta\tau = \tau_2 - \tau_1$) [3]. Su expresión es:

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\overline{\tau})^2} \quad \text{donde} \quad \overline{\tau^2} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k^2}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k p(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k p(\tau_k)}$$

Este parámetro nos da una idea del “ensanchamiento” del retardo en torno al exceso de retardo medio, es decir, de la cantidad y potencia de las réplicas multicamino. Dos PDPs pueden tener un exceso del retardo medio similar y sin embargo dos valores de ensanchamiento muy diferentes. Aquel que tenga más réplicas multicamino o bien un número similar de réplicas pero dotadas todas ellas con una potencia parecida poseerá el mayor valor cuadrático medio de “ensanchamiento”. Cuantas más réplicas existan y más potencia posean, mayor será el valor del parámetro de ensanchamiento.

Por otro lado, el exceso del retardo máximo o Maximum Excess Delay (MED) se define como el máximo retardo en el que la potencia cae hasta una cierta cantidad de dB por debajo del máximo de potencia en el PDP. Entre el retardo inicial y el exceso de retardo máximo existirán réplicas que caerán por debajo del límite tomado. El exceso de retardo máximo es el último retardo en el que la potencia está por encima del límite mencionado. En la ecuación siguiente se observa cómo se calcula este parámetro.

$$\text{Exceso de retardo máximo} = \tau_x - \tau_0$$

donde τ_x indica el máximo retardo que alcanzan X dB por debajo del máximo y τ_0 es el instante en el que llega la primera señal.

A partir de τ_x todas las componentes del PDP tendrán una potencia menor que el valor límite tomado. Por tanto, este parámetro indica el periodo temporal en el que la señal está por encima de un umbral determinado de potencia.

Ancho de Banda de Coherencia

El ancho de banda de coherencia (B_c) es una medida estadística del rango de frecuencias en el que el canal se puede considerar “plano”, es decir, el ancho de banda en el que el canal tiene una ganancia (aproximadamente) constante y una fase lineal [3]. Las amplitudes de todas las componentes frecuenciales de la señal transmitida que se encuentren dentro del ancho de banda de coherencia estarán afectadas del mismo modo. (Si tenemos una única componente el canal, técnicamente, siempre es plano).

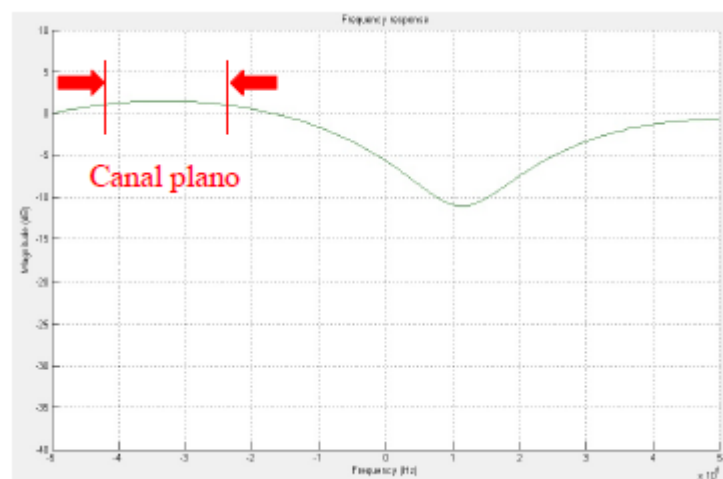


Figura 7: Ejemplo de $H(f)$: ancho de banda de coherencia [6]

Otra posible definición del ancho de banda de coherencia sería el rango de frecuencias en el que dos componentes frecuenciales presentan una correlación elevada. Si dos componentes frecuenciales del canal se encuentran alejadas un ancho de banda superior a B_c , su correlación será pequeña ya que tendrán amplitudes diferentes.



La dispersión temporal y el ancho de banda de coherencia son inversamente proporcionales. Se debe a que si tenemos mayor dispersión temporal, tendremos un mayor número de réplicas con diferentes retardos en el receptor con diferentes retardos y con amplitudes parecidas que pueden provocar caídas de potencia y por tanto, reducen el ancho de banda de coherencia. No existe una relación exacta entre B_c y σ_τ . Para estudiar el impacto del efecto multicamino en el espectro de la señal recibida es necesario estudiar la respuesta en frecuencia del canal bajo estudio.

2.4 Ondas milimétricas

Debido a que las frecuencias que se están usando en este trabajo son muy altas es importante hablar, por ello, del uso de las ondas milimétricas. Dichas ondas están ubicadas en la zona espectral entre las ondas de radio e infrarrojo, en la banda del espectro situado entre 30 GHz y 300 GHz [9]. Este espectro puede utilizarse para comunicaciones inalámbricas de alta velocidad, como se ve con el estándar Wi-Fi 802.11ad (operando a 60 GHz). Está siendo considerado por la organización de estándares y los investigadores como la manera de traer “5G” en el futuro mediante la asignación de más ancho de banda para ofrecer más rapidez, mayor calidad de vídeo y contenido multimedia.

Hoy en día, las longitudes de onda milimétricas se están utilizando para aplicaciones tales como streaming de vídeo de alta resolución en interiores. Tradicionalmente, estas frecuencias más altas no eran lo suficientemente fuertes para aplicaciones de banda ancha al aire libre debido a la alta pérdida de propagación y la susceptibilidad al bloqueo de los edificios, así como la absorción de las gotas de lluvia. Estos problemas dificultaron el uso de las ondas milimétricas para la banda ancha de móvil.

La alta frecuencia significa longitudes de onda estrechas, y el rango de ondas milimétricas se sitúa entre 1mm a 10 mm. Su fuerza puede ser reducida debido a vulnerabilidad contra los gases, la lluvia y la absorción de humedad. Debido a estos factores las longitudes de onda milimétricas sólo alcanzan unos pocos kilómetros.

Sin embargo, cuando se desean trayectorias más largas, las longitudes de onda extremadamente cortas de las señales hacen factible que antenas muy pequeñas concentren señales en haces altamente enfocados con suficiente ganancia para superar pérdidas de propagación. Las longitudes de ondas milimétricas también permiten construir antenas de formación de haces dinámicas multi-elemento que serán lo suficientemente pequeñas como para caber en los teléfonos móviles.

Por todos estos motivos, una frecuencia extremadamente alta significa velocidades 5G extremadamente rápidas. Dicha generación será, por tanto, de obligado cumplimiento explicarla más detalladamente a continuación.



2.5 Técnica de multiplexación espacial (MIMO)

La tasa de transmisión de un sistema inalámbrico depende del ancho de banda utilizado y de la eficiencia espectral de la tecnología utilizada [3]. Una vez fijado el ancho de banda, para poder aumentar la velocidad de transmisión podemos usar codificaciones complejas, aumentar los órdenes de las modulaciones o incrementar el número de elementos radiantes.

La explosión de los datos móviles ha conllevado a la búsqueda de mayores velocidades para satisfacer las demandas de servicios como videollamadas, video móvil de alta definición y sincronización de fotos y videos de móviles [10]. De igual forma, la proliferación de dispositivos tales como tablets o smartphones hace que se requiera una mayor capacidad en las redes, ya sean fijas o móviles. Esto se traduce en un crecimiento exponencial del tráfico.

Una de las soluciones para atender a las necesidades planteadas se basa en el empleo de la tecnología de múltiples antenas en el transmisor y en el receptor conocida como de Múltiple-Entrada Múltiple-Salida (MIMO, *Multiple-Input Multiple-Output*), pero con el uso de un elevado número de antenas.

En un sistema MIMO de M antenas transmisores y N antenas receptoras, sistema MxN, se generan MN subcanales entre el array transmisor y el array receptor [11]. La respuesta al impulso de un canal MIMO esn banda estrecha se expresa en forma matricial como:

$$H(t) = \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) & \dots & h_{1M}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) & \dots & h_{2M}(t) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{N1}(t) & h_{N2}(t) & \dots & h_{NM}(t) \end{pmatrix}$$

Cada uno de los elementos $h_{ij}(t)$ representa el canal generado entre la antena transmisora j, con $j=1, \dots, M$ y la antena receptora i, con $i=1, \dots, N$. Para simplificar los desarrollos y asumiendo canales invariantes en el tiempo, se elimina de la notación la dependencia temporal de los subcanales. El canal MIMO descrito en la expresión anterior puede verse representado en la Fig. 8 en la cual puede verse las M antenas transmisoras y las N antenas receptoras y como se generan MN subcanales.

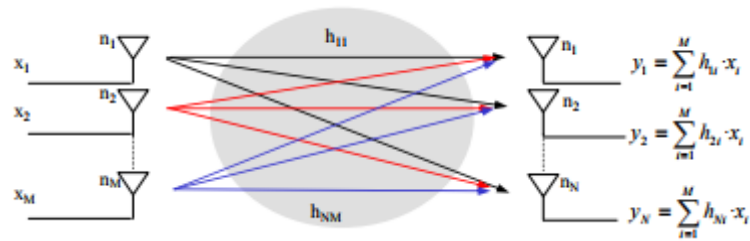


Figura 8: Esquema de canal MIMO $M \times N$ [11]

Los sistemas MIMO presentan ganancia por diversidad. La diversidad se usa para incrementar la calidad de transmisión en aquellos canales que sufren bastante desvanecimiento [12]. Para ello, las técnicas de diversidad introducen generalmente redundancia de la misma información en la transmisión para combatir de forma más eficiente los posibles desvanecimientos de la señal y así poder obtener en recepción una señal más fiable.

Para conseguir la ganancia por diversidad existen múltiples técnicas como diversidad espacial, temporal, frecuencial y por polarización, las cuales se explican a continuación.

- Diversidad espacial. Se transmite por más de una antena y/o se recibe también por más de una antena. Al transmitir por caminos diferentes la misma información se recibe una señal más fiable.
- Diversidad temporal. Las réplicas de la señal transmitida son proporcionadas a lo largo del tiempo siguiendo un determinado patrón de codificación. Por ello, en este caso se combina diversidad espacial en transmisión con la diversidad temporal, cuya combinación da lugar a códigos espacio-temporales.
- Diversidad frecuencial. Las réplicas de la señal transmitidas son proporcionadas en el dominio de la frecuencia. Se combina este tipo de diversidad con la diversidad espacial dando lugar a los códigos bloque espacio-frecuenciales.
- Diversidad por polarización. En este caso se juega con la polarización de las múltiples antenas de los sistemas MIMO. La combinación del uso de múltiples polarizaciones con la diversidad espacial permite obtener beneficios a pesar de no estar suficientemente separadas las antenas. Al usar polarización cruzada hace que la correlación disminuya consiguiendo mejores resultados.



2.6 Algoritmos STBC

Los sistemas MIMO han supuesto un gran reto e interés por su alta capacidad [12]. Para combatir los desvanecimientos del canal potenciando la ganancia por diversidad mejorando la fiabilidad del enlace se propusieron los códigos bloque espacio temporales (STBC).

Los códigos STBC se caracterizan por su matriz de codificación la cual representa la codificación espacio temporal que se va a realizar. Está formada por p columnas y M filas, donde el número de columnas indica el número de periodos temporales para transmitir un bloque de símbolos codificados y el número de filas indica el número de antenas transmisoras.

Una propiedad importante en los códigos STBC es la velocidad de codificación R , definida como el ratio entre el número de símbolos modulados k que coge el codificador y el número de periodos de tiempo p que se necesitan para transmitir un bloque de símbolos codificados.

$$R = \frac{k}{p}$$

2.6.1 Códigos ortogonales (OSTBC)

La codificación en bloques espacio-tiempo ortogonales (OSTBC) es un método para lograr una ganancia de diversidad completa con un decodificador escalar muy sencillo [13]. Tanto los códigos STBC o OSTBC poseen unas matrices de decodificación diseñadas de tal forma que las columnas son ortogonales entre sí, consiguiendo una decodificación óptima en el receptor [12].

El código Alamouti propuso un esquema de diversidad en transmisión en dos ramas y muy simple, permitiendo transmitir con 2 antenas manteniendo la misma velocidad que con una antena pero incrementando la diversidad en recepción de uno a dos. El esquema Alamouti queda indicado en la siguiente Fig. 9.

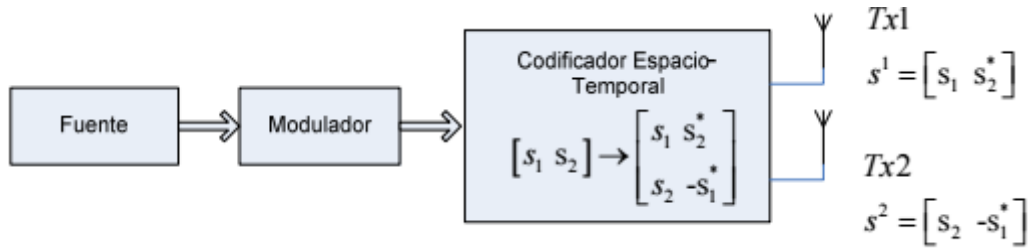


Figura 9: Esquema Alamouti [12]

Tal y como se puede observar en Fig. 9 primeramente la fuente puede ser modulada siguiendo, por ejemplo, una modulación QAM y a continuación, los símbolos obtenidos a la salida del modulador se codifican según la matriz de codificación cogiendo bloques de 2 símbolos $[s_1 \ s_2]$ y aplicándoles la transformación espacio-temporal correspondiente. A continuación, se indica la matriz espacio-temporal de Alamouti:

$$S = \begin{bmatrix} S_1 & S_2^* \\ S_2 & -S_1^* \end{bmatrix}$$

Las filas de la matriz representan diferentes instantes de tiempo, mientras que las columnas indican las distintas antenas transmisoras: en el instante de tiempo 1 la antena uno transmitirá S_1 y la antena dos S_2 , mientras que en el instante de tiempo 2 la antena uno transmitirá S_2^* y la antena dos transmitirá $-S_1^*$.

Por tanto, el esquema Alamouti para un sistema MIMO 2x1 puede expresarse como:

$$[r_1 \ r_2] = [h_1 \ h_2] \begin{bmatrix} S_1 & S_2^* \\ S_2 & -S_1^* \end{bmatrix} + [\eta_0^1 \ \eta_0^2]$$

Siendo r_1 y r_2 los datos que recibe la antena receptora en el instante 1 y 2, respectivamente. Mientras que h_1 y h_2 son las respuestas del canal respecto la antena transmisora 1 y 2, respectivamente. Finalmente, η_0^1 y η_0^2 indican el ruido que se añade a la señal transmitida por la antena 1 y 2, respectivamente.

Si seguimos desarrollando la expresión anterior podemos obtener la siguiente:

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ -h_2^* & h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \eta_0^1 \\ (\eta_0^2)^* \end{bmatrix}$$



donde se observa que se está aplicando la codificación de Alamouti sobre la matriz H del canal siendo, por tanto, la H una matriz ortogonal. De esta forma un sistema STBC se puede ver como un sistema MIMO normal donde se transmite una determinada información sin codificar por un canal codificado.

Al extender los STBC ortogonales (OSTBC) para más de dos antenas, es inevitable tener una pérdida de capacidad del sistema, ya que la única solución que preserva la tasa de transmisión es la presentada por Alamouti para más de dos antenas transmisoras [13].

Finalmente, detallo a continuación las ventajas e inconvenientes que presentan los códigos ortogonales.

Ventajas

- Relación señal a ruido (SNR) máxima, o error cuadrático medio mínimo, dependiendo de la decodificación de los símbolos.
- Fácil cancelación de la ISI, debido a la ortogonalidad de los códigos asociados a los diferentes símbolos.
- Implementación sencilla del decodificador ML (máxima verosimilitud)
- Ganancia de diversidad completa.

Desventajas

- Dificultad para encontrar códigos ortogonales para cualquier configuración del sistema, ya sea en número de antenas, número de símbolos transmitidos, etc.
- No son códigos óptimos desde un punto de vista de la tasa de datos, sobre todo en sistemas con más de una antena receptora.

2.6.2 Códigos casi ortogonales (QSTBC)

La forma de superar el límite de velocidad de transmisión que presentan los códigos OSTBC cuando aumentamos el número de antenas es permitir una pequeña no ortogonalidad en las matrices de codificación [12]. Así pues, aparecen los códigos casi ortogonales (QSTBC) que sí que permiten velocidades de codificación igual a 1.

Eligiendo una matriz de codificación para 4 antenas a partir de la matriz de codificación para el caso MISO 2x1 definido por Alamouti se obtiene la matriz de codificación para el caso 4x1 como una extensión del caso 2x1:



$$\begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ -h_2^* & h_1^* \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\ -h_2^* & h_1^* & -h_4^* & h_3^* \\ -h_3^* & -h_4^* & h_1^* & h_2^* \\ h_4 & -h_3 & -h_2 & h_1 \end{bmatrix}$$

Entonces la matriz de codificación para el caso de 4x1 se puede expresar de forma similar a la matriz de codificación definida por Alamouti para 2x1:

$$\begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\ -h_2^* & h_1^* & -h_4^* & h_3^* \\ -h_3^* & -h_4^* & h_1^* & h_2^* \\ h_4 & -h_3 & -h_2 & h_1 \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} H_1 & H_2 \\ -H_2^* & H_1^* \end{bmatrix}$$

Finalmente, la matriz de codificación para un sistema MIMO 4x4 es una extensión del sistema anterior MISO 4x1 pero considerando ahora 4 antenas receptoras:

$$\begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} & h_{14} \\ -h_{12}^* & h_{11}^* & -h_{14}^* & h_{13}^* \\ -h_{13}^* & -h_{14}^* & h_{11}^* & h_{12}^* \\ h_{14} & -h_{13} & -h_{12} & h_{11} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} & h_{24} \\ -h_{22}^* & h_{21}^* & -h_{24}^* & h_{23}^* \\ -h_{23}^* & -h_{24}^* & h_{21}^* & h_{22}^* \\ h_{24} & -h_{23} & -h_{22} & h_{21} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} & h_{34} \\ -h_{32}^* & h_{31}^* & -h_{34}^* & h_{33}^* \\ -h_{33}^* & -h_{34}^* & h_{31}^* & h_{32}^* \\ h_{34} & -h_{33} & -h_{32} & h_{31} \\ h_{41} & h_{42} & h_{43} & h_{44} \\ -h_{42}^* & h_{41}^* & -h_{44}^* & h_{43}^* \\ -h_{43}^* & -h_{44}^* & h_{41}^* & h_{42}^* \\ h_{44} & -h_{43} & -h_{42} & h_{41} \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} H_1 & H_2 \\ -H_2^* & H_1^* \\ H_3 & H_4 \\ -H_4^* & H_3^* \\ H_5 & H_6 \\ -H_6^* & H_5^* \\ H_7 & H_8 \\ -H_8^* & H_7^* \end{bmatrix}$$

2.7 Estándar 802.15.3c

Las características usadas en la capa física están basadas en el estándar 802.15.3c, que es usado para describir la capa física a 60 GHz. Este estándar se usa también para 94



GHz ya que para esta frecuencia no hay definido un estándar, lo cual nos permite también comparar las mismas configuraciones que se usan a 60 GHz.

IEEE 802.15.3c define una capa física alternativa que opera en la banda de ondas milimétricas [14]. Algunas de las características clave son las siguientes:

- Funcionamiento en la banda de 60 GHz.
- Nuevas velocidades de datos, siendo la más alta superior a 5 Gb/s.
- Uso de beamforming para el transmisor para aumentar el rango de comunicación.
- Capacidad de agregar datos entrantes en paquetes individuales para mejorar la eficiencia del MAC.
- Reconocimiento de subconjuntos individuales en un paquete para reducir la sobrecarga de transmisión.

Esta capa física (PHY) especifica tres modos y un modo común. Los tres modos PHY son los siguientes:

- Modo de una sola portadora (SC) optimizado para baja potencia y baja complejidad.
- Modo de interfaz de alta velocidad (HSI) optimizado para la transferencia bidireccional de datos de baja latencia.
- Modo Qudio/video (AV) optimizado para la entrega de vídeo sin comprimir de alta definición y audio.

La capa física de ondas milimétricas (mmWave PHY) se define para la banda de frecuencia de 57,0-66,0 GHz. La norma ofrece tres modos PHY para segmentos de mercado específicos, con tasas de datos obligatorias superiores a 1 Gb / s.

Dado que el estándar 802.15.3c utiliza un algoritmo de corrección de errores LDPC es necesario tener en cuenta el *Coding Rate Modulation* refiriéndose a la tasa de dicho algoritmo (véase en la Tabla 5).

2.8 Estándar 802.11ad y otros estándares del futuro

Aunque el estándar 802.11ad no se haya usado en este proyecto es interesante dedicarle una sección para explicarlo ya que usa una de las frecuencias que estamos estudiando: 60 GHz. Mbps.

El estándar 802.11ad ha sido introducido en el año 2016 [15]. Hasta la fecha, el estándar más rápido con el que cuentan la mayoría de routers es el 802.11ac cuya velocidad máxima teórica se sitúa en 1,3 Gbps. Sin embargo, el nuevo estándar WiFi



802.11ad alcanza una velocidad teórica máxima de 4,6 Gbps. Velocidades tan altas permiten hacer streaming de contenido 4K y HDR sin problemas, ya que las películas 4K en Blu-Ray más pesadas tienen un bitrate de 128 Mbps.

El WiFi 802.11ad opera en la banda de los 60 GHz (entre los 57 y 66 GHz dependiendo del país), bandas muy diferentes a las utilizadas hoy en día de 2,4 o 5 GHz. El hecho de operar a estas altas frecuencias tiene dos grandes ventajas: bandas muy poco saturadas, y velocidades mucho mayores. Sin embargo, cuanto más alta sea la frecuencia, mayor es la tasa de absorción de muros y suelos. Esta es la causa de que la radio y la televisión utilicen bajas frecuencias. Por este motivo, la cobertura de este nuevo estándar es muy baja.

Los estándares usados en la actualidad que utilizan frecuencias de 2,4 GHz tienen un alcance aceptable dentro de casas grandes, mientras que los que utilizan 5 GHz pierden algo de alcance, aunque ofrezcan mayor velocidad, pudiendo traspasar paredes y muros. Esto no ocurre con el WiFi 802.11ad, donde si entre el router y el dispositivo hay una puerta, la señal prácticamente se pierde por completo, bloqueando completamente la señal una pared de ladrillo. Por estas razones, el 802.11ad ha nacido para complementar los estándares actuales.

El Wifi 802.11ad se complementará con los actuales ya que tiene más velocidad, pero menor alcance. Los nuevos routers con 802.11ad permiten que una sola red WiFi pueda operar dinámicamente entre las tres bandas (2,4, 5 y 60 GHz) lo cual permitirá la constante reconexión en función de la zona de nuestra casa en la que nos encontremos.

El alcance es uno de los objetivos a mejorar dentro de los nuevos estándares. De cada a finales de 2017 veremos otro nuevo estándar que mejorará el que estamos explicando: el 802.11ay. Este nuevo estándar añadirá la posibilidad de utilizar varios canales a la vez en un mismo dispositivo. En el futuro, el 802.11ax reunirá todas las mejoras del 802.11ac y 802.11ad, pero no llegará hasta el año 2019.

Debido a la limitación del alcance no tiene sentido seguir creando estándares que utilicen frecuencias más elevadas de los 60 GHz. Es por ello por lo que en el otro lado del espectro también aparecen avances. Ahí es donde aparece el WiFi 802.11ah, que será una alternativa de largo alcance equivalente al Bluetooth el cual operará en la banda de los 900 MHz, y el WiFi 802.11af, que utilizará frecuencias bajas comprendidas desde los 800 MHz hasta los 54 MHz permitiendo que sea utilizado en distancias de varios kilómetros.

2.9 Quinta Generación, 5G

Las bandas de frecuencias utilizadas en este trabajo, como ya se ha comentado, son de 60 GHz y 94 GHz. Dado a que estamos considerando altas frecuencias, teniendo

longitudes de ondas muy pequeñas (la longitud de onda inversamente proporcional a la frecuencia) tenemos que considerar que estamos ya hablando de una nueva generación diferente a la de LTE, que solo llegaba a frecuencias de 3 GHz [3]. Por este motivo debemos explicar las características de la nueva generación, 5G, la cual se verá implantada en un futuro próximo. Además, comentaremos la nueva técnica que ya apareció en LTE, la técnica MIMO, cuyo uso proporciona mejoras importantes como mejorar la tasa de datos, entre otras cosas.

La quinta generación de telefonía móvil (a partir de ahora 5G) es lo que se conoce como “Internet de las cosas”, (IoT), cuya principal característica es llevar al mundo móvil lo que hoy en día se tiene en el mundo fijo (por ejemplo HD, realidad virtual...) así como nuevos servicios inherentes a la movilidad como “Internet de los Vehículos” [16].

Dado que su implantación está prevista para 2020 es muy posible que se produzcan cambios respecto a la implementación, el ámbito y el alcance de dicha implementación.



Figura 10: Nuevas tecnologías [16]

Una de las principales características de la llegada de la tecnología de 5G es la posibilidad de gestionar gran número de datos, permitiendo además que se alcancen velocidades de banda ancha más rápidas que en los sistemas precedentes [17]. Además, esta tecnología es vital para preservar el futuro de las aplicaciones móviles más populares de la actualidad, garantizando la sostenibilidad de su creciente adopción y uso de servicios.

Aunque la industria móvil, las instituciones académicas y los organismos que establecen los estándares internacionales están desarrollando activamente las tecnologías en las que se fundamentará la tecnología 5G, el éxito de estos servicios también dependerá, en gran medida, de las iniciativas de los gobiernos y reguladores de cada país.



Sobre todo, la velocidad, el alcance y la calidad de los servicios 5G dependerán del acceso a la cantidad de espectro y las bandas apropiadas que los gobiernos y reguladores proporcionen en la forma oportuna y conveniente, obstáculos significativos que la industria debe resolver.

A día de hoy no hay un estándar pero ya se han definido una serie de premisas básicas que 5G debe cumplir [14]:

- Debe ser capaz de proporcionar una transmisión de datos de 1 Gbps (100 veces más rápido que el 4G LTE, y 10 respecto al LTE-Advanced).
- La latencia debe estar por debajo de 1 milisegundo.
- Debería ser más eficiente en energía que sus predecesores.
- Mayor soporte de dispositivos conectados por metro cuadrado, para lo que se barajan actualmente densidades de hasta 100 dispositivos por metro cuadrado.
- Según Bill Smith, el presidente de operaciones de red de AT&T, la tecnología 5G probablemente será definida en 2018, y los estándares para dicha tecnología serán codificados en algún momento en 2019 por la Unión Internacional de Telecomunicaciones.

En definitiva, el 5G ofrece un gran potencial tanto para los consumidores como para la industria. No es solo más datos en menos tiempo, sino que abre un abanico de posibilidades para poder soportar la interacción de billones de dispositivos.

El hecho de estar hablando de 5G cuando para muchos, el 4G todavía es un sueño lejano, es debido a que ya no nos basta con navegar por la red: queremos hacer videollamadas y ver retransmisiones en directo con la mayor velocidad posible (y sin interrupciones).

Productos de domótica, vehículos inteligentes, infraestructuras o dispositivos remotos requieren conexiones inalámbricas. Además, las personas, las casas y las ciudades conectadas también nos permiten procesar, analizar y aprovechar la inmensa capacidad de datos que el ser humano no podría asimilar por sí mismo.

Por tanto, los 300 Mbps de bajada que como máximo ofrece a día de hoy las redes de 4G parecen no ser suficientes para estas demandas futuras. La industria quiere estar preparada para el próximo gran salto:

- Los consumidores quieren más velocidad al conectarse a internet: experiencia de banda ancha en cualquier lugar, en cualquier momento.
- En 2020 se espera que haya 30.000 millones de dispositivos conectados.
- Teléfonos, relojes, casas e incluso coches se conectan cada vez más a internet, requiriendo una estabilidad constante.
- La sociedad continúa evolucionando hacia la transmisión constante de datos y la conectividad completa de todos los terminales.



Asimismo, una menor latencia en las redes es clave para mejorar las velocidades: cuanta menor sea la latencia, más datos se puede transmitir, por lo que el tiempo de respuesta será crítico para ofrecer nuevas experiencias de uso:

- Juegos: se podrá hacer streaming de contenidos directamente en los dispositivos de realidad virtual. Una latencia mínima es clave para contar con experiencias de juego satisfactorias.
- Automoción: contribuirá a responder lo suficientemente rápido para coordinar vehículos autónomos, ya sea para comunicarse entre ellos o con una central de control. Igualmente, la latencia es un requisito indispensable en este tipo de aplicaciones, donde la reacción de un vehículo a su entorno ha de producirse inmediatamente.
- Telemedicina: permitirá a los médicos realizar una operación o cirugía de manera remota. Los retrasos en la conexión son tan minúsculos, que los doctores podrán usar robots para operar a 1,000 kilómetros de distancia.
- Videoconferencias: comunicarse a través de video en alta resolución. Esto es algo que hoy parece a la orden del día, pero lo cierto es que las redes no ofrecen una comunicación precisa en tiempo real, siempre hay un retraso y desfases que provocan inconsistencias y malas experiencias de usuario.

Otra característica importante que proporcionará 5G es el ahorro energético. Además, la tecnología 5G pretende contribuir a la sostenibilidad ecológica, reduciendo el consumo de energía.

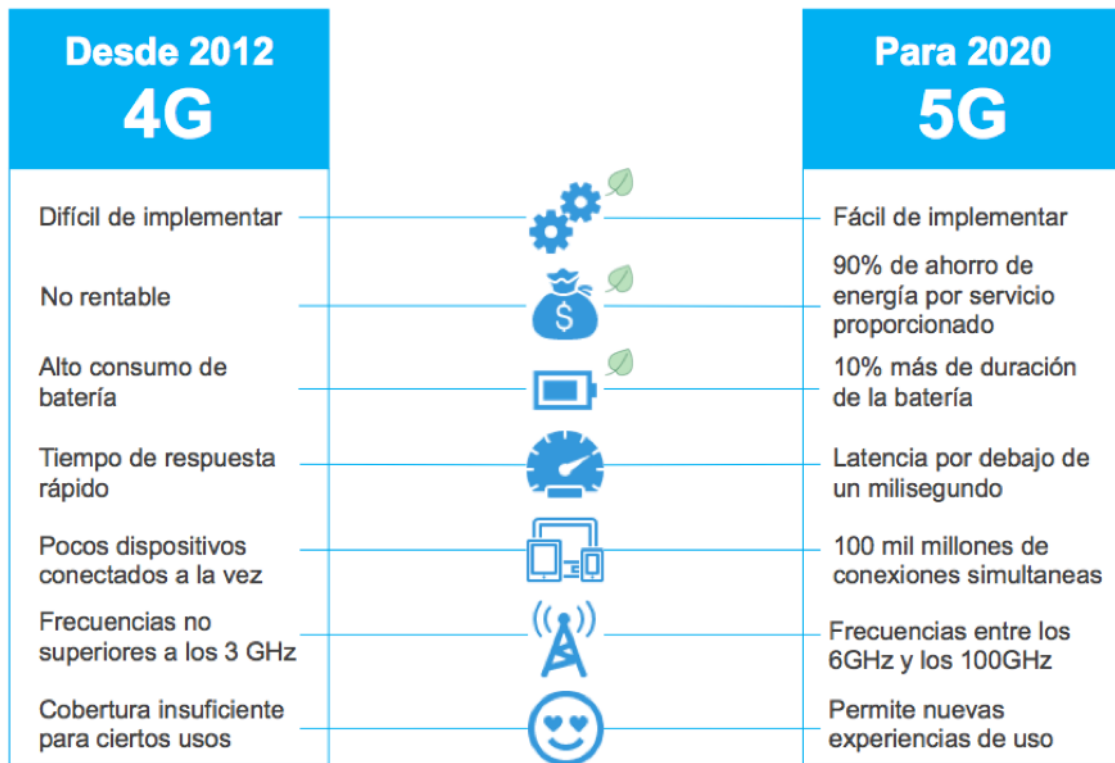


Figura 11: Evolución de 4G a 5G [18]

CAPÍTULO 3

METODOLOGÍA

A continuación, explicaré brevemente cómo se obtuvieron las medidas a partir de las cuales fueron posibles las simulaciones que se mostrarán en el siguiente capítulo de este trabajo. El hecho de que la explicación sea breve se debe a que la obtención de las medidas no formaba parte de este proyecto pero sí era importante comprender cómo se tomaron para poder realizar correctamente las simulaciones y poder así realizar un estudio exhaustivo de los parámetros obtenidos a partir de dichas medidas.

3.1 Escenario

Mediciones a 94 GHz

Comenzaremos explicando la campaña de medidas realizadas a 94 GHz. El lugar donde tuvieron lugar fue el laboratorio ELDI que pertenece a la Universidad Politécnica de Cartagena [19]. Dicho laboratorio tiene unas dimensiones de 9,1x4,8x4x1 que se muestra en la Fig. 12.



Figura 12: Laboratorio [19]

Tal y como se observa, el laboratorio está formado por armarios, escritorios y otros elementos del mobiliario típicos. Las paredes son yeso y el techo y el suelo son de hormigón. Como se puede observar en la imagen inferior podemos encontrar el escenario medido con las 15 posiciones uniformemente distribuidas donde se fue situando el transmisor mientras que el receptor se mantenía en una posición fija.

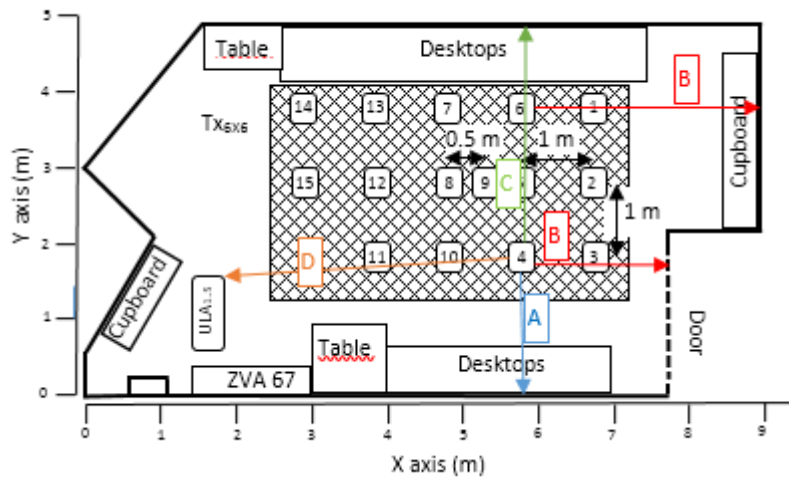


Figura 13: Mapa de medidas [20]

Los valores de A, B y C, y la distancia, a 94 GHz, se muestran en la Tabla

1.

Posición	A (m)	B (m)	C (m)	Distancia Tx- Rx (m)
1	3,835	1,423	1,009	5,491
2	2,831	1,431	2,015	5,147
3	1,828	1,077	3,026	4,923
4	1,798	2,056	3,008	3,923
5	2,797	2,809	2,024	4,095
6	3,787	2,835	1,059	4,386
7	3,794	3,825	1,030	3,682
8	2,742	3,828	2,092	3,143
9	2,765	3,325	2,059	3,586
10	1,796	3,088	3,015	2,895
11	1,874	4,045	2,947	1,955
12	2,788	4,814	2,037	2,258
13	3,784	4,856	1,028	2,871
14	3,772	5,874	1,036	2,330
15	2,805	5,856	2,012	1,468
Rx ULA				
	1,620	5,985	3,22	
Heights				
Rx ULA	0.784 m			
Tx URA	0.886 m			

Tabla 1: Datos de interés del escenario de las medidas a 94 GHz

Mediciones a 60 GHz

La campaña de medidas obtenidas a 60 GHz se realizó también en un laboratorio de la Universidad Politécnica de Cartagena [21]. El tamaño del laboratorio en



el que se llevaron a cabo tiene unas medidas aproximadas de $4.5 \times 7 \times 3 \text{ m}^3$ y, al igual que el laboratorio usado para 94 GHz, éste también está amueblado con armarios, escritorios, sillas y estantes, además de estar equipado con dispositivos electrónicos y ordenadores. Las paredes están hechas de yeso y el suelo y techo de hormigón. En este escenario se realizó 17 mediciones en las que el transmisor tomaba 17 posibles posiciones mientras que el receptor se mantenía fijo.

Posición	A (m)	B (m)	C (m)	Distancia Tx-Rx (m)
1	2,171	1,448	2,571	4,609
2	2,231	1,870	2,635	4,234
3	2,059	2,232	2,566	3,873
4	2,178	2,619	2,596	3,488
5	2,221	3,018	2,571	3,112
6	2,210	3,429	2,593	2,856
7	2,235	3,929	2,176	2,940
8	2,653	3,932	2,095	2,789
9	2,562	3,071	2,240	3,558
10	2,569	2,678	2,241	3,877
11	2,558	2,252	2,193	3,956
12	2,593	1,832	2,282	4,056
13	2,613	1,463	2,178	4,236
14	2,609	1,092	2,193	4,539
15	2,611	0,631	2,197	4,766
16	3,105	1,739	1,72	4,487
17	3,115	1,345	1,692	4,767
ULA 1 posición	1,084	6,040	3,734	

Tabla 2: Datos de interés del escenario de las medidas a 60 GHz

3.2 Equipo

Mediciones a 94 GHz

Con el fin de obtener la función de transferencia del canal en el dominio de la frecuencia $H(f)$ la cual relaciona el espectro de la señal de la salida con el espectro de la señal de entrada, se utilizó un analizador vectorial de redes ZVA 67. El sistema fue calibrado con el retardo y la ganancia de las antenas [19]. El rango de frecuencias en el que se midió fue de 92,5-95,5 GHz, utilizando 1024 puntos de frecuencia. La altura del receptor es de 0.784 m y la del transmisor es de 0.886 m. Tanto para transmisor como receptor usaban dos antenas omnidireccionales polarimétricas idénticas (WR-10) con una ganancia de 2 dB y una abertura de 30° . En cada posición, las antenas de transmisión se mueven usando un Array Rectangular Uniforme (URA), mientras que en recepción se usa



un Array Lineal Uniforme (ULA). Para la ULA, los cinco elementos que formaban la antena receptora estaban espaciados equitativamente, separados 1mm ($0,4\lambda$ a 94 GHz) mientras que para la URA las mediciones se realizaron sobre una cuadrícula rectangular uniforme de 6x6 con un espaciamiento de 1 mm a lo largo de X y Y. Se realizaron distintas mediciones con dos combinaciones de las polarizaciones del transmisor y receptor obteniendo Tx horizontal y Rx horizontal (HH) o Tx vertical y Rx vertical (VV).

Mediciones a 60 GHz

Al igual que para 94 GHz, se utilizó una sonda de canal basado en el analizador de redes ZVA67. El rango de frecuencias medido fue de 57- 66 GHz [21], con 2048 puntos de frecuencia. Se utilizan dos amplificadores en la transmisión para compensar la atenuación de los cables (HXI HLNA-465) además de calibrar el sistema para eliminar el efecto de los cables y los amplificadores. Tanto las antenas de transmisión como las de recepción son omnidireccionales (Q-par QOM55-65 VRA) con ganancia de 4,5 dBi, siendo su polarización siempre vertical. Por otro lado, la altura de la antena transmisora fue de 1,42 m mientras que la de la receptora fue de 1,55m. Al igual que antes, la antena receptora está formada por 5 elementos, pero en este caso separados por 2 mm, mientras que la antena transmisora se mueve utilizando una matriz rectangular uniforme de 6x6 con un espaciado de 2 mm en ambas dimensiones.

3.3 Configuraciones

Tras comentar las diferencias existentes en la obtención de las medidas a 60 GHz y 94 GHz, tanto las configuraciones como la capa física fueron las mismas para ambas bandas frecuenciales.

A partir de la matriz MIMO 6x6 de transmisión se han estudiado cuatro configuraciones para el transmisor, seleccionando cuatro antenas de las 36 posiciones [19].

Estas cuatro configuraciones de la matriz que representa el transmisor URA 6x6 que nos permitirán evaluar el throughput y la correlación se pueden observar en la Tabla 3.

Conf1	Conf2	Conf3	Conf4
X00000	XXXX00	X0000X	000000
X00000	000000	000000	000000
X00000	000000	000000	00XX00
X00000	000000	000000	00XX00
000000	000000	000000	000000
000000	000000	X0000X	000000

Tabla 3: Configuraciones del sistema transmisor [19]



En esta tabla se muestra la orientación de las cuatro antenas de transmisión elegidas, marcadas con una x. De este modo, la Conf1 y Conf2 tienen orientaciones verticales y horizontales respectivamente, mientras que las Conf3 y Conf4 tienen cuatro antenas formando un cuadrado, maximizando y minimizando la distancia respectivamente. Para la Conf3 la distancia es de seis elementos de antena mientras que para Conf4 es un elemento de antena. En el receptor, cuatro de las cinco antenas se han seleccionado con la misma orientación que Conf2.

3.4 Especificaciones de la Capa Física

En cuanto a la capa física utilizada en las dos bandas de frecuencias, aplicaremos los mismos parámetros que se utilizan en el estándar IEEE 802.15.3c de 60 GHz a 94 GHz dado que los parámetros para la banda de 94 GHz aún no se han definido. La Tabla 4 recoge las especificaciones de la capa física consideradas en este trabajo.

Parámetros	Valor
Tasa de muestreo	2640 MHz
Puntos FFT	512
Número de subportadoras utilizadas para los datos	352
Puntos CP	64
Modulación	QPSK, 16QAM
Algoritmo de corrección de errores	LDPC
Tasa de codificación	1/2

Tabla 4: Parámetros del sistema de IEEE 802.15.3c para la evaluación del throughput [19]

Se han realizado simulaciones para las modulaciones de dos tipos: modulación de amplitud en cuadratura (16 QAM) y modulación por digital de fase en cuadratura (QPSK). La primera modulación (16 QAM) indica que los datos se dividen en grupo de 4 bits donde las 16 posibles combinaciones varían la amplitud y la fase de la portadora. La segunda modulación (QPSK) cambia la fase de la onda portadora mediante el uso de datos digitales para cambiar entre dos señales de la misma frecuencia, pero de fase



opuesta [22]. La velocidad de codificación es de $1/2$ y la interpolación se ha utilizado para derivar los 512 puntos de frecuencia descritos en la norma de los 1024 puntos de referencia obtenidos en el laboratorio, con una separación de 5,15 MHz entre ellos. Además, simulamos diferentes algoritmos STBC, concretamente se analizan las arquitecturas ortogonales STBC (OSTBC) y casi ortogonales (QSTBC) para el sistema MIMO 4×4 , cuyas tasas son $1/2$ y 1 , respectivamente.

La Tabla 5 indica la velocidad de bits de capa física (R_b) correspondiente a cada uno de los esquemas de modulación y codificación (MCS) y STBC utilizados.

MCS	Coding rate modulation	SISO / 4×4 -QSTBC (Gbps)	4×4 - OSTBC (Gbps)
1	$1/2$ QPSK	1.54	0.77
4	$1/2$ 16QAM	3.08	1.54

Tabla 5: Bit Rate para cada modulación y codificación usada[18]

Las siglas que aparecen en la tabla, MCS, son las siglas de Modulation and Coding Scheme, que podría traducirse como “Sistema de Modulación y Codificación” [23]. Cada MCS es una combinación de una modulación determinada (por ejemplo, BPSK, QPSK, 64-QAM), la tasa de codificación o Coding Rate (por ejemplo, $1/2$, $3/4$), el intervalo de guarda y el número de secuencias espaciales.

3.5 Proceso de obtención de los parámetros del canal radio en pequeña escala

En este apartado comenzaremos con una explicación de la situación inicial generada en nuestro código para poder realizar el análisis de la campaña de medidas a la frecuencia de 94 GHz y de 60 GHz para, finalmente, concluir con una comparación a ambas frecuencias.

Todos los datos de las campañas de medidas realizadas a ambas frecuencias nos fueron proporcionados en archivos Matlab. En el caso de la frecuencia de 94 GHz, las medidas iban diferenciadas según la polarización que tenía las antenas de transmisión y recepción. Cada uno de esos archivos contiene una matriz H (respuesta del canal en frecuencia) y diversos datos como la frecuencia inicial, la frecuencia final, el número de puntos de frecuencia, etc.

Cada posición consta de 180 medidas de la matriz H ya que, como hemos comentado, la antena receptora tiene 5 elementos y la antena transmisora es un array de 6×6 elementos. Esto nos permite su análisis estadístico por lo que obtendremos valores cuantitativos y gráficas utilizando estadísticos como la desviación típica, la media, etc.



En resumen, tendremos un archivo para cada posición, y dicho archivo posee la matriz H de 180 medidas. Cada matriz H consta de 1024 puntos de frecuencia (para las medidas a 94 GHz) o 2048 puntos de frecuencia (para las medidas a 60 GHz). Por todo esto, cada archivo Matlab tiene cuatro dimensiones siendo la primera dimensión el número de elementos de la antena receptora, la segunda y tercera dimensión indica el array de la antena transmisora y la cuarta dimensión indica el número de puntos de frecuencia.

Para calcular los parámetros definidos en el apartado 3.3 anterior crearemos una función principal que hará llamadas a funciones externas que realizarán el cálculo de dichos parámetros y de gráficas de interés. Tras esto preparamos las medidas a analizar. Para ello agrupamos los datos de las mismas polarizaciones (solo en el caso de las medidas a 94 GHz) y de las posiciones (15 o 17 según la frecuencia) en una variable. Esta variable tendrá 5 dimensiones: los elementos de la antena receptora, los elementos de la antena transmisora (6x6), el número de puntos de frecuencia y la distancia. La distancia entre transmisor y receptor la vamos a añadir para cada posición en la quinta dimensión. Estas distancias se pueden obtener de dos formas: la primera forma mediante el mapa de las paredes del laboratorio y la segunda mediante el PDP, buscando su máximo en el eje x . A dicho punto se multiplica por $3 \cdot 10^8$ y ya obtenemos la distancia en esa posición. Seguidamente, cada variable generada para cada polarización la guardaremos en un único archivo que almacenaremos en la función principal, siendo más fácil el manejo y la carga de esas medidas.

Es importante destacar que, para las medidas proporcionadas a 94 GHz distinguían dos tipos de polarizaciones según la posición en la que se situaban el transmisor y el receptor, distinguiendo por tanto la polarización vertical (V) y la polarización horizontal (H), tal y como hemos comentado. Aunque muchas medidas se obtuvieron para las cuatro posibles combinaciones (Vertical - Vertical, Horizontal - Vertical, Vertical - Horizontal, Horizontal - Horizontal) nosotros solo trabajaremos con las medidas que tienen polarización Vertical - Vertical (VV) y las que tienen polarización Horizontal - Horizontal (HH) dado que el estudio de las otras dos restantes combinaciones, las polarizaciones copolares, no proporcionaban resultados enriquecedores para este proyecto. Las polarizaciones HH y VV las vamos a guardar en otra variable que se llama "DATA" en nuestro código Matlab.

Siguiendo con el código que se ha usado, a partir de lo comentado anteriormente, es posible calcular el ancho de banda a partir del rango de frecuencias mediante la siguiente fórmula:

$$BW = f_2 - f_1$$

donde f_2 es la frecuencia final del rango y f_1 la frecuencia inicial del rango anteriormente comentado.



Tras esta explicación del planteamiento inicial que hemos establecido en nuestro código Matlab, ya estamos en situación de explicar el proceso seguido para la obtención de cada parámetro útil para el estudio de este trabajo.

3.5.1 Potencia relativa recibida

Para el cálculo de la potencia recibida en el receptor en el caso de las medidas a 94 GHz, utilizando la variable que contiene las polarizaciones VV y HH, calcularemos la media de todas sus dimensiones, es decir, el cuadrado del valor absoluto de dicha variable y la media de cada dimensión. Realizando el logaritmo podremos obtener la potencia recibida en unidades logarítmicas.

Para obtener la desviación típica sería realizar lo mismo que hemos hecho para la potencia recibida pero ahora utilizando la desviación estándar, *std* en Matlab. También podemos calcular la desviación típica de la potencia por posición. Para ello, usamos un *for* que va del 1 al 15. Dentro del mismo, se calculan 15 desviaciones típicas, una por posición de la potencia recibida. Fuera del bucle, para calcular la media de todas las posiciones se hace el *mean* de la desviación típica de la potencia.

Para calcular la potencia recibida y su desviación típica a 60 GHz se realizará del mismo modo que a 94 GHz. Las únicas diferencias a tener en cuenta en el código son debidas a que las medidas a 60 GHz no estaban diferenciadas por polarizaciones, y además el transmisor estuvo en 17 posiciones en lugar de en 15, por lo que a la hora de usar el *for* el límite superior sería 17.

3.5.2 Pérdidas y RMS

Para calcular las pérdidas tendremos que obtener primero el PDP. A partir de la variable que guarda la matriz H conjunta de todas las posiciones de todas las polarizaciones, para calcular el perfil de retardo realizamos la transformada de Fourier inversa de esa variable obteniendo $h(\tau)$ en tiempo. Si realizamos el valor absoluto al cuadrado de lo anterior obtendríamos finalmente el PDP lineal. Como estamos trabajando con tantas dimensiones, para obtener nuestro PDP final tenemos que realizar la media de todas las dimensiones.

Básicamente, lo que se ha realizado con el código es obtener esta relación:

$$P(\tau) = |h(\tau)|^2 = |TF^{-1}[H(f)]|^2$$



Seguidamente, realizaríamos un eje de tiempo que empezase en 0 hasta llegar a la longitud máxima. Para ello utilizamos el comando *linspace* donde en el primer parámetro indicaríamos el principio del eje x, el cual será 0; el segundo parámetro sería el final del eje x, que elegiríamos que fuese el número de puntos de frecuencia menos uno partido del ancho de banda, esto es, $\frac{N-1}{B}$; y el tercer y último parámetro indica el número de puntos que hay entre el punto inicial y el punto final, que será el número de puntos de frecuencia utilizados.

Finalmente, las pérdidas las calculamos como el negativo del logaritmo en base diez del sumatorio del PDP en lineal. Mediante el comando *squeeze*, y al tener las pérdidas una dimensión de tamaño 1, podemos obtener al fin un número que indica las pérdidas para cada polarización.

Para el cálculo del “RMS Delay Spread” se elimina el ruido de las medidas. Comenzamos eligiendo un umbral de 20 dB, que será el mismo tanto para 60 GHz como a 94 GHz. A partir del PDP nos quedamos con las contribuciones que tengan una potencia mínima. La potencia mínima se calcula como el valor de potencia máximo del PDP menos el valor umbral seleccionado. Todas aquellas contribuciones que queden por debajo del valor de potencia mínima se descartan para el cálculo del RMS, por ello, todas aquellas contribuciones del PDP que queden por debajo del valor de potencia umbral que hemos elegido se descartan. Por tanto, cuanto mayor sea el umbral escogido, mayor dispersión temporal de la potencia recibida obtenemos.

3.5.3 Ancho de Banda de Coherencia y Maximum Excess Delay

Para el cálculo del ancho de banda de coherencia primero obtendremos la correlación en frecuencia que se calcula como la transformada de Fourier del perfil del retardo (PDP), esto es, $R(f) = TF(PDP(\tau))$. A los datos obtenidos de la FFT hay que aplicarles la función *fftshift* para ordenarlos correctamente. Esta función se extiende desde $-B/2$ hasta $B/2$. Finalmente, el ancho de banda de coherencia se define como el ancho en el que la función $10\log_{10}|\overline{R(f)}|$ es mayor que -3 dB, donde $\overline{R(f)}$ es la respuesta normalizada en frecuencia.

Para el cálculo del MED, a partir del PDP, se buscaría el último retardo en el que la potencia queda por encima de un umbral que hemos fijado a 20 dB.



3.5.4 SNR y Factor k

Para el cálculo del Factor K y SNR hemos promediado en cada distancia de las antenas transmisoras/receptoras entre 180 posibilidades (6x6x5), ya que en la transmisión usamos un array 6x6 (6x6 URA) y en recepción tenemos 5 elementos.

En cuanto a la SNR, a la hora de calcular la Potencia Radiante Isotrópica Equivalente de Referencia (EIRP_{ref}) de (1) para asegurar que la SNR más baja (distancia máxima para la polarización VV) sea 0 dB en el peor caso [19]. Los algoritmos utilizados necesitan un SNR mínimo para funcionar correctamente. El nivel de ruido elegido es de -79,8 dBm [24], utilizado a las ambas frecuencias bajo estudio.

$$EIRP_{ref} = SNR_{min} + L_{max_distance_VV} - G_r + P_n \quad (1)$$

$$SNR = EIRP_{ref} - P_n + G_r - L \quad (2)$$

En la ecuación (1), SNR_{min} es la mínima SNR, $L_{max_distance_VV}$ es el parámetro que indica las pérdidas en la distancia máxima para la polarización VV, G_r es la ganancia de la antena receptora y P_n es la potencia del ruido.

El EIRP máximo que se obtiene con el estándar IEEE802.15.3c es de 40 dBm [25].

La PIRE de referencia (EIRP_{ref}) obtenida a 94 GHz es de 11,11 dBm siendo un valor válido ya que está por debajo del máximo establecido en el estándar. Sin embargo, la PIRE de referencia obtenida a 60 GHz es de -6,3759 dB.

3.5.5 Correlación

La correlación en recepción no va a ser mostrada ya que se utiliza siempre la misma configuración de la antena. Para estimar la correlación se realiza un promedio entre las 512 frecuencias. Aplicando el modelo Kronecker se obtienen los coeficientes de transmisión ($\rho_{p,q}$) entre las antenas transmisores p y q para una frecuencia f dada [26]. Finalmente, la correlación media entre los elementos de la antena transmisora se calcula como el promedio de $\rho_{p,q}$.

$$\rho_{p,q} = \frac{E[h^p(f) \cdot h^q(f)^*]}{\sqrt{|h^p(f)|^2 \cdot |h^q(f)|^2}}$$



donde $E[\cdot]$ indica el operador de expectación y $h^p(f)$ y $h^q(f)$ son las filas p y q de la matriz del canal H para cada frecuencia f , respectivamente.

3.5.6 Throughput

A la hora de calcular el throughput empezamos obteniendo la tasa de error de paquete (PER), la cual se obtiene a partir del SNR, y aplicando la fórmula $Th = Rb(1 - PER)$, donde Rb es la velocidad de bits de la capa física, podemos obtener el throughput buscado [19]. Aplicamos las simulaciones de Monte Carlo y las estadísticas se calculan a partir de una herramienta de software que simula el enlace, totalmente implementado en MATLAB, e introduciendo 1000 paquetes transmitidos. Esto conduce a un mínimo detectable donde $PER \leq 10^{-3}$, que es lo suficientemente bajo para comparar la eficiencia de estos algoritmos MIMO.



CAPÍTULO 4

RESULTADOS

Tras explicar los conceptos necesarios para entender este proyecto y comentar el procedimiento seguido para la obtención de medidas, así como los cálculos para poder obtener diversos parámetros y gráficas, en este capítulo se mostrarán los resultados obtenidos en el entorno interior para ondas milimétricas.

4.1 Análisis de datos a 94 GHz

4.1.1 Potencia relativa recibida

Una manera de poder predecir cómo se ha comportado el canal es analizando la potencia recibida que llega en el receptor.

Por tanto, los resultados obtenidos son mostrados en la Tabla 6.

	Potencia (dB)		STD (dB)
	VV	HH	
P1	-90,4	-89,8	0,3
P2	-90,4	-89,9	0,3
P3	-89,3	-87,9	0,3
P4	-87,9	-89,0	0,3
P5	-90,9	-92,9	0,3
P6	-89,5	-89,4	0,3
P7	-87,2	-89,4	0,3
P8	-88,9	-91,8	0,3
P9	-90,1	-92,0	0,3
P10	-86,1	-85,0	0,3
P11	-85,6	-82,5	0,3
P12	-83,5	-88,3	0,3
P13	-86,4	-88,1	0,3
P14	-87,3	-80,5	0,3
P15	-82,1	-86,6	0,3

Tabla 6: Potencia relativa recibida a 94 GHz y su desviación típica

Podemos observar que la potencia que se recibe varía entre los -82 dB hasta los -92 dB aproximadamente. Según la posición en la que nos situemos de las 15 posibles se recibirá más potencia con la polarización VV o más potencia con la polarización HH. Por



consiguiente, no podemos decir que una polarización sea mejor que la otra ya que depende de la posición en las que se realizaron las medidas.

Mediante la desviación típica podemos conocer la desviación que presentan los datos en su distribución respecto a la media aritmética de dicha distribución, con objeto de tener una visión de los mismos más acorde con la realidad al momento de describirlos e interpretarlos para la toma de decisiones. La desviación típica que hemos obtenido es relativamente pequeña, del orden de 0,3 dB aproximadamente.

4.1.2 Pérdidas y RMS

La Tabla 7 muestra las pérdidas debidas a la atenuación y otros efectos, así como el valor cuadrático medio (RMS) del ensanchamiento de retardo para un umbral de 20 dB.

Posición	Pérdidas VV (dB)	RMS VV (ns)	Pérdidas HH (dB)	RMS HH (ns)
1	90,4	4,8	89,8	3,3
2	90,4	5,7	89,9	5,0
3	89,3	5,9	87,9	4,9
4	87,9	4,3	89,0	6,9
5	90,9	6,9	92,9	7,6
6	89,5	4,9	89,4	3,6
7	87,2	3,6	89,4	5,7
8	88,9	7,0	91,8	9,2
9	90,1	4,8	92,0	9,9
10	86,1	3,9	85,0	2,7
11	85,6	3,6	82,5	2,7
12	83,5	0,8	88,3	4,3
13	86,4	3,8	88,1	2,0
14	87,3	7,5	80,5	0,9
15	82,1	4,3	86,6	4,1
MEDIA:	86,9	4,8	86,7	4,9

Tabla 7: Pérdidas y RMS a 94 GHz

Como podemos observar, las pérdidas obtenidas están entorno a los 80-90 dB, teniendo más pérdidas en la polarización VV para una posición respecto a la HH, pero siendo justo al contrario en otras posiciones. Por tanto, no podemos elegir una polarización que polarización es la mejor respecto a las pérdidas.

En cuanto al RMS vemos valores pequeños que, del mismo modo que antes, varían según la posición en la que se situase el transmisor y se realizasen las medidas.



Dado que el “RMS Delay Spread” es un parámetro que mide la dispersión temporal de la potencia recibida en el receptor interesa que dicho parámetro sea lo menor posible.

4.1.3 Ancho de Banda de Coherencia y Maximum Excess Delay

Tal y como indica el título de esta sección, en la Tabla 8 mostraremos para cada posición el ancho de banda de coherencia y el exceso de retardo máximo con un umbral de 20 dB.

Posición	Bc VV (GHz)	Bc HH (GHz)	Excess Delay VV (ns)	Excess Delay HH (ns)
1	0,3	0,6	39,3	38,3
2	0,6	0,1	42,3	41,6
3	1,3	0,5	37,6	37,3
4	1,3	0,3	30,0	37
5	0,5	0,03	40,6	41,6
6	0,5	2,4	38,3	33,6
7	1,2	0,3	34	42,6
8	0,6	0,02	49,3	45,3
9	0,9	0,02	32	44,0
10	1,3	3	31,6	27
11	3	3	23,3	24,0
12	3	0,07	12,6	31,3
13	3	1,3	37	27,3
14	0,9	3	48,3	16
15	3	0,8	23	29,3

Tabla 8: Ancho de banda de coherencia y exceso de retardo máximo a 94 GHz

Como podemos observar, el rango de frecuencias donde el canal se puede considerar plano es pequeño, llegando a conseguir 3 GHz como máximo de ancho de banda de coherencia.

Por otro lado, el exceso de retardo máximo varía bastante según la posición y polarización, yendo desde los 12 ns como mínimo hasta los 48 ns como máximo, aproximadamente. Como este parámetro indica el periodo temporal en el que la señal está por encima de un umbral de potencia nos interesa que este retardo sea lo menor posible ya que un pulso de potencia en el receptor más ancho nos limita la capacidad de transmisión por la posible existencia de Interferencia entre Símbolos (ISI) si no se guarda un tiempo de guarda.



4.1.4 Tabla resumen

Con la finalidad de aclarar ideas y conceptos, mostraremos una tabla resumen de los valores medios obtenidos para cada parámetro.

	Polarización HH	Polarización VV
Potencia relativa recibida (dB)	-86,7	-86,9
Pérdidas (dB)	86,7	86,9
RMS (ns)	4,9	4,8
Ancho de Banda de Coherencia (GHz)	1,0	1,4
MED (ns)	34,4	34,6

Tabla 9: Medias de los parámetros a 94 GHz

Podemos observar en la Tabla 9 que la polarización elegida en la antena transmisora y receptora no supone cambios significativos en media una con respecto a otra.

4.1.5 SNR

La relación señal/ruido o S/R se define como la proporción existente entre la potencia de la señal que se transmite y la potencia del ruido que la corrompe.

Teniendo en cuenta que la PIRE de referencia obtenida es 11,11 dBm hemos podido obtener la SNR mostrada en la Fig. 14.

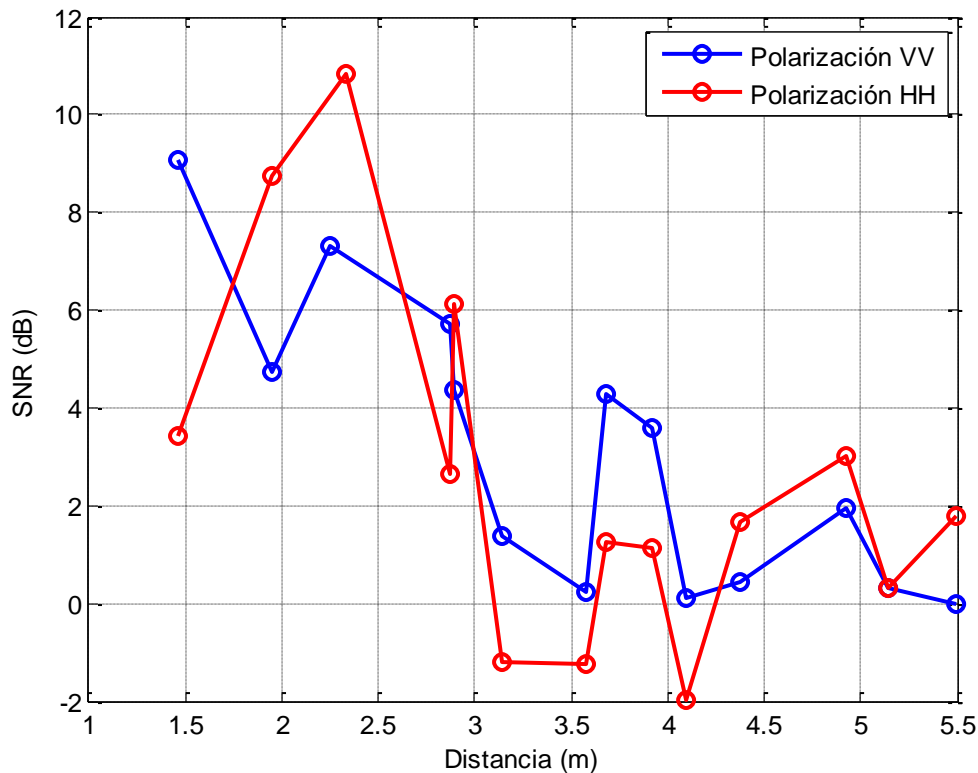


Figura 14: SNR a 94 GHz (dB)

En la gráfica se muestra como la SNR disminuye con la distancia debido a que la potencia disminuye proporcionalmente con la distancia. Se muestra una reflexión a 2,3 m que puede verse debida a que dicha posición tuviese una pared cerca en la que provocaba una reflexión contribuyendo a aumentar el nivel de potencia, y con ello, la SNR.

La capacidad del canal MIMO dependerá de la relación señal a ruido en el receptor por lo que una mejor SNR implicará mayor capacidad.

4.1.6 Factor K

Dado que el factor K de Rician es ampliamente utilizado en sistemas MIMO es importante su análisis ya que, si K es alto indica que el canal está más correlacionado y la capacidad disminuirá [19]. La fórmula que lo define es la siguiente:

$$K = \frac{C^2}{2\sigma^2}$$

Al cambiar el valor de K estamos variando tanto el valor de C como el valor de σ (si K es mayor entonces C es mayor y σ es menor) y esto supone un cambio en la función de densidad de probabilidad concentrando todos los valores cerca del valor medio (en este caso el valor de potencia del rayo dominante). Por tanto, el parámetro K mide cuánto mayor es la réplica del rayo directo respecto del resto de componentes, por tanto, las fluctuaciones de Rician serán pequeñas.

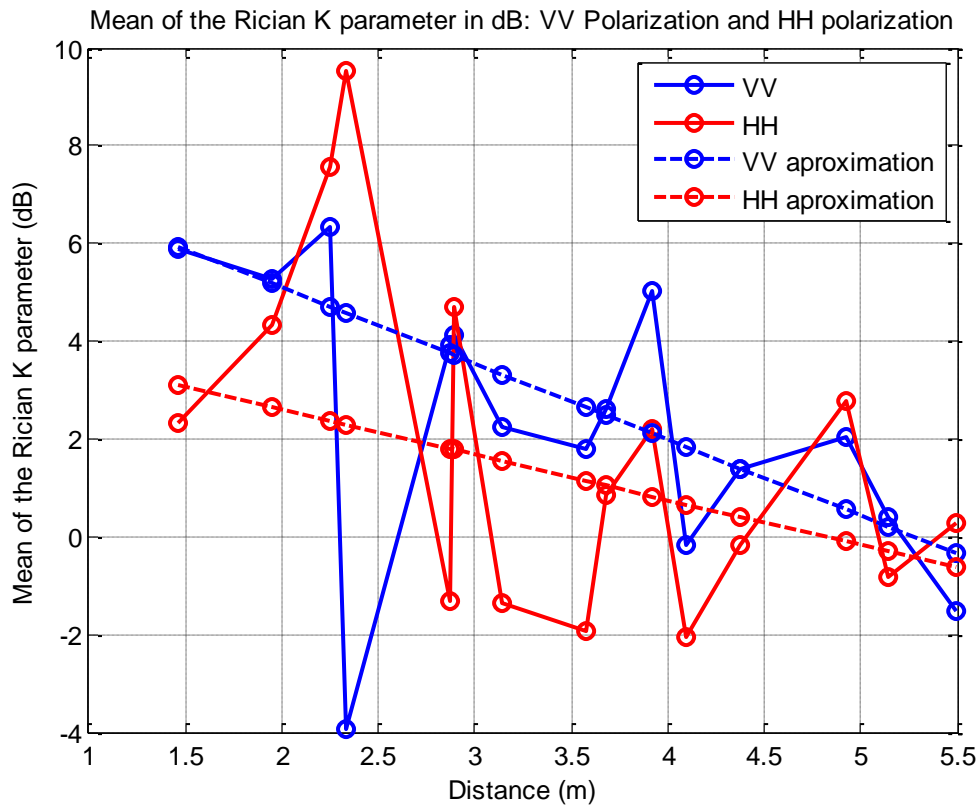


Figura 15: Media del factor K de Rician en dB: a) Polarización VV; b) Polarización HH

En la Fig. 15 observamos que, si ignoramos los picos situados a 9,5 dB y -4 dB que presenta la polarización HH y VV respectivamente, los valores medios de K son pequeños, desde -2,05 hasta 4,72 dB para la polarización HH y desde -1,74 hasta 6,26 dB para la polarización VV. Además, la media del parámetro K tiende a disminuir a medida que la separación entre el transmisor y el receptor es más pronunciada para la polarización VV. Para ilustrar este efecto, se han representado líneas sólidas con una aproximación del Error Cuadrático Medio (MSE) para ambas polarizaciones.

Los valores del parámetro K de la polarización VV son generalmente mayores que los obtenidos en la polarización HH. Esta diferencia puede explicarse al considerar que las contribuciones de las reflexiones de las paredes son más significativas que las reflejadas en el techo o el suelo [27].

4.1.7 Correlación

La correlación espacial es un factor que limita el rendimiento del canal MIMO, reduciendo la capacidad. Si el transmisor y el receptor se encuentran en un entorno rico en *scattering* o difusión, los elementos de la matriz H presentan baja correlación. En estas circunstancias, el canal MIMO proporciona alta eficiencia espectral. La presencia de correlación reduce la ganancia por diversidad, y por tanto, parte del potencial ofrecido por los sistemas MIMO [11].

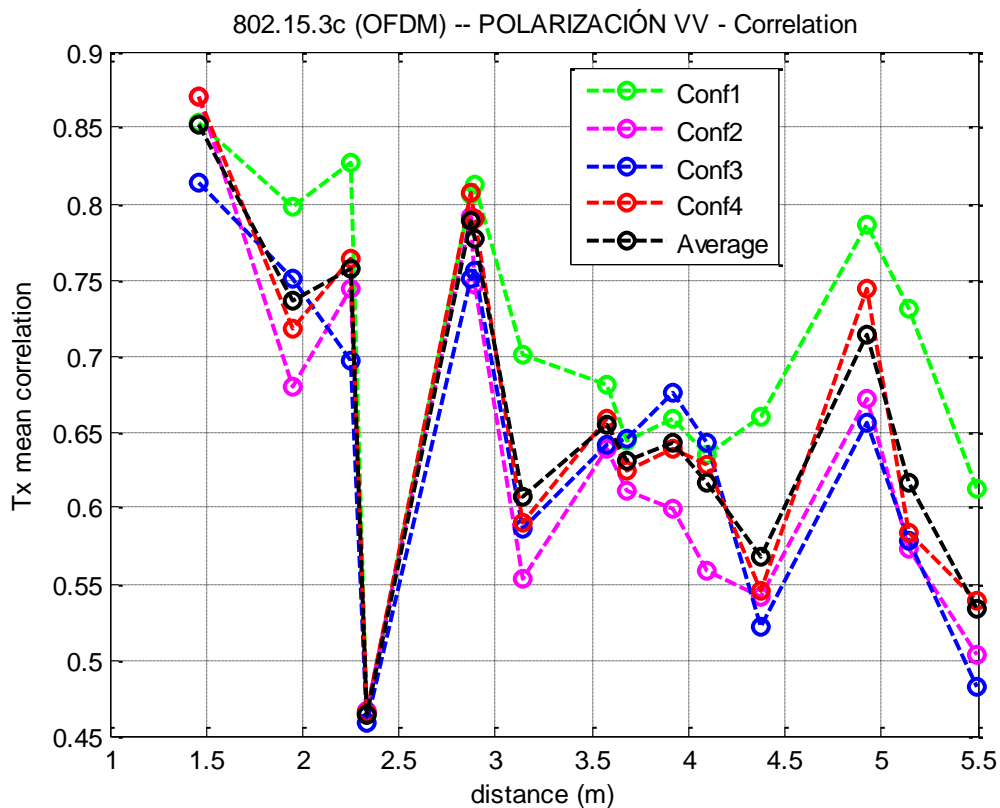


Figura 16: Correlación media de la polarización VV

En la Fig. 16 podemos observar la variación de la correlación media entre los elementos de la antena transmisora usando la polarización VV para cada configuración de la antena y la correlación dentro de las cuatro configuraciones [19]. Aunque todas las configuraciones tengan tendencias similares, la Conf1 es la que presenta una peor correlación. Esto es debido a que la Conf. 1 es perpendicular a la matriz del receptor (véase en la Tabla 3) por lo que todos los elementos están más correlacionados. Por otro lado, podemos observar que la correlación más baja la muestra la Conf. 2. A nivel general podemos concluir que el sistema está altamente correlacionado ya que la correlación media suele ser superior a 0,6 en casi todas las partes del enlace para todas las configuraciones.

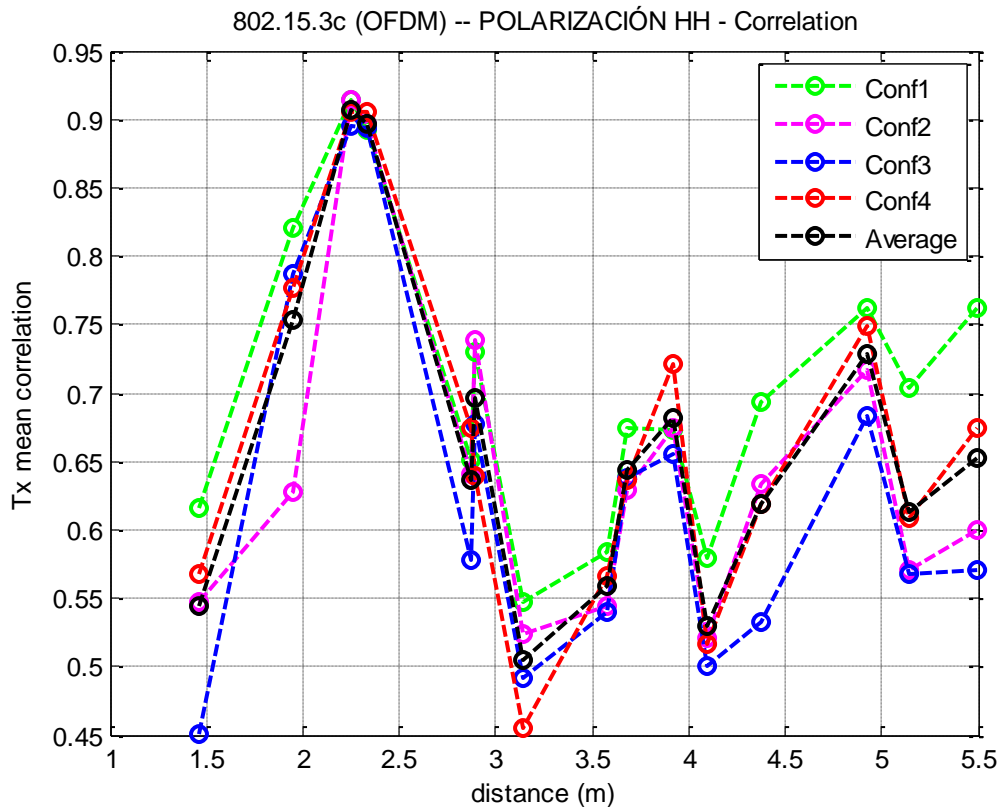


Figura 17: Correlación media de la polarización HH

En la Fig. 17 vemos la correlación media para los elementos de la antena transmisora en la polarización HH. Al igual que para la polarización VV, observamos una tendencia similar en las cuatro configuraciones, volviendo a ser la peor la Conf. 1, especialmente a partir de los 4 metros. La peor correlación la encontramos hasta los 2,33 m ya que se observa una correlación hasta 0,9.

Comparando la SNR (Fig. 14) y la correlación (Fig. 16 y Fig.17), la correlación tiene una tendencia proporcional a la SNR tanto la polarización VV como la polarización HH de las distancias entre transmisor y receptor [11].

Además, podemos comprobar que el Factor K (Fig. 15) y la correlación (Fig. 16 y Fig. 17) también tienen una tendencia proporcional tanto para la polarización VV como para la polarización HH.

Por último, la relación entre los parámetros del canal se puede explicar de la siguiente manera: si el factor K se incrementa la porción de la señal en línea de visión directa (LOS) aumenta y la probabilidad de encontrar un desvanecimiento se reducen. Por lo tanto, la trayectoria de LOS es más significativa y el desvanecimiento se reduce notablemente. Esto explica que, por lo general, la correlación aumenta cuando el factor K es mayor, y viceversa. Por la misma razón, si el factor K aumenta, la pérdida de trayectoria disminuye y, por lo tanto, aumenta la SNR.

4.1.8 Throughput

En este apartado representaremos el throughput para ver la calidad del enlace. Mediante el análisis del mismo podemos conocer la cantidad de bits por segundo que se puede transmitir, buscando maximizar el ancho de banda en cualquier transmisión.

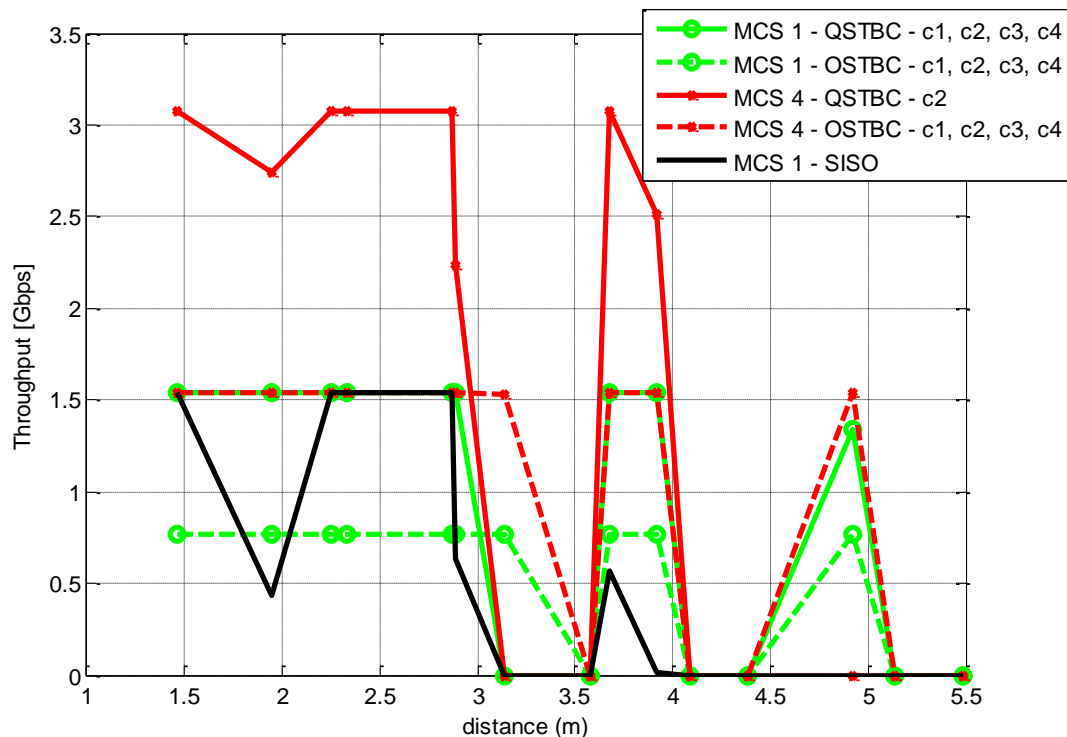


Figura 18: Throughput para SISO y MIMO (4,4) usando QSTBC o OSTBC y para MCS1 o MSC4 para la polarización VV

Para interpretar las curvas del throughput es importante saber que el PER depende de la SNR, del MCS y de las matrices de los canales.

Vemos en la Fig. 18 que se han representado simultáneamente las arquitecturas MCS1 y MCS4 (usando el algoritmo QSTBC y el OSTBC con las mejores configuraciones en cada caso) y a partir de estos dos casos se podrá evaluar cuál es el mejor y el peor. Para el caso SISO (una antena transmisora y una antena receptora) se muestra el rendimiento para MCS1 solamente ya que para MCS4 es cero para todas las distancias [19].

La configuración de las antenas elegida para el caso MCS4 cuando se usa QSTBC es la que presenta una menor correlación. Como ya hemos visto anteriormente, Conf. 2 es la que presenta la correlación más baja, siendo la idónea para MSC4 al ser una modulación de orden superior, las correlaciones altas tienen una gran influencia. Por



tanto, a menor correlación, mejor throughput al conseguir que el canal MIMO tenga una mayor eficiencia espectral.

Observamos que el throughput máximo obtenido está alrededor de los 3 Gb/s utilizando MCS4/QSTBC Conf. 2 a una distancia inferior a 2,7 m. Si nos vamos a esa misma distancia a la gráfica SNR podemos observar como se obtiene una SNR de 4,3 dB para la polarización VV. El throughput que encontramos para las distancias comprendidas entre 2,8 a 3,1 m es de 1,54 Gb/s con MCS4/OSTBC. Si nos volvemos a la gráfica de SNR vemos que en ese rango de distancias la SNR para la polarización VV es menor que los 4,3 dB obtenidos con anteriores. Por tanto, observamos que utilizando algoritmos OSTBC se logran las mayores distancias con menor SNR sin influir en la correlación [19].

Podemos observar a simple vista la relación que guarda la calidad del enlace con el SNR, comprobando que el throughput conforme avanza la distancia, en media va disminuyendo, al igual que disminuye el SNR con la distancia.

A modo de conclusión podemos decir que el caso SISO es el que presenta peor throughput pero utilizando MIMO obtenemos mejores resultados, como se puede observar. Además, si aplicamos distintas configuraciones en MIMO dependiendo de si es MCS1 o MCS4, obtenemos una mayor o peor calidad del enlace y una mayor o menos ganancia por diversidad. Por tanto, cuanto mayor es la ganancia por diversidad y multiplexación espacial, mayor SNR y, por tanto, menor PER, obteniendo un mayor throughput.

4.2 Análisis de datos a 60 GHz

De nuevo, volvemos a mostrar todos los parámetros obtenidos para la campaña de medidas a 60 GHz.

4.2.1 Potencia recibida

En la Tabla 10 se muestra la potencia recibida en cada posición de las 17 posibles en las que se situó el transmisor.



Posición	Potencia (dB)	STD (dB)
1	-72,9	0,5
2	-80,9	0,8
3	-70,7	0,7
4	-70,9	0,7
5	-69,9	0,6
6	-70,2	0,6
7	-70,4	0,6
8	-70,6	0,6
9	-71,2	0,6
10	-71,6	0,6
11	-72,0	0,6
12	-72,2	0,6
13	-71,4	0,7
14	-72,9	0,7
15	-73,3	0,7
16	-71,4	0,7
17	-71,5	0,7

Tabla 10: *Potencia recibida a 60 GHz y su desviación típica*

A 60 GHz podemos observar una potencia bastante similar en todas las posiciones que varía poco, entre los -70 a -73 dB. En la posición 2 vemos una potencia que se aleja de los valores típicos por lo que podemos deducir que la medida pudo ser un poco errónea al ser medidas experimentales.

La desviación típica que presentan en este caso los datos en su distribución con respecto a la media aritmética de dicha distribución varía entre los 0,57 a los 0,72 dB dependiendo de la posición.

4.2.2 Pérdidas y RMS

Volvemos a mostrar las pérdidas, así como el RMS que, al igual que para 94 GHz, se utiliza un umbral de 20 dB a fin de que después podemos realizar comparaciones a ambas frecuencias.



Posición	RMS (ns)	Pérdidas (dB)
1	1,9	72,9
2	67,3	80,9
3	3,0	70,8
4	3,1	70,9
5	1,8	69,9
6	2,1	70,2
7	2,1	70,5
8	3,7	70,6
9	2,5	71,3
10	2,5	71,6
11	2,6	72,0
12	2,6	72,3
13	3,3	71,4
14	2,8	72,9
15	2,9	73,3
16	4,6	71,4
17	3,9	71,5

Tabla 11: *Pérdidas y RMS a 60 GHz*

Como observamos tenemos un RMS que varía en unos pocos nanosegundos mientras que para la posición 2 aparecen 67,37 ns. Este hecho reafirma nuestras predicciones anteriores en las que considerábamos que en esta posición se obtuvo una medida errónea ahora se puede considerar. Por este motivo, en la representación gráfica no tendremos en cuenta las medidas de la posición 2.

En cuanto a las pérdidas obtenidas tienen los mismos valores que la potencia recibida pero con signos contrarios.

4.2.3 Ancho de Banda de Coherencia y Maximum Excess Delay

Del mismo modo que para 94 GHz calcularemos el ancho de banda de coherencia y el MED, cuyo umbral recordamos que es de 20 dB.



Posición	Bc (GHz)	Excess Delay (ns)
1	9	32
2	0	227,4
3	9	29,4
4	8,9	28,2
5	9	23,6
6	9	25,5
7	9	25,5
8	3,3	31,7
9	9	26,5
10	5,2	26,5
11	9	27,8
12	9	27,8
13	4,4	29,7
14	8,4	30,4
15	8,4	30,3
16	2,8	44,2
17	3,4	31,7

Tabla 12: Ancho de banda de coherencia y exceso de retardo máximo a 60 GHz

No teniendo en cuenta la posición 2 que hemos considerado medida errónea, el ancho de banda más típico es del de 9 GHz, aunque también obtenemos algunos anchos de banda menores.

El exceso de retardo máximo varía bastante según la posición, pudiendo ir desde los 23,6 ns a los 44,2 ns, siendo el valor 23.6 ns el mejor retarde en cuanto a capacidad de transmisión.

4.2.4 Tabla resumen

Con la finalidad de aclarar ideas y conceptos, mostraremos una tabla resumen de los valores medios obtenidos para cada parámetro:

	Resultados
Potencia relativa recibida (dB)	-71,4
Pérdidas (dB)	71,4
RMS (ns)	2,8
Ancho de Banda de Coherencia (GHz)	7,3
MED (ns)	29,4

Tabla 13: Medias de los parámetros a 60 GHz

Como el MED es alto la tendencia va a ser utilizar la técnica MIMO en lugar de SISO.

4.2.5 SNR

Para el cálculo de la SNR utilizamos la PIRE de referencia a 60 GHz cuyo valor es de -6,3759 dB.

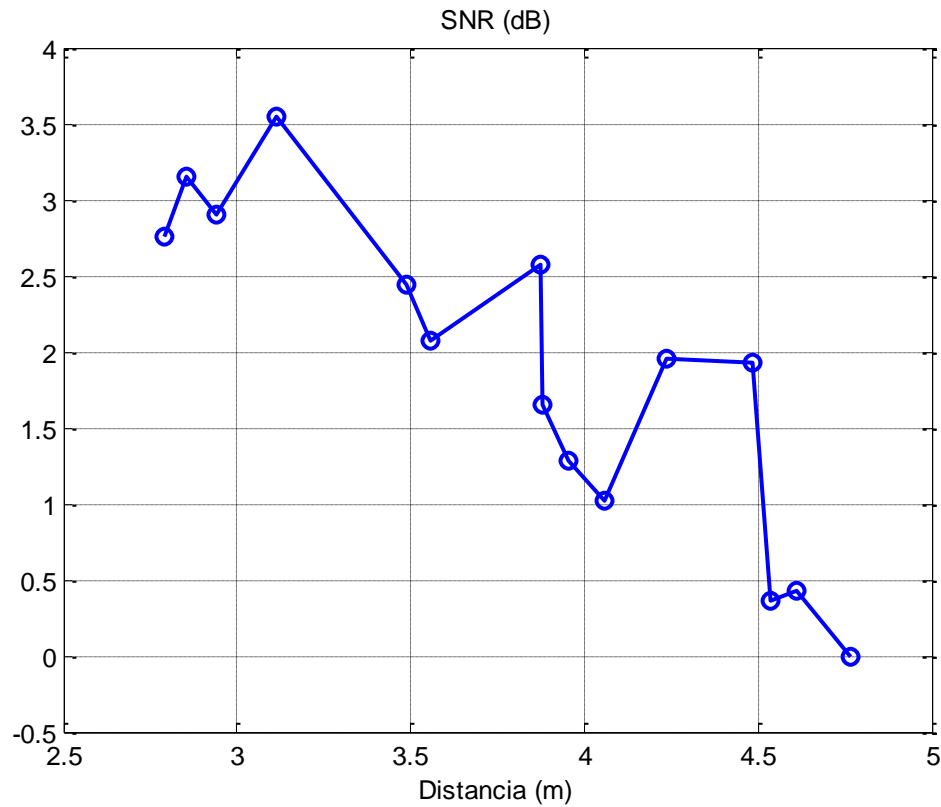


Figura 19: SNR a 60 GHz (dB)

Observamos que la SNR sigue un comportamiento correcto, disminuyendo conforme aumenta la distancia al disminuir la potencia con la distancia por la atenuación, y acabando en SNR = 0 dB como hemos establecido. Vemos una reflexión a 3,1 m que puede deberse a una reflexión en esa posición la cual provoca un aumento de potencia, y con ellos, un aumento de la SNR.

4.2.6 Factor K

De nuevo volvemos a representar el factor K de Rician para poder realizar su análisis.

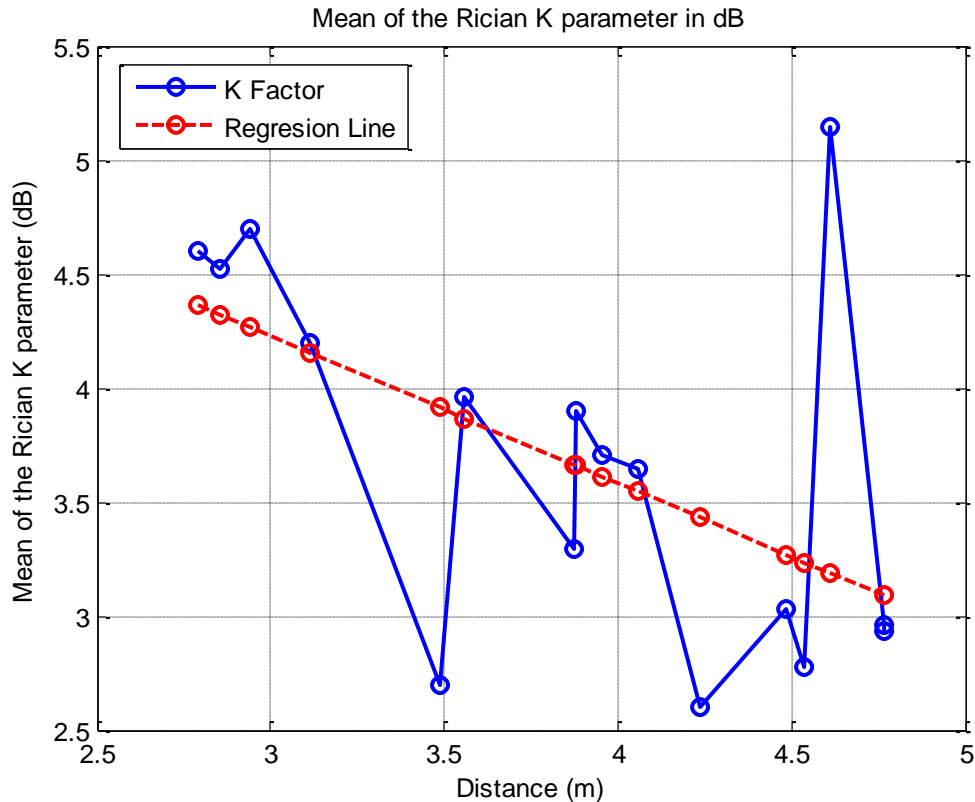


Figura 20: Media del factor K de Rician en dB

En este caso podemos observar que, si ignoramos los picos llamativos representados, los valores medios de K son pequeños pero no llegan a alcanzar valores negativos, variando desde 2,6 hasta 4.7 dB.

Mediante una aproximación del Error Cuadrático Medio (MSE) comprobamos que la media del parámetro K tiende a disminuir a medida que la separación entre el transmisor y el receptor es más significativa.

De nuevo podemos anotar que valores llamativos del parámetro K a la distancia de 3,48m y 4.6 m los cuales se deben a las contribuciones reflejadas.

4.2.7 Correlación

En Fig. 21 mostramos la correlación obtenida a 60 GHz para las cuatro configuraciones posibles.

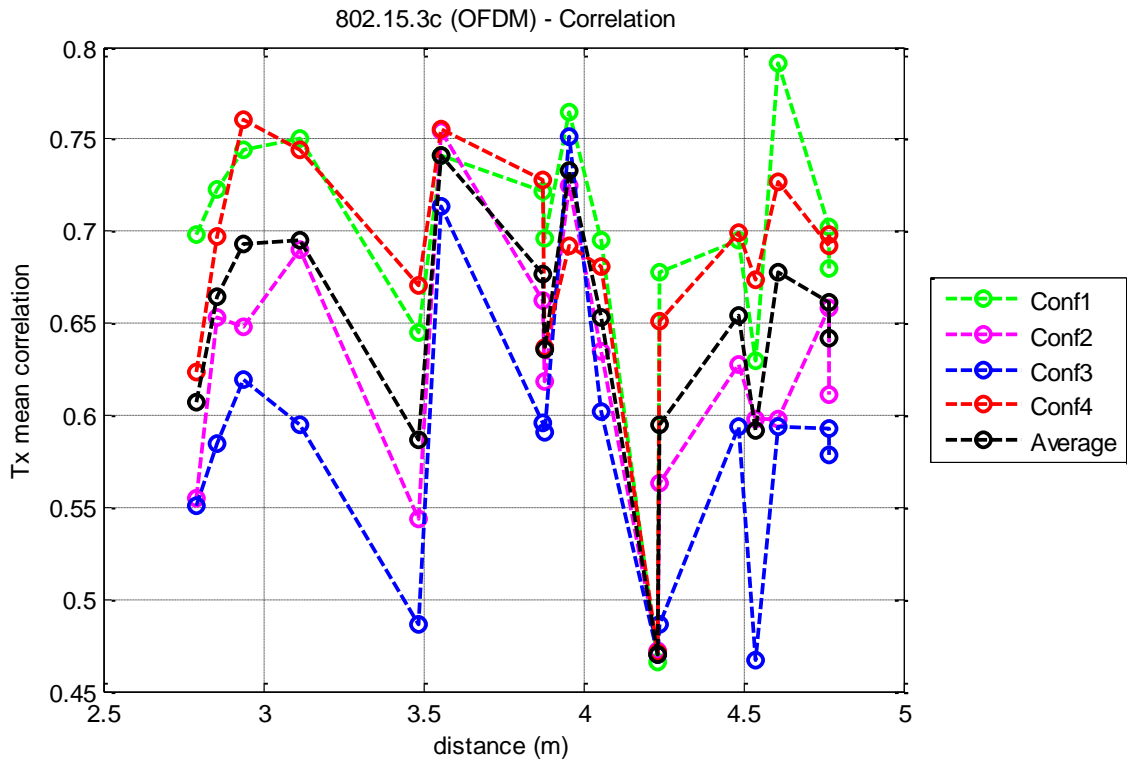


Figura 21: Correlación media a 60 GHz

Aunque todas las configuraciones tienen aproximadamente la misma forma no tienen los mismos valores. La Conf. 1 es la que presenta una mayor correlación y, por tanto, es la que presenta una peor correlación. Esto es debido a que la Conf. 1 es perpendicular a la matriz del receptor teniendo por ello los elementos más correlacionados. Por otra parte, vemos que la correlación más baja la presenta la Conf. 3 la cual maximiza la distancia.

Volvemos a comprobar que, al igual que en 94 GHz, comparando la SNR (Fig. 19) y la correlación (Fig. 21), la correlación tiene una tendencia proporcional a la SNR, del mismo modo que el Factor K (Fig. 20) y la correlación (Fig. 21) tienen una tendencia también proporcional.

4.2.8 Throughput

Volvemos a calcular la calidad del enlace considerando las distintos códigos y modulaciones expresadas en la Tabla 5. Recordamos que aplicando la fórmula $Th = Rb(1 - PER)$ obtenemos el throughput para 60 GHz.

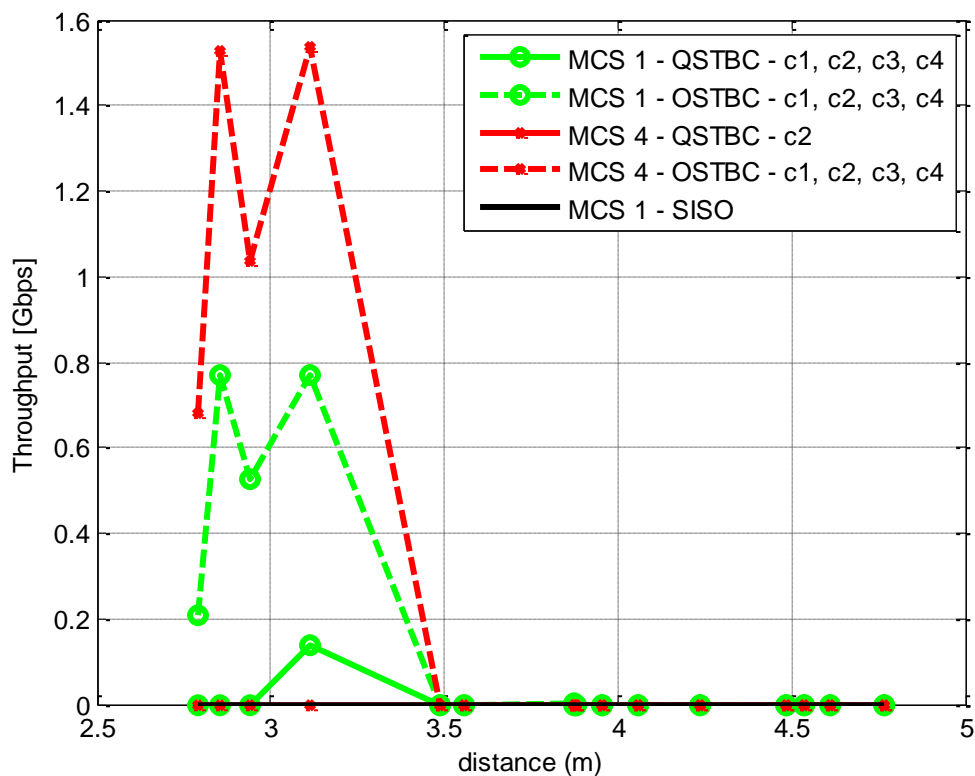


Figura 22: Throughput para SISO y MIMO (4,4) usando QSTBC o OSTBC y para MCS1 o MSC4

Podemos observar que en este caso SISO es igual a 0 para todas las distancias por lo que no es un buen caso para evaluar la calidad del enlace. Es cero ya que la PIRE de referencia para 60 GHz es muy baja no pudiendo evaluar para ese valor el throughput para caso SISO.

Vemos que la capacidad obtenida para MCS4/OSTBC es de 1,54 Gb/s a una distancia de 3,11 m, justo el doble que la el throughput obtenido para MCS1/OSTBC que es 0,77 Gb/s a la misma distancia. Vemos que los códigos que presentan un mayor throughput son los OSTBC (códigos ortogonales), alcanzando las mismas distancias que con el uso de códigos QSTBC pero con mayor capacidad.

Volvemos a observar como disminuye la calidad del enlace con la distancia, al igual que hace el SNR, del cual depende.

4.3 Comparaciones entre frecuencias (60 GHz VS 94 GHz)

En este apartado compararemos ambas frecuencias exhaustivamente para poder ver cuál presenta un mejor comportamiento en cada caso.

4.3.1 Potencia recibida

Vamos a representar conjuntamente la potencia recibida a ambas frecuencias para poder compararlas tanto visualmente como numéricamente mejor.

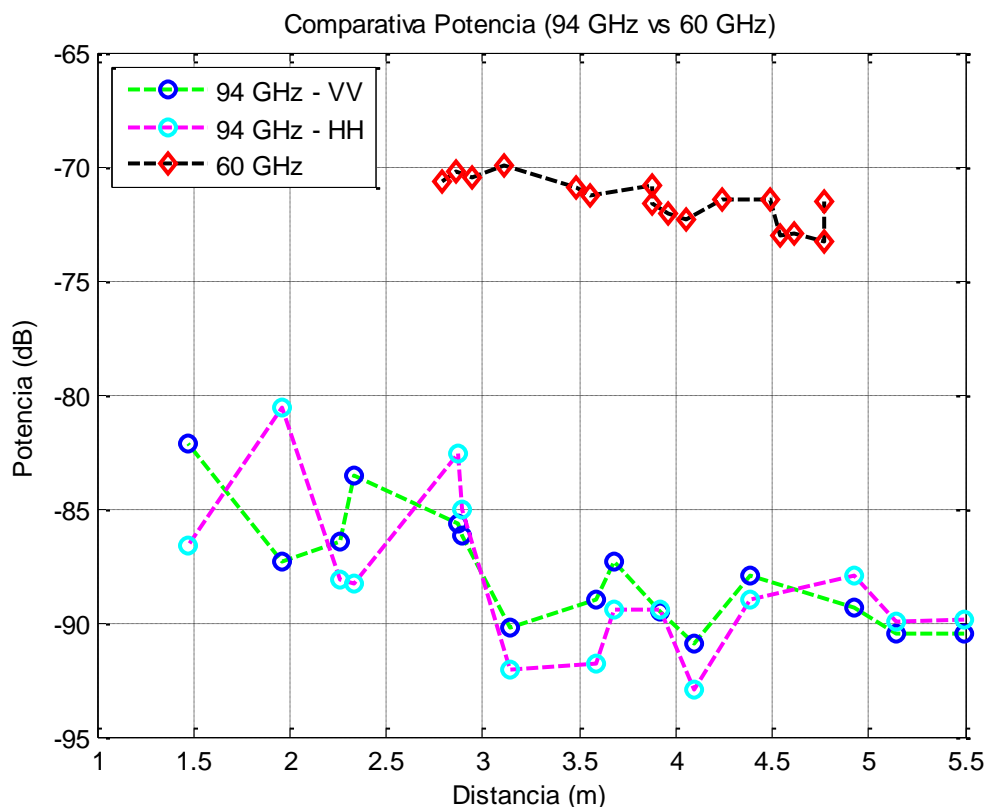


Figura 23: Comparación potencia recibida a 94 GHz y 60 GHz

La potencia recibida a 94 GHz varía entre los -82 dB hasta los -92 dB aproximadamente mientras que la potencia a 60 GHz es mayor, variando poco, entre los -70 a -73 dB. Lo lógico y lo que realmente sucede, como podemos observar en las medidas experimentales, es que a mayor frecuencia menor es la potencia ya que para una misma distancia las pérdidas de la señal son mayores. También influye en esa diferencia la ganancia de las antenas.

Además, cuanto más alta sea la frecuencia, mayor es la tasa de absorción de muros y suelos.

En la Fig. 24 se muestran las distintas potencias a 60 GHz:

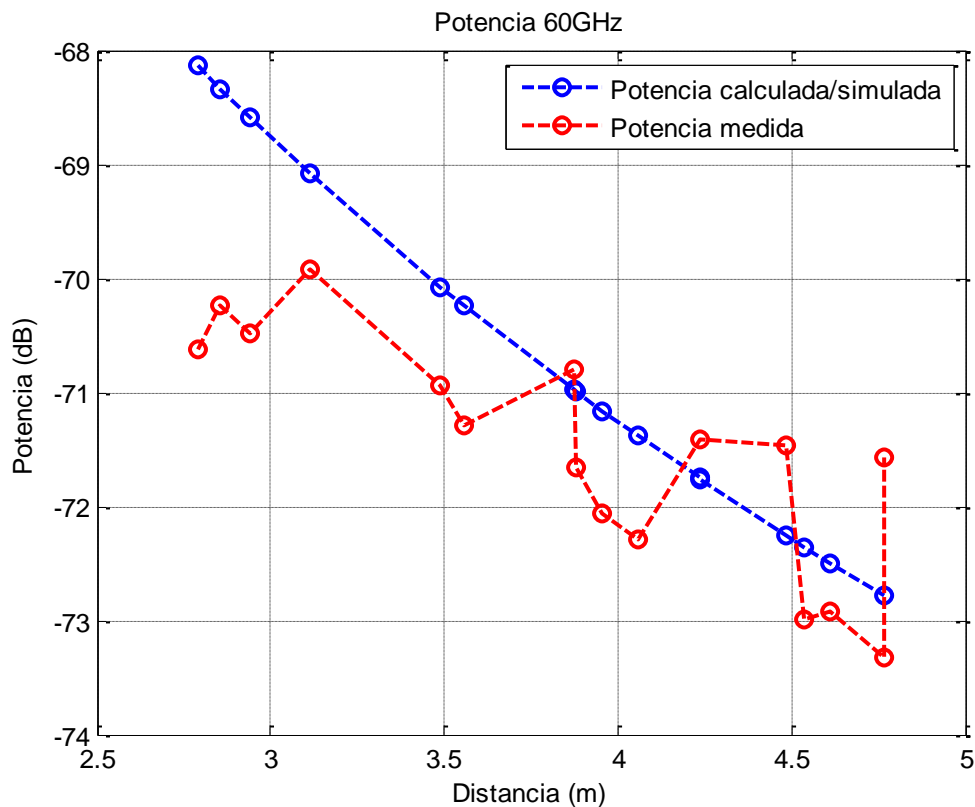


Figura 24: Potencia medida y potencia teórica

En esta figura podemos observar la potencia de 60GHz medida utilizando el analizador de redes del laboratorio (trazo rojo) y por otra parte podemos observar también la potencia calculada utilizando la fórmula:

$$P = -20 \log_{10} \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) + G_{tx} + G_{rx}$$

Siendo $G = G_{rx} = G_{tx} = 4,5$ dBi que utilizamos para tener en cuenta las ganancias de las antenas transmisora y receptora, y así obtener un resultado más exacto y fiel a la potencia medida.

La diferencia existente entre la potencia medida o experimental con respecto a la potencia teórica se debe a que la fórmula teórica no tiene en cuenta las reflexiones posibles y otros mecanismos de propagación.

Tras esto realizamos una comparación similar a la anterior, pero con las medidas a 94 GHz y considerando las ganancias correspondientes a las antenas de esta frecuencia.

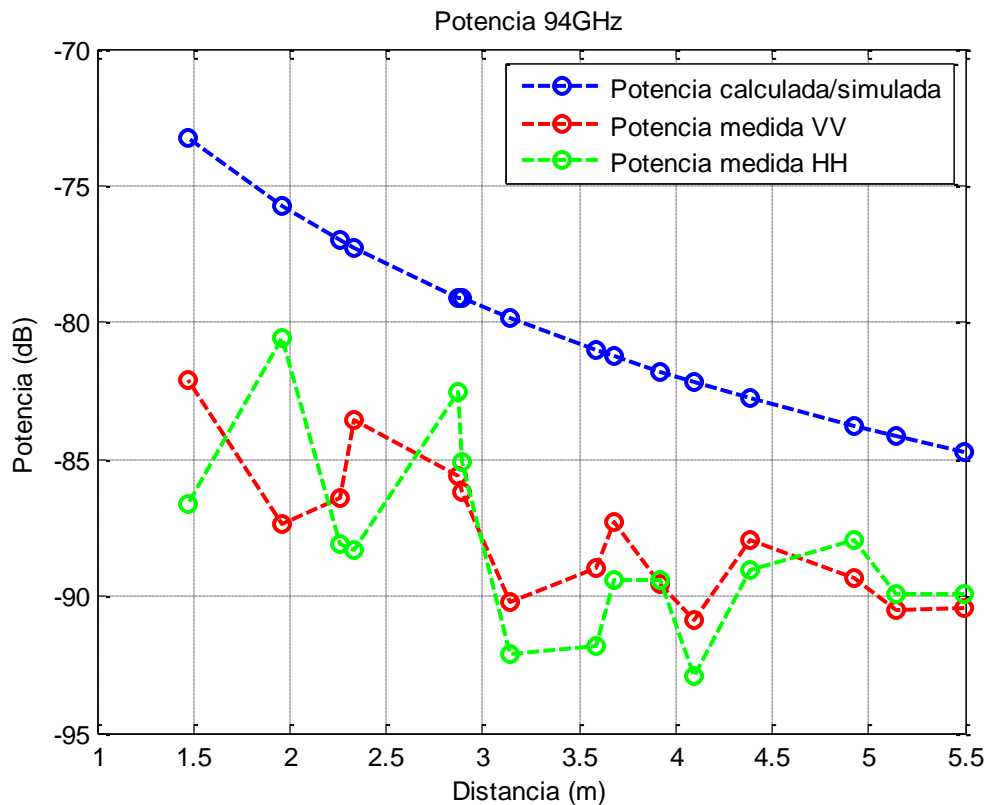


Figura 25: Potencia medida y potencia teórica

En este caso podemos ver que la potencia medida difiere un poquito más respecto al estudio teórica de la potencia (Friis). Volvemos a calcular la potencia, pero en este caso considerando que $G = G_{tx} = G_{rx} = 2$ dB.

La diferencia en este caso es debido a que la máxima ganancia de las antenas se da según el diagrama de radiación en $\theta = 30^\circ$ (pero nosotros apuntamos a 0° en las medidas).

A ambas frecuencias comprobamos que la potencia disminuye conforme aumenta la distancia, comportamiento lógico debido a que la señal puede ir sufriendo atenuación a medida que llega a distancias mayores.

Por otro lado, ahora presentamos una tabla resumen indicando las potencias tanto medidas experimentalmente como calculadas para 94 GHz ya que es el caso problemático debido a esa desorientación en el diagrama de radiación.



Posición	Medidas		Calculada	Error (Medida – Calculada)	
	VV	HH		VV	HH
15	-82,1	-86,6	-71,1	10,9	15,4
11	-85,6	-82,5	-73,7	11,9	8,8
12	-83,5	-88,3	-74,9	8,6	13,3
14	-87,3	-80,5	-75,2	12,0	5,3
13	-86,4	-88,1	-77,0	9,3	11,0
10	-86,1	-85,0	-77,1	9,0	7,9
8	-88,9	-91,8	-77,8	11,1	13,9
9	-90,1	-92,0	-78,9	11,2	13,1
7	-87,2	-89,4	-79,2	8,0	10,1
4	-87,9	-89,0	-79,7	8,2	9,2
5	-90,9	-92,9	-80,1	10,7	12,7
6	-89,5	-89,4	-80,7	8,8	8,6
3	-89,3	-87,9	-81,7	7,6	6,2
2	-90,4	-89,9	-82,1	8,3	7,7
1	-90,4	-89,8	-82,6	7,7	7,2
			MEDIA	9,59	10,08

Tabla 14: Potencias medidas y calculadas para 94 GHz

Por tanto, la diferencia de la potencia medida VV respecto a la calculada es 9,59 dB tal y como indica la medida de las diferencias, y para HH 10,08 dB.

Para finalizar, se muestra la diferencia entre las potencias simuladas/teóricas a distintas frecuencias que se obtienen a partir de la fórmula comentada anteriormente.

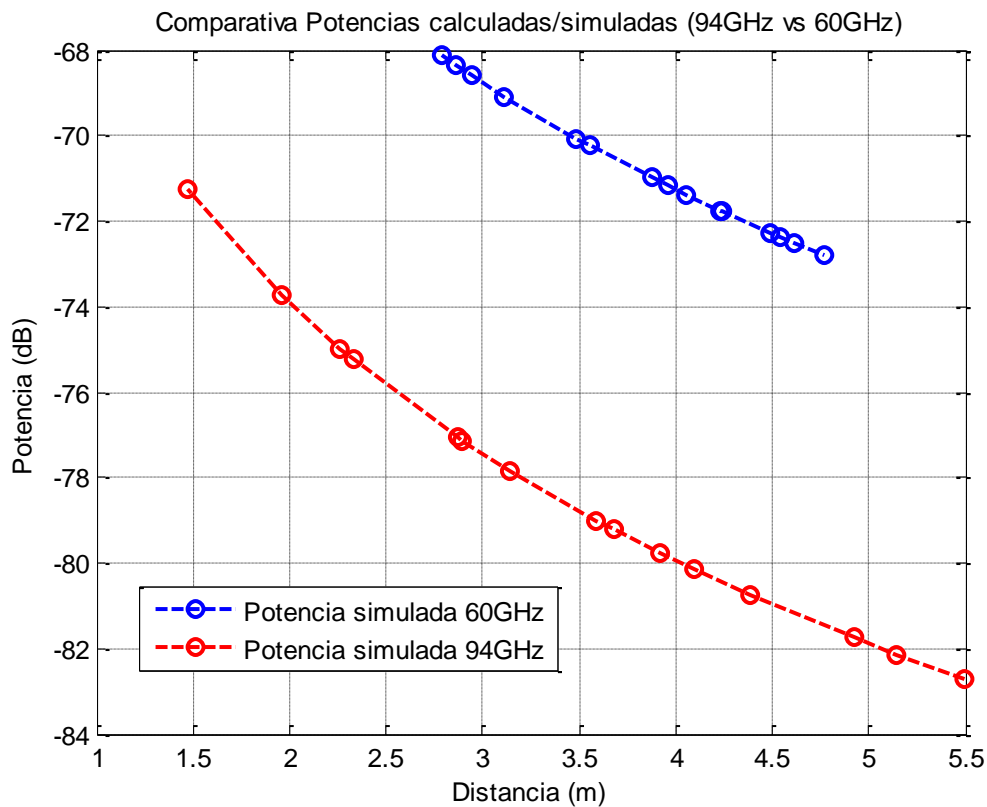


Figura 26: Potencias teóricas a 94 GHz y 60 GHz

Presentan el mismo comportamiento que las potencias recibidas calculadas a partir de los datos del laboratorio, disminuyendo la potencia al aumentar la distancia. Vemos para ambas simulaciones un trazo lineal, sin picos, debido a que a ser potencias calculadas mediante fórmulas no se tienen en cuenta las posibles reflexiones del laboratorio.

4.3.2 Pérdidas y RMS

Representamos conjuntamente los datos recogidos en las tablas de las pérdidas y RMS a ambas frecuencias visualizando las diferencias.

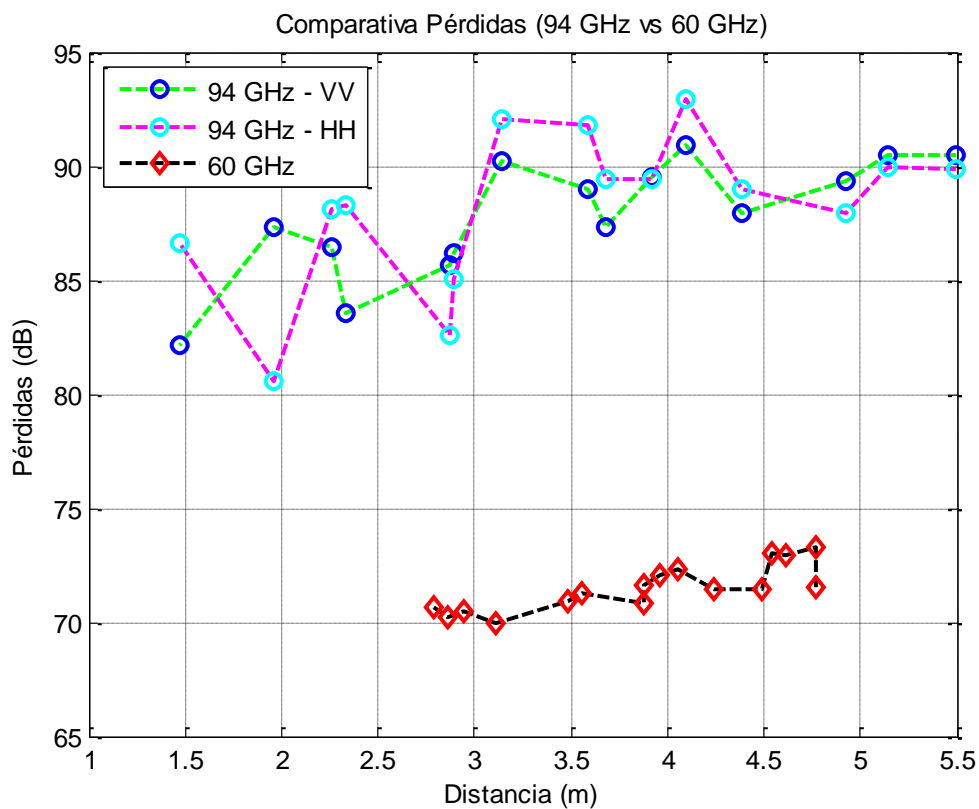


Figura 27: Pérdidas de las medidas experimentales a 94 GHz y 60 GHz

Obviamente como antes hemos obtenido una potencia menor a 94 GHz frente a 60 GHz, ahora íbamos a tener unas pérdidas mayores a 94 GHz que a 60 GHz. Esto es debido a que las pérdidas son mismas que la potencia recibida pero de signo contrario.

Como podemos observar, las pérdidas aumentan al aumentar la distancia debido a los distintos efectos que pueda sufrir la señal.



Seguidamente, para el cálculo de las pérdidas de la señal de manera teórica, en un caso ideal, en espacio libre (n=2) donde no hay reflexiones, utilizaremos la siguiente fórmula (Path Loss):

$$L = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)$$

Como apreciamos en la fórmula, las pérdidas en dB dependen de forma lineal con la distancia expresada en escala logarítmica.

Como hemos anotado con anterioridad, las pérdidas constituyen la atenuación que sufre la señal siendo directamente proporcionales entre la distancia entre transmisor y receptor y directamente con la frecuencia (inversamente proporcionales a la longitud de onda). Por lo que los resultados son lógicamente los mismos que la potencia pero con signo contrario.

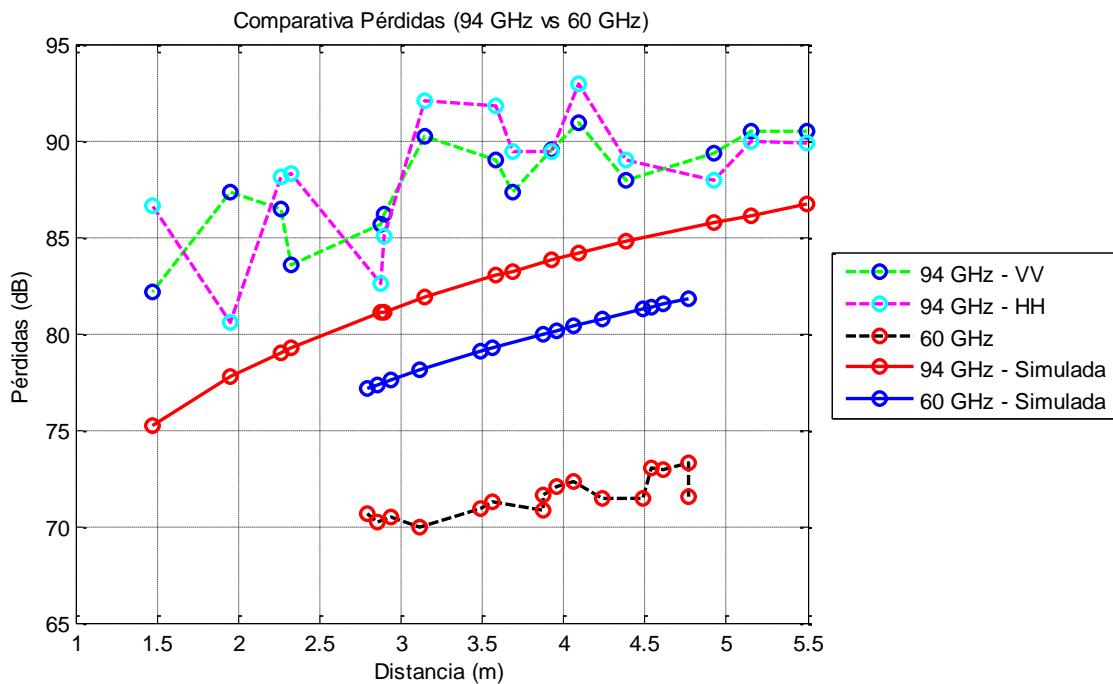


Figura 28: Pérdidas calculadas y teóricas a 94 GHz y 60 GHz con n=2

Intentando acercar el cálculo de las pérdidas teóricas un poco más a la realidad, modificamos el índice de variación de la potencia, n, para 60 GHz eligiendo un valor de n=1,51. La fórmula queda del siguiente modo:

$$L(dB) = 15,1 \log_{10} \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)$$



La gráfica obtenida tras esta corrección se muestra en la Fig. 29.

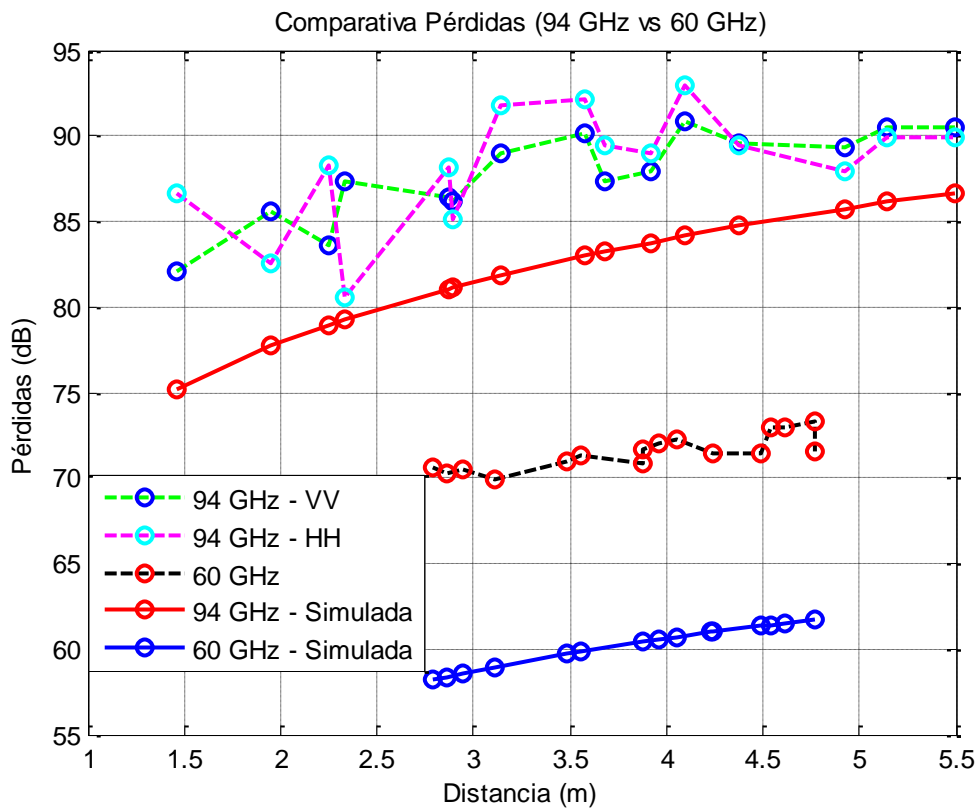


Figura 29: Pérdidas calculadas y teóricas a 94 GHz y 60 GHz con $n=1.51$

Como podemos deducir, a 94 GHz tenemos menores coberturas de señal porque la señal sufre mayores pérdidas, siendo la frecuencia de 60 GHz la escogida si se necesita mayor cobertura (aunque tampoco tiene una cobertura para exteriores ya que estamos hablando de alcances pequeños). Para poder mitigar las pérdidas que se sufre a 94 GHz se aumenta la PIRE.

Ahora nos encargamos de representar conjuntamente el RMS a 94 GHz y 60 GHz.

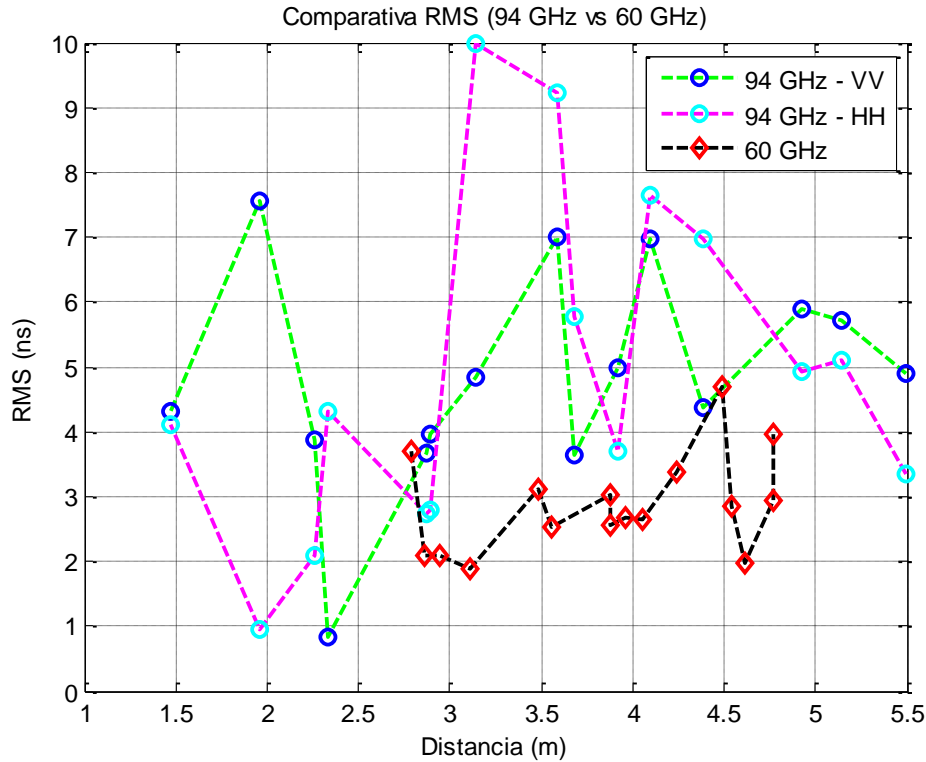


Figura 30: RMS para 94 GHz y 60 GHz

Como podemos observar en la Fig. 30, un mayor RMS para la frecuencia de 94 GHz las réplicas multicamino que aparecen en la transmisión a esta frecuencia tendrán más potencia que las réplicas multicamino que surgen en 60 GHz. Por tanto, como interesa que la potencia de las réplicas multicamino sean lo más pequeñas posible para que haya menos dispersión y así se detecte con mayor facilidad la réplica dominante, el peor caso en cuanto a RMS lo tenemos para 94 GHz.

Además, a mayor dispersión, peor se recibe la señal, pudiendo afectar considerablemente a la misma si llega demasiado deformada. Por tanto, nos interesa una dispersión mínima.

4.3.3 Ancho de Banda de Coherencia y Maximum Excess Delay

Del mismo modo que hemos ido haciendo con anterioridad, volvemos a representar conjuntamente dichos parámetros a las dos frecuencias bajo estudio.

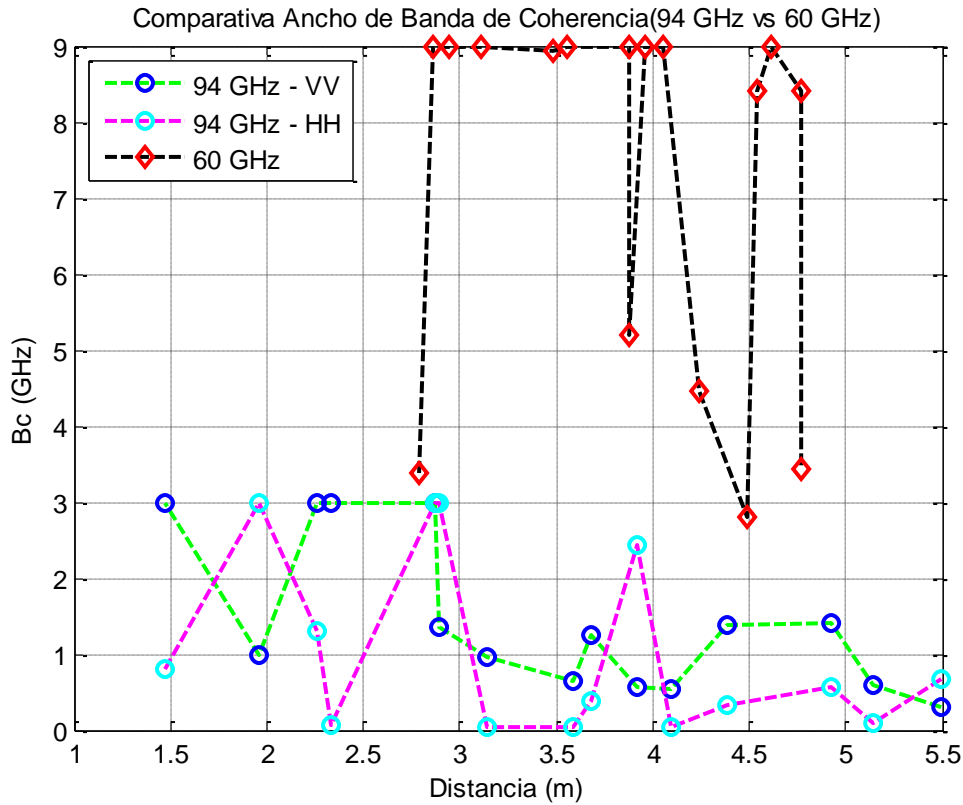


Figura 31: Ancho de banda de coherencia a 94 GHz y 60 GHz

Recordamos que el ancho de banda de coherencia es el rango de frecuencias donde el canal se considera plano, es decir, el ancho de banda donde el canal tiene una ganancia aproximadamente constante y una fase lineal. Como el ancho de banda de coherencia es mayor a 60 GHz tenemos un rango de frecuencias donde el canal se considera plano mayor que en 94 GHz, es decir, a 60 GHz tendremos un rango de frecuencias donde la señal va a sufrir menos dispersión temporal que a 94 GHz.

Un canal plano significa que la señal varía lentamente con el tiempo. Por tanto, cuanto mayor ancho de banda de coherencia exista, más plano es el canal y cuanto más plano es el canal, menos dispersión temporal sufrirá la señal, que es lo mejor para la transmisión.

Además, comprobamos que las conclusiones obtenidas para el ancho de coherencia son la inversa que las obtenidas para el RMS Delay Spread: para 94 GHz tenemos menor ancho de banda de coherencia y mayor RMS, justo al contrario que los resultados obtenidos a 60 GHz.

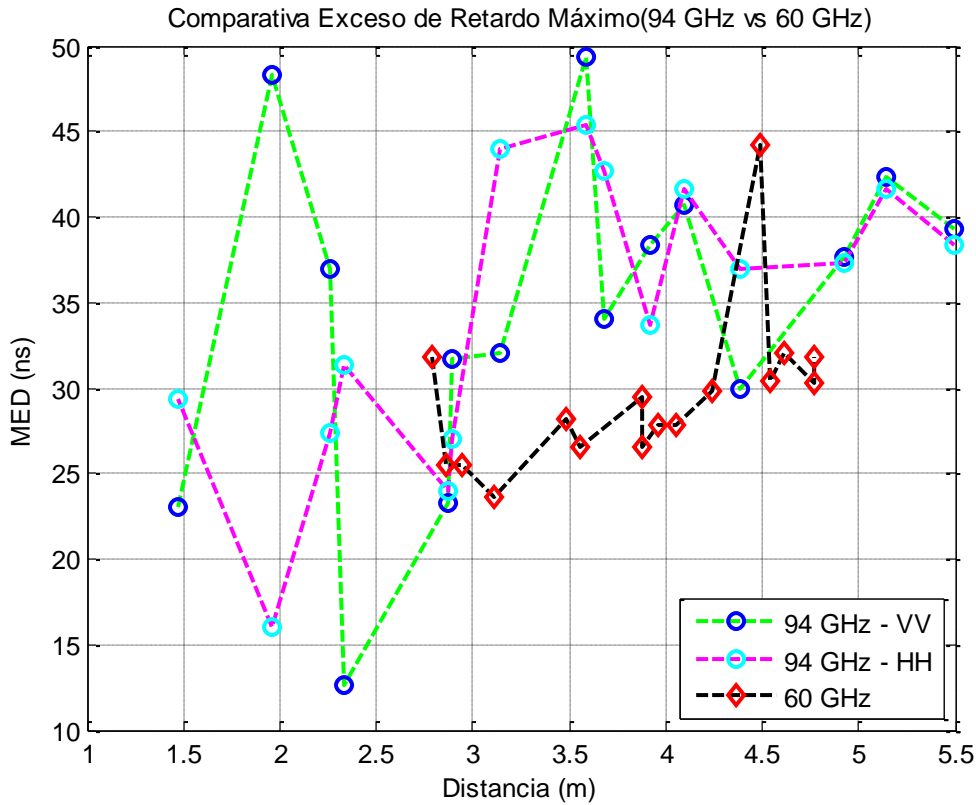


Figura 32: Exceso de retardo máximo (MED) a 94 GHz y 60 GHz

Comprobamos perfectamente cómo los valores MED a 60 GHz se sitúan por debajo de los de 94 GHz lo que se traduce en la posibilidad de utilizar un menor tiempo de guarda para transmitir símbolos sin ISI.

En el caso de SISO interesa un MED bajo para poder enviar antes el siguiente pulso sin provocar ISI. En cambio, para MIMO interesa un exceso de retardo máximo alto que ayudará a multiplexar / mezclar las señales en el receptor.

4.3.4 SNR

En cuanto a la SNR, las primeras diferencias ya las encontramos a calcular la PIRE de referencia de la forma explicada en anteriores apartados. Para 94 GHz obtenemos una $PIRE_{ref} = 11,11$ dB mientras que a 60 GHz es mucho menor, obteniendo para esta última frecuencia una $PIRE_{ref} = - 6,37$ dB.

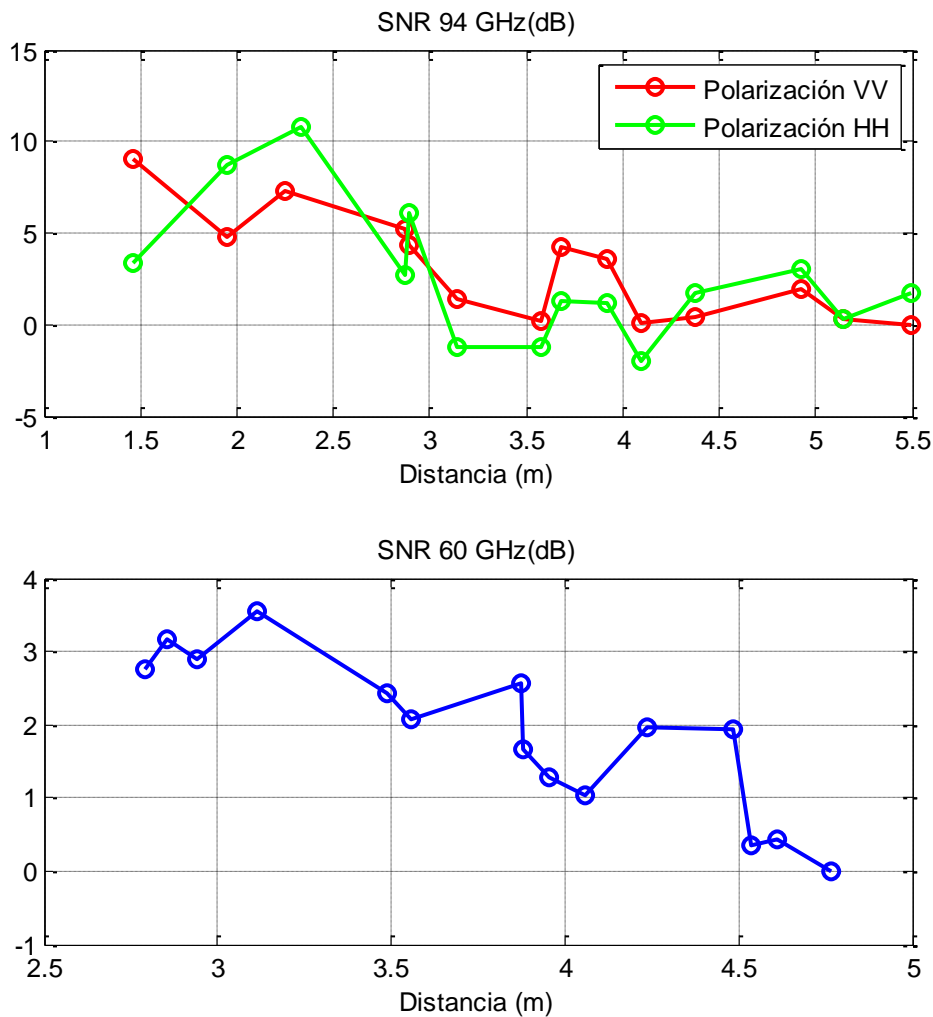


Figura 33: Comparación SNR a 94 GHz y a 60 GHz

Observando la Fig. 33 comprobamos que, para 94 GHz, a bajas distancias, obtenemos mayor SNR que a 60 GHz. Sin embargo, a 60 GHz obtenemos mayor SNR a distancias más grandes. Es posible que la directividad de las antenas para 94 GHz sea mayor que a 60 GHz lo que para visión directa entre un transmisor y un receptor supone una mayor potencia recibida en el receptor.

Tal y como hemos comentado, la SNR en 60 GHz muestra unos valores más pequeños que la SNR de 94 GHz. Tanto la SNR como el throughput de 94 GHz deberían de ser más pequeños que los obtenidos a 60 GHz pero obtenemos unos resultados contrarios: aparecen valores más grandes a 94 GHz porque el mecanismo para calcular la $PIRE_{ref}$ considerando la $SNR = 0$ dB en la distancia más lejana puede considerarse un poco “engañoso”. Esto es así ya que la $PIRE$ de referencia depende sobretodo de la diferencia que haya entre la última distancia y la primera distancia. Como la diferencia de esta $PIRE$ de referencia entre la última distancia y la primera distancia es mucho más grande en 94 GHz que en 60 GHz, entonces, por esa razón, la $PIRE_{ref}$ en 60 GHz sale negativa incluso.



Por estos motivos concluimos que este mecanismo de cálculo la $PIRE_{ref}$ no es válido para comparar 60 y 94 GHz.

Realmente la frecuencia de 60 GHz es mejor que la de 94 GHz en todos los parámetros, pero si calculamos la $PIRE_{ref}$ considerando $SNR = 0$ dB para la distancia más alejada estamos favoreciendo más a la frecuencia de 94 GHz que a la de 60 GHz.

4.3.5 Factor K

Tras esto, mostramos las gráficas del Factor K a las frecuencias bajo estudio:

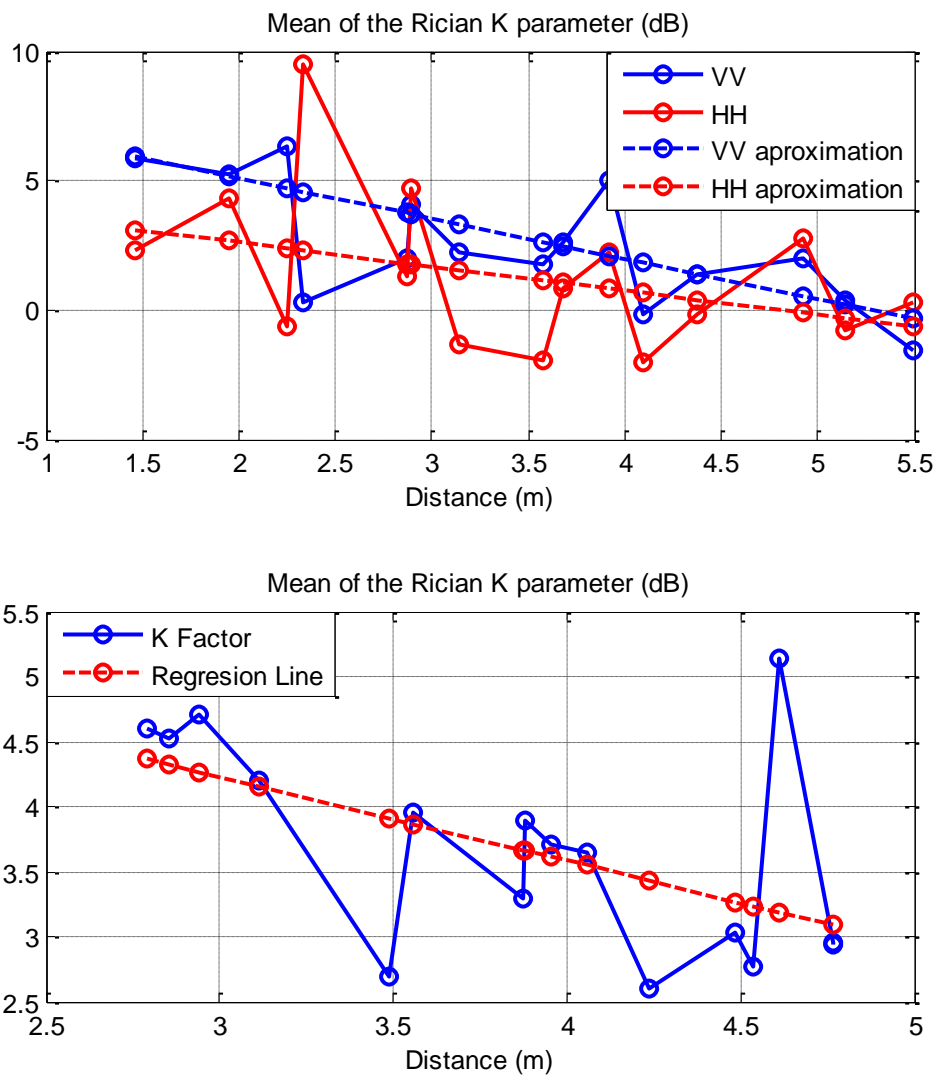


Figura 34: Comparación Factor K a 94 GHz y a 60 GHz



Si nos fijándonos en la recta de aproximación a ambas frecuencias de la Fig. 34 vemos que la recta que aproxima el factor K en 60 GHz es mayor que la recta de aproximación en la polarización HH a 94 GHz pero menor que la recta obtenida en la polarización VV. Por tanto, podemos decir que el Factor K a 60 GHz presenta un comportamiento intermedio con respecto al Factor K a 94 GHz por lo que al no tener un Factor K tan alto el canal no estará muy correlacionado no disminuyendo tanto la capacidad.

4.3.6 Correlación

En esta sección mostramos las gráficas de la correlación obtenida a 94 GHz y 60 GHz.

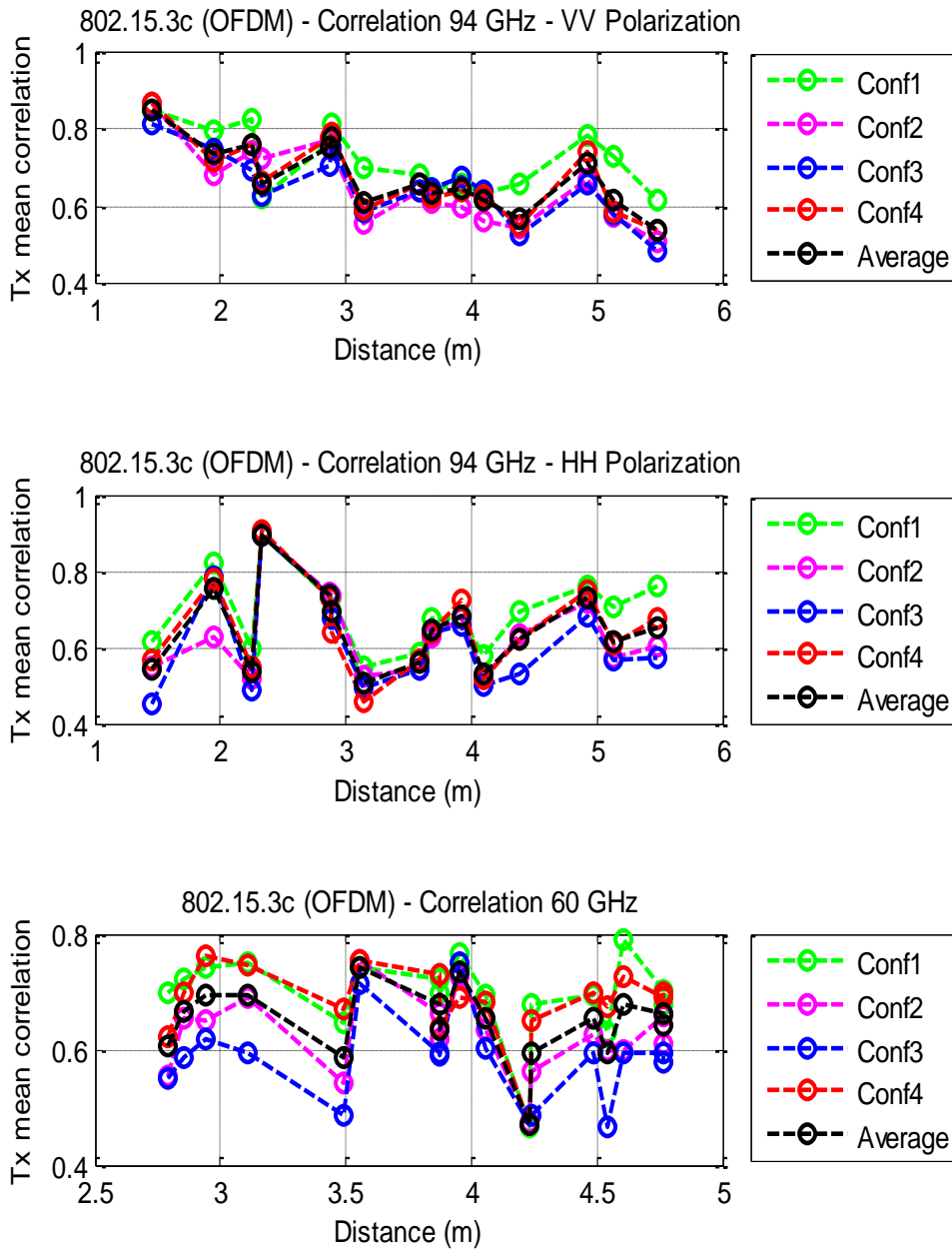


Figura 35: Comparación Correlación a 94 GHz y a 60 GHz

Comparando las correlaciones a distintas frecuencias concluimos que, aunque todas las configuraciones tengan tendencias similares, la Conf. 1 es la que presenta una peor correlación, es decir, la más alta. La correlación a 94 GHz nos indica que el sistema está altamente correlacionado ya que la correlación media suele ser superior a 0,6 en casi todas las partes del enlace para todas las configuraciones. Por otra parte, pese a que el sistema a 60 GHz también esté bastante correlacionado podemos ver una correlación bastante baja (no superior a los 0,6 en la mayor parte del enlace) con la configuración



Conf. 3 la cual maximiza la distancia y por tanto, es esa configuración con la que nos quedamos. Buscaremos, por ello, en qué distancia se produce la menor correlación,

Mejor Configuración	Frecuencia - Polarización	Distancia (m)	Correlación
Conf. 3	94GHz - VV	5,49	0,4818
Conf. 3	94GHz - HH	1,46	0,4505
Conf. 3	60GHz - VV	4,539	0,4671

Tabla 15: Valores mínimos de correlación

4.3.7 Throughput

Ya que el caudal o la capacidad de transmisión depende de la SNR y de la distancia principalmente, tenemos que tener en cuenta lo explicado en ese apartado, ya que trabajamos con una SNR relativa la cual indica la diferencia en dB entre la SNR absoluta para cada distancia y la SNR absoluta para la distancia más lejana. Por ese motivo, para comparar la calidad del enlace debemos utilizar la misma PIRE de referencia a ambas frecuencias. Por ellos hemos calculado de nuevo el throughput de 60 GHz pero usando la $PIRE_{ref} = 11,11$ dB (la calculada para 94 GHz).

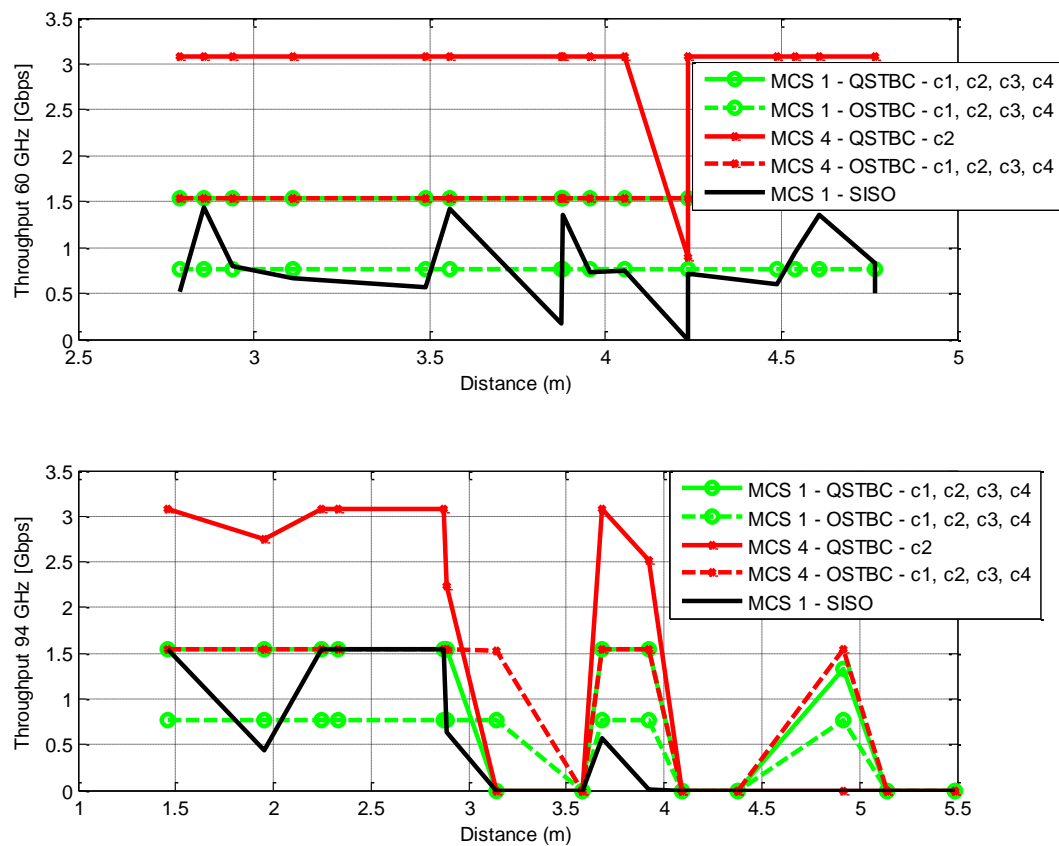


Figura 36: Comparación Throughput a 94 GHz y a 60 GHz

Si comparamos la gráfica a 60 GHz con la que nos muestra el Throughput a 94 GHz observamos que a 60 GHz, usando una $PIRE_{ref}$ tan alta la SNR aumenta mucho y por tanto, obtenemos un throughput máximo a todas las distancias ya que el PER es 0.

MCS/Arquitectura MIMO	Mejor Configuración	Frecuencia - Polarización	Throughput (Gbps)
MCS 4 - QSTBC	Conf. 2	94GHz - VV	3,077
MCS 1 - QSTBC	Conf. 1,2,3 y 4	94GHz - VV	1,538
MCS 4 - OSTBC	Conf. 1,2,3 y 4	94GHz - VV	1,538
MCS 1 - OSTBC	Conf. 1,2,3 y 4	94GHz - VV	0,769
MCS 1 - SISO	-	94GHz - VV	1,538
MCS 4 - QSTBC	Conf. 2	60 GHz - VV	3,077
MCS 1 - QSTBC	Conf. 1,2,3 y 4	60 GHz - VV	1,538
MCS 4 - OSTBC	Conf. 1,2,3 y 4	60 GHz - VV	1,538
MCS 1 - OSTBC	Conf. 1,2,3 y 4	60 GHz - VV	0,769
MCS 1 - SISO	-	60 GHz - VV	1,445

Tabla 16: Valores máximos de Throughput



CAPÍTULO 5

CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

Los objetivos de este proyecto se han basado en el estudio de dos bandas de frecuencia altas, situándolas por ello, en la quinta generación.

Se comenzó con la realización de una campaña de medidas a 60 GHz y a 94 GHz en los laboratorios pertenecientes a la UPCT. Para ello se usó un array 6x6 como transmisor, el cual se situaba en 15 distintas posiciones para el caso de 94 GHz, o en 17 posiciones en el caso de 60 GHz, y el receptor, compuesto por cinco elementos, se mantenía en posición fija. Mientras que para las mediciones a 94 GHz transmisor y receptor podían tomar dos tipos de polarizaciones, dando lugar a las polarizaciones HH y VV, para las mediciones a 60 GHz tanto el receptor como el transmisor se mantenían en posición vertical.

Con esas medidas obtenidas se intentó evaluar el comportamiento de cada canal a cada frecuencia. Para ello se usó el programa Matlab a fin de poder obtener diversos parámetros de caracterización de la señal.

En cuanto al código se tuvo que tener en cuenta que las medidas obtenidas a 94 GHz tenían un rango frecuencial de 92,5-95,5 GHz, utilizando 1024 puntos de frecuencias, mientras que para las mediciones a 60 GHz el rango usado es de 57-66 GHz, con 2048 puntos de frecuencia. Tras considerar las distancias que se paraban al transmisor y al receptor ya se pudo obtener los parámetros buscados para definir qué banda es más idónea a la hora de establecer una comunicación en interiores. Por ello, presentamos en la Tabla 13 una tabla resumen.

	60 GHz	94 GHz
Potencia recibida	Mayor	Menor
Pérdidas	Menor	Mayor
RMS	Menor	Mayor
Ancho de Banda de Coherencia	Mayor	Menor
Exceso de Retardo Máximo	Menor	Mayor

Tabla 17: Comparación de parámetros a 60 GHz y a 94 GHz

La potencia recibida a 60 GHz era mayor que a 94 GHz, lo cual es lógico ya que cuanto más alta sea la frecuencia, mayor es la tasa de absorción de muros y suelos, y por ello, teniendo más pérdidas a frecuencias más altas.

En cuanto al RMS, como interesa que la potencia de las réplicas multicamino sean lo más pequeñas posible para que haya menor dispersión y así se detecte con mayor facilidad la réplica dominante, el peor caso en cuanto a RMS lo tenemos para 94 GHz.



Al existir un ancho de banda de coherencia mayor en 60 GHz, el rango de frecuencias donde el canal se considera plano será mayor que el de 94 GHz. Por consiguiente, cuanto mayor ancho de banda de coherencia exista, más plano es el canal y cuanto más plano es el canal, menos dispersión temporal sufrirá la señal, que es lo idóneo para una transmisión.

Comprobamos perfectamente cómo los valores MED a 60 GHz se sitúan por debajo de los de 94 GHz lo que se traduce en la posibilidad de utilizar un menor tiempo de guarda para transmitir símbolos sin ISI.

Por otro lado, se ha realizado el análisis del SNR, Factor K, Correlación y Throughput.

El Factor K a 60 GHz presenta un comportamiento intermedio con respecto al Factor K a 94 GHz. Por tanto, al no tener un Factor K tan alto el canal no estará muy correlacionado no disminuyendo tanto la capacidad.

En cuanto a la correlación, en ambas frecuencias concluimos que la mejor era utilizando la configuración 3, la cual nos permitía maximizar la distancia.

Al comparar las distintas SNR nos resultaba una SNR mayor a 94 GHz que a 60 GHz. Sin embargo, esos no eran los resultados esperados ya que tanto la SNR como el throughput de 94 GHz deberían de ser más pequeños que los obtenidos a 60 GHz. El hecho de que no se obtuviese dicho resultado era debido al mecanismo usado para la obtención de la SNR: calcular la $PIRE_{ref}$ considerando el $SNR = 0$ dB en la distancia más lejana puede considerarse un poco “engañoso” ya que estamos favoreciendo más a la frecuencia de 94 GHz que a la de 60 GHz.

Esto es así dado que la $PIRE$ de referencia depende sobretodo de la diferencia que haya entre la última distancia y la primera distancia. Como la diferencia de esta $PIRE$ de referencia entre la última distancia y la primera distancia es mucho más grande en 94 GHz que en 60 GHz, entonces, por esa razón, la $PIRE_{ref}$ en 60 GHz sale negativa incluso. Por estos motivos concluimos que este mecanismo de cálculo la $PIRE_{ref}$ no es válido para comparar 60 y 94 GHz.

Finalmente, concluimos tras todo el estudio que obtenemos unos mejores resultados si trabajamos a 60 GHz, teniendo una mejor calidad del enlace en muchísimos aspectos.

Por otro lado, tal y como se comentó en el inicio de este trabajo, el futuro de las comunicaciones móviles se está desarrollando a altas velocidades dando lugar a la quinta generación (5G) que será implantada en los años próximos. Con esta nueva generación se busca gestionar un gran número de datos permitiendo velocidades más altas que los sistemas precedentes.

El hecho de que aún no se tenga un estándar perfectamente establecido para 5G es el problema relacionado con las bandas de frecuencia que utilizará el 5G. La necesidad de contar con más ancho de banda requerirá de canales una o dos órdenes de magnitud por encima de las actuales redes 2G, 3G y 4G.



La idea básica es poder tener como mínimo varias bandas entre los 6 GHz y los 100 GHz, frecuencias muy superiores a las habituales de telefonía móvil, que como recordamos, no superan los 3 GHz.

La utilización de estas bandas tiene la ventaja de una mayor velocidad de transmisión, pero también serios problemas: bajo radio de cobertura y escasa penetración. Es decir, un enlace por encima de 60 GHz será efectivo en campo abierto, cuando vayamos andando por la calle, pero difícilmente conseguirá traspasar la pared de un edificio para darnos cobertura en el interior. De ahí la necesidad de utilizar de forma combinada otras bandas a frecuencias inferiores y que el regulador no descarte también las de 3.6, 3.8 o 4.2 GHz.

Por lo tanto, surge la necesidad de una nueva mentalidad a la hora de colocar las estaciones base: pasaremos de grandes torres y estaciones situadas a muchos kilómetros a pequeñas estaciones base que actúen localmente y para pocos usuarios (*small cells*).

Por otro lado, para atender el aumento de tráfico de datos imparable, habrá que hacer más densa la red de antenas, desplegando, junto a las actuales *macro cells* (las antenas en las azoteas), decenas de miles de *small cells*, mucho más pequeñas y de menor cobertura, con objeto de conseguir:

- Aumento de la capacidad en áreas con alta densidad de usuarios.
- Mejorar la cobertura y velocidades de datos disponibles.
- Reducción del consumo de energía.

Las llamadas *small cells*, son nodos intermedios de acceso móvil, como pequeñas estaciones base, que sirven para conectar terminales móviles convencionales a la red de telecomunicaciones de los operadores. Hacen uso para ello de conexiones de banda ancha fija como fibra óptica, integrándose en el entorno actual y manteniendo la tecnología de red móvil existente.





CAPÍTULO 6

6.1 Índice de figuras

Figura 1: <i>Evolución de las Generaciones [4]</i>	6
Figura 2: <i>Nueva Generación [5]</i>	7
Figura 3: <i>Desarrollo del proyecto</i>	9
Figura 4: <i>Variación de la potencia de la envolvente de la señal recibida [6]</i>	12
Figura 5: <i>Mecanismos de propagación: Reflexión [6]</i>	13
Figura 6: <i>Mecanismos de propagación: Difusión [6]</i>	15
Figura 7: <i>Ejemplo de $H(f)$: ancho de banda de coherencia [6]</i>	18
Figura 8: <i>Esquema de canal MIMO $M \times N$ [11]</i>	21
Figura 9: <i>Esquema Alamouti [12]</i>	23
Figura 10: <i>Nuevas tecnologías [16]</i>	28
Figura 11: <i>Evolución de 4G a 5G [18]</i>	31
Figura 12: <i>Laboratorio [19]</i>	32
Figura 13: <i>Mapa de medidas [20]</i>	33
Figura 14: <i>SNR a 94 GHz (dB)</i>	47
Figura 15: <i>Media del factor K de Rician en dB: a) Polarización VV; b) Polarización HH</i>	48
Figura 16: <i>Correlación media de la polarización VV</i>	49
Figura 17: <i>Correlación media de la polarización HH</i>	50
Figura 18: <i>Throughput para SISO y MIMO (4,4) usando QSTBC o OSTBC y para MCS1 o MSC4 para la polarización VV</i>	51
Figura 19: <i>SNR a 60 GHz (dB)</i>	56
Figura 20: <i>Media del factor K de Rician en dB</i>	57
Figura 21: <i>Correlación media a 60 GHz</i>	58
Figura 22: <i>Throughput para SISO y MIMO (4,4) usando QSTBC o OSTBC y para MCS1 o MSC4</i>	59
Figura 23: <i>Comparación potencia recibida a 94 GHz y 60 GHz</i>	60
Figura 24: <i>Potencia medida y potencia teórica</i>	61
Figura 25: <i>Potencia medida y potencia teórica</i>	62
Figura 26: <i>Potencias teóricas a 94 GHz y 60 GHz</i>	63
Figura 27: <i>Pérdidas de las medidas experimentales a 94 GHz y 60 GHz</i>	64
Figura 28: <i>Pérdidas calculadas y teóricas a 94 GHz y 60 GHz con $n=2$</i>	65
Figura 29: <i>Pérdidas calculadas y teóricas a 94 GHz y 60 GHz con $n=1.51$</i>	66
Figura 30: <i>RMS para 94 GHz y 60 GHz</i>	67
Figura 31: <i>Ancho de banda de coherencia a 94 GHz y 60 GHz</i>	68
Figura 32: <i>Exceso de retardo máximo (MED) a 94 GHz y 60 GHz</i>	69
Figura 33: <i>Comparación SNR a 94 GHz y a 60 GHz</i>	70
Figura 34: <i>Comparación Factor K a 94 GHz y a 60 GHz</i>	71
Figura 35: <i>Comparación Correlación a 94 GHz y a 60 GHz</i>	73
Figura 36: <i>Comparación Throughput a 94 GHz y a 60 GHz</i>	75



6.2 Índice de tablas

Tabla 1: <i>Datos de interés del escenario de las medidas a 94 GHz</i>	33
Tabla 2: <i>Datos de interés del escenario de las medidas a 60 GHz</i>	34
Tabla 3: <i>Configuraciones del sistema transmisor [19]</i>	35
Tabla 4: <i>Parámetros del sistema de IEEE 802.15.3c para la evaluación del throughput [19]</i> ..	36
Tabla 5: <i>Bit Rate para cada modulación y codificación usada[18]</i>	37
Tabla 6: <i>Potencia relativa recibida a 94 GHz y su desviación típica</i>	43
Tabla 7: <i>Pérdidas y RMS a 94 GHz</i>	44
Tabla 8: <i>Ancho de banda de coherencia y exceso de retardo máximo a 94 GHz</i>	45
Tabla 9: <i>Medias de los parámetros a 94 GHz</i>	46
Tabla 10: <i>Potencia recibida a 60 GHz y su desviación típica</i>	53
Tabla 11: <i>Pérdidas y RMS a 60 GHz</i>	54
Tabla 12: <i>Ancho de banda de coherencia y exceso de retardo máximo a 60 GHz</i>	55
Tabla 13: <i>Medias de los parámetros a 60 GHz</i>	55
Tabla 14: <i>Potencias medidas y calculadas para 94 GHz</i>	63
Tabla 15: <i>Valores mínimos de correlación</i>	74
Tabla 16: <i>Valores máximos de Throughput</i>	75
Tabla 17: <i>Comparación de parámetros a 60 GHz y a 94 GHz</i>	76



6.3 Bibliografía

[1] “SISTEMAS DE COMUNICACIONES MOVILES”, [Online] Disponible en:

<<http://infotelecommil.webcindario.com/librostelecom/Sistemas%20de%20Comunicaciones%20Moviles.pdf>>

[2] “Teleproceso y Sistemas Distribuidos Comunicaciones Móviles”, [Online], 2006 Disponible en:

<<http://exa.unne.edu.ar/informatica/SO/ComunicacionesMovilesValeria.pdf>>

[3] J. P. García, J. M. Molina García-Pardo, L. J. LLácer, “Sistemas de comunicaciones móviles: 2ª, 3ª y 4ª Generación, 2012.

[4] “BBC Mundo: ¿Cómo cambiará el mundo la conexión 5G?”, [Online], 15 de Diciembre 2014, Disponible en:

<<http://www.medianet.com.ve/News.aspx?id=105>>

[5] “Rápido 5G” [Online] Disponible en:

<<http://comunicaciondigital.utp.ac.pa/5G/>>

[6] “Lección 1.2 Caracterización del canal móvil en gran escala”, asignatura Comunicaciones Móviles, 4º GIST.

[7] P. Albaladejo Dávalos, J.M. Molina García-Pardo, Mª T. Martínez Inglés, “Implementación de un Sistema para la Automatización de Medidas del Canal Radio a 94 GHz”, TFG Universidad Politécnica de Cartagena, Octubre, 2015.

[8] “Lección 1.3 Caracterización del canal móvil en pequeña escala”, asignatura Comunicaciones Móviles, 4º GIST.

[9] “RCR Wireless News” [Online] Disponible en:

<<https://www.rcrwireless.com/20160815/fundamentals/mmwave-5g-tag31-tag99>>



[10] G.L. Agredo-Méndez, P.E. Jojoa-Gómez, V. Almenar-Terré, “Sistemas MIMO con un elevado número de antenas: clave para la 5G inalámbrica”, Vol II No.2, [Online], Julio-Diciembre,2015 Disponible en:

<<http://www.scielo.org.co/pdf/entra/v11n2/v11n2a19.pdf>>

[11] O. Fernández, M.Domingo, R.P. Torres. “Caracterización Experimental y Modelado de Canal MIMO para aplicaciones WLAN y WMAN”, Tesis Doctoral, Departamento de Ingeniería de Comunicaciones, Universidad de Cantabria.

<<http://www.tesisenred.net/bitstream/handle/10803/10668/2de7.OFFcap2.pdf?sequence=3>>

[12] C. Sanchis Borrás, J.M. Molina García, “Estudio Experimental de Algoritmos Espacio – Temporales para Sistemas Multiantena en Túneles”, 2012.

[13] “CAPÍTULO 3: ESQUEMA DE ALAMOUTI”, [Online] Disponible en:

<<http://bibing.us.es/proyectos/abreproy/11831/fichero/Volumen+I%252FCapitulo+3++Esquema+de+Alamouti.pdf>>

[14] Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for High Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs) Amendment 2: Millimeter-wave-based Alternative Physical Layer Extension, IEEE 802.15.3, 2009.

[15] “¿Qué implica que el nuevo WiFi 802.11ad opere a 60 GHz?”, [Online], 15 Diciembre, 2016. Disponible en:

<<https://www.adslzone.net/2016/12/15/implica-nuevo-wifi-802-11ad-opere-60-ghz/>>

[16] “Telefonía móvil al alcance de todos: 5G (INTRODUCCIÓN)”, [Online] Disponible en:

<<https://movilfacil.wordpress.com/2016/04/14/5g-introduccion/>>

[17] “Espectro 5G”, “Posición de la GSMA sobre políticas públicas”, [Online], Noviembre de 2016 Disponible en:

<<https://www.gsma.com/spectrum/wp-content/uploads/2017/02/Espectro-5G-Posic%C3%B3n-de-la-GSMA-sobre-pol%C3%ADticas-p%C3%BAblicas.pdf>>



[18] “5G, el futuro de las redes móviles”, [Online], 21 Febrero, 2017 Disponible en:

<<http://nae.es/5g-el-futuro-de-las-redes-moviles-mwc17/>>

[19] C. Sanchis, M.T. Martínez, J.M. Molina, J. Pascual, J.V. Rodríguez. “Experimental Study of MIMO-OFDM Transmissions at 94 GHz in Indoor Environments”, Communications Department, Universidad Politécnica de Cartagena.

[20] M.T Martínez-Inglés, E. Tanghe, D.Plets, J.M. Molina, C.Oestges, L. Martens, W. Joseph. “Measurement-based Analysis of Polarization Characteristics at 94 GHz in an Indoor Environment”, 2016.

[21] M.T Martínez-Inglés, C. Sanchis-Borras, J.M. Molina, J.V. Rodríguez, L. J. LLácer. “Experimental Evaluation of an Indoor MIMO-OFDM System at 60 GHz Based on the IEEE802.15.3c Standard”, 2013

[22] D. Dunning, “¿Qué es la modulación QPSK?”, Techlandia, [Online] Disponible en:

<https://techlandia.com/modulacion-qpsk-info_270405/>

[23] “Qué es y qué significa MSC en el estándar 802.11n”, [Online], 31 agosto, 2011. Disponible en:

<<http://www.lacuevawifi.com/equipos-de-red/que-es-y-que-significa-mcs-en-el-estandar-802-11n/>>

[24] M. Kyro, K. Haneda, J. Simola, K. Takizawa, H. Hagiwara, and P. Vainikainen, “Statistical channel models for 60 GHz radio propagation in hospital environments,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 60, pp. 1569–1577, Mar. 2012.

[25] ERC Recommendations 70-03,

<<http://www.erodocdb.dk/docs/doc98/official/pdf/rec7003e.pdf>>

[26] D.P. McNamara, M.A. Beach and P.N. Fletcher, “Spatial Correlation In Indoor MIMO Channels”, PIMRC 2002.



[27] K. Sato, H. Kozima, H. Masuzawa, T. Manabe, T. Ihara, Y. Kasashima, and K. Yamaki, "Measurements of reflection characteristics and refractive indices of interior construction materials in millimeter-wave bands," in *Proc. 45th IEEE Vehicular Technology Conference, 1995*, Chicago, IL, 1995, vol.1, pp. 449-453

