

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA



Proyecto Fin de Carrera

Estudio de la difracción múltiple a 60GHz



AUTOR: Francisco A. Cerezuela Giménez
DIRECTOR: José María Molina García-Pardo
CODIRECTOR: María Teresa Martínez Inglés

Octubre / 2016



Universidad Politécnica de Cartagena

Autor	Francisco A. Cerezuela Giménez
E-mail del Autor	fracegim@gmail.com
Director	José María Molina García-Pardo
E-mail del Director	josemaria.molina@upct.es
Codirector	María Teresa Martínez Inglés
Título del PFC	Estudio de la difracción múltiple a 60 GHz
Resumen	
<p>En los últimos años los sistemas radio han sufrido un auge espectacular debido al aumento de las necesidades y nuevos servicios inalámbricos y sistemas que requieren de gran capacidad de transmisión de datos en la interfaz radio. Para el desarrollo de nuevos sistemas inalámbricos es necesario analizar la respuesta del canal radio a través de campañas de medidas, de tal manera que se puedan diseñar nuevos sistemas que permitan aumentar tanto el número de usuarios como de transferencia de datos. El análisis de estos datos nos permitirá optimizar y desarrollar nuevos estándares tales como aquellos que utilizan la banda de 60GHz .</p> <p>El grupo SiCoMo dispone de un sistema de medidas para medir el canal radioeléctrico a 60GHz además de diferentes herramientas de software, bien para simular la propagación de manera determinista como para analizar con diferentes algoritmos las respuestas medidas con el sistema de medidas.</p>	
Titulación	Ingeniero de Telecomunicación
Departamento	Departamento de Tecnologías de la Información y las Comunicaciones
Fecha de Presentación	Octubre 2016

ÍNDICE

1. INTRODUCCIÓN	5
2. ESTADO DEL ARTE	8
2.1 Propagación multicamino.....	8
2.2 Clasificación de los entornos.....	12
2.3 Caracterización y modelado del canal de propagación	12
2.4 Sondeo de canal	12
2.5 Parámetros del canal radio.....	13
3. EQUIPOS DE MEDIDA	14
3.1 Analizador de redes vectorial (VNA) Rhode ZVA67	14
3.2 Cable coaxial	15
3.3 Amplificador HXI HLNAVC-465.....	16
3.4 Posicionador lineal de un solo eje de Arrick Robotics.....	17
3.5 Antenas omnidireccionales de onda milimétrica <i>Q-par QOM 55-65 VRA</i> , 55 a 65 GHz tipo V	18
4. METODOLOGÍA	20

4.1 Análisis de la difracción múltiple de cilindros a través de medidas a 60 GHz	20
4.2 Análisis de la difracción múltiple de obstáculos rectangulares a través de medidas a 60GHz	22
4.3 Análisis del efecto de la dispersión	23
5. RESULTADOS	27
5.1 Comparación del análisis de la difracción múltiple de cilindros a través de medidas a 60GHz con una solución UTD-PO.....	27
5.2 Comparación del análisis de la difracción múltiple de obstáculos rectangulares a través de medidas a 60GHz con una solución UTD-PO	30
5.3 Análisis de la difracción difusa	32
6. CONCLUSIONES	35
APÉNDICE	37
BIBLIOGRAFÍA	47
ÍNDICE DE FIGURAS	49

1. INTRODUCCIÓN

En los últimos años los sistemas radio han sufrido un auge espectacular debido al aumento de las necesidades de nuevos servicios inalámbricos y sistemas que requieren de gran capacidad de transmisión de datos en la interfaz radio. Para el desarrollo de nuevos sistemas inalámbricos es necesario analizar la respuesta del canal de radio a través de campañas de medida, de tal manera que se puedan realizar nuevos sistemas que permitan aumentar tanto el número de usuarios como de transferencia de datos.

La banda de frecuencias a 60GHz posee unas características que la hacen ideal para su uso en radioenlaces punto a punto de alta capacidad [1]:

- Los anchos de banda disponibles a frecuencias elevadas son mucho mayores permitiendo la instalación de radioenlaces con capacidades de múltiples gigabits (Gbit/s); como ejemplo, la FCC (Federal Communications Commission) ha reservado 7GHz del espectro (57-64 GHz) para sistemas inalámbricos exentos de licencia; en el caso de España, se detalla la utilización de esta banda de 60GHz para sistemas de datos de banda ancha tanto en exteriores como en interiores.

- Las antenas empleadas en los radioenlaces en esta banda de frecuencias poseen anchos de banda muy estrechos, lo que permite colocar varias de ellas sobre un mismo mástil o tejado incluso aunque estén trabajando a la misma frecuencia. Esto facilita la instalación de múltiples sistemas en una misma localización aislando los efectos de las interferencias con pequeñas separaciones entre antenas y empleando polarizaciones cruzadas.

- A 60GHz la molécula de oxígeno tiene un pico de absorción que provoca pérdidas de propagación elevadas (unos 15dB/Km) al que se añaden los efectos de la lluvia, lo cual limita considerablemente el alcance de este tipo de radioenlaces beneficiándose así de inmunidad frente a interferencias y mayor seguridad de las comunicaciones.

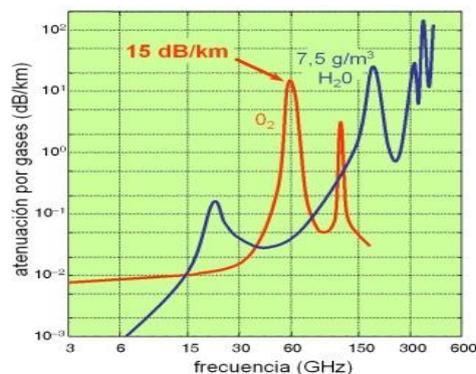


Figura 1.1. Atenuación atmosférica en función de la frecuencia [1]

En este trabajo nos vamos a centrar en esta banda de 60GHz, banda sin licencias y cuyo rango de frecuencias presenta una gran atenuación favoreciendo la reutilización de frecuencias a corta distancia y la reducción de interferencias, permitiendo, así, el desarrollo de sistemas para interiores donde son necesarios transmisores de baja potencia que obtendrán una tasa de transmisión de varios gigabits por segundo, posibilitando una gran cantidad de aplicaciones que requieren de alta velocidad de datos y distancias cortas tales como:

- Transmisión de video inalámbrico en alta definición sin comprimir (1.5Gbps)
- Redes de Área Personal (WPAN), los enlaces inalámbricos pueden reemplazar Ethernet (1000Mbps), USB 2.0 (480Mbps) o IEEE 1394 (800Mbps) cableado en el hogar o en la oficina.
- Aplicaciones vehiculares; las hay de 2 tipos, intra-vehículos, subconjunto de redes WPAN con el fin de eliminar el cableado dentro del mismo o entre-vehículos para compartir información sobre el tráfico.
- Extensiones de fibra en banda E (70/80GHz) para los casos es que resulta muy costosos y difícil su implementación (ríos o vías férreas).

Realizaremos un campaña de medidas en entornos de interior con el fin de mejorar una herramienta de simulación basada en el trazador de rayos comparando las medidas obtenidas con las de la formulación teórica basada en la UTD-PO (Teoría Uniforme de la Difracción y Física Óptica) desarrollada por los miembros del grupo Sicomo, cuya principal característica radica en que los cálculos efectuados implican difracciones simples lo que nos permite obtener una mayor eficiencia computacional y una menor complejidad matemática frente a otras formulaciones existentes y nos permite realizar el análisis para un gran número de elementos tanto en el plano horizontal como en el vertical. Se ha estudiado la difracción múltiple dada por una serie de obstáculos (ladrillos, cilindros y bloques) con el fin de validar experimentalmente la formulación que hemos comentado que predice las pérdidas dadas por este fenómeno y, además, estos resultados nos han permitido cuantificar los parámetros de dispersión de este tipo de elementos

Las fases del proyecto han sido:

- Familiarización con los equipos de medida mediante una serie de medidas de la difracción múltiple a 60GHz
- Modificación del programa de automatización de medidas en el entorno Matlab haciendo uso de un posicionador
- Planificación y realización de la campaña de medidas
- Realización del procesado básico de los datos para extraer parámetros generales del canal radio

- Procesado, análisis y contrastado de los resultados extraídos con los de la formulación teórica UTD-PO

Los contenidos en los que se ha estructurado esta memoria de proyecto son:

- En el capítulo 1 se realiza una breve introducción al mismo y planteamiento de los objetivos a conseguir.

- En el capítulo 2 introducimos el concepto de propagación multicamino, clasificación de los entornos y presentamos los parámetros, el modelado y la caracterización del canal de banda ancha.

- En el capítulo 3 se muestran y se detallan los elementos utilizados en las mediciones así como sus características.

- En el capítulo 4 se detalla la metodología del trabajo seguida indicando la forma de simular los escenarios.

- En el capítulo 5 se exponen los resultados obtenidos de realizar las simulaciones comentadas en el capítulo anterior.

- En el capítulo 6 se extraen las principales conclusiones.

Y finalmente, se han incluido un apéndice, con la validación teórica por medio de la teoría basada en la UTD-PO con la que realizamos la comparación con los resultados obtenidos en las simulaciones.

2. ESTADO DEL ARTE

El estudio de la difracción múltiple que experimentan las ondas de radio cuando se propagan a través de diferentes entornos en los que se interponen diferentes tipos de obstáculos se ha llevado a cabo a través de numerosas formulaciones con el fin de obtener predicciones de pérdidas precisas; siendo estos objetos que se sitúan entre transmisor y receptor modelados a partir de diferentes formas.

Es a raíz de la solución híbrida basada en la Teoría Uniforme de la Difracción y Física Óptica (UTD-PO) desarrollada por los miembros del grupo Sicom donde vamos a validar dicha formulación para diferentes modelos de obstáculos.

2.1 Propagación multicamino

En cualquier medio realista, la señal transmitida sigue más de un camino; el camino que contempla la (LoS) línea de visión directa y los diferentes caminos que implican las (NLoS) líneas de no visión directa. Estos caminos se someten a diferentes efectos dependiendo de la interacción entre la onda y los objetos que la rodean tales como difracción, reflexión y scattering (dispersión); estos fenómenos repercuten en la atenuación de la señal y en una rotación de fase debida a la diferencia de impedancia entre la impedancia de onda del objeto y la impedancia en espacio libre de la onda incidente. Además, las diferentes longitudes de los caminos entre transmisor y receptor dan lugar a retardos temporales o a cambios de fase en el dominio de la frecuencia.

A la salida de la antena receptora tenemos la suma de los diferentes caminos donde los diferentes mecanismos de propagación multitrayecto pueden dar lugar a una distorsión significativa de la señal recibida.

Cabe destacar que en situaciones prácticas a efectos de estudio de microondas, la distancia entre el transmisor y el receptor con cualquiera de los objetos, es mucho mayor que la longitud de onda.

A continuación se muestra una gráfica donde aparecen los principales mecanismos de propagación e introducimos la definición de grupo.

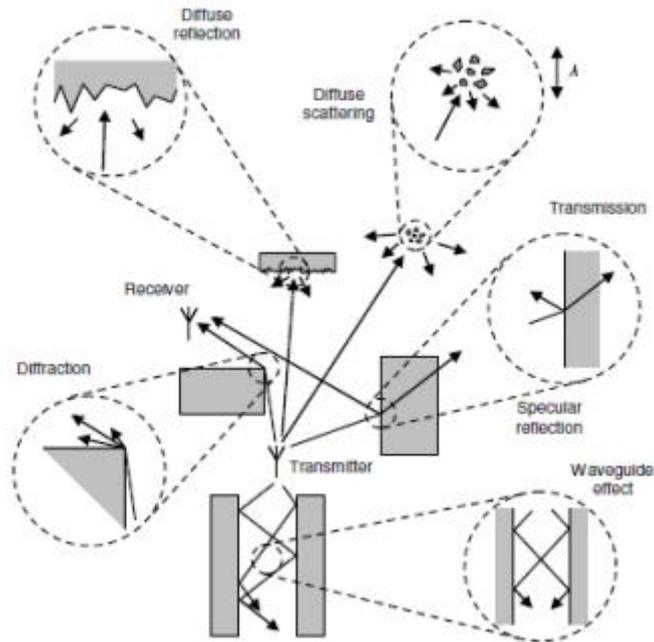


Figura 2.1 Principales caminos de propagación [2]

Un grupo se define como la superposición de múltiples caminos de características de propagación parecidas; si visualizamos la siguiente gráfica:

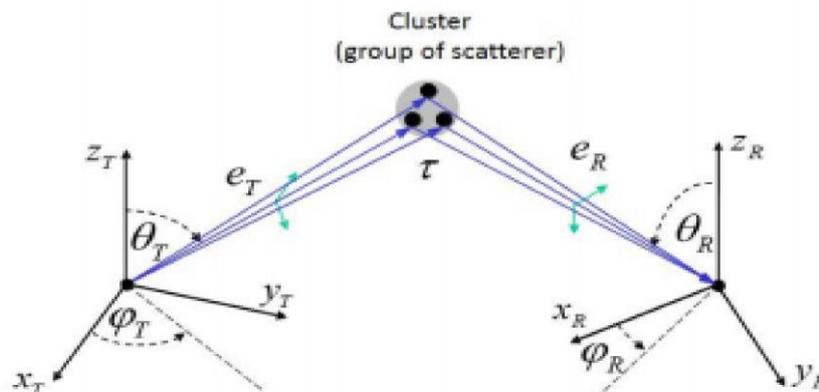


Figura 2.2 Representación de grupo

El grupo o grupos de dispersión se definen por su ángulo medio de salida (θ_T , φ_T), el ángulo medio de llegada (θ_R , φ_R) y el retardo de llegada (ToA); (θ , φ) se refieren al ángulo de elevación en azimut de los rayos y T y R hacen referencia a los rayos de salida desde el transmisor y rayo de llegada sobre el receptor respectivamente. Para cada uno de estos dos rayos, se puede asociar un campo eléctrico " e_T " y " e_R "

Reflexión:

El fenómeno de reflexión ocurre cuando una onda electromagnética incide en

una superficie lisa de grandes dimensiones con respecto a la longitud de dicha onda. La Óptica Geométrica, considera la reflexión utilizando la ley de Snell. [3]

- Si el objeto es conductor: no aparece onda transmitida y sólo existe onda reflejada

- Si el objeto es un dieléctrico: parte de la energía se refleja en el primer medio y parte se transmite al segundo medio relacionando ambas ondas mediante el coeficiente de reflexión de Fresnell (Γ), el cuál es función del ángulo de incidencia, de la frecuencia de la onda y de la polarización de la onda incidente; vertical o hard (perpendicular a la superficie de incidencia) y horizontal o soft (paralela a la superficie de incidencia).

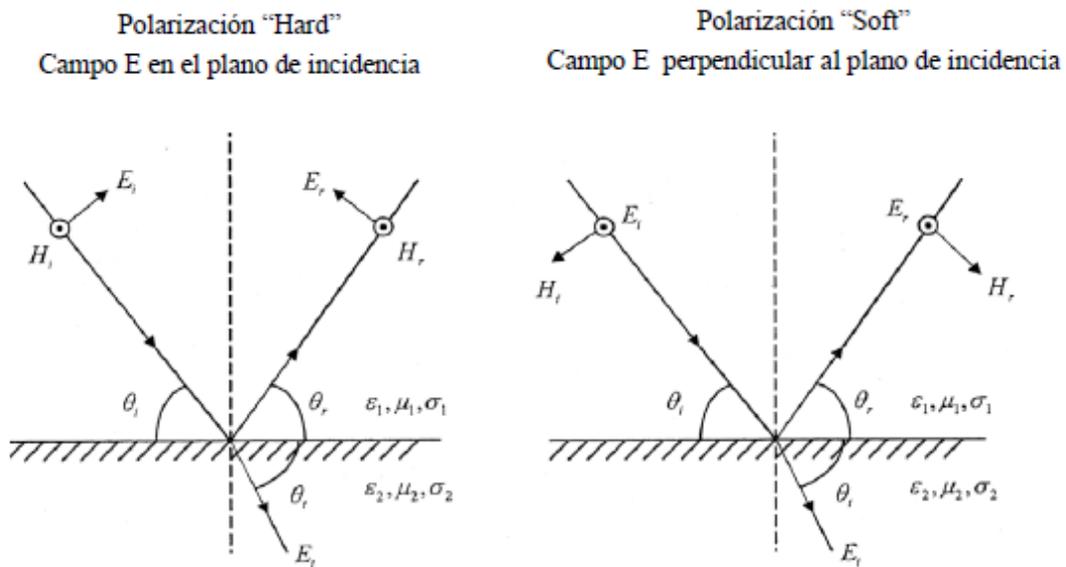


Figura 2.3 Tipos de reflexión [4]

$$\Gamma_{||} = \frac{E_r}{E_i} = \frac{\eta_2 \text{sen} \theta_t - \eta_1 \text{sen} \theta_i}{\eta_2 \text{sen} \theta_t + \eta_1 \text{sen} \theta_i} \quad (1)$$

$$\Gamma_{\perp} = \frac{E_r}{E_i} = \frac{\eta_2 \text{sen} \theta_i - \eta_1 \text{sen} \theta_t}{\eta_2 \text{sen} \theta_i + \eta_1 \text{sen} \theta_t} \quad (2)$$

Siendo θ_i y θ_t los ángulos de incidencia y transmisión, y η la impedancia del medio que se calcula mediante:

$$\eta_i = \sqrt{\mu_i / \epsilon_i} \quad (3)$$

Difracción:

Este fenómeno ocurre al incidir una onda electromagnética sobre un obstáculo; debido a que los campos producidos por la difracción tienen una amplitud muy pequeña y no influyen en la línea de visión directa o zonas donde los campos reflejados son elevados; sin embargo, si son importantes en las zonas de sombra.

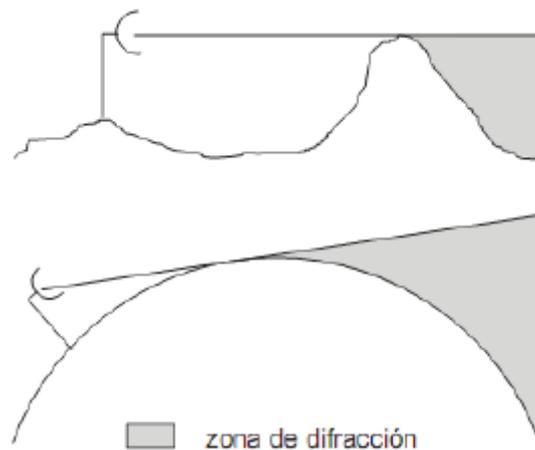


Figura 2.4 Obstrucción causada por la tierra. [5]

En esta zona debido a la difracción causada por los obstáculos, los campos no son nulos y se convierten en focos emisores secundarios creando nuevos frentes de onda en base al principio de Huygens.

Para frecuencias altas se puede utilizar el modelo de la Teoría Uniforme de Difracción donde éste depende únicamente de la geometría del objeto y de la amplitud, fase, polarización y frecuencia de la onda incidente en el punto de la difracción que resuelve las limitaciones de la teoría geométrica que no puede aplicarse en las zonas cercanas a la zona de transición. Así conseguimos con la UTD superar estas singularidades para el campo total a lo largo de las fronteras de transición.

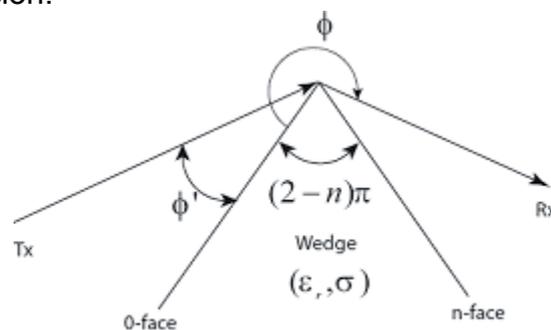


Figura 2.5 Geometría de un obstáculo en la teoría UTD [6]

Dispersión:

El fenómeno de la dispersión hace referencia a las señales que se difunden en otras direcciones distintas a las esperadas como consecuencia de rugosidades en la superficie, pequeños objetos o irregularidades en el canal al alcanzar un objeto cuando dicha rugosidad es generalmente menor que la longitud de onda y el número de obstáculos por unidad de volumen es grande; por esto, la señal recibida es más fuerte que la que se había predicho por los modelos de difracción debido a que cuando las ondas de radio impactan sobre la superficie rugosa, la energía reflejada es difundida en todas direcciones debida a ésta.

Consideramos una superficie rugosa cuando la altura crítica (h_c) es superada por la altura de la protuberancia; de no ser así hablamos de superficie suave.

$$h_c = \frac{\lambda}{8 \sin \theta_i} \quad (4)$$

Con θ_i , ángulo de incidencia a la superficie.

2.2 Clasificación de los entornos

Las aplicaciones de la tecnología de ondas milimétricas se enfocan principalmente en espacios de interior y comunicaciones de corto alcance y alta velocidad de datos, siendo 5 los tipos de entornos definidos [4] por el IEEE 802.15.3c: residencial, oficina, biblioteca, escritorio y quiosco. A excepción del modelo de quiosco, para los otros tipos se han propuesto 2 modelos de canal: uno basado en medidas empíricas y otro para las configuraciones de visión directa y visión no directa (LoS y NLoS)

En este trabajo nos centramos en un entorno indoor, la distribución de la sala tiene una mayor influencia que la distancia entre antenas que son mucho más cortas debido a la elevada atenuación y a la baja potencia de los equipos utilizados. Los procesos de dispersión y difracción los tendremos en cuenta debido al mobiliario existente en el entorno y demás estructuras metálicas incrustadas en paredes y techos.

2.3 Caracterización y modelado del canal de propagación

Los 2 modelos de canal propuestos se refieren a la estimación de mediciones o modelos deterministas de las características de los caminos de DoA, DoD, ToA y Amplitud; mientras que en el enfoque experimental necesita una sonda de canal de banda ancha MIMO (Multiple Input - Multiple Output, el determinista necesita una buena descripción del entorno y debe tener en cuenta todos los fenómenos de propagación incluyendo el efecto de la dispersión.

2.4 Sondeo de canal

El sondeo de canal se basa en el uso de un analizador de redes vectorial para la generación de la señal y precisa de un cable de RF entre transmisor y receptor además de una cuidadosa calibración ya que éste puede introducir atenuación y cambios de fase a la señal.

El analizador de redes envía una señal conocida a través del transmisor, el receptor la recoge y se mide, en el dominio de la frecuencia, el parámetro S_{21} , con este parámetro se construye la función de transferencia, $H(f)$ y debido a la calibración, se consigue tener en cuenta, únicamente, los efectos del canal.

Con la transformada inversa de Fourier se podrá transformar dicha función al dominio del tiempo $h(\tau)$.

2.5 Parámetros del canal radio

Teniendo en cuenta que el canal que se mide en este trabajo es WSSUS (Canal de “scattering” incorrelado estacionario en sentido amplio), en la práctica se puede caracterizar a partir de las medidas de las funciones de correlación en el dominio del tiempo y de la frecuencia. De éstas se extraen una serie de parámetros (estadísticos) que determinarán el carácter de la función de correlación y, por tanto, del canal.

El *perfil de retardo de potencia* (PDP – “Power Delay Profile”) es la media de los módulos al cuadrado de diversas respuestas impulsionales cronovariantes tomadas en diferentes puntos cercanos. Cada respuesta impulsional se puede obtener mediante la transformada de Fourier inversa de la respuesta en frecuencia del canal en el punto correspondiente:

$$\text{Perfil de retardo de potencia: } (\tau) = |h(d, \tau)|^2 \quad (5)$$

Dicho de otra forma, el PDP mide la densidad de potencia que depende del tiempo y del retardo en un canal multicamino.

A partir de este parámetro se obtiene la *dispersión temporal*, caracterizada por el retardo medio que sufren las réplicas para llegar al receptor, el valor medio cuadrático (RMS), que da una idea del ensanchamiento del retardo medio en torno al exceso de retardo medio (primer momento del PDP), es decir, la cantidad y potencia de las réplicas, y el exceso de retardo máximo, que indica el intervalo en que la energía supera un valor de energía concreto.

Retardo medio:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (6)$$

RMS del ensanchamiento del retardo del PDP

$$\sigma_\tau = \sqrt{\frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} - \left(\frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} \right)^2} \quad (7)$$

Todos estos parámetros dependen del umbral de ruido.

3. EQUIPOS DE MEDIDA

La campaña de medidas han sido realizadas en la banda de 60GHz y para que sea lo más realista posible, el mobiliario y demás material del escenario de pruebas (taburetes, ordenadores, cajas, ...) no se ha eliminado durante el proceso por lo que a la hora de interpretar los resultados se tiene en cuenta su presencia.

En el siguiente esquema se muestra un esquema general del escenario de medidas, y pasamos a enumerar los elementos de los que consta.

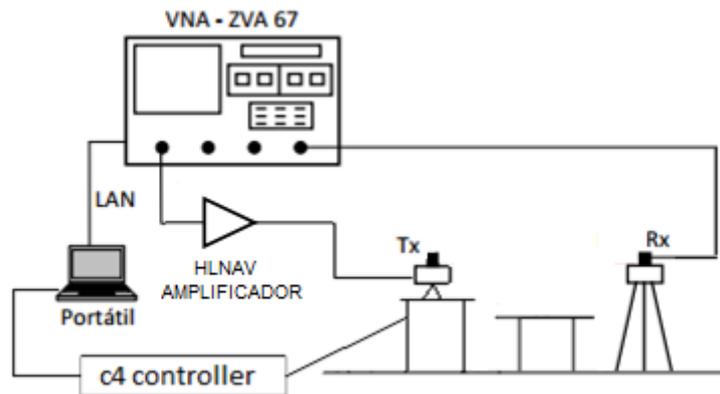


Figura 3.1. Esquema general de los elementos del equipo de medida

3.1 Analizador de redes vectorial (VNA) Rhode ZVA67

Analizador de 4 puertos que trabaja en el dominio de la frecuencia, el generador de encarga de escanear la banda de frecuencias centrada en una portadora mediante frecuencias discretas y para cada frecuencia, dos de sus puertos se encargan de medir el parámetro S_{21} , con el que se construye la función de transferencia, señal generada conocida en un puerto y señal recibida en otro; para medidas que requieren de cierto tiempo el canal debe permanecer estático.

El rango dinámico es de 110dB a 60GHz con una frecuencia intermedia (IF) de 10Hz entre los 2 puertos hembra de 1.85mm pudiendo aumentarse hasta 120dB para una FI de 1 Hz

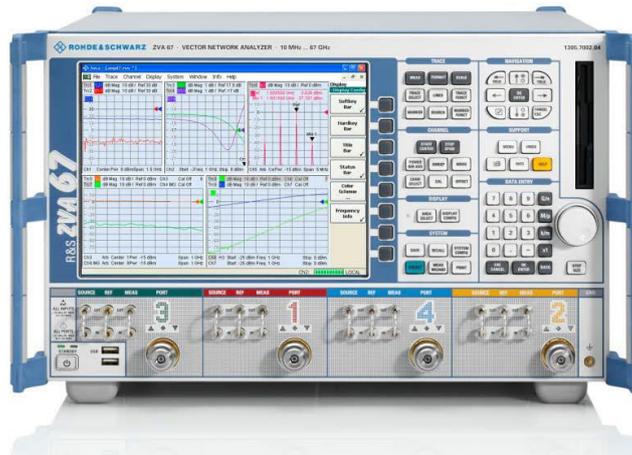


Figure 3.2 Rhode ZVA67 VNA. [4]

3.2 Cable coaxial

Para realizar las conexiones. Se caracteriza por unas pérdidas por inserción de unos 5 dB/m a 62GHz y 6dB/m en 66GHz.



Figure 3.3 Cable coaxial [6]

En el laboratorio hay presentes cables de varias longitudes (0.5, 2, 3, 4 y 5 metros); en la siguiente gráfica se muestran las hojas de datos para el cable de 2m representando sus parámetros de dispersión hasta 60GHz.

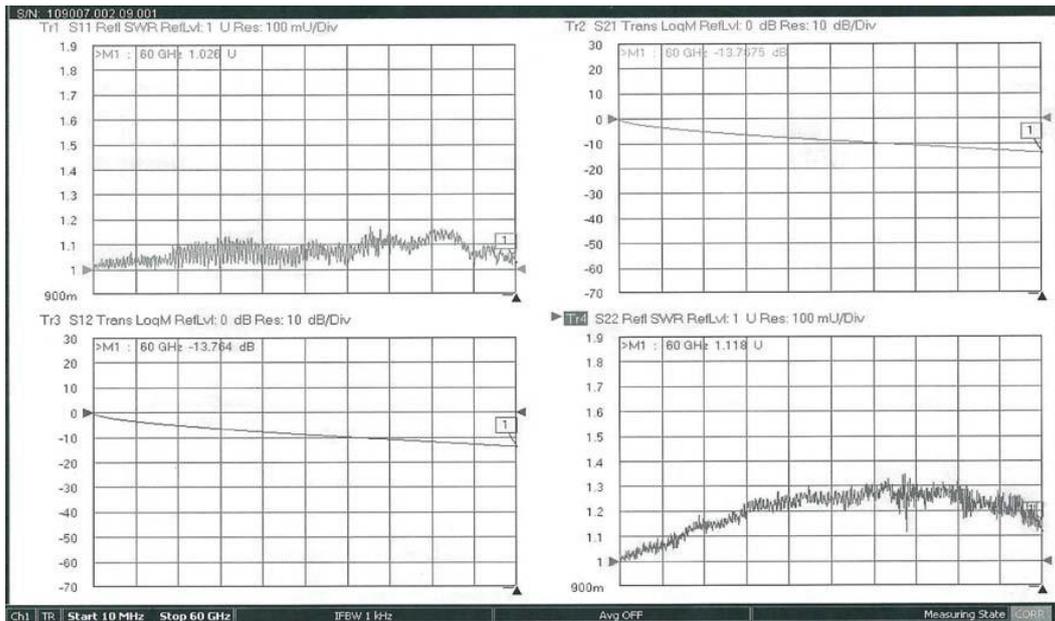


Figura 3.4 Características del cable de 2m [4]

3.3 Amplificador HXI HLNAVC-465

Se utilizan para suplir la atenuación producida por los cables coaxiales mejorando así el rango dinámico; su rango de frecuencias es de 57 a 66GHz y una ganancia de 25dB.



Figura 3.5 Amplificador HXI HLNAVC-465.

A continuación se muestra una tabla con sus características:

Modelo	HLNAVC-465
Descripción	Amplificador de bajo ruido de 57 a 66 GHz
Rango de Frecuencias	57 a 66 GHz
Figura de Ruido	5.5 dB (sin medida)
P1dB	+12 dBm
Ganancia	24 dB
Potencia máxima de entrada	-5 dBm
BIAS	+6.5 VDC @ 300 mA Typical
RF INPUT/OUTPUT	1.85 mm hembra
BIAS CONNECTORS	Filtered Feedthroughs
Outline	HXI Darwing # 5473
Manufactura	HXI

Figura 3.6 Características amplificador HLNAVC-465.

3.4 Posicionador lineal de un solo eje de Arrick Robotics

Es lineal y nos permite cubrir una longitud de 1 m donde un motor se encarga del movimiento a lo largo del eje; su automatización se realiza añadiendo sistemas de control MD2 y C4 conectados por puerto serie.



Figura 3.7 Posicionador de un solo eje [4]



Figura 3.8 Sistemas de control MD2 y C4 y motores por pasos [7]

3.5 Antenas omnidireccionales de onda milimétrica Q-par QOM 55-65 VRA, 55 a 65 GHz tipo V

La ganancia de estas antenas varía desde 3.8 hasta 5.3 dBi dentro de la banda de frecuencias entre 55 y 65 GHz, el rango ancho de haz típico se eleva entre 23° y 28° en el plano horizontal. El centro de la fase de estas antenas se localiza a 16 mm sobre la cara superior, usada como punto de referencia.



Figura 3.9 Antena omnidireccional QOM 55-65 VRA

3. EQUIPOS DE MEDIDA

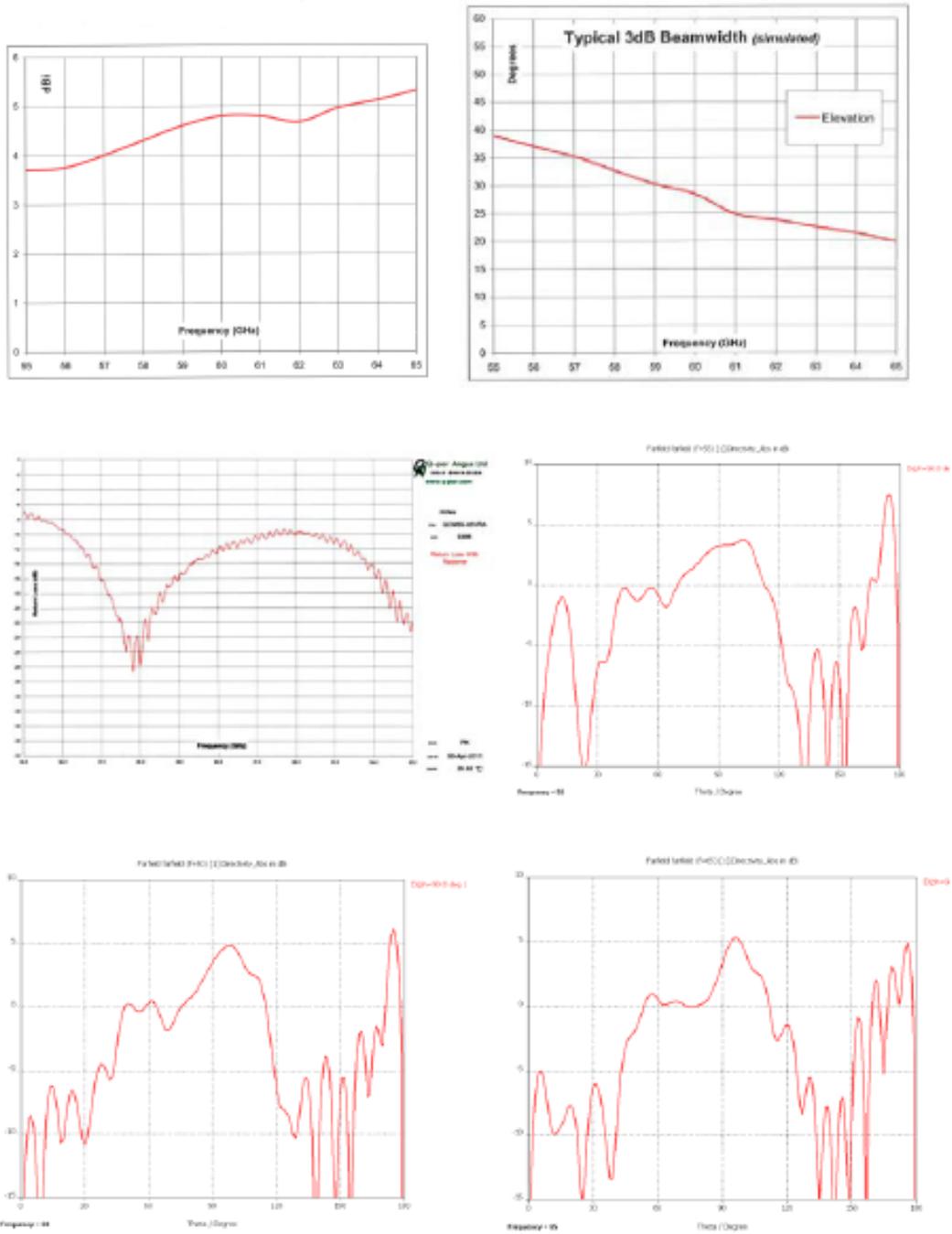


Figura 3.10 Características de las antenas omnidireccionales Q-par QOM

4. METODOLOGÍA

A la hora de montaje del escenario de medidas, la idea es que la campaña sea lo más realista posible, para ello el mobiliario y demás material del laboratorio ha permanecido en su sitio; las consideraciones que sí se aplican son: buena calibración, buena sincronización entre transmisor y receptor, que ambos estén a una distancia pequeña y que durante el proceso de medida, la habitación debe permanecer cerrada y sin nadie en su interior para evitar, así, resultados poco fiables.

A continuación vamos a mostrar la configuración de los dispositivos para cada caso:

4.1 Análisis de la difracción múltiple de cilindros a través de medidas a 60 GHz

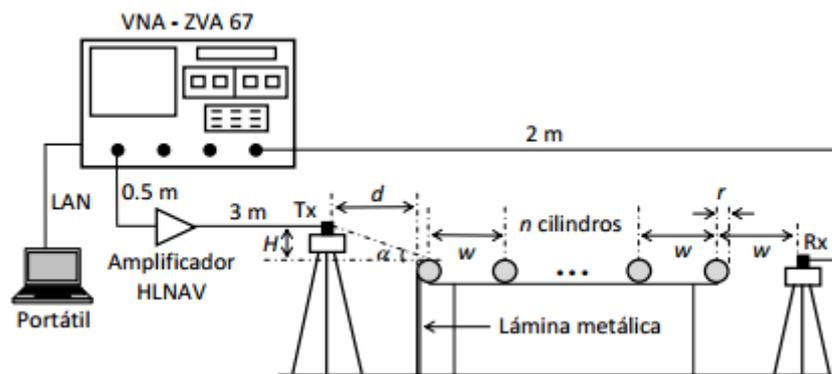


Figura 4.1 Esquema del escenario de medidas con cilindros

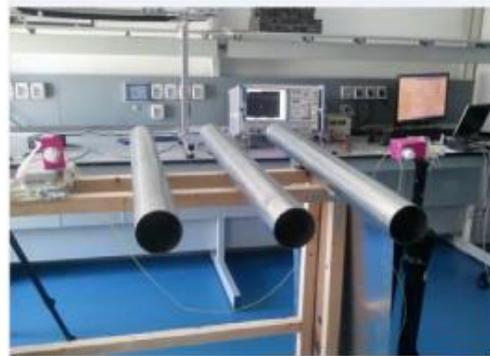
- VNA - ZVA67: Analizador de redes virtual Rhode & Schwarz
- La señal del VNA primero se conecta a un amplificador HXI HLNAV-465 de 25dB mediante un cable coaxial de 0.5m y luego se conecta con la antena transmisora (Tx) mediante un cable coaxial de 3m
- La señal de la antena receptora (Rx) se conecta directamente con el VNA mediante un cable de coaxial de 2m.
- Las antenas son Q-par QOM55-65 VRA de 55 a 65 GHz, omnidireccionales y de tipo V.
- Las pérdidas de inserción del cable coaxial son de 5dB/m a 60Ghz y la ganancias de las antenas varían entre 4.3 y 4.58 dBi dentro del margen de frecuencias considerado (58-62 GHz) y la anchura típica de elevación varía de 33° a 24° mientras que el plano horizontal es omnidireccional y de tipo V.

- El centro de fase de estas antenas está situado a 16mm sobre la base de la antena, tomando este punto como la referencia de altura.
- En la posición del primer cilindro se colocó una lámina metálica para eliminar cualquier posible contribución resultante de una dirección de propagación situada por debajo de la serie de obstáculos

A continuación se muestran unas imágenes del escenario de pruebas:



n = 1 cilindro



n = 3 cilindros

Figura 4.2 Fotos escenario para n=1 cilindro y n=3 cilindros

Las medias se han tomado para tres valores de n (número de cilindros), $n = 1$, $n = 3$ y $n = 5$; dos valores de radio de curvatura de los cilindros ($r = 0.02\text{m}$ y $r = 0.04\text{m}$); un valor de “ w ” (distancia entre cilindros) $w = 0.232\text{m}$ y 2 valores de distancia “ d ” entre Antena y primer cilindro ($d = 0.1\text{m}$ y $d = 0.2\text{m}$).

La respuesta en frecuencia del canal se midió sobre 301 puntos con la misma distancia de separación entre ellos y un rango de frecuencias de 58 a 62 GHz con un paso de frecuencias de 13.3 MHz y una frecuencia intermedia de 1Hz. La potencia del VNA fue de -10dBm aportando un rango dinámico de 100dB a 60GHz; valores que seleccionamos para obtener una resolución en el tiempo de 0.25ns (22.57m).

Y cada barrido de frecuencias tuvo una duración de 5 minutos y nadie estuvo dentro del entorno durante el proceso de medida y cada escenario de los 24 considerados tardó unas 3 horas en medirse incluyendo calibración y medición con y sin cilindros.

4.2 Análisis de la difracción múltiple de obstáculos rectangulares a través de medidas a 60GHz

A continuación se muestra un esquema del montaje de medida:

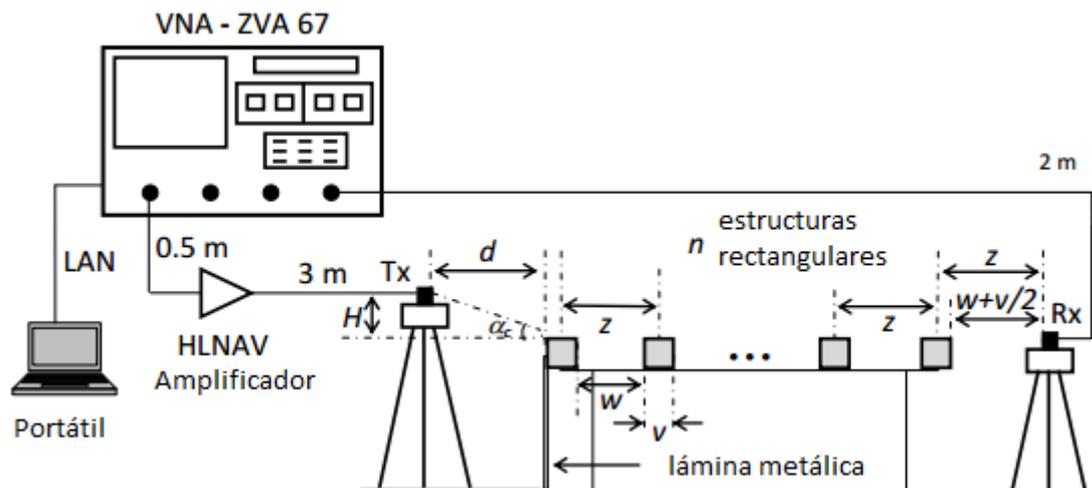


Figura 4.3 Esquema del escenario de medidas con rectángulos

- VNA - ZVA67: Analizador de redes virtual Rhode & Schwarz
- La señal del VNA primero se conecta a un amplificador HXI HLNNAV-465 de 25dB mediante un cable coaxial de 0.5m y luego se conecta con la antena transmisora (Tx) mediante un cable coaxial de 3m.
- La señal de la antena receptora (Rx) se conecta directamente con el VNA mediante un cable de coaxial de 2m.
- Las antenas son Q-par QOM55-65 VRA de 55 a 65 GHz, omnidireccionales y de tipo V.
- Las pérdidas de inserción del cable coaxial son de 5dB/m a 62Ghz y la ganancias de las antenas varían entre 4.8 y 5.2 dBi dentro del margen de frecuencias considerado (60-64 GHz) y la anchura típica de elevación varía de 23° a 28° mientras que el plano horizontal es omnidireccional y de tipo V.
- El centro de fase de estas antenas está situado a 16mm sobre la base de la antena, tomando este punto como la referencia de altura.

A continuación se muestran unas imágenes del escenario de pruebas



n= 4 rectángulos



n = 6 rectángulos

Figura 4.4. Fotos escenario para n= 4 rectángulos y n= 6 rectángulos

Las medias se han tomado para 2 valores de “n” (número de rectángulos), n=4, n=6; y 2 valores de distancia “d” entre la antena transmisora y el primer rectángulo (d=0.1m y d=0.2m)

Para d=0.2m, la altura de la antena transmisora variaba de 0 a 0.3m y para d=0.1m, esta altura variaba de 0 a 0.2m en ambos casos en pasos de 0.005m siendo el ángulo de incidencia α de un valor máximo comprendido entre 8° y 11° (suficiente para nuestras consideraciones).

La respuesta en frecuencia del canal se midió sobre 301 puntos con la misma distancia de separación entre ellos y un rango de frecuencias de 60 a 64 GHz con un paso de frecuencias de 13.3 MHz y una frecuencia intermedia de 1Hz. La potencia del VNA fue de -10dBm aportando un rango dinámico de 100dB a 62GHz; valores que seleccionamos para obtener una resolución temporal de 0.3ns (0.10 m).

Cada barrido de frecuencias tuvo una duración de 10 minutos y nadie estuvo presente dentro del entorno durante el proceso de medidas por lo que podemos considerar el canal como estacionario.

4.3 Análisis del efecto de la dispersión

Nos vamos a centrar en el estudio del modelo de dispersión difusa utilizando para ello como elementos, una serie de ladrillos en los cuáles en algunos de ellos se ha llevado a cabo un pulido de su superficie a fin de reducir las rugosidades que lo forman y en otros se han dejado con sus imperfecciones para poder valorar los resultados del estudio.

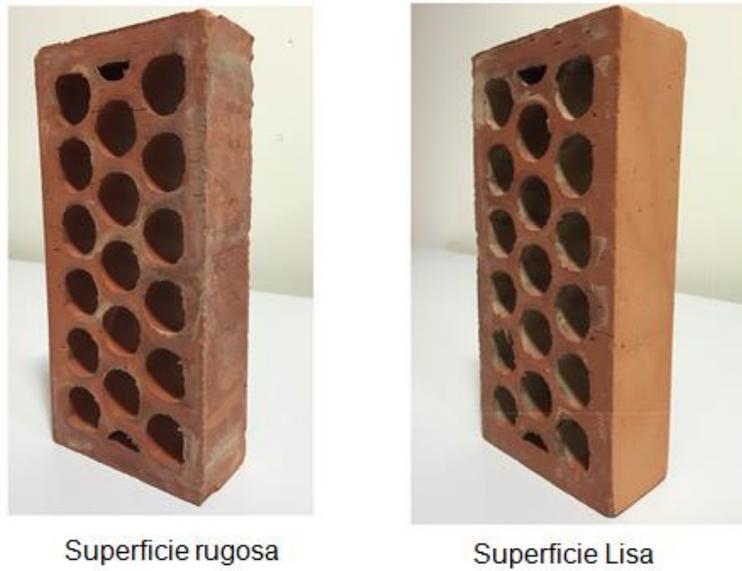


Figura 4.5 Ladrillos con superficie rugosa y superficie lisa

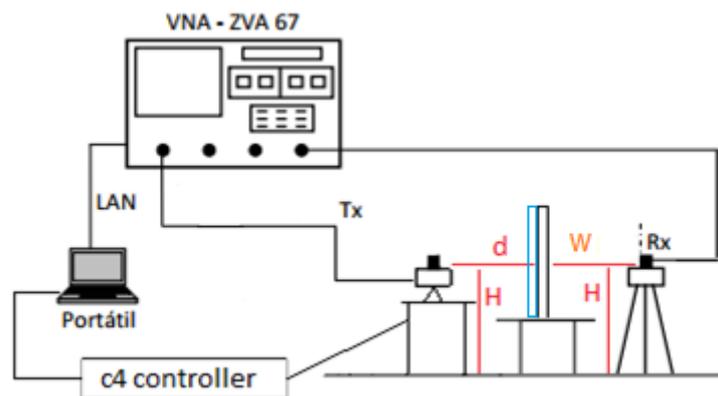


Figura 4.6 Esquema de estudio para el caso de 1 ladrillo

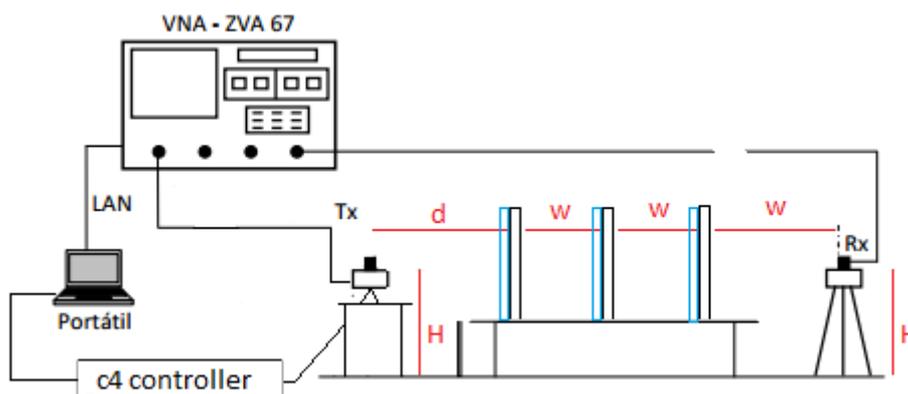


Figura 4.7 Esquema de estudio para el caso de 3 ladrillos

- VNA - ZVA67: Analizador de redes virtual Rhode & Schwarz
- La señal del VNA primero se conecta a la antena transmisora (Tx) mediante

un cable coaxial.

- La señal de la antena receptora (Rx) se conecta directamente con el VNA mediante un cable de coaxial.

- Las antenas son Q-par QOM55-65 VRA de 55 a 65 GHz, omnidireccionales y de tipo V.

- La antena transmisora está sobre el controlador C4 de Arrick Robotics, el cual nos va a permitir hacer un barrido en horizontal de 3cm en pasos de 1mm (31 posiciones en total) y 28 repeticiones en cada posición.

- Las pérdidas de inserción del cable coaxial son de 5dB/m a 60GHz y la ganancias de las antenas varían entre 4.3 y 4.58 dBi dentro del margen de frecuencias considerado (58-62 GHz)

- El centro de fase de estas antenas está situado a 16mm sobre la base de la antena, tomando este punto como la referencia de altura.

- Delante de cada fila de ladrillos se colocó un absorbente de manera que las posibles contribuciones procedentes de la estructura del ladrillo quedaran eliminadas y poder centrarnos en el efecto de sus rugosidades.

- Además, entre la antena transmisora y el primer ladrillo se colocó una lámina metálica para eliminar, también cualquier contribución procedente de las propagaciones situadas por debajo de los obstáculos objeto de estudio.

- Los ladrillos tienen una anchura de 5.1cm y el absorbente de 7.6cm.

- La distancia entre ladrillo es de 23.55cm, la misma que entre el receptor y el último ladrillo mientras que la distancia entre el transmisor y el primer ladrillo es de 20cm

Las medidas se han tomado para el caso de 1 y 3 bloques de ladrillos en polarización vertical y horizontal y para las 2 posibilidades del acabado de los ladrillos lisos y rugosos.

La respuesta en frecuencia del canal se midió sobre 1024 puntos con la misma distancia de separación entre ellos y un rango de frecuencias de 57 a 66 GHz con un paso de frecuencias de 13.3 MHz y una frecuencia intermedia de 1Hz. La potencia del VNA fue de 0dBm aportando un rango dinámico de 100dB a 62GHz. Se realizaron 28 repeticiones en cada una de las 31 posiciones y durante el proceso nadie estuvo presente en el entorno de medidas.

4. METODOLOGÍA

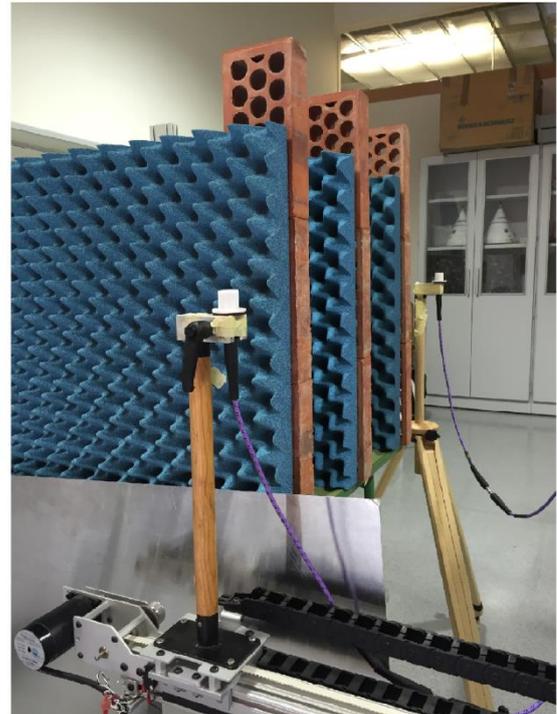


Figura 4.8 Fotos escenario para 3 ladrillos superficie lisa y rugosa

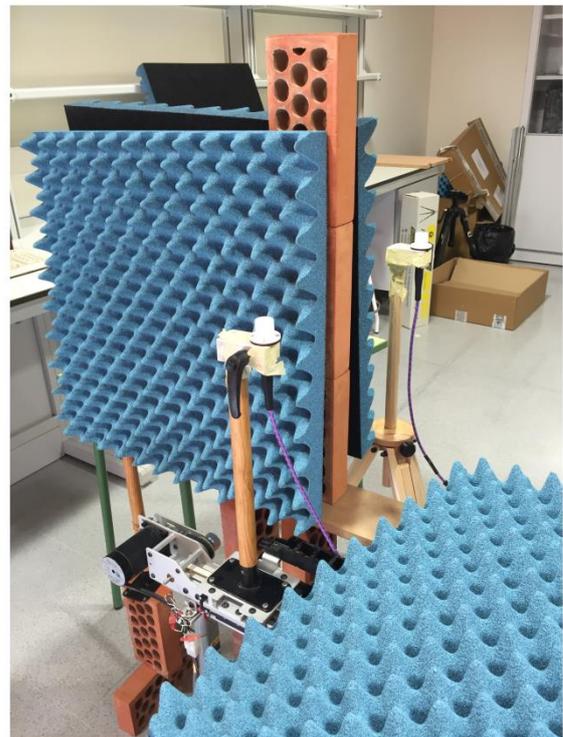
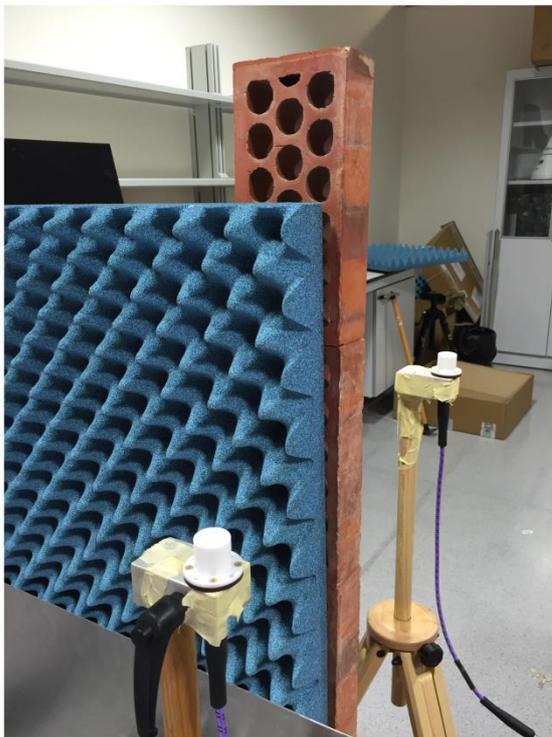


Figura 4.9 Fotos escenario para 1 ladrillo superficie lisa y rugosa

5. RESULTADOS

5.1 Comparación del análisis de la difracción múltiple de cilindros a través de medidas a 60GHz con una solución UTD-PO

Las 2 primeras representan los resultados para polarización vertical en los casos de $d=0.1\text{m}$ y $d=0.2\text{m}$ respectivamente y las 2 últimas los resultados para polarización horizontal con $d=0.1\text{m}$ y 0.2m respectivamente; además, se han añadido los resultados del estudio en el que los cilindros se han sustituido por aristas.

Como se puede apreciar, los resultados predichos en la simulación teórica y los de la simulación práctica presentan una coincidencia excelente en todos los casos supuestos.

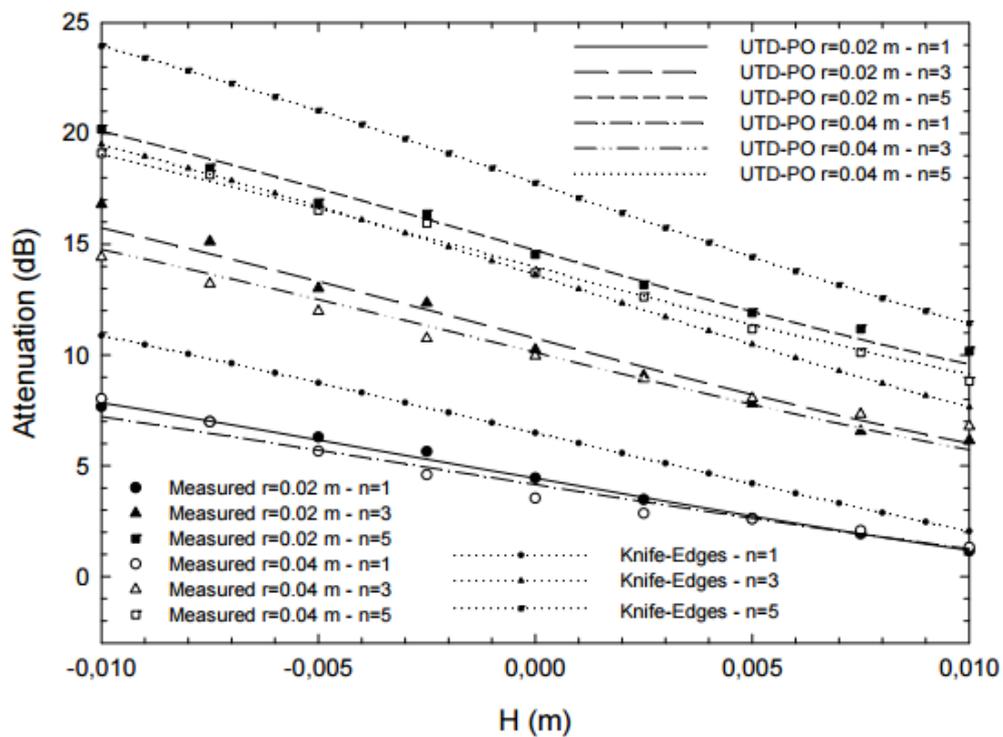


Figura 5.1 Comparación de la formulación UTD-PO para las medidas a 60GHz con $w=0.232\text{m}$ y $d=0.1\text{m}$ y polarización vertical

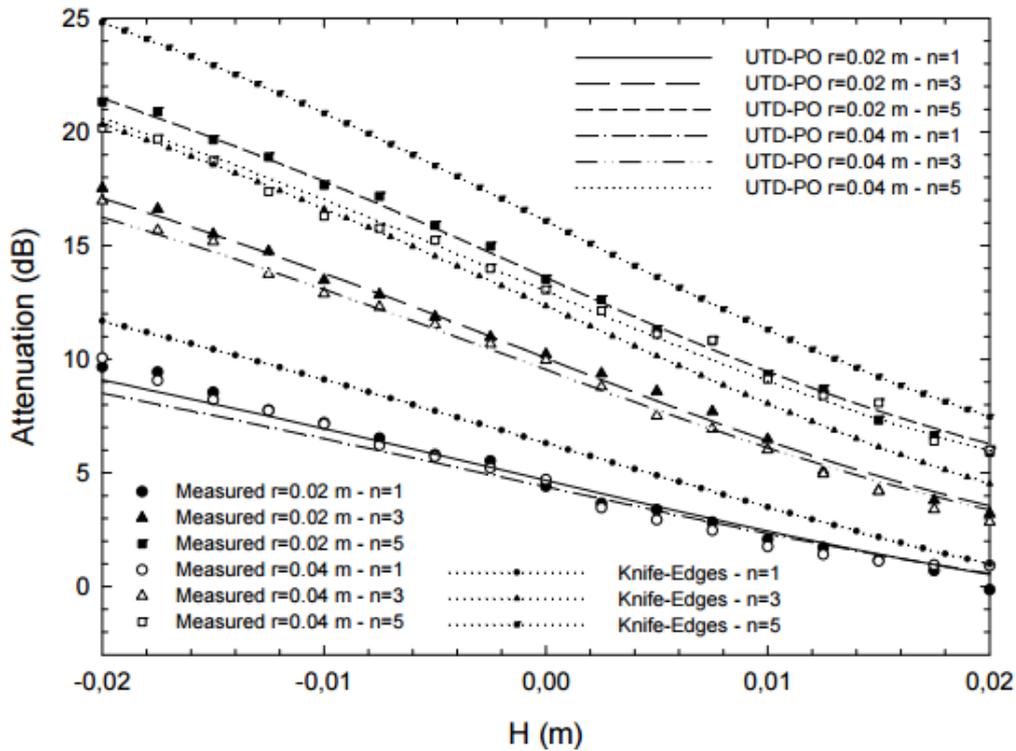


Figura 5.2 Comparación de la formulación UTD-PO para las medidas a 60GHz con $w=0.232m$ y $d=0.2m$ y polarización vertical

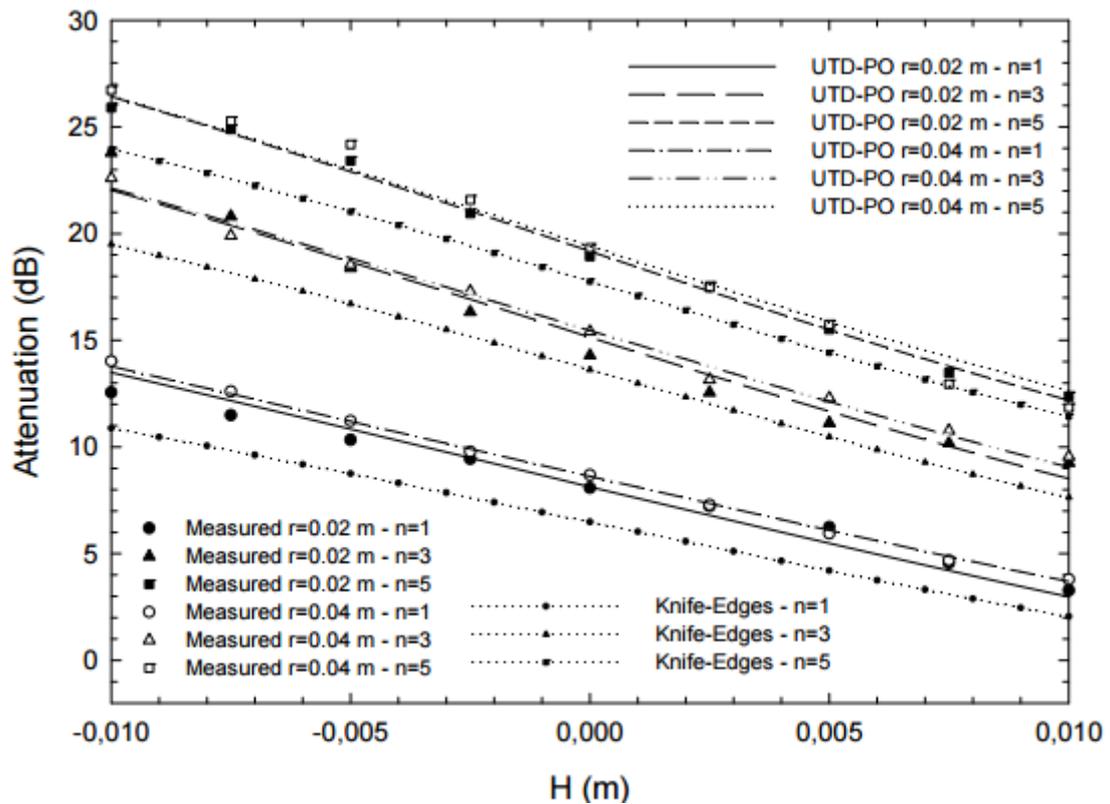


Figura 5.3 Comparación de la formulación UTD-PO para las medidas a 60GHz con $w=0.232m$ y $d=0.1m$ y polarización horizontal

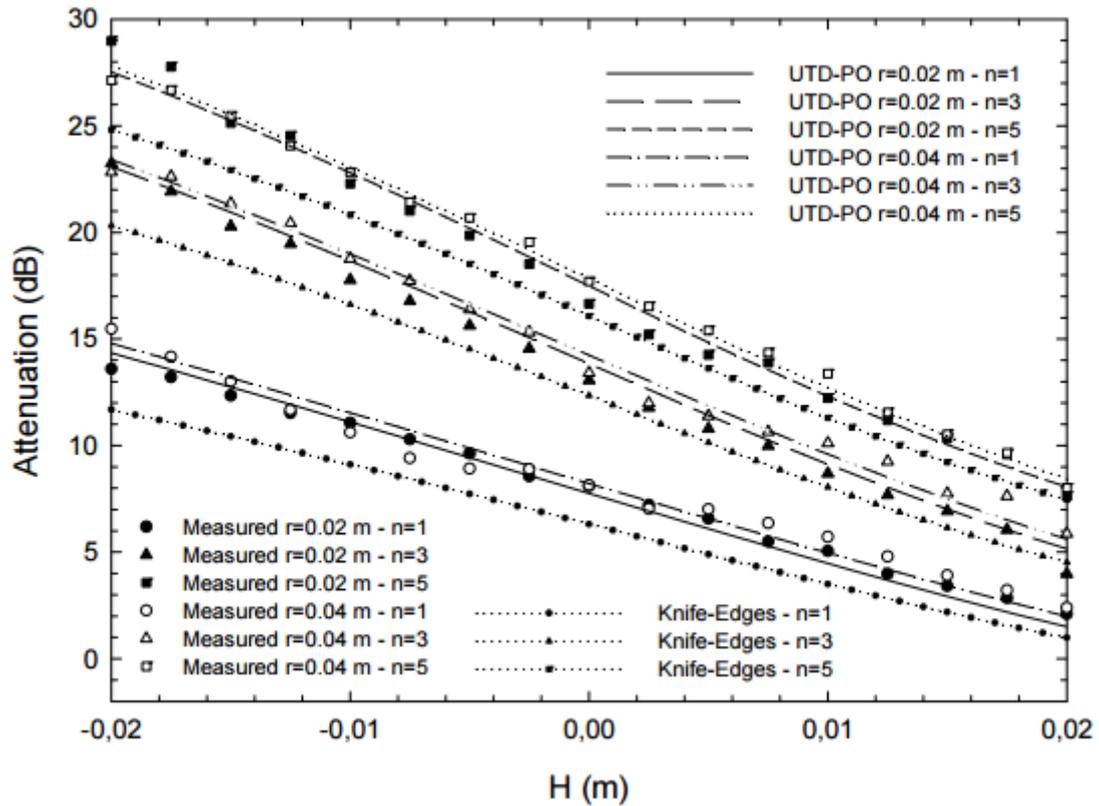


Figura 5.4 Comparación de la formulación UTD-PO para las medidas a 60GHz con $w=0.232\text{m}$ y $d=0.2\text{m}$ y polarización horizontal

A continuación se muestra una tabla con la media y la varianza del error en dB entre el modelo teórico y los valores empíricos para ambas polarizaciones donde podemos comprobar el pequeño error existente entre ellas.

	$r=0.02\text{ m}$		$r=0.04\text{ m}$	
	Mean Error	Variance	Mean Error	Variance
$n=1$ ($d=0.10\text{ m}$)	0.69	0.200	0.34	0.073
$n=1$ ($d=0.20\text{ m}$)	0.33	0.043	0.50	0.121
$n=3$ ($d=0.10\text{ m}$)	0.46	0.059	0.44	0.085
$n=3$ ($d=0.20\text{ m}$)	0.26	0.035	0.29	0.036
$n=5$ ($d=0.10\text{ m}$)	0.31	0.044	0.21	0.033
$n=5$ ($d=0.20\text{ m}$)	0.21	0.013	0.29	0.068

Figura 5.5 Media y varianza del error entre el modelo UTD-PO y las medidas (dB) con polarización vertical

	$r=0.02$ m		$r=0.04$ m	
	Mean Error	Variance	Mean Error	Variance
$n=1$ ($d=0.10$ m)	0.71	0.168	0.12	0.004
$n=1$ ($d=0.20$ m)	0.48	0.205	0.54	0.100
$n=3$ ($d=0.10$ m)	0.68	0.193	0.34	0.039
$n=3$ ($d=0.20$ m)	0.97	0.377	0.42	0.103
$n=5$ ($d=0.10$ m)	0.25	0.024	0.52	0.179
$n=5$ ($d=0.20$ m)	0.54	0.153	0.25	0.041

Figura 5.6 Media y varianza del error entre el modelo UTD-PO y las medidas (dB) con polarización horizontal

5.2 Comparación del análisis de la difracción múltiple de obstáculos rectangulares a través de medidas a 60GHz con una solución UTD-PO

En las siguientes gráficas se muestran los resultados de la atenuación en función de la altura H en el punto de referencia en los casos de $n=4$ y $n=6$ tanto para la formulación UTD-PO como para las medidas realizadas a 62GHz considerando en ambos casos la polarización vertical con valores de "w" (distancia entre bloques) de 0.2m y valores de "v" anchura de los bloques de 0.02m fabricados, estos, en granito con una permitividad compleja de $4.85-1.42j$ [4]

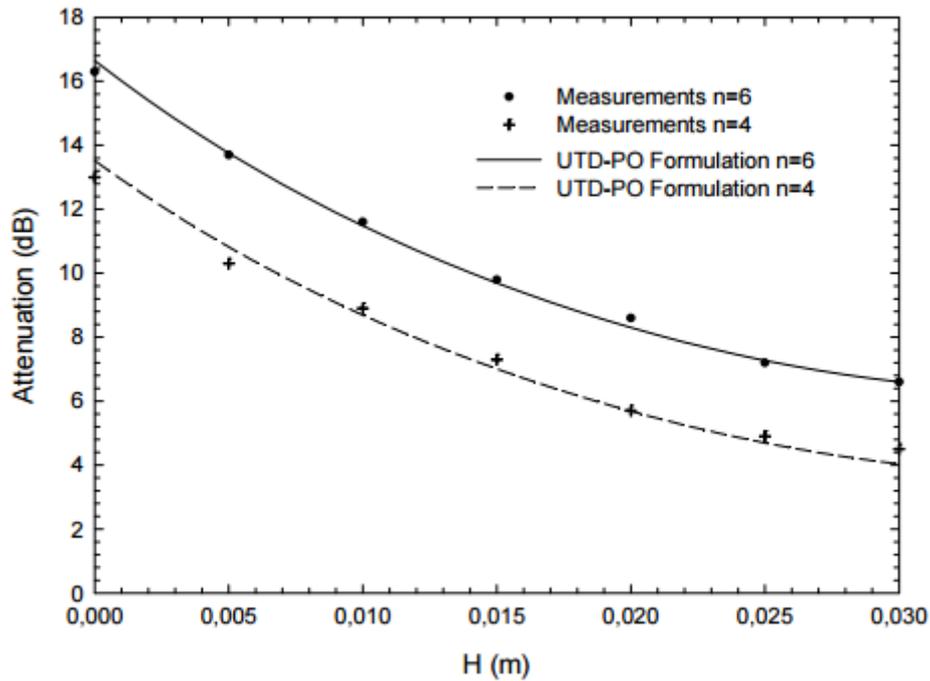


Figura 5.7 Comparación de la formulación UTD-PO para las medidas a 62GHz con $d=0.2m$, $w=0.2m$, $v=0.02m$ y polarización vertical

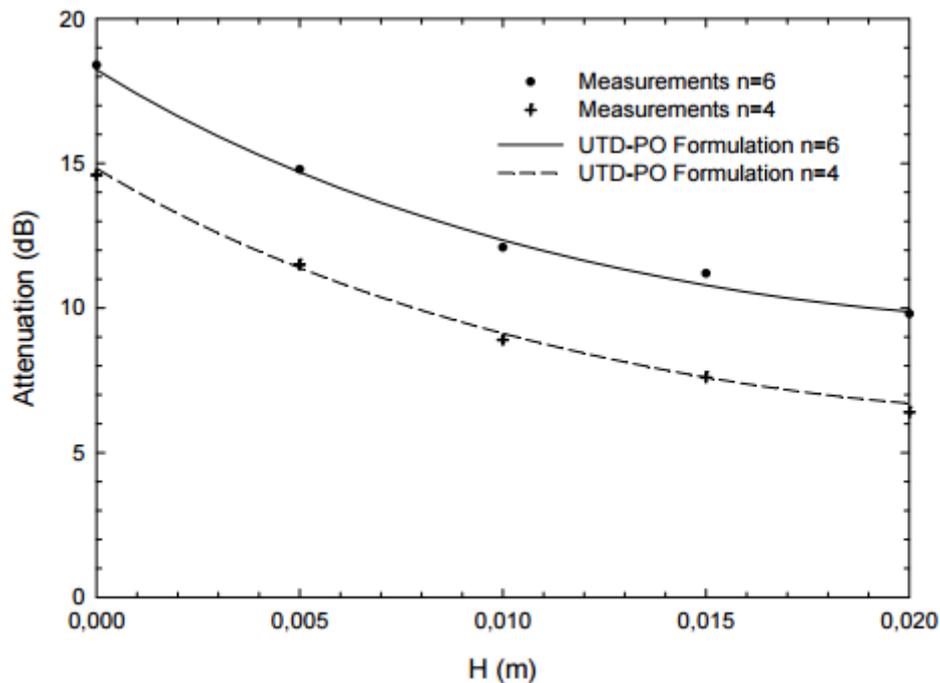


Figura 5.8 Comparación de la formulación UTD-PO para las medidas a 62GHz con $d=0.1m$, $w=0.2m$, $v=0.02m$ y polarización vertical

Como podemos observar, la predicción teórica coincide con los resultados obtenidos experimentalmente para todos los casos.

A continuación, la tabla muestra la media y la varianza del error en dB entre los valores del modelo teórico y los valores empíricos donde se comprueba el

pequeño error existente entre la formulación UTD-PO y las medidas realizadas.

	Mean Error	Variance
$n=4$ ($d=0.10$ m)	0.27	0.05
$n=4$ ($d=0.20$ m)	0.19	0.03
$n=6$ ($d=0.10$ m)	0.27	0.02
$n=6$ ($d=0.20$ m)	0.30	0.04

Figura 5.9 Media y varianza del error entre el modelo UTD-PO y las medidas (dB) con polarización vertical.

5.3 Análisis de la difracción difusa

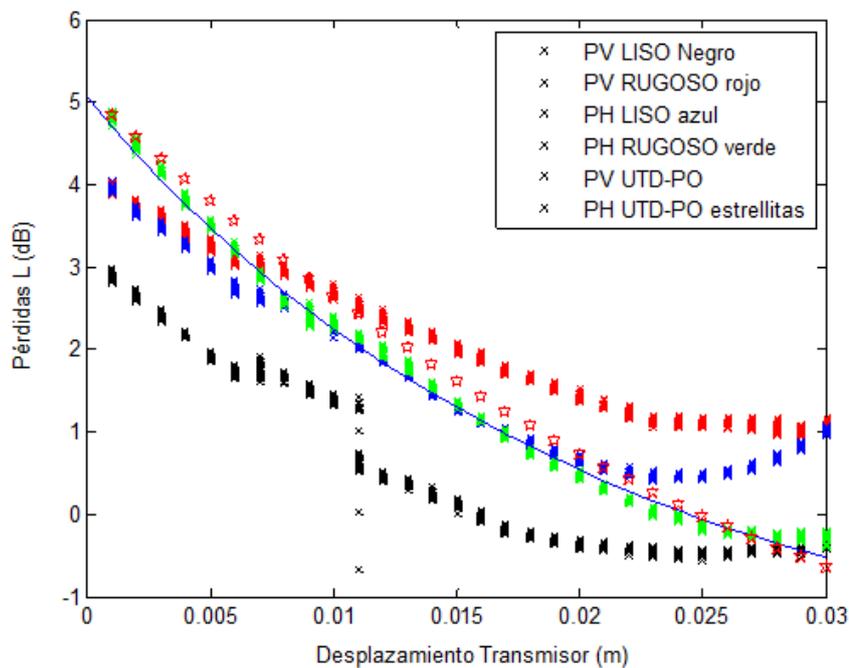


Figura 5.10 Atenuación en dB en función del desplazamiento del transmisor para el caso de 1 ladrillo en el caso de liso y rugoso y con polarización vertical y horizontal y la formulación UTD-PO a 60GHz

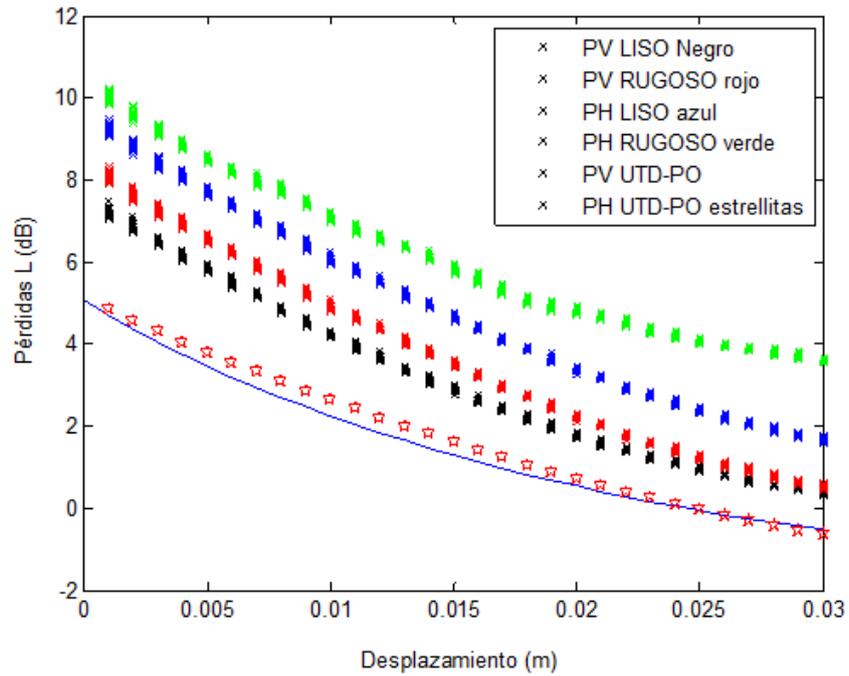


Figura 5.11 Atenuación en dB en función de la del desplazamiento del transmisor para el caso de 3 ladrillo en el caso de liso y rugoso y con polarización vertical y horizontal y la formulación UTD-PO a 60GHz

A continuación representamos las mismas gráficas representando el valor medio obtenido para cada una de las 28 repeticiones:

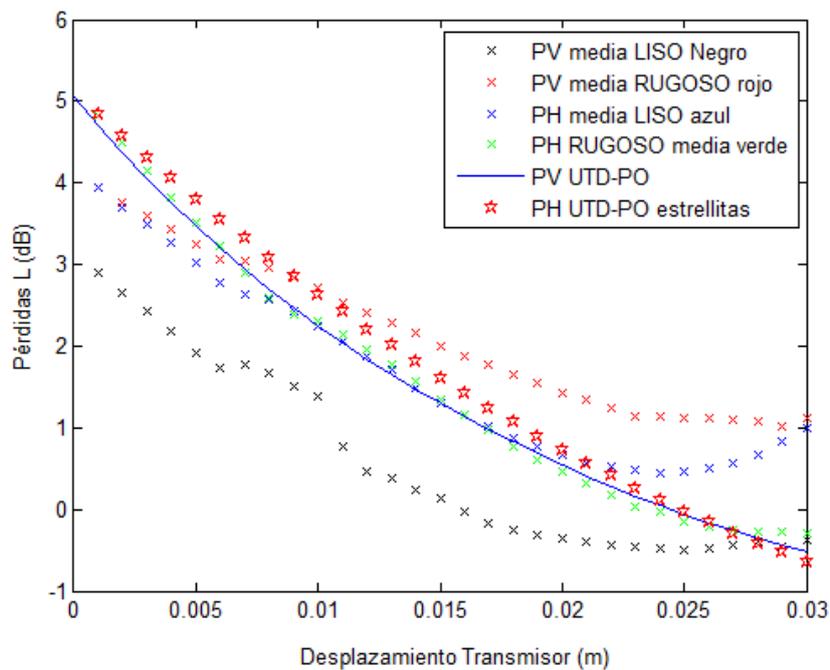


Figura 5.12 Atenuación en dB en función del desplazamiento del transmisor para el caso de 1 ladrillos en el caso de liso y rugoso representando sus valores medios con polarización vertical y horizontal y la formulación UTD-PO a 60GHz

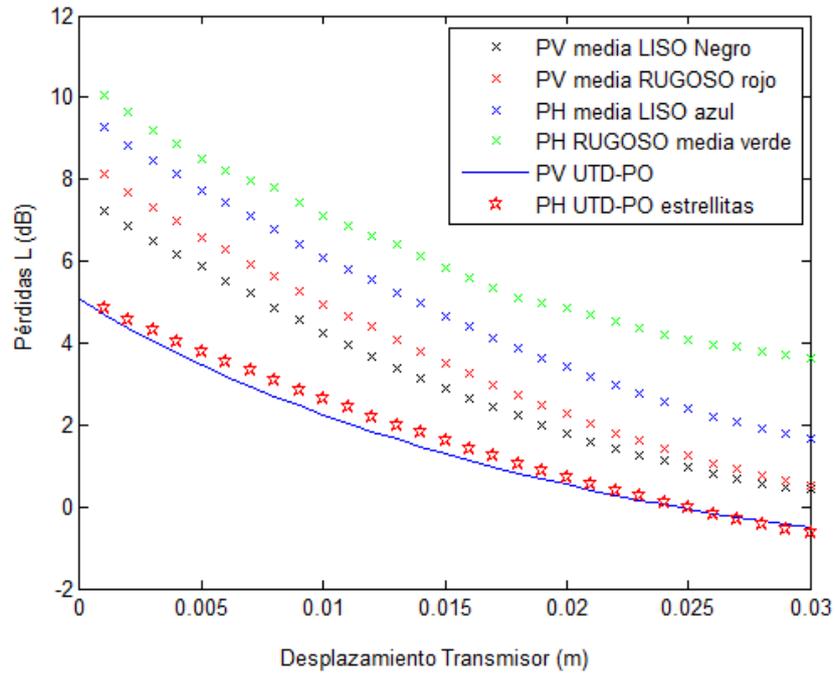


Figura 5.13 Atenuación en dB en función de la del desplazamiento del transmisor para el caso de 3 ladrillos en el caso de liso y rugoso representando sus valores medios con polarización vertical y horizontal y la formulación UTD-PO a 60GHz

Donde podemos comprobar que la atenuación va disminuyendo conforme la antena transmisora se desplaza hacia la zona de visión directa y que para el caso de 3 ladrillos esta atenuación es mayor que con 1 ladrillo.

6. CONCLUSIONES

EL objetivo de este proyecto se centraba en el análisis del canal radio en la banda de 60GHz, comparando los resultados de la campaña de medidas del estudio de la difracción múltiple con diferentes objetos con los resultados obtenidos del modelo teórico de la formulación basada en la UTD-PO [8] y del estudio de las pérdidas causada por el efecto de scattering a través de un mismo objeto con diferentes rugosidades.

Para el caso de los cilindros, el estudio llevado a cabo teórica y experimentalmente en el que se ha tenido en cuenta: radio de curvatura, número de cilindros, distancia entre antena transmisora y la primera superficie y el tipo de polarización; los resultados obtenidos para los valores de atenuación nos demuestran de forma satisfactoria que podemos aplicar la formulación teórica UTD-PO en el caso de propagación de microondas teniendo en cuenta la difracción múltiple en caso de superficies cilíndricas.

Además, si nos fijamos en la figura 5.5 y Figura 5.6 vemos como los parámetros representados de la media y la varianza del error entre la solución UTD-PO y los valores obtenidos presentan un error relativamente bajo y podemos considerar los siguientes aspectos.

- Radio de curvatura (r): para un determinado valor de número de cilindros, el radio de curvatura resulta poco influyente en los valores de atenuación obtenidos aunque su influencia es algo mayor para ángulos de incidencia negativos ($H < 0$) en polarización vertical y en ángulos de incidencia positivos ($H > 0$) en polarización horizontal.

En el caso de polarización vertical es el caso de radio menor es el que nos lleva a mayores valores de atenuación mientras que para la polarización horizontal esto sucede con el caso de radio mayor.

- Número de cilindros (n): Si atendemos al número de cilindros objeto de estudio, la atenuación es mayor en el caso de mayor número de cilindros.

- Separación entre transmisor y los cilindros: partiendo de que para los 2 valores de “ d ” se han estudiado diferentes valores de “ H ” (para $d=0.2m$, H variaba entre $-0.2m$ y $0.2m$ y para $d=0.1m$, H variaba entre $-0.1m$ y $0.1m$) siendo los valores máximos de incidencia $\pm 5.2^\circ$ en función de “ H ”, la variación está en que las curvas que se corresponden con los diferentes valores de “ d ” no son idénticas asumiendo misma “ r ”, “ n ” y tipo de polarización ya que aunque se evalúa el mismo rango de ángulos de incidencia, se considera frente de onda esférica y esto implica que la atenuación obtenida en cada caso es diferente ya que la distancia recorrida por la onda no es la misma.

Para $d=0.2m$ los valores de atenuación son más altos para ángulos de incidencia negativa y para $d=0.1m$ sucede al contrario y la atenuación más alta se da en los ángulos de incidencia positiva.

- Tipo de polarización: la influencia del tipo de polarización en los valores de atenuación se hace más relevante para valores de ángulo de incidencia

negativos, siendo en caso de la polarización horizontal mayores que en el caso de la vertical.

Para el caso de los rectángulos, los resultados obtenidos teórica y experimentalmente para los valores de atenuación realizando la comparación entre la formulación teórica UTD-PO para el caso de la difracción múltiple a 62GHZ para el caso de superficies rectangulares nos demuestran que podemos aplicar de forma satisfactoria dicha formulación en el estudio de la propagación de microondas.

Fijándonos en la figura 5.9 vemos como los parámetros representados de la media y la varianza del error entre la solución UTD-PO y los valores obtenidos también presentan un error relativamente bajo.

Para el caso del efecto de scattering hemos comprobado a través de los valores obtenidos de atenuación que en el caso de superficie con lisa, ésta es menor que en el caso de superficie rugosa debido a la contribución de las diferentes señales en las que se difunde la señal al incidir sobre las rugosidades.

APÉNDICE

VALIDACIÓN DE UNA SOLUCIÓN UTD-PO PARA EL ANÁLISIS DE LA DIFRACCIÓN MÚLTIPLE DE CILINDROS A TRAVÉS DE MEDIDAS A 60GHz

El objetivo es el estudio de la difracción múltiple considerando que los objetos que obstruyen el recorrido de propagación entre transmisor y receptor tienen formas redondeadas, siendo las estructuras cilíndricas las más apropiadas para el modelado de estos obstáculos para obtener así predicciones de pérdida de señal más precisa; en este sentido nos basaremos en la Teoría Uniforme de la Difracción y en Óptica Física (UTD-PO) [8] para el análisis de difracción múltiple de una serie de cilindros validada a través de medidas experimentales realizadas a 60GHz.

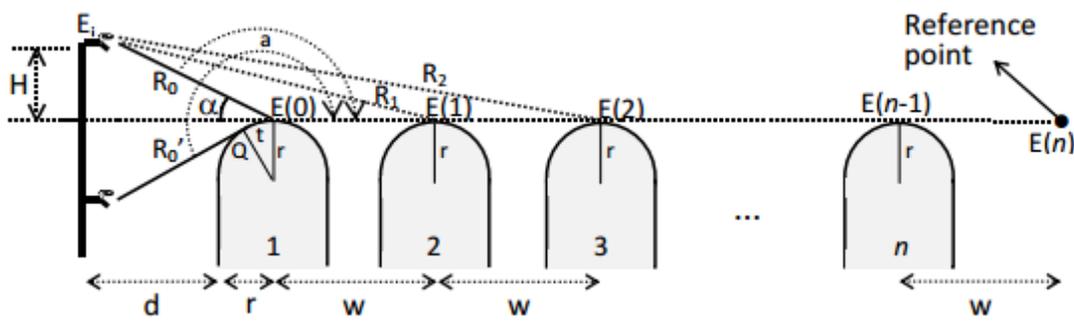


Figura A1.1 Esquema para el estudio de propagación para caso de cilindros

En el siguiente esquema se muestra un entorno de propagación para el caso en el que nos situamos donde se aprecian:

- serie de “n” conductores cilíndricos de la misma altura alineados
- Altura de la antena transmisora “H”
- constante de separación entre cilindros “w”
- radio de curvatura “r”

La fuente se encuentra a una altura arbitraria (por encima de, a la misma altura y por debajo de la altura media de los cilindros) y, además, se encuentra situada a una cierta distancia “d” de estos.

Y asumiendo la aproximación de campo lejano mediante la cual:

- $d \gg r$
- $w \gg r$
- $d \gg t$
- $w \gg t$

Nos encontramos las siguientes situaciones, considerando $m' = (kr/2)^{1/3}$ donde “k” es el número de onda; el campo existente en el punto de referencia responde a:

a) Cuando ($H \geq 0$, $\alpha \geq 0$) el punto transmisor está sobre o a la misma altura de los cilindros, el receptor situado en el punto de referencia estará en lo que se conoce como “zona de luz” y el campo reflejado en la superficie de los cilindros se considera como campo reflejado y responde a la expresión:

$$E(n) = \frac{1}{n} \sum_{m=0}^{n-1} E(m) \left[\frac{R_0}{R_{n-m}} e^{-jk(R_n - R_m)} + \sqrt{\frac{R_0}{(n-m)w[R_0 + (n-m)w]}} R_{s,h}(a) e^{-jk(n-m)w} \right] \quad (A1.1)$$

Donde para el caso de $n = 0$ (ausencia de cilindros), el campo que incide en el primer cilindro se puede expresar como:

$$E(0) = \frac{E_i}{R_0} e^{-jkR_0} \quad (A1.2)$$

Siendo E_i la amplitud relativa de la fuente esférica y:

$$R_{s,h}(a) = -\sqrt{\frac{r}{m'}} e^{-j\frac{\pi^2(a)}{12}} e^{-j\frac{\pi}{4}} \left\{ \frac{-F[X(a)]}{2\varepsilon(a)\sqrt{\pi}} + \begin{bmatrix} p^*(\varepsilon(a)) \\ q^*(\varepsilon(a)) \end{bmatrix} \right\} \quad (A1.3)$$

el coeficiente de reflexión para las polarizaciones horizontal y vertical (soft y hard respectivamente) y $F[X]$ es la función de transición (definida en términos de una integral de Fresnel), $p^*(\varepsilon(a))$ y $q^*(\varepsilon(a))$ son las funciones de dispersión para la polarización horizontal y vertical que dependen de las características eléctricas de los cilindros y,

$$\begin{aligned} X(a) &= 2kL \cos^2\left(\frac{a}{2}\right) \\ L &= \frac{R_0(n-m)w}{R_0 + (n-m)w} \\ \varepsilon(a) &= -2m' \cos^2\left(\frac{a}{2}\right) \end{aligned} \quad (A1.4)$$

siendo “ α ” el ángulo indicado en esquema.

b) Cuando ($H < 0$, $\alpha < 0$), el punto transmisor se encuentra por debajo de la altura de los cilindros, el punto de referencia se encuentra en la “zona de sombra” y, en este caso, el campo reflejado en la superficie de los cilindros será un campo difractado que resulta de los rayos que se propagan a lo largo del arco t que queda definido por el punto donde el rayo incidente es tangente al cilindro (Q) y el punto más alto de este último y podemos definirlo como:

$$E(n) = \frac{1}{n} \sum_{m=0}^{n-1} E(m) \sqrt{\frac{R_0'}{(n-m)w[R_0'+(n-m)w]}} T_{s,h}(a) e^{-jk(n-m)w} \quad (A1.5)$$

Y para el caso de n=0

$$E(0) = \frac{E_i}{R_0'} \sqrt{\frac{R_0'}{R_0'+t(a)}} e^{-jkR_0'} e^{-jkt(a)} \approx \frac{E_i}{R_0'} e^{-jkR_0'} e^{-jkt(a)} \quad (A1.6)$$

el coeficiente de difracción para polarización soft (s) y hard (h) resulta:

$$T_{s,h}(a) = -m' \sqrt{\frac{2}{k}} e^{-j\frac{\pi}{4}} \left\{ \frac{-F[X(a)]}{2\varepsilon(a)\sqrt{\pi}} + \begin{bmatrix} p^*(\varepsilon(a)) \\ q^*(\varepsilon(a)) \end{bmatrix} \right\} \quad (A1.7)$$

donde

$$\begin{aligned} X(a) &= \frac{kL(a-\pi)^2}{2} \\ L &= \frac{R_0'(n-m)w}{R_0'+(n-m)w} \\ \varepsilon(a) &= m'(a-\pi) \\ t(a) &= r(a-\pi) \end{aligned} \quad (A1.8)$$

La metodología seguida para el cálculo de la atenuación debida a la difracción múltiple (A) es:

$$A = L_c - L_{fs} \quad (A1.9)$$

Con L_c , las pérdidas con la presencia de los cilindros y L_{fs} , las pérdidas calculadas en espacio libre (sin cilindros), definimos L_c :

$$L_c = -10 \log_{10} \sum_{i=0}^F PDP_{TG}(\tau_i) \quad (A1.10)$$

VALIDACIÓN DE UNA SOLUCIÓN UTD-PO PARA EL ANÁLISIS DE LA DIFRACCIÓN MÚLTIPLE DE OBSTÁCULOS RECTANGULARES A TRAVÉS DE MEDIDAS A 60GHZ

En estén caso, tratamos el estudio de la difracción múltiple considerando que los objetos que obstruyen el camino entre transmisor y receptor son de forma rectangular; en este sentido nos basaremos, también, en la formulación híbrida de la Teoría Uniforme de la Difracción y en Óptica Física (UTD-PO) para el análisis de difracción múltiple de una serie de rectángulos validada a través de medidas experimentales realizadas a 62GHz

El entorno de propagación en el que nos situamos queda mostrado en el siguiente esquema:

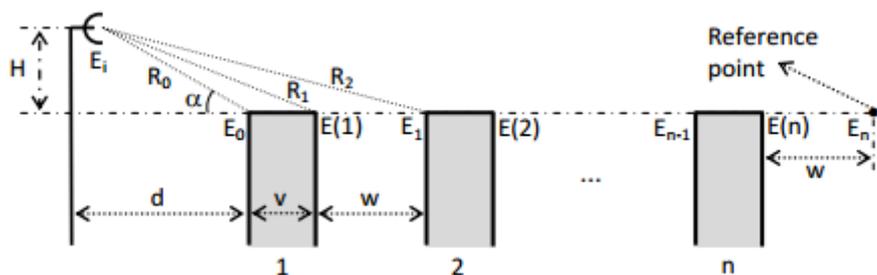


Figura A1.2 Esquema para el estudio de propagación para caso de rectángulos

en él aparecen una serie de “n” conductores rectangulares de la misma altura alineados y separados una distancia constante “w” y con una anchura “v”, con una antena transmisora de altura “H” .

La fuente se encuentra a una altura arbitraria (por encima de o a la misma altura de la altura media de los rectángulos) y, además, se encuentra situada a una cierta distancia “d” de estos.

Para el análisis de la difracción múltiple sobre este entorno de propagación podemos considerar los bloques rectangulares como la unión dos a dos de una serie de cuñas con un ángulo interior de $\pi/2$ radianes.



Figura A1.3 Sección rectangular formada por dos cuñas de ángulo interior 90° [6]

Donde el campo recibido en el punto de referencia que observamos en el esquema del modelo para el caso de $n=0$ (ausencia de rectángulos), considerando la solución recursiva para la UTD-PO se define como E_0 y se corresponde con:

$$E_0 = \frac{E_i}{R_0} \exp(-jkR_0) \quad (A1.11)$$

Donde E_i es la amplitud relativa de la fuente esférica y k es el número de onda y:

Por lo tanto, (E_n) el campo existente en el punto de referencia indicado en el esquema inicial asumiendo que $\alpha \geq 0$, y $n \geq 1$, se define como:

$$\begin{aligned} E_n = & \frac{1}{2n} \left\{ \sum_{q=0}^{n-1} E_q \left[\frac{R_0}{R_{2(n-q)}} \exp[-jk(R_{2n} - R_{2q})] \right. \right. \\ & \left. \left. + \sqrt{\frac{R_0}{(n-q)(v+w)[R_0 + (n-q)(v+w)]}} \right. \right. \\ & \left. \cdot D \left(\phi' = \frac{\pi}{2} + \alpha, \phi = \frac{3\pi}{2}, L = \sqrt{\frac{R_0(n-q)(v+w)}{R_0 + (n-q)(v+w)}} \right) \cdot \exp[-jk(n-q)(v+w)] \right] \\ & + \sum_{r=1}^n E(r) \left[\frac{R_0}{R_{2(n-r)+1}} \exp[-jk(R_{2n} - R_{2r-1})] + \sqrt{\frac{R_0}{[(n-r)(v+w)+w][R_0 + (n-r)(v+w)+w]}} \right. \\ & \left. \cdot D \left(\phi' = \alpha, \phi = \pi, L = \sqrt{\frac{R_0[(n-r)(v+w)+w]}{R_0 + [(n-r)(v+w)+w]}} \right) \cdot \exp[-jk[(n-r)(v+w)+w]] \right] \left. \right\} \end{aligned} \quad (A1.12)$$

Y $D(\phi, \phi', L)$ es el coeficiente de difracción para un conductor infinito [4]

$$R_x = \begin{cases} \sqrt{\left[d + \frac{x}{2}(v+w) \right]^2 + H^2}, & x \text{ even} \\ \sqrt{\left[d + \frac{x-1}{2}(v+w) + v \right]^2 + H^2}, & x \text{ odd} \end{cases} \quad (A1.13)$$

$$R'_x = \sqrt{\left[d + \frac{x-1}{2}(v+w) + w \right]^2 + H^2}$$

Y $E(n)$, el campo alcanzado en la esquina derecha de la superior del rectángulo, como se observa en el esquema, es:

$$\begin{aligned}
 E(n) &= \frac{1}{2n-1} \left\{ \sum_{m=0}^{n-1} E_m \left[\frac{R_0}{R_{2(n-m)-1}} \exp[-jk(R_{2n-1} - R_{2m})] \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + \sqrt{\frac{R_0}{[(n-m)(v+w)-w][R_0 + (n-m)(v+w)-w]}} \right. \right. \\
 D \left(\phi' = \frac{\pi}{2} + \alpha, \phi = \frac{3\pi}{2}, L = \sqrt{\frac{R_0[(n-m)(v+w)-w]}{R_0 + [(n-m)(v+w)-w]}} \right) &\cdot \exp[-jk[(n-m)(v+w)-w]] \left. \right\} \\
 &+ \sum_{p=1}^{n-1} E(p) \left[\frac{R_0}{R_{2(n-p)}} \exp[-jk(R_{2n-1} - R_{2p-1})] + \sqrt{\frac{R_0}{(n-p)(v+w)[R_0 + (n-p)(v+w)]}} \right. \\
 &\quad \left. \cdot D \left(\phi' = \alpha, \phi = \pi, L = \sqrt{\frac{R_0(n-p)(v+w)}{R_0 + (n-p)(v+w)}} \right) \cdot \exp[-jk(n-p)(v+w)] \right] \left. \right\} \quad (A1.14)
 \end{aligned}$$

Para este planteamiento, el estudio para el caso de $\alpha < 0$ de la difracción múltiple no se puede llevar a cabo ya que el frente de onda incidiría sobre las esquinas derechas de los porciones que forman los rectángulos por el interior de estos lo cual no tiene sentido para nuestro estudio.

La metodología seguida para el cálculo de la atenuación debida a la difracción múltiple (A) es:

$$A = L_p - L_{fs} \quad (A1.15)$$

Con L_p son las pérdidas con la presencia de los rectángulos y L_{fs} , las pérdidas calculadas en espacio libre (sin rectángulos).

Siendo las pérdidas, calculadas en unidades logarítmicas en el dominio del tiempo calculadas a través de su PDP [9]

$$L = -10 \log_{10} \sum_{i=0}^{\infty} PDP_{TG}(\tau_i) \quad (A1.16)$$

MEDIDA Y MODELADO DEL EFECTO DE LA DISPERSION

A continuación se muestra el esquema donde aparecen los fenómenos de reflexión y dispersión difusa en una superficie genérica adoptando la aproximación de ER (efectividad rugosa) por el cual, la onda incidente en la pared lo hace siguiendo un patrón independiente de dispersión lambertiana.

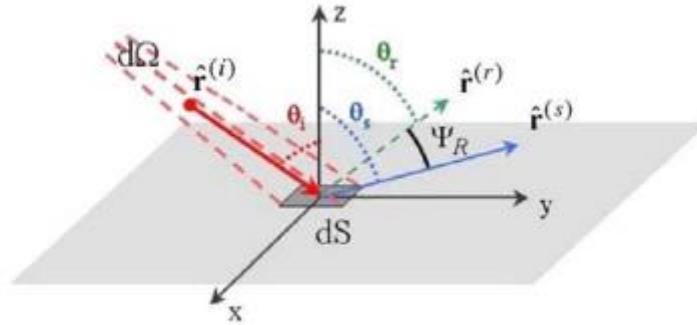


Figura A1.4 Esquema de un elemento de superficie genérico con fenómeno de reflexión y dispersión difusa [10]

Donde “ $d\Omega$ ” es el ángulo sólido de incidencia sobre la superficie “ dS ” y $r^{(i)}$, $r^{(s)}$ y $r^{(r)}$ son las distancias entre dS , la fuente y el receptor respectivamente

Con el modelo de ER, el campo dispersado por el modelo del esquema se modela como una onda esférica uniforme que sale del elemento y se propaga, definiendo así la densidad de potencia transportada como:

$$|\bar{E}_s|^2 = |\bar{E}_s(r_s, \theta_s, \phi_s)|^2 \quad (A1.17)$$

Con E_s , la intensidad del campo dispersado en función de un coeficiente y de un patrón de dispersión para los cuales nos basamos en 2 aproximaciones:

a) En la primera definimos el parámetro de dispersión como:

$$S = \frac{|\bar{E}_s|}{|\bar{E}_i|_{ds}} \quad (A1.18)$$

\bar{E}_s , \bar{E}_i las normales de los campos dispersado e incidente respectivamente

Y “ S^2 ” es el porcentaje de potencia incidente en el elemento y es dispersada en todas direcciones y “ R ” es el factor de reducción de reflexión

b) en la segunda lo definimos como:

$$S = \frac{|\bar{E}_s|}{|\bar{E}_R|_{ds}} \quad (A1.19)$$

Y “ S^2 ” es el porcentaje de potencia dispersada en todas direcciones a expensas de la potencia reflejada.

La diferencia entre los 2 modelos está en la definición del parámetro “ S ” pero en ambos se verifica el siguiente balance de potencia dispersada:

$$S^2 \cdot U^2 \cdot |\bar{E}_i|^2 \cdot d\Omega_i \cdot r_i^2 = \int_{2\pi} |\bar{E}_s|^2 d\Omega_s \cdot r_s^2 = \int_0^{\pi/2} \int_0^{2\pi} |\bar{E}_s|^2 r_s^2 \cdot \sin\theta_s d\theta_s d\phi_s \quad (A1.20)$$

Definiendo U en base a la aproximación de “S” adoptada:

$$U = \begin{cases} 1 & \text{if } S = |\bar{E}_s / \bar{E}_i| \\ \Gamma & \text{if } S = |\bar{E}_s / \bar{E}_R| \end{cases} \quad (A1.21)$$

A partir de la forma de la onda dispersada:

$$|\bar{E}_s(r_s, \theta_s, \phi_s)| \quad (A1.22)$$

La forma del patrón de dispersión de la pared depende en gran medida de sus irregularidades por lo que podemos considerar 3 diferentes patrones, cada uno representativo de una situación práctica.

- Modelo 1: Modelo Lambertiano:

Asume que el lóbulo de radiación dispersa es máximo en la dirección perpendicular a la pared:

$$|\bar{E}_s|^2 = E_{S0}^2 \cdot \cos\theta_s \quad (A1.23)$$

E introduciendo el Valor de E_{S0} :

$$|\bar{E}_s|^2 = \left(\frac{K \cdot S}{r_i \cdot r_s} \right)^2 \cdot U^2 \cdot \frac{\cos\theta_i \cdot \cos\theta_s}{\pi} dS \quad (A1.24)$$

Con “K”, constante dependiente de la amplitud de la onda incidente.

- Modelo 2: Modo directivo:

Se basa en que el lóbulo de dispersión se dirige hacia la zona de reflexión

$$|\bar{E}_s|^2 = E_{S0}^2 \cdot \left(\frac{1 + \cos\Psi_R}{2} \right)^{\alpha_R} \quad \alpha_{R=1,2,\dots,N} \quad (A1.25)$$

Ψ_R es ángulo entre la dirección de la onda reflejada y la dirección de dispersión (θ_S, ϕ_S) y el exponente α_R está relacionado con el ancho del lóbulo de dispersión.

$$E_{S0}^2 = \left(\frac{SK}{r_i r_s} \right)^2 U^2 \frac{dS \cos \theta_i}{F_{\alpha_R}} \quad (\text{A1.26})$$

- Modelo: Modelo del lóbulo retrodispersado:

Es similar al anterior modelo, lo que hace es añadir un término que representa el fenómeno de retrodispersión al modelo anterior; para caracterizarlo, se introduce un lóbulo de dispersión en la dirección incidente. La expresión para este modelo de doble lóbulo es:

$$|\bar{E}_S|^2 = E_{S0}^2 \cdot \left[\Lambda \left(\frac{1 + \cos \Psi_R}{2} \right)^{\alpha_R} + (1 - \Lambda) \left(\frac{1 + \cos \Psi_i}{2} \right)^{\alpha_i} \right] \quad \alpha_i, \alpha_R = 1, 2, \dots, N; \Lambda \in [0, 1]$$

(A1.27)

Con:

- α_i , ancho del lóbulo posterior
- Λ , factor de repartición entre los dos lóbulos y varía entre [0,1]
- α_i y α_R tienen el mismo valor en el modelo anterior; si uno de los dos aumenta, el ancho del lóbulo respectivo disminuye.

El valor máximo para la amplitud de E_{S0} para el campo dispersado en este modelo se puede calcular expresando los ángulos α_i y α_R a través de las direcciones de incidencia, reflexión y dispersión; con lo que obtenemos:

$$E_{S0}^2 = \left(\frac{SK}{r_i r_s} \right)^2 \cdot U^2 \cdot \frac{dS \cos \theta_i}{F_{\alpha_i, \alpha_R}}$$

Con

$$F_{\alpha_i, \alpha_R} = \frac{\Lambda}{2^{\alpha_R}} \cdot \left[\sum_j^{\alpha_R} \binom{\alpha_R}{j} \cdot I_j \right] + \frac{(1 - \Lambda)}{2^{\alpha_i}} \cdot \left[\sum_j^{\alpha_i} \binom{\alpha_i}{j} \cdot I_j \right] \quad (\text{A1.28})$$

Y

$$I_j = \frac{2\pi}{j+1} \cdot \left[\cos \theta_i \cdot \sum_{w=0}^{\frac{j-1}{2}} \binom{2w}{w} \cdot \frac{\sin^{2w} \theta_i}{2^{2w}} \right]^{\left(\frac{1-(-1)^j}{2} \right)} \quad (\text{A1.29})$$

Podemos definir el campo dispersado como:

$$\vec{E}_s = \left[\frac{1}{\sqrt{2}} |\vec{E}_s| e^{j\chi\theta_s} \right] \hat{\theta}_s + \left[\frac{1}{\sqrt{2}} |\vec{E}_s| e^{j\chi\phi_s} \right] \hat{\phi}_s \quad (\text{A1.30})$$

BIBLIOGRAFIA

- [1] <http://www.radioenlaces.es/articulos/radioenlaces-a-60-ghz/>
- [2] P. Pagani, F. Tchoffo and P. Pajusco, *Ultra-Wideband Radio Propagation Channels. A Practical Approach*, Bernard Uguen ISTE Ltd and John Wiley & Sons, Inc. 2008.
- [3] C. A. Balanis, *Advance Engineering Electromagnetics*, John Wiley & Sons, New York, May 1989.
- [4] M. Teresa Martínez Inglés, *Theoretical and Experimental Characterization of the 60 GHz Radiocommunication Channel*. Tesis Doctoral, Junio 2014
- [5] A. Cardama *et al.*, “*Antenas*”, Edicions UPC, 1998.
- [6] P. Albaladejo Dávalos, *Implementación de un Sistema para la Automatización de Medidas del Canal Radio a 94 GHz*, Trabajo Fin de Grado. UPCT 2015
- [7] A. Robotics, Xy linear positioner, modular linear positioners tGlide and step motor systems, [online] [30-05-2014]
- [8] J.V. Rodríguez, J.M. Molina-Garcia-Pardo and L. Juan-Llácer, “A Hybrid UTD-PO Solution for Multiple-Cylinder Diffraction Analysis Assuming Spherical-Wave Incidence,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no.9, pp. 3078-3081, September 2008.
- [9] J.M. Molina-Garcia-Pardo, J.V. Rodríguez and L. Juan Llácer, “Wide-band measurements and characterization at 2.1 GHz while entering in a small tunnel,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol.53, no.6, pp. November 2004.
- [10] Measurement and Modelling of Scattering From Buildings, Vittorio Degli-Esposti, *Member, IEEE*, Franco Fuschini, Enrico M. Vitucci, *Student Member, IEEE*, and Gabriele Falciasecca, *IEEE Transactions on antennas and propagation*, VOL. 55, NO. 1, January 2007
- [11] ZVA Quick Start Guide Rev. 10
- [12] Application note R&S How to use R&S instruments in MatLab
- [13] Application note “Using R&S Signal, Spectrum and Network Analyzers with MatLab
- [14] Instrument Control ToolBox User’s Guide MatLab

- [15] R&S®ZVA / R&S®ZVB / R&S® ZVT Vector Network Analyzers Operating Manual
- [16] Remote Control of R&S Spectrum and Network Analyzers via LAN
- [17] Manuales de referencia MatLab. www.matlabtutorials.com
- [18] "Aprenda MatLab 7.0 como si estuviera en primero" Autores: Javier García de Jalón, José Ignacio Rodríguez, Jesús Vidal
- [19] "C4 Controller User Guide". <http://www.arrickrobotics.com/c4.html>
- [20] Peter, M.; Keusgen, W.; , "A Component-Based Time Domain Wideband Channel Sounder and Measurement Results for the 60 GHz In-Cabin Radio Channel," Antennas and Propagation, 2007. EuCAP 2007. The Second European Conference on , vol., no., pp.1-6, 11-16 Nov. 2007
- [21] Kivinen, J.; , "60-GHz Wideband Radio Channel Sounder," Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on , vol.56, no.5, pp.1831-1838, Oct. 2007
- [22] J.-C. Angosto Tebas, "Implementación de un Sistema para la Automatización de Medidas del Canal Radio a 60 GHz", Proyecto final de carrera UPCT, Octubre 2011
- [23] R. López Moya, "Análisis de la difracción múltiple de señales radioeléctricas a 60 GHz mediante formulaciones híbridas UTD-PO.", Proyecto final de carrera UPCT, Diciembre 2011
- [Rod2006a] J.-V. Rodríguez, "*Desarrollo e Implementación de Modelos de Predicción de Pérdidas por Difracción Múltiple en el Canal Radio para la Planificación de Sistemas de Comunicaciones Móviles*", PhD Thesis, Universidad Politécnica de Cartagena, February 2006.

ÍNDICE DE FIGURAS

[Figura 1.1. Atenuación atmosférica en función de la frecuencia \[1\]](#)

[Figura 2.1 Principales caminos de propagación \[Pagani, 2008\]](#)

[Figura 2.2 Representación de grupo](#)

[Figura 2.3 Tipos de reflexión \[4\]](#)

[Figura 2.4 Obstrucción causada por la tierra \[5\]](#)

[Figura 2.5 Geometría de un obstáculo en la teoría UTD \[6\]](#)

[Figura 3.1. Esquema general de los elementos del equipo de medida](#)

[Figure 3.2 Rhode ZVA67 VNA. \[4\]](#)

[Figure 3.3 Cable coaxial \[6\]](#)

[Figura 3.4 Características del cable de 2m \[4\]](#)

[Figura 3.5 Amplificador HXI HLNAVC-465.](#)

[Figura 3.6 Características amplificador HLNAVC-465.](#)

[Figura 3.7 Posicionador de un solo eje \[4\]](#)

[Figura 3.8 Sistemas de control MD2 y C4 y motores por pasos \[7\]](#)

[Figura 3.9 Antena omnidireccional QOM 55-65 VRA](#)

[Figura 3.10 Características de las antenas omnidireccionales Q-par QOM](#)

[Figura 4.1 Esquema del escenario de medidas con cilindros](#)

[Figura 4.2 Fotos escenario para n=1 cilindro y n=3 cilindros](#)

[Figura 4.3 Esquema del escenario de medidas con rectángulos](#)

[Figura 4.4. Fotos escenario para n= 4 rectángulos y n= 6 rectángulos](#)

[Figura 4.5 Ladrillos con superficie rugosa y superficie lisa](#)

[Figura 4.6 Esquema de estudio para el caso de 1 ladrillo](#)

[Figura 4.7 Esquema de estudio para el caso de 3 ladrillos](#)

[Figura 4.8 Fotos escenario para 3 ladrillos superficie lisa y rugosa](#)

[Figura 4.9 Fotos escenario para 1 ladrillo superficie lisa y rugosa](#)

[Figura 5.1 Comparación de la formulación UTD-PO para las medidas a 60GHz con \$w=0.232m\$ y \$d=0.1m\$ y polarización vertical](#)

[Figura 5.2 Comparación de la formulación UTD-PO para las medidas a 60GHz con \$w=0.232m\$ y \$d=0.2m\$ y polarización vertical](#)

[Figura 5.3 Comparación de la formulación UTD-PO para las medidas a 60GHz con \$w=0.232m\$ y \$d=0.1m\$ y 1polarización horizontal](#)

[Figura 5.4 Comparación de la formulación UTD-PO para las medidas a 60GHz con \$w=0.232m\$ y \$d=0.2m\$ y](#)

[polarización horizontal](#)

[Figura 5.5 Media y varianza del error entre el modelo UTD-PO y las medidas \(dB\) con polarización vertical](#)

[Figura 5.6 Media y varianza del error entre el modelo UTD-PO y las medidas \(dB\) con polarización horizontal](#)

[Figura 5.7 Comparación de la formulación UTD-PO para las medidas a 62GHz con \$d=0.2m\$, \$w=0.2m\$, \$v=0.02m\$ y polarización vertical](#)

[Figura 5.8 Comparación de la formulación UTD-PO para las medidas a 62GHz con \$d=0.1m\$, \$w=0.2m\$, \$v=0.02m\$ y polarización vertical](#)

[Figura 5.9 Media y varianza del error entre el modelo UTD-PO y las medidas \(dB\) con polarización vertical.](#)

[Figura 5.10 Atenuación en dB en función del desplazamiento del transmisor para el caso de 1 ladrillo en el caso de liso y rugoso y con polarización vertical y horizontal y la formulación UTD-PO a 60GHz](#)

[Figura 5.11 Atenuación en dB en función de la del desplazamiento del transmisor para el caso de 3 ladrillos en el caso de liso y rugoso y con polarización vertical y horizontal y la formulación UTD-PO a 60GHz](#)

[Figura 5.12 Atenuación en dB en función del desplazamiento del transmisor para el caso de 1 ladrillos en el caso de liso y rugoso representando sus valores medios con polarización vertical y horizontal y la formulación UTD-PO a 60GHz](#)

[Figura 5.13 Atenuación en dB en función de la del desplazamiento del transmisor para el caso de 3 ladrillos en el caso de liso y rugoso representando sus valores medios con polarización vertical y horizontal y la formulación UTD-PO a 60GHz](#)

[Figura A1.1 Esquema para el estudio de propagación para caso de cilindros](#)

[Figura A1.2 Esquema para el estudio de propagación para caso de rectángulos](#)

[Figura A1.3 Sección rectangular formada por dos cuñas de ángulo interior \$90^\circ\$](#)

[Figura A1.4 Esquema de un elemento de superficie genérico con fenómeno de reflexión y dispersión difusa](#)

