

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN  
UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA



TRABAJO FIN DE GRADO

## **Implementación de un Sistema para la Automatización de Medidas del Canal Radio a 94 GHz**



*AUTORA:* Patricia Albaladejo Dávalos  
*DIRECTOR:* José María Molina García-Pardo  
*CO-DIRECTORA:* M<sup>a</sup> Teresa Martínez Inglés

Octubre / 2015





<b>Autor</b>	Patricia Albaladejo Dávalos
<b>E-mail del Autor</b>	pat.albaladejo@gmail.com
<b>Director</b>	José María Molina García-Pardo
<b>E-mail del Director</b>	josemaria.molina@upct.es
<b>Título del PFC</b>	Implementación de un Sistema para la Automatización de Medidas del Canal Radio a 94 GHz
<b>Resumen</b>	
<p>Horizonte 2020 de la Unión Europea considera la extensión de los sistemas de comunicación inalámbricos a frecuencias por encima de 60 GHz como prioritaria, concretamente, el uso de la banda milimétrica y el espectro de los terahercios. Este rango de frecuencias, entre 60 GHz y 300 GHz, no está limitado para las comunicaciones, por lo que su uso estaría indicado para sistemas que requieren de gran capacidad de transmisión de datos en la interfaz radio.</p> <p>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 parámetros nos permitirá optimizar y desarrollar nuevos estándares tales como aquellos que utilizan la banda de 100 GHz.</p> <p>La UPCT dispone de un analizador de redes vectorial de hasta 67 GHz, que junto con convertidores de onda milimétrica, que habilitan para las medidas desde 50 GHz hasta 500 GHz, nos permitirá obtener medidas del canal radioeléctrico.</p> <p>El objetivo de este proyecto es el desarrollo de una aplicación que permita controlar de forma automática el analizador ZVA67 y de esa forma realizar campañas de medidas a 94 GHz.</p>	
<b>Titulación</b>	Grado en Sistemas de Telecomunicación
<b>Departamento</b>	Departamento Tecnologías de la Información y las Comunicaciones
<b>Fecha de Presentación</b>	Octubre 2015



## **Agradecimientos**

A mis padres, por el apoyo incondicional a lo largo de todos mis años de estudiante. A mis hermanos, porque sé que les hará ilusión que los nombre. A mis compañeros de clase y a las que han sido compañeras de piso, compañeras de estudio y grandes amigas.

Y en especial, a mis directores de proyecto, por su paciencia y dedicación.

*Gracias*



# Índice

<b>Índice</b> .....	1
<b>Capítulo 1</b> .....	5
<i>INTRODUCCIÓN</i> .....	5
Objetivos .....	8
<i>Banda centrada en 60 GHz</i> .....	8
<i>Banda centrada en 94 GHz</i> .....	8
Fases del proyecto .....	9
<b>Capítulo 2</b> .....	11
<i>ESTADO DEL ARTE</i> .....	11
Clasificación de entornos .....	12
Propagación multicamino.....	13
<i>Reflexión</i> .....	14
<i>Difracción</i> .....	15
<i>Scattering</i> .....	16
Caracterización del canal de propagación .....	17
<i>Sondeo de Canal</i> .....	17
<i>Parámetros del canal radio</i> .....	18
Modelo de canal SIMO .....	19
Modelo de canal MIMO .....	21
Técnica Beamforming .....	23
<i>Técnicas con referencia temporal</i> .....	23
<i>Técnicas con referencia espacial</i> .....	24
<i>Técnicas con referencia ciega</i> .....	24
<b>Capítulo 3</b> .....	25
<i>DESCRIPCIÓN EQUIPO DE MEDIDAS</i> .....	25
60 GHz. Sistema SIMO.....	27
<i>Cable coaxial</i> .....	27
<i>Amplificadores</i> .....	28
<i>Fuente de alimentación</i> .....	29
<i>Posicionador Lineal</i> .....	31
<i>Antenas. Omnidireccional</i> .....	32

<i>Antenas. Lente Dileléctrica Plana (“Dielectric flat lens”)</i> .....	34
94 GHz. Sistema SIMO: UCA-URA .....	38
<i>Convertidores de onda milimétrica R&amp;S®ZVA-Z</i> .....	38
<i>Cableado</i> .....	39
<i>Posicionadores</i> .....	41
<i>Antenas. Bocina</i> .....	42
<i>Antenas. Omnidireccional</i> .....	43
94 GHz. Sistema MIMO: URA-ULA .....	44
<b>Capítulo 4</b> .....	45
<i>METODOLOGÍA DE LAS MEDIDAS</i> .....	45
60 GHz. Sistema SIMO.....	47
<i>Sistema Omnidireccional – Omnidireccional</i> .....	47
<i>Sistema Omnidireccional – Lente Dieléctrica Plana</i> .....	51
94 GHz. Sistema SIMO: UCA-URA .....	54
94 GHz. Sistema MIMO: URA-ULA .....	59
<b>Capítulo 5</b> .....	63
<i>RESULTADOS</i> .....	63
60 GHz. Sistema SIMO.....	64
<i>Primera posición</i> .....	64
<i>Segunda posición</i> .....	67
<i>Tercera posición</i> .....	69
94 GHz. Sistema SIMO: UCA-URA .....	71
94 GHz. Sistema MIMO: URA-ULA .....	73
<i>Primera posición</i> .....	73
<i>Segunda posición</i> .....	75
<i>Tercera posición</i> .....	76
<i>Comparativa por posiciones</i> .....	77
<b>Capítulo 6</b> .....	79
<i>CONCLUSIONES</i> .....	79
<b>Referencias</b> .....	81
<b>Índice de Figuras</b> .....	85
<b>Índice de Tablas</b> .....	89



*“Dime y lo olvido, enséñame y lo recuerdo,  
involúcrame y lo aprendo.”*

Benjamin Franklin





# Capítulo 1

## *INTRODUCCIÓN*

Horizonte 2020 de la Unión Europea considera la extensión de los sistemas de comunicación inalámbricos a frecuencias por encima de 60 GHz como prioritaria [1], debida a la limitación de ancho de banda en las frecuencias actuales, situadas por debajo de los 5 GHz. Concretamente, considera prioritario el uso de la banda milimétrica y el espectro de los terahercios. El uso de este rango de frecuencias sin licencia, entre 60 GHz y 300 GHz, estaría indicado para sistemas que requieren de gran capacidad de transmisión de datos en la interfaz radio.

Además, el uso de ondas milimétricas en que está basado en este trabajo, no sólo está limitado para las comunicaciones, podemos encontrar estudios que extraen características para el reconocimiento biométrico de imágenes del cuerpo humano adquiridas en la banda de las ondas milimétricas [3] .

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 la transferencia de datos. El análisis de estos parámetros nos permitirá optimizar y desarrollar nuevos estándares tales como aquellos que utilizan la banda de 100 GHz.

La UPCT dispone de un analizador de redes vectorial de hasta 67 GHz que, gracias a convertidores de onda milimétrica que aumentan el rango de frecuencia, nos permitirá obtener medidas del canal radioeléctrico desde 50 GHz hasta 500 GHz.

Es importante destacar que este rango de frecuencias presenta una gran atenuación, lo que favorece la reducción de interferencias y la reutilización de frecuencias a corta distancia. Estas características permitirán el desarrollo de sistemas para interiores, siendo necesarios transmisores de baja potencia que obtendrán una tasa de transmisión de hasta varios gigabits por segundo.

Este tipo de tráfico se produce en mayor medida en entornos domésticos u oficinas.

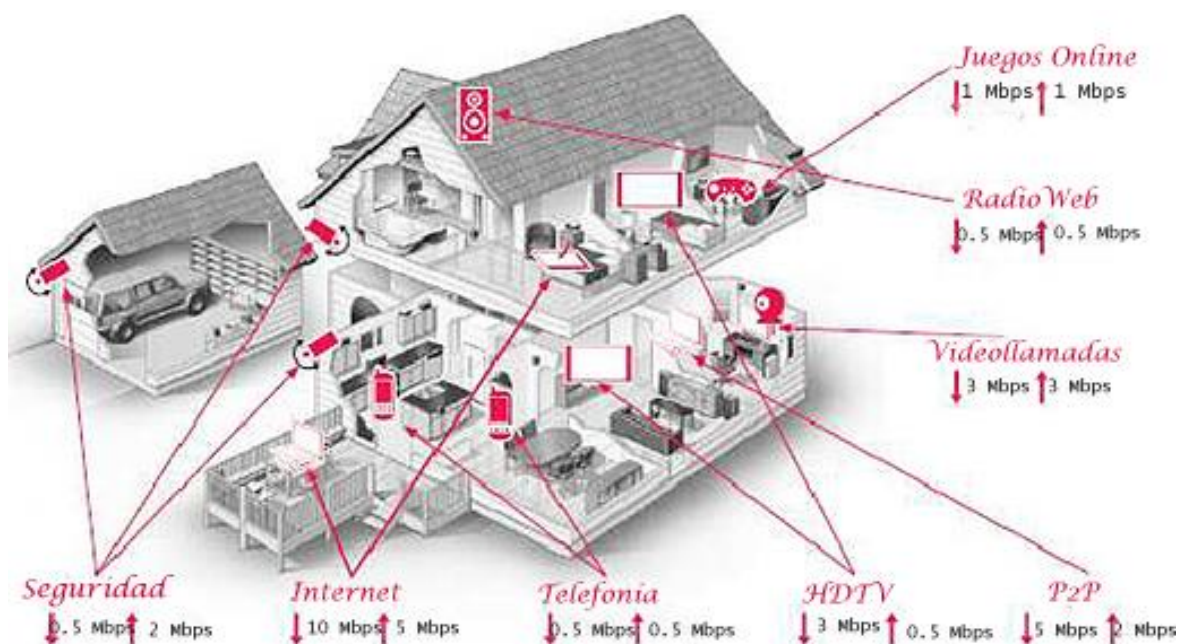


Figura 1.1. Requerimiento de ancho de banda en una vivienda [2]

La velocidad de transmisión que se puede llegar a obtener en este rango, es hasta 10 veces más elevada que para frecuencias inferiores, de forma que el ancho de banda se puede ampliar en gran medida.

El comportamiento de estos sistemas, requiere el estudio de la propagación a estas frecuencias. Para ello, el trazador de rayos es una herramienta de simulación de la respuesta del canal muy útil, en la cual se tienen en cuenta los principales mecanismos de propagación como la reflexión, la difracción y la dispersión difusa. Por otro lado, las medidas experimentales proporcionan los parámetros estadísticos necesarios para la corrección de los modelos de propagación, mejorando su precisión.



Para la realización de dichas medidas experimentales, que se detallarán más adelante, se emplea la técnica MIMO (Multiple Input- Multiple Output), basada en la transmisión y recepción con múltiples antenas; la técnica SIMO (Simple Input- Multiple Output), en la que solo una de las partes supondrá un array de antenas; y la técnica beamforming convencional, en la que, a partir de un sistema SIMO, será capaz de orientar la energía de la señal transmitida hacia el receptor. Las antenas se situarán de forma estratégica en el entorno interior, para la obtención de resultados más completos y eficientes.

En este trabajo, se ha programado una aplicación en Matlab capaz de automatizar estas medidas, controlando el movimiento de los arrays de antenas necesarios, permitiendo acceder al control del analizador de redes ZVA67 y procesando los datos obtenidos.



### Objetivos

El objetivo principal es la realización de un sondeo del canal radio SIMO, para la banda de frecuencias centrada en 60 GHz y un sondeo del canal radio MIMO, en una banda centrada en 94 GHz. Las campañas de medidas se llevan a cabo en un entorno de interior.

#### *Banda centrada en 60 GHz*

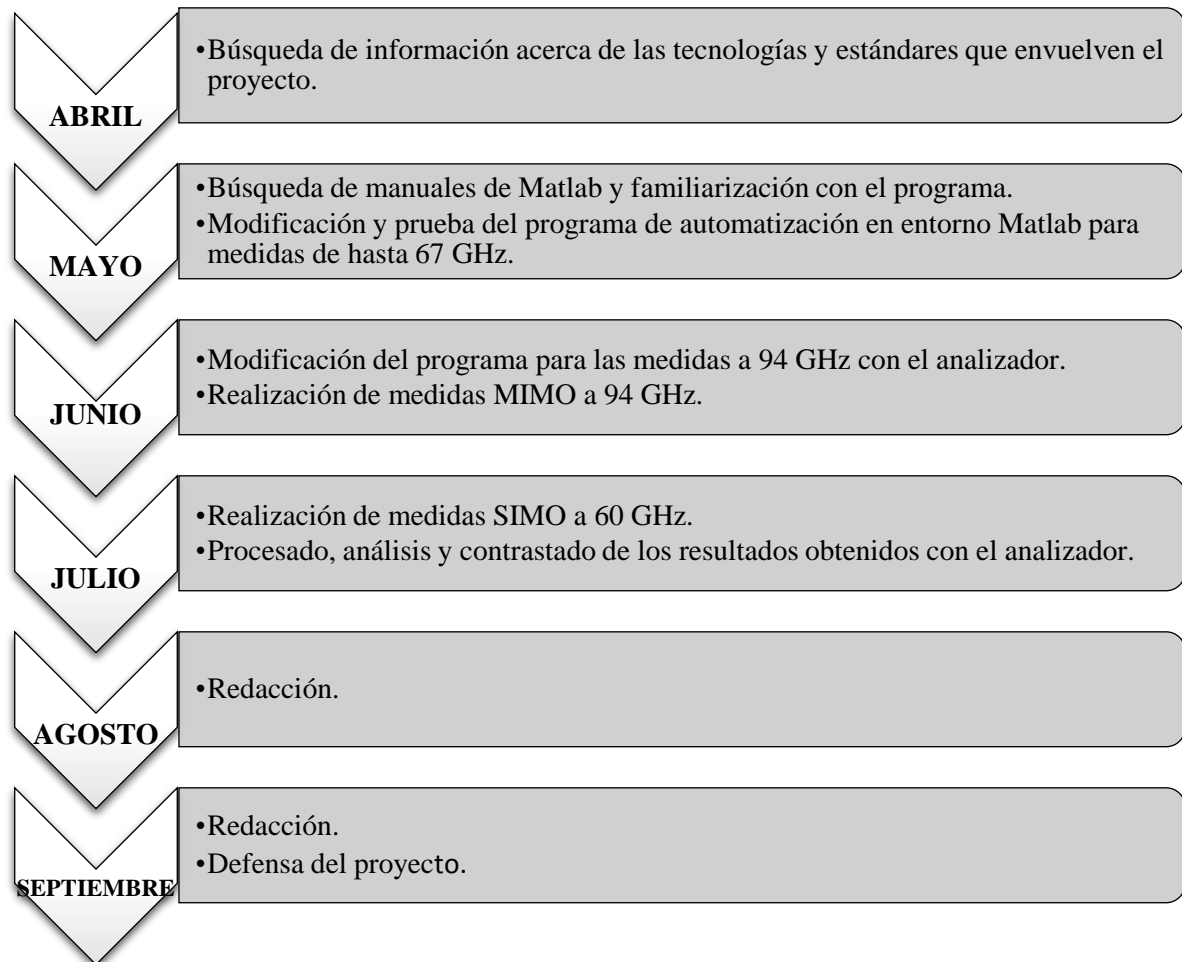
- Automatización de los sistemas de medidas empleados a través de una aplicación en Matlab.
- Realización campaña de medidas con lentes dieléctricas planas en transmisión y única antena omnidireccional en recepción en situación de visión directa (LoS - Line of Sight).
- Realización campaña de medidas con única antena receptora omnidireccional y array lineal uniforme (ULA) de antenas omnidireccional en transmisión en situación de visión directa (LoS).
- Aplicación de la técnica de beamforming convencional para los resultados de las medidas utilizando ULA de antenas omnidireccional.
- Comparación de los resultados de ambas campañas de medidas a través de los parámetros del canal radio como el perfil de retardo normalizado (PDP - Power Delay Profile) y la dispersión del retardo (RMS DS - Root Mean Square Delay Spread).

#### *Banda centrada en 94 GHz*

- Automatización de los sistemas de medidas empleados a través de una aplicación en Matlab.
- Realización campaña de medidas con array circular uniforme (UCA) de antena transmisora directiva y array rectangular uniforme (URA) de antenas omnidireccional en recepción en situación de visión directa (LoS).
- Realización campaña de medidas con array rectangular uniforme (URA) de antena transmisora omnidireccional y array lineal uniforme (ULA) de antenas omnidireccional en recepción en situación de visión directa (LoS).
- Estudio de las campañas de medidas realizadas a través de sus respectivos PDP.

## Fases del proyecto

El desarrollo de este proyecto para el cumplimiento de los objetivos ha sido el siguiente:



*Figura 1.2. Desarrollo del proyecto.*

La realización del proyecto comenzó en Abril, con la búsqueda de información, una lectura exhaustiva de estudios previos realizados a 60 GHz, repaso de asignaturas como Comunicaciones Móviles y artículos relacionados con el estudio de la propagación en rangos de frecuencias cercanos a 100 GHz.



Continuando en Mayo con la familiarización con el programa existente, búsqueda de manuales de los motores que compondrían el sistema y modificación y prueba de dicho programa para su funcionamiento con el posicionador rotatorio.

En Junio, se realizaron las pruebas correspondientes con el analizador de redes añadiendo convertidores necesarios para aumentar la frecuencia a 94 GHz. Tras la comprobación del correcto funcionamiento, comienza las campañas de medidas SIMO y MIMO, incluyendo aquellas con el posicionador rotatorio y el lineal.

En Julio se continúa con la nueva campaña de medidas, en este caso únicamente el sondeo del canal radio SIMO a 60 GHz. Esta nueva campaña se realiza gracias a la aportación de las lentes dieléctricas planas diseñadas por la Universidad Politécnica de Cataluña para su prueba empírica. Tras su finalización, con todas las muestras recogidas, comienza el procesamiento, análisis y contrastado de resultados.

Y, por último, la redacción de esta memoria, que recoge todo lo aprendido durante el proceso.





## Capítulo 2

### *ESTADO DEL ARTE*

Las bandas de frecuencias en que se basa este trabajo son, a día de hoy, de las más factibles para la transmisión vía radio de altas tasas de datos, bandas apenas investigadas y, siendo además, en el caso de aquella centrada en 60 GHz, una banda que no requiere licencias comerciales [3]. El grupo IEEE publicó un estándar para una extensión alternativa de la capa física de ondas milimétricas (mm-W), usando esta última para redes inalámbricas llamadas Wireless Gigabit [4]. Las principales ventajas que ofrecen las redes inalámbricas frente a las redes cableadas son las siguientes:

*Desplazamiento.* Al permitir la comunicación con dispositivos de difícil acceso o ubicados en emplazamientos múltiples y remotos. La libertad de movimientos es uno de los beneficios más evidentes las redes inalámbricas.

*Flexibilidad.* Extender una red cableada no es una tarea fácil ni barata. Resulta especialmente indicado para lugares en los que se necesitan accesos esporádicos.

*Ahorro de costes.* Disminución en implantación y explotación, al reducir gastos de mantenimiento y permitir la reducción de mano de obra.

*Escalabilidad.* Se le llama escalabilidad a la facilidad de expandir la red después de su instalación inicial.



## Clasificación de entornos

Este trabajo se centra en un tipo de entorno interior, donde es mucho más influyente el tipo de distribución de la sala que la distancia entre antenas, que son mucho más cortas debido a la elevada atenuación y a la baja potencia de los equipos utilizados. Hay un menor retardo entre los distintos ecos que llegan al receptor. 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. En la siguiente sección se explicarán estos mecanismos en profundidad.

Los estudios realizados en la banda de 60 GHz, como es el expuesto a continuación, pueden ser tomados como referencia para las frecuencias que rodean los 94 GHz, también objeto de este trabajo.

El IEEE 802.15.3c ha identificado 5 tipos de entorno indoor: residencial, oficina, biblioteca, escritorio y quiosco [4]. Las aplicaciones tecnológicas de ondas milimétricas se enfocan principalmente a estos entornos de interiores o a comunicaciones cortas de altas tasas de datos. Exceptuando para quiosco, se han propuesto dos modelos de canal, uno basado en las medidas empíricas y otro para las configuraciones LoS y NLoS. En ambos casos, la frecuencia central es 62.5 GHz y el ancho de banda en frecuencia 3GHz. El rango de medidas cubre desde 1 m a 5 m para LoS en oficina mientras que para el caso de NLoS el rango es del orden de los 10 m. Solo dos configuraciones fueron estudiadas, por lo que parece difícil generalizar los resultados para el resto de entornos.

Se trató por todos los medios disponibles hacer los modelos lo más realistas posibles [4]. Sin embargo, tanto el número de medidas disponibles en las que se basó cada modelo dentro del rango de 57-64 GHz, como el número de datos medidos disponibles, fueron insuficientes para caracterizar de forma completa los entornos descritos.

Medidas adicionales han sido llevadas a cabo por muchos otros autores. Una vista general de las características principales del canal se presentan en [5]. Los resultados descritos en este artículo fueron obtenidos en oficinas de varios tamaños, variando desde 25 m<sup>2</sup> a 100 m<sup>2</sup> y equipados con diferentes tipos de suelo y muebles. Se remarcan grandes variaciones en los parámetros del canal, debido a que las muestras se obtuvieron con diferentes configuraciones experimentales (antenas, ancho de banda, muestreo, etc), por lo que la interpretación de los resultados es complicada



## Propagación multicamino

A diferencia de los canales de los medios de comunicación cableados, que son estacionarios y predecibles, el canal móvil radio es de tipo aleatorio. Por tanto, la correcta caracterización del canal es fundamental para que la comunicación entre el transmisor y el receptor sea posible.

En la realidad, la señal transmitida no llega al receptor a través de un único camino, sino a través de distintas trayectorias de propagación. Entre transmisor y receptor existen una multitud de elementos que interaccionarán con la señal, teniendo los siguientes efectos como resultado: reflexión, difracción y difusión o scattering.

Estos efectos causarán que la señal llegue al receptor con diferentes ángulos de incidencia y que haya sufrido desfases, atenuaciones y retardos de propagación. Desfases y atenuaciones debidos a la discordancia en las impedancias entre el elemento del entorno y la onda plana incidente, y retardos de propagación temporal al recorrer un camino u otro hasta alcanzar al receptor (similar a los desplazamientos de fase en el dominio de la frecuencia). A esto denominamos efecto multicamino. Las diferentes contribuciones de la señal podrán suponer, al sumarse en el receptor, interferencias constructivas o destructivas.

Debe entenderse que para las ondas milimétricas aplicadas a situaciones prácticas, la distancia entre transmisor o receptor y cualquier objeto es siempre mucho mayor que la longitud de onda. Se puede asumir entonces que la aproximación de onda plana es válida al igual que la teoría de rayos. Por ejemplo, el campo lejano para un dipolo de  $\lambda/2$  a 60 GHz es de 2.5 mm y a 94 GHz, 1.6 mm.

Como se comentó en los objetivos de este trabajo, la trayectoria que suponga un camino con visión directa entre transmisor y receptor se denomina Line of Sight (LoS), y aquella en que el camino de propagación esté obstruido y no haya línea de visión directa se denomina Non-Line of Sight (NLoS).

La siguiente figura ilustra el concepto de propagación multicamino y los principales mecanismos de propagación:

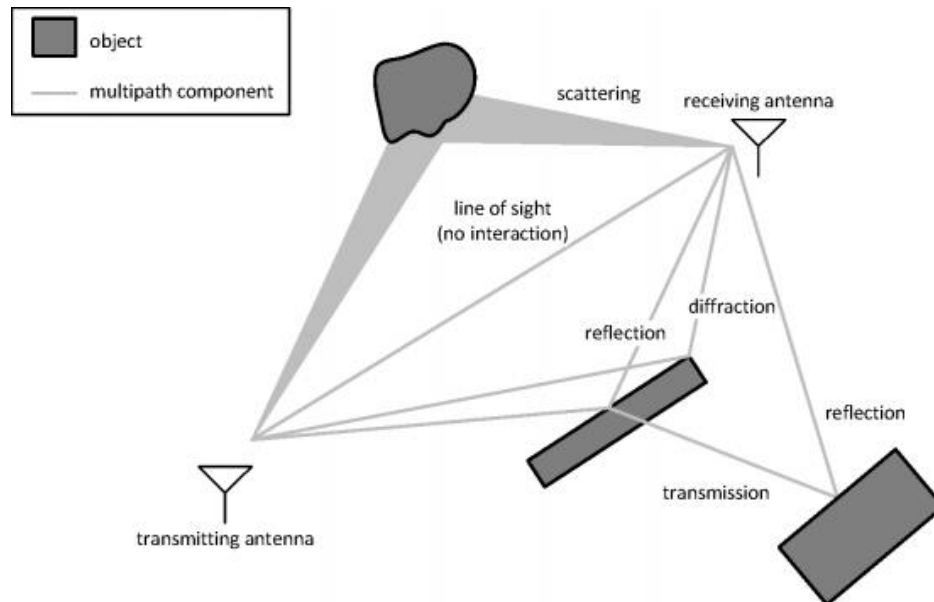


Figura 2.1. Principales mecanismos de propagación [6]

### Reflexión

La reflexión ocurre cuando el objeto contra el que una onda electromagnética choca tiene propiedades electromagnéticas diferentes y una mayor dimensión que su longitud de onda. La Óptica Geométrica considera la reflexión usando la Ley de Snell [7]. Si el objeto es conductor no aparece ninguna onda transmitida y solo existe una 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. Ambas ondas están relacionadas mediante el coeficiente de reflexión de Fresnell ( $\Gamma$ ). Este coeficiente es función generalmente del ángulo de incidencia, de la frecuencia de la onda, y de la polarización de dicha onda incidente.

En el caso de la reflexión en un objeto dieléctrico, las características de la onda reflejada dependen de la polarización de la onda incidente, estando ambas definidas en un plano de incidencia. Si dicha onda es paralela al plano de incidencia, se tratará de polarización vertical (perpendicular a la superficie de incidencia) y se llamará polarización “hard”. En el caso de que la onda sea perpendicular al plano de incidencia, será polarización horizontal (paralelo a la superficie de incidencia) y se llamará polarización “soft”.

A continuación, se muestra la imagen de las distintas polarizaciones y sus respectivos coeficientes de Fresnell:

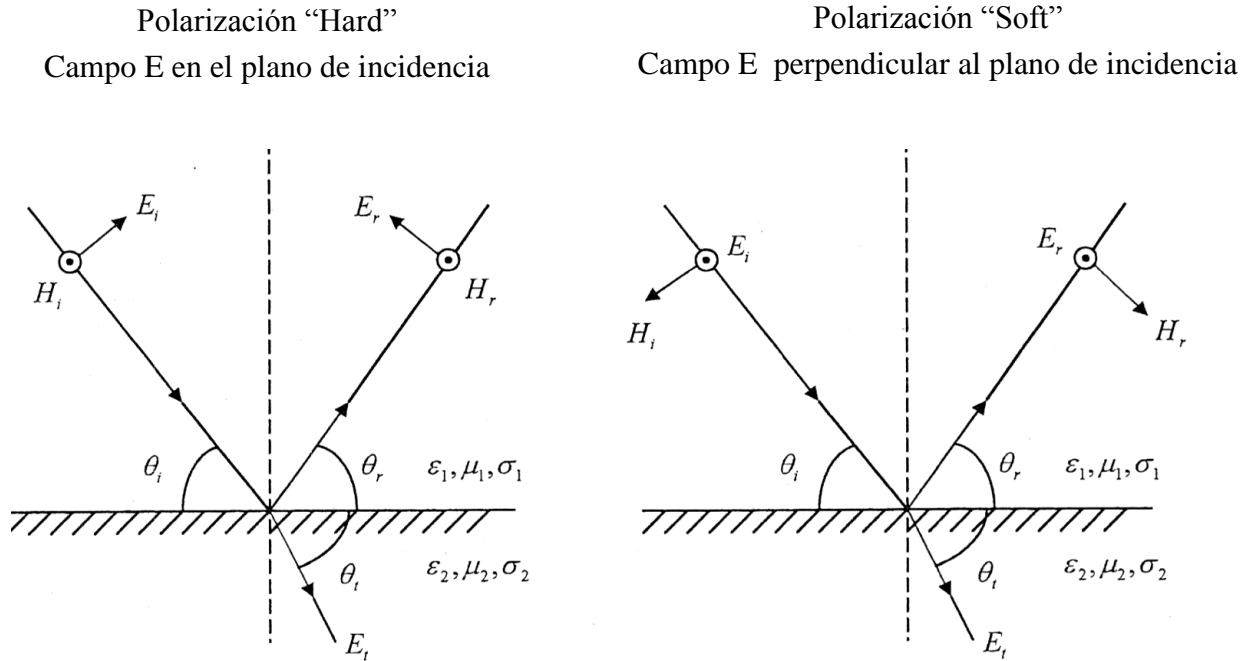


Figura 2.2. Tipos de reflexión [9].

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

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

Siendo  $\theta_i$  y  $\theta_t$  los ángulos de incidencia y transmisión, y  $\eta$  la impedancia del medio que se calcula mediante:

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

### Difracción

La difracción es causada por la propagación de ondas secundarias dentro de la región de penumbra, es decir, la región donde no hay visión directa. Permitiendo a las ondas electromagnéticas llegar hasta el receptor. Este fenómeno se puede explicar por el Principio de Huygens, que expone que cualquier punto de un frente de ondas puede suponer una nueva fuente de producción de ondas secundarias creando, en conjunto, un nuevo frente de onda en la dirección de propagación.

Para altas frecuencias, el estudio del canal radio se resuelve con la Teoría Uniforme de Difracción (UTD), que utiliza un modelo donde solo se tiene en cuenta la geometría del objeto y la amplitud, fase, polarización y frecuencia de la onda incidente en el punto de difracción [7] . Considerando este punto un obstáculo en forma de cuña, cuyos ángulos se miden desde la cara ‘0’ y en ángulo interior  $(2-n)\pi$ , siempre menor que  $180^\circ$ . Esta teoría proviene de la Teoría Geométrica de Difracción (GTD) [8] , solucionando parcialmente situaciones en los que se obtenían resultados erróneos.

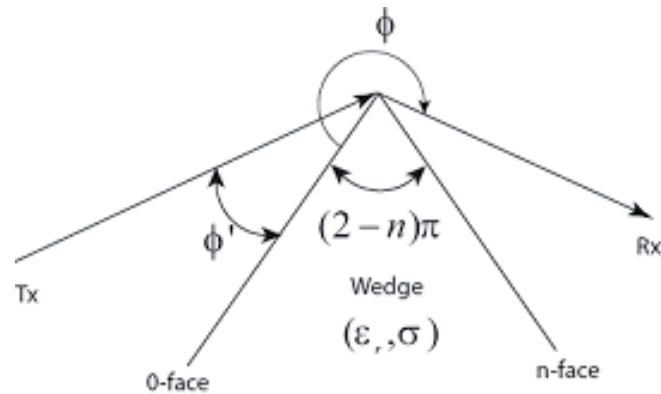


Figura 2.3. Geometría de un obstáculo en la teoría UTD [7].

### Scattering

El efecto de Scattering ocurre cuando la longitud de onda es similar a las dimensiones del objeto o el número de objetos por unidad de volumen es alto. Este mecanismo produce un aumento de la potencia recibida en el receptor que no se suele predecir solo con los modelos de difracción y reflexión.

Hablar de objetos por unidad de volumen alto significa considerar una superficie como rugosa. Produciéndose cuando se cumple el criterio de Rayleigh. Cuando la altura crítica  $h_c$  es superada por la altura de alguna protuberancia de la superficie, se considerará rugosa. En caso contrario, se hablará de superficie suave.

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

Siendo  $\theta_i$  el ángulo de incidencia a la superficie.

## Caracterización del canal de propagación

### Sondeo de Canal

El sondeo de canal se realiza aprovechando la dualidad entre el dominio del tiempo y el dominio de la frecuencia. Se basa en el uso de un analizador de redes para la generación de una señal, compuesta por un rango de frecuencias discretas centradas en la frecuencia de una portadora. La amplitud de este rango y el espaciado entre cada una de ellas determinará la resolución del sistema medido.

Este sondeo precisa de un cable de RF entre transmisor y receptor, además de una calibración cuidadosa ya que éste puede introducir atenuación y cambios de fase en la señal.

De forma esquemática, este proceso se resume en:

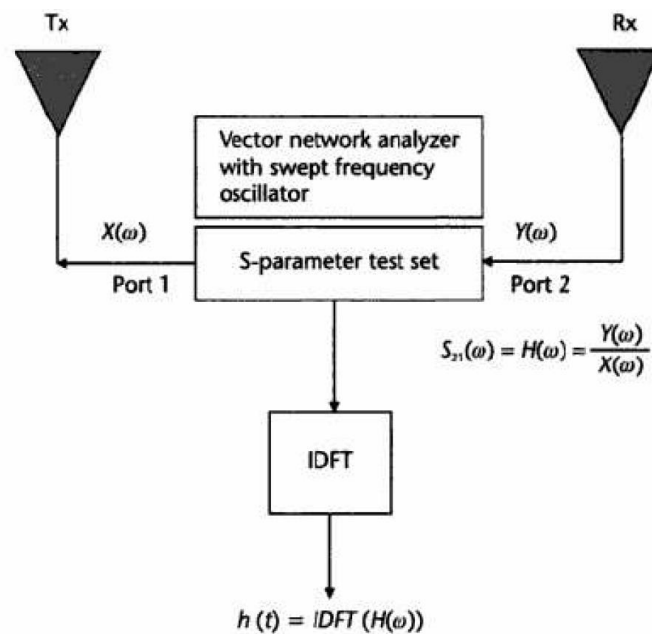


Figura 2.4. Esquema sondeo de canal.

De esta forma, 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,  $H(f)$ . Gracias 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  $h(\tau)$ .



*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:

Respuesta impulsional: 
$$h(\tau) = TF^{-1}[H(f)] \quad (5)$$

Perfil de retardo de potencia: 
$$P(\tau) = \overline{|h(t, \tau)|^2} \quad (6)$$

Siendo  $\tau$  el retardo desde la generación del impulso a la respuesta del canal. Para este trabajo, el canal no varía respecto al tiempo en un punto, por tanto, la variable  $t$  no se tendrá en cuenta.

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:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k p(\tau_k) \tau_k}{\sum_k p(\tau_k)} \quad (7)$$

RMS del ensanchamiento del retardo del PDP:

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2} \quad \text{siendo} \quad \overline{\tau^2} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k^2}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k p(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k p(\tau_k)} \quad (8)$$

Todos estos parámetros dependen del umbral de ruido. Este umbral discernirá los valores de potencia considerados ruido de los valores de potencia de las réplicas.



## Modelo de canal SIMO

Las transmisiones inalámbricas tradicionales en las que, únicamente, una antena transmite y otra recibe (SISO – “Single Input-Single Output”), se ven afectadas por los desvanecimientos debidos al efecto multicamino, que distorsionan la señal, reduciendo la calidad y la velocidad de comunicación.

Para solucionar este problema, la solución más efectiva sería adaptar la potencia del transmisor, modificando la señal antes de su transmisión, para corregir los efectos del canal. Sin embargo, en la práctica eso es inviable, ya que el canal en la mayoría de los casos es impredecible, además, el coste de ampliar la potencia de la señal en el transmisor aumentaría debido a la necesidad del uso de amplificadores adecuados.

Es por esto que se estudian otras técnicas. Entre ellas las que son objeto de este trabajo, la *diversidad espacial*. Consisten en la reducción de los efectos del desvanecimiento incrementando el número de antenas en transmisión y/o recepción. Se mejoraría la relación señal a ruido (SNR), que implica, además, el aumento de la tasa de datos y su velocidad de transmisión.

Aquellas consistentes en la existencia de varias antenas en sólo uno de los extremos de la transmisión, se denominan canales SIMO (Simple Input - Multiple Output). Y aquellas en las que existen varias antenas tanto en un extremo como en otro se denominan canales MIMO (Multiple Input - Multiple Output), que serán explicados en un apartado posterior.

En este proyecto, la disposición de múltiples antenas para el canal SIMO se realiza en forma de array lineal uniforme (ULA) de antenas omnidireccionales.

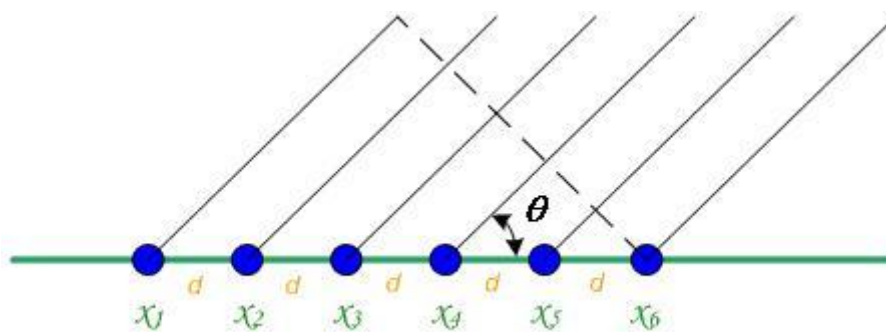


Figura 2.5. Array lineal uniforme (ULA).

Las antenas se sitúan de forma equiespaciada  $\delta$  longitudes de onda  $\lambda$  ( $d = \delta \cdot \lambda$ ), a lo largo de una línea. La ganancia de cada antena se normaliza a uno.

Cada señal recibida sufrirá un retardo  $\tau_i$  que dependerá de la distancia hasta la primera antena. Si la denominamos la señal que llega a esta primera antena como  $s(t)$ , se podrá escribir:

$$x_i = e^{-j2\pi f_c \tau_i} s(t) = e^{-j(i-1)2\pi f_c \tau_d} s(t) = a_i s(t) \quad (9)$$

Donde  $\tau_d$  es el retardo existente entre dos antenas cualesquiera. Así podemos escribir:

$$\text{sen}(\theta) = \frac{D}{\delta\lambda} \quad (10)$$

$$\tau_d = \frac{\text{sen}(\theta)\delta\lambda}{c} \quad (11)$$

Donde  $D$  se corresponde con la distancia extra a recorrer y  $c$  es la velocidad de la luz.

Teniendo en cuenta que el aumento del ángulo de llegada con que llega la señal a las antenas produce un desfase que hace aumentar la frecuencia en el eje del espacio, se debe fijar una distancia mínima entre antenas que evite el aliasing espacial.

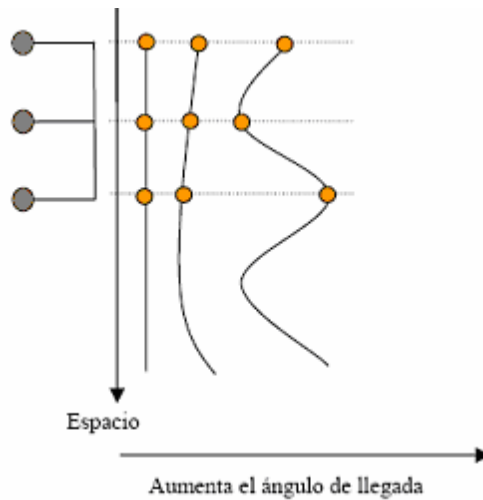


Figura 2.6. Representación de la frecuencia espacial en función del ángulo de llegada[10]

Se podrá evitar el aliasing fijando la frecuencia máxima en el eje del espacio como  $\pi$  y empleando la expresión que relaciona el tiempo de desfase entre 2 antenas adyacentes. Hallamos la distancia mínima entre dos antenas consecutivas del array:

$$\delta\lambda \leq \frac{c}{2f_{max}\text{sen}(\theta)} \quad \text{siendo el mayor desfase } \theta=90^\circ: \quad \delta\lambda \leq \frac{\lambda_{min}}{2} \quad (12)$$

## Modelo de canal MIMO

Multiple Input- Multiple Output. Las señales multirrayecto supusieron hasta 1970 un verdadero problema en recepción, fecha a partir de la cual empezaron a realizarse estudios para aprovechar este fenómeno, utilizando múltiples antenas tanto en transmisión como en recepción. Lo que hoy en día se conoce como sistemas MIMO. La siguiente figura muestra, de forma esquemática, un sistema genérico MIMO con equalización tanto en el transmisor como en el receptor, en el que un transmisor centralizado equipado con  $N_t$  antenas se comunica con un receptor equipado con  $N_r$  antenas.

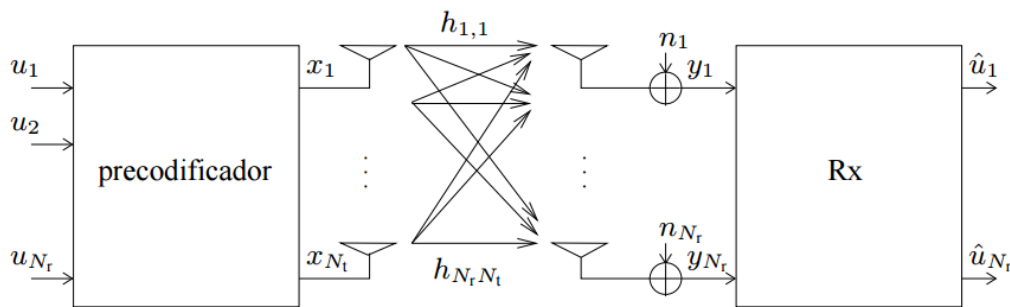


Figura 2.7. Esquema sistema genérico MIMO.

El transmisor genera la señal a transmitir  $x[n]$ , a partir de los bits fuente  $u[n]$ . Ésta se propaga por el canal, donde se degenera. Para formar la señal recibida  $y[n]$ , el canal  $H[q]$  se define como:

$$H[q] = \begin{pmatrix} h_{1,1}[q] & h_{1,2}[q] & \cdots & h_{1,N_t}[q] \\ h_{2,1}[q] & h_{2,2}[q] & \cdots & h_{2,N_t}[q] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r,1}[q] & h_{N_r,2}[q] & \cdots & h_{N_r,N_t}[q] \end{pmatrix} \quad (13)$$

donde  $h_{j,i}[q]$  denota el elemento correspondiente a la antenna receptora  $j$ -ésima y a la  $i$ -ésima antenna transmisora. Los índices  $n$  y  $q$  representan el índice temporal y el índice de trama o slot, respectivamente.

La señal  $x_i$  correspondiente a la antenna transmisora  $i$  se propaga por el canal con el coeficiente  $h_{j,i}$  a la antenna receptora  $j$ -ésima, junto con las señales de las otras antenas transmisoras, y es perturbada por un ruido AWGN  $\eta_j$ , de tal forma que la señal recibida por la  $j$ -ésima antenna receptora es la siguiente:

$$y_j [n] = \sum_{i=1}^{N_t} h_{j,i}[q]x_i [n] + \eta_j [n] \quad (14)$$



Debido al objetivo de minimizar la probabilidad de error y mejorar la SNR, estos sistemas utilizan diferentes técnicas en función de las necesidades, como puede ser el aumento del alcance o la reducción de potencia. Entre ellas se encuentra la que se ha mostrado en la figura anterior, codificación espacio temporal, basada en la existencia de varias antenas que transmiten o reciben de forma simultánea, de la que se obtiene la ganancia por diversidad; la multiplexación espacial, basada en la generación de subcanales paralelos con flujos de información simultáneos, de la que se obtiene la ganancia por multiplexación espacial; y la combinación de señal en transmisión y/o recepción, obteniendo la ganancia por array.

El entorno de propagación juega un papel determinante en la capacidad de un canal MIMO. Además del entorno, las prestaciones del sistema también dependen de una correcta implementación de la agrupación de antenas. En los sistemas MIMO interesa que las señales que llegan a las diferentes antenas sean lo más diferentes posibles, es decir, que las señales que llegan al receptor estén decorreladas.

Es importante destacar a la hora de estudiar un sistema MIMO, que la presencia del usuario en el entorno del terminal durante la medición puede acarrear diversas consecuencias. Entre ellas, la pérdida de potencia recibida, ya que el usuario absorbe potencia, además de los cambios en los coeficientes de correlación y el desbalanceo entre las diferentes ramas de un sistema MIMO.



## Técnica Beamforming

El objetivo de esta técnica es estimar la dirección de llegada (DoA- “Direction of Arrival”) que den como resultado máximos de potencia.

Cuando se transmite una señal, beamforming puede aumentar la potencia en la dirección que la señal ha de ser enviada. Al recibir una señal, puede aumentar la sensibilidad del receptor en la dirección de las señales y disminuir la sensibilidad en la dirección de la interferencia y el ruido.

La implementación directa de este método no resulta apropiada para resolver fuentes de señales que estén muy juntas entre sí, por lo que se desarrollaron algoritmos alternativos.

El algoritmo beamforming, también llamado de conformación del haz, se encarga de ponderar un factor de pesos para cada antena del array, cuyo valor depende de los parámetros de control del algoritmo utilizado, como son: mayor nivel de potencia recibida, mejor relación señal a ruido (SNR) y mejor relación portadora a interferencia (C/I), de esta forma se realiza un control en la fase de la onda que incide a cada una de las antenas del array, así, se logra modificar la dirección y sensibilidad del patrón de radiación de la antena, permitiendo seleccionar el haz que mejor servicio de. Existen diferentes técnicas para el cálculo del vector de pesos.

### *Técnicas con referencia temporal*

En esta técnica el receptor genera localmente una estimación de la señal que espera recibir, basándose en esta señal, el algoritmo encontrará el valor del vector de pesos  $W$ , que minimiza el error entre la señal de salida del array y la señal deseada. Existen varios algoritmos clásicos que tratan de aproximarse al valor óptimo como son: Mínimo Error Cuadrático Medio (MMSE) y Mínimos Cuadrados (LS) [11]

En nuestro caso, emplearemos el algoritmo de beamforming convencional, que se basa en una extensión natural del análisis de Fourier clásico. Es decir, siendo la señal en recepción  $y(t) = w_H h(t)$  donde  $w$  es el vector de pesos que resalta un camino particular de propagación con sus respectivos ángulos. Y dadas las muestras  $y(1), y(2), \dots, y(N)$ , tendríamos en primer lugar la potencia, que se mide como:

$$P(w) = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N |y(t)|^2 = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N w^H h(t) h(t)^H w \quad (15)$$



Y el vector de pesos utilizado en este algoritmo para maximizar la potencia de la señal en un determinado camino de propagación es el siguiente:

$$w = \frac{a(\varphi, \theta)}{\sqrt{a(\varphi, \theta)^H a(\varphi, \theta)}} \quad (16)$$

donde  $a(\varphi, \theta)$  es el vector de direcciones del canal SIMO, para este trabajo.

### *Técnicas con referencia espacial*

Esta técnica no requiere el uso de secuencias de entrenamiento, pero necesitan estimar la dirección de llegada (DoA) al receptor y las señales interferentes, lo que supone el uso de otros algoritmos para hacer dicha estimación. La ventaja de esta técnica es que el algoritmo de conformación del haz converge más rápidamente debido al menor número de operaciones que requiere realizar. Existen desventajas, ya que son muy sensibles a posibles errores por una mala calibración de los elementos del array. Entre las técnicas utilizadas se encuentran: Maximización de la Relación Señal a Ruido (Max SNR) y Mínima Varianza Restringida (LCMV) [11]

### *Técnicas con referencia ciega*

En esta técnica, se aprovecha las características de la señal deseada, como puede ser la modulación. Entre los algoritmos más utilizados se puede citar el Algoritmo de Módulos Constantes (CMA), el cual obliga al sistema a una solución de envolventes constantes. Habitualmente los algoritmos diseñados utilizan esquemas híbridos para mejorar sus prestaciones, como son:

**Conformador de banda ancha:** Emplea una serie de líneas de retardo y de filtros FIR con los que se sintetiza la respuesta en frecuencia de cada haz.

**Conformador en el dominio de la frecuencia:** Realiza una FFT a la salida de cada antena, de modo que se calcula el vector de pesos óptimo para cada componente espectral, posteriormente se realiza la IFFT para recuperar la señal de banda ancha.

**Conformador digital:** Se toman muestras a la salida de cada dipolo del array, que luego se procesan mediante pesos y retardos para generar los haces deseados.



## Capítulo 3

### *DESCRIPCIÓN EQUIPO DE MEDIDAS*

Las campañas de medidas tienen gran importancia para la caracterización real del canal móvil, tanto a pequeña escala como a gran escala. Por lo tanto, es necesario disponer de los métodos y dispositivos adecuados para la medida. Sabiendo que el canal se comporta como un filtro que altera la señal entrante, el sistema de medidas, de forma básica, consistirá en un equipo que genera una señal conocida y mide la señal recibida. De esta forma, se podrán estimar las características del canal.

Las campañas de medidas objeto de este trabajo han sido realizadas en las bandas centradas en 60 GHz y 94 GHz. Tanto el cableado y las antenas, como los dispositivos adicionales empleados son diferentes en cada campaña de medidas, dependiendo de la frecuencia de trabajo que sea usada. Sin embargo, siendo medidas en banda ancha para ambas frecuencias, existe un elemento común, el analizador de redes vectorial (VNA) Rhode ZVA67.

Este analizador de cuatro puertos trabaja en el dominio de la frecuencia, el generador de barrido de frecuencias se encarga de escanear la banda de frecuencias centrada en una portadora mediante frecuencias discretas. Para cada frecuencia, dos de sus puertos se encargan de medir el parámetro  $S_{21}$ , señal generada conocida en un puerto y señal recibida en otro. Con este parámetro se construye la función de transferencia en dicho dominio.



El rango dinámico a 60 GHz es 110 dB usando una frecuencia intermedia (IF) de 10 Hz entre los puertos hembra de 1.85 mm, pudiendo incrementarse hasta 120 dB para una IF de 1 Hz. Para 94 GHz, el rango dinámico calculado a una IF de 100 Hz es 97 dB, pudiendo incrementarse en 20 dB si se disminuye la IF hasta 1Hz.

Se debe tener en cuenta una limitación de este analizador, para medidas que requieren de cierto tiempo, el canal debe permanecer estático.

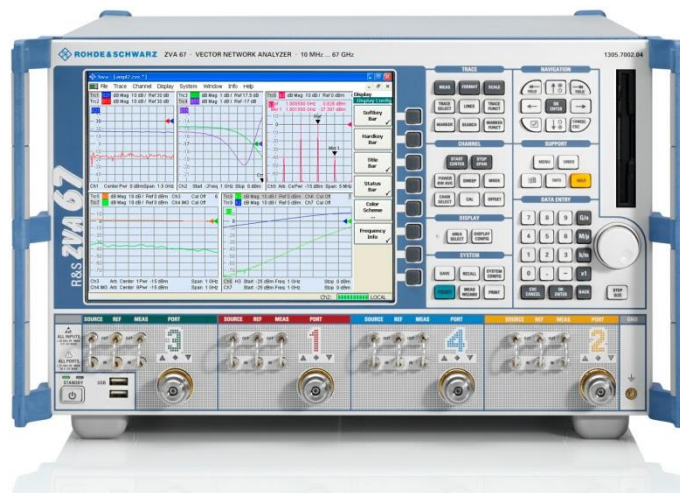


Figura 3.1. Rhode ZVA67 VNA [9].

A continuación, se describen los elementos específicos para cada banda de frecuencias medida. Cada uno de ellos supondrá el uso de un sistema diferente, según su finalidad.

El sistema utilizado a 60GHz es SIMO, con el uso de un array de antenas lineal uniforme (ULA) en el receptor. Y en el caso de 94 GHz, los sistemas serán SIMO y MIMO: en primer lugar un array de antenas circular uniforme (UCA) en el transmisor y un array de antenas rectangular uniforme (URA) en el receptor para SIMO y, en segundo lugar, un array de antenas lineal uniforme (ULA) en el transmisor y un array de antenas rectangular uniforme (URA) en el receptor para MIMO.



## 60 GHz. Sistema SIMO

### *Cable coaxial*

Para el conexionado de este sistema se han utilizado cables coaxiales, cuyas pérdidas de inserción rondan los 5dBm/m a 62 GHz y los 6 dBm/m a 66 GHz.



Figura 3.2. Cable coaxial.

En concreto, han sido necesarios 3 cables, de longitudes 0.5, 2 y 3 metros. A continuación, se muestran las características a 60GHz de un cable de longitud 2 m.

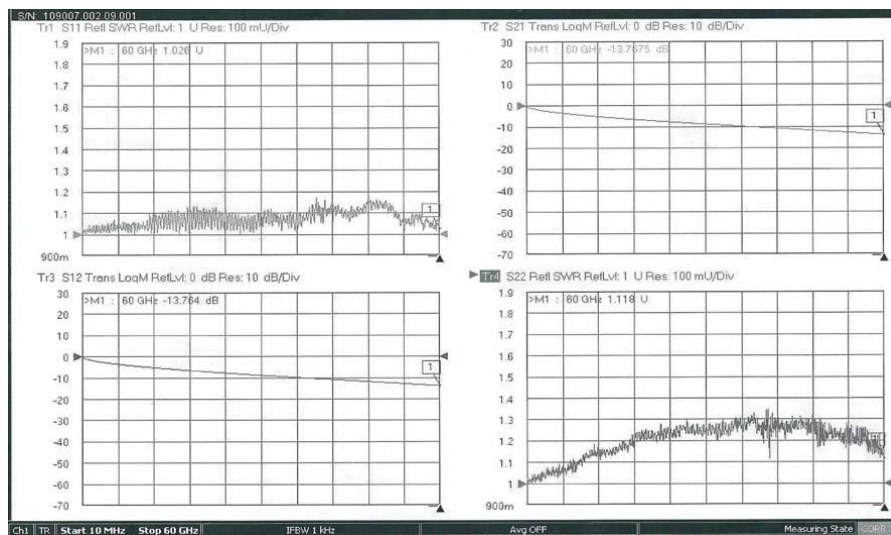


Figura 3.3. Características cable de 2 m [9].

*Amplificadores*

Necesarios para suplir la atenuación producida por los cables coaxiales y mejorar el rango dinámico. Han sido utilizados amplificadores HXI HLNAVC-465, cuyo rango de frecuencias de funcionamiento desde 57 hasta 66 GHz coincide con el necesario para este sistema.



*Figura 3.4. Amplificador HXI HLNAVC-465.*



*Figura 3.5. Conexión amplificador HXI HLNAVC-465.*

La tabla siguiente resume sus características principales:

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

Tabla 3.1. Características amplificador HLNAVC-465.

*Fuente de alimentación*

Modelo EP613-A. Encargada de aportar la potencia necesaria (6.5 V en este caso) a los amplificadores mencionados.



Figura 3.6. Fuente de alimentación EP 613-A.



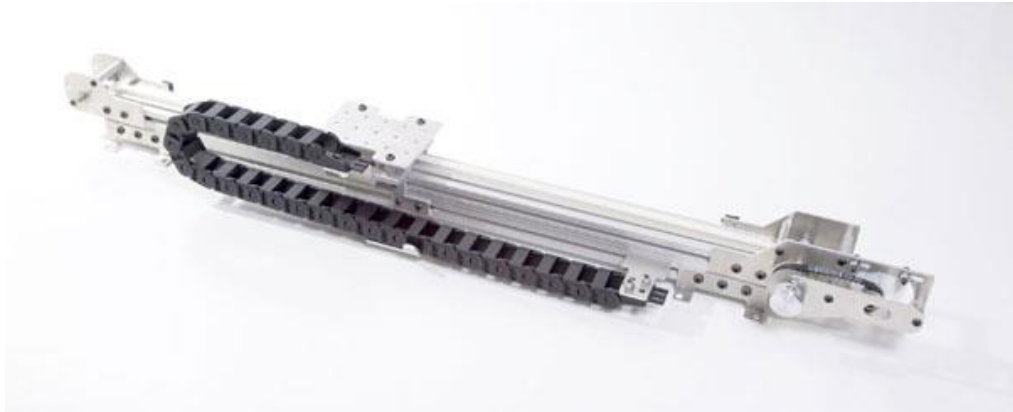
Se adjunta tabla de especificaciones:

<b><i>Salida Variable</i></b>	
Tensión	0 a 24 V
Corriente	0 a 3 A
Control de corriente max.	0 a 3 A
Ruido y zumbido max.	5 mV rms
Regulación de red	0.05% + 10 mV
Regulación de carga	0.05% + 10 mV
<b><i>Salidas Fijas</i></b>	
Salida 1	5 V/1 A max. (0.5 A continuo)
Salida 2	+15 V / 0.5 A
Salida 3	+15 V / 0.5 A
<b><i>Instrumentos de Medida</i></b>	
Tensión	Digital
Corriente	Digital
<b><i>Alimentación</i></b>	
Tensión de red	250V ± 5% 50 Hz
<b><i>Características mecánicas</i></b>	
Dimensiones	150 x 145 x 200 mm
Peso	Aprox. 4.5 Kg

Tabla 3.2. Especificaciones fuente de alimentación EP 613-A.

*Posicionador Lineal*

Single-axis tGlide de Arrick Robotics. La longitud cubierta por este posicionador es de 1 m, un motor paso a paso se encarga del movimiento lineal a lo largo del eje. Su automatización para la campaña de medidas (detallada en el siguiente capítulo), se realiza añadiendo sistemas de control MD2 y C4, conectados por puerto serie. Pudiendo así alcanzar una resolución de 0.05 mm.



*Figura 3.7. Posicionador Single-axis tGlide. [12]*



*Figura 3.8. Sistemas de control MD2 y C4 y motores por pasos. [12]*

A continuación se exponen los tipos de antenas utilizadas para este trabajo en la banda centrada a 60 GHz. El objetivo en esta banda es el uso de dos antenas omnidireccionales (Tx-Rx) en comparación con el uso de una sola antena omnidireccional (Rx) y una lente dieléctrica plana (Tx).

#### *Antenas. Omnidireccional*

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



*Figura 3.9. Antena omnidireccional QOM 55-65 VRA.*

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.

Las siguientes figuras muestran las pérdidas de retorno y los patrones de elevación para las frecuencias 55, 60 y 65 GHz, con ganancia en términos de frecuencia y 3dB de ancho de haz.

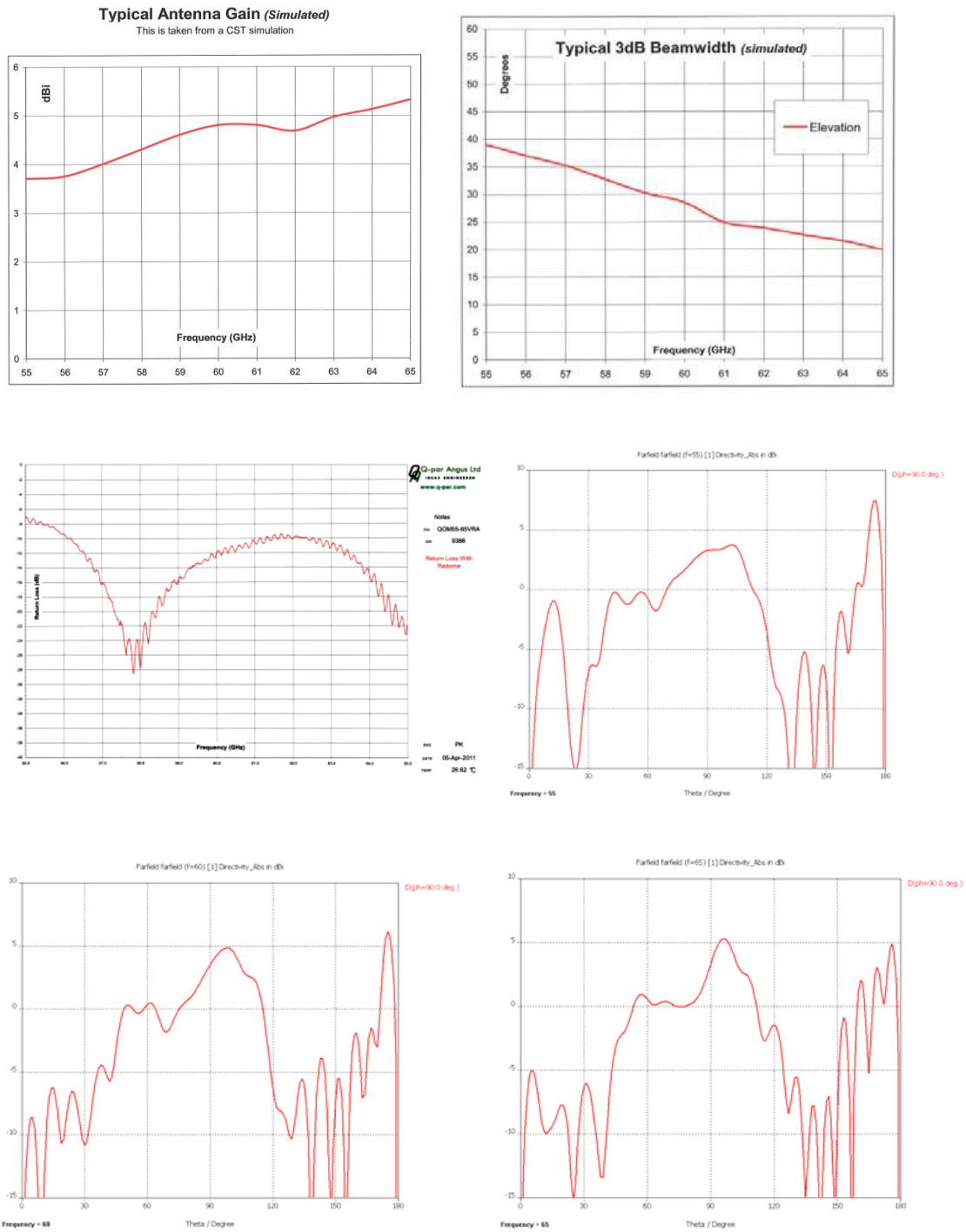
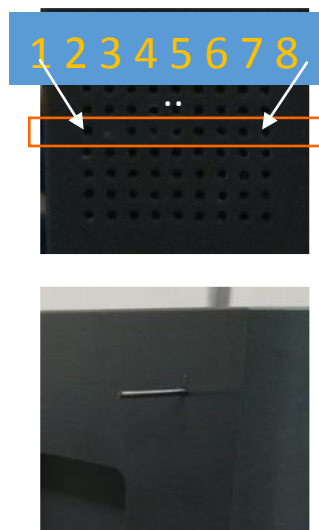


Figure 3.10. Características de las antenas omnidireccionales Q-par QOM [9].

*Antenas. Lente Dieléctrica Plana (“Dielectric flat lens”)*

En este trabajo se dispondrá de tres antenas diferentes de este tipo. El uso de éstas supone una novedad, ya que se trata de un prototipo realizado por la Universidad Politécnica de Cataluña dentro del plan nacional I+D+I con referencia TEC2013-47360-C3-2-P.

La finalidad de estas antenas, en el rango de frecuencias entre 57 y 64 GHz, es la capacidad de dirección del ancho de haz  $\pm 45^\circ$ , con niveles de lóbulos secundarios bajos, rondando los 15 dB de ganancia, en función del punto de alimentación de la antena.



*Figura 3.11. Situación de los pines de alimentación de la antena.*

En estudios teóricos anteriores, el diseño de antenas de lente dieléctricas planas consistía en la configuración de anillos concéntricos con diferentes permitividades. Se llevó a la práctica y se obtuvo, en un primer momento, una dirección de ancho de haz de  $\pm 30^\circ$  con alrededor de 17 dB de ganancia. En 2014, se obtuvieron los  $\pm 45^\circ$  antes mencionados [13].

En las siguientes imágenes, se mostrará en primer lugar la antena, siguiendo con sus diagramas de radiación para la alimentación en el primer y último pin y, por último, la representación de la ganancia en función de la frecuencia para cada ángulo.



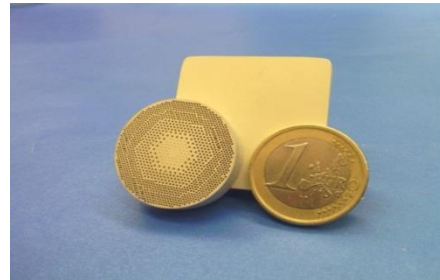
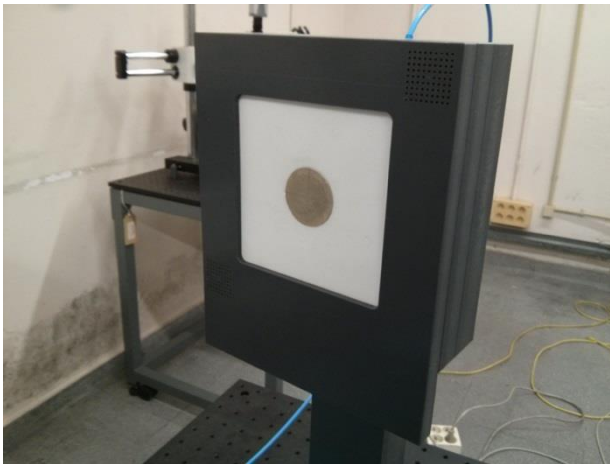


Figura 3.12. Antena circular TMM6.

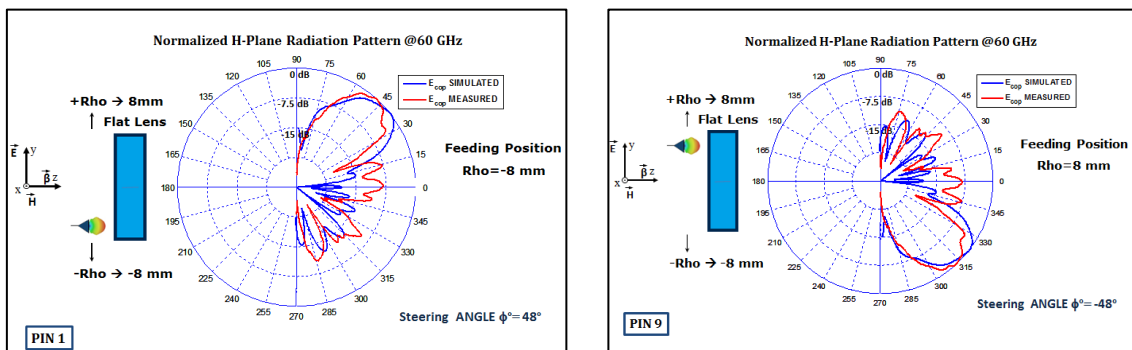


Figura 3.13. Diagramas de radiación antena circular TMM6.

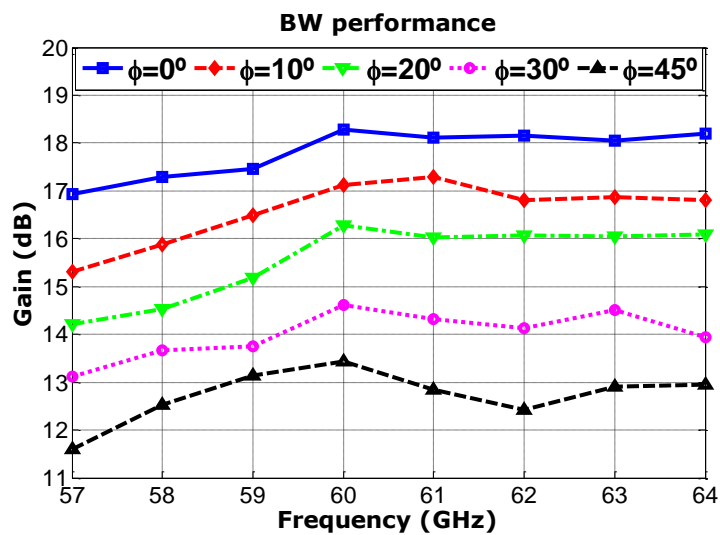


Figura 3.14. Representación ganancia antena circular TMM6.

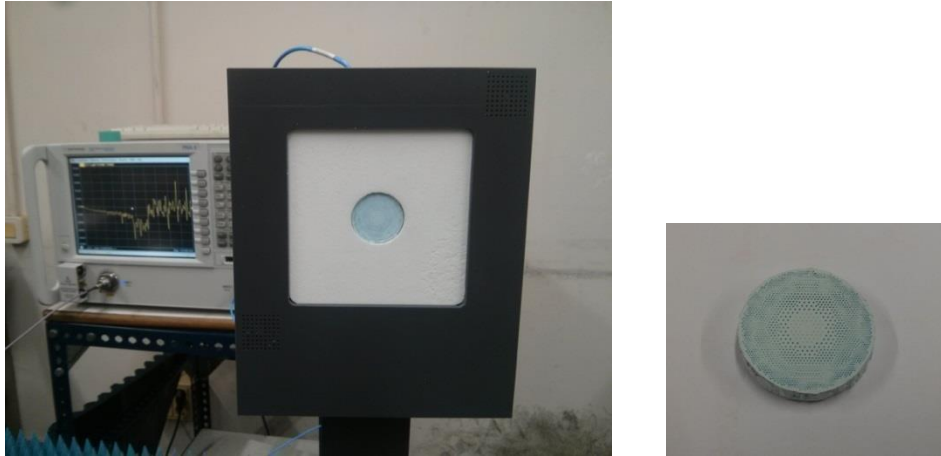


Figura 3.15. Antena circular LTCC.

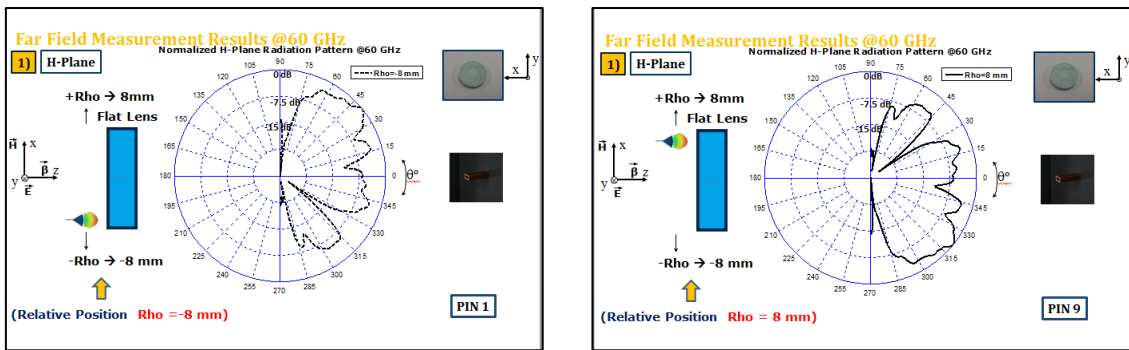


Figura 3.16. Diagramas de radiación antena circular LTCC.

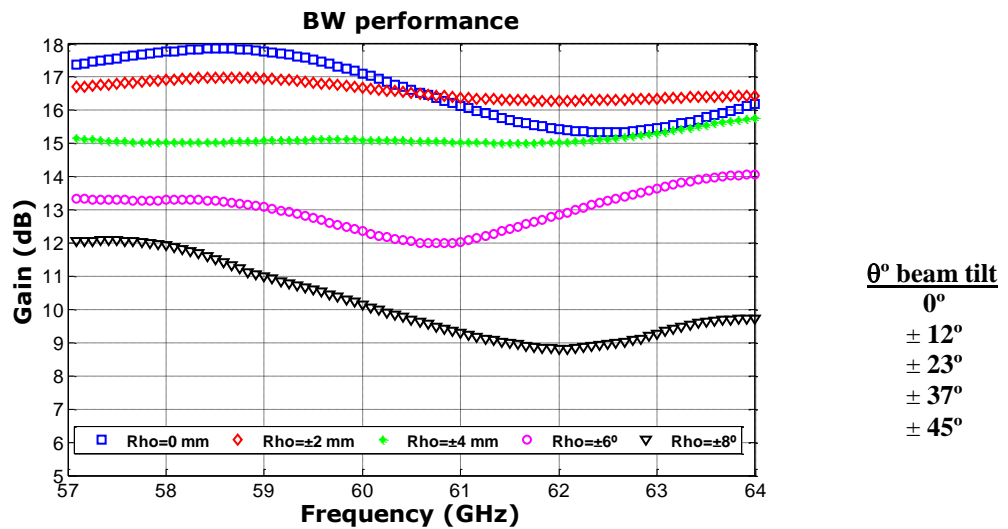


Figura 3.17. Representación ganancia antena circular LTCC.



Figura 3.18. Antena cilíndrica LTCC.

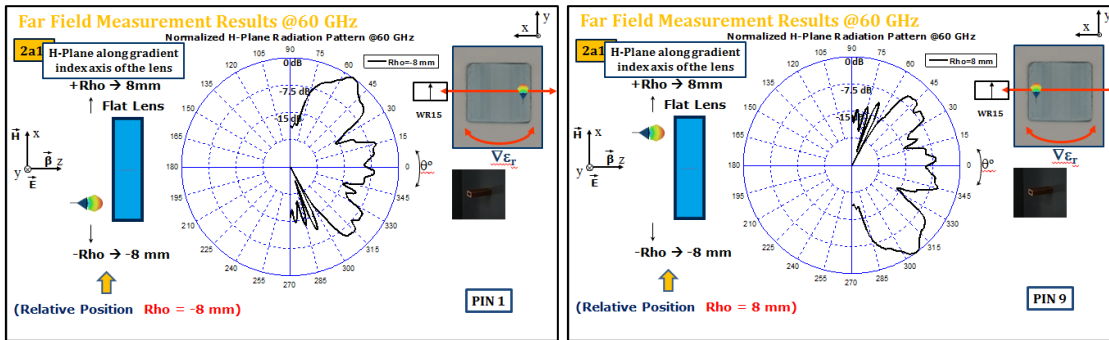


Figura 3.19. Diagramas de radiación antena cilíndrica LTCC.

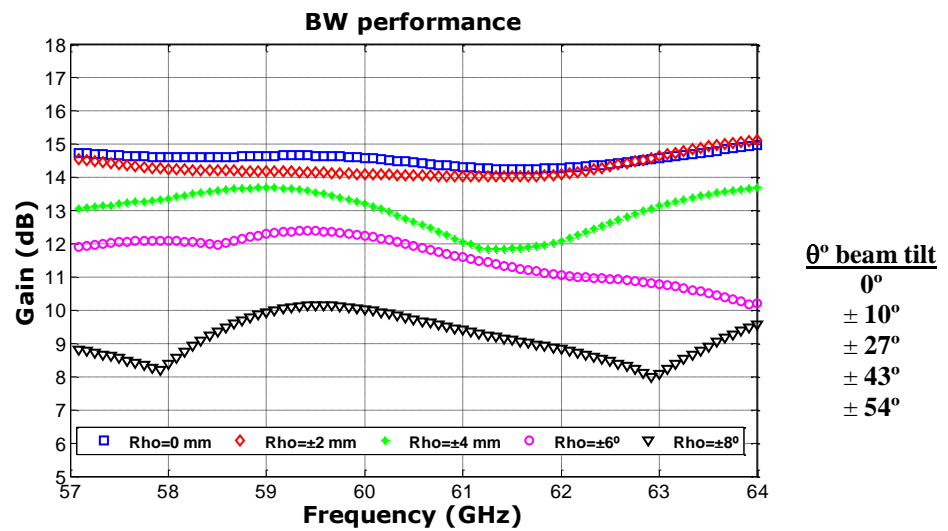


Figura 3.20. Representación ganancia antena cilíndrica LTCC.

### 94 GHz. Sistema SIMO: UCA-URA

#### Convertidores de onda milimétrica R&S®ZVA-Z

Debido a la necesidad de ampliar el rango de frecuencias que debe medir el analizador de espectros (VNA), se conectan dos de estos dispositivos. Concretamente, este modelo es capaz de ampliar hasta 110 GHz sin empeorar el rango dinámico.



Figura 3.21. Convertidor de onda milimétrica R&S®ZVA-Z [14].

La siguiente tabla muestra las especificaciones del convertidor:

<b>R&amp;S®ZVA-Z110E</b>		
Waveguide designation	Electronic Industries Alliance (EIA)	WR10
Connector type	anti-cocking flange	precision waveguide flange compatible with UG387/U-M
Frequency range		75 GHz to 110 GHz
Output power	with +7 dBm input power from the R&S®ZVA/R&S®ZVT	> -3 dBm, 0 dBm (typ.)
Output power attenuation	electronic power control	0 dB to 25 dB
Dynamic range		> 95 dB, 110 dB (typ.)

Tabla 3.3. Especificaciones convertidor onda milimétrica R&S®ZVA-Z.

*Cableado*

Dos tipos de cables [15] [19] serán empleados en esta banda de frecuencias para conectar el VNA y los convertidores.

TRUCore300, de 8 m de longitud y conectores SMA:

**Drawing**

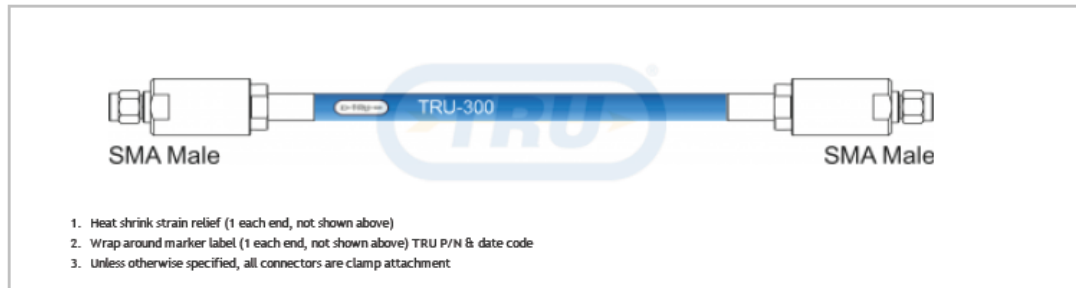


Figura 3.22. Esquema cable TRUCore300 [15].

**Details**

Connector A	SMA Male
Cable	TRU-300
Connector B	SMA Male
Length	10 meters
Operating Temperature	Room Temperature
Operating Altitude	Sea Level
Mechanical Conditions	None Specified
Environmental Conditions	None Specified
Minimum Bend Radius	0.90" (static), 1.50" (dynamic)

Performance Analysis	Your Requirements	Cable Assembly Specifications (calculated)
Frequency Range of Assembly	12GHz - 18GHz	DC - 18 GHz
Max Return Loss (or VSWR)	TRU Standard	VSWR 1.35 : 1 @ 18 GHz
Min Shielding Effectiveness (dB)	TRU Standard	-90 dB
Power Handling (watts)	TRU Standard	57 watts @ 18 GHz
Total Attenuation/Insertion Loss (dB)	TRU Standard	9.60 dB @ 18 GHz

Tabla 3.4. Especificaciones cable TRUCore300.



Cable RG-58, 8 m de longitud y conectores SMA:



Figura 3.23. Cable RG-58 [15][19]

**Features/Benefits**

**Technical Features**

<b>Structure</b>			
Cable Type	PE-Dielectric, Braid Shield		
Size:	9/64"		
Inner conductor:	Stranded Tinned Wire 19x0.18mm (19x0.007in)	[mm (in)]	0.9 (0.04)
Dielectric:	Solid Polyethylene	[mm (in)]	2.9 (0.11)
Outer conductor:	Tinned copper braid with 96% of coverage	[mm (in)]	3.55 (0.14)
Jacket:	Polyvinyl Chloride, PVC	[mm (in)]	5 (0.2)
Jacket Color			
<b>Mechanical Properties</b>			
Weight, approximately		[kg/m (lb/ft)]	0.037 (0.025)
Minimum bending radius, single bending		[mm (in)]	25.4 (1)
Minimum bending radius, repeated bending		[mm (in)]	100 (3.94)
<b>Electrical Properties</b>			
Characteristic impedance		[Ω]	50 +/- 2
Relative propagation velocity		[%]	66
Capacitance		[pF/m (pF/ft)]	101 (30.8)
Inductance		[μH/m (μH/ft)]	0.253 (0.077)
Max. operating frequency		[GHz]	2.4
DC-resistance inner conductor		[Ω/km (Ω/1000ft)]	39 (11.89)
DC-resistance outer conductor		[Ω/km (Ω/1000ft)]	15 (4.57)
<b>Recommended Temperature Range</b>			
Storage temperature		[°C (°F)]	-50 to 85 (-58 to 185 )
Installation temperature		[°C (°F)]	-20 to 60 (-4 to 140 )
Operation temperature		[°C (°F)]	-40 to 85 (-40 to 185 )
<b>Other Characteristics</b>			
Fire Performance:	Flame Retardant		
Other Options:			

Frequency [ MHz ]	Attenuation		av. nom. Power
	[ dB/100m ]	[ dB/100ft ]	
0.5	1.30	0.396	
1.0	1.60	0.488	
5.0	3.40	1.04	
10	4.80	1.46	
20	6.80	2.07	
30	8.50	2.59	
50	10.9	3.32	
88	14.7	4.48	
100	15.6	4.75	
108	16.2	4.94	
150	19.2	5.85	
174	22.4	6.83	
200	24.0	7.32	
300	29.0	8.84	
400	34.0	10.4	
450	36.2	11.0	
500	40.0	12.2	
512	40.5	12.3	
600	42.8	13.0	
700	49.0	14.9	
800	50.0	15.2	
824	51.0	15.5	
894	56.8	17.3	
900	57.0	17.4	
925	58.6	17.9	
960	59.0	18.0	
1000	61.0	18.6	
1250	70.0	21.3	
1500	80.4	24.5	
1700	89.4	27.2	
1800	92.0	28.0	
2000	100	30.5	
2400	116	35.4	

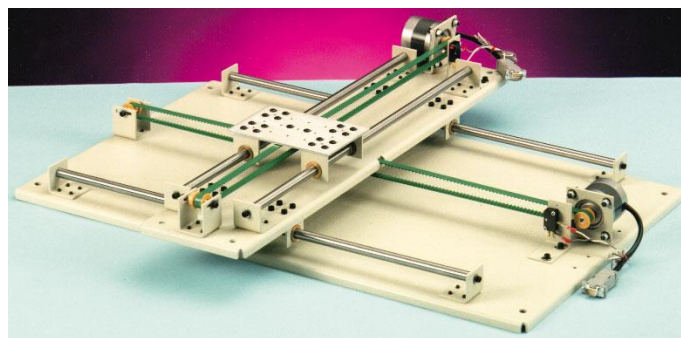
Attenuation at 20°C (68°F) cable temperature  
Av. nom. Power at 40°C (104°F) cable temperature

Tabla 3.5. Especificaciones cable RG-58.

*Posicionadores*

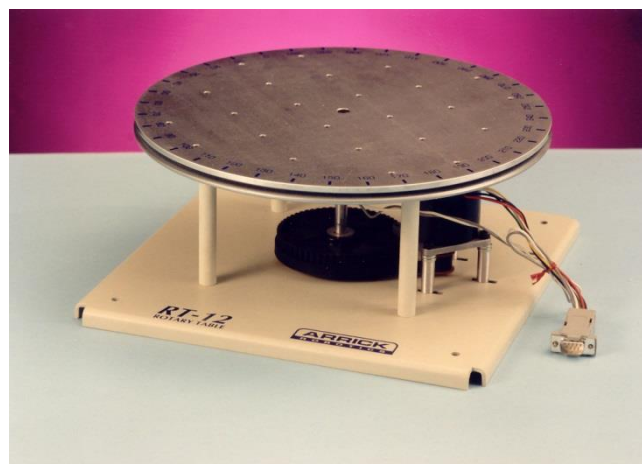
En este sistema de medidas son necesarios dos tipos de posicionadores, uno lineal en XY y uno circular RT-12, para recepción y transmisión, respectivamente. De nuevo, y para ambos casos, su automatización para la campaña de medidas (detallada en el siguiente capítulo), se realiza añadiendo sistemas de control MD2 y C4, conectados por puerto serie.

El primero tiene la capacidad de muestrear las dos dimensiones del plano, uniendo dos posicionadores lineales (ejes X e Y). Cada uno de ellos emplea un motor por pasos, cubriendo un área de hasta 70 cm x 70 cm, con una precisión de  $\pm 0.254$  mm por paso [12]



*Figura 3.24. Posicionador lineal en XY [12]*

En el caso del posicionador circular, con un plato de aluminio de 30.48 cm de diámetro, tiene la capacidad de barrer de forma completa la circunferencia. Cumpliendo el objetivo de situar una antena de bocina con alta directividad y crear un patrón omnidireccional con ella. El motor por pasos de este posicionador, tiene una precisión de  $0.1^\circ$  por paso.



*Figura 3.25. Posicionador circular RT-12 [12]*





A continuación se exponen los tipos de antenas utilizadas para este trabajo en la banda centrada a 94 GHz para el sistema SIMO.

*Antenas. Bocina*

Modelo 27240-20 Flann Microwave [16]. Esta antena opera en un rango de 73.8 GHz a 112 GHz, el valor típico de elevación con ancho de haz a 3 dB varía de 48° a 63° y los valores de ganancia varían entre los 18 dBi y los 21.5 dBi como se muestra en la siguiente figura.

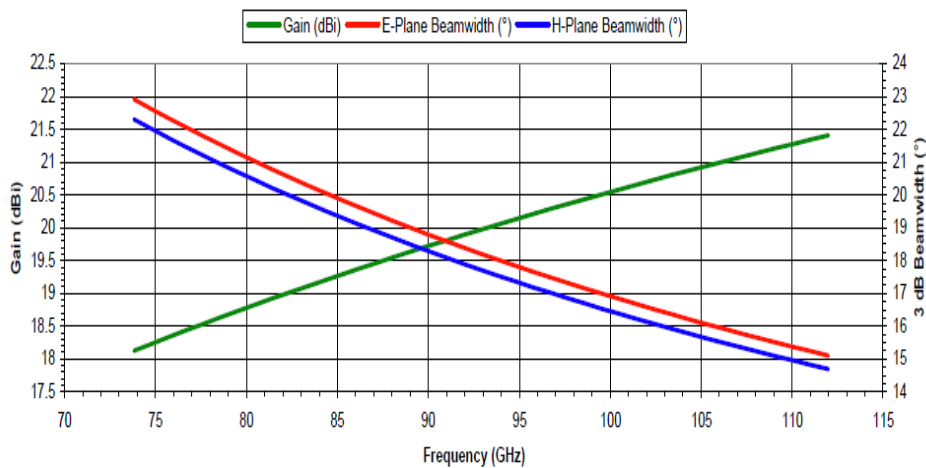


Figura 3.26. Ganancia antena Flann Microwave [16].

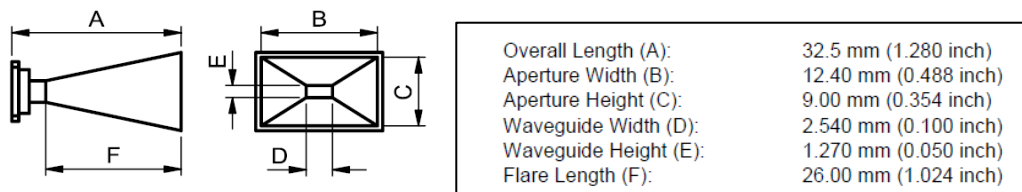
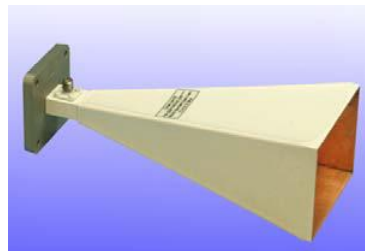


Figura 3.27. Antena Flann Microwave [16].



#### *Antenas. Omnidireccional*

El modelo escogido como antena omnidireccional es WR-10 de Mi-Wave, serie 267, operando a 94 GHz (banda W), un ancho de banda de 3 GHz con 360° de azimut, 30° de elevación y un valor nominal típico VSWR de 1.5:1 [17].



*Figura 3.28. Antena omnidireccional WR-10 [17].*

Para la alimentación de estas antenas, se emplea una pieza rotativa serie 355 de Mi-Wave, disponible para guías de onda circular desde 11.6 GHz a 150 GHz. Cada pieza consiste en dos secciones de guía de onda circular sobre rodamientos. Las conexiones a las guías deben alinearse con gran precisión para prevenir la generación de modos espurios. Las pérdidas de inserción son mínimas, 0.4 dB en el rango de frecuencias 48 a 96 GHz., la amplitud varía menos de 0.2 dB y la fase menos de 2°.



*Figura 3.29. Unión rotativa Mi-Waves serie 355 [17].*



### **94 GHz. Sistema MIMO: *URA-ULA***

Para este sistema la única variación de componentes reside en el cambio del posicionador circular y la antena directiva, por el posicionador XY y la antena omnidireccional mencionadas en la sección anterior. Siendo este último el nuevo transmisor, y la antena situada en el posicionador lineal el receptor, formando un array rectangular uniforme (URA) y un array lineal uniforme (ULA), respectivamente.



# Capítulo 4

## *METODOLOGÍA DE LAS MEDIDAS*

En este capítulo se mostrará el montaje y procedimiento para realizar las diferentes campañas de medidas descritas anteriormente.

Como se ha mencionado, el analizador de redes vectorial (VNA) Rhode ZVA67 es un componente esencial en nuestro entorno de medición. Para cada frecuencia, el equipo de test de parámetros S transmite una señal conocida (aproximadamente un impulso) por un puerto y mide la señal recibida por otro. Por lo tanto, se mide el coeficiente de transmisión  $S_{21}$  en el dominio de la frecuencia, para después, transformar al dominio del tiempo aplicando la transformada de Fourier inversa discreta [18], para obtener los parámetros deseados.

La principal ventaja de esta técnica es la obtención de información de la amplitud y fase. Sin embargo, requiere una calibración cuidadosa, además de una buena sincronización entre transmisor y receptor, que deben estar a una distancia pequeña. Otra limitación consiste en que las medidas no son instantáneas. Mientras el sistema está procesando las medidas el canal puede haber variado en gran medida. Por esta razón, es necesario emplear un barrido temporal más rápido, que reduce el barrido en frecuencia y por tanto empeora la resolución temporal. Sin embargo, al realizar las medidas en interiores, estas desventajas no son significativas, ya que las distancias entre transmisor y receptor son suficientemente pequeñas y el canal es de lenta variación.

La resolución temporal queda fijada como la inversa del ancho de banda barrido, siendo éste el número de frecuencias (N) por el espaciado frecuencial ( $\Delta f$ ).

$$\Delta T = \frac{1}{B} = \frac{1}{N\Delta f} \quad (17)$$

En los siguientes apartados se explicará, para cada sistema, la situación física de los dispositivos en el laboratorio, su configuración hardware y la aplicación software asociada a ese sistema.

El laboratorio donde se realizan las medidas tiene la siguiente distribución:

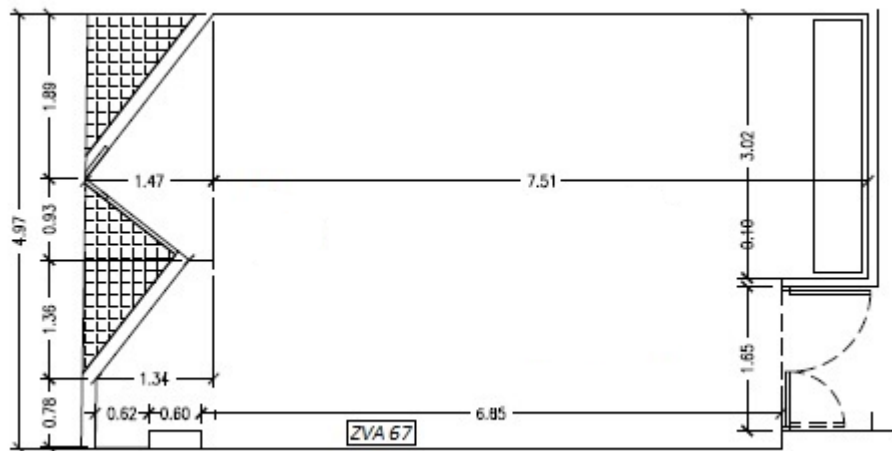


Figura 4.1. Plano laboratorio.

Se busca realizar la campaña de medidas lo más realista posible, por esto el mobiliario y demás material no se ha eliminado durante el proceso.

Dentro del laboratorio se encuentran armarios y escritorios que se representan en los planos de situación de las medidas. Además, a la hora de interpretar los resultados se tiene en cuenta la presencia de taburetes, ordenadores, cajas y demás material utilizado en campañas anteriores a la realización de este trabajo.

Durante el proceso de medida, se procura que la habitación permanezca cerrada, evitando así resultados erróneos o poco fiables.

## 60 GHz. Sistema SIMO

Como se comentó en el capítulo anterior, el propósito de este sistema es la comparación de dos configuraciones, una con dos antenas omnidireccionales y otra con una antena omnidireccional frente a una lente dieléctrica plana. La comparación se basa en la comprobación de la eficiencia de las lentes dieléctricas sobre el uso de la técnica beamforming convencional para la primera configuración, en la que el transmisor está formado por un array lineal uniforme (ULA).

### *Sistema Omnidireccional – Omnidireccional*

Utilizando el Analizador de Redes Vectorial (ZVA 67) tanto en recepción como en transmisión, para medir la respuesta en frecuencia, se conectan ambas antenas Q-par QOM con polarización vertical. La figura muestra el esquema de la configuración de las medidas. La antena transmisora se sitúa en el posicionador lineal (ULA) conectado al controlador C4 y la antena receptora se coloca sobre un trípode.

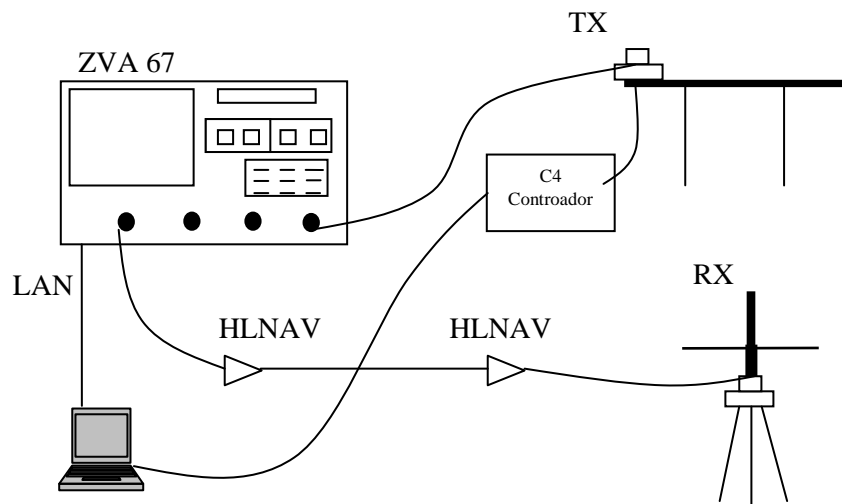


Figura 4.2. Esquema de medidas Sistema SIMO.

Se debe tener en cuenta que las alturas escogidas para las antenas transmisora y receptora coinciden.

Se realizaron tres conjuntos de medidas. Manteniendo fija la posición del transmisor, se modifica la posición del receptor en el laboratorio. Ya que para esta configuración se busca aplicar la técnica de beamforming, la orientación del array lineal respecto a la única antena omnidireccional juega un papel importante. La primera posición se tomará como referencia, estando ambas antenas alineadas, la segunda se desplazará un ángulo de  $22.5^\circ$  y la tercera,  $45^\circ$ .

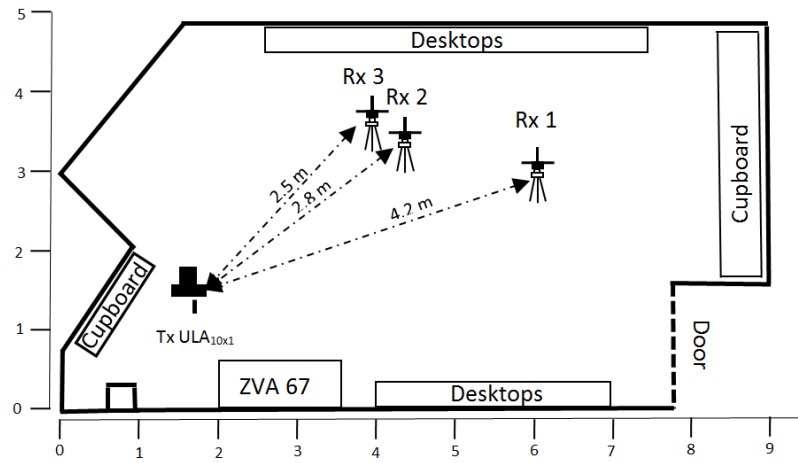
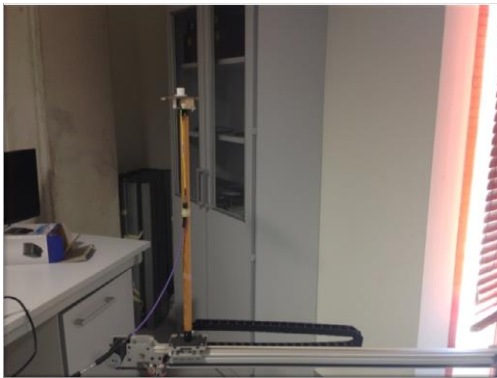


Figura 4.3. Situación antenas Sistema SIMO: 60 GHz.

A continuación, se muestran las imágenes reales tomadas en el laboratorio.



a)



b)



c)

Figura 4.4. a) Transmisor. b) Receptor. c) Vista global.

Tras el conexionado de todos los componentes que forman este sistema, y la decisión de las posiciones en el laboratorio que se van a tomar para cada campaña, se procede a la toma de medidas.

En primer lugar, se escogen los parámetros eléctricos adecuados a este sistema:

- Rango de frecuencias: 57 GHz – 64 GHz
- N° Puntos: 2048
- Filtro IF: 10 Hz
- Potencia: -10 dBm

La separación que va suponer cada paso de la antena receptora es 2 mm ( $< \lambda/2$ ). El elemento encargado de esta función será el posicionador lineal, controlado, como se ha comentado anteriormente, por el C4. Recorrerá un total de 10 posiciones en el eje X.

A continuación, se introducen estos datos en la aplicación diseñada para la toma de medidas. Se trata de una aplicación diseñada en Matlab, que coordinará el movimiento de la antena con la obtención de resultados en el VNA. Almacenará de forma ordenada la matriz H, con la respuesta en frecuencia del canal para cada medida.

La interfaz de dicha aplicación es la siguiente:

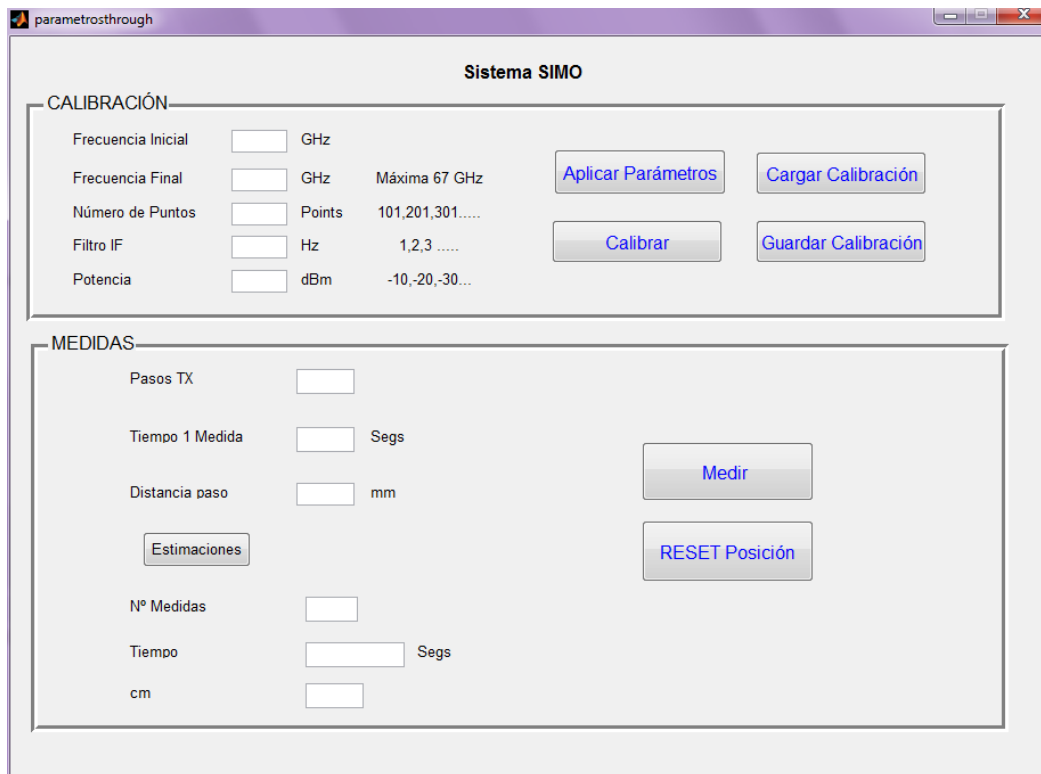
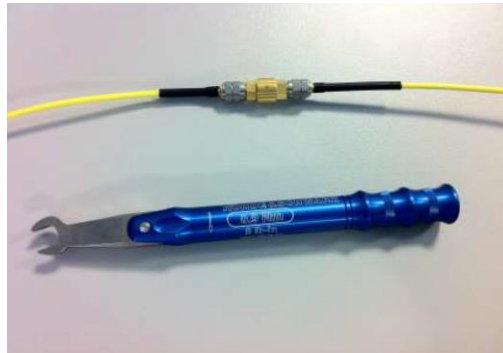


Figura 4.5. Interfaz aplicación Matlab. Sistema SIMO.

Esta aplicación consta de dos partes, la primera consiste en la calibración del sistema para obtener resultados correctos, el sistema debe calcular la matriz H teniendo en cuenta las atenuaciones que suponen los cables. Se introducen los datos y se pulsa en “Aplicar Parámetros” para configurar el analizador de redes. Es por ello que la primera medida se realizará con los cables conectados a las antenas de la siguiente forma y se pulsa en “Calibración”.



*Figura 4.6. Conexión cableado para Calibración sistema 60 GHz.*

Ésta es guardada por el programa para el cálculo de los resultados teniéndola en cuenta. Además, la aplicación dispone de una recuperación de la calibración obtenida, para el caso en que el resto de medidas no se hayan tomado de forma correcta o se haya producido algún fallo inesperado. De esta forma, se ahorra el tiempo de reconexión y toma de la nueva calibración.

Tras esto, los cables se conectan a sus respectivas antenas y se procede a la segunda parte, el proceso de medida. Se introducen los parámetros deseados relacionados con el número de posiciones a medir y se obtienen las estimaciones que ayudan a aproximar el tiempo que tardará la medida total y el espacio que se recorrerá con el posicionador.

Además, la aplicación dispone de del botón de reset del posicionador, ya que antes de comenzar se debe asegurar la posición inicial del array. Esto adquiere mayor importancia en los sistemas siguientes, en los que además del ULA, son necesarios posicionadores para UCA y URA.



*Sistema Omnidireccional – Lente Dieléctrica Plana*

Para la comparación del sistema expuesto con el que ahora se presenta. Se utilizará la misma distribución en el laboratorio, la diferencia radicará en el cambio de la antena receptora omnidireccional por las lentes dieléctricas planas. Se sustituirá el posicionador lineal por un trípode donde se situará la lente y, en este caso, se modificará la aplicación Matlab para realizar de forma manual el cambio de posición. El cambio de posición se basa en la variación del pin de alimentación de la lente.

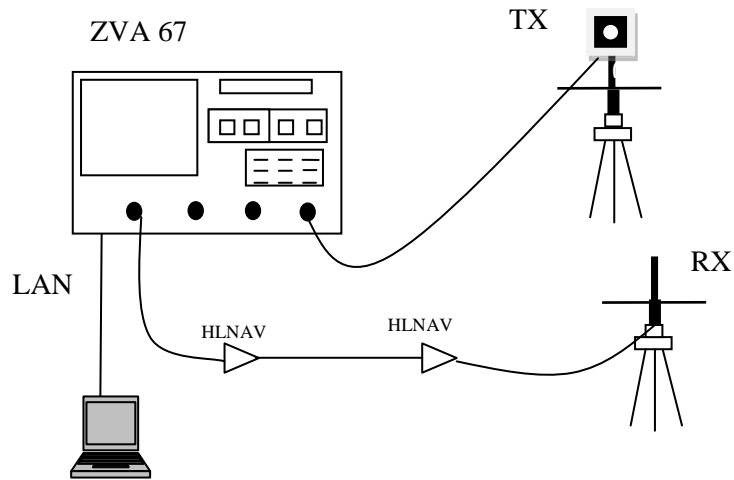


Figura 4.7. Esquema medidas sistema SIMO.

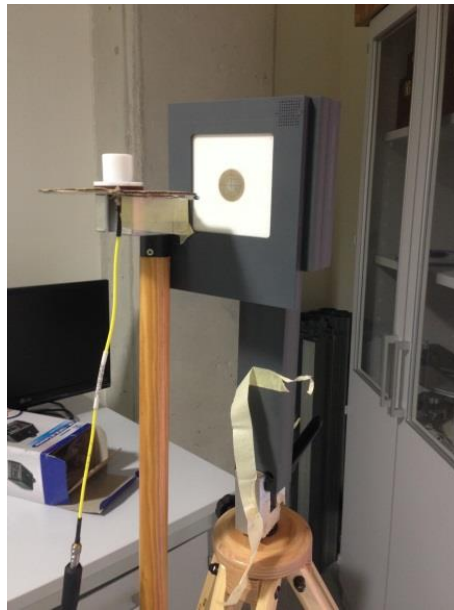
Las imágenes reales del sistema son las siguientes:



a)



b)



c)

Figura 4.8. a) Transmisor. b) Vista global. c) Comparativa Omnidireccional – Lente.

Se dispone de tres tipos de lente, como se explicó en el capítulo anterior. Para cada una de ellas se realizan las medidas de las tres posiciones.

Tendremos en cuenta la orientación de la lente, es decir, el ángulo respecto a la dirección del rayo directo. De ahí la similitud de distancias entre la 2ª y 3ª posición del transmisor, se comprueba, manteniendo la distancia, la influencia de la orientación. Para la 2ª, se da un ángulo de  $22.5^\circ$ , mientras que para la 3ª, se da un ángulo de  $45^\circ$ .

Los parámetros eléctricos utilizados en este sistema coinciden con el anterior. La interfaz de la aplicación Matlab, sin embargo, varía de la siguiente forma.

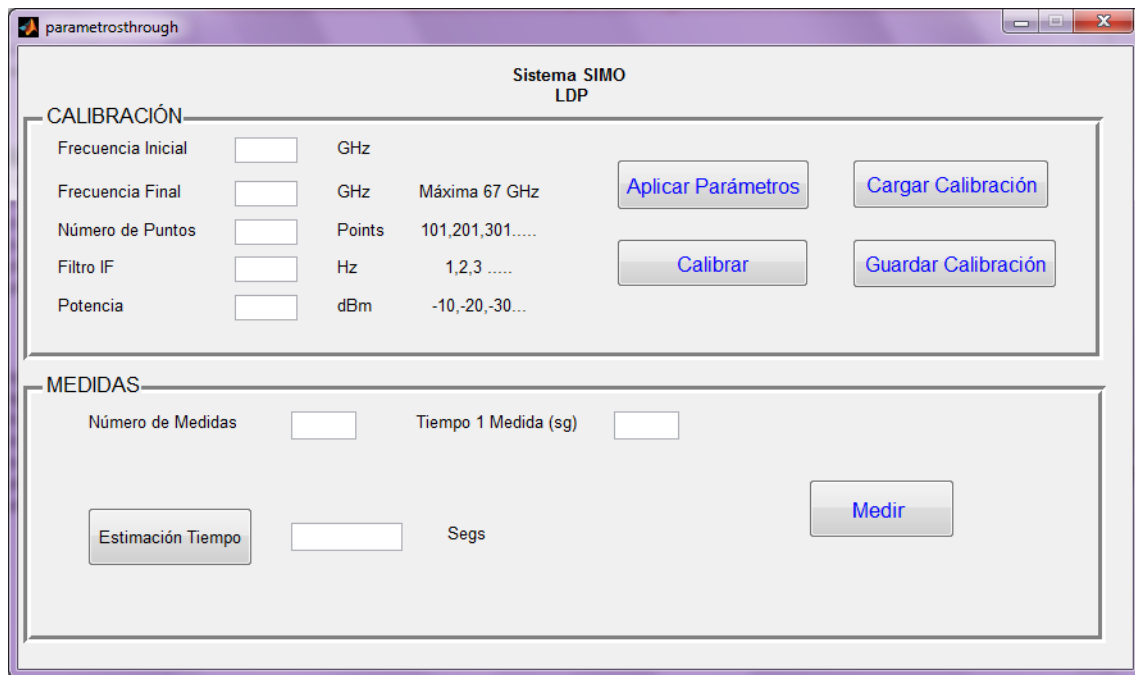


Figura 4.9. Interfaz Matlab Sistema SIMO para LDP.

Esta aplicación se detendrá tras cada medida a la espera de la colocación de la siguiente posición. Resulta imposible automatizarla, ya que el cambio de pin de alimentación de la lente supone sacar el soporte e introducirlo de nuevo en la situación correspondiente.

La primera parte de la aplicación no varía, mientras que la segunda ha eliminado principalmente todo aquello que tenía que ver con la posición de motores.

## 94 GHz. Sistema SIMO: UCA-URA

El estudio del canal está basado, de nuevo, en el analizador de redes vectorial (ZVA 67). Sin embargo, el uso de esta banda de frecuencias precisa de convertidores, que ampliarán el rango de frecuencias que el VNA puede analizar [14] (75GHz a 110GHz).

La conexión del equipo consiste en: antena directiva Flann Microwave como transmisora, conectada al posicionador circular, controlado por el C4; la antena omnidireccional WR-10 en polarización vertical como receptora, conectada al posicionador XY, controlado por un segundo C4. Los cables empleados para conectar el VNA con las cabezas (convertidores) son dos cables RG-58 con conectores SMA para REF y MEAS, mientras que 8 metros de cable TRUCore300 para RF y LO. En este caso, no se incluyen amplificadores entre los cables.

El uso de la antena de alta directividad se debe a la necesidad de un rango dinámico más alto que a frecuencias inferiores, de forma que se simule el funcionamiento en una antena omnidireccional haciendo un barrido con el posicionador.

De forma concreta, las entradas y salidas nombradas del VNA, usadas para la medida de diferentes bandas de frecuencia milimétrica, se especifican a continuación:

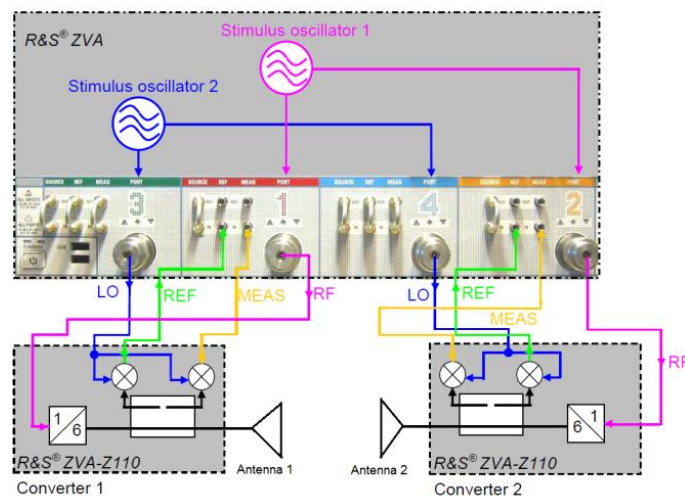


Figura 4.10. Configuración VNA – Convertidores.

- Fuente de entrada (RF, magenta): 12,5 GHz - 18,33 GHz. Potencia de entrada al convertidor: 4 dBm - 10 dBm.
- Entrada del Oscilador Local (LO, azul) IN: 9,34 GHz - 13,715 GHz. Potencia de entrada al convertidor: 5 dBm - 10 dBm.
- Salida de las medidas (MEAS, naranja). 10 MHz a 300 MHz.
- Salida de referencia (REF, verde). 10 MHz a 300 MHz.

Normalmente, la potencia de salida del VNA es mayor de 15 dBm, de forma que existen 10 dB de margen para los cables entre el VNA y la entrada de los convertidores.



Figura 4.11. Conexión cableado VNA.

Esquemáticamente, el sistema completo se muestra en la siguiente figura:

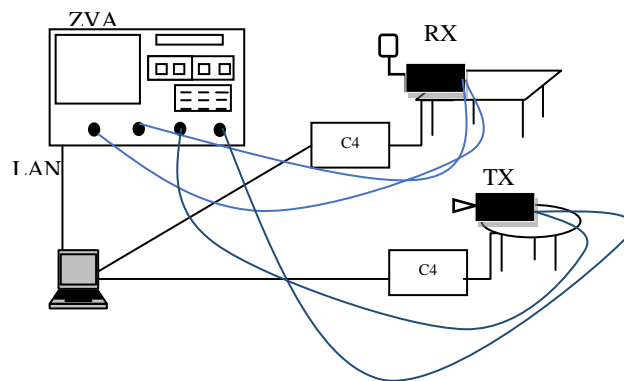


Figura 4.12. Esquema Sistema SIMO 94 GHz.

Se realizaron cuatro conjuntos de medidas. Manteniendo fija la posición del receptor, se modifica la posición del transmisor en el laboratorio. De forma exacta, las distancias entre ellos son: 2.552, 0.987, 3.692 y 2.092 m, respectivamente.

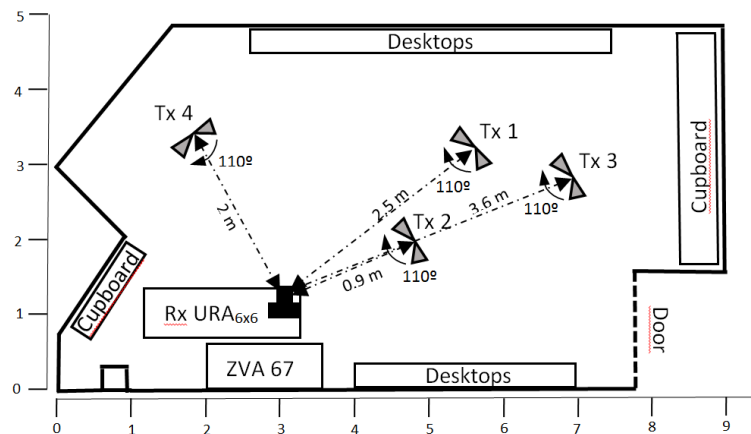
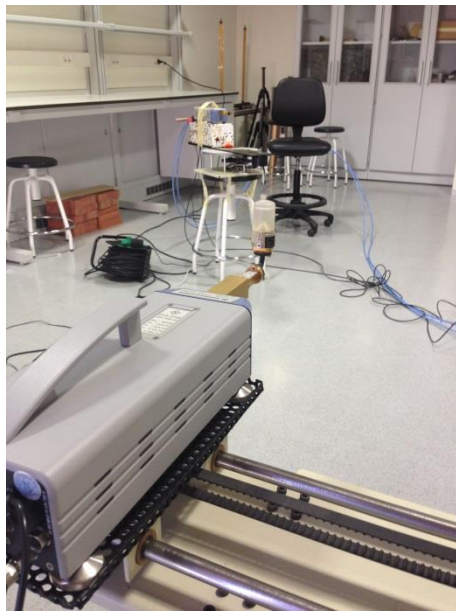
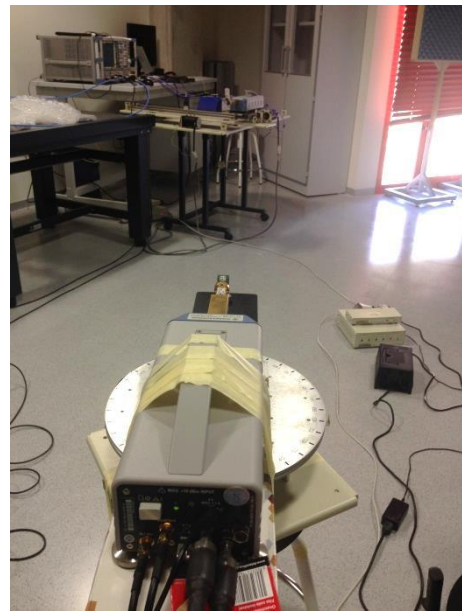


Figura 4.13. Situación antenas Sistema SIMO: 94 GHz.

Las imágenes reales tomadas en el laboratorio son las siguientes:



a)



b)

Figura 4.14. a) Receptor. b) Transmisor.

Para el transmisor, UCA, se mide un rango de  $110^\circ$  con  $10^\circ$  por paso dejando la fase de la antena fija en todas las direcciones. La antena directiva (UCA) se alineó con la antena omnidireccional (URA) de forma que el ángulo en que había una ganancia máxima en recepción estuviese entre  $50^\circ$  y  $60^\circ$ .

Para el receptor, URA, se mide una malla rectangular uniforme  $6 \times 6$  con un espaciado de  $1.4 \text{ mm}$  entre posiciones X e Y, que supone un  $0.4\lambda$  a  $94 \text{ GHz}$ .

Tras el conexionado de todos los elementos que forman parte del sistema, y la decisión de las posiciones en el laboratorio que se van a tomar para cada campaña, se procede a la toma de medidas.

En primer lugar, se escogen los parámetros eléctricos adecuados a este sistema:

- Rango de frecuencias:  $92.5 \text{ GHz} - 95.5 \text{ GHz}$
- N° Puntos: 1024
- Filtro IF: 10 Hz
- Potencia: 0 dBm

A continuación, se introducen estos datos en la aplicación Matlab diseñada para la toma de medidas. La interfaz de dicha aplicación es la siguiente:

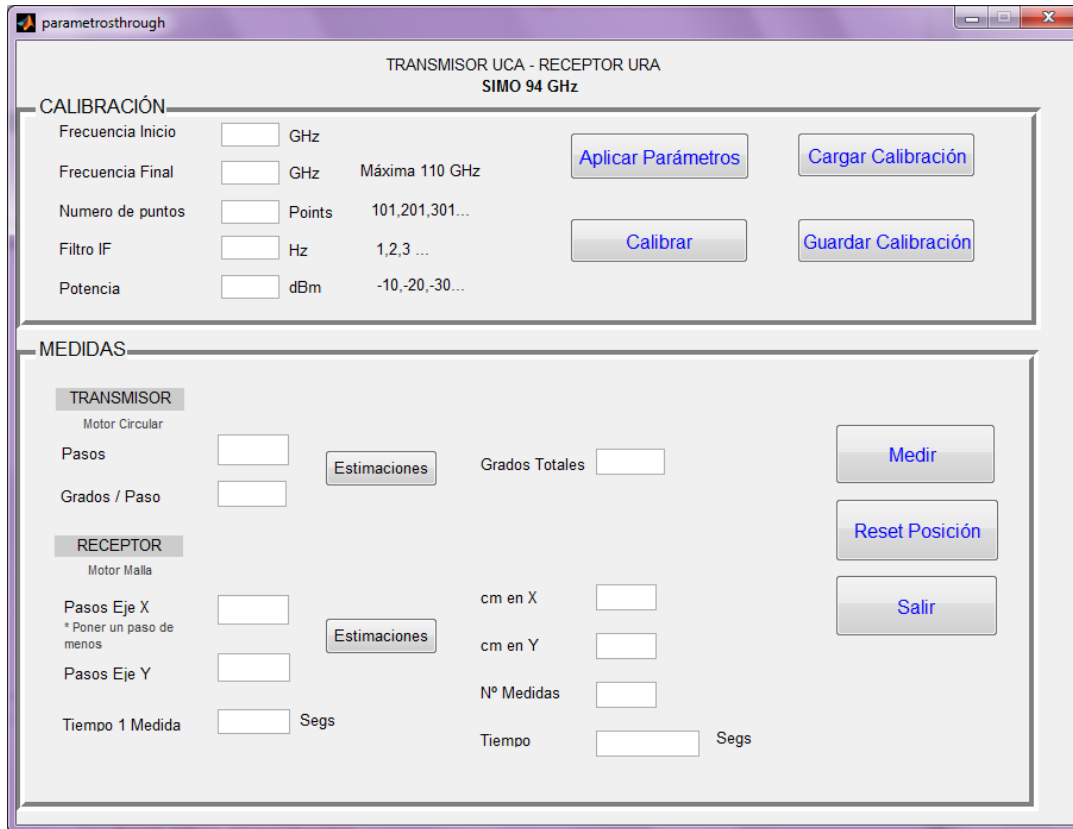
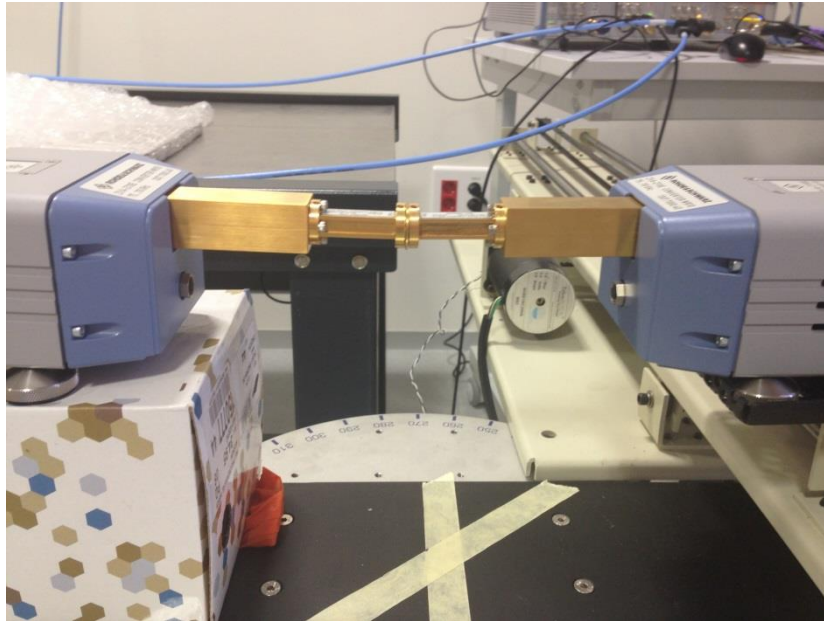


Figura 4.15. Interfaz aplicación Matlab. Sistema SIMO: 94 GHz.

La primera parte continúa sin cambios, procediendo a la introducción de parámetros para la configuración del analizador y tras ello la calibración conexasionando según se expone en la siguiente figura. Sin embargo, en la segunda parte de la aplicación se ha procedido a la separación entre transmisor y receptor, ya que en ambos casos entran en juego los posicionadores de forma distinta. Así, cada uno de ellos tiene su propia estimación. Es ahora cuando cobra importancia en mayor medida el botón de Reset.



Para este sistema, la calibración consiste en la unión de los convertidores, como se muestra en la figura:



*Figura 4.16. Conexión calibración sistema 94 GHz.*

Y una vez calibrado el sistema, se procede a la toma de medidas introduciendo los parámetros adecuados en la segunda parte de la aplicación.



### 94 GHz. Sistema MIMO: URA-ULA

Este sistema precisa de la misma configuración del analizador de redes que, junto con los convertidores, medirá la respuesta en frecuencia del canal. De nuevo, el VNA se emplea tanto en recepción como en transmisión.

La diferencia con el anterior, estriba en que la transmisión se basará en URA, colocando la antena omnidireccional WR-10 en el posicionador XY, con un total de 6x6 posiciones. La antena omnidireccional WR-10 receptora recorrerá en este caso un total de 5x1 posiciones.

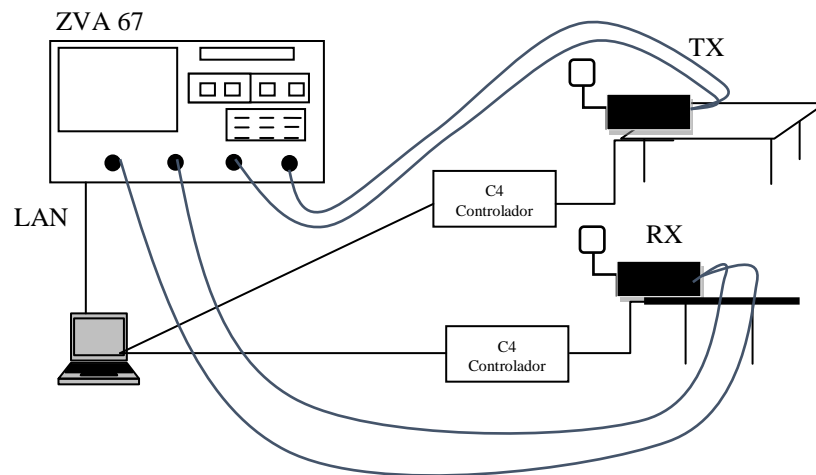


Figura 4.17. Esquema medidas sistema MIMO.

Se realizaron medidas en tres puntos del laboratorio. En cada posición se midieron las cuatro posibles combinaciones de polarizaciones de antenas PH-PH, PH-PV, PV-PH y PV-PV. Se mantendrá fija la posición del receptor y se desplazará el transmisor como se muestra la siguiente figura. De forma exacta, las distancias entre transmisor y receptor son: 4.024, 3.016 y 3.55 m, respectivamente.

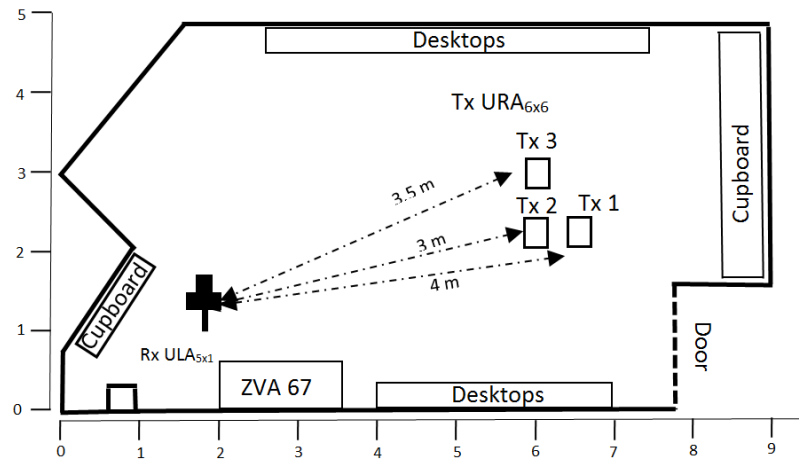
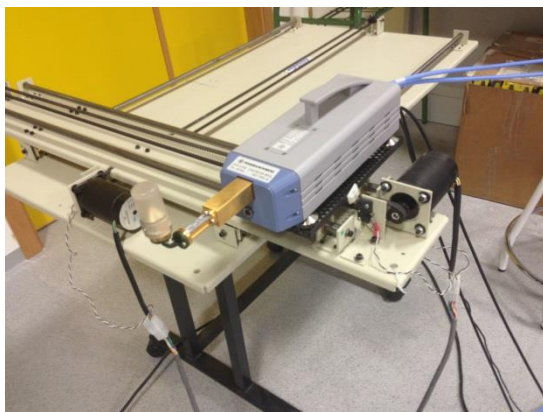
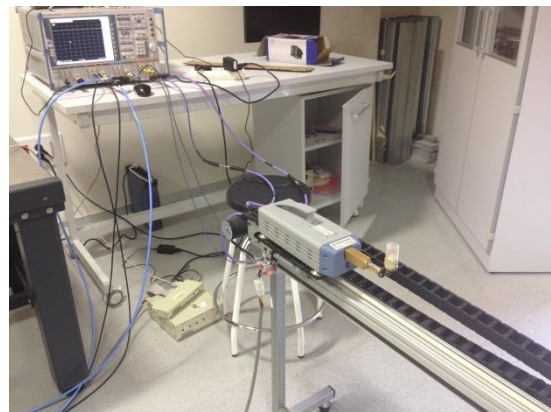


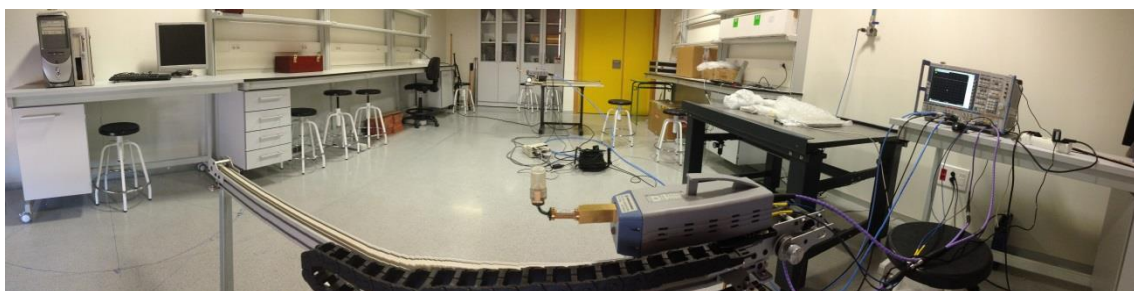
Figura 4.18. Situación antenas Sistema MIMO: 94 GHz.



a)



b)



c)

Figura 4.19. Polarización vertical. a) Transmisor. b) Receptor. c) Vista global.

Tanto para el transmisor, URA, como para el receptor, ULA, la distancia entre posiciones del array es 1.4 mm, ya que se trabaja a 94 GHz, coincidiendo este valor con  $0.4\lambda$  a esta frecuencia. Se miden 6x6 posiciones en el transmisor y 5x1 posiciones en el receptor, dejando la fase de las antena fijas en todas las direcciones.

Tras el conexionado de todos los elementos que forman parte del sistema, y la decisión de las posiciones en el laboratorio que se van a tomar para cada campaña, se procede a la toma de medidas.

En primer lugar, se escogen los parámetros eléctricos adecuados a este sistema:

- Rango de frecuencias: 92.5 GHz – 95.5 GHz
- N° Puntos: 1024
- Filtro IF: 10 Hz
- Potencia: 0 dBm

A continuación, se introducen estos datos en la aplicación Matlab diseñada para la toma de medidas, que para este caso se modifica la segunda parte cambiando UCA por ULA. La interfaz de dicha aplicación es la siguiente:

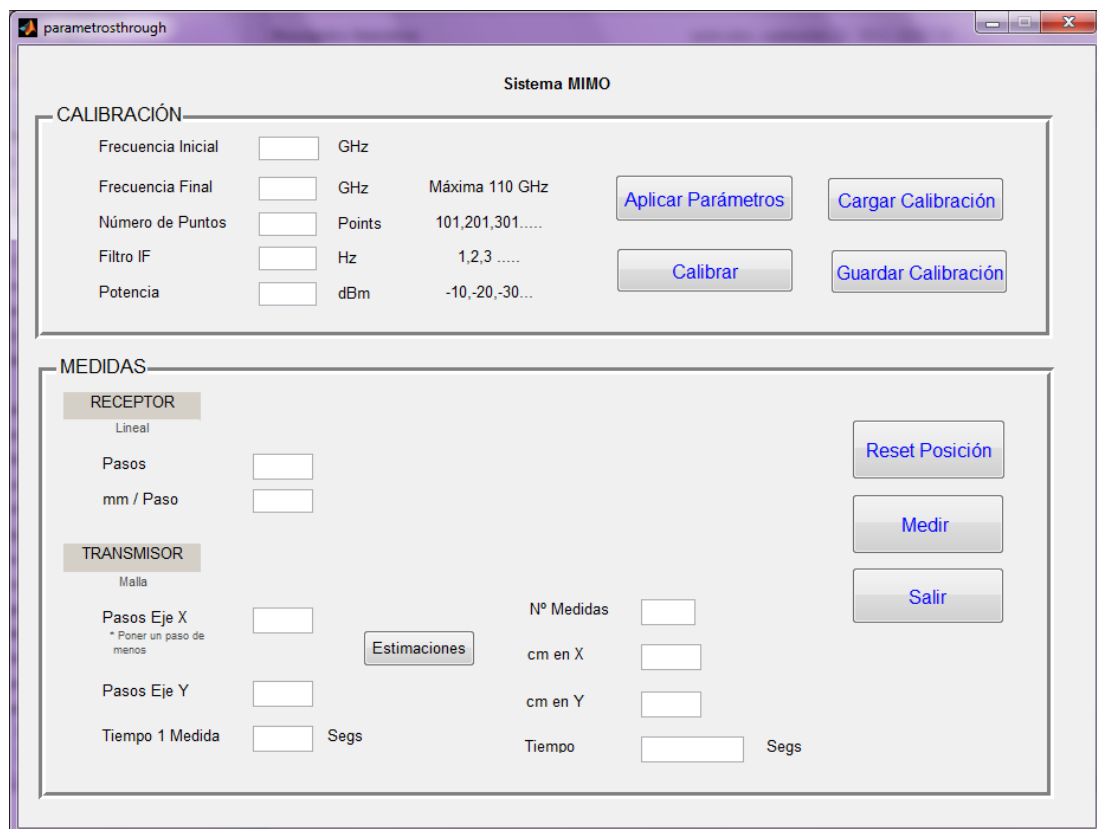


Figura 4.20. Interfaz aplicación Matlab. Sistema MIMO: 94 GHz.

La configuración de la calibración coincide con el sistema anterior. Tras realizarla, se proceden a las medidas.





# Capítulo 5

## *RESULTADOS*

En este capítulo se mostrarán los resultados obtenidos tras el análisis del canal en el entorno interior para ondas milimétricas.

Para cada rango de frecuencias se han elaborado una serie de gráficas que muestran los parámetros explicados en capítulos anteriores. Cada uno de ellos se adecúa a las necesidades de cada rango, es decir, se busca de forma específica los parámetros que, además de describir el canal, decidirán si la metodología utilizada es útil o eficiente.

Se expone, para cada gráfica, el porqué de los resultados obtenidos. Además, cada una de ellas supondrá una situación diferente y una comparativa entre ellas.

El procesado de los datos se ha realizado a través del programa Matlab. Una vez obtenidos los resultados para cada campaña de medidas, la elaboración de las gráficas se ha llevado a cabo con el programa SigmaPlot, con el fin de conseguir un mejor visionado.

A continuación se muestra de forma desglosada, en función del rango de frecuencias estudiado en este trabajo, los resultados obtenidos.

## 60 GHz. Sistema SIMO

En este rango se compara el uso de la técnica beamforming convencional sobre un array lineal uniforme (ULA), y el uso de lentes dieléctricas planas, proporcionadas por la Universidad Politécnica de Cataluña (UPC), a las que para facilitar su asociación se les dará el nombre de: “Circular azul”, “Circular dorada” y “Cuadrada”, siendo Circular LTCC, Circular TMM6 y Cilíndrica LTCC, respectivamente.

La finalidad consiste en demostrar la eficiencia de dichas lentes, elaboradas específicamente para evitar el uso de múltiples antenas, sobre un receptor que varía de posición. Por esta razón, se han realizado 3 campañas de medidas donde se tiene en cuenta la orientación de las lentes y las antenas.

Cada campaña supone una posición del receptor. En cada gráfica se muestra la comparativa entre las 3 lentes utilizadas, el beamforming sobre el array lineal uniforme, y la medida de un sistema SISO, donde se mide el uso de una única antena receptora y una única antena transmisora.

### Primera posición

Se debe recordar que la primera posición supone la alineación entre transmisor y receptor. Este valor es tomado como referencia para el resto de posiciones, es decir, receptor orientado a 0° respecto al transmisor. La distancia entre ambos es 4.2 m.

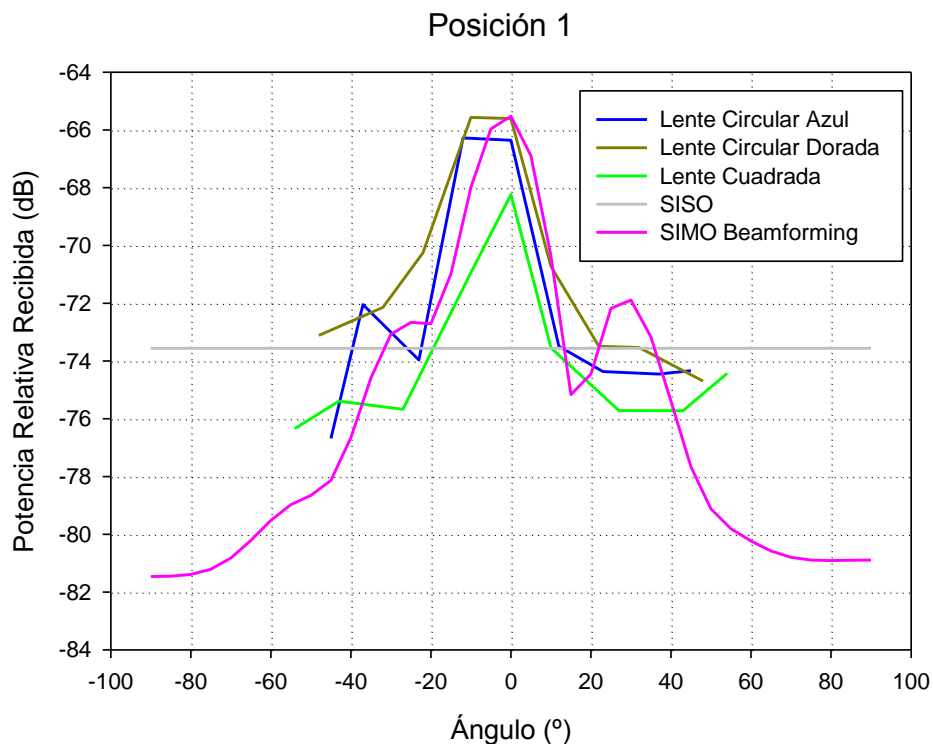


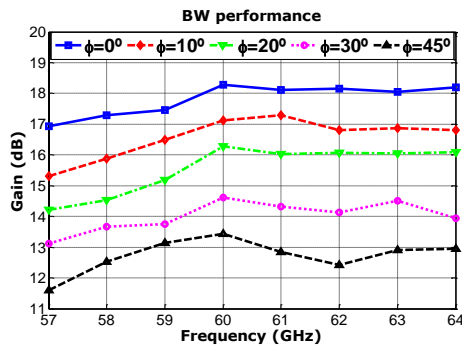
Figura 5.1. Potencia Recibida en función del ángulo. Posición 1.



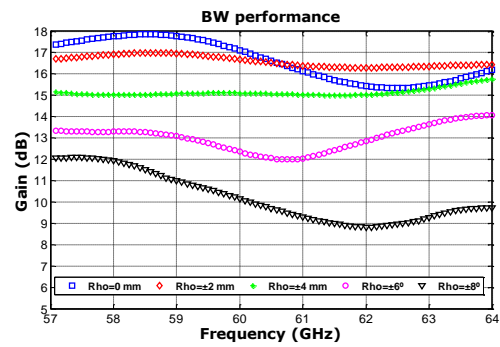
Lo primero que se observa en esta gráfica es que, para todos los casos, sus puntos máximos se centran alrededor de 0°. Se comprueba, por tanto, el correcto funcionamiento tanto de la técnica beamforming como de las lentes en este aspecto.

De forma más concreta se observa que, tanto la lente circular dorada como la técnica beamforming alcanzan un mayor valor de potencia en comparación con las otras dos lentes, quedando la lente cuadrada en el peor lugar.

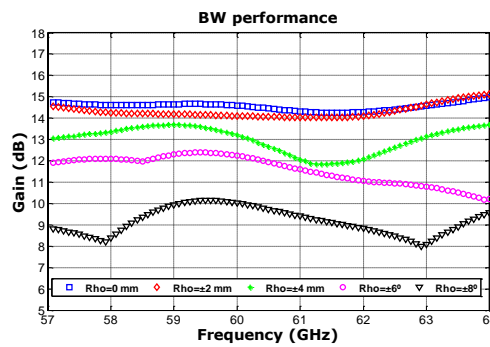
Si nos acordamos de las gráficas de ganancia que se aportaban en las especificaciones de cada lente, se puede observar que este resultado tiene sentido. Se consigue para una orientación de 0° una ganancia del orden de 5 dB mayor con la lente circular dorada que con la cuadrada a estas frecuencias.



a)



b)



c)

Figura “Recordatorio especificaciones”: a) Circular Dorada. b) Circular Azul. c) Cuadrada.

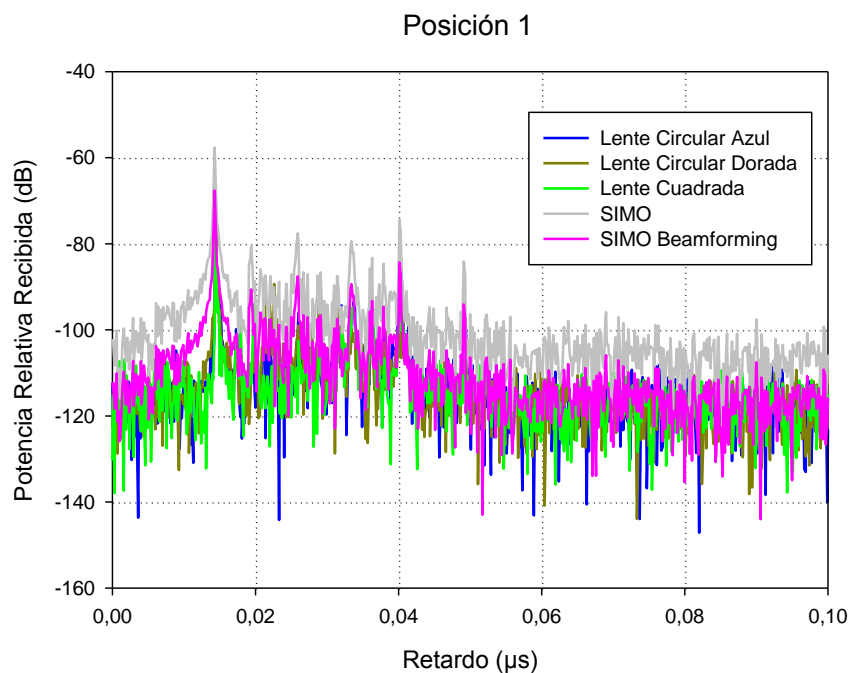


Figura 5.2. PDP 60 GHz. Posición 1.

	Potencia Relativa Recibida (dB)	RMS DS (ns)
<b>Circular Azul</b>	-66,28	4,08
<b>Circular Dorada</b>	-65,57	4,62
<b>Cuadrada</b>	-68,24	3,678
<b>ULA 10x1</b>	-65,53	5,09
<b>SISO</b>	-73,56	6,57

Tabla 5.1. Comparativa Lentes- SIMO. Posición 1.

Debido a la similitud de la gráfica, esta tabla muestra los valores concretos extraídos de potencia y añade los valores de dispersión del retardo (RMS DS) para un estudio más exhaustivo.

Observando la tabla se comprueba que, a pesar de obtener una potencia máxima en la lente circular dorada y en la técnica beamforming para el ULA, en cuanto a dispersión del retardo, es la lente circular la que consigue un valor de dispersión más eficiente. Además, a pesar de que la lente cuadrada quede en último lugar en cuanto a potencia, consigue el mejor valor de dispersión (más de 1 ns respecto al array).



*Segunda posición*

Este caso suponía una variación del receptor en  $22.5^\circ$  respecto al transmisor. La distancia entre ambos es 2.8 m.

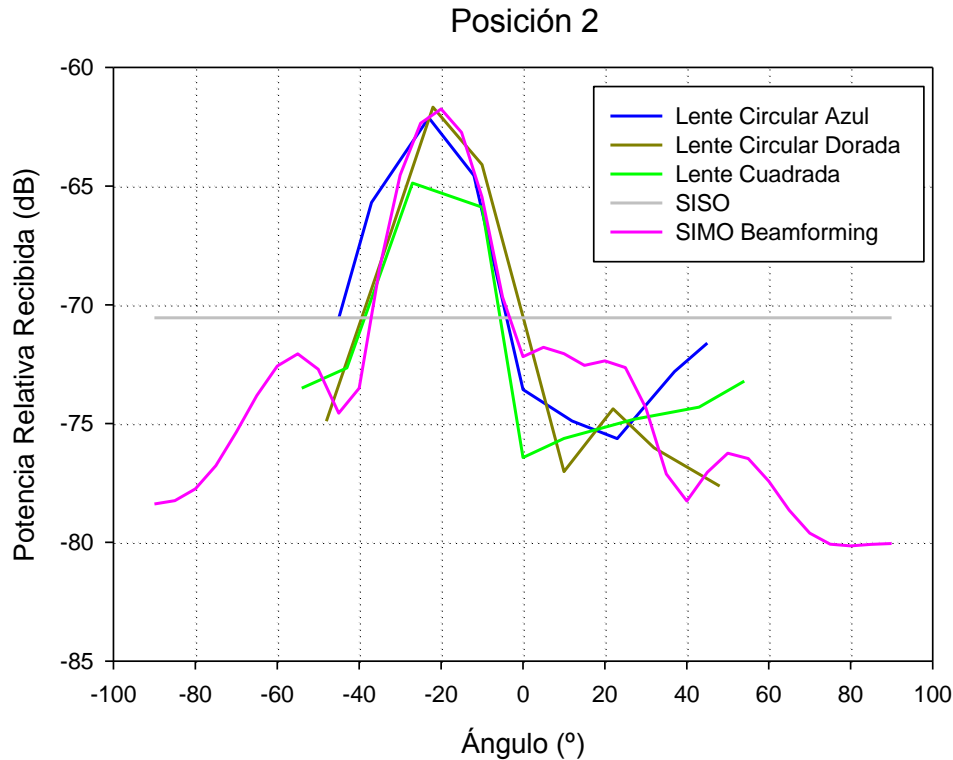


Figura 5.3. Potencia Recibida en función del ángulo 60 GHz. Posición 2.

Esta segunda posición cumple, de nuevo, el requisito de aportar un máximo de potencia en el ángulo cercano en que se encuentra el receptor,  $22,5^\circ$  aprox.

Se repite de nuevo que la lente circular dorada obtiene el valor más alto de potencia, seguido por la técnica beamforming y la lente circular azul. De nuevo queda la lente cuadrada en último lugar, incluso su máximo de potencia queda desplazado respecto al que se pretende apuntar.

Esto queda explicado gracias a las gráficas de ganancia proporcionadas por la UPC, en las que se observa que para este ángulo de orientación, la lente circular dorada consigue una mayor ganancia a partir de 60 GHz ( $\approx 16$  dB), mientras que la ganancia de la lente circular azul permanece constante en todo el rango de frecuencias ( $\approx 15$  dB). La ganancia de la lente cuadrada fluctúa entre 14 dB (frecuencias menores) y 12 dB (frecuencias mayores).

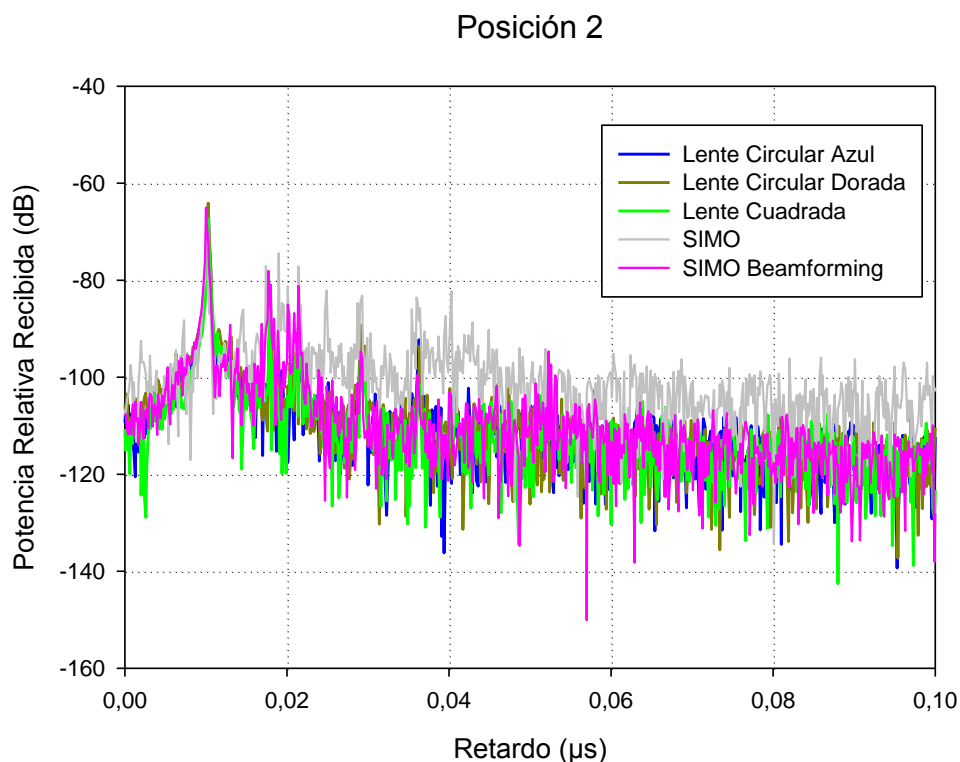


Figura 5.4. PDP 60 GHz. Posición 2.

	Potencia Relativa Recibida (dB)	RMS DS (ns)
<b>Circular Azul</b>	-62.12	1.85
<b>Circular Dorada</b>	-61.68	1.87
<b>Cuadrada</b>	-64.87	1.38
<b>ULA 10x1 Beamforming</b>	-61.75	12.37
<b>SISO</b>	-70.55	4.11

Tabla 5.2. Comparativa Lentes Dieléctricas - SIMO. Posición 2.

Se aprecia que, aunque de forma sutil, para las lentes circulares, el valor de potencia y dispersión del retardo es eficiente a la inversa. Es decir, el valor de potencia máximo es obtenido por la dorada, sin embargo, pierde en cuanto a dispersión. Sucede el caso contrario con la azul.

En el caso de la técnica beamforming se comprueba nuevamente que, a pesar de su capacidad para obtener un buen valor de potencia (similar al de la lente dorada), el de dispersión es totalmente ineficiente, aproximadamente 10 veces mayor que el resto. En este caso, la orientación ha perjudicado en gran medida a la técnica para el array lineal.

Haciendo una comparación con la posición anterior, se observa el papel que juega la distancia en cuanto a la dispersión. Los valores son hasta 4 veces menores que en la primera posición.

*Tercera posición*

Este caso suponía una variación del receptor en 45 ° respecto al transmisor. La distancia entre ambos es 2.5 m.

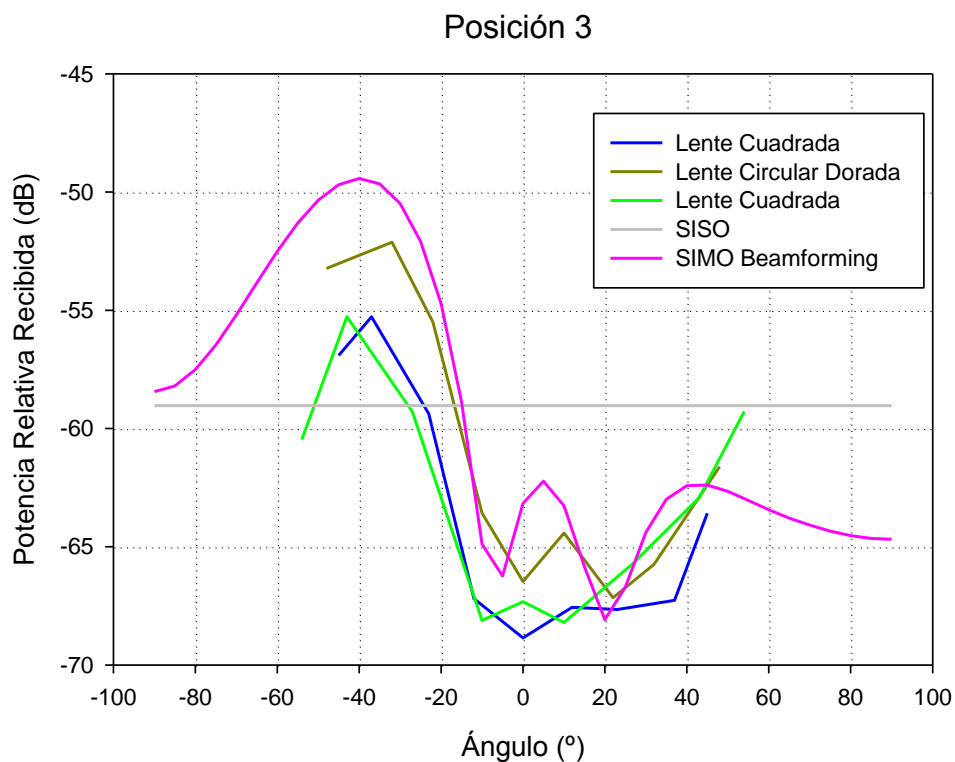


Figura 5.5. Potencia Recibida en función del ángulo 60 GHz. Posición 3.

En esta gráfica lo primero que se observa es que lo máximos de potencia se acercan al ángulo deseado pero no con la precisión de los casos anteriores. El valor máximo lo alcanza la técnica beamforming, pero ya se puede intuir que el valor de dispersión va a ser excesivamente alto. En cuanto a las lentes, la cuadrada es la que consigue acertar con su máximo en 45°, pero en relación a potencia, es la circular dorada la que obtenga un valor de potencia más alto.

De nuevo, las gráficas de ganancia de las especificaciones dan sentido a los valores obtenidos. Para este ángulo y frecuencias, la cuadrada y circular azul rondan los mismos valores de ganancia, siendo superadas por la circular dorada.

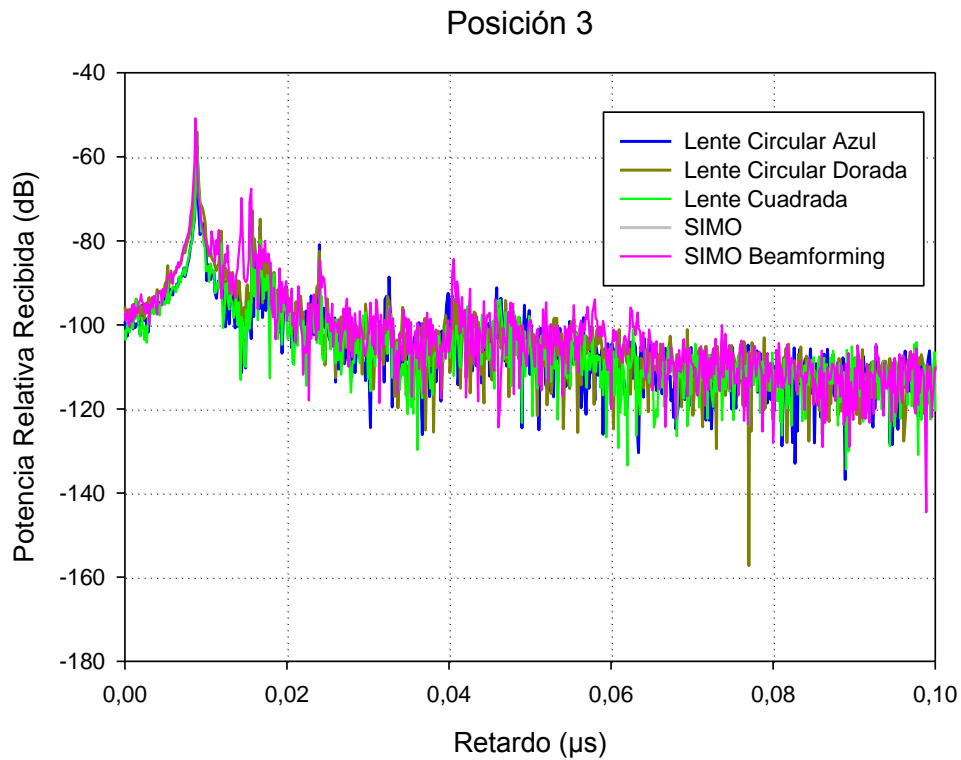


Figura 5.6. PDP 60 GHz. Posición 3.

	Potencia Relativa Recibida (dB)	RMS DS (ns)
<b>Circular Azul</b>	-55.28	1.4
<b>Circular Dorada</b>	-52.13	1.1
<b>Cuadrada</b>	-55.27	0.83
<b>ULA 10x1 Beamforming</b>	-49.54	9.66
<b>SISO</b>	-59.03	2.47

Tabla 5.3. Comparativa Lentes- SIMO. Posición 3.

Como se había predicho, el valor máximo de dispersión se produce con la técnica beamforming a pesar de obtener el mayor valor de potencia. En este caso, el mínimo de dispersión se obtiene con la lente cuadrada.

### 94 GHz. Sistema SIMO: UCA-URA

Este sistema se basa en un barrido de 110° en un posicionador circular con una antena directiva. De esta forma, cada ángulo dentro del barrido será una medida SIMO. Los parámetros que serán estudiados serán el PDP y el retardo de propagación RMS en función de dicho ángulo. Se compara, además, entre las posiciones en que se dispone en el laboratorio.

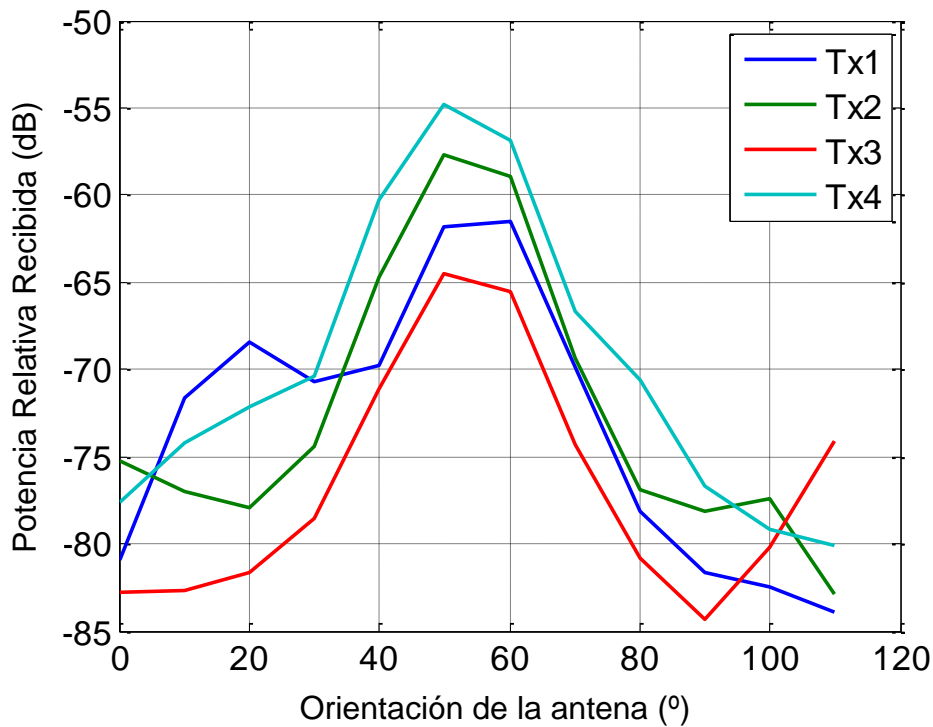


Figura 5.7. Comparativa PDP por situación en el laboratorio.94 GHz.

Se debe tener en cuenta que la alineación entre transmisor y receptor se produce en 50°, es decir, la dirección del rayo directo (LoS).

En esta gráfica, lo primero que se observa son los valores máximos de potencia que se producen a esa alineación para todas las posiciones. Si nos fijamos de forma detallada en las posiciones, se comprueba la importancia de la distancia, siendo la posición 3 de la que menos potencia se recibe. Además, se debe tener en cuenta el entorno, que afecta en forma de interferencia constructiva o destructiva, esto se aprecia ya que a pesar de la cercanía de la posición 2, en la que se recibe mayor potencia en media es la posición 4. Se puede observar otro máximo para la posición 1 en 20°, pudiendo producirse por el efecto multicamino.

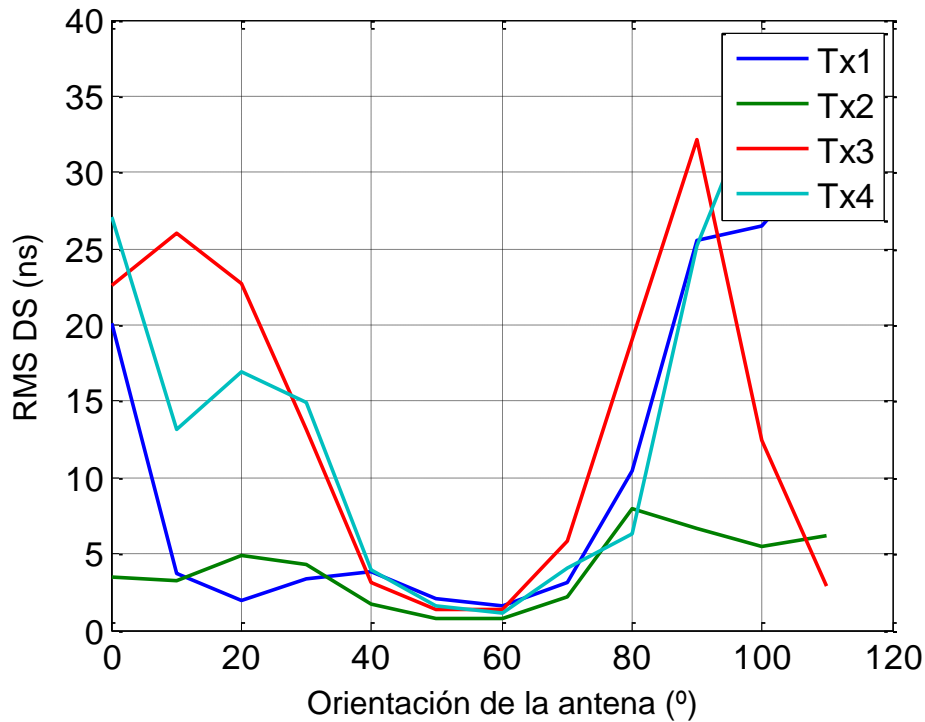


Figura 5.8. Comparativa RMS DS para cada situación en el laboratorio. 94 GHz.

La dispersión del retardo (RMS DS) ha sido calculada con un umbral de 30 dB. Los valores mínimos que se observan son 1.58, 0.74, 1.3 y 1.61 ns para las posiciones 1 a 4, respectivamente. Como era de esperar, estos mínimos se han obtenido en la orientación en la que transmisor y receptor están alineados, es decir, 50°. Para el resto de alineaciones, se llegan a obtener valores de hasta 30 ns por encima de los mínimos. Si nos fijamos en la disposición de las posiciones en el laboratorio, tiene sentido.

La posición 2, por su cercanía respecto al receptor, obtiene una dispersión que apenas varía a lo largo del barrido, ya que presenta simetría aproximada en su disposición respecto a las paredes para los ángulos extremos. Esta posición había obtenido el segundo lugar en cuanto a valor máximo de potencia y, la posición 4, siendo la que mayor potencia recibe, es la que presenta una dispersión mucho más acentuada en los ángulos extremos. Esto se debe a las irregularidades que encuentra por su disposición en el laboratorio.

Es la posición 3 la que destaca en cuanto a dispersión, debido, de nuevo a la lejanía entre ambos.

## 94 GHz. Sistema MIMO: URA-ULA

Los resultados a exponer en este apartado están basados en la comparativa de todas las posibles combinaciones de polarizaciones de las antenas. Se estudia tanto el PDP como la dispersión del retardo (RMS DS) para cada posición en el laboratorio.

Se recuerda que las medidas se realizan en un rango de frecuencias de 92.5 a 95.5 GHz con 1024 puntos de precisión.

### Primera posición

La distancia entre transmisor y receptor es 4.024 m.

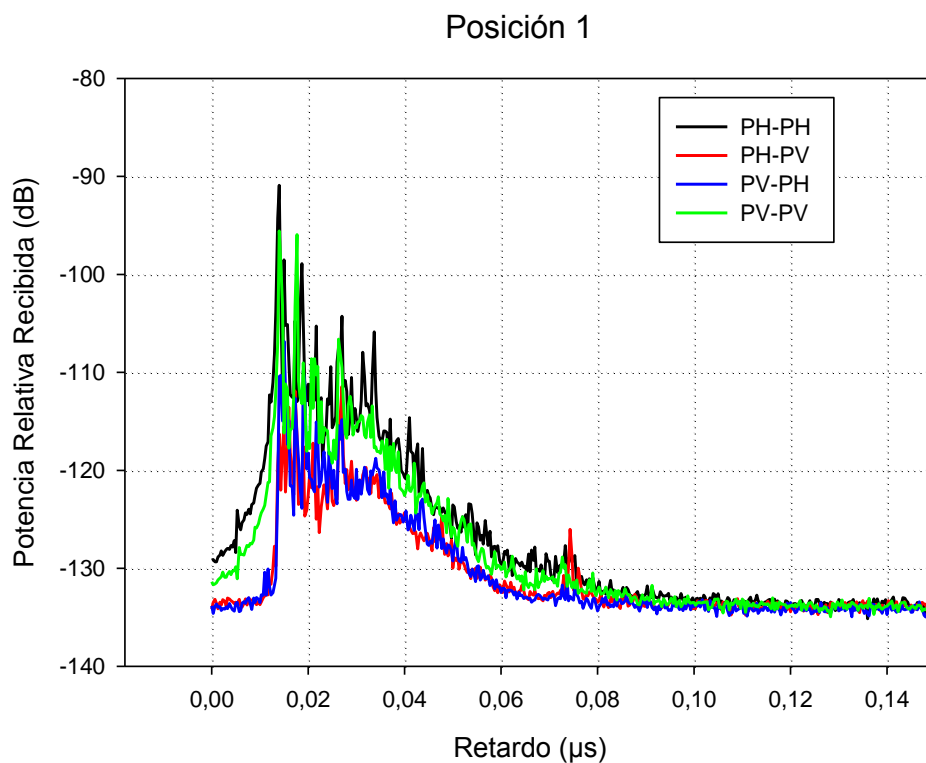


Figura 5.9. PDP 94 GHz. Comparativa polarizaciones. Posición 1.

Se comprueba que para todas las polarizaciones la llegada de la primera réplica es muy similar, por ello no es sencillo observar a primera vista las diferencias en el valor de la potencia máxima de llegada. Por ello, se detallarán los resultados en la tabla siguiente. Se puede intuir que para polarizaciones iguales (PH-PH y PV-PV) se obtiene una mayor potencia que para polarizaciones cruzadas (PH-PV y PV-PH). Esto se debe a la coincidencia en el diagrama de radiación de las antenas transmisora y receptora.



	Potencia Relativa Recibida (dB)	RMS DS (ns)
<b>PH – PH</b>	-90.91	4.54
<b>PH - PV</b>	-111.43	23.32
<b>PV - PH</b>	-106.82	10.48
<b>PV - PV</b>	-95.57	4.76

Tabla 5.4. Comparativa polarizaciones. Posición 1.

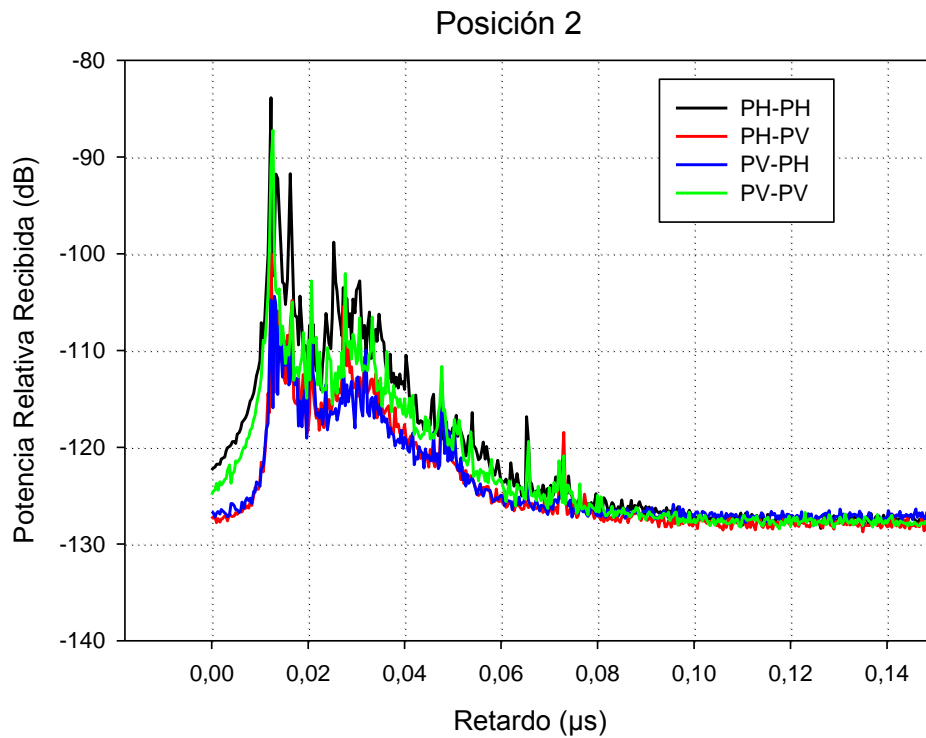
Se aprecia ahora de forma más clara las diferencias entre las polarizaciones. En cuanto a la potencia, para polarizaciones iguales, el caso de PH-PH dista de PV-PV en aproximadamente 5 dB. Esto puede deberse al entorno del laboratorio, ya que en el primer caso, por el tipo de diagrama de radiación provoca que los rayos encuentran el suelo y el techo con apenas irregularidades. Sin embargo, para las polarizaciones verticales, los rayos encuentran toda clase de objetos, produciendo un efecto destructivo en el total de contribuciones.

En cuanto al RMS ocurre algo similar, aquellas polarizaciones que coinciden para transmisor y receptor obtienen un valor menor de dispersión. Cabe destacar que las polarizaciones horizontales, además de conseguir el valor de potencia máximo, también obtienen el menor valor de dispersión, es la combinación más eficiente. Las combinaciones cruzadas, sin embargo, alcanzan valores hasta 4 veces mayores (en el caso PH-PV) y 2 veces mayor para PV-PH. Esta diferencia se produce por la misma razón que la diferencia de valores de potencia, es decir, por los diagramas de radiación. Además, podemos fijarnos en la significativa diferencia entre las polarizaciones cruzadas, en las que debemos tener en cuenta, para transmisor y receptor, por separado, el entorno a su alrededor. Por ejemplo, para el caso de las polarizaciones PV-PH, encontramos el valor de dispersión tan elevado debido a que el diagrama de radiación del receptor se encuentra más cerca del mobiliario de esa zona del laboratorio.



*Segunda posición*

La distancia entre transmisor y receptor es 3.016 m.



*Figura 5.10. PDP 94 GHz. Comparativa polarizaciones. Posición 2.*

En esta posición se recibe, de forma general, mayor potencia que en la posición anterior, llegando la primera réplica con aproximadamente el mismo retardo. En la tabla siguiente se muestran los valores de forma detallada.

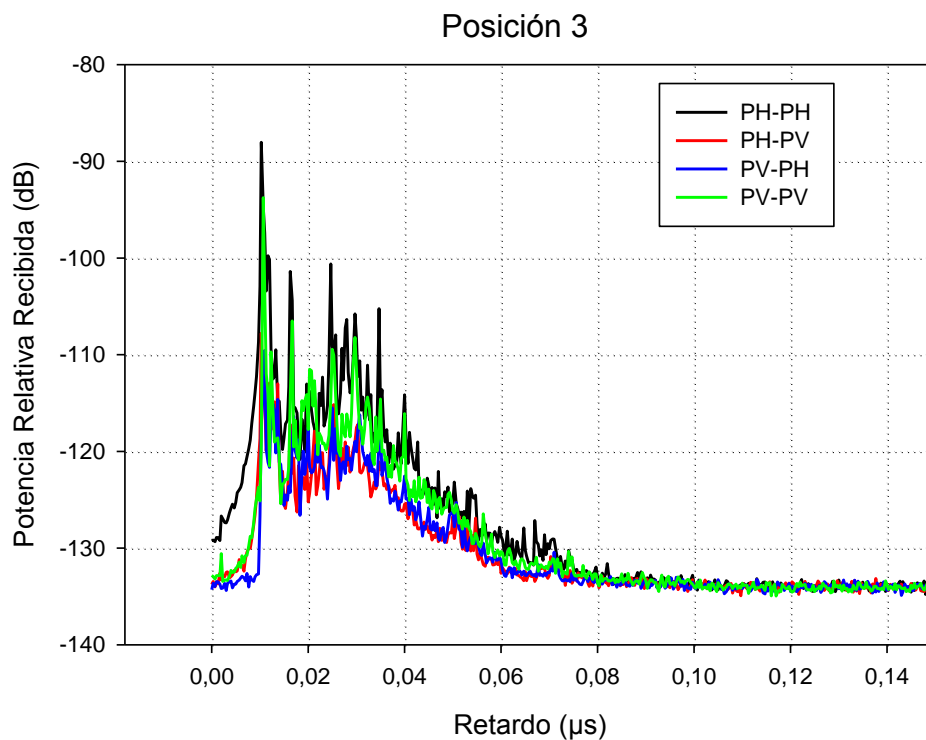
	Potencia Relativa Recibida (dB)	RMS DS (ns)
<b>PH - PH</b>	-83.86	3.8
<b>PH - PV</b>	-99.95	23.25
<b>PV - PH</b>	-104.4	10.79
<b>PV - PV</b>	-87.24	3.84

*Tabla 5.5. Comparativa polarizaciones. Posición 2.*

En esta posición la distancia entre el transmisor y receptor es la menor de las tres, es por esto que los valores de dispersión para polarizaciones iguales disminuyen. Sin embargo, encontramos que ocurre la misma situación que en la posición anterior respecto a las cruzadas.

*Tercera posición*

La distancia entre transmisor y receptor es 3.55 m.



*Figura 5.11. PDP 94 GHz. Comparativa polarizaciones. Posición 3.*

Cabe destacar que la distancia para esta posición aumenta en comparación a la anterior, de ahí que los valores de potencia disminuyan de nuevo. Como en las anteriores situaciones, las polarizaciones iguales tienen mayor potencia que las polarizaciones cruzadas.



	Potencia Relativa Recibida (dB)	RMS DS (ns)
<b>PH – PH</b>	-88.03	4.8
<b>PH - PV</b>	-107.78	14.74
<b>PV - PH</b>	-109.56	19.96
<b>PV - PV</b>	-93.76	5.98

Tabla 5.6. Comparativa polarizaciones. Posición 3.

Encontramos en este caso unos valores de potencia menores que la posición 2 y mayores que la posición 1. Debido, como ya se ha comentado antes, por la distancia.

Fijándonos en la dispersión del retardo ocurre de forma similar a la potencia. Sin embargo, en este caso, los valores de dispersión de las polarizaciones cruzadas han disminuido respecto a las posiciones anteriores. Esto es debido a la situación más alejada de las paredes y mobiliario del laboratorio.

Comparativa por posiciones

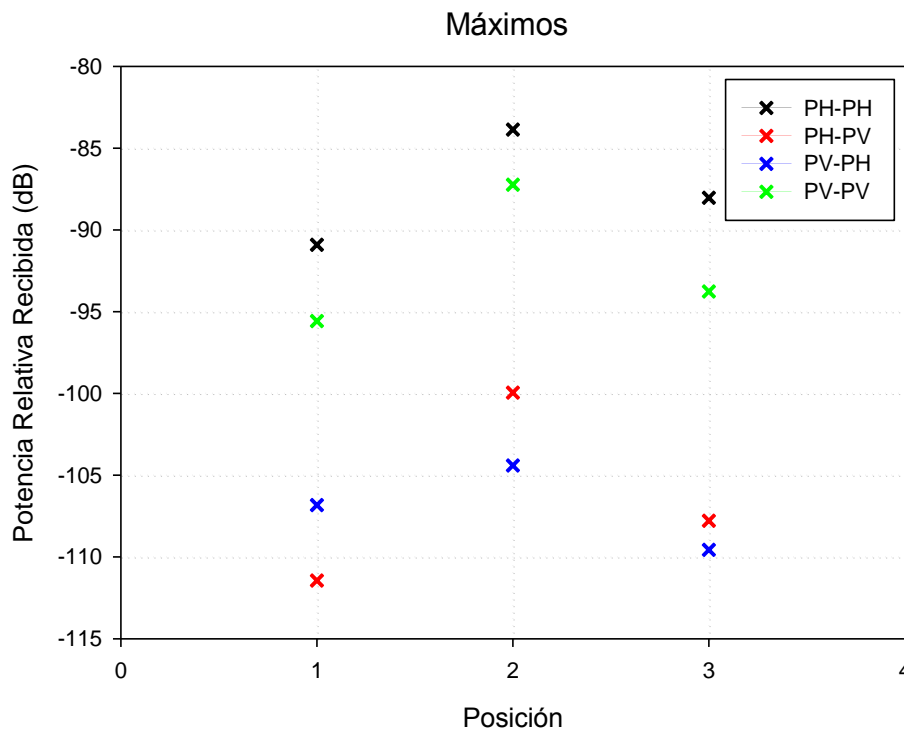


Figura 5.12. Comparativa potencia polarizaciones por posición. 94 GHz.

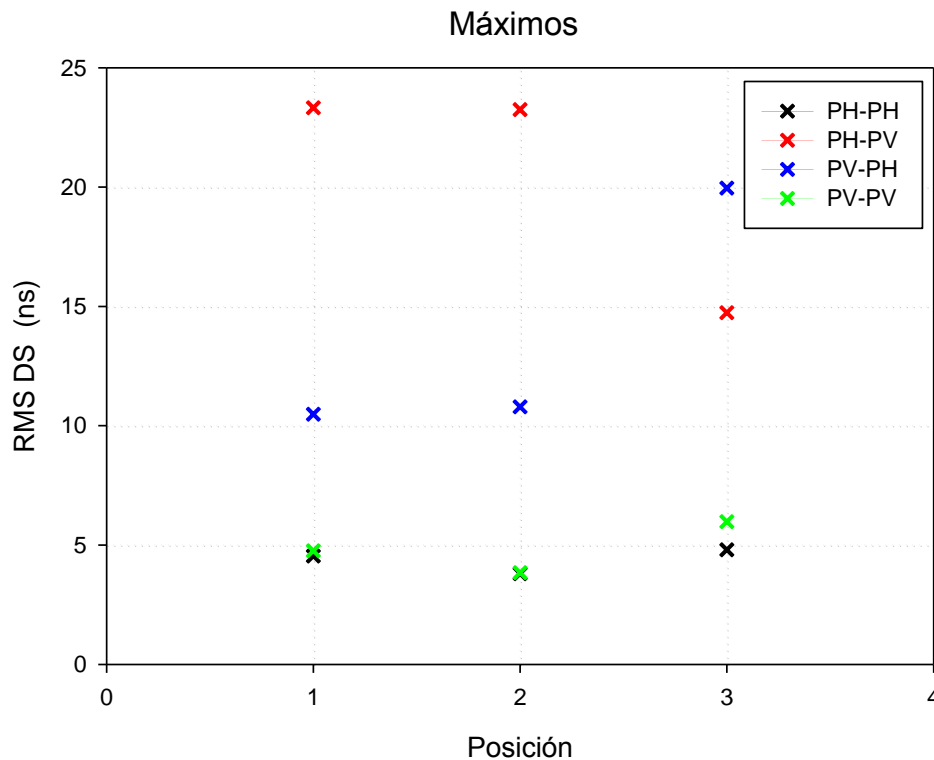


Figura 5.13. Comparativa dispersión del retardo (RMS DS) de polarizaciones por posición. 94 GHz.

Estas gráficas muestran, de forma resumida, para cada posición, todo lo expuesto en los apartados anteriores.

En la gráfica de potencias, se observa la diferencia entre la segunda posición y las otras dos, siendo esta mayor. Además, para cada una de ellas se aprecia a primera vista la caída de potencia de las polarizaciones cruzadas respecto a las coincidentes. Para estas últimas, las polarizaciones horizontales vemos como superan a las verticales, por lo expuesto anteriormente.

Para la gráfica de la dispersión del retardo se aprecia, de la misma forma, los valores mínimos para la segunda posición. Además, de la diferencia significativa respecto a las polarizaciones cruzadas, siendo estas menores en el último caso.



# Capítulo 6

## *CONCLUSIONES*

Los objetivos marcados para este proyecto se han basado en el estudio de dos rangos de frecuencia. Para cada uno de ellos:

En primer lugar, la automatización del sistema de medidas para ambas bandas, ha logrado que un proceso que exigía un control e interacción manual en un largo periodo de tiempo (desde 15 minutos hasta 8 horas), se produjese de forma precisa y mecanizada gracias a la aplicación Matlab y los posicionadores. De esta forma, únicamente asegurando la correcta obtención de parámetros finales y situación de los elementos, se han evitado situaciones en las que la presencia podía ocasionar resultados inválidos.

Para las campañas de medidas realizadas en torno a los 60 GHz se ha comprobado, de forma satisfactoria, que el uso de las lentes proporcionadas por la Universidad Politécnica de Cataluña consiguen los objetivos para los que fueron diseñadas. Se ha conseguido realizando la comparación de la técnica beamforming convencional con el uso de estas lentes de forma empírica, aportando gráficamente parámetros útiles para el estudio del canal radio.



Además, la ampliación de los trabajos anteriores realizados a 60 GHz hacia la banda que rodea los 94 GHz, para sistemas SIMO y MIMO con antenas directivas y omnidireccionales, ha permitido exponer que el aumento de la frecuencia es viable. Por tanto, es posible el uso de un ancho de banda mayor para la transferencia de altas tasas de datos de forma inalámbrica en este tipo de entornos interiores.

De forma general, el estudio de técnicas SIMO, MIMO y beamforming convencional sobre diferentes tipos de antenas y lentes, y la realización empírica de estas técnicas, ha supuesto la confirmación a través de los resultados obtenidos, de la prioridad que supone el uso de la banda de ondas milimétricas. Aportando, además, campañas de medidas que a día de hoy apenas se realizan.

La consecución de estos objetivos ha supuesto el aprendizaje de un análisis completo del canal radio con diferentes técnicas. Ha permitido ampliar y poner en práctica conocimientos adquiridos durante los estudios de grado.



## Referencias

[1] “What is Horizon 2020?”, [Online] [30-04-2015] Disponible en: <<http://ec.europa.eu/programmes/horizon2020/>>. 2015

[2] F. J., Sevilla Cortado, “Estudio del canal a 60 GHz en entornos interiores mediante una herramienta de trazado de rayos” PFC Universidad Politécnica de Cartagena, Noviembre 2011. [Online] [01-07-2015] Disponible en: <<http://repositorio.bib.upct.es:8080/dspace/handle/10317/2010>>.

[3] Moreno-Moreno, M., Fierrez, J., y Ortega-Garcia, J. (2009). “Biometrics beyond the visible spectrum: Imaging technologies and applications”. En Biometric ID Management and Multimodal Communication (pp. 154-161). Springer Berlin Heidelberg.

[4] IEEE 802.15.3: 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. New York: IEEE, 2009.



[5] W. Fu, J. Hu y S. Zhang, “Frequency-domain measurement of 60 GHz indoor channels: a measurement setup, literature data, and analysis,” IEEE Instrumentation & Measurement Magazine, vol.16, no.2, pp.34-40, April 2013.

[6] Aurel Buda, Volker Schuermann y Joerg F. Wollert (2010). “Wireless Technologies in Factory Automation, Factory Automation”, Javier Silvestre-Blanes (Ed.), ISBN: 978-953-307-024-7, InTech, DOI: 10.5772/9517. Disponible en: <<http://www.intechopen.com/books/factory-automation/wireless-technologies-in-factory-automation>>.

[7] C. A. Balanis, Advance Engineering Electromagnetics, John Wiley & Sons, New York, May 1989.

[8] J.B. Keller, “Geometrical theory of diffraction,” Journal Optical Society American, vol. 52, no. 2, pp. 116-130. 1962.

[9] Martínez Inglés, M<sup>a</sup> T. “Theoretical and Experimental Characterization of the 60 GHz Radiocommunication Channel”, [Online] [20-04-2015] Disponible en: <<http://hdl.handle.net/10317/4890>>.

[10] Martín Pardo, Rocío, “Desarrollo de Algoritmos para la Extracción de Parámetros del Canal MIMO y Aplicación con Medidas”, PFC Universidad Politécnica de Cartagena. Julio 2008. [Online] [03-08-15] Disponible en: <<http://repositorio.bib.upct.es/dspace/bitstream/10317/568/1/pfc2717.pdf>>

[11] T. S Rappaport, Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third generation CDMA applications, Primera edición, Prentice Hall, USA 1999.

[12] “A. Robotics, XY linear positioner, circular positioner, modular linear positioners tGlide and step motor systems”, [Online] [26-04-2015] Disponible en: <<http://www.arriicrobotics.com/>>. 2015.





[13] Imbert, M. "Design and performance evaluation of a dielectric flat lens for millimeter-wave applications" Dept. of Signal Theor. & Commun., Univ. Politec. de Catalunya, Barcelona, Spain Papió, A. ; De Flaviis, F. ; Jofre, L. ; Romeu, J.

[14] "R&S@ZVA-Z Millimeter-Wave Converters. Network analysis up to 500 GHz". [Online] [13-08-2015] Disponible en: <<http://www.rohde-schwarz.es/product/ZVAZ.html>>.

[15] "High performance RF cable configurator" [Online] [13-08-2015] Disponible en: <[http://www.trucorporation.com/cable\\_configurator/](http://www.trucorporation.com/cable_configurator/)>.

[16] Gloaguen, C., "An experiment for propagation studies at 94 GHz," Antennas and Propagation, 1993., Eighth International Conference on , pp.406-409 vol.1, 1993..

[17] "Omni-Directional Antennas Series 255", [Online] [13-08-2015] Disponible en: <<http://www.miwv.com/>>.

[18] C. Park y T. S. Rappaport, "Short-range wireless communications for next generation networks: UWB, 60 GHz millimeter-wave WPAN, and ZigBee," IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 14, pp. 70–7, Agosto 2007.

[19] "RG58 RGFLEX™ Coax Braided Cable" [online] [13-08-2015] Disponible en: <[www.rfsworld.com](http://www.rfsworld.com)>



# Índice de Figuras

Figura 1.1. Requerimiento de ancho de banda en una vivienda [2].....	6
Figura 1.2. Desarrollo del proyecto.....	9
Figura 2.1. Principales mecanismos de propagación [6] .....	14
Figura 2.2. Tipos de reflexión [9]. .....	15
Figura 2.3. Geometría de un obstáculo en la teoría UTD [7]. .....	16
Figura 2.4. Esquema sondeo de canal. ....	17
Figura 2.5. Array lineal uniforme (ULA). ....	19
Figura 2.6. Representación de la frecuencia espacial en función del ángulo de llegada[10].....	20
Figura 2.7. Esquema sistema genérico MIMO. ....	21
Figura 3.1. Rhode ZVA67 VNA [9]. ....	26
Figura 3.2. Cable coaxial.....	27
Figura 3.3. Características cable de 2 m [9].....	27
Figura 3.4. Amplificador HXI HLNAVC-465.....	28
Figura 3.5. Conexión amplificador HXI HLNAVC-465. ....	28
Figura 3.6. Fuente de alimentación EP 613-A. ....	29
Figura 3.7. Posicionador Single-axis tGlide. [12].....	31
Figura 3.8. Sistemas de control MD2 y C4 y motores por pasos. [12].....	31
Figura 3.9. Antena omnidireccional QOM 55-65 VRA. ....	32
Figure 3.10. Características de las antenas omnidireccionales Q-par QOM [9]. ....	33
Figura 3.11. Situación de los pines de alimentación de la antena. ....	34
Figura 3.12. Antena circular TMM6. ....	35

Figura 3.13. Diagramas de radiación antena circular TMM6.....	35
Figura 3.14. Representación ganancia antena circular TMM6.....	35
Figura 3.15. Antena circular LTCC.....	36
Figura 3.16. Diagramas de radiación antena circular LTCC.....	36
Figura 3.17. Representación ganancia antena circular LTCC.....	36
Figura 3.18. Antena cilíndrica LTCC.....	37
Figura 3.19. Diagramas de radiación antena cilíndrica LTCC.....	37
Figura 3.20. Representación ganancia antena cilíndrica LTCC.....	37
Figura 3.21. Convertidor de onda milimétrica R&S®ZVA-Z [14].....	38
Figura 3.22. Esquema cable TRUCore300 [15].....	39
Figura 3.23. Cable RG-58 [19].....	40
Figura 3.24. Posicionador lineal en XY [12].....	41
Figura 3.25. Posicionador circular RT-12 [12].....	41
Figura 3.26. Ganancia antena Flann Microwave [16].....	42
Figura 3.27. Antena Flann Microwave [16].....	42
Figura 3.28. Antena omnidireccional WR-10 [17].....	43
Figura 3.29. Unión rotativa Mi-Waves serie 355 [17].....	43
Figura 4.1. Plano laboratorio.....	46
Figura 4.2. Esquema de medidas Sistema SIMO.....	47
Figura 4.3. Situación antenas Sistema SIMO: 60 GHz.....	48
Figura 4.4. a) Transmisor. b) Receptor. c) Vista global.....	48
Figura 4.5. Interfaz aplicación Matlab. Sistema SIMO.....	49
Figura 4.6. Conexión cableado para Calibración sistema 60 GHz.....	50
Figura 4.7. Esquema medidas sistema SIMO.....	51

Figura 4.8. a) Transmisor. b) Vista global. c) Comparativa Omnidireccional – Lente.....	52
Figura 4.9. Interfaz Matlab Sistema SIMO para LDP. ....	53
Figura 4.10. Configuración VNA – Convertidores.....	54
Figura 4.11. Conexión cableado VNA.....	55
Figura 4.12. Esquema Sistema SIMO 94 GHz. ....	55
Figura 4.13. Situación antenas Sistema SIMO: 94 GHz.....	55
Figura 4.14. a) Receptor. b) Transmisor. ....	56
Figura 4.15. Interfaz aplicación Matlab. Sistema SIMO: 94 GHz. ....	57
Figura 4.16. Conexión calibración sistema 94 GHz. ....	58
Figura 4.17. Esquema medidas sistema MIMO.....	59
Figura 4.18. Situación antenas Sistema MIMO: 94 GHz. ....	60
Figura 4.19. Polarización vertical. a) Transmisor. b) Receptor. c) Vista global.....	60
Figura 4.20. Interfaz aplicación Matlab. Sistema MIMO: 94 GHz. ....	61
Figura 5.1. Potencia Recibida en función del ángulo. Posición 1. ....	64
Figura “Recordatorio especificaciones”: a) Circular Dorada. b) Circular Azul. c) Cuadrada.....	65
Figura 5.2. PDP 60 GHz. Posición 1.....	66
Figura 5.3. Potencia Recibida en función del ángulo 60 GHz. Posición 2. ....	67
Figura 5.4. PDP 60 GHz. Posición 2.....	68
Figura 5.5. Potencia Recibida en función del ángulo 60 GHz. Posición 3. ....	69
Figura 5.6. PDP 60 GHz. Posición 3.....	70
Figura 5.7. Comparativa PDP por situación en el laboratorio.94 GHz. ....	71

Figura 5.8. Comparativa RMS DS para cada situación en el laboratorio. 94 GHz. ....	72
Figura 5.9. PDP 94 GHz. Comparativa polarizaciones. Posición 1.....	73
Figura 5.10. PDP 94 GHz. Comparativa polarizaciones. Posición 2.....	75
Figura 5.11. PDP 94 GHz. Comparativa polarizaciones. Posición 3.....	76
Figura 5.12. Comparativa potencia polarizaciones por posición. 94 GHz. ....	77
Figura 5.13. Comparativa dispersión del retardo (RMS DS) de polarizaciones por posición. 94 GHz. ....	78

# Índice de Tablas

Tabla 3.1. Características amplificador HLNAVC-465. ....	29
Tabla 3.2. Especificaciones fuente de alimentación EP 613-A. ....	30
Tabla 3.3. Especificaciones convertidor onda milimétrica R&S®ZVA-Z. ....	38
Tabla 3.4. Especificaciones cable TRUCore300. ....	39
Tabla 3.5. Especificaciones cable RG-58. ....	40
Tabla 5.1. Comparativa Lentes- SIMO. Posición 1. ....	66
Tabla 5.2. Comparativa Lentes Dieléctricas - SIMO. Posición 2. ....	68
Tabla 5.3. Comparativa Lentes- SIMO. Posición 3. ....	70
Tabla 5.4. Comparativa polarizaciones. Posición 1. ....	74
Tabla 5.5. Comparativa polarizaciones. Posición 2. ....	75
Tabla 5.6. Comparativa polarizaciones. Posición 3. ....	77

