



Caracterización experimental de la dispersión temporal y angular del canal radio a 60 GHz

AUTOR: SERGIO PÉREZ LÓPEZ
DIRECTOR: LORENZO RUBIO ARJONA

Trabajo Fin de Grado presentado en la Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación de la Universitat Politècnica de València, para la obtención del Título de Graduado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación
Curso 2016-17

Valencia, 4 de julio de 2017

Agradecimientos

Desde estas líneas quiero agradecer su apoyo a todas las personas que han estado a mi lado a lo largo de estos años, gracias a las cuales ha sido posible mi desarrollo tanto académica como personalmente.

En especial agradecer a mis padres y mi hermano, por su apoyo incondicional y sus consejos; y al director de mi Trabajo Fin de Grado, D. Lorenzo Rubio Arjona, por guiarme en este proyecto.

Gracias.

Resumen

En este Trabajo Fin de Grado se ha realizado una caracterización experimental de los principales parámetros de dispersión temporal y dispersión angular del canal radio. La caracterización temporal del canal se ha analizado a través de medidas del PDP y la dispersión angular a través de la implementación del algoritmo MUSIC. La banda de frecuencia analizada se sitúa en 60 GHz y pertenece a la denominada banda de frecuencias milimétricas, que está previsto que sea una de las tecnologías clave para los sistemas 5G.

Resum

En aquest Treball de Fi de Grau s'ha realitzat una caracterització experimental dels principals paràmetres de dispersió temporal i dispersió angular del canal ràdio. La caracterització temporal del canal s'ha analitzat a través de mesures del PDP i la dispersió angular mitjançant la implementació de l'algoritme MUSIC. La banda de freqüència analitzada es troba a 60 GHz i perteneix a la denominada banda de freqüències mil·limètriques, que està previst que siga una de les tecnologies claus per als sistemes 5G.

Abstract

In this Final Degree Project it has been analyzed an experimental characterization of angular spread and temporal spread main parameters from the radio propagation channel. Temporal spread characterization has been made through PDP measurements and angular spread characterization through an implementation of MUSIC algorithm. The measured frequency band is located at 60 GHz and belongs to the millimetric frequency band, which is expected to be one of the enabling key technologies of 5G systems.

Índice general

1. Introducción y objetivos	1
1.1. Introducción	1
1.2. Objetivos	2
1.3. Organización de la memoria	2
2. Metodología	3
2.1. Realización del proyecto	3
2.2. Distribución de tareas	3
2.3. Diagrama temporal	4
3. El canal radio	5
3.1. Introducción	5
3.2. Canales de banda ancha	7
3.2.1. Enfoque determinista del canal radio	7
3.2.2. Enfoque estocástico del canal radio	10
3.2.3. Canales WSSUS	11
3.2.4. Caracterización de los canales WSSUS	13
3.3. Técnicas de medida del canal radio	16
3.3.1. Analizador de redes vectorial	16
3.3.2. Obtención del <i>Power Delay Profile</i>	17
4. Estimación de ángulos de llegada	19

4.1. Introducción	19
4.2. MUSIC	20
4.2.1. Modelo de señal	20
4.2.2. Algoritmo	22
4.2.3. Parámetros importantes a considerar	25
4.3. Estimación con URA	28
4.4. Comparativa entre ULA y URA	32
4.5. Algoritmo MUSIC mejorado	34
5. Campaña de medidas	36
5.1. Introducción	36
5.2. Diseño de una campaña óptima de medidas	36
5.3. Equipo de medidas	43
5.3.1. Esquema de montaje	43
5.3.2. Calibración del sistema	45
5.4. Medidas realizadas	47
5.4.1. Laboratorio del Grupo de Radiación Electromagnética	47
5.4.2. Sala de becarios del GRE	52
5.4.3. Pasillo del iTEAM	62
5.5. Análisis de los resultados obtenidos	67
6. Conclusiones y líneas futuras	70
6.1. Conclusiones	70
6.2. Líneas de trabajo futuras	71
Bibliografía	72

Lista de Figuras

3.1. Efecto multicamino.	6
3.2. Selectividad temporal por el efecto <i>Doppler</i> al desplazarse el terminal receptor a 100 Km/h.	6
3.3. Modelo de canal formado por líneas de retardo.	8
3.4. Modelo de canal formado por bancos de filtros.	9
3.5. Relación entre las cuatro funciones del sistema.	10
3.6. Relación entre las funciones de autocorrelación.	11
3.7. Ejemplo esquemático de un <i>Power Delay Profile</i> con una contribución principal.	15
4.1. Dirección de llegada respecto a una agrupación de antenas lineal.	19
4.2. Simulación MUSIC para diferentes valores de N	25
4.3. Simulación MUSIC para diferentes valores de d	26
4.4. Simulación MUSIC para diferentes valores de SNR	27
4.5. Simulación MUSIC para diferentes valores de $N_{capturas}$	28
4.6. Esquema de un <i>array</i> URA de tamaño $N \times N$	29
4.7. Simulación MUSIC para un URA de tamaño 12×12	30
4.8. Estimación en elevación y azimut.	31
4.9. Estimación en elevación y azimut cuando la incidencia tiende a ser rasante.	31
4.10. MUSIC-ULA aplicado entre -90° y 90°	32
4.11. MUSIC-ULA aplicado entre -180° y 180°	33
4.12. MUSIC-URA con un <i>array</i> de tamaño 12×12 con $d=2$ mm.	33
4.13. Resultado de aplicar MUSIC sobre dos señales correladas.	35

4.14. Resultado de aplicar MUSIC mejorado sobre dos señales correladas.	35
5.1. Parámetro $S_{21}(f)$ medido con el VNA.	38
5.2. PDP obtenido a partir del parámetro S_{21} de la Figura 5.1.	38
5.3. PDP obtenido a partir del parámetro S_{21} de la Figura 5.1, utilizando diferentes tipos de ventana.	39
5.4. Situación con LOS. MUSIC-2D para un <i>subarray</i> de 12x12.	40
5.5. Situación con NLOS. MUSIC-2D para un <i>subarray</i> de 12x12.	40
5.6. <i>Angular spread</i> y ángulo medio en Posición 1-VV para la contribución principal.	41
5.7. <i>Angular spread</i> y ángulo medio en Posición 1-HV para la contribución principal.	41
5.8. <i>Angular spread</i> y ángulo medio en Posición 1-VV-NLOS para la contribución principal.	42
5.9. <i>Angular spread</i> y ángulo medio en Posición 2-VV para la contribución principal.	42
5.10. Esquema del equipo de medidas.	44
5.11. Parámetro S_{11} medido de la antena tipo bocina.	44
5.12. Esquema del montaje para calibrar el sistema.	45
5.13. Respuesta en frecuencia medida de 55 a 65 GHz del atenuador utilizado en el sistema de medida.	46
5.14. Escenario de medida.	48
5.15. Diagrama de potencia medido con la bocina.	49
5.16. $PDP(\tau)$ - Laboratorio.	50
5.17. MUSIC-2D aplicado sobre el URA de 12x12.	51
5.18. Comparativa en la estimación de DoA.	52
5.19. Posición 1 - Sala de becarios GRE.	53
5.20. Posición 1 - Sala de becarios GRE.	54
5.21. $PDP(\tau)$ - Sala de becarios, posición 1.	54
5.22. MUSIC-2D - Sala de becarios, posición 1.	55
5.23. $PDP(\tau)$ - Sala de becarios, posición 2.	56
5.24. MUSIC-2D - Sala de becarios, posición 2.	57

5.25. MUSIC-2D inventanado - Sala de becarios, posición 2.	57
5.26. Posición 3 - Sala de becarios GRE.	58
5.27. $PDP(\tau)$ - Sala de becarios, posición 3.	58
5.28. MUSIC-2D - Sala de becarios, posición 3.	59
5.29. Posición 4 - Sala de becarios GRE.	60
5.30. $PDP(\tau)$ - Sala de becarios, posición 4.	60
5.31. MUSIC-2D - Sala de becarios, posición 4.	61
5.32. NLOS - Pasillo iTEAM (Esquema).	62
5.33. NLOS - Pasillo iTEAM (Fotografía).	63
5.34. $PDP(\tau)$ - Pasillo iTEAM, NLOS.	63
5.35. MUSIC-2D - Pasillo iTEAM, NLOS.	64
5.36. LOS - Pasillo iTEAM.	65
5.37. $PDP(\tau)$ - Pasillo iTEAM, LOS.	65
5.38. MUSIC-2D - Pasillo iTEAM, LOS.	66
5.39. Comparativa de la selectividad en frecuencia de los entornos de medida.	68

Lista de Tablas

2.1. Diagrama temporal de tareas.	4
5.1. Parámetros de dispersión temporal.	39
5.2. Umbral de ruido empleado para el cálculo de los parámetros de dispersión temporal.	47
5.3. Parámetros de dispersión temporal.	49
5.4. Ancho de banda de coherencia.	50
5.5. Posiciones de medida de la sala de becarios.	52
5.6. Posición 1 - Parámetros de dispersión temporal.	53
5.7. Posición 1 - Anchos de banda de coherencia.	53
5.8. Posición 2 - Parámetros de dispersión temporal.	55
5.9. Posición 2 - Anchos de banda de coherencia.	55
5.10. Posición 3 - Parámetros de dispersión temporal.	59
5.11. Posición 3 - Anchos de banda de coherencia.	59
5.12. Posición 4 - Parámetros de dispersión temporal.	61
5.13. Posición 4 - Anchos de banda de coherencia.	61
5.14. Posiciones de medida del pasillo.	62
5.15. NLOS - Parámetros de dispersión temporal.	64
5.16. NLOS - Anchos de banda de coherencia.	64
5.17. LOS - Parámetros de dispersión temporal.	66
5.18. LOS - Anchos de banda de coherencia.	66

Capítulo 1

Introducción y objetivos

1.1. Introducción

En los últimos años la creciente demanda de datos móviles de alta velocidad y el aumento del número de dispositivos conectados a la red ha hecho que nos estemos acercando a los límites de las redes 4G para hacer frente a dicha demanda. Tal y como se comenta en [1], el número de dispositivos IoT (*Internet of Things*) conectados se espera que alcance los 50.000 millones en el año 2020, mientras que el tráfico de datos móviles se espera que crezca hasta los 24.3 Exabytes por mes. El objetivo de las redes de quinta generación (5G) es hacer frente a tal demanda de datos y dispositivos conectados al mismo tiempo. Para conseguirlo, los sistemas 5G tienen que aumentar la capacidad de usuarios por celda y el tráfico de datos por usuario de manera considerable respecto a los sistemas previos, ya que se espera que los sistemas 5G alcancen velocidades de pico superiores a 10 Gbps.

Una de las tecnologías que se presenta como clave para los sistemas 5G es el uso de las denominadas bandas de frecuencia milimétricas, que comprenden desde los 30 hasta los 300 GHz. Esto es debido a que en las bandas milimétricas, a diferencia de las bandas de frecuencia que están por debajo de 6 GHz y que son las que se utilizan mayoritariamente en la actualidad, existen grandes porciones de espectro contiguas sin utilizar, por lo que aun empleando esquemas de modulación de orden bajo con baja eficiencia espectral se pueden conseguir tasas binarias muy elevadas debido al gran ancho de banda disponible. Como se indica en [2], otra ventaja de emplear las bandas de frecuencia milimétricas es que la longitud de onda es de menor tamaño, por lo que las antenas, en consecuencia, también serán más pequeñas. Esto facilita la implementación de grandes agrupaciones de antenas con propósito de *beamforming* y MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) masivo, que también son dos de las tecnologías clave de los sistemas 5G. Por un lado, el *beamforming* tiene como objetivos principales eliminar interferencias y compensar las elevadas pérdidas de propagación de las altas frecuencias, y por otro lado, el MIMO masivo tiene como objetivo multiplicar la capacidad de los enlaces para poder alcanzar *throughputs* elevados.

1.2. Objetivos

El objetivo principal de este Trabajo Fin de Grado (TFG) es la caracterización experimental de los parámetros de dispersión del canal radio en la banda de 60 GHz, que pertenece a la banda de frecuencias milimétricas mencionada anteriormente. Por un lado, la caracterización temporal se realiza mediante la medida del *Power Delay Profile* (PDP) o Perfil de Retardo de Potencia, empleando una sonda de canal implementada con un analizador de redes vectorial. Por otro lado, la caracterización angular se lleva a cabo mediante la implementación del algoritmo MUSIC (*MUltiple SIgnal Classification*) en MATLAB.

El estudio y análisis de los parámetros de dispersión resulta fundamental a la hora de desarrollar modelos de canal que permitan el desarrollo de *software* que realice simulaciones de diferentes escenarios de propagación, de tal modo que se facilite el diseño, planificación y evaluación de las futuras redes 5G.

1.3. Organización de la memoria

La memoria está organizada en capítulos, que a su vez se dividen en secciones y subsecciones. La organización en cuanto al contenido de los capítulos es la siguiente:

- Capítulo 2: en este capítulo se define la metodología seguida a la hora de realizar el Trabajo Fin de Grado y se enumeran las diferentes subareas en las que se ha dividido.
- Capítulo 3: en este capítulo se explican los conceptos teóricos y los parámetros más importantes a la hora de caracterizar la dispersión temporal del canal radio.
- Capítulo 4: el propósito del capítulo es explicar los fundamentos teóricos de la estimación de los ángulos de llegada y explicar el algoritmo MUSIC, que se empleará posteriormente para caracterizar la dispersión angular.
- Capítulo 5: en este capítulo se extraen y analizan los parámetros de dispersión de una campaña de medidas realizadas en la banda de 60 GHz.
- Capítulo 6: en el último capítulo se extraen conclusiones de los resultados obtenidos en la campaña de medidas y se establecen las líneas de trabajo para posibles futuros proyectos.

Capítulo 2

Metodología

2.1. Realización del proyecto

El desarrollo del proyecto tiene tres fases diferenciadas. La primera consiste en el estudio y análisis del canal radio desde un punto de vista teórico, identificando los principales parámetros de dispersión necesarios para la correcta caracterización temporal y angular del canal. Esta fase se corresponde con los capítulos 3 y 4 de la memoria.

La segunda fase consiste en la implementación de los algoritmos y funciones necesarias para el procesamiento de las medidas y la extracción de los parámetros más importantes. Dichos algoritmos se desarrollan utilizando como medidas iniciales los datos de una campaña realizada por el Grupo de Radiación Electromagnética con anterioridad a este TFG. Las medidas iniciales sirven, además, como base para el diseño y planificación de una campaña de medidas óptima. Tanto el procesamiento de las medidas como los algoritmos y funciones desarrolladas se han implementado en MATLAB.

Por último, la tercera fase se corresponde con la realización de la campaña de medidas diseñada y el procesamiento de los resultados obtenidos empleando los algoritmos desarrollados. Posteriormente, la redacción del capítulo 5 de la memoria donde se exponen dichos resultados, y el capítulo 6 donde se extraen las conclusiones de los resultados obtenidos.

2.2. Distribución de tareas

Así pues, el Trabajo Fin de Grado se puede dividir en las siguientes tareas:

1. Búsqueda bibliográfica.
2. Implementación de los algoritmos en MATLAB para procesar las medidas del Analizador de Redes Vectorial.
3. Implementación de funciones en MATLAB para extraer los parámetros de dispersión temporal a partir del PDP.

4. Implementación del algoritmo MUSIC en MATLAB para ULA (*Uniform Lineal Array*) y URA (*Uniform Rectangular Array*).
5. Encontrar el tamaño óptimo del URA para estimar la dispersión angular.
6. Realización de la campaña de medidas.
7. Procesado de los resultados obtenidos en la campaña de medidas empleando los algoritmos y funciones desarrollados.
8. Redacción de la memoria en formato LaTeX.

2.3. Diagrama temporal

Las tareas mencionadas anteriormente se pueden organizar en un diagrama temporal del siguiente modo:

Tarea	Febrero	Marzo	Mayo	Junio
1	X X X X			
2		X X		
3		X X		
4		X X X X		
5			X X	
6				X
7				X X
8		X X	X X X X	X X X X

Tabla 2.1: Diagrama temporal de tareas.

Capítulo 3

El canal radio

3.1. Introducción

El objetivo de este capítulo es analizar de manera teórica los parámetros más importantes que se emplean para caracterizar el comportamiento del canal radio.

El canal de propagación en un enlace de comunicaciones inalámbricas establece claras limitaciones en el rendimiento de los sistemas. En cualquier enlace radioeléctrico existen diferentes elementos que reflejan la señal actuando como difusores o *scatterers*, lo que provoca que en el receptor se reciban señales que se han propagado por caminos diferentes con distintos retardos, atenuaciones y desfases. Dado que a la salida de la antena receptora lo que se recibe es la suma coherente (en módulo y fase) de las distintas señales, dichos desfases y retardos introducidos por los diferentes caminos de propagación producirán interferencias constructivas y destructivas a medida que el receptor se vaya desplazando. Todo esto hace que el canal radio sea un canal complejo con alta variabilidad temporal y frecuencial, por lo que será necesario caracterizarlo adecuadamente para poder establecer mecanismos que nos permitan compensar su efecto para optimizar el rendimiento de los sistemas de comunicaciones móviles.

A modo de resumen, se podría decir que son dos los efectos que condicionan principalmente la calidad del canal radio. Por un lado está la propagación multicamino, que genera dispersión temporal al recibirse ecos de una misma señal con distintos retardos debido a los diferentes *scatterers*, lo que produce selectividad en frecuencia. Esto quiere decir que algunas componentes frecuenciales se van a atenuar o anular debido a este efecto. Por otro lado está el efecto *Doppler*, que se produce debido al movimiento del terminal receptor o el terminal transmisor. Este efecto produce dispersión en frecuencia y selectividad temporal por los distintos cambios de fase introducidos en los ecos de la señal, lo que significa que existirán determinados instantes de tiempo en los que el nivel de señal que se recibe se reduce considerablemente.

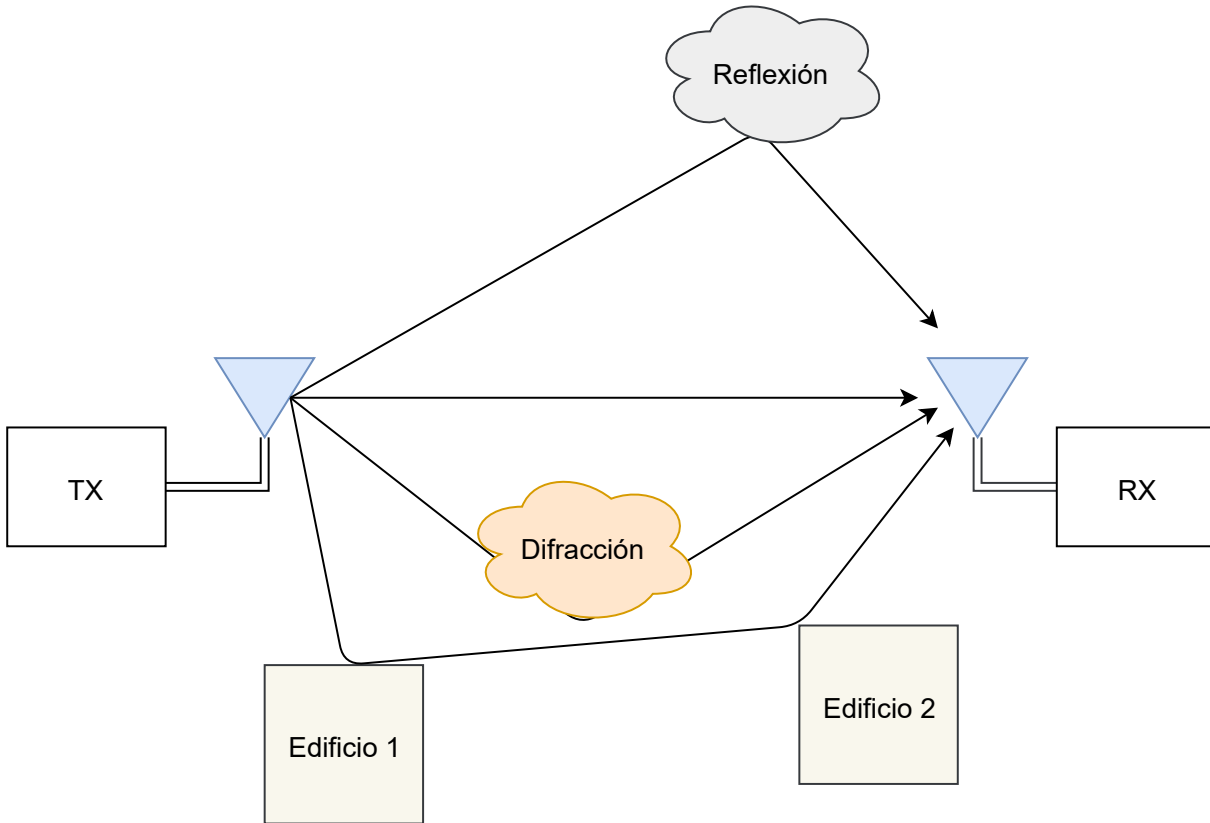


Figura 3.1: Efecto multicamino.

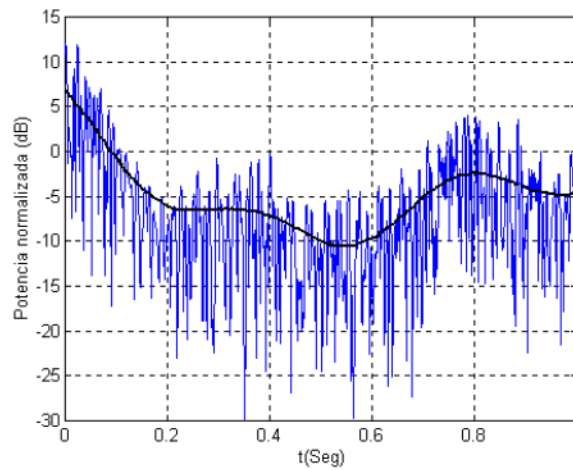


Figura 3.2: Selectividad temporal por el efecto *Doppler* al desplazarse el terminal receptor a 100 Km/h.

Para poder caracterizar correctamente el canal radio es necesario establecer un modelo matemático que nos permita entender su funcionamiento. Dado que el objetivo del trabajo de fin de grado es la caracterización de los canales en banda ancha, se abordará únicamente el análisis de canales de banda ancha o dispersivos, dejando de lado el estudio de los canales de banda estrecha.

3.2. Canales de banda ancha

Los parámetros más importantes se derivan a partir de la respuesta al impulso del canal, $h(t, \tau)$. Dado que dicha respuesta es, en principio, desconocida y varía de manera aleatoria con el tiempo debido al movimiento del terminal receptor/transmisor y las diferentes componentes multicamino de la señal, hay que abordar el análisis del canal desde un punto de vista estadístico. No obstante, tal y como se explica en [3], es necesario empezar con un enfoque determinista del canal para posteriormente incluir en el análisis la naturaleza aleatoria del mismo, de modo que el análisis resulte más sencillo y comprensible.

3.2.1. Enfoque determinista del canal radio

El canal radio puede modelarse como un filtro lineal que transforma la señal a su entrada (señal enviada) en la señal recibida por el terminal móvil. No obstante, dado que el canal es de naturaleza cronovisible, las características del filtro también lo serán. Que el canal se comporte como un filtro implica, además, que su análisis puede ser abordado tanto desde el punto de vista de la frecuencia como desde el punto de vista temporal.

Dominio temporal

En el desarrollo analítico a seguir es conveniente expresar las señales reales paso banda mediante su señal equivalente paso bajo compleja, que se define del siguiente modo:

$$x(t) = \Re\{z(t)e^{j2\pi f_c t}\}, \quad (3.1)$$

donde $x(t)$ es la señal real transmitida, f_c es la frecuencia portadora y $z(t)$ es el equivalente paso bajo complejo.

Dado que el canal radio se comporta como un filtro lineal cronovisible, la señal recibida puede calcularse a partir de la respuesta al impulso del canal y la señal a su entrada. Si se denota $h(t, \tau)$ como el equivalente paso bajo complejo de la respuesta del canal, donde τ es una variable de retardo, se puede calcular la señal a la salida del canal como:

$$w(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} z(t - \tau)h(t, \tau)d\tau. \quad (3.2)$$

Físicamente, $h(t, \tau)$ puede interpretarse como la respuesta del canal en un instante t frente a un impulso generado τ segundos antes. A esta función se le denomina en la literatura función de ensanchamiento de retardo a la entrada o *Input Delay-Spread Function*. Si se escribe la expresión 3.2 como un sumatorio de la siguiente manera:

$$w(t) = \Delta\tau \sum_{m=1}^n z(t - m\Delta\tau)h(t, m\Delta\tau), \quad (3.3)$$

se puede interpretar el canal como un conjunto de líneas de retardo en las que cada una lleva asociada una atenuación y un desfase introducidos por $h(t, m\Delta\tau)$ debido a los diferentes trayectos multicamino por los que se propaga la señal, tal y como se muestra en la Figura 3.3.

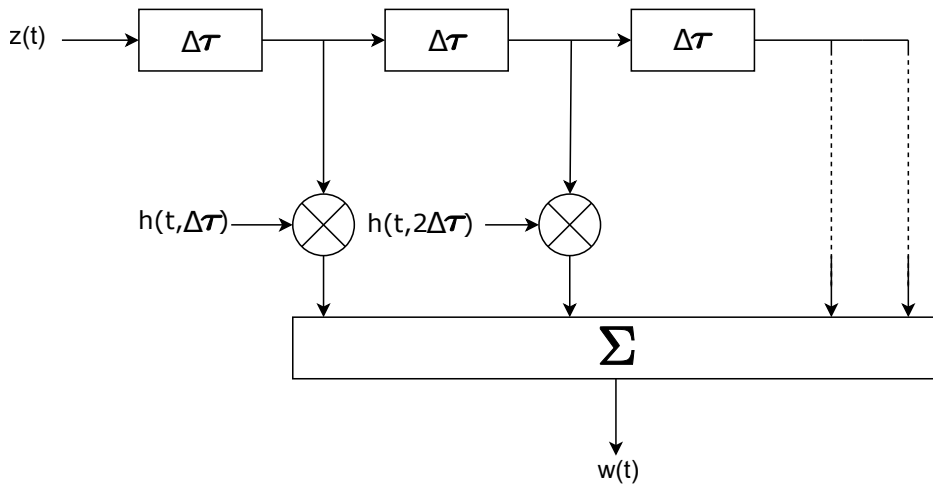


Figura 3.3: Modelo de canal formado por líneas de retardo.

Dominio frecuencial

El mismo desarrollo visto en el dominio del tiempo se puede realizar en el dominio de la frecuencia, utilizando la función dual de la respuesta al impulso del canal, $H(f, \nu)$, que relaciona el espectro de la señal de salida con el espectro de la señal de entrada del canal de un modo análogo a como lo hacía $h(t, \tau)$.

$$W(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} Z(f - \nu)H(f - \nu, \nu)d\nu. \quad (3.4)$$

Físicamente, la ecuación anterior implica representar el espectro de la señal a la salida, $W(f)$, como una superposición de réplicas del espectro de la señal de entrada $Z(f)$ desplazadas en frecuencia por el efecto *Doppler* y filtradas por la función $H(f, \nu)$. De nuevo, si se escribe la ecuación 3.4 a modo de sumatorio tal y como se ha realizado con la función en el dominio temporal, se obtiene la siguiente expresión:

$$W(f) = \Delta\nu \sum_{m=1}^n Z(f - m\Delta\nu)H(f - m\Delta\nu, m\Delta\nu). \quad (3.5)$$

La ecuación 3.5 permite representar el canal como un banco de filtros de función de transferencia $\Delta\nu H(f, \nu)$, seguidos de un desplazamiento *Doppler* en frecuencia, tal y como se muestra

en la Figura 3.4. La función $H(f, \nu)$ se denomina función de ensanchamiento *Doppler* a la salida o *Output Doppler-Spread Function*.

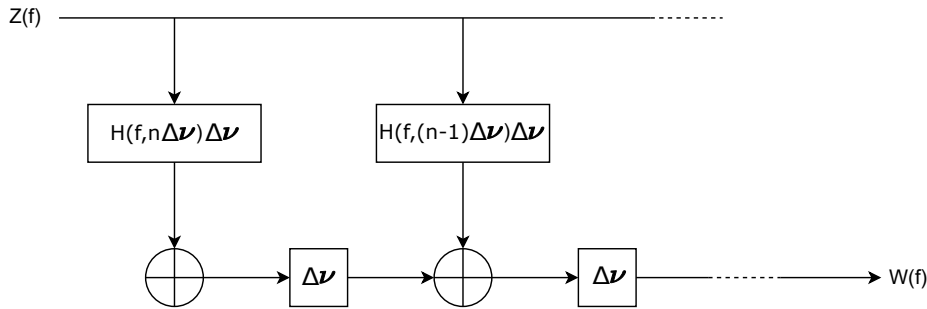


Figura 3.4: Modelo de canal formado por bancos de filtros.

Función de transferencia cronovariable

En las subsecciones anteriores se ha analizado la caracterización de un canal cronovariable en términos de la función de ensanchamiento de retardo a la entrada $h(t, \tau)$. Otro enfoque para caracterizar el canal es posible a través de la función de transferencia cronovariable o *Time-variant transfer function*, $T(f, t)$, que relaciona la señal temporal a la salida del canal con el espectro de la señal a la entrada del mismo:

$$w(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} Z(f)T(f, t)e^{j2\pi ft} df. \quad (3.6)$$

La función de transferencia $T(f, t)$ es la transformada de Fourier de la función de ensanchamiento de retardo a la entrada respecto a la variable de retardo, τ , y también es la transformada de Fourier inversa de $H(f, \nu)$ respecto a la variable de desplazamiento *Doppler*, ν :

$$T(f, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau)e^{-j2\pi f\tau} d\tau = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f, \nu)e^{j2\pi\nu t} d\nu. \quad (3.7)$$

Función de ensanchamiento *Doppler*-retardo

Las funciones descritas hasta el momento representan o bien el retardo, o bien el desplazamiento *Doppler*, pero no representan ambos efectos al mismo tiempo. Así pues, la función de ensanchamiento *Doppler-retardo* o *Delay-Doppler Spread Function*, $S(\tau, \nu)$, permite representar los dos efectos simultáneamente, y se obtiene a través de la transformada de Fourier de la función $h(t, \tau)$ en la variable de tiempo:

$$S(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau)e^{-j2\pi\nu t} dt. \quad (3.8)$$

Relación entre las funciones

La Figura 3.5 recopila las relaciones entre las cuatro funciones expuestas en los apartados anteriores que sirven para caracterizar el comportamiento de los canales cronovariantes de carácter determinista. Las operaciones F y F^{-1} representan la transformada de Fourier y la transformada inversa de Fourier respectivamente.

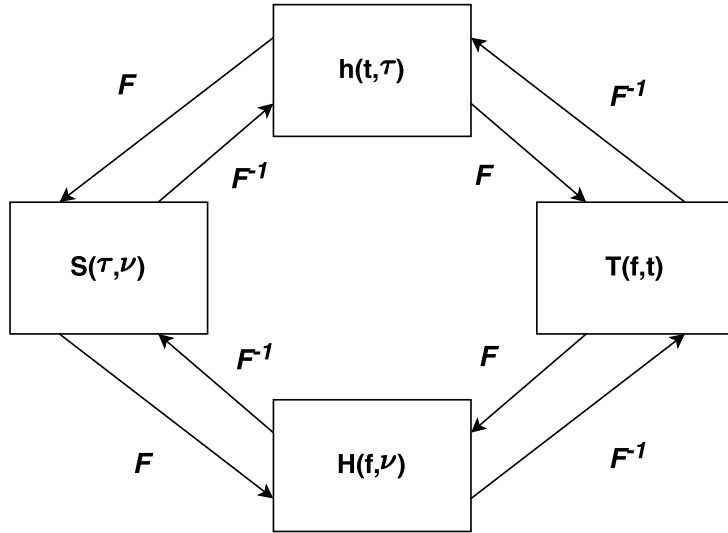


Figura 3.5: Relación entre las cuatro funciones del sistema.

3.2.2. Enfoque estocástico del canal radio

Una vez visto el canal radio desde un enfoque determinista, ahora se va a analizar la naturaleza aleatoria del mismo, de modo que las funciones del sistema pasan a ser procesos estocásticos. Así pues, una caracterización estadística completa del canal requeriría conocer las funciones de densidad de probabilidad multidimensionales conjuntas de cada una de las funciones, cosa que en la práctica no se puede alcanzar. Por ello, aunque menos preciso, se utilizan las funciones de autocorrelación con tal de realizar dicha caracterización.

Funciones de autocorrelación del canal

Las funciones de autocorrelación de las cuatro funciones que caracterizan el canal radio se definen del siguiente modo:

$$R_h(t, s; \tau, \eta) = E[h(t, \tau)h(s, \eta)^*] \quad (3.9)$$

$$R_H(f, m; \nu, \mu) = E[H(f, \nu)H(m, \mu)^*] \quad (3.10)$$

$$R_T(f, m; t, s) = E[T(f, t)T(m, s)^*] \quad (3.11)$$

$$R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) = E[S(\tau, \nu)S(\eta, \mu)^*], \quad (3.12)$$

donde t y s son variables de tiempo, f y m de frecuencia, τ y η de retardo y, por último, ν y μ de desplazamiento *Doppler*. Por otra parte, el operador $E[\cdot]$ denota la esperanza matemática.

Relación entre las funciones de autocorrelación

Del mismo modo que se podía establecer una relación directa entre las cuatro funciones del sistema, se puede establecer una relación entre las funciones de autocorrelación, tal y como se muestra en la Figura 3.6. La operación FF indica una transformada de Fourier doble, mientras que FF^{-1} indica una transformada inversa de Fourier doble.

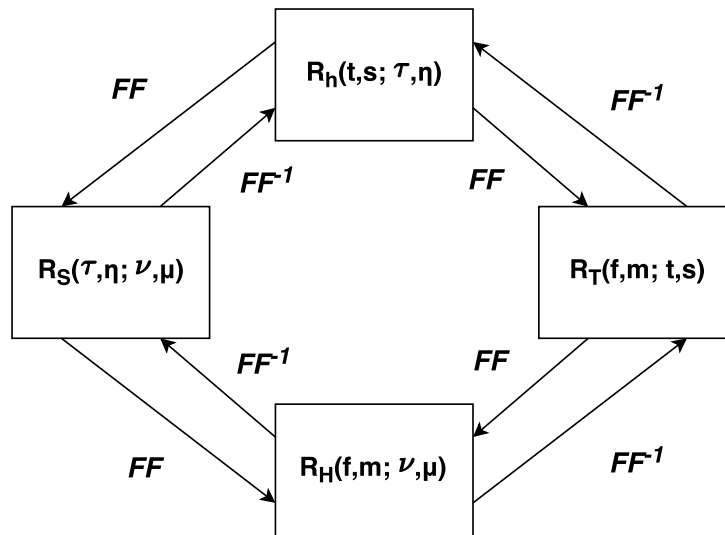


Figura 3.6: Relación entre las funciones de autocorrelación.

3.2.3. Canales WSSUS

Hasta ahora se ha analizado el comportamiento del canal radio desde un punto de vista general. No obstante, los canales de mayor interés son los denominados canales WSSUS, por sus siglas en inglés *Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering*, por lo que a continuación se van a analizar sus características principales. Para llegar a entender este tipo de canales es mejor analizar primeramente qué se entiende por canal estacionario en sentido amplio (WSS), y posteriormente analizar qué se entiende por canal de *scattering* incorrelado (US).

Canales estacionarios en sentido amplio

Los canales estacionarios en sentido amplio son aquellos que se pueden considerar estacionarios en periodos de tiempo cortos o en distancias pequeñas. Estos canales tienen la propiedad de que sus funciones de autocorrelación permanecen invariantes frente a desplazamientos temporales, lo que significa que es posible expresar las funciones que dependen de t y s en función de la diferencia de tiempos únicamente. De este modo, las funciones R_h y R_T pueden expresarse de la siguiente forma:

$$R_h(t, s; \tau, \eta) = R_h(t, t + \xi; \tau, \eta) = R_h(\xi; \tau, \eta) \quad (3.13)$$

$$R_T(f, m; t, s) = R_T(f, m; t, t + \xi) = R_T(f, m; \xi), \quad (3.14)$$

donde $\xi = s - t$ indica diferencia de tiempos.

Utilizando las relaciones descritas en la Figura 3.6, se puede calcular R_S del siguiente modo:

$$R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) = \iint_{-\infty}^{+\infty} R_h(\xi; \tau, \eta) e^{j2\pi(\nu t - \mu(t+\xi))} dt d\xi. \quad (3.15)$$

Desarrollando la ecuación 3.15, el resultado que se obtiene es el siguiente:

$$R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) = \delta(\nu - \mu) P_S(\tau, \eta; \nu), \quad (3.16)$$

donde $\delta(\nu - \mu)$ representa una delta de *Dirac* desplazada μ y P_S , al tratarse de una transformada de Fourier de una función de autocorrelación, representa densidad espectral de potencia.

Un análisis similar puede realizarse con la función R_H , de modo que esta se puede expresar de la siguiente manera:

$$R_H(f, m; \nu, \mu) = \delta(\nu - \mu) P_H(f, m; \nu). \quad (3.17)$$

Canales de *scattering* incorrelado

Un canal de *scattering* incorrelado es aquel en el que las contribuciones de los diferentes difusores o *scatterers* están incorreladas entre sí. Bello demostró en 1963 [4] que un canal de *scattering* incorrelado presenta en frecuencia las propiedades que un canal estacionario en sentido amplio presenta en tiempo, por lo que las funciones de autocorrelación pueden ser descritas en función del desplazamiento en frecuencia $\Omega = m - f$, por lo que las funciones R_T y R_H quedan del siguiente modo:

$$R_H(f, m; \nu, \mu) = R_H(\Omega; \nu, \mu) \quad (3.18)$$

$$R_T(f, m; t, s) = R_T(\Omega; t, s). \quad (3.19)$$

Siguiendo un procedimiento análogo al descrito en el apartado anterior y empleando de nuevo las relaciones mostradas en la Figura 3.6, las funciones R_h y R_S pueden expresarse de la siguiente manera:

$$R_h(t, s; \tau, \eta) = \delta(\eta - \tau)P_h(t, s; \tau) \quad (3.20)$$

$$R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) = \delta(\eta - \tau)P_S(\tau; \nu, \mu). \quad (3.21)$$

Propiedades de los canales WSSUS

Una vez vistos los canales estacionarios en sentido amplio y los canales de *scattering* incoherente, los canales WSSUS serán aquellos que unifiquen ambas características, de modo que, si se desarrollan las expresiones descritas anteriormente, las funciones de autocorrelación pueden expresarse finalmente como:

$$R_h(\xi; \tau, \eta) = \delta(\eta - \tau)P_h(\xi; \tau) \quad (3.22)$$

$$R_H(\Omega; \nu, \mu) = \delta(\nu - \mu)P_H(\Omega; \nu) \quad (3.23)$$

$$R_T(\Omega; \xi) = \int_{-\infty}^{+\infty} P_h(\xi; \tau)e^{-j2\pi\tau\Omega}d\tau \quad (3.24)$$

$$R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) = \delta(\eta - \tau)\delta(\nu - \mu)P_S(\tau; \nu). \quad (3.25)$$

3.2.4. Caracterización de los canales WSSUS

En este apartado se van a explicar cuáles son los principales parámetros de interés que se pueden extraer de los canales WSSUS. Para ello se utilizarán, principalmente, la función de ensanchamiento de retardo a la entrada $h(t, \tau)$ y la función de transferencia cronovariante $T(f, t)$.

Si el intervalo de observación del canal tiende a 0, $\xi \rightarrow 0$, la densidad espectral de potencia bidimensional $P_h(\xi, \tau)$ puede simplificarse como:

$$P_h(\xi, \tau)|_{\xi \rightarrow 0} = P_h(\tau). \quad (3.26)$$

A la función $P_h(\tau)$ se la conoce como *Power Delay Profile* (PDP) o perfil de retardo de potencia, y es una característica muy importante dado que permite representar el nivel de potencia media en función del retardo de propagación de la señal. Además, a partir del *Power Delay Profile* se pueden calcular parámetros importantes como el retardo medio, el *delay spread*, el intervalo de propagación y la ventana de retardo.

En la práctica, el *Power Delay Profile* se calcula estimando la función de autocorrelación de $h(t, \tau)$, R_h , para un instante de tiempo determinado, de modo que:

$$PDP(\tau) = P_h(\tau) \cong E[|h(t, \tau)|^2]. \quad (3.27)$$

Por otra parte, $h(t, \tau)$ se calcula como la transformada inversa de Fourier de $T(f, t)$, que se puede medir empleando un analizador de redes vectorial, tal y como se explicará en el siguiente apartado.

$$h(t, \tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} T(f, t) e^{j2\pi f\tau} df. \quad (3.28)$$

El retardo medio, $\bar{\tau}$, representa el primer momento central del *Power Delay Profile*, y se calcula como:

$$\bar{\tau} = \frac{\int_0^{+\infty} \tau P_h(\tau) d\tau}{\int_0^{+\infty} P_h(\tau) d\tau}. \quad (3.29)$$

El *delay spread*, σ_τ , se calcula como la raíz cuadrada del segundo momento central, y es un parámetro que indica la dispersión temporal que genera el canal.

$$\sigma_\tau = \sqrt{\frac{\int_0^{+\infty} (\tau - \bar{\tau})^2 P_h(\tau) d\tau}{\int_0^{+\infty} P_h(\tau) d\tau}}. \quad (3.30)$$

Además del *delay spread* y el retardo medio, se definen dos parámetros adicionales para caracterizar de la manera más exacta posible el PDP: la ventana de retardo y el intervalo de propagación. La ventana de retardo, w_q , se define como la duración de la porción central del *Power Delay Profile* que contiene el $q\%$ de la energía de dicho PDP. Así pues, sean τ_1 y τ_2 los extremos de dicho intervalo, deben verificar que:

$$\int_{\tau_1}^{\tau_2} P_h(\tau) d\tau = q \int_0^{+\infty} P_h(\tau) d\tau, \quad (3.31)$$

teniendo en cuenta que para que el intervalo está centrado debe cumplirse la siguiente condición:

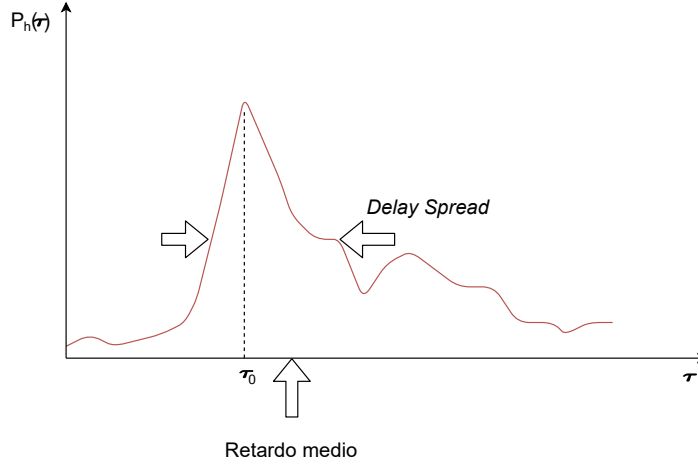


Figura 3.7: Ejemplo esquemático de un *Power Delay Profile* con una contribución principal.

$$\int_0^{\tau_1} P_h(\tau) d\tau = \int_{\tau_2}^{+\infty} P_h(\tau) d\tau. \quad (3.32)$$

En cuanto al intervalo de propagación, I_p , se define como el intervalo en el que el PDP pasa por primera y última vez a p dB respecto al máximo de potencia.

Por otra parte, otra característica importante a calcular es el ancho de banda de coherencia. Para ello es necesario calcular la función de autocorrelación R_T , que empleando la ecuación 3.24 y teniendo en cuenta que $\xi \rightarrow 0$ se puede expresar como:

$$R_T(\Omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} P_h(\tau) e^{-j2\pi\tau\Omega} d\tau, \quad (3.33)$$

es decir, que la función de autocorrelación puede calcularse como la transformada de Fourier del PDP.

A partir de la función de autocorrelación, el ancho de banda de coherencia se define como el valor de $\Omega = \Omega_0$ para el que la función $R_T(\Omega_0)$ cae por primera vez a un determinado valor de autocorrelación, típicamente a 0.5 o 0.9. Físicamente se puede interpretar como la separación máxima en frecuencia en la que el canal trata a dos componentes frecuenciales por igual. Es un parámetro muy importante para diseñar los sistemas de comunicaciones inalámbricos, ya que puede delimitar el ancho de banda de transmisión máximo: si el ancho de banda es menor que el ancho de banda de coherencia, el canal será plano en frecuencia, mientras que, si es mayor, el canal será selectivo en frecuencia.

El ancho de banda de coherencia es, además, inversamente proporcional al *delay spread*, es decir, a mayor dispersión temporal introducida por el canal, mayor selectividad en frecuencia.

3.3. Técnicas de medida del canal radio

Una vez aclarados los conceptos teóricos y los parámetros más importantes a extraer del canal radio, en este apartado se va a explicar la manera de obtenerlos experimentalmente. La respuesta del canal radio se calcula empleando las denominadas sondas de canal. Existen varias técnicas para estimar la respuesta del canal, implementadas tanto en el dominio del tiempo, donde la estimación se realiza mediante la correlación de pulsos, como en el dominio de la frecuencia, donde la estimación se basa en el cálculo de la función de transferencia en frecuencia del canal mediante analizadores de redes de microondas. En este Trabajo Fin de Grado, las medidas se han realizado con de un analizador de redes vectorial, ya que este es un dispositivo presente en todos los laboratorios de radiofrecuencia y microondas, por lo que resulta ser una opción más versátil que las sondas de canal implementadas en el dominio temporal.

3.3.1. Analizador de redes vectorial

Un VNA (por sus siglas en inglés *Vectorial Network Analyzer*) es un dispositivo capaz de medir los parámetros de dispersión o *scattering* de una red de microondas. Se denomina vectorial porque, a diferencia de los analizadores de redes escalares, el VNA es capaz de obtener el módulo y la fase de dichos parámetros. Con la medida de los parámetros de *scattering* es posible caracterizar el comportamiento en frecuencia de cualquier red de microondas, sin importar la estructura interna de la red, lo cual resulta muy conveniente debido a la complejidad que puede llegar a tener el análisis teórico de dichas redes.

El canal radio puede ser tratado como una red de dos accesos, en la que uno de ellos es la antena transmisora y otro la antena receptora. Para obtener el *Power Delay Profile* se medirá el parámetro S_{21} , que se define como:

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}, \quad (3.34)$$

donde b_2 representa la onda de tensión saliente del puerto dos y a_1 la onda de tensión entrante del puerto uno, definidas como:

$$b_2 = \frac{V_2^-}{\sqrt{Z_{02}}} \quad (3.35)$$

$$a_1 = \frac{V_1^+}{\sqrt{Z_{01}}}. \quad (3.36)$$

En las ecuaciones 3.35 y 3.36 Z_{02} y Z_{01} son las impedancias características de los accesos dos y uno, respectivamente. Nótese que en la ecuación 3.34 se aplica la condición de que $a_2 = 0$, lo que quiere decir que a la hora de medir el parámetro no se está alimentando la antena receptora.

Así pues, el parámetro S_{21} puede ser interpretado como un factor de transmisión que relaciona la salida del puerto dos con la entrada del puerto uno.

3.3.2. Obtención del *Power Delay Profile*

Una vez aclarado el significado del parámetro S_{21} , lo que hace el analizador de redes es calcular la relación entre el espectro de la señal de entrada emitida por el puerto uno, $X(f)$, y el espectro de la señal recibida por el puerto dos, $Y(f)$. Para ello, el VNA realiza un barrido en frecuencia en la banda de medida configurada utilizando sinusoides de banda muy estrecha.

El espectro de la señal recibida por el puerto dos vendrá dado por:

$$Y(f) = H_{TX}(f)H_{CANAL}(f)H_{RX}(f)H_{VNA}(f)X(f), \quad (3.37)$$

donde $H_{TX}(f)$ y $H_{RX}(f)$ representan la respuesta en frecuencia de la antena transmisora y la receptora respectivamente, $H_{CANAL}(f)$ representa la respuesta en frecuencia del canal y $H_{VNA}(f)$ representa la respuesta del analizador.

Si la respuesta en frecuencia en la banda de medida de la antena receptora y la antena transmisora es constante, la expresión anterior puede simplificarse:

$$Y(f) \cong kH_{CANAL}(f)H_{VNA}(f)X(f). \quad (3.38)$$

La función del canal que relaciona el espectro de la señal a su entrada con el espectro de la señal a su salida es la función de transferencia cronovariante, tal y como se describe en la ecuación 3.6, de modo que $H_{CANAL}(f) = T(f, t_0)$, donde t_0 indica el instante de medida. Por otra parte, el analizador de redes únicamente envientana la señal con una ventana rectangular al estar midiendo un ancho de banda finito, por lo que finalmente se tendrá que:

$$Y(f) \cong kT(f, t_0)H_W(f)X(f), \quad (3.39)$$

donde $H_W(f)$ representa la ventana utilizada, que por defecto será una ventana rectangular debida al efecto del analizador. Posteriormente, en el procesado de las medidas, se puede envientanar la señal con otro tipo de ventanas que proporcionen un nivel de lóbulo principal a secundario mayor, como pueden ser la ventana de *hanning*, *hamming* o una ventana triangular.

La ecuación 3.39 lleva a que el parámetro S_{21} proporcione una media directa de la función de transferencia cronovariante:

$$S_{21}(f) = \frac{Y(f)}{X(f)} \propto T(f, t_0). \quad (3.40)$$

De este modo, a partir de la medida del S_{21} se puede obtener el *Power Delay Profile* aplicando las ecuaciones 3.27 y 3.28.

$$h(t_0, \tau) = IFFT\{T(f, t_0)\} \propto IFFT\{S_{21}(f)\} \quad (3.41)$$

$$PDP(\tau) = P_h(\tau) \cong E[|h(t_0, \tau)|^2], \quad (3.42)$$

donde $IFFT\{\cdot\}$ representa la transformada de Fourier rápida inversa.

Debido al efecto del enventanado comentado anteriormente, si se desea conseguir un mayor margen dinámico para discernir contribuciones en el PDP, se tendrá que cambiar a otro tipo de ventana que tenga un nivel de lóbulo principal a secundario mayor que la ventana rectangular. No obstante, a costa de mejorar el margen dinámico, se está empeorando la resolución temporal del PDP, ya que el ancho de lóbulo del resto de ventanas es mayor que el ancho de lóbulo de la ventana rectangular.

Por otra parte, el retardo máximo del *Power Delay Profile* que es posible capturar con el VNA, τ_{max} , viene dado por la resolución en frecuencia empleada en la media del parámetro S_{21} , Δf , que depende de dos factores: el SPAN y el número de puntos de medida.

$$\tau_{max} = \frac{1}{\Delta f} = \frac{N_{muestras} - 1}{SPAN}. \quad (3.43)$$

Una vez obtenido el PDP, ya es posible calcular el retardo medio, el *delay spread*, la ventana de retardo y el intervalo de propagación. Por otra parte, para calcular el ancho de banda de coherencia bastará con calcular primero la función de autocorrelación aplicando la ecuación 3.33.

Capítulo 4

Estimación de ángulos de llegada

4.1. Introducción

El parámetro denominado dirección de llegada (*Direction of Arrival, DoA*) proporciona información acerca de la posición relativa entre la antena transmisora o de los diferentes *scatterers* en los que se refleja la señal con respecto a la agrupación de antenas empleada para recibir la señal. En los últimos años, un elevado número de proyectos de investigación se han centrado en este área del procesamiento de la señal, puesto que sus aplicaciones son múltiples y muy diversas: desde el *beamforming* adaptativo que está previsto sea una de las tecnologías claves de los sistemas 5G hasta aplicaciones en el ámbito radar o radioastronomía.

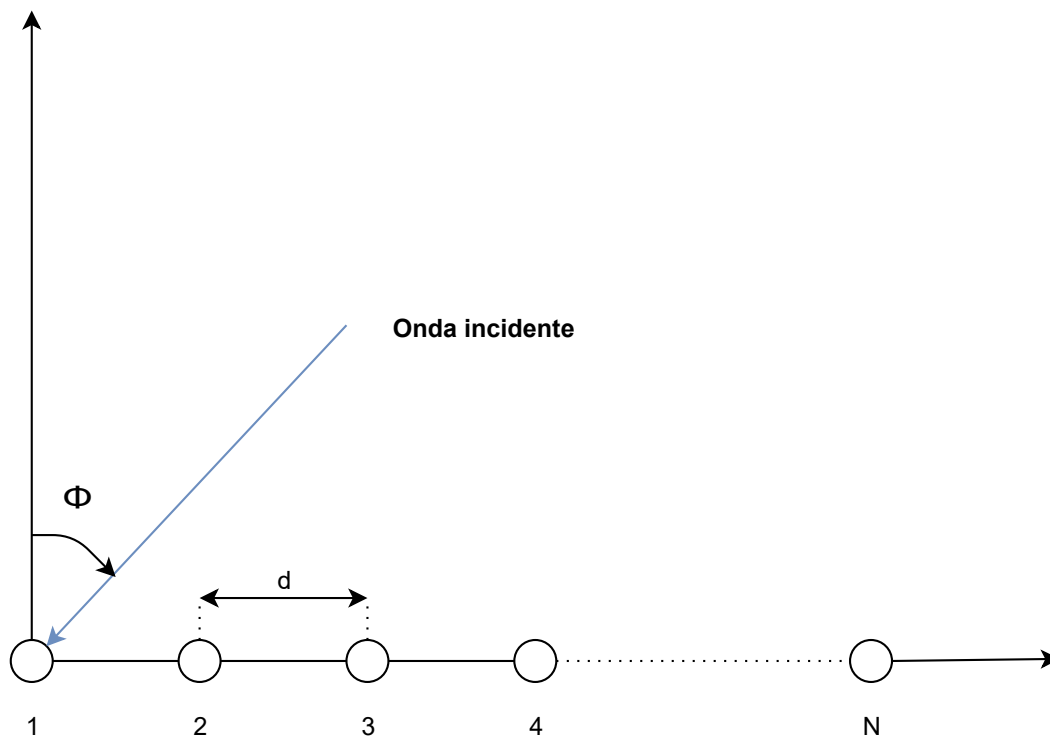


Figura 4.1: Dirección de llegada respecto a una agrupación de antenas lineal.

Son varios los algoritmos desarrollados para la estimación de las direcciones de llegada, entre los cuales destacan MUSIC [5], ESPRIT [6], ML [7] y *Matrix Pencil* [8]. En este proyecto, no obstante, se ha decidido utilizar MUSIC, ya que resulta ser uno de los algoritmos más implementados y desarrollados.

4.2. MUSIC

El algoritmo MUSIC (*MUltiple SIgnal Classification*) es una técnica de alta resolución que proporciona información acerca del número de señales y sus direcciones de llegada. Se basa en la descomposición de la matriz de covarianza de la señal recibida en dos subespacios ortogonales entre sí: el subespacio de ruido y el subespacio de señal. No obstante, antes de empezar con el desarrollo del algoritmo es necesario introducir el modelo de señal empleado.

4.2.1. Modelo de señal

Supóngase que se dispone de un *array* lineal de antenas omnidireccionales como el mostrado en la Figura 4.1. Dicho *array* dispone de N elementos equiespaciados una distancia d y recibe M señales con diferentes direcciones de llegada ϕ_i . El retardo entre dos elementos contiguos de la agrupación, τ , se puede calcular como:

$$\tau = \frac{d}{c} \sin \phi. \quad (4.1)$$

Si se toma la señal recibida en la primera antena de la agrupación, $x_1(t)$, como referencia, se puede calcular la señal recibida en la segunda antena a partir del desfase entre elementos contiguos de la agrupación, $\varphi = \omega\tau$:

$$x_1(t) = s(t) \quad (4.2)$$

$$x_2(t) = s(t)e^{-j\omega\tau} = s(t)e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\phi}, \quad (4.3)$$

donde $s(t)$ representa la amplitud compleja de la señal recibida.

Del mismo modo, se puede generalizar la señal recibida en la antena n -ésima como:

$$x_n(t) = s(t)e^{-j(n-1)\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\phi}. \quad (4.4)$$

Siguiendo este razonamiento, se define un vector $\mathbf{a}(\phi)$ de tamaño $N \times 1$ con los desfases de los elementos, denominado vector de *steering*.

$$\mathbf{a}(\phi) = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\varphi} & \dots & e^{-j(N-1)\varphi} \end{bmatrix}^T, \quad (4.5)$$

donde $\varphi = \frac{2\pi}{\lambda}d \sin \phi$.

Si se escriben las señales recibidas en los elementos de la agrupación a partir del vector de *steering*, se tiene lo siguiente:

$$\mathbf{x}(\mathbf{t}) = \mathbf{a}(\phi)s(t) \quad (4.6)$$

$$\mathbf{x}(\mathbf{t}) = \begin{bmatrix} x_1(t) & x_2(t) & \dots & x_N(t) \end{bmatrix}^T. \quad (4.7)$$

En la ecuación 4.7, $\mathbf{x}(\mathbf{t})$ representa el vector con las señales recibidas en cada una de las antenas.

Dado que se tienen M señales incidentes, cada una con una dirección de llegada ϕ_i , existirán M vectores de *steering* y M amplitudes $s_i(t)$ distintas, uno por dirección de llegada, por lo que la señal que recibirán las antenas será una combinación de dichas señales:

$$\mathbf{x}(\mathbf{t}) = \sum_{i=1}^M \mathbf{a}(\phi_i)s_i(t). \quad (4.8)$$

Finalmente, si se añade el ruido a la ecuación y se expresa el problema de forma matricial, la señal recibida por la agrupación puede expresarse del siguiente modo:

$$\mathbf{x}(\mathbf{t}) = \mathbf{A}(\phi)\mathbf{s}(\mathbf{t}) + \mathbf{n}(\mathbf{t}) \quad (4.9)$$

$$\mathbf{A}(\phi) = \begin{bmatrix} \mathbf{a}(\phi_1) & \mathbf{a}(\phi_2) & \dots & \mathbf{a}(\phi_M) \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

$$\begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_N(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{-j\varphi_1} & e^{-j\varphi_2} & \dots & e^{-j\varphi_M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j(N-1)\varphi_1} & e^{-j(N-1)\varphi_2} & \dots & e^{-j(N-1)\varphi_M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \\ \vdots \\ s_M(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ \vdots \\ n_N(t) \end{bmatrix}. \quad (4.11)$$

La matriz $\mathbf{A}(\phi)$, definida en la ecuación 4.10, se le conoce como matriz de *steering*.

En el modelo de señal se asumen, además, las siguientes condiciones:

- El número tamaño del *array* debe ser mayor que el número de señales incidentes: $N > M$.

- Los vectores de *steering* son linealmente independientes, por lo que el rango de $\mathbf{A}(\phi)$ es M . Esto se cumple si las distintas señales recibidas están incorreladas entre sí.
- El ruido es blanco gaussiano, de media nula y varianza σ^2 .

4.2.2. Algoritmo

Una vez aclarado el modelo de señal, el algoritmo MUSIC se basa en una descomposición en vectores y valores propios de la matriz de covarianza de la señal recibida $\mathbf{x}(\mathbf{t})$, que se define como:

$$\mathbf{R}_x = E[\mathbf{x}(\mathbf{t})\mathbf{x}(\mathbf{t})^H], \quad (4.12)$$

donde $(\cdot)^H$ representa la operación transpuesta conjugada.

En la práctica, no obstante, la matriz de covarianza es desconocida y debe ser estimada a partir del promediado de las muestras de la señal:

$$\widetilde{\mathbf{R}}_x = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{x}_k \mathbf{x}_k^H. \quad (4.13)$$

Teniendo en cuenta las condiciones expuestas en el apartado de modelo de señal, la matriz \mathbf{R}_x se puede expresar de la siguiente manera:

$$\mathbf{R}_x = E[\mathbf{A}(\phi)\mathbf{s}(\mathbf{t})\mathbf{s}(\mathbf{t})^H \mathbf{A}(\phi)^H] + E[\mathbf{n}(\mathbf{t})\mathbf{n}(\mathbf{t})^H] = \mathbf{A}(\phi)\mathbf{S}\mathbf{A}(\phi)^H + \mathbf{R}_n = \mathbf{R}_s + \mathbf{R}_n \quad (4.14)$$

$$\mathbf{S} = E[\mathbf{s}(\mathbf{t})\mathbf{s}(\mathbf{t})^H] \quad (4.15)$$

$$\mathbf{R}_n = \sigma^2 \mathbf{I}. \quad (4.16)$$

En la ecuación 4.16, \mathbf{I} representa la matriz identidad de tamaño $N \times N$.

La matriz de covarianza de la señal, \mathbf{R}_s , se corresponde con la matriz de covarianza que se tendría en ausencia de ruido. Dicha matriz, aunque es de tamaño $N \times N$, únicamente es de rango M , por lo que la matriz tendrá $N - M$ vectores propios correspondientes al valor propio λ_m nulo. Así, sea \mathbf{q}_m un vector propio asociado a un valor propio nulo de la matriz \mathbf{R}_s , debe cumplirse que:

$$\mathbf{R}_s \mathbf{q}_m = \mathbf{A}(\phi)\mathbf{S}\mathbf{A}(\phi)^H \mathbf{q}_m = \lambda_m \mathbf{q}_m \Big|_{\lambda_m=0} = 0 \quad (4.17)$$

Dado que la matriz \mathbf{R}_s no es nula, la ecuación anterior lleva a que se cumpla la siguiente condición:

$$\mathbf{A}(\phi)^H \mathbf{q}_m = 0, \quad (4.18)$$

lo que significa que los $N - M$ vectores propios correspondientes a los $N - M$ valores propios nulos son ortogonales a los M vectores de *steering*. Esta propiedad es la base del algoritmo MUSIC.

El estimador MUSIC, $P(\phi)$, se define del siguiente modo:

$$P(\phi) = \frac{1}{\sum_{m=1}^{N-M} |\mathbf{a}(\phi)^H \mathbf{q}_m|^2} = \frac{1}{\mathbf{a}(\phi)^H \mathbf{Q}_n \mathbf{Q}_n^H \mathbf{a}(\phi)}, \quad (4.19)$$

donde \mathbf{Q}_n representa la matriz de tamaño $N \times (N - M)$ con los $N - M$ vectores propios asociados a los valores propios nulos.

Dado que, como se ha demostrado anteriormente, los vectores propios \mathbf{q}_m son ortogonales a los vectores de *steering*, el estimador $P(\phi)$ presentará picos en las direcciones ϕ de llegada de la señal, puesto que el denominador de la expresión 4.19 tenderá a cero.

No obstante, en la práctica no se dispone nunca de la matriz \mathbf{R}_s , sino que se dispone de la estimación de la matriz \mathbf{R}_x , que incluye, además de \mathbf{R}_s , el ruido. Aun así, otra de las propiedades del algoritmo es que permite estimar los vectores propios que forman la matriz \mathbf{Q}_n a partir de los vectores propios de \mathbf{R}_x . De este modo, se tiene que, para cualquier vector propio de la matriz \mathbf{R}_x :

$$\mathbf{R}_s \mathbf{q}_m = \lambda_m \mathbf{q}_m \quad (4.20)$$

$$\mathbf{R}_x \mathbf{q}_m = \mathbf{R}_s \mathbf{q}_m + \sigma^2 \mathbf{I} \mathbf{q}_m = (\lambda_m + \sigma^2) \mathbf{q}_m, \quad (4.21)$$

donde λ_m son los valores propios de \mathbf{R}_s . Para $m \leq M$ se tendrá que $\lambda_m \neq 0$, mientras que para $m > M$ se tendrá que $\lambda_m = 0$.

La ecuación 4.21 conlleva que cualquier vector propio de \mathbf{R}_s es también un vector propio de \mathbf{R}_x asociado al valor propio $\lambda_m + \sigma^2$. Si se expresa la descomposición de la matriz de covarianza de la señal como $\mathbf{R}_s = \mathbf{Q} \mathbf{\Delta} \mathbf{Q}^H$, se tendrá que:

$$\mathbf{R}_x = \mathbf{Q} [\mathbf{\Delta} + \sigma^2 \mathbf{I}] \mathbf{Q}^H \quad (4.22)$$

$$\mathbf{R}_x = \mathbf{Q} \begin{bmatrix} \lambda_1 + \sigma^2 & 0 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \lambda_2 + \sigma^2 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \lambda_M + \sigma^2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & \sigma^2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & \sigma^2 \end{bmatrix} \mathbf{Q}^H. \quad (4.23)$$

Basándose en la descomposición de \mathbf{R}_x presentada en las ecuaciones 4.22 y 4.23, se puede dividir la matriz de vectores propios \mathbf{Q} en dos matrices: una matriz \mathbf{Q}_s de tamaño $N \times M$ correspondiente a los vectores asociados a los M valores propios de señal y ruido $\lambda_m + \sigma^2$, y una matriz \mathbf{Q}_n de tamaño $N \times (N - M)$ con los vectores propios asociados a los valores propios de ruido σ^2 . La matriz \mathbf{Q}_s define el subespacio de señal, mientras que la matriz \mathbf{Q}_n define el subespacio de ruido y, por las propiedades de ortogonalidad de la matriz \mathbf{Q} , se tendrá que las matrices son ortogonales entre sí: $\mathbf{Q}_s \perp \mathbf{Q}_n$.

De este modo, se cumple que todos los vectores propios del subespacio de ruido son ortogonales a los vectores de *steering* de la señal, por lo que la ecuación 4.19 sigue siendo válida:

$$P(\phi) = \frac{1}{\mathbf{a}(\phi)^H \mathbf{Q}_n \mathbf{Q}_n^H \mathbf{a}(\phi)}, \quad (4.24)$$

donde ahora \mathbf{Q}_n representa el subespacio de ruido formado por los $N - M$ vectores propios asociados a los valores propios σ^2 .

Finalmente, los pasos a seguir para implementar el algoritmo MUSIC se pueden resumir de la siguiente manera:

1. Estimar la matriz de covarianza \mathbf{R}_x a partir de la señal recibida en las antenas de la agrupación utilizando la ecuación 4.13.
2. Realizar la descomposición en vectores y valores propios de la matriz \mathbf{R}_x como se muestra en las ecuaciones 4.22 y 4.23.
3. Obtener el subespacio de ruido \mathbf{Q}_n a partir de \mathbf{Q} , identificando los $N - M$ menores valores propios asociados al ruido.
4. Crear un vector con el eje de ángulos a evaluar.
5. Para cada valor del vector:
 - Crear el vector de *steering* asociado.
 - Calcular el estimador MUSIC para el ángulo evaluado empleando la ecuación 4.24.
6. Las M direcciones de llegada se corresponderán con los M picos del estimador calculado.

4.2.3. Parámetros importantes a considerar

A la hora de estimar las direcciones de llegada empleando el algoritmo MUSIC descrito en la sección anterior, existen cuatro parámetros fundamentales en lo referente a la agrupación de antenas y las medias realizadas que influyen en el resultado:

- N : el número de elementos del *array*.
- d : el espaciado entre los elementos del *array*.
- SNR : la relación señal a ruido de las medias.
- $N_{capturas}$: el número de capturas de la señal empleado para la estimación de \mathbf{R}_x .

Para comprobar como afectan dichos parámetros, se implementa el algoritmo MUSIC en MATLAB, de modo que el tratamiento de los resultados resulte ser sencillo y eficaz.

Número de elementos

Suponiendo una agrupación lineal como la mostrada en la Figura 4.1, si se realiza una simulación empleando un espaciado entre elementos $d = \lambda_0/2$, una señal a ruido de $SNR = 30$ dB y con una dirección de llegada $\phi = 20^\circ$, con un promediado de $N_{capturas} = 100$, el resultado que se obtiene es el siguiente:

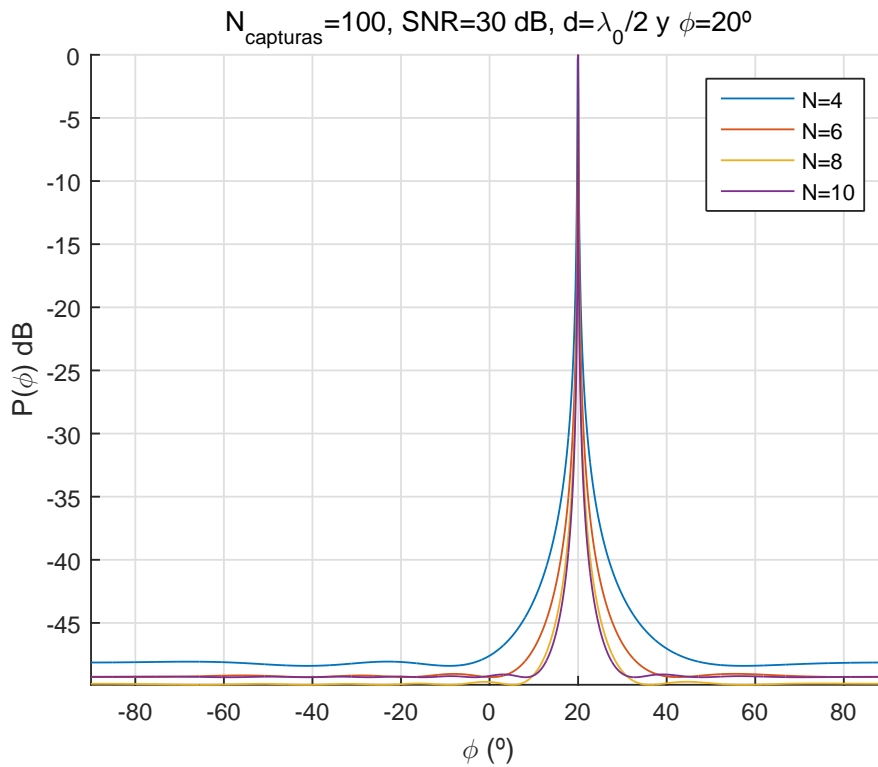


Figura 4.2: Simulación MUSIC para diferentes valores de N .

Como se puede apreciar en la Figura 4.2, a medida que aumenta el número de elementos de la agrupación, mayor es la resolución angular conseguida. Esto es consistente con la teoría de antenas, ya que a mayor número de elementos, mayor directividad se puede conseguir.

Espaciado entre elementos

Suponiendo una agrupación lineal de $N = 10$ elementos, una señal a ruido de $SNR = 30$ dB, un promediado de $N_{capturas} = 100$ y dos señales incorreladas con direcciones de llegada $\phi_1 = -20^\circ$ y $\phi_2 = 10^\circ$, el resultado que se obtiene al variar la separación entre los elementos de la agrupación es:

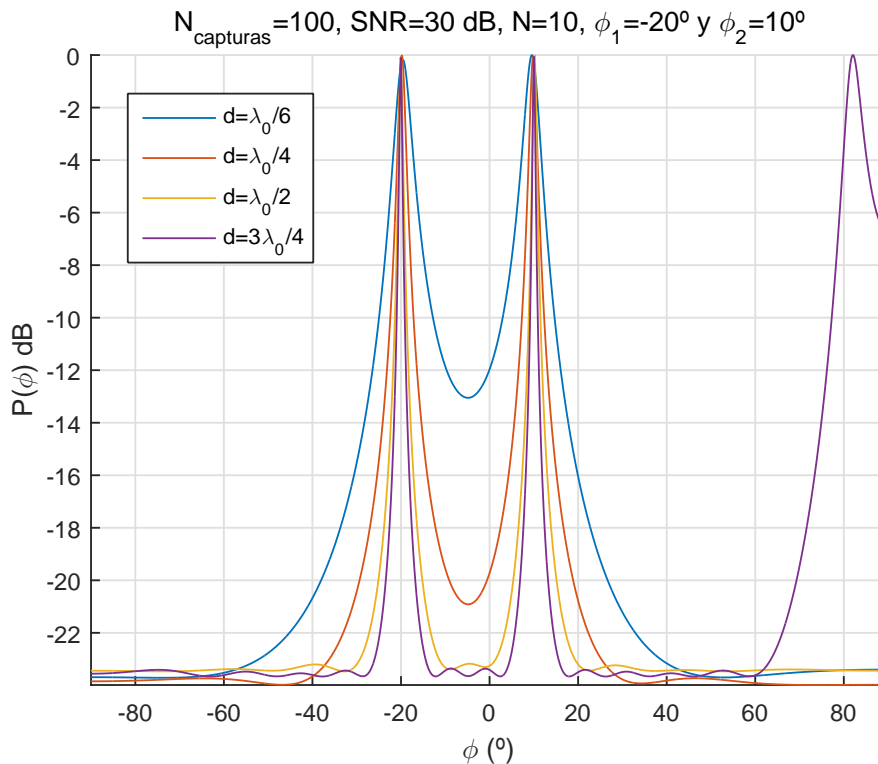


Figura 4.3: Simulación MUSIC para diferentes valores de d .

A medida que aumenta el espaciado entre elementos, mejor es la capacidad de discernir entre dos contribuciones con direcciones de llegada diferentes. No obstante, si la separación entre los elementos del *array* supera $\lambda_0/2$, el estimador proporciona falsos picos, como se puede observar en la Figura 4.3 cuando $d = 3\lambda_0/4$. Por esta razón, la separación óptima entre elementos de la agrupación es de $\lambda_0/2$.

Señal a ruido

En lo referente a la relación señal a ruido, a medida que esta aumenta, mayor es el margen dinámico del estimador, por lo que la capacidad de identificar contribuciones es mayor. Si se realiza una simulación para diferentes valores de SNR suponiendo una agrupación de $N = 10$

elementos equiespaciados $d = \lambda_0/2$, con un promediado de $N_{capturas} = 100$ muestras y una dirección de llegada de $\phi = -20^\circ$, el resultado que se obtiene es el siguiente:

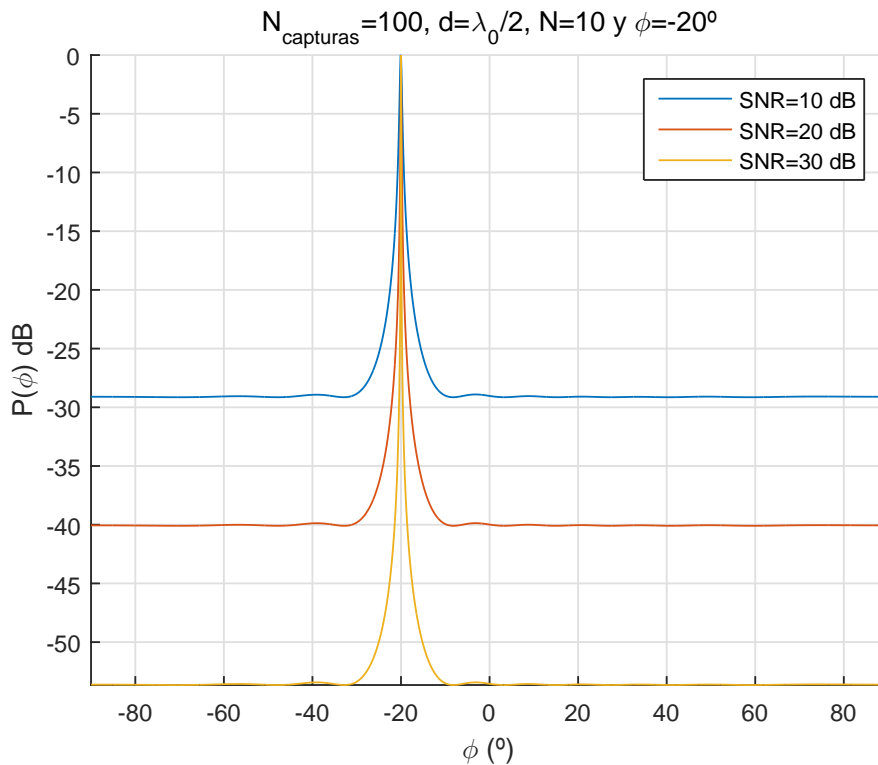


Figura 4.4: Simulación MUSIC para diferentes valores de SNR .

Número de capturas

Por último, si se realiza una simulación para diferentes números de capturas de la señal, suponiendo $N = 10$, $d = \lambda_0/2$, $SNR = 30$ dB y dos señales incorreladas con direcciones de llegada $\phi_1 = 40^\circ$ y $\phi_2 = 10^\circ$, el resultado obtenido se puede apreciar en la Figura 4.5.

Así pues, a medida que aumenta el número de capturas de la señal, más precisa será la estimación de la matriz de covarianza de la señal recibida en las antenas de la agrupación, \mathbf{R}_x , por lo que mejor será el comportamiento del algoritmo: mayor resolución y mejor margen dinámico.

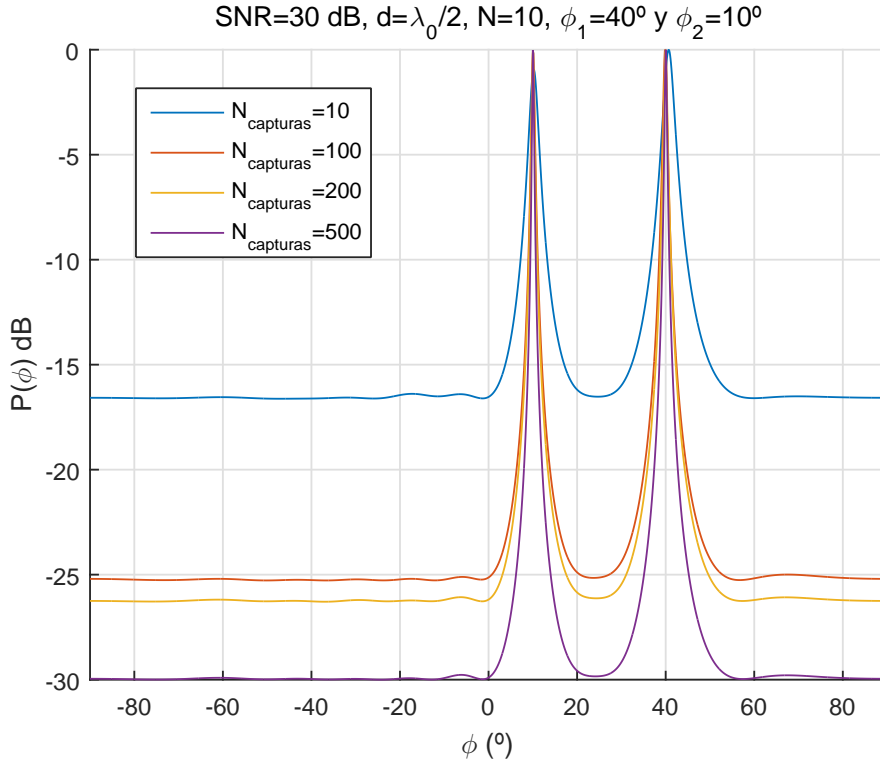


Figura 4.5: Simulación MUSIC para diferentes valores de N_{capturas} .

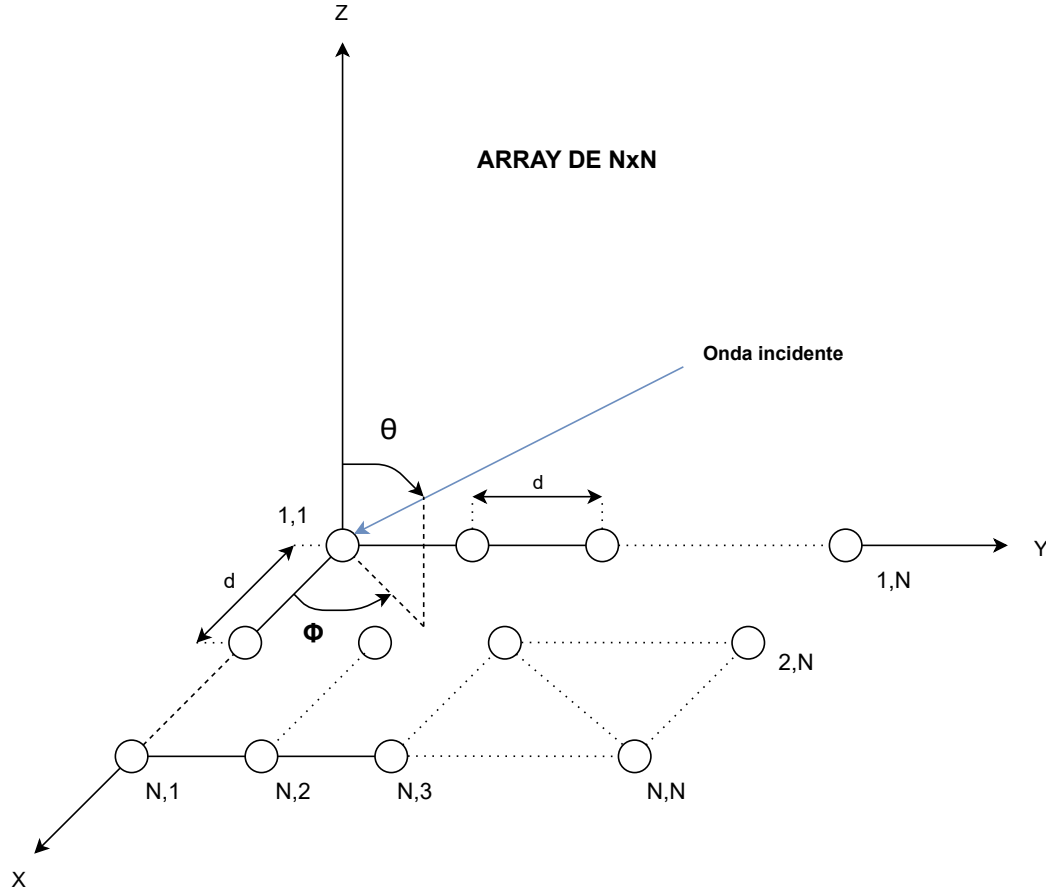
4.3. Estimación con URA

El estimador MUSIC es uno de los más empleados ya que, además de proporcionar una elevada resolución, permite estimar los ángulos de llegada utilizando cualquier geometría que se desee para el *array* de antenas. En el modelo de señal descrito con anterioridad, por simplicidad se ha supuesto un *array* lineal de antenas, pero el desarrollo del algoritmo no impone restricciones al respecto. Así pues, si se desea emplear otra geometría para la agrupación, únicamente cambiará el vector de *steering* asociado al *array*. Las geometrías típicas son las conocidas como ULA (*Uniform Lineal Array*), UCA (*Uniform Circular Array*) y URA (*Uniform Rectangular Array*). En este proyecto se va a emplear un URA para la estimación de DoA, ya que de los tres tipos de agrupaciones mencionadas anteriormente es la que mejor resolución proporciona y permite la estimación de las direcciones de llegada en 2D: tanto en elevación (θ) como en giro (ϕ).

Tomando como referencia el *array* rectangular de la Figura 4.6, de tamaño $N \times N$ y formado por antenas omnidireccionales equiespaciadas una distancia d en ambos ejes, el desfase que sufrirá el elemento $x_{i,j}$ vendrá dado por la siguiente ecuación:

$$\varphi_{i,j} = (i - 1)\varphi_x + (j - 1)\varphi_y \quad (4.25)$$

$$\varphi_x = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta \cos \phi \quad (4.26)$$


 Figura 4.6: Esquema de un *array* URA de tamaño $N \times N$.

$$\varphi_y = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta \sin \phi. \quad (4.27)$$

De este modo, se puede expresar la señal recibida en la antena ij en función de la señal recibida en el elemento de referencia, $x_{1,1}$:

$$x_{i,j} = x_{1,1} e^{-j\varphi_{i,j}}, \quad (4.28)$$

por lo que la matriz con los desfases de los elementos queda del siguiente modo:

$$\mathbf{X} = \mathbf{A}(\phi, \theta) x_{1,1} \quad (4.29)$$

$$\begin{bmatrix} x_{1,1} & x_{1,2} & \cdots & x_{1,N} \\ x_{2,1} & x_{2,2} & \cdots & x_{2,N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{N,1} & x_{N,2} & \cdots & x_{N,N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\varphi_y} & \cdots & e^{-j(N-1)\varphi_y} \\ e^{-j\varphi_x} & e^{-j(\varphi_x + \varphi_y)} & \cdots & e^{-j(\varphi_x + (N-1)\varphi_y)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j(N-1)\varphi_x} & e^{-j((N-1)\varphi_x + \varphi_y)} & \cdots & e^{-j((N-1)\varphi_x + (N-1)\varphi_y)} \end{bmatrix} x_{1,1}. \quad (4.30)$$

Puesto que los parámetros de entrada del algoritmo MUSIC son el vector con la señal recibida en las antenas y el vector de *steering* de la agrupación, bastará con vectorizar el problema del siguiente modo:

$$\mathbf{x} = \text{vec}\{\mathbf{X}\} \quad (4.31)$$

$$\mathbf{a}(\phi, \theta) = \text{vec}\{\mathbf{A}(\phi, \theta)\}, \quad (4.32)$$

donde el operador $\text{vec}\{\cdot\}$ forma un vector apilando columnas de la matriz de entrada. De este modo, tanto el vector de la señal recibida como el vector de *steering* tendrán un tamaño de $(N \cdot N) \times 1$. Una vez calculados ambos vectores, ya es posible calcular el algoritmo MUSIC:

$$P(\phi, \theta) = \frac{1}{\mathbf{a}(\phi, \theta)^H \mathbf{Q}_n \mathbf{Q}_n^H \mathbf{a}(\phi, \theta)}. \quad (4.33)$$

Un ejemplo de simulación del algoritmo puede verse en las Figuras 4.7 y 4.8, donde se ha simulado un *array* de 12×12 elementos equiespaciados $\lambda_0/2$, con una señal a ruido $SNR = 30$ dB, un promediado de $N_{\text{capturas}} = 200$ muestras y dos señales incidentes incorreladas con direcciones $(\phi_1, \theta_1) = (-50^\circ, 20^\circ)$ y $(\phi_2, \theta_2) = (10^\circ, 40^\circ)$. Las gráficas de la Figura 4.8 se obtienen integrando el estimador $P(\phi, \theta)$ en uno de sus ejes.

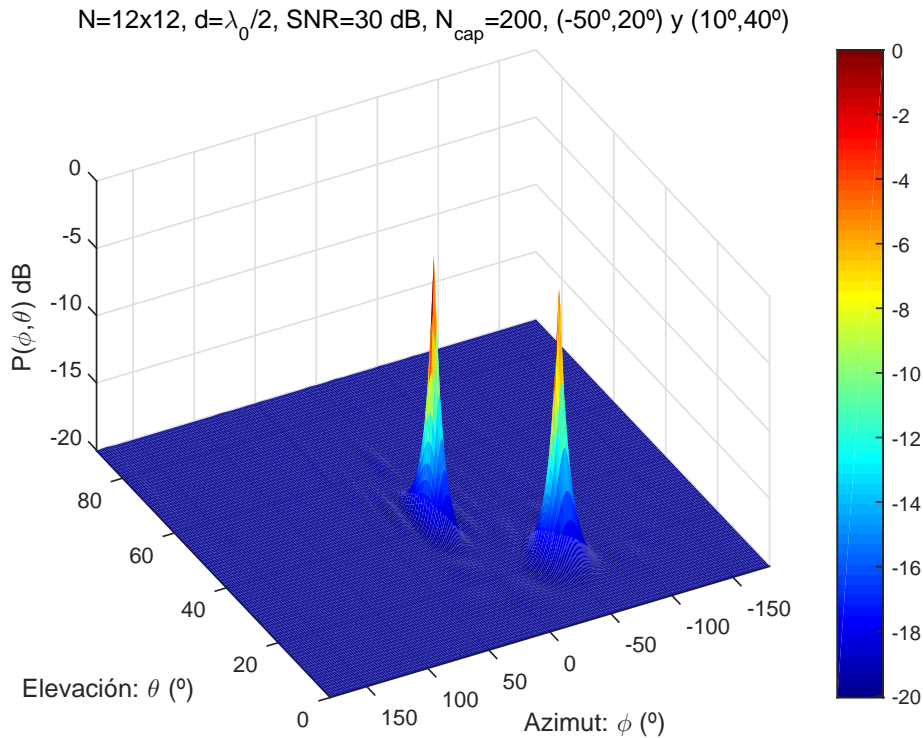


Figura 4.7: Simulación MUSIC para un URA de tamaño 12×12 .

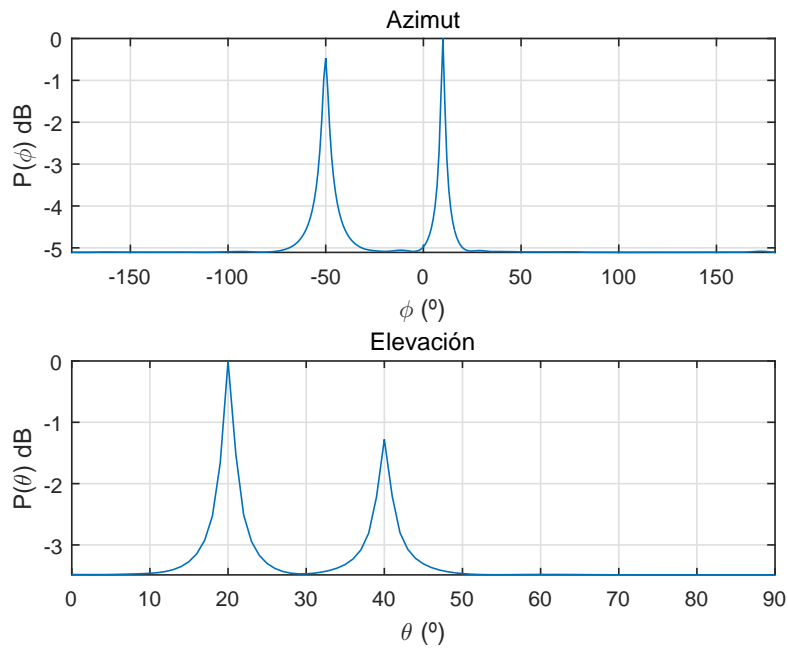


Figura 4.8: Estimación en elevación y azimut.

Como se puede apreciar, el algoritmo es capaz de detectar con precisión la dirección de llegada en ambos ejes. No obstante, un aspecto importante a tener en cuenta respecto a los URA es que la resolución angular en elevación siempre es menor que la resolución angular en azimut, y a medida que la incidencia tiende a ser rasante ($\theta \rightarrow 90^\circ$) la resolución empeora. Esto se puede apreciar en la siguiente Figura, donde se ha sustituido $\theta_1 = 20^\circ$ por $\theta_2 = 80^\circ$.

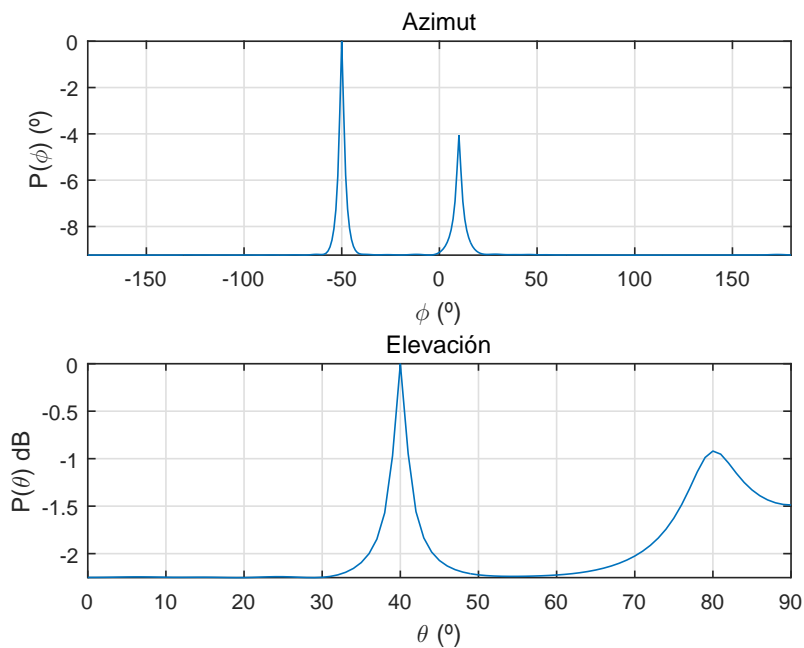


Figura 4.9: Estimación en elevación y azimut cuando la incidencia tiende a ser rasante.

4.4. Comparativa entre ULA y URA

Resulta interesante realizar la comparativa entre el resultado de la estimación de los ángulos de llegada cuando se utiliza un tipo u otro de geometría para la agrupación de antenas. En este caso, la comparativa se realiza entre un *array* rectangular de antenas y uno lineal, como los mostrados en las Figuras 4.6 y 4.1 respectivamente.

Por un lado, con un ULA es posible estimar las direcciones de llegada en una dirección únicamente, puesto que la distribución del *array* se realiza a lo largo de un único eje espacial. Además, dado que el desfase entre elementos depende del $\sin \phi$, tal y como se muestra en la ecuación 4.4, sólo se podrán estimar direcciones de llegada comprendidas entre -90° y 90° debido a la naturaleza periódica de la función seno. Por este motivo, con ULA no será posible distinguir si una señal está llegando a la agrupación con un determinado ángulo ϕ_1 o con un ángulo $\phi_2 = 180^\circ - \phi_1$, dado que $\sin \phi_1 = \sin \phi_2$.

Por otro lado, con un URA es posible estimar las direcciones de llegada en dos dimensiones, dado que la distribución de la agrupación se realiza a lo largo de dos ejes espaciales. A diferencia de ULA, con un URA es posible estimar direcciones de llegada en el plano que contiene la agrupación (ángulo ϕ) entre -180° y 180° , lo que permite distinguir una señal que llega por ϕ_1 de una que lo hace por ϕ_2 . Esto es debido a que el desfase entre elementos para un determinado ángulo de elevación θ , depende de $\sin \phi + \cos \phi$. En cuanto a la estimación del ángulo de elevación, con un *array* rectangular se podrán estimar ángulos comprendidos entre 0° y 90°

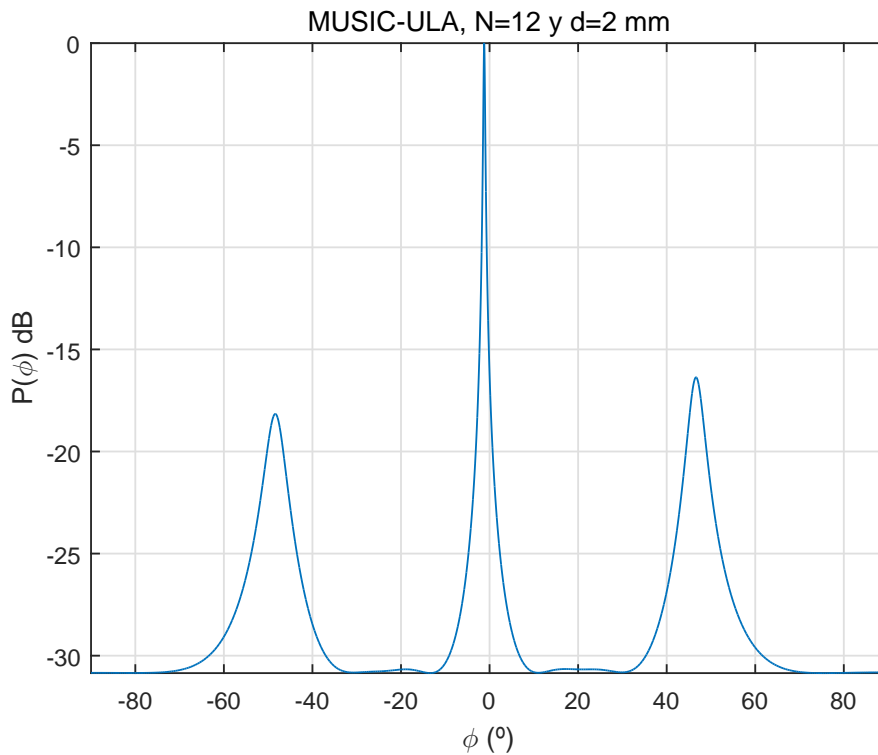


Figura 4.10: MUSIC-ULA aplicado entre -90° y 90° .

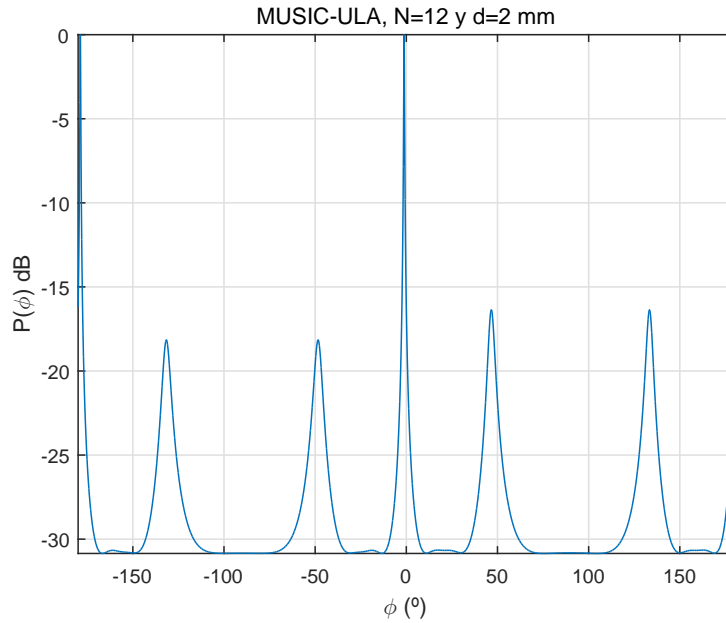


Figura 4.11: MUSIC-ULA aplicado entre -180° y 180° .

En las Figuras 4.10 y 4.11 se puede apreciar un ejemplo de la ambigüedad en la dirección de llegada al emplear un ULA. En las Figuras se ha aplicado el algoritmo MUSIC sobre medidas (realizadas empleando un analizador de redes vectorial) de un *array* lineal de 12 antenas equiespaciadas 2 mm en la banda de 60 GHz. Por otra parte, si se realiza la misma medida pero empleando un *array* rectangular de tamaño 12×12 , el algoritmo MUSIC no presenta ambigüedad en el plano de la agrupación: por ejemplo, mientras que en la Figura 4.11 no es posible discernir si una de las contribuciones está llegando con $\phi = -48,4^\circ$ o con $\phi = 180^\circ - 48,4^\circ = -131,6^\circ$, en la Figura 4.12 se puede apreciar que la contribución está llegando con $\phi = -131,6^\circ$.

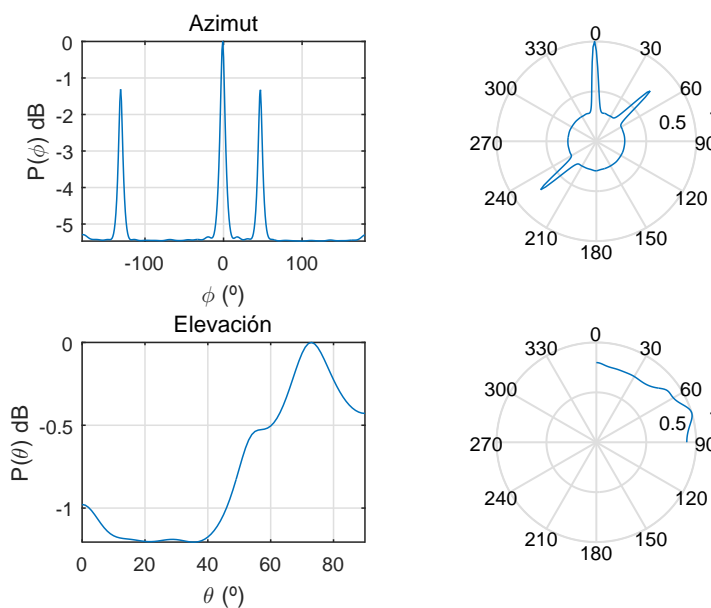


Figura 4.12: MUSIC-URA con un *array* de tamaño 12×12 con $d=2$ mm.

4.5. Algoritmo MUSIC mejorado

El algoritmo MUSIC, como se ha comprobado en las secciones anteriores, proporciona una elevada resolución angular. No obstante, si las señales incidentes están correladas entre sí, el funcionamiento del algoritmo se deteriora muy considerablemente. Por esto mismo, en [9] se presentó una mejora que permite al algoritmo trabajar con señales correladas gracias a la reconstrucción conjugada de la matriz de covarianza \mathbf{R}_x .

Considérese la matriz de transformación \mathbf{J} una matriz antidiagonal de tamaño $N \times N$:

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 1 & \cdots & 0 \\ 1 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.34)$$

Si se define el vector \mathbf{y} de tamaño $N \times 1$ según la ecuación 4.35, se puede expresar su matriz de covarianza en función de la matriz de covarianza de la señal recibida en las antenas de la agrupación, \mathbf{R}_x , tal y como se muestra en la ecuación 4.36:

$$\mathbf{y} = \mathbf{J}\mathbf{x}^* \quad (4.35)$$

$$\mathbf{R}_y = E[\mathbf{y}\mathbf{y}^H] = \mathbf{J}\mathbf{R}_x^*\mathbf{J}, \quad (4.36)$$

donde el operador $(\cdot)^*$ representa el complejo conjugado.

Si se define la matriz \mathbf{R} como la suma de las matrices de covarianza de \mathbf{x} e \mathbf{y} , y se hace uso de la ecuación 4.14, se obtiene el siguiente resultado:

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_x + \mathbf{R}_y = \mathbf{R}_s + \sigma^2\mathbf{I} + \mathbf{J}\mathbf{R}_s^*\mathbf{J} + \sigma^2\mathbf{I} = \mathbf{R}_s + \mathbf{J}\mathbf{R}_s^*\mathbf{J} + 2\sigma^2\mathbf{I}. \quad (4.37)$$

A partir de la ecuación anterior y de acuerdo con la teoría matricial, \mathbf{R} tendrá el mismo subespacio de ruido que \mathbf{R}_x y \mathbf{R}_y , por lo que si se aplica el algoritmo MUSIC empleando la matriz de covarianza \mathbf{R} para realizar la descomposición en vectores y valores propios para obtener el subespacio de ruido, se puede demostrar que el resultado obtenido mejora con respecto a aplicar la descomposición sobre la matriz \mathbf{R}_x .

Si se realiza una simulación empleando el algoritmo MUSIC estándar para un ULA con 12 antenas equiespaciadas $\lambda_0/2$, con una señal a ruido de 30 dB, un promediado de 100 capturas y direcciones de llegada $\phi_1 = 20^\circ$ y $\phi_2 = 50^\circ$ para dos señales correladas, el resultado que se obtiene es el mostrado en la Figura 4.13. Si en lugar de aplicar MUSIC estándar, se aplica MUSIC mejorado, el resultado es el mostrado en la Figura 4.14. Como se puede apreciar, la estimación

obtenida al realizar la descomposición empleando la matriz \mathbf{R} , definida en la ecuación 4.37, en lugar de emplear la matriz \mathbf{R}_x , es notablemente mejor.

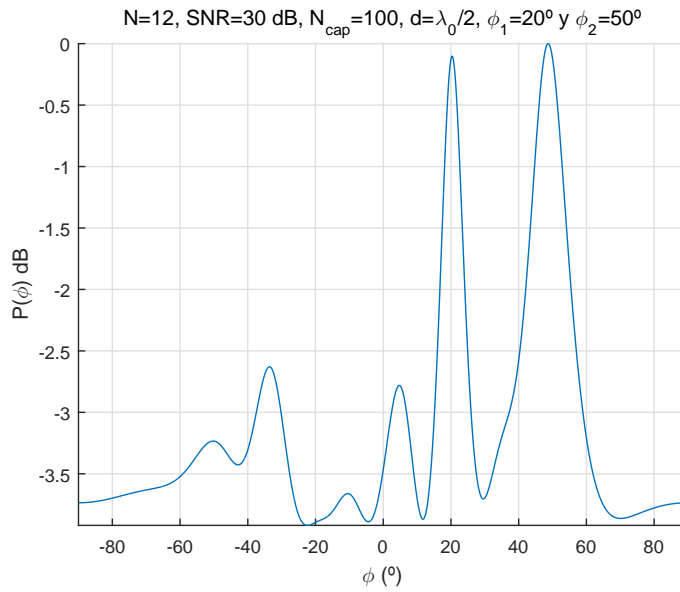


Figura 4.13: Resultado de aplicar MUSIC sobre dos señales correladas.

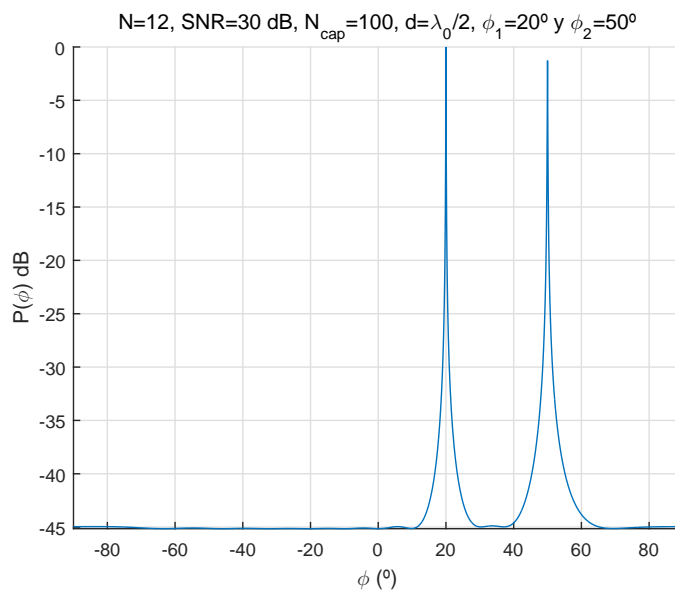


Figura 4.14: Resultado de aplicar MUSIC mejorado sobre dos señales correladas.

Capítulo 5

Campaña de medidas

5.1. Introducción

Una vez aclarados los conceptos teóricos necesarios para caracterizar el canal radio y para obtener las direcciones de llegada, en este capítulo se va a analizar una campaña de medidas realizada en la banda de 60 GHz.

5.2. Diseño de una campaña óptima de medidas

El propósito de esta sección es encontrar el tamaño óptimo del *array* rectangular que garantice una buena estimación de los parámetros de dispersión angular: ángulo medio y *angular spread*. Tanto el ángulo medio como el *angular spread* se definen de manera análoga a como se definen el retardo medio y el *delay spread* en las ecuaciones 3.29 y 3.30, respectivamente:

$$\bar{\phi} = \frac{\sum_{\forall i} \phi_i P(\phi_i)}{\sum_{\forall i} P(\phi_i)} \quad (5.1)$$

$$\sigma_{\phi} = \sqrt{\frac{\sum_{\forall i} (\phi_i - \bar{\phi})^2 P(\phi_i)}{\sum_{\forall i} P(\phi_i)}}, \quad (5.2)$$

donde $P(\phi)$ representa el estimador MUSIC.

Dado que la dispersión se va a analizar a partir de un estimador bidimensional, $P(\phi, \theta)$, los parámetros σ_{ϕ} , σ_{θ} , $\bar{\phi}$ y $\bar{\theta}$ se van a calcular aplicando las ecuaciones 5.1 y 5.2 sobre los siguientes estimadores:

$$P(\phi) = \sum_{\forall \theta_i} P(\phi, \theta_i) \quad (5.3)$$

$$P(\theta) = \sum_{\forall \phi_i} P(\phi_i, \theta). \quad (5.4)$$

Para encontrar el tamaño óptimo de la agrupación se aprovechan unas medidas realizadas por el Grupo de Radiación Electromagnética con un propósito diferente al de este Trabajo Fin de Grado. Dichas medidas se realizaron en la banda de 60 GHz, empleando un *array* de 35x35 antenas omnidireccionales equiespaciadas 2 mm. Para medir la respuesta del canal se utilizó un analizador de redes vectorial con un *SPAN* de 10 GHz y con 2048 puntos de medida, por lo que el ancho de banda medido abarca de 55 a 65 GHz. Resulta interesante destacar que las medidas se pueden aprovechar debido a que el espaciado empleado es inferior a $\lambda_0/2$, ya que, como se estudió en el capítulo 4, si el espaciado es superior a $\lambda_0/2$, el estimador MUSIC no funciona correctamente.

Las medidas se realizaron en dos posiciones diferentes, con las siguientes configuraciones para cada posición:

1. Posición 1-VV: medidas tomadas en la posición 1, con polarización vertical en la antena transmisora y en la receptora.
2. Posición 1-HV: medidas tomadas en la posición 1, con polarización horizontal en la antena transmisora y vertical en la receptora.
3. Posición 1-VV-NLOS: medidas tomadas en la posición 1, con polarización vertical en ambas antenas y añadiendo una pantalla de material absorbente entre el transmisor y el receptor para atenuar la componente directa.
4. Posición 2-VV: medidas tomadas en la posición 2, con polarización vertical en ambas antenas.

El retardo máximo que puede ser capturado del PDP depende de la resolución en frecuencia de la medida y viene dado por la ecuación 3.43, de modo que, en este caso, se tiene un retardo máximo de:

$$\tau_{max} = \frac{1}{\Delta f} = \frac{N_{samp} - 1}{SPAN} = 204,7ns. \quad (5.5)$$

El procedimiento seguido para calcular el *Power Delay Profile* es el descrito en el capítulo 3, en la sección 3.3.2. A modo de ejemplo, a partir del parámetro S_{21} medido en una de las antenas de la agrupación (ver Figura 5.1) se obtiene el PDP mostrado en la Figura 5.2. Como se puede apreciar en el *Power Delay Profile*, el entorno de medidas es un entorno de *scattering* denso, puesto que se reciben múltiples contribuciones de potencia con diferentes retardos, que se corresponden con los diferentes picos del PDP. El entorno en el que se realizaron las medidas es un entorno de laboratorio, donde existen múltiples equipos y dispositivos en los que la señal se refleja, produciendo un elevado número de contribuciones multicamino.

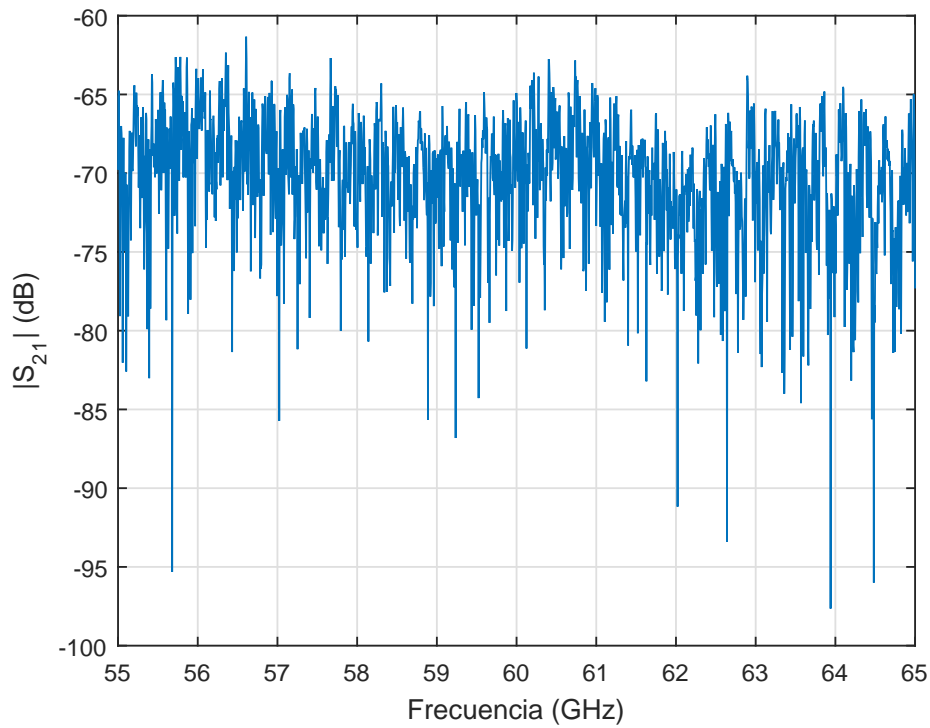


Figura 5.1: Parámetro $S_{21}(f)$ medido con el VNA.

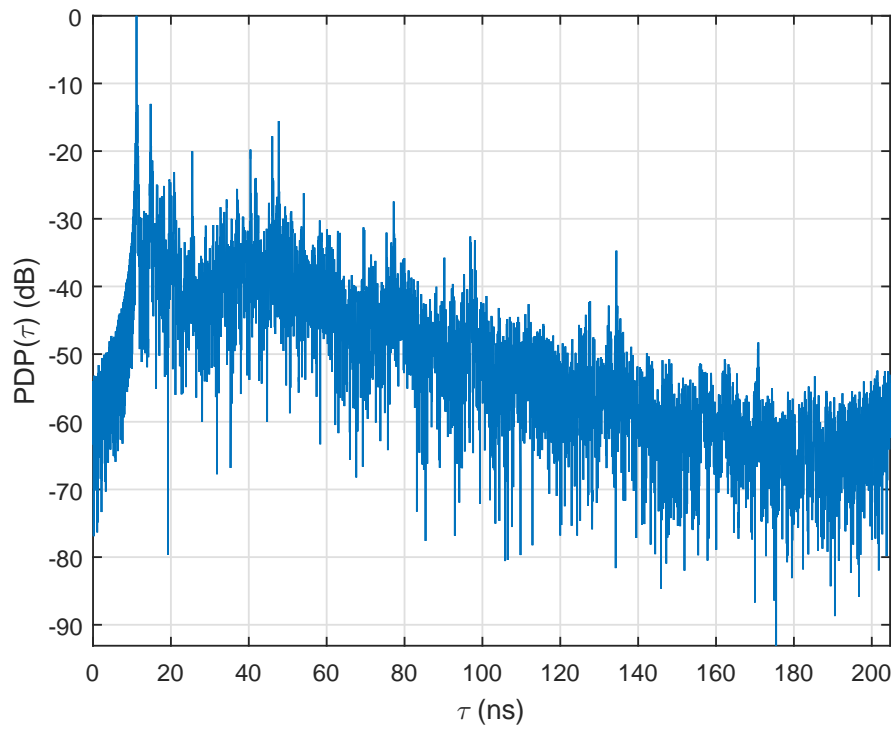


Figura 5.2: PDP obtenido a partir del parámetro S_{21} de la Figura 5.1.

Por defecto, si no se aplica ninguna ventana sobre el parámetro S_{21} , la ventana utilizada es

una ventana rectangular. Si sobre el parámetro S_{21} de la Figura 5.1 se aplican una ventana de *Hanning* y una del tipo *Hamming*, el resultado que se obtiene al calcular el PDP es el siguiente:

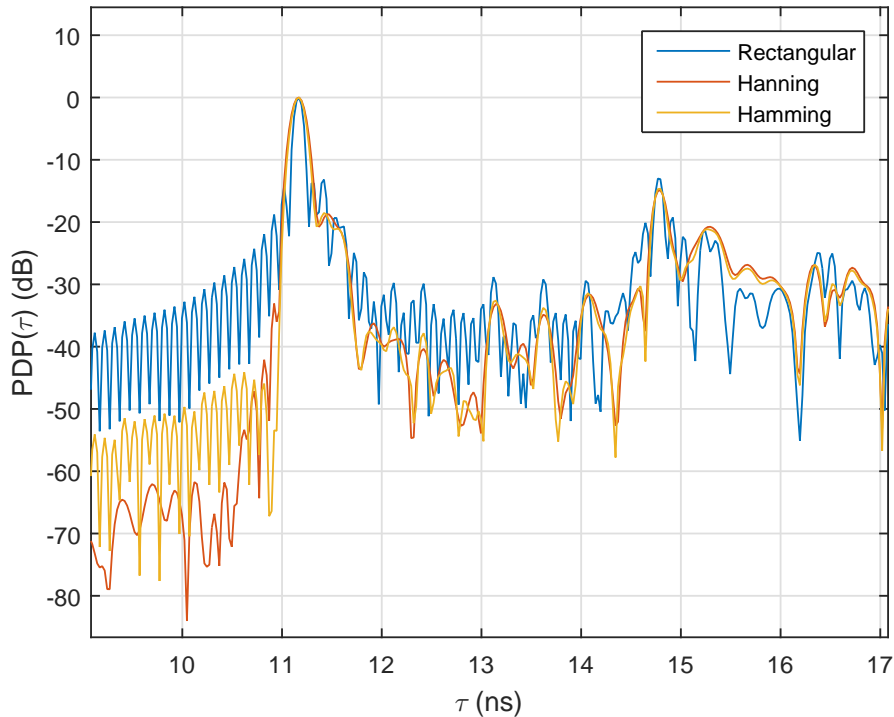


Figura 5.3: PDP obtenido a partir del parámetro S_{21} de la Figura 5.1, utilizando diferentes tipos de ventana.

Como se puede observar en la Figura 5.3, la ventana rectangular, pese a ser la que mayor resolución temporal tiene, es la que presenta un mayor nivel de lóbulos secundarios, por lo que el margen dinámico para detectar contribuciones es menor. Respecto a las ventanas de *Hanning* y *Hamming*, ambas aumentan considerablemente el nivel de los lóbulos secundarios y, por lo tanto, el margen dinámico para detectar contribuciones, aunque la resolución temporal que se obtiene es inferior a la obtenida con la ventana rectangular. El enventanado, por lo tanto, puede resultar de utilidad en situaciones en las que se requiera un elevado margen dinámico para detectar contribuciones multicamino.

Si se aplican las ecuaciones descritas en la sección 3.2.4, los parámetros de dispersión temporal que se obtienen para el PDP de la Figura 5.2 son los siguientes:

$\bar{\tau}$	σ_{τ}	B_C	I_P a -20 dB	W_q al 80%
17.18 ns	15.11 ns	2.883 GHz	36.81 ns	13.57 ns

Tabla 5.1: Parámetros de dispersión temporal.

En la tabla 5.1 el ancho de banda de coherencia está calculado para un valor de autocorrelación de $R_T(\Omega)$ de 0.5.

Por otra parte, a modo de ejemplo, resulta interesante comparar la estimación de los ángulos

de llegada entre la configuración 1 y la configuración 3, ya que el resultado que se debería obtener en cuanto a dispersión angular es el mismo, pero con la componente directa atenuada. Así pues, si se emplea un *subarray* de tamaño 12x12 del *array* de 35x35 empleado para la medida, y se aplica el algoritmo MUSIC descrito en el capítulo 4 para estimar las 3 componentes angulares de mayor importancia en situación de LOS (*Line Of Sight*) y NLOS (*No Line Of Sight*), el resultado que se obtiene es el mostrado en la Figura 5.4 y 5.5. Se puede apreciar que el resultado obtenido en ambas situaciones es el mismo, pero con la componente directa (que se recibe en $\phi \cong 0^\circ$) atenuada en la situación de NLOS.

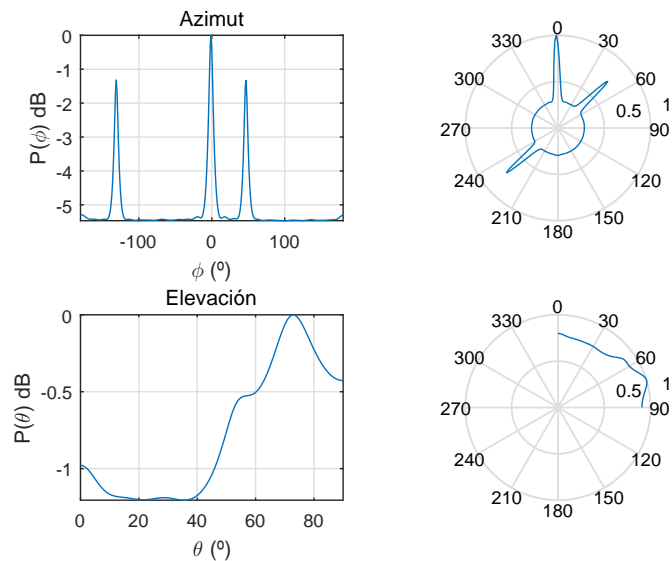


Figura 5.4: Situación con LOS. MUSIC-2D para un *subarray* de 12x12.

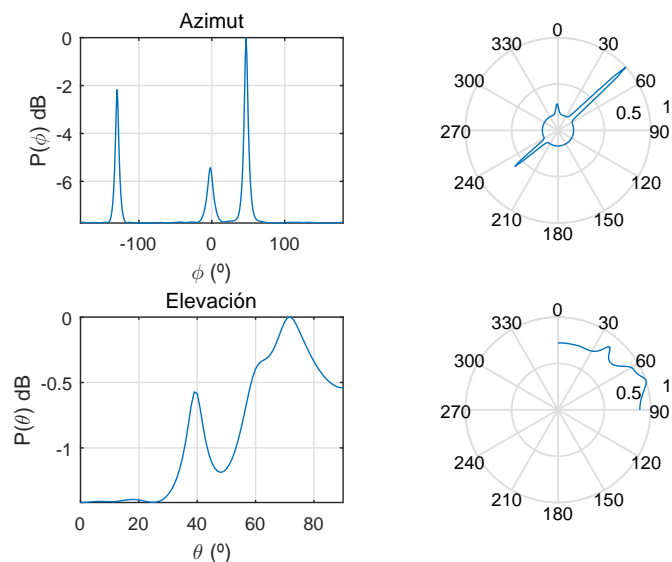


Figura 5.5: Situación con NLOS. MUSIC-2D para un *subarray* de 12x12.

Si se realiza un barrido en el número de elementos del *subarray* de la agrupación de 35x35 y se calculan los parámetros de dispersión angular para cada uno de los tamaños NxN del *subarray*, para cada una de las cuatro configuraciones descritas anteriormente, se obtienen los siguientes resultados:

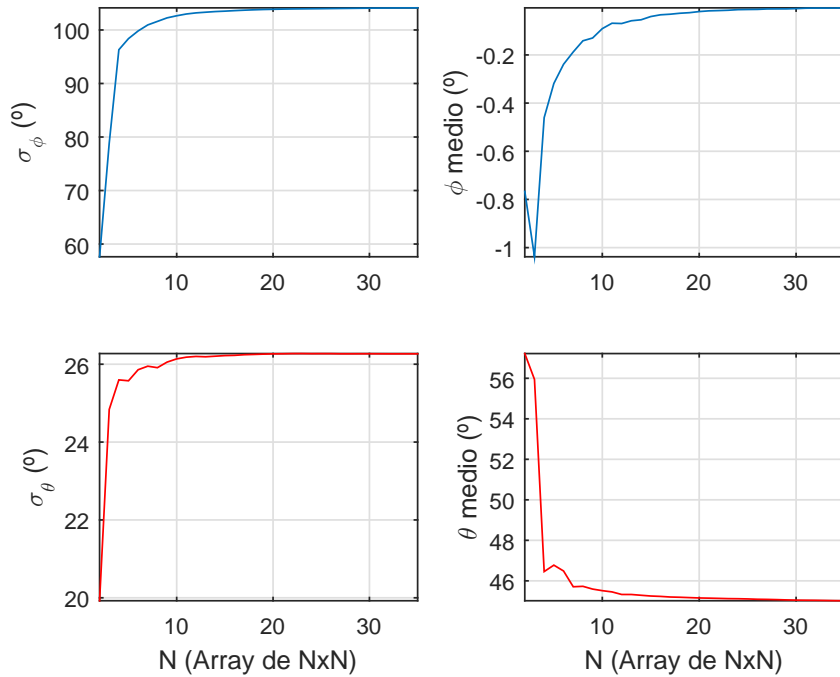


Figura 5.6: Angular spread y ángulo medio en Posición 1-VV para la contribución principal.

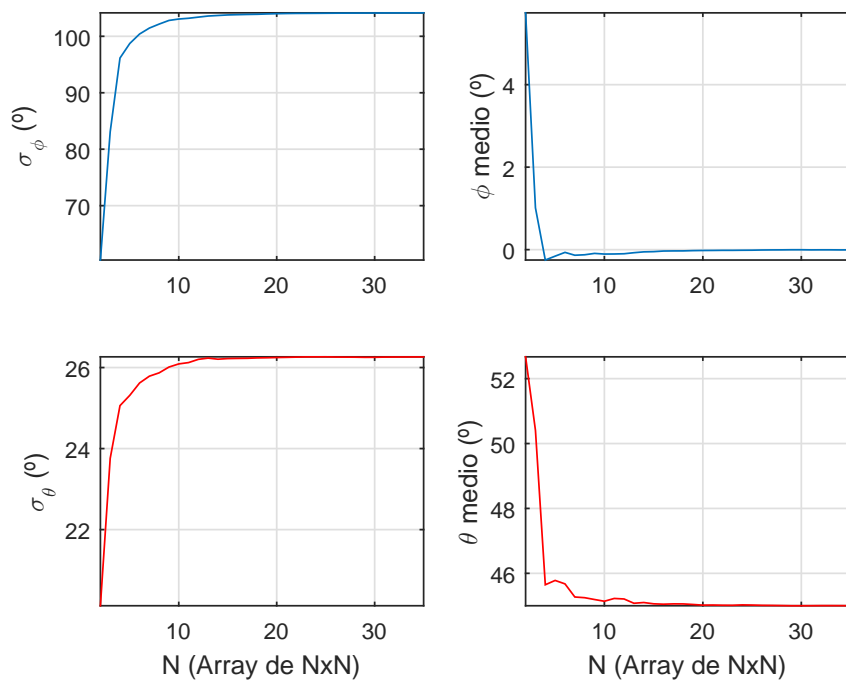


Figura 5.7: Angular spread y ángulo medio en Posición 1-HV para la contribución principal.

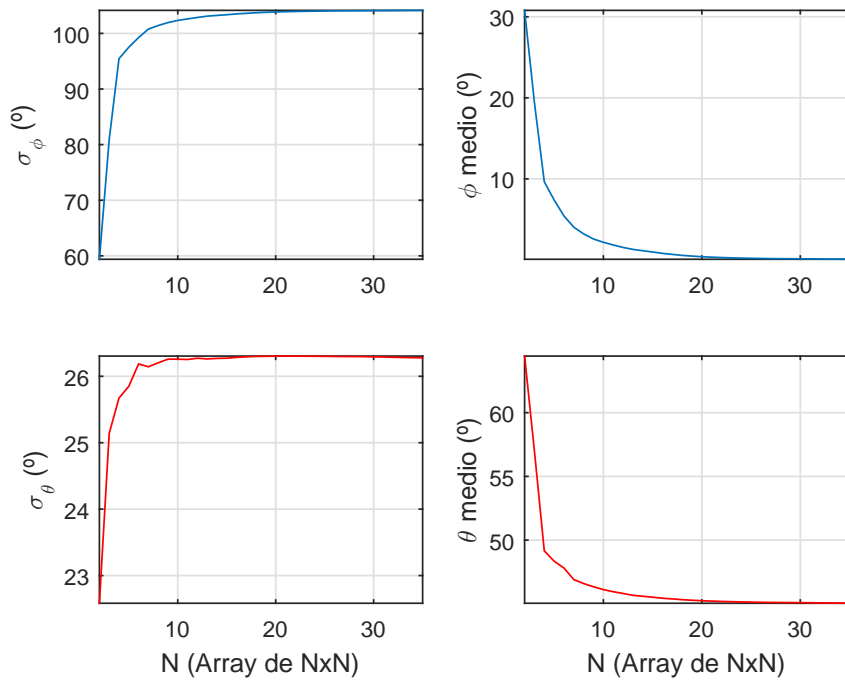


Figura 5.8: Angular spread y ángulo medio en Posición 1-VV-NLOS para la contribución principal.

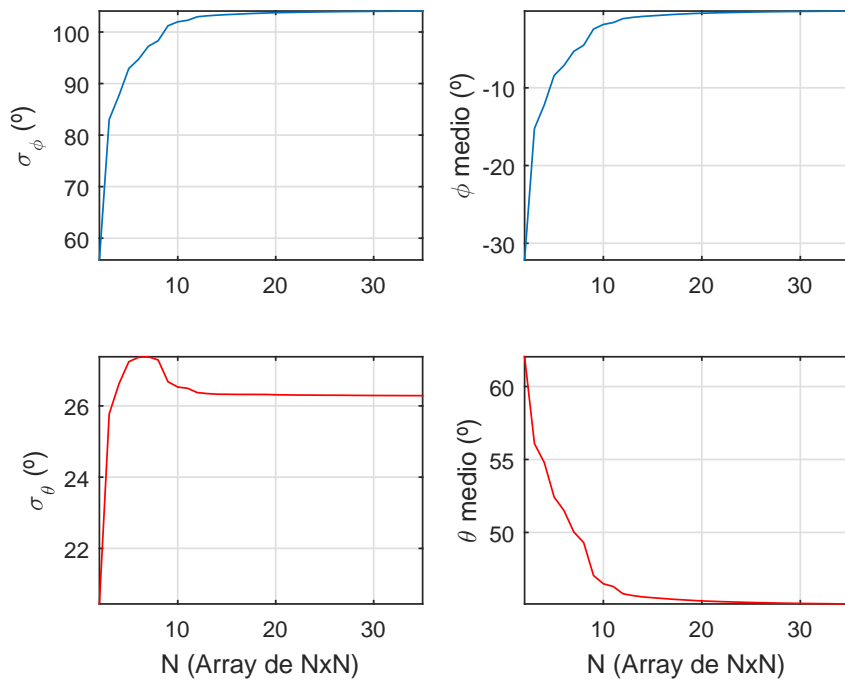


Figura 5.9: Angular spread y ángulo medio en Posición 2-VV para la contribución principal.

A la vista de los resultados en cuanto a *angular spread* y ángulo medio, se puede concluir que los valores de dispersión angular parecen estabilizarse en torno a un tamaño de *array* de 10x10. Si el tamaño del *array* es superior, se obtendrá una mejor resolución angular, tal y

como se describe en la sección 4.2.3, pero no se obtendrá mejora en cuanto a la estimación de los parámetros de dispersión angular. Se puede concluir, por tanto, que el tamaño óptimo del *array* con el que llevar a cabo la campaña de medidas es un 10x10. No obstante, para conseguir mejor resolución y asegurar que el *angular spread* se estima correctamente, se escoge un tamaño ligeramente mayor para realizar la campaña de medidas: 12x12.

5.3. Equipo de medidas

El equipo con el que se han realizado las medidas consta de los siguientes componentes:

- Analizador de redes vectorial modelo N5227A del fabricante *Keysight*, con un rango de funcionamiento de 10 MHz a 67 GHz. El equipo está valorado en 180.000 €.
- 3 amplificadores, con banda de trabajo de 55 a 67 GHz. Valorados en 3.800 € cada uno.
- 2 antenas omnidireccionales con un rango de funcionamiento de 55 a 67 GHz, valoradas en 3.085 € cada antena.
- Antena tipo bocina de 20 dB de ganancia aproximadamente, con un rango de trabajo de 50 a 75 GHz. Valorada en 1.800 €.
- Mesa de posicionamiento XY de *Arrick Robotics*, valorada en 3.500 €.
- Cables coaxiales con coste de 750 € por cable.
- PC de control para automatizar y controlar las medidas. Valorado en 500 € aproximadamente.

5.3.1. Esquema de montaje

El esquema de montaje de la sonda de canal empleada es el mostrado en la Figura 5.10. Dado que el parámetro de medida es el S_{21} , la antena transmisora se conecta al puerto 1 del analizador y, con propósito de aumentar la potencia de la señal radiada, se añade un amplificador a la entrada de la antena. Por otro lado, al puerto 2 del analizador se conecta la antena receptora y un par de amplificadores más para aumentar el nivel de la señal recibida, ya que la atenuación en la banda de frecuencia medida es elevada.

El PC que se muestra en la Figura 5.10 es el encargado de sincronizar y controlar la mesa de posicionamiento y el analizador de redes. Por una parte, la mesa de posicionamiento permite configurar el número de posiciones de medida en recepción y el espaciado entre ellas, de tal modo que las características del URA utilizado para estimar la dispersión angular y temporal del canal radio dependerán de dicha configuración. Por otra parte, el PC se encarga de ordenar al analizador de redes la medida del parámetro S_{21} en cada una de las posiciones de la mesa establecidas. Los parámetros principales a establecer del analizador son el SPAN, el número de puntos de medida, el ancho de banda de frecuencia intermedia y el promediado a emplear.

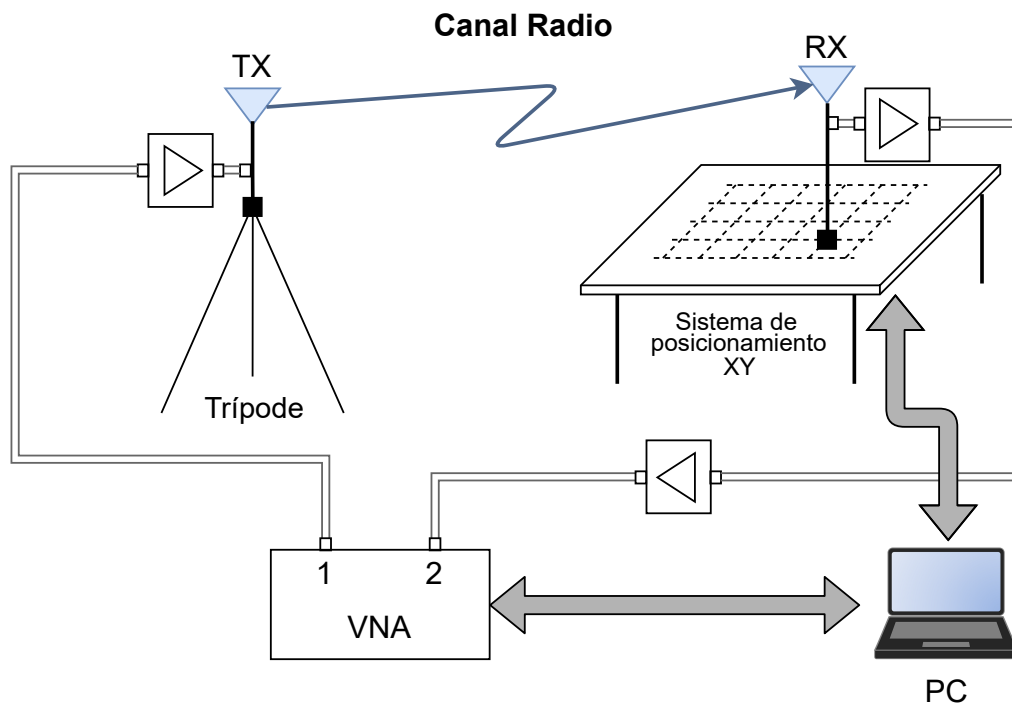


Figura 5.10: Esquema del equipo de medidas.

A modo de ejemplo, en la siguiente Figura se incluye el parámetro S_{11} de la antena tipo bocina:

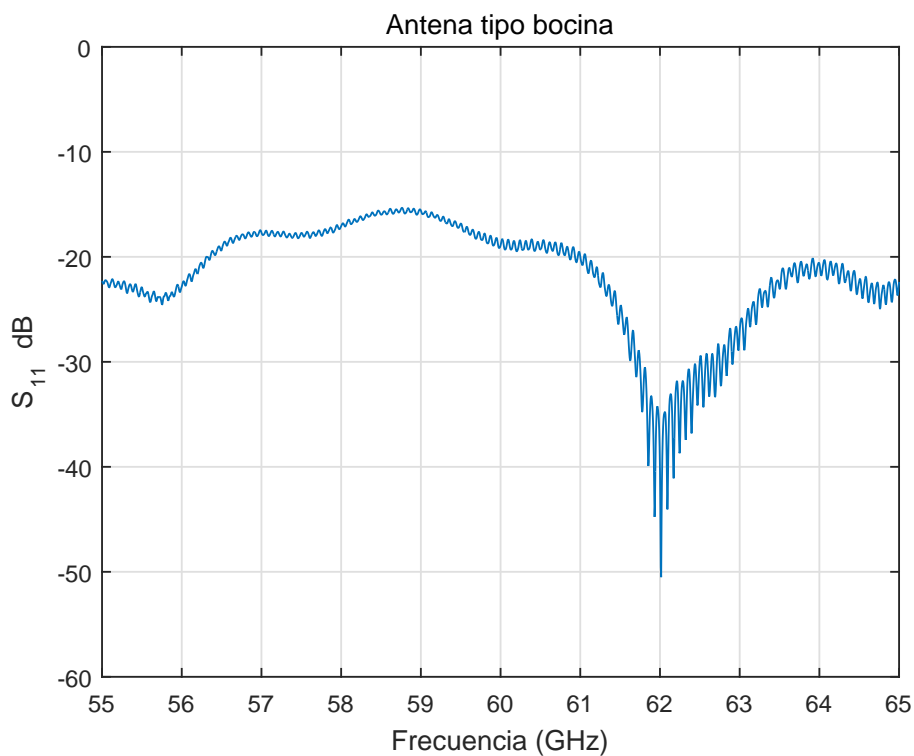


Figura 5.11: Parámetro S_{11} medido de la antena tipo bocina.

Dado que el parámetro S_{11} relaciona la onda de tensión reflejada con la onda de tensión incidente en el puerto 1, dicho parámetro indica la adaptación entre la antena y el puerto 1 del analizador, de modo que cuanto menor sea, menor será la potencia reflejada por la antena y mayor la potencia radiada. Dado que el parámetro S_{11} de la antena es menor que -15 dB en toda la banda de frecuencia, se puede concluir que la adaptación de la antena tipo bocina es buena.

5.3.2. Calibración del sistema

Para medir correctamente la respuesta en frecuencia del canal, $T(f, t_0)$, es necesario realizar una correcta calibración del equipo de medidas que permita eliminar el efecto de todo aquello que no sea el canal radio, ya que de lo contrario la medida estaría afectada por la respuesta de los cables, conectores y amplificadores del esquema de la Figura 5.10. Así pues, para realizar la calibración del sistema se realiza el montaje de la Figura 5.12. El atenuador que aparece, que no es más que un cable coaxial de una determinada longitud, se ha conectado para que un amplificador no sature al otro y distorsione la respuesta.

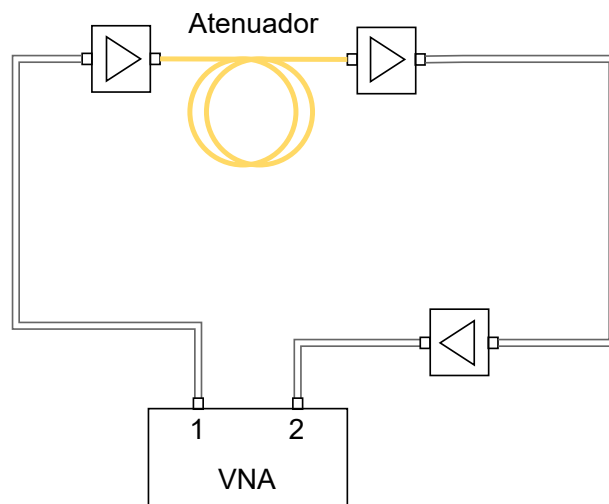


Figura 5.12: Esquema del montaje para calibrar el sistema.

El parámetro S_{21} medido en el analizador cuando se tiene montado el esquema de la figura 5.12 viene dado por la siguiente ecuación:

$$S_{21}(f) = C_{cables}(f) \cdot C_{conectores}(f) \cdot Amp(f) \cdot At(f), \quad (5.6)$$

donde $C_{cables}(f)$ representa la respuesta en frecuencia de los cables, $C_{conectores}(f)$ representa la respuesta en frecuencia de los conectores, $Amp(f)$ representa la respuesta en frecuencia de los amplificadores y $At(f)$ representa la respuesta en frecuencia del atenuador.

Para calibrar el equipo hay configurar el VNA de tal modo que el parámetro S_{21} que mida venga normalizado por la respuesta en frecuencia de los diferentes elementos del sistema de

medida, de modo que se consiga eliminar su efecto. Si se denomina $CAL(f)$ al parámetro $S_{21}(f)$ de la ecuación 5.6, el parámetro S_{21} que proporcionará el analizador una vez calibrado, $S'_{21}(f)$, viene dado por la siguiente ecuación:

$$S'_{21}(f) = \frac{1}{CAL(f)} S_{21}(f). \quad (5.7)$$

Por otro lado, en la situación de la Figura 5.10, el parámetro S_{21} vendrá dado por:

$$S_{21}(f) = C_{cables}(f) \cdot C_{conectores}(f) \cdot Amp(f) \cdot T(f, t_0). \quad (5.8)$$

De este modo, si se tiene el montaje de la figura 5.10 y el analizador está calibrado, la medida que se está obteniendo es la siguiente:

$$S'_{21}(f) = \frac{1}{CAL(f)} S_{21}(f) = \frac{T(f, t_0)}{At(f)}. \quad (5.9)$$

Como se puede apreciar en la ecuación 5.9, lo que el sistema de medida está proporcionando es la respuesta en frecuencia del canal radio pero normalizada por la respuesta en frecuencia del atenuador, por lo que al procesar las medidas se deberá eliminar dicho efecto para obtener, finalmente, la medida deseada:

$$T(f, t_0) = S'_{21}(f) \cdot At(f). \quad (5.10)$$

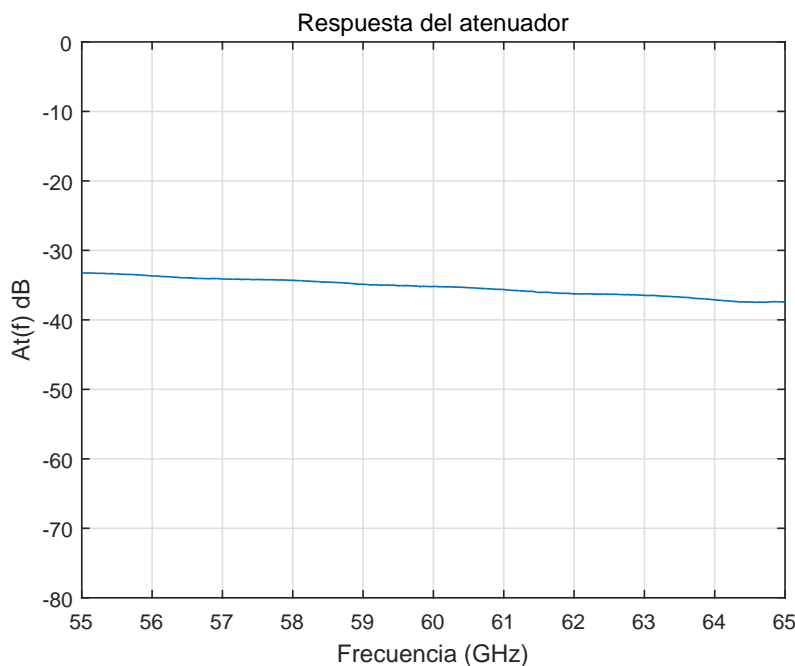


Figura 5.13: Respuesta en frecuencia medida de 55 a 65 GHz del atenuador utilizado en el sistema de medida.

5.4. Medidas realizadas

En esta sección se van a presentar los resultados obtenidos en la campaña de medidas realizada para caracterizar la dispersión angular y temporal del canal radio en la banda de 60 GHz. En primera instancia, las medidas se realizaron en la banda de 55 a 65 GHz, pero posteriormente se decidió ampliar el SPAN de 55 a 67 GHz para aprovechar el ancho de banda de funcionamiento de los amplificadores. Los escenarios de medida son los siguientes:

1. Laboratorio del Grupo de Radiación Electromagnética (GRE).
2. Sala de becarios del GRE.
3. Pasillo del iTEAM.

Para analizar los parámetros de dispersión temporal de las medidas y poder comparar los resultados obtenidos entre las diferentes posiciones y situaciones de medida, es importante establecer un umbral de ruido a aplicar sobre todos los PDP. El umbral de ruido se define como aquel valor definido respecto al máximo del PDP a partir del cual se considera que la señal recibida es ruido, de modo que las muestras que estén por debajo de dicho valor se pondrán a 0 ($-\infty$ en dB) para que no afecten a los parámetros de dispersión calculados. Así pues, el umbral de ruido considerado para todas las medidas es el siguiente:

Umbral de ruido	-43 dB
-----------------	--------

Tabla 5.2: Umbral de ruido empleado para el cálculo de los parámetros de dispersión temporal.

5.4.1. Laboratorio del Grupo de Radiación Electromagnética

El entorno de laboratorio es un entorno de *scattering* denso debido al elevado número de equipos y elementos que producen reflexiones que proporcionan, como resultado, un elevado número de contribuciones multicamino. Para comprobar el funcionamiento del algoritmo MUSIC y compararlo con el resultado que se obtendría realizando un barrido circular mecánico para estimar las direcciones de llegada, se han medido dos situaciones diferentes para comparar resultados: utilizando como receptor una antena directiva tipo bocina y utilizando como receptor un URA de 12x12 formado por antenas omnidireccionales, en la misma posición en la que estaba situada la antena bocina.

Antena bocina

La situación de medida se puede apreciar en la Figura 5.14. El barrido circular de la antena se realiza en 360°, girando la antena manualmente de 5° en 5° utilizando la rejilla que se muestra en el detalle de la Figura 5.14. Para estimar las direcciones de llegada con la bocina, lo que se hace es medir la potencia recibida por la antena en cada una de las posiciones angulares, con lo

que se obtiene el diagrama de potencia de la Figura 5.15. La distancia entre antenas es de 3.39 m aproximadamente, la altura de la antena transmisora es de 1.44 m y la altura de la antena receptora es de 1.26 m.

El ancho de haz de la antena es de unos 19° aproximadamente, lo que resulta ser un valor típico para este tipo de antenas. No obstante, para la aplicación con la que se va a utilizar, puede darse el caso de que una contribución angular de potencia elevada termine enmascarando contribuciones adyacentes de menor potencia, cosa que habrá que tener en cuenta a la hora de comparar los resultados con los que se obtienen con el algoritmo MUSIC.

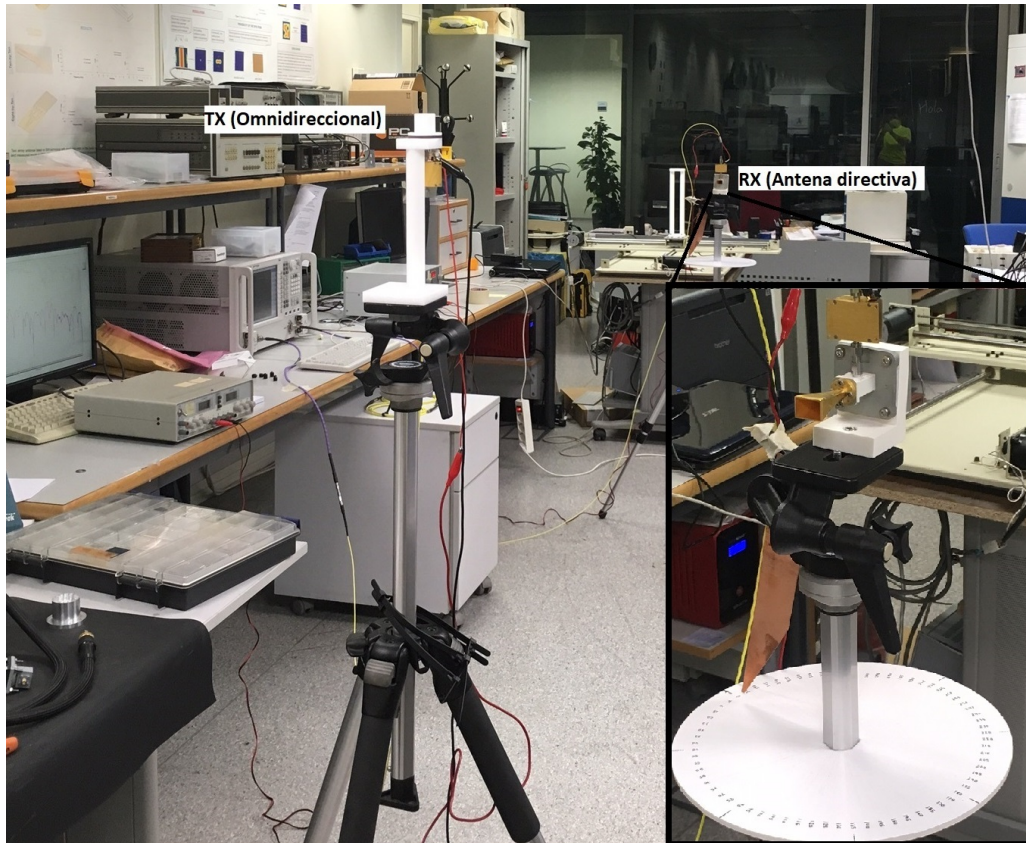


Figura 5.14: Escenario de medida.

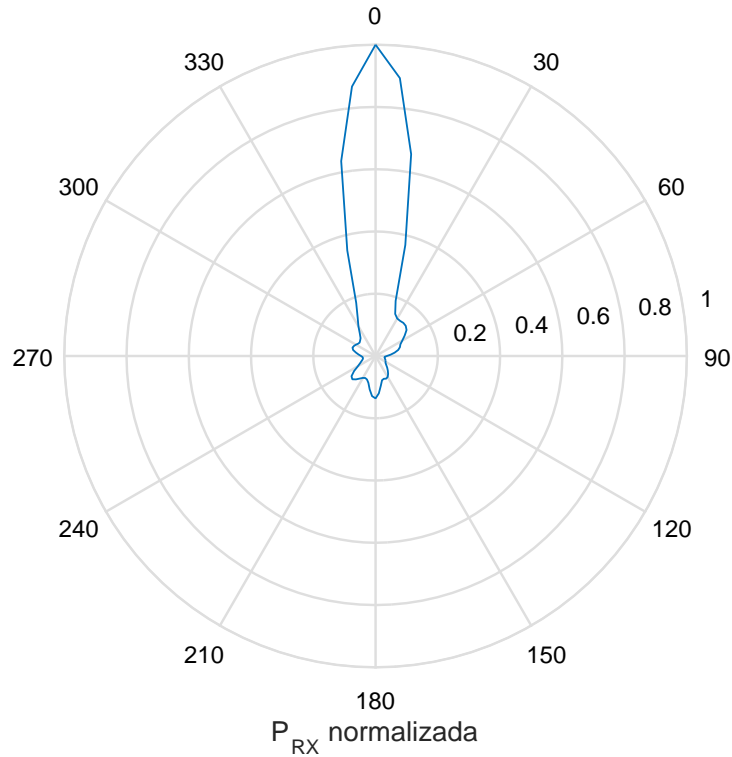


Figura 5.15: Diagrama de potencia medido con la bocina.

URA 12x12

En la misma situación de la figura 5.14 se sustituye la antena receptora por la mesa de posicionamiento XY con una antena omnidireccional, y desde el PC de control se configura un URA de tamaño 12x12 con espaciado de 2 mm (el espaciado tiene que ser inferior a $\lambda_0/2 = 2,5$ mm). El analizador de redes se configura para que mida de 55 a 65 GHz con 2048 puntos de medida, con un ancho de banda de frecuencia intermedia de 100 Hz y con un promediado de 2 barridos por medida.

Aplicando las ecuaciones de la sección 3.2.4 y considerando el umbral de ruido de -43 dB especificado anteriormente, los parámetros de dispersión temporal que se obtienen son los siguientes:

$\bar{\tau}$	σ_{τ}	I_P a -20 dB	W_q al 80 %
16.751 ns	12.953 ns	35.54 ns	10.42 ns

Tabla 5.3: Parámetros de dispersión temporal.

Los parámetros de la Tabla 5.3 se han obtenido promediando los parámetros de dispersión temporal obtenidos en cada uno de los elementos del URA.

Respecto al ancho de banda de coherencia, este se ha calculado para tres valores diferentes de autocorrelación:

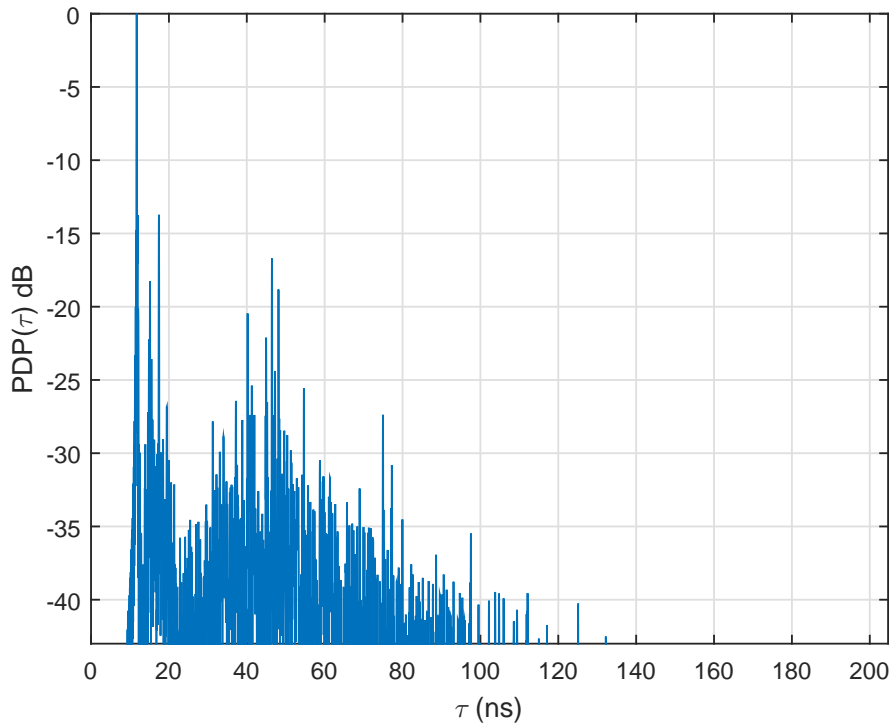


Figura 5.16: $PDP(\tau)$ - Laboratorio.

$R_T(\Omega)$	0.5	0.7	0.9
$B_c(MHz)$	3235.997	607.162	6.568

Tabla 5.4: Ancho de banda de coherencia.

En lo referente a la dispersión angular, el resultado que se obtiene al aplicar el algoritmo MUSIC es el mostrado en la Figura 5.17. La referencia de 0° , en este caso, es apuntando la mesa a la antena transmisora. Si se observa la Figura 5.14, las señales que están llegando con un ángulo ϕ de 30° a 60° se corresponden con las reflexiones en los equipos presentes en dicha Figura.

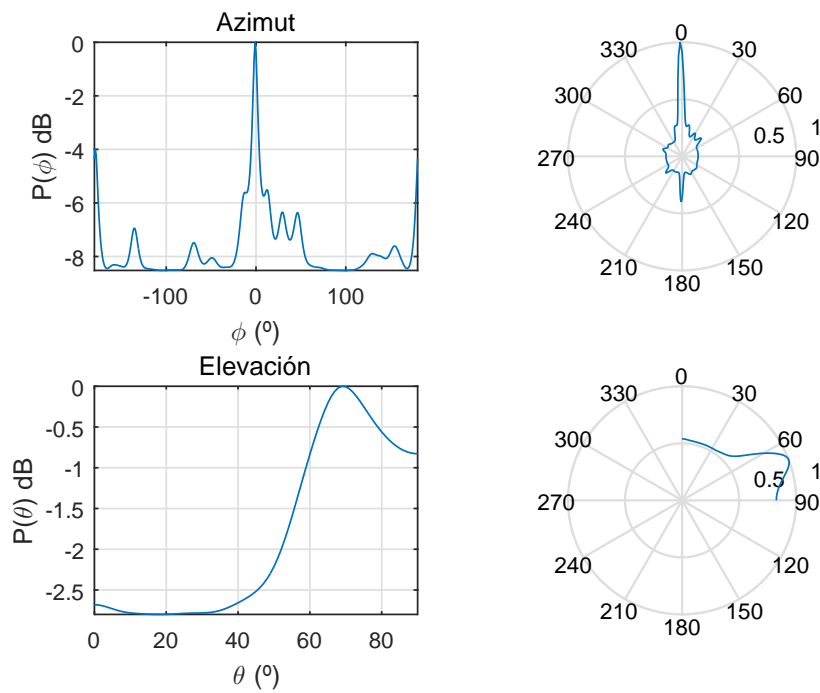


Figura 5.17: MUSIC-2D aplicado sobre el URA de 12x12.

Comparativa entre el URA y la bocina

En la Figura 5.18 se puede ver la comparativa entre la bocina y el URA en cuanto a la estimación de las direcciones de llegada. Como se puede apreciar, los principales picos del estimador MUSIC coinciden aproximadamente con el diagrama de potencia recibida de la bocina, por lo que se puede concluir que el funcionamiento del algoritmo es correcto. Además, el estimador MUSIC ofrece una resolución para la estimación DoA muy superior a la que se obtiene con la bocina.

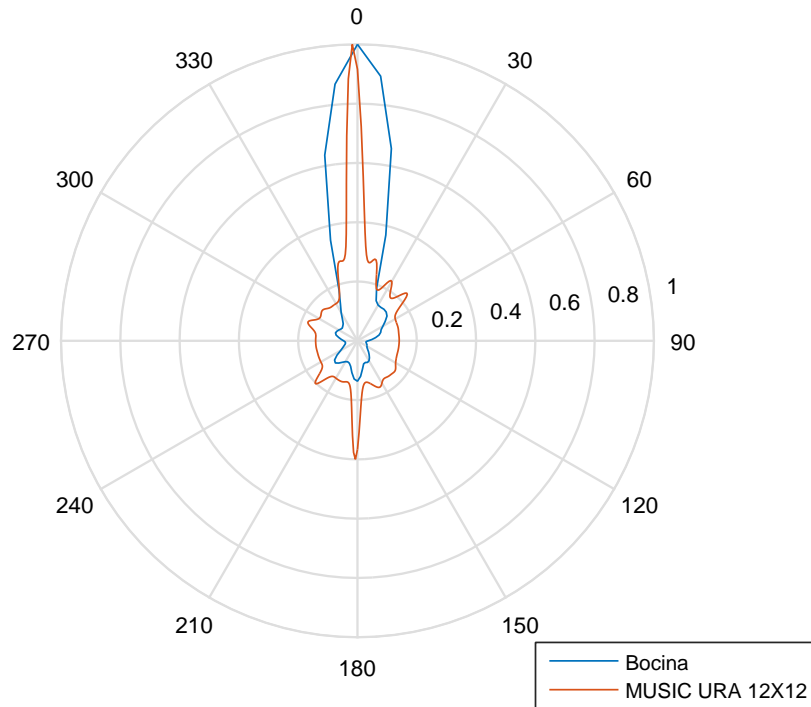


Figura 5.18: Comparativa en la estimación de DoA.

5.4.2. Sala de becarios del GRE

En la sala de becarios del GRE se han medido cuatro posiciones diferentes de antena transmisora/receptora. Tomando como referencia el sistema de posicionamiento de la Figura 5.19, las posiciones de medida son las mostradas en la siguiente Tabla:

	Receptor (x_0, y_0) (m)	h_{RX} (m)	Transmisor (x_0, y_0) (m)	h_{TX} (m)
Posición 1	(1.591, 3.845)	1.26	(4.435, 0.424)	1.44
Posición 2	(1.591, 3.845)	1.26	(2.600, 1.070)	1.44
Posición 3	(1.591, 3.845)	1.26	(4.825, 2.615)	1.44
Posición 4	(2.280, 3.820)	1.26	(3.950, 0.630)	1.76

Tabla 5.5: Posiciones de medida de la sala de becarios.

En todas las posiciones medidas la configuración utilizada es la misma. En lo referente al URA, el tamaño es de 12x12, con espaciado de 2 mm. En lo referente al analizador de redes, la banda de media va de 55 a 67 GHz, con 2048 puntos, 100 Hz de ancho de banda de frecuencia intermedia y un promediado de 2 barridos por posición.

La sala de becarios dispone de mesas y diversos equipos en los que se puede reflejar la señal, destacando la presencia de reflexiones en las paredes ya que, a diferencia del laboratorio, la sala es un espacio más abierto.

Posición 1

La situación de medida es la mostrada en las Figuras 5.19 y 5.20.

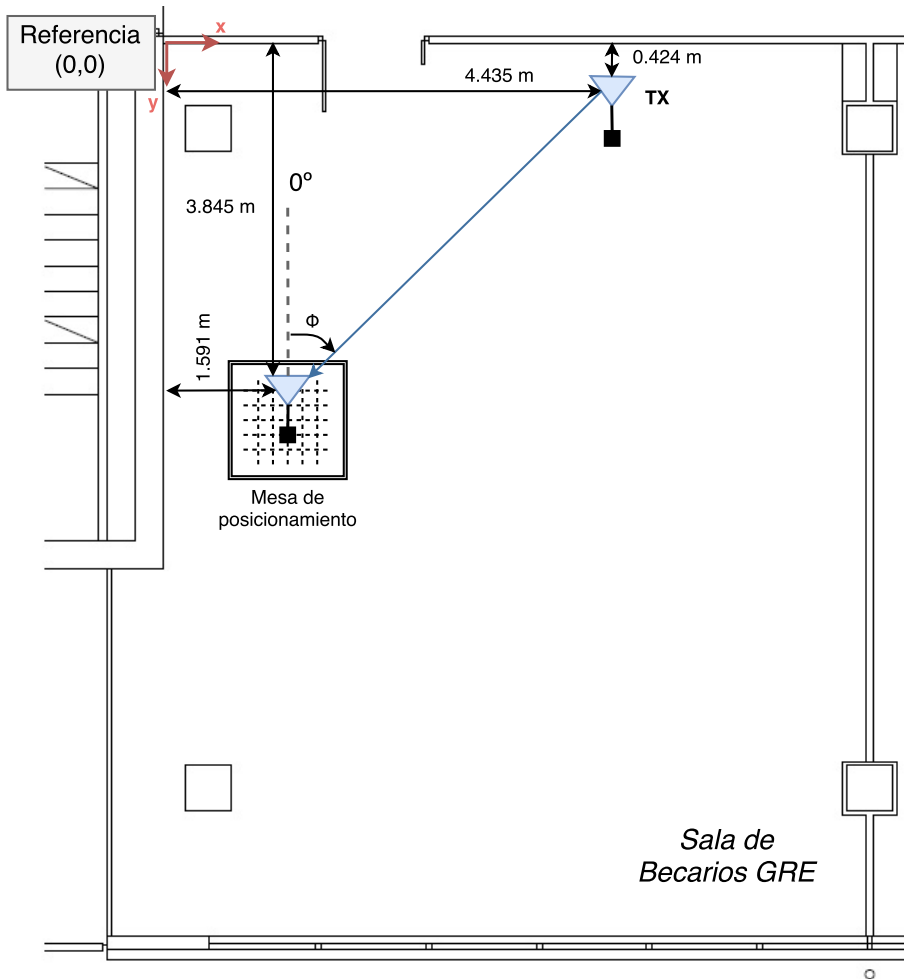


Figura 5.19: Posición 1 - Sala de becarios GRE.

Por un lado, los parámetros de dispersión temporal que se obtienen al realizar el promediado entre los resultados obtenidos en cada una de las posiciones del URA y considerando un umbral de ruido de -43 dB, son los siguientes:

$\bar{\tau}$	σ_{τ}	I_P a -20 dB	W_q al 80 %
21.078 ns	11.286 ns	26.501 ns	16.09 ns

Tabla 5.6: Posición 1 - Parámetros de dispersión temporal.

$R_T(\Omega)$	0.5	0.7	0.9
$B_c(MHz)$	116.717	25.105	7.841

Tabla 5.7: Posición 1 - Anchos de banda de coherencia.



Figura 5.20: Posición 1 - Sala de becarios GRE.

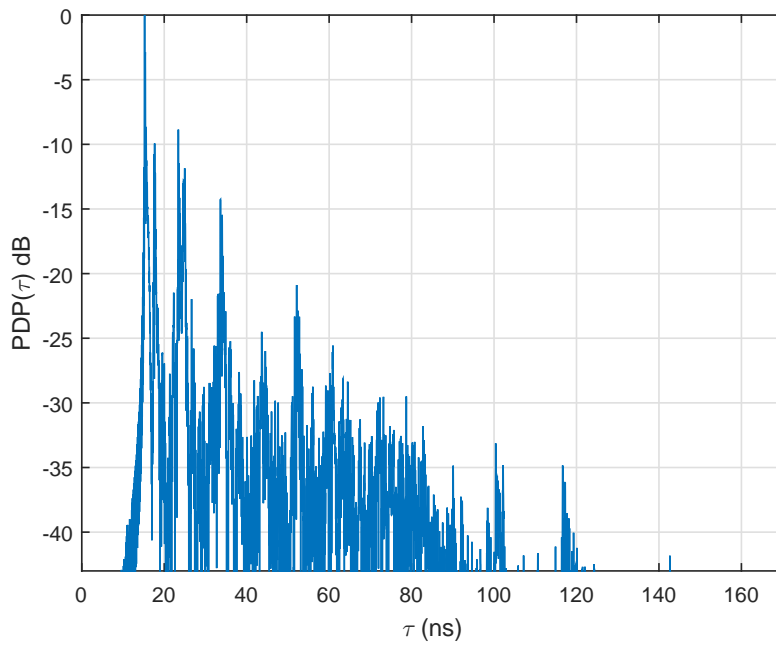


Figura 5.21: $PDP(\tau)$ - Sala de becarios, posición 1.

Por otro lado, la dispersión angular que se obtiene es la mostrada en la Figura 5.22. Como se puede apreciar, la contribución principal llega con $\phi = 38^\circ$, mientras que la reflexión en la pared más cercana a la mesa llega con $\phi = -59^\circ$ y la reflexión en la pared más lejana llega con $\phi = 66^\circ$. A partir de los datos de la Tabla 5.5, aplicando trigonometría se obtiene una dirección de llegada para la contribución principal de 39.74° , que coincide, de manera aproximada, con el resultado que proporciona el estimador MUSIC. El valor de σ_ϕ obtenido es de 98.08° , mientras que el valor de σ_θ que se obtiene es de 27.1° .

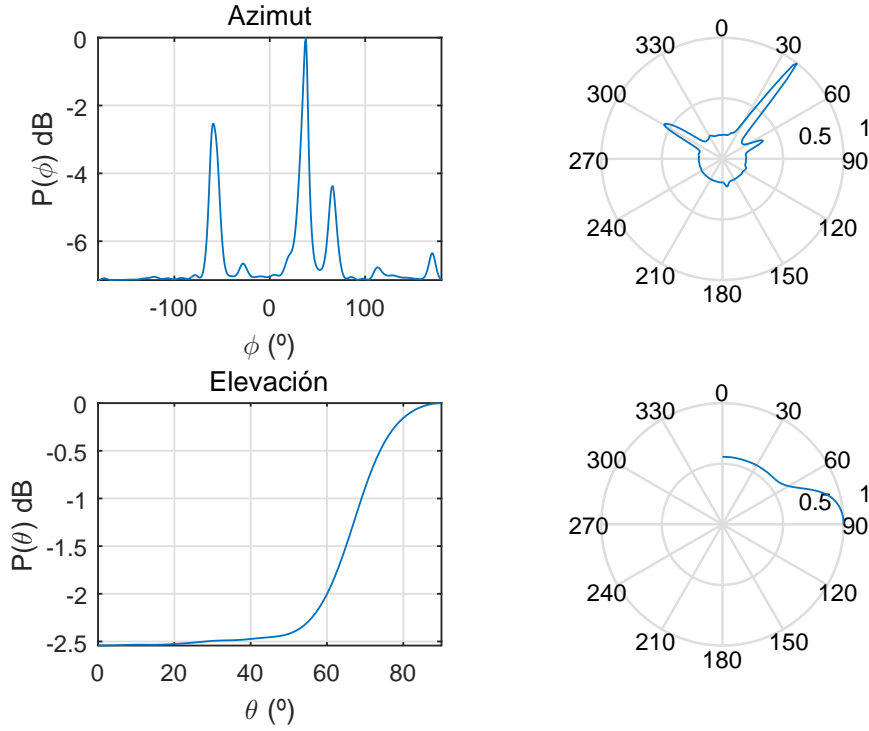


Figura 5.22: MUSIC-2D - Sala de becarios, posición 1.

Posición 2

La posición 2 de medida es la misma que la 1 pero acercando la antena transmisora a la puerta de la sala de becarios que aparece en las Figuras 5.19 y 5.20. En lo referente a los parámetros de dispersión temporal, el resultado obtenido es el mostrado en las tablas 5.8 y 5.9.

$\bar{\tau}$	σ_τ	I_P a -20 dB	W_q al 80%
14.857 ns	11.392 ns	26.705 ns	9.508 ns

Tabla 5.8: Posición 2 - Parámetros de dispersión temporal.

$R_T(\Omega)$	0.5	0.7	0.9
$B_c(MHz)$	563.982	58.809	7.866

Tabla 5.9: Posición 2 - Anchos de banda de coherencia.

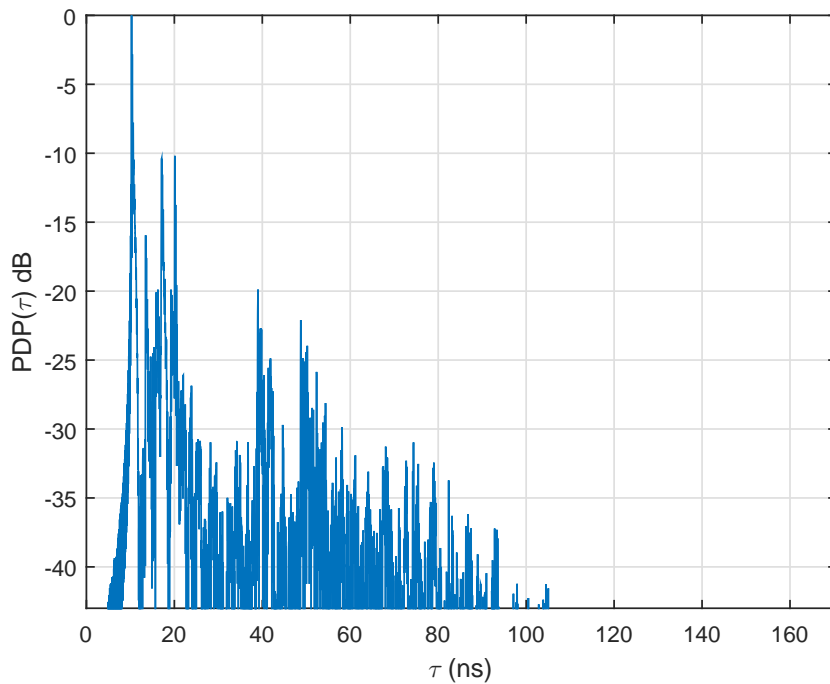


Figura 5.23: $PDP(\tau)$ - Sala de becarios, posición 2.

En lo referente a los parámetros de dispersión angular, el resultado obtenido es el que aparece en la Figura 5.24. La dirección principal de llegada que proporciona el estimador es $\phi = 19^\circ$. Si, de nuevo, se realiza la comparativa entre la dirección que se obtiene a partir del estimador con la dirección que se obtiene aplicando trigonometría con los datos de la tabla 5.5 ($\phi = 19,98^\circ$), se comprueba que ambas direcciones vuelven a coincidir. El valor de *angular spread* obtenido en elevación es de $\sigma_\theta = 26,71^\circ$, mientras que el obtenido en azimut es de $\sigma_\phi = 97,48^\circ$.

Dado que el algoritmo MUSIC emplea como parámetro de entrada la señal temporal recibida en cada una de las antenas, resulta interesante estudiar el efecto del enventanado en la estimación de las direcciones de llegada. Así pues, emplear un tipo de ventana u otra a la hora de procesar el parámetro S_{21} para obtener la señal temporal recibida en las antenas tiene el mismo efecto que se ha comentado con anterioridad en el PDP: al emplear otro tipo de ventanas diferentes a la rectangular se consigue mejorar el nivel de lóbulo principal a secundario, lo que supone una mejora en el margen dinámico para detectar contribuciones, aunque, a cambio, se está sacrificando resolución temporal (el ancho de lóbulo de la ventana rectangular es inferior al ancho de lóbulo del resto de ventanas). Por esto mismo, al cambiar de tipo de ventana para estimar las direcciones de llegada, puede darse la situación de que se detecten contribuciones que estaban enmascaradas por los lóbulos secundarios de otras contribuciones de mayor nivel. A modo de ejemplo, en la Figura 5.25 se compara el resultado que ofrece el estimador cuando se emplea una ventana de tipo *Hanning* frente a cuando se emplea una ventana rectangular. Como se puede apreciar, la estimación de DoA mejora tanto en elevación como en azimut, y la contribución que llega con $\phi = 177^\circ$ pasa a detectarse con claridad en comparación con la Figura 5.24.

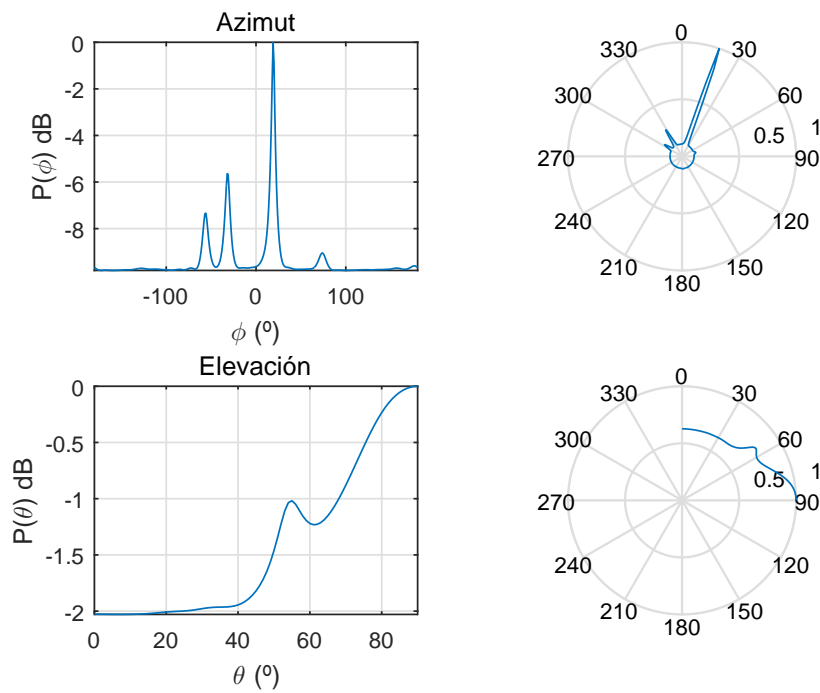


Figura 5.24: MUSIC-2D - Sala de becarios, posición 2.

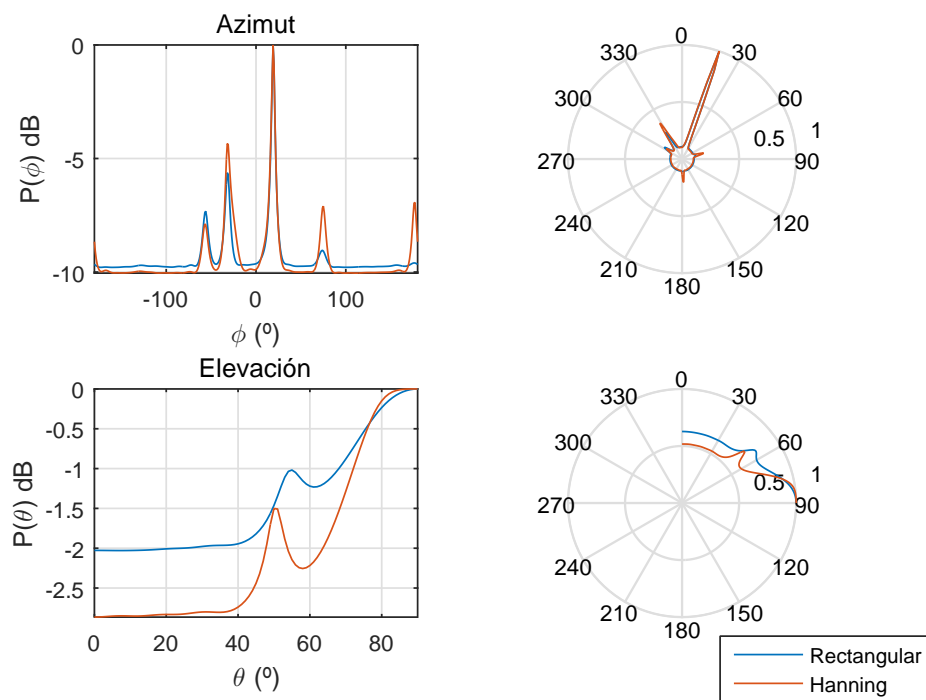


Figura 5.25: MUSIC-2D enventanado - Sala de becarios, posición 2.

Posición 3



Figura 5.26: Posición 3 - Sala de becarios GRE.

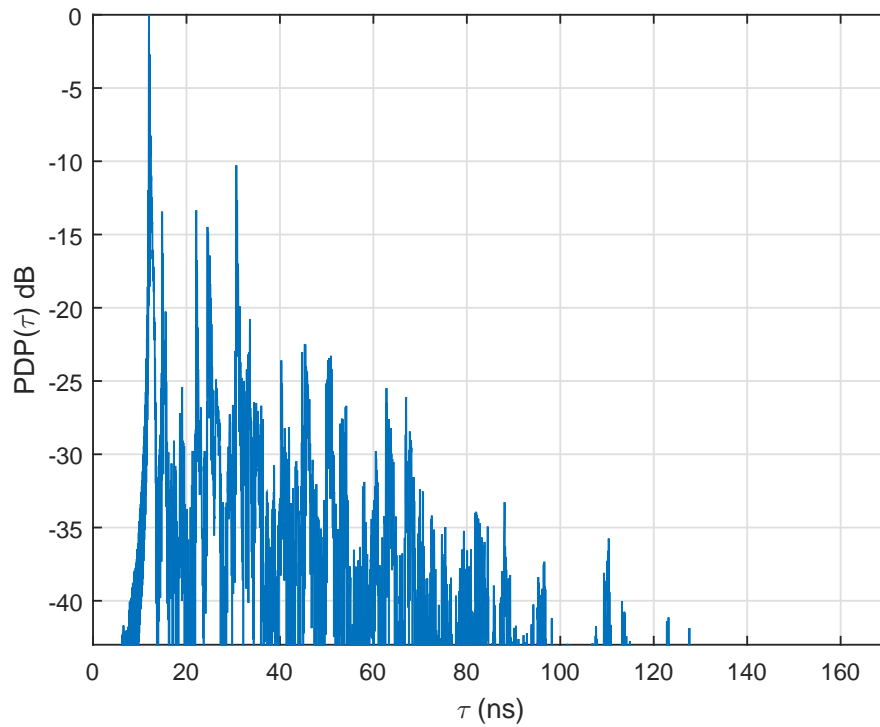


Figura 5.27: $PDP(\tau)$ - Sala de becarios, posición 3.

Los parámetros de dispersión temporal que se obtienen considerando un umbral de ruido de -43 dB y promediando entre todos los elementos del URA son los siguientes:

$\bar{\tau}$	σ_{τ}	I_P a -20 dB	W_q al 80 %
18.335 ns	12.821 ns	20.134 ns	18.692 ns

Tabla 5.10: Posición 3 - Parámetros de dispersión temporal.

$R_T(\Omega)$	0.5	0.7	0.9
$B_c(MHz)$	391.636	21.131	6.594

Tabla 5.11: Posición 3 - Anchos de banda de coherencia.

En cuanto a la dispersión angular, los valores que se obtienen son: $\sigma_{\phi} = 101,477^{\circ}$ y $\sigma_{\theta} = 26,594^{\circ}$. La dirección de la contribución principal que proporciona el estimador MUSIC de la Figura 5.28 ($\phi = 67^{\circ}$) coincide, aproximadamente, con la que se obtiene aplicando trigonometría con los datos de la Tabla 5.5 ($\phi = 69,18^{\circ}$).

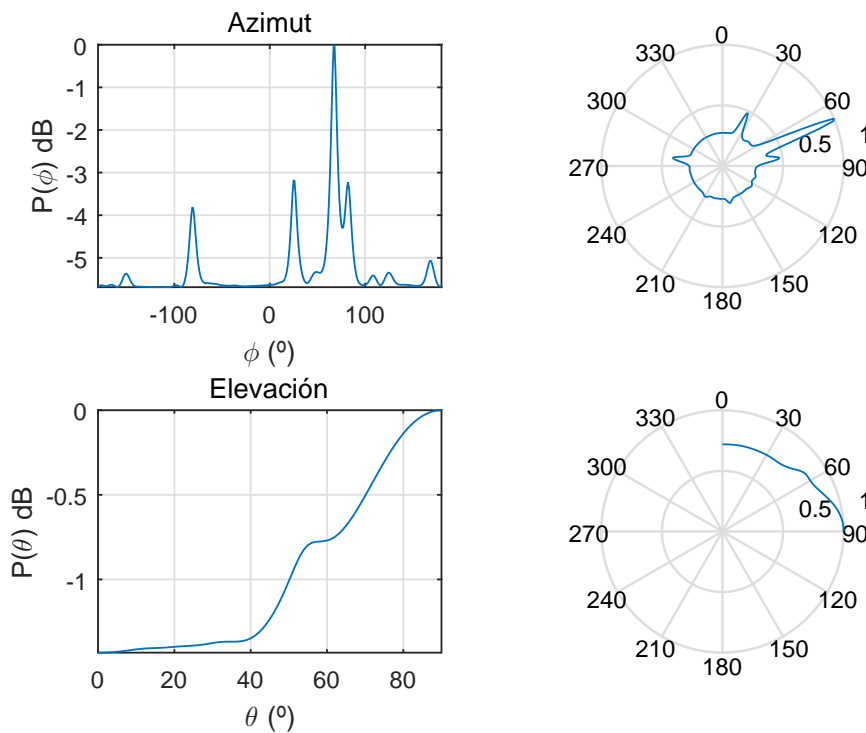


Figura 5.28: MUSIC-2D - Sala de becarios, posición 3.

Posición 4

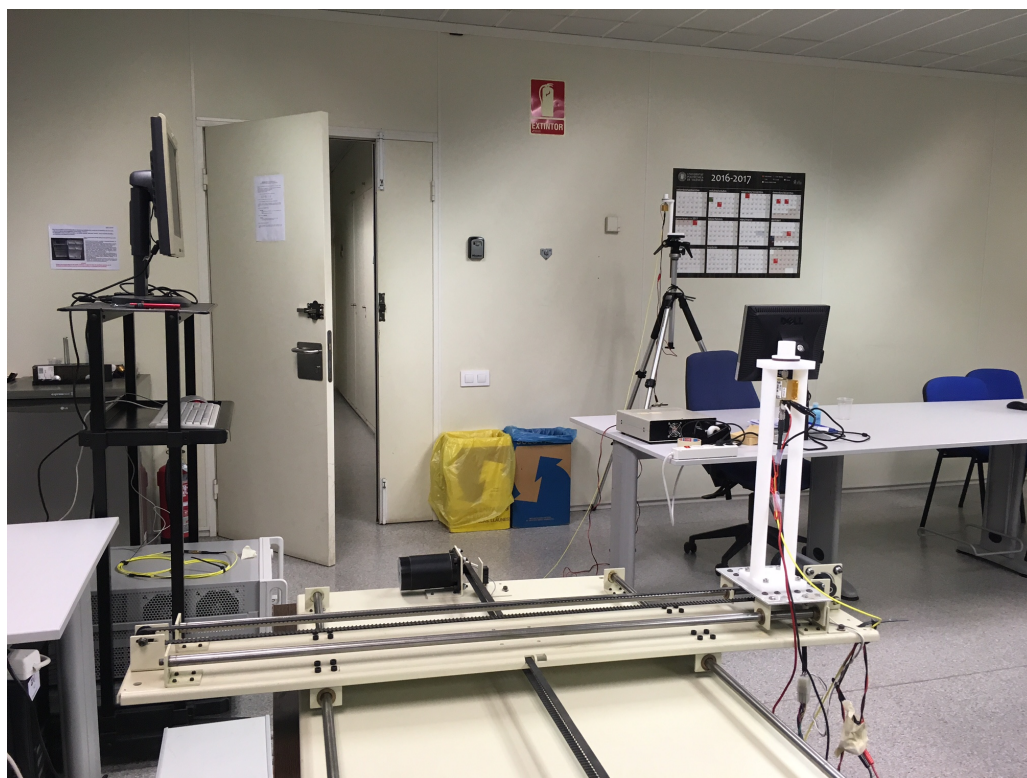


Figura 5.29: Posición 4 - Sala de becarios GRE.

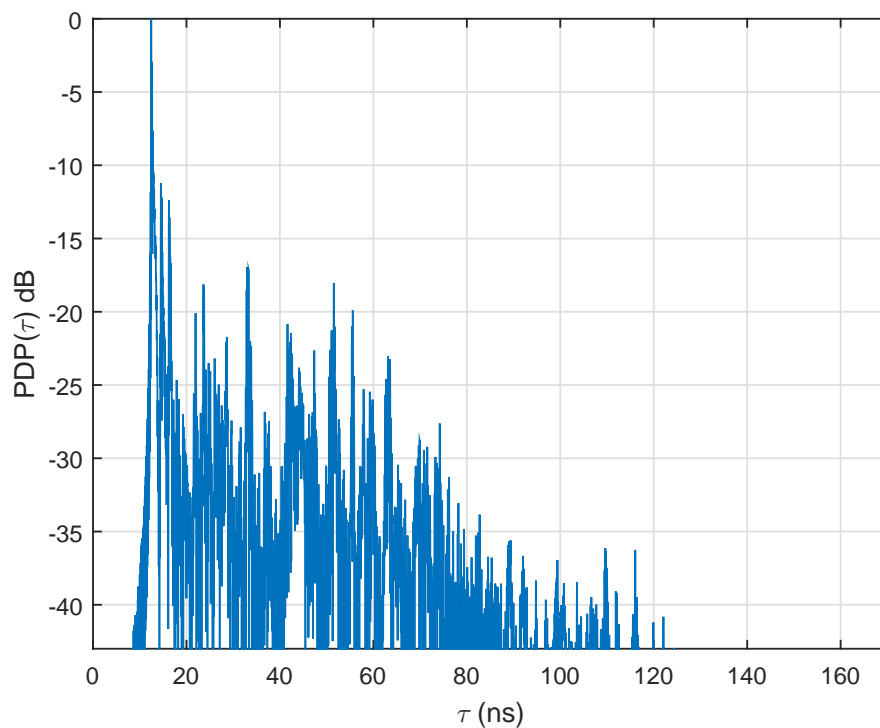


Figura 5.30: $PDP(\tau)$ - Sala de becarios, posición 4.

Los parámetros de dispersión temporal están calculados teniendo en cuenta un umbral de ruido de -43 dB, tal y como se puede apreciar en la Figura 5.30.

$\bar{\tau}$	σ_{τ}	I_P a -20 dB	W_q al 80 %
19.703 ns	14.367 ns	40.621 ns	23.748 ns

Tabla 5.12: Posición 4 - Parámetros de dispersión temporal.

$R_T(\Omega)$	0.5	0.7	0.9
$B_c(MHz)$	171.476	30.478	5.846

Tabla 5.13: Posición 4 - Anchos de banda de coherencia.

Por otro lado, la dispersión angular que se obtiene es la que aparece en la Figura 5.31. De nuevo, si a la hora de procesar las medidas se inventana el parámetro S_{21} con una ventana de tipo *Hanning*, la estimación de DoA mejora. La dirección de la contribución principal que se obtiene a partir de los datos de la tabla 5.5 es $\phi = 27,63^\circ$, que coincide, de manera aproximada, con la dirección ofrecida por el algoritmo MUSIC ($\phi = 25^\circ$). Los valores de *angular spread* obtenidos son: $\sigma_{\phi} = 99,97^\circ$ y $\sigma_{\theta} = 26,92^\circ$.

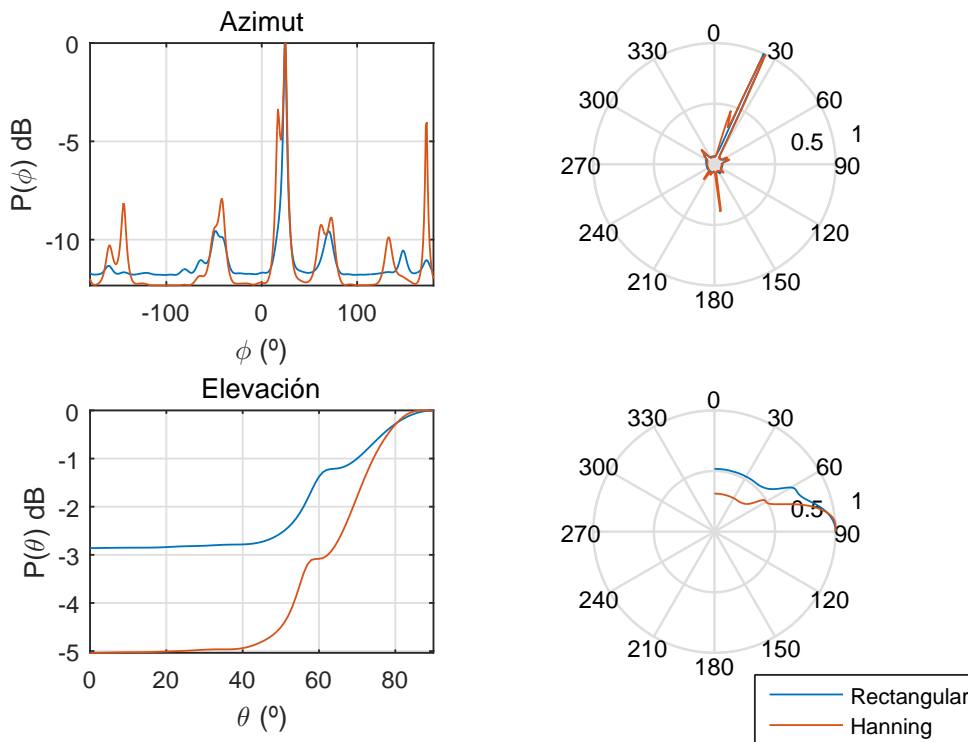


Figura 5.31: MUSIC-2D - Sala de becarios, posición 4.

5.4.3. Pasillo del iTEAM

La última parte de la campaña de medidas ha sido realizada en un pasillo, entrono con menor *scattering* y efecto multicamino de los analizados en la campaña. En esta ocasión se han medido dos situaciones: una con LOS y reflexiones en las paredes y otra en situación de NLOS en la que se produzca una difracción. Tomando como referencia el sistema de posicionamiento de la Figura 5.32, las posiciones de medida son las mostradas en la siguiente tabla:

	Receptor (x_0, y_0) (m)	h_{RX} (m)	Transmisor (x_0, y_0) (m)	h_{TX} (m)
NLOS	(4.320, 0.715)	1.26	(1.020, 3.280)	1.44
LOS	(4.320, 0.715)	1.26	(2.700, 0.740)	1.44

Tabla 5.14: Posiciones de medida del pasillo.

Respecto a la configuración del equipo de medidas, en ambas situaciones se ha empleado la misma: URA de tamaño 10x10 con espaciado de 2 mm, ancho de banda de medida de 55 a 67 GHz con 2048 puntos, un ancho de banda de frecuencia intermedia de 100 Hz y un promediado de 2 barridos. En esta ocasión se ha optado por un 10x10 debido a que el entorno presenta un menor número de contribuciones multicamino, por lo que dicho tamaño ya proporciona una resolución suficientemente buena.

NLOS

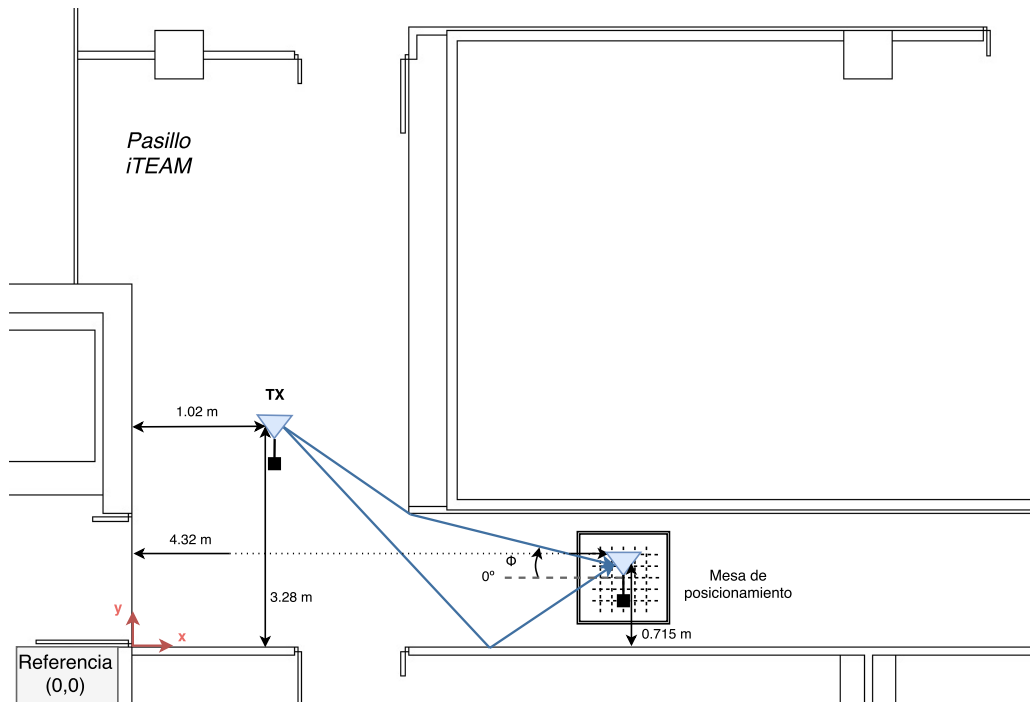


Figura 5.32: NLOS - Pasillo iTEAM (Esquema).



Figura 5.33: NLOS - Pasillo iTEAM (Fotografía).

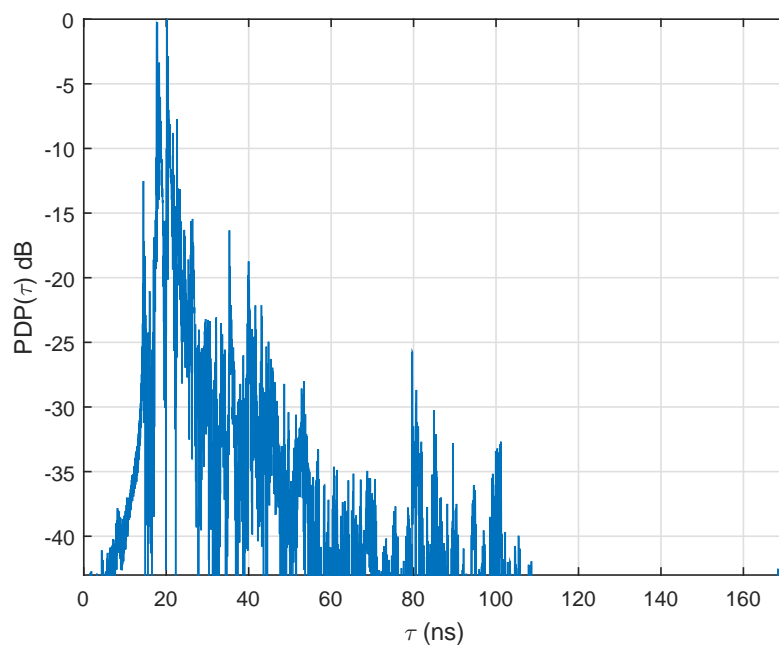


Figura 5.34: $PDP(\tau)$ - Pasillo iTEAM, NLOS.

Por un lado, los parámetros de dispersión temporal que se obtienen al realizar el promediado entre los resultados obtenidos en cada una de las posiciones del URA y considerando un umbral de ruido de -43 dB, son los mostrados en la siguiente Tabla:

$\bar{\tau}$	σ_{τ}	I_P a -20 dB	W_q al 80 %
20.56 ns	6.034 ns	23.809 ns	5.466 ns

Tabla 5.15: NLOS - Parámetros de dispersión temporal.

$R_T(\Omega)$	0.5	0.7	0.9
$B_c(MHz)$	97.514	61.019	19.951

Tabla 5.16: NLOS - Anchos de banda de coherencia.

Por otro lado, tal y como se puede apreciar en la Figura 5.35, se obtienen dos contribuciones angulares principalmente. Este es el resultado que cabía esperar a partir de la situación mostrada en las Figuras 5.32 y 5.33: una difracción y una reflexión en la pared. El valor de *angular spread* obtenido en azimut es de $\sigma_{\theta} = 27,07^{\circ}$, mientras que en elevación es de $\sigma_{\phi} = 96,75^{\circ}$.

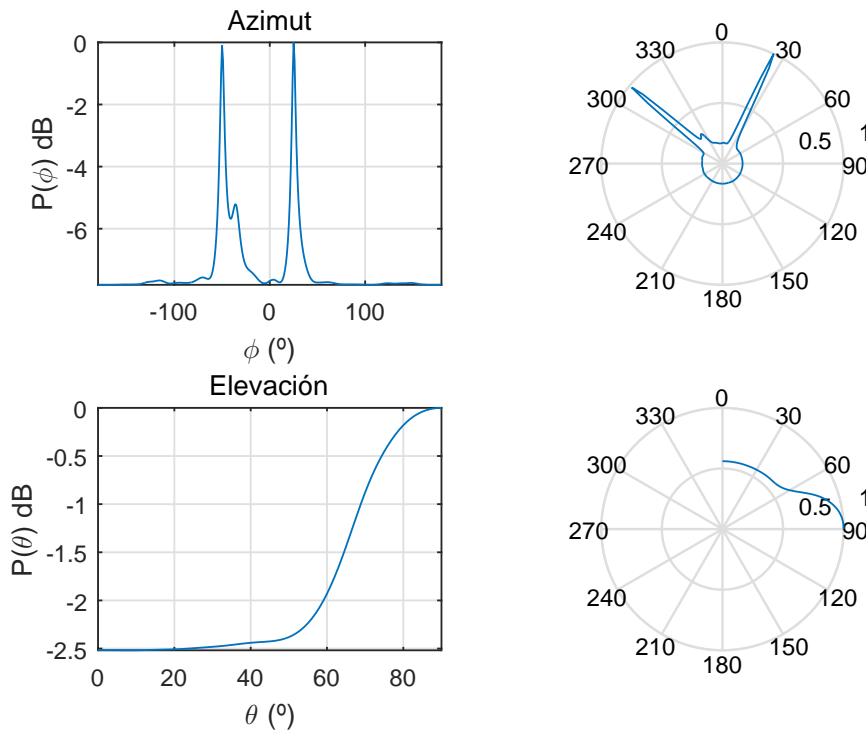


Figura 5.35: MUSIC-2D - Pasillo iTEAM, NLOS.

LOS

La situación de la antena transmisora y la mesa de posicionamiento con la antena receptora es la siguiente:



Figura 5.36: LOS - Pasillo iTEAM.

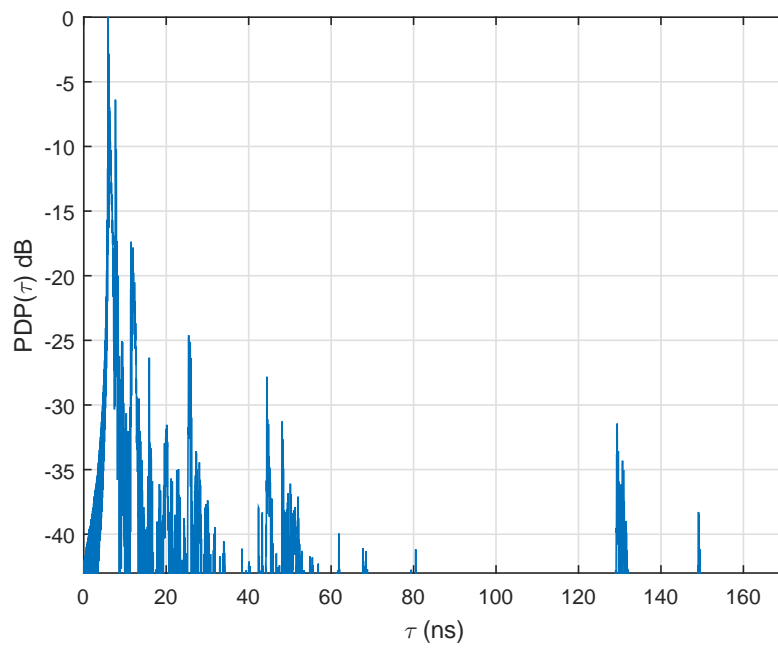


Figura 5.37: $PDP(\tau)$ - Pasillo iTEAM, LOS.

Los parámetros de dispersión temporal obtenidos a partir de los PDP de las diferentes posiciones de medida del URA, considerando un umbral de ruido de -43 dB, son los siguientes:

$\bar{\tau}$	σ_{τ}	I_P a -20 dB	W_q al 80 %
7.304 ns	5.839 ns	5.828 ns	2.091 ns

Tabla 5.17: LOS - Parámetros de dispersión temporal.

$R_T(\Omega)$	0.5	0.7	0.9
$B_c(MHz)$	408.346	178.895	54.615

Tabla 5.18: LOS - Anchos de banda de coherencia.

En lo referente a la dispersión angular, el resultado obtenido al aplicar el algoritmo MUSIC es el esperado: una contribución principal correspondiente a la componente LOS y dos reflexiones de menor nivel correspondientes a las reflexiones en las paredes. Los valores de *angular spread* obtenidos son: $\sigma_{\phi} = 85,37^{\circ}$ y $\sigma_{\theta} = 27,296^{\circ}$. Si se compara la dirección de llegada que proporciona el estimador en elevación para la contribución principal ($\theta = 81^{\circ}$) con la que se obtiene aplicando trigonometría a partir de los datos de la Tabla 5.14 ($\theta = 83,66^{\circ}$), se comprueba que ambos coinciden de manera aproximada, por lo que la estimación realizada es correcta.

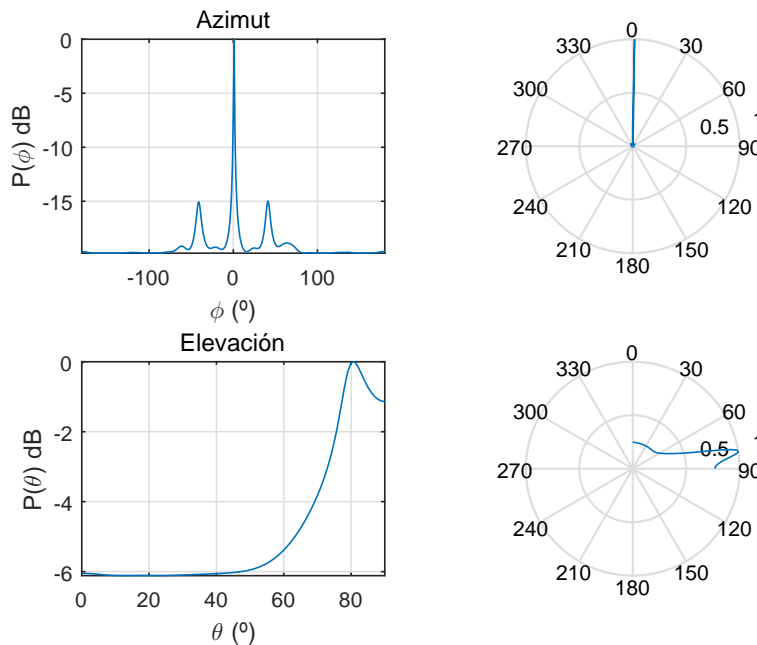


Figura 5.38: MUSIC-2D - Pasillo iTEAM, LOS.

5.5. Análisis de los resultados obtenidos

El objetivo de esta sección es analizar y comparar los datos de dispersión obtenidos en la campaña de medidas realizada.

En primer lugar, los resultados obtenidos en el laboratorio indican un elevado nivel de dispersión temporal, con un valor de *delay spread* de 12.953 ns, un intervalo de propagación calculado a -20 dB de 35.54 ns y una ventana de retardo al 80 % de 10.42 ns. En lo referente al ancho de banda de coherencia, el resultado obtenido a un valor de 0.9 de la función de autocorrelación es de 6.57 MHz, lo que indica una elevada selectividad en frecuencia, producto de la dispersión temporal generada por las contribuciones multicamino.

En segundo lugar, el valor de *delay spread* medio que se obtiene en las medidas realizadas en la sala de becarios es de 12.47 ns, con valores que oscilan entre los 11.286 ns y los 14.367 ns. En cuanto al intervalo de propagación a -20 dB, el valor medio obtenido es de 28.49 ns, con un valor mínimo de 20.134 ns y un valor máximo de 40.621 ns, indicando una alta presencia de contribuciones multicamino con un nivel de potencia considerable. Respecto a la ventana de retardo calculada para el 80 % de la energía, el valor medio que se obtiene es de 17.01 ns. El ancho de banda de coherencia medio calculado a un factor 0.9 de la función de autocorrelación es de 7.04 MHz. Si se comparan los resultados obtenidos en cada posición de medida entre sí, se aprecia que la posición con mayor dispersión temporal de toda la campaña de medidas es la posición 4 de la sala de becarios, donde se obtienen los valores máximos de *delay spread* (14.367 ns), intervalo de propagación (40.621 ns) y ventana de retardo (23.748 ns), además del mínimo ancho de banda de coherencia a 0.9, que se sitúa en 5.85 MHz, lo que nos indica que la posición de medida es la que mayor número de contribuciones multicamino presenta y, por tanto, mayor selectividad en frecuencia.

En tercer lugar, los resultados de las medidas realizadas en el pasillo indican, tal y como cabía esperar, una baja dispersión temporal, con un valor medio de *delay spread* de 5.94 ns, un intervalo de propagación medio a -20 dB de 14.82 ns y una ventana media de retardo al 80 % de la energía de 3.78 ns. En lo referente al ancho de banda de coherencia a 0.9, el valor medio que se obtiene es de 37.28 MHz. Resulta interesante comparar las dos posiciones de medida realizadas en el pasillo, puesto que una de ellas se realizó en condiciones de LOS y otra en condiciones de NLOS. El *delay spread* en ambos casos presenta un valor similar, siendo de 6.034 ns en el caso de NLOS y de 5.839 ns en el caso de LOS. Por otro lado, el intervalo de propagación a -20 dB es considerablemente superior en el caso de NLOS (23.809 ns) comparado con la situación de LOS (5.828 ns). Esto es debido a que en el caso de LOS la componente directa tiene una potencia muy superior al resto de componentes reflejadas en las paredes, mientras que en el caso de NLOS las reflexiones y difracciones principales presentan un nivel de potencia similar. Además, puesto que la dispersión temporal es menor en el caso de LOS, el ancho de banda de coherencia a un factor de autocorrelación de 0.9 es superior al caso de NLOS (54.615 MHz frente a 19.951 MHz).

Si se realiza una comparativa general entre los tres escenarios de medida (laboratorio, sala de becarios y pasillo), se obtiene que el entorno más dispersivo es el de laboratorio, ya que los valores de *delay spread* y de intervalo de propagación medidos son mayores que los valores

medios del resto de entornos. El entorno de pasillo, por su parte, es el que menor dispersión temporal presenta. Este resultado es el que se esperaba puesto que el entorno de laboratorio es el que presenta mayor número de contribuciones multicamino originadas por los múltiples equipos presentes en la sala, mientras que en el pasillo el número de contribuciones multicamino que se generan es considerablemente menor. Por otro lado, el entorno de la sala de becarios tiene un menor número de contribuciones multicamino en media (teniendo en cuenta las cuatro posiciones de medida) en comparación con el de laboratorio, pero estas presentan un nivel mayor que las contribuciones generadas en el laboratorio, debido a que la sala de becarios es un entorno más abierto y que las antenas transmisora y receptora presentan visión directa con las cuatro paredes.

Por otra parte, resulta interesante analizar más en detalle los valores de ancho de banda de coherencia obtenidos en las medidas de laboratorio, puesto que no coinciden, a priori, con lo que se podría esperar. Dado que se trata de un entorno de *scattering* denso con un elevado número de contribuciones multicamino, el resultado que cabría esperar es que los anchos de banda de coherencia que se obtienen sean bajos, puesto que la dispersión temporal del canal es elevada. Pero esto no ocurre, ya que los valores medidos a 0.5 de autocorrelación ($B_c = 3236MHz$) y a 0.7 de autocorrelación ($B_c = 607,16MHz$) son los máximos respecto al resto de situaciones medidas. Esto podría ser debido a que los desvanecimientos en frecuencia que se producen en la posición de medida del laboratorio son de menor nivel que los que se producen en el resto de entornos medidos, en los que la selectividad en frecuencia experimentada es mayor. Esto se puede apreciar en la Figura 5.39, donde se comparan los parámetros S_{21} medidos en los tres entornos.

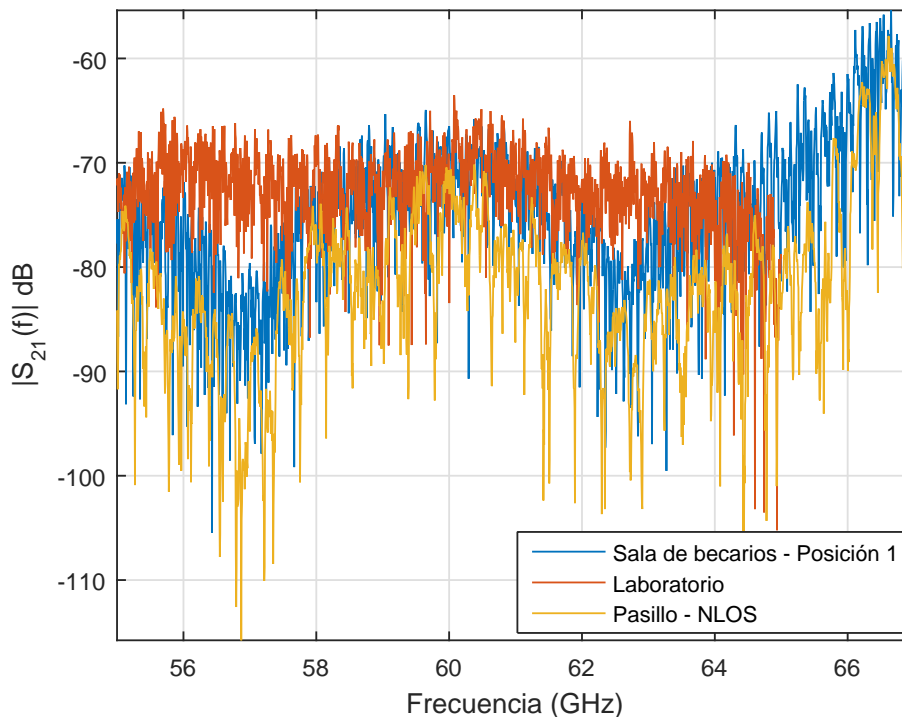


Figura 5.39: Comparativa de la selectividad en frecuencia de los entornos de medida.

En lo referente a la estimación de los ángulos de llegada, en el laboratorio se han estimado las direcciones de llegada de, aproximadamente, 9 componentes angulares principales, presentando las contribuciones multicamino un nivel considerablemente inferior a la componente principal que llega con visión directa en $\phi = 0^\circ$. En la sala de becarios, el nivel de las contribuciones multicamino que llegan con un ángulo diferente al de la contribución principal es mayor que el nivel que presentan en el laboratorio, tal y como se ha comentado con anterioridad. En el pasillo, en la situación de NLOS, la componente que se corresponde con la difracción en la pared y la componente que se corresponde con la reflexión en la otra pared llegan con el mismo nivel, mientras que en la situación de LOS la componente directa llega con un nivel muy superior al de las reflexiones en las paredes, debido a la poca distancia entre antenas.

Capítulo 6

Conclusiones y líneas futuras

6.1. Conclusiones

Los resultados obtenidos indican que, empleando la banda de 60 GHz en entornos con bajo número de componentes multicamino, el *delay spread* que se puede esperar está en torno a los 6 ns, mientras que el ancho de banda de coherencia a 0.9 ronda desde los 20 hasta los 55 MHz, dependiendo de si existe o no visión directa entre antenas. Por otro lado, en entornos cerrados como puede ser una sala con diversas mesas y ordenadores en los que existe visión directa entre antenas (similar a la sala de becarios de la campaña), los resultados que se obtienen muestran una alta dependencia de la posición relativa entre antenas, existiendo alta variabilidad entre los valores de *delay spread*, que se sitúan alrededor de 11.3 ns en el mejor de los casos y 14.4 ns en el peor de los casos. Los resultados de las medidas indican que el valor de ancho de banda de coherencia a 0.9 que se puede esperar es de, aproximadamente, 7 MHz. Por último, en entornos de *scattering* denso, como puede ser un entorno de laboratorio con multitud de equipos y dispositivos en los que puede reflejarse la señal, el *delay spread* que se ha obtenido es de, aproximadamente, 13 ns, con un ancho de banda de coherencia a 0.9 de 6.6 MHz y un intervalo de propagación a -20 dB de 35.5 ns. No obstante, dado que únicamente se ha medido una posición en el laboratorio, no se pueden extraer conclusiones respecto a este tipo de entornos.

Respecto a la estimación de las direcciones de llegada empleando el algoritmo MUSIC, se ha demostrado su correcto funcionamiento comparando los resultados de las medidas realizadas con una bocina directiva con los resultados ofrecidos por la implementación del algoritmo, y, además, los cálculos trigonométricos de las direcciones de llegada de las componentes principales coinciden, de manera aproximada, con los resultado que ofrece el estimador en todos los casos de medida. La correcta estimación de los ángulos de llegada resulta clave para las técnicas de *beamforming* adaptativo, cuyo objetivo es conseguir captar todas las contribuciones multicamino principales para realizar su suma de manera coherente y obtener lo que se denomina ganancia multicamino, que permite mejorar las características del canal radio.

6.2. Líneas de trabajo futuras

Este Trabajo Fin de Grado fija el marco de referencia para trabajos futuros, como por ejemplo la implementación de algoritmos más modernos y complejos como pueden ser RiMAX [10] y SAGE [11], que a partir de estimaciones basadas en máxima verosimilitud son capaces de proporcionar una reconstrucción del *Power Delay Profile* y de proporcionar diagramas que representan la dirección de llegada en función del retardo.

Por otro lado, también es interesante probar agrupaciones de antenas en 3D que permitan la estimación de las direcciones de llegada en cualquier dirección posible, de modo que no se limite la estimación del ángulo de elevación en un rango de 0 a 90°, como ocurre al emplear URA. Esto se puede implementar a través del algoritmo MUSIC descrito en el capítulo 4, definiendo el correspondiente vector de *steering* de la nueva agrupación diseñada.

Como posible mejora de este TFG, se podrían realizar un mayor número de medidas en el entorno de laboratorio, dado que únicamente se ha medido una posición. Esto es debido a que el propósito de dichas medidas era la evaluación y comparación del algoritmo implementado para la estimación de las direcciones de llegada con las medidas realizadas empleando una bocina. Otra mejora sería emplear una bocina con mayor directividad que proporcione mayor resolución angular equiparable a la que proporciona el estimador MUSIC, de modo que la comparativa entre ambas medidas sea lo más exacta posible.

Finalmente, destacar que los algoritmos y funciones desarrolladas se pueden aplicar a campañas de medidas realizadas en otras bandas de frecuencia susceptibles de ubicar los sistemas 5G, en concreto frecuencias entre 10 y 20 GHz y las bandas de 28 GHz y 38 GHz.

Bibliografía

- [1] 5G Vision. *Samsung*, 2015.
- [2] S. Salous. Channel Measurements and Modeling for 5G Networks in the Frequency Bands above 6GHz. *COST IC1004*, Abril 2016.
- [3] J.D. Parsons. *The Mobile Radio Propagation Channel*. John Wiley & Sons, 2000.
- [4] Philip A. Bello. Characterization of Randomly Time-Variant Channels. *IEEE, IEEE Transactions on Communications Systems*:360–393, Diciembre 1963.
- [5] Ralph O. Schmidt. Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation. *IEEE, IEEE Transactions on Antennas and Propagation*:276–280, Marzo 1986.
- [6] Richard Roy and Thomas Kailath. ESPRIT-Estimation of Signal Parameters Via Rotational Invariance Techniques. *IEEE, IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*:984–995, Julio 1989.
- [7] Petre Stoica and Kenneth C. Charman. Maximum Likelihood Methods for Direction-of-Arrival Estimation. *IEEE, IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*:1132–1143, Julio 1990.
- [8] Yingbo Hua and Tapan K. Sarkar. Matrix Pencil Method for Estimating Parameters of Exponentially Damped/Undamped Sinusoids in Noise. *IEEE, IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*:814–824, Mayo 1990.
- [9] G. Yaminiyasi and K. Vasu Babu. An Improved MUSIC DOA Estimation Algorithm for Wireless Communication. *International Journal of Research*, pages 652–656, Septiembre 2015.
- [10] Andreas Richter. *Estimation of Radio Channel Parameters: Models and Algorithms*. PhD thesis, Ilmenau University of Technology, 2005.
- [11] Jeffrey A. Fessler and Alfred O. Hero. Space-Alternating Generalized Expectation-Maximization Algorithm. *IEEE, IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*:2664–2677, Octubre 1994.
- [12] Weike Nie, Kaijie Xu, Dazheng Feng, Chase Qishi Wu, Ai Qin Hou, and Xiaoyan Yin. A Fast Algorithm for 2D DOA Estimation Using an Omnidirectional Sensor Array. *Sensors*, Marzo 2017.

- [13] Lorenzo Rubio, Juan Reig, Herman Fernández, and Vicent M. Rodrigo Peñarrocha. Experimental UWB Propagation Channel Path Loss and Time-Dispersion Characterization in a Laboratory Environment. *International Journal of Antennas and Propagation*, Marzo 2013.
- [14] Ian Oppermann, Matti Hämäläinen, and Jari Linatti. *UWB Theory and Applications*. John Wiley & Sons, 2004.
- [15] Sana Salous. *Radio Propagation Measurement and Channel Modelling*. John Wiley & Sons, 2013.