



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA

– **TELECOM** ESCUELA
TÉCNICA **VLC** SUPERIOR
DE **UPV** INGENIEROS DE
TELECOMUNICACIÓN

Caracterización angular del canal radio en la banda de 25 a 40 GHz para un escenario de oficina

AUTOR: LOURDES HERNÁNDEZ GUARDIOLA
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 2018-19

Valencia, 10 de septiembre de 2019

Agradecimientos

Quiero agradecer a todas las personas que me han impulsado a seguir adelante, a mis amigos de toda la vida y a nuevos amigos que he conocido durante el Grado.

Agradecer especialmente a mi madre, mi padre y mi hermano, que han estado apoyándome constantemente; y a mi profesor y tutor del Trabajo de Fin de Grado, D. Lorenzo Rubio Arjona, que gracias a su ayuda he podido realizar este proyecto.

Muchas gracias.

Resumen

En este Trabajo de Fin de Grado (TFG) se ha llevado a cabo la caracterización angular del canal en la banda *mmWave* (de 25 GHz a 40 GHz) a partir del algoritmo *MUltiple SIgnal Classification* (MUSIC), mediante la definición de un Array Rectangular Uniforme (URA). Inicialmente, se realizó el estudio del estado del arte y comprensión de dicho algoritmo y de otros trabajos similares donde se aborda el tema de la caracterización angular. Las medidas realizadas contemplan las condiciones de visión directa (LOS) y no visión directa (NLOS). El análisis de las medidas se ha realizado a través de una serie de *scripts* en MATLAB. Así, se han obtenido resultados respecto al tamaño del URA en función de la dispersión angular, la anchura que presentan las contribuciones principales en función del tamaño del URA, el número de contribuciones que llegan a la antena a partir de su potencia, retardo y ángulo, la correlación que presentan en conjunto todas las medidas y la relación de la dispersión angular frente a la distancia.

Resum

En aquest Treball de Fi de Grau (TFG) s'ha dut a terme la caracterització angular del canal en la banda *mmWave* (de 25 GHz a 40 GHz) a partir de l'algorisme *MUltiple SIgnal Classification* (MUSIC), mitjançant la definició d'un Array Rectangular Uniforme (URA). Inicialment, es va realitzar l'estudi de l'estat de l'art i comprensió d'aquest algorisme i d'altres treballs similars on s'aborda el tema de la caracterització angular. Les mesures realitzades contemplen les condicions de visió directa (LOS) i no visió directa (NLOS). L'anàlisi de les mesures s'ha realitzat a través d'una sèrie de *scripts* en MATLAB. Així, s'han obtingut resultats respecte a la grandària del URA en funció de la dispersió angular, l'amplària que presenten les contribucions principals en funció de la grandària del URA, el nombre de contribucions que arriben a l'antena a partir de la seva potència, retard i angle, la correlació que presenten en conjunt totes les mesures i la relació de la dispersió angular enfront de la distància.

Abstract

In this Final Degree Project (TFG) it has been carried out the angular characterization channel in the mmWave band (25 GHz to 40 GHz) using the *MUltiple SIgnal Classification* (MUSIC) algorithm, with the definition of an Uniform Rectangular Array (URA). Initially, it has made the compression and study of the state of art for this algorithm and other similar works that address the angular characterization issue. The measurements taken into the account the Line-Of-Sight (LOS) and Non Line-Of-Sight (NLOS). The measurements analysis had been made through some scripts on MATLAB. Thus, it has been got the results for the size of the URA antenna according to angular spread, the principal contributions width based on the size of the URA antenna, the number of the contributions that arrived at the antenna from the power, the delay and the angle, the correlation of the all measurements and the relationship between the

angular spread and the distance.

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. Organización de la memoria	3
2.2. Distribución de tareas	3
2.3. Diagrama temporal	4
3. Algoritmo MUSIC	5
3.1. Introducción	5
3.2. Modelo de señal	5
3.3. MUSIC	7
3.3.1. Algoritmo	7
3.4. Estimación con URA	10
4. Resultados	12
4.1. Introducción	12
4.2. Elementos utilizados para las medidas	12
4.3. Parámetros a calcular	13
4.3.1. Tamaño del array	14

4.3.2. Anchura de la contribución principal	25
4.3.3. Identificación de las contribuciones de llegada a la antena receptora . . .	28
4.3.4. Correlación	35
4.3.5. Distancia	36
5. Conclusiones y líneas futuras	39
5.1. Conclusiones	39
5.2. Líneas futuras	40
Bibliografía	41

Lista de Figuras

3.1. Dirección de llegada respecto a una agrupación de antenas lineal.	5
3.2. Esquema de un <i>array</i> URA de tamaño $N \times N$	10
4.1. Plano de la sala en la que se realizaron las medidas. Imágen realizada por Lorenzo Rubio Arjona.	13
4.2. Representación del movimiento que realizan los <i>subarrays</i> empleados. En este ejemplo se muestra el movimiento del <i>subarray</i> de tamaño 4x4.	15
4.3. Resultados de la medida Tx2-Rx con un valor de <i>threshold</i> de -23 dB.	16
4.4. Resultados de la medida Tx2-Rx con un valor de <i>threshold</i> de -9 dB.	16
4.5. Resultados de la medida Tx2-Rx con un valor de <i>threshold</i> de -23 dB y un tamaño de <i>subarray</i> de 4x4.	17
4.6. Resultados de la medida Tx2-Rx con un valor de <i>threshold</i> de -23 dB y un tamaño de <i>subarray</i> de 7x7.	17
4.7. Resultados de la medida Tx2-Rx con un valor de <i>threshold</i> de -23 dB y un tamaño de <i>subarray</i> de 11x11.	18
4.8. Resultados de la medida Tx5-Rx con un valor de <i>threshold</i> de -13 dB.	18
4.9. Resultados de la medida Tx5-Rx con un valor de <i>threshold</i> de -4,5 dB.	19
4.10. Resultados de la medida Tx5-Rx con un valor de <i>threshold</i> de -13 dB y un tamaño de <i>subarray</i> de 7x7.	19
4.11. Resultados de la medida Tx5-Rx con un valor de <i>threshold</i> de -13 dB y un tamaño de <i>subarray</i> de 12x12.	20
4.12. Resultados de la medida Tx11-Rx con un valor de <i>threshold</i> de -14 dB.	20
4.13. Resultados de la medida Tx11-Rx con un valor de <i>threshold</i> de -5,5 dB.	21
4.14. Resultados de la medida Tx11-Rx con un valor de <i>threshold</i> de -14 dB y un tamaño de <i>subarray</i> de 5x5.	21

4.15. Resultados de la medida Tx11-Rx con un valor de <i>threshold</i> de -14 dB y un tamaño de <i>subarray</i> de 7x7.	22
4.16. Resultados de la medida Tx11-Rx con un valor de <i>threshold</i> de -14 dB y un tamaño de <i>subarray</i> de 11x11.	22
4.17. Resultados de la medida Tx14-Rx con un valor de <i>threshold</i> de -15 dB.	23
4.18. Resultados de la medida Tx14-Rx con un valor de <i>threshold</i> de -6 dB.	23
4.19. Resultados de la medida Tx14-Rx con un valor de <i>threshold</i> de -15 dB y un tamaño de <i>subarray</i> de 6x6.	24
4.20. Resultados de la medida Tx14-Rx con un valor de <i>threshold</i> de -15 dB y un tamaño de <i>subarray</i> de 10x10.	24
4.21. Ejemplo de cálculo del valor de la anchura de la contribución principal para la medida Tx7-Rx con un <i>threshold</i> de -17 dB y un tamaño de <i>subarray</i> de 12x12.	25
4.22. Resultados de la medida Tx3-Rx con un valor de <i>threshold</i> de -20 dB.	26
4.23. Resultados de la medida Tx5-Rx con un valor de <i>threshold</i> de -13 dB.	26
4.24. Resultados de la medida Tx11-Rx con un valor de <i>threshold</i> de -14 dB.	27
4.25. Resultados de la medida Tx13-Rx con un valor de <i>threshold</i> de -11 dB.	27
4.26. Ejemplo del descarte de algunas partes que conforman el PDP.	28
4.27. Superposición para la medida Tx4-Rx con un valor de <i>threshold</i> de -30 dB.	29
4.28. Superposición de la medida Tx4-Rx en ϕ con un valor de <i>threshold</i> de -30 dB.	29
4.29. Superposición de la medida Tx4-Rx en θ con un valor de <i>threshold</i> de -30 dB.	30
4.30. Superposición para la medida Tx6-Rx con un valor de <i>threshold</i> de -30 dB.	30
4.31. Superposición de la medida Tx6-Rx en ϕ con un valor de <i>threshold</i> de -30 dB.	31
4.32. Superposición de la medida Tx4-Rx en θ con un valor de <i>threshold</i> de -30 dB.	31
4.33. Superposición para la medida Tx12-Rx con un valor de <i>threshold</i> de -30 dB.	32
4.34. Superposición de la medida Tx12-Rx en ϕ con un valor de <i>threshold</i> de -30 dB.	32
4.35. Superposición de la medida Tx12-Rx en θ con un valor de <i>threshold</i> de -30 dB.	33
4.36. Superposición para la medida Tx14-Rx con un valor de <i>threshold</i> de -30 dB.	33
4.37. Superposición de la medida Tx14-Rx en ϕ con un valor de <i>threshold</i> de -30 dB.	34
4.38. Superposición de la medida Tx14-Rx en θ con un valor de <i>threshold</i> de -30 dB.	34

4.39. Resultados de la correlación para ϕ	35
4.40. Resultados de la correlación para θ	36
4.41. Resultados de la distancia frente a σ_ϕ	37
4.42. Resultados de la distancia frente a σ_θ	37

Lista de Tablas

2.1. Diagrama temporal de tareas.	4
2.2. Diagrama temporal de tareas.	4
4.1. Número de contribuciones para las medidas con LOS.	34
4.2. Número de contribuciones para las medidas con NLOS.	35
4.3. Valor de la correlación para Elevación y Acimut.	36
4.4. Distancia de las antenas transmisoras a la receptora para LOS.	36
4.5. Distancia de las antenas transmisoras a la receptora para NLOS.	37

Acrónimos

Mayúsculas

<i>TFG</i>	— Trabajo Fin de Grado.
<i>GRE</i>	— Grupo de Radiación Electromagnética.
<i>UPV</i>	— Universitat Politècnica de València.
<i>V2V</i>	— Vehicle-to-Vehicle.
<i>PDP</i>	— <i>Power Delay Profile</i> .
<i>LOS</i>	— <i>Line Of Sight</i> .
<i>NLOS</i>	— <i>Non Line Of Sight</i> .
<i>MIMO</i>	— <i>Multiple-input Multiple-output</i> .
<i>MUSIC</i>	— <i>MULTiple SIGNAL Classification</i> .
<i>ESPIRIT</i>	— <i>Estimation of Signal Parameters via Rotation Invariance Techniques</i> .
<i>ML</i>	— <i>Maximun Likelihood</i> .
<i>SAGE</i>	— <i>Space Alternating Generalized Expectation-Maximization</i> .
<i>URA</i>	— <i>Uniform Rectangular Array</i> .
<i>UCA</i>	— <i>Uniform Circular Array</i> .
<i>ULA</i>	— <i>Uniform Linear Array</i> .
<i>DoA</i>	— <i>Direction of Arrival</i> .

Letras griegas

θ	— Ángulo de elevación.
ϕ	— Ángulo de acimut.
σ_θ	— <i>Angular Spread</i> en elevación.
σ_ϕ	— <i>Angular Spread</i> en acimut.
τ	— Retardo.
σ_h	— <i>Delay Spread</i> .
Δ	— Ancho.

Capítulo 1

Introducción y objetivos

1.1. Introducción

En el próximo año 2020 se va a implantar la nueva tecnología 5G la cual va a introducir, un aumento en la velocidad de transmisión de datos del orden de 10 Gbps, mayor número de celdas con un tamaño más reducido para eliminar la congestión, reducción de la latencia para aplicaciones o datos que se encuentren en la nube, el uso de Internet de las cosas (*Internet of Things, IoT*), etc [1].

Para ello, se van a utilizar las bandas de frecuencias milimétricas, *mmWave*, como medio de transmisión. Estas bandas se encuentran en un alto rango de frecuencia que está comprendido desde los 30 hasta los 300 GHz. Se quiere transmitir en este abanico, debido a que son frecuencias que no han sido utilizadas anteriormente, aunque son difíciles de manejar, puesto que presentan grandes pérdidas de atenuación respecto a la distancia y a obstáculos como, por ejemplo, paredes de hormigón. [2] Además, al ser frecuencias elevadas, la longitud de onda será relativamente pequeña, por lo que el tamaño de las antenas se reducirá y presentarán altas ganancias para así poder implementar tecnologías como el *beamforming* o *Multiple-Input Multiple-Output* (MIMO), las cuales requieren de grandes agrupaciones de antenas y serán claves para esta nueva generación [3].

Dado que la infraestructura de la actual generación va a ser reutilizada para implantar el 5G, son necesarias unas series de modificaciones para poder cumplir con las expectativas que ofrece la nueva generación como: reducir el tamaño de la celda para así, disminuir el número de usuarios por celda aumentando la eficiencia y reduciendo el tiempo de latencia; crear una arquitectura multinivel para ajustarse a las necesidades de cada usuario; establecer una nueva interfaz aérea que cumpla los criterios requeridos por el 5G; seguir mejorando los estándares IEEE 802.11ac e IEEE 802.11ad, los cuales permiten utilizar la tecnología *WiFi* en las bandas entre 57 GHz y 64 GHz, e introducir la comunicación *Vehicle-to-Vehicle* (V2V) en estas infraestructuras ya que es imprescindible que la transmisión de información entre los coches sea lo más rápida posible para ofrecer una conducción segura [4].

En España ya se ha creado un *Plan Nacional* [5] para implantar la tecnología 5G en el

que involucran a empresas, universidades, centros de investigación, Administraciones, etc., para poder adoptar sus estándares, adaptar el entorno al 5G, experimentar con la nueva tecnología e investigar nuevos usos que puedan aprovecharse para mejorar la calidad de esta generación.

1.2. Objetivos

El objetivo principal de este TFG consiste en la caracterización de la dispersión angular introducida por el canal en la banda *mmWave*, más concretamente en las frecuencias de 25 GHz a 40 GHz, haciendo uso del algoritmo MUSIC.

Para satisfacer el objetivo principal, hay una serie de objetivos secundarios propuestos: analizar la dispersión angular y su relación con la dispersión temporal, investigar la resolución angular del algoritmo MUSIC en función del tamaño del URA, evaluar la dispersión angular en frecuencia y estudiar la correlación entre la dispersión angular y la separación entre la antena transmisora y la receptora, tanto en condición de LOS como de NLOS.

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 explica la metodología que se ha empleado para realizar este TFG y el proceso de desarrollo de las tareas que conlleva.
- Capítulo 3: en este capítulo se explican los conceptos teóricos y los parámetros más importantes que caracterizan al algoritmo MUSIC.
- Capítulo 4: dicho capítulo corresponde al procesado de las medidas a partir de los algoritmos creados y a la exposición de los resultados alcanzados.
- Capítulo 5: en este capítulo final se describen las conclusiones a las que se han llegado y las líneas futuras con las que continuar esta investigación.

Capítulo 2

Metodología

2.1. Organización de la memoria

Esta memoria se puede estructurar en tres partes diferenciadas. La primera corresponde al desarrollo teórico del modelo de señal empleado y del funcionamiento del algoritmo MUSIC que se ha utilizado para el procesado de las medidas. Dicha explicación se encuentra en el capítulo 3.

La segunda parte consiste en la implementación del algoritmo y de varios códigos que permitan extraer los parámetros necesarios para la caracterización angular del array de la antena receptora. A partir del TFG anterior de Sergio Pérez López se han podido desarrollar los códigos y el algoritmo en MATLAB. Además, las medidas de las que se han partido, han sido realizadas por el Grupo de Radiación Electromagnética (GRE) de la UPV.

Por último, la tercera parte se basa en el procesado de las medidas a partir de dichos códigos y la exposición de los resultados alcanzados descritos en el capítulo 4, y las conclusiones a las que se han llegado que se encuentran en el capítulo 5.

2.2. Distribución de tareas

Por lo tanto, el TFG se puede estructurar a partir de las siguientes tareas:

1. Búsqueda bibliográfica y lectura de la documentación aportada.
2. Familiarización con el algoritmo MUSIC implementado en [6]. Se llevó a cabo la comprensión de su funcionamiento y se adaptó de forma que se pudieran procesar las medidas.
3. Implementación de los códigos necesarios para averiguar si existe correlación y si hay regresión lineal en las medidas a partir del valor de la dispersión y de las distancias a las que se encuentran las antenas transmisoras y receptoras, respectivamente.

4. Desarrollo de *scripts* en MATLAB para el análisis y evaluación de la dispersión angular a partir de las medidas de propagación.
5. Búsqueda de las contribuciones más destacadas en el PDP de todas las medidas y creación de una función para representar con qué potencia llegan estas contribuciones para un determinado ángulo y un retardo τ .
6. Procesado de los resultados obtenidos comparándolos con otras investigaciones ya realizadas y conclusiones a las que se han llegado.
7. Redacción de la memoria en formato LaTeX.

2.3. Diagrama temporal

Dichas tareas se pueden organizar en el siguiente diagrama temporal:

Tarea	Enero	Febrero	Marzo	Abril
1	X X X X			
2		X X X X		
3			X X X	
4				X X X X
5				X X X
6				X X X X
7				

Tabla 2.1: Diagrama temporal de tareas.

Tarea	Mayo	Junio	Julio	Agosto
1				
2				
3				
4	X X X X	X X X X	X X X X	
5	X X X X	X X X X	X X X X	
6	X X X X	X X X X	X X X X	X
7		X X	X X X X	X X

Tabla 2.2: Diagrama temporal de tareas.

Capítulo 3

Algoritmo MUSIC

3.1. Introducción

El término que permite conocer con qué ángulo ha llegado la señal enviada a una antena o agrupación receptora desde una transmisora a una distancia determinada, se le conoce como dirección de llegada (*Direction of Arrival*, DoA). Este término es de gran importancia en comunicaciones, sobre todo en ámbitos como en radar, para detectar de donde proceden las señales enemigas, en comunicaciones móviles, para detectar de dónde se origina la señal que le llega al teléfono móvil [7], o en antenas, para el *Beamforming* adaptativo, el cual va a ser primordial para las nuevas tecnologías del 5G.

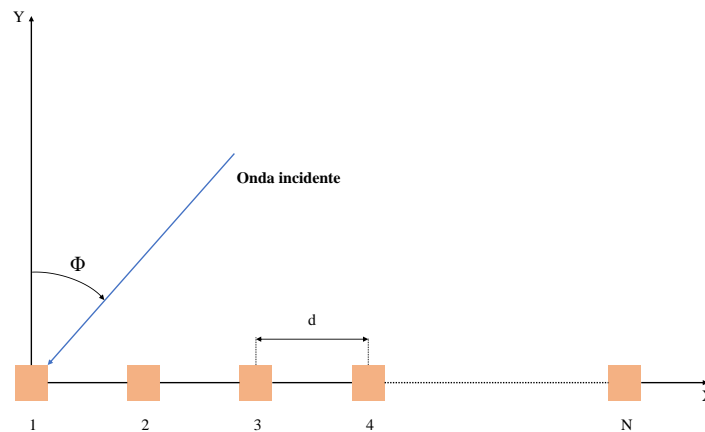


Figura 3.1: Dirección de llegada respecto a una agrupación de antenas lineal.

3.2. Modelo de señal

Primero es necesario explicar el modelo de señal que utiliza el algoritmo MUSIC. Inicialmente, se puede suponer que se tiene lo representado en la Figura 3.1, es decir, un *array* lineal con

antenas omnidireccionales, compuesta de N elementos equiespaciados una distancia d , al que le llegan M señales distintas, cada una con una dirección de llegada ϕ_i . El retardo que van a presentar dos elementos contiguos de la agrupación, τ , sigue esta ecuación:

$$\tau = \frac{d}{c} \sin \phi. \quad (3.1)$$

Tomando la señal que se recibe en la primera antena de la agrupación, $x_1(t)$, como la señal de referencia, se puede calcular el resto de señales recibidas en las restantes antenas, teniendo en cuenta el retardo que habrá entre elementos contiguos ($\varphi = \omega\tau$):

$$x_1(t) = s(t) \quad (3.2)$$

$$x_n(t) = s(t)e^{-j(n-1)\frac{2\pi}{\lambda}d \sin \phi}, \quad (3.3)$$

siendo $s(t)$ la amplitud compleja de la señal de referencia.

Así, se puede definir un nuevo vector, $\mathbf{a}(\phi)$, llamado vector *steering*, el cual contendrá los retardos de cada señal recibida. Por lo tanto, su tamaño será de $N \times 1$.

$$\mathbf{a}(\phi) = \left[1 \quad e^{-j\varphi} \quad \dots \quad e^{-j(N-1)\varphi} \right]^T, \quad (3.4)$$

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

De esta manera, podremos escribir el vector de las señales recibidas, $\mathbf{x}(\mathbf{t})$, teniendo en cuenta el vector de *steering*, de la siguiente forma:

$$\mathbf{x}(\mathbf{t}) = \mathbf{a}(\phi)s(t) \quad (3.5)$$

$$\mathbf{x}(\mathbf{t}) = \left[x_1(t) \quad x_2(t) \quad \dots \quad x_N(t) \right]^T. \quad (3.6)$$

Como hay M señales incidentes y cada una va a incidir con un ϕ_i distinto, la señal que va a recibir cada antena será la suma de todas las señales incidentes que le llegan. Así, la señal recibida se puede expresar de la siguiente forma:

$$\mathbf{x}(\mathbf{t}) = \sum_{i=1}^M \mathbf{a}(\phi_i)s_i(t). \quad (3.7)$$

siendo $\mathbf{a}(\phi_i)$, ϕ_i y s_i el vector *steering* de cada señal incidente, la dirección de llegada de cada señal i y la amplitud con la que incide, respectivamente.

Si tenemos en cuenta que la señal está en presencia de ruido, podemos formular las ecuaciones anteriores de forma matricial de la siguiente manera:

$$\mathbf{x}(\mathbf{t}) = \mathbf{A}(\phi)\mathbf{s}(\mathbf{t}) + \mathbf{n}(\mathbf{t}) \quad (3.8)$$

$$\mathbf{A}(\phi) = \begin{bmatrix} \mathbf{a}(\phi_1) & \mathbf{a}(\phi_2) & \cdots & \mathbf{a}(\phi_M) \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

$$\begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_N(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ e^{-j\varphi_1} & e^{-j\varphi_2} & \cdots & e^{-j\varphi_M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j(N-1)\varphi_1} & e^{-j(N-1)\varphi_2} & \cdots & e^{-j(N-1)\varphi_M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \\ \vdots \\ s_M(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ \vdots \\ n_N(t) \end{bmatrix}. \quad (3.10)$$

siendo $\mathbf{A}(\phi)$ la matriz de *steering*.

Además, el modelo de señal deberá de cumplir las siguientes condiciones:

- El tamaño del *array* deberá ser mayor que el número de señales incidentes, es decir, $N > M$.
- Las señales deberán de estar incorreladas entre sí. Así se cumplirá que los vectores *steering* sean linealmente independientes, por lo que el rango de $\mathbf{A}(\phi)$ será M .
- El ruido será blanco gaussiano, de media nula y varianza σ^2 .

Estas son las desventajas que presenta el algoritmo MUSIC para poder realizar correctamente los cálculos de los parámetros deseados.

Si alguna de estas condiciones no se cumpliera, el algoritmo no mostraría los resultados correctos.

3.3. MUSIC

El análisis de las medidas tomadas se ha realizado utilizando el algoritmo MUSIC, cuya función se basa en calcular el ángulo por el que llegan las contribuciones y cuantificar el número de estas. No obstante, existen otros algoritmos para el cálculo de parámetros como ESPRIT [8], ML [9] o SAGE [10]. Sin embargo, se ha decidido utilizar MUSIC porque presenta alta resolución y sencillez a la hora de implementarlo.

3.3.1. Algoritmo

Este algoritmo parte de la matriz de covarianza de la señal recibida $\mathbf{x}(\mathbf{t})$:

$$\mathbf{R}_x = E[\mathbf{x}(\mathbf{t})\mathbf{x}(\mathbf{t})^H], \quad (3.11)$$

siendo $\mathbf{x}(\mathbf{t})^H$ la transpuesta conjugada de la señal recibida.

Sin embargo, la matriz de covarianza es desconocida, por lo que se estimará a partir del promediado de las muestras de la señal:

$$\tilde{\mathbf{R}}_x = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{x}_k \mathbf{x}_k^H. \quad (3.12)$$

Dicha matriz se descompondrá en valores y vectores propios, siendo este el fundamento del algoritmo MUSIC.

En la realidad, las señales están en presencia del ruido, por ello, la matriz de covarianza se puede expresar de la siguiente forma:

$$\mathbf{R}_x = E[\mathbf{A}(\phi)\mathbf{s}(\mathbf{t})\mathbf{s}(\mathbf{t})^H \mathbf{A}(\phi)^H] + E[\mathbf{n}(\mathbf{t})\mathbf{n}(\mathbf{t})^H] = \mathbf{A}(\phi)\mathbf{S}\mathbf{A}(\phi)^H + \mathbf{R}_n = \mathbf{R}_s + \mathbf{R}_n \quad (3.13)$$

Siendo \mathbf{R}_s la matriz de covarianza de la señal y \mathbf{R}_n la de ruido. Ambas son del mismo tamaño, $N \times N$, aunque la matriz \mathbf{R}_s es de rango M , por lo tanto, solo tendrá $N-M$ vectores propios que pertenecerán al valor propio nulo λ_m . Por esto, se debe de cumplir que:

$$\mathbf{R}_s \mathbf{q}_m = \mathbf{A}(\phi)\mathbf{S}\mathbf{A}(\phi)^H \mathbf{q}_m = \lambda_m \mathbf{q}_m \Big|_{\lambda_m=0} = 0 \quad (3.14)$$

siendo q_m un vector propio nulo asociado a un valor propio nulo de R_s .

Como la matriz R_s no es nula, entonces el producto $\mathbf{A}(\phi)^H \mathbf{q}_m$ será nulo.

Esto lleva a concluir que los $N-M$ vectores propios de los $N-M$ valores propios nulos son ortogonales a los M vectores propios de *steering*. De aquí parte el algoritmo MUSIC.

El estimador MUSIC, $P(\phi)$, se define como:

$$P(\phi) = \frac{1}{\sum_{m=1}^{N-M} |\mathbf{a}(\phi)^H \mathbf{q}_m|^2} = \frac{1}{\mathbf{a}(\phi)^H \mathbf{Q}_n \mathbf{Q}_n^H \mathbf{a}(\phi)}, \quad (3.15)$$

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

El estimador $P(\phi)$ dará como resultado picos en las direcciones ϕ que corresponden a las de la señal transmitida. Esto se debe a que en esos ángulos, el denominador de la ecuación 3.15 anterior tiende a cero.

Como en la realidad no se puede tener la matriz de covarianza \mathbf{R}_s sin presencia de ruido, el algoritmo permite estimar la matriz de vectores propios asociados a los valores propios nulos \mathbf{Q}_n a partir de la matriz \mathbf{R}_x . Así, se tiene que:

$$\mathbf{R}_s \mathbf{q}_m = \lambda_m \mathbf{q}_m \quad (3.16)$$

$$\mathbf{R}_x \mathbf{q}_m = \mathbf{R}_s \mathbf{q}_m + \sigma^2 \mathbf{I} \mathbf{q}_m = (\lambda_m + \sigma^2) \mathbf{q}_m, \quad (3.17)$$

siendo λ_m los valores propios de \mathbf{R}_s . Tendremos dos casos:

- Cuando $m \leq M$, $\lambda_m \neq 0$.
- Cuando $m > M$, $\lambda_m = 0$.

La ecuación 3.17 da como resultado que \mathbf{R}_s y \mathbf{R}_x presentan los mismos vectores propios. Si se expresa la matriz de covarianza de la señal como $\mathbf{R}_s = \mathbf{Q} \Delta \mathbf{Q}^H$, se tendrá que:

$$\mathbf{R}_x = \mathbf{Q} [\Delta + \sigma^2 \mathbf{I}] \mathbf{Q}^H \quad (3.18)$$

$$\mathbf{R}_x = \mathbf{Q} \begin{bmatrix} \lambda_1 + \sigma^2 & 0 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \lambda_2 + \sigma^2 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \lambda_M + \sigma^2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & \sigma^2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & \sigma^2 \end{bmatrix} \mathbf{Q}^H. \quad (3.19)$$

A partir de dicha descomposición mostrada en las ecuaciones 3.18 y 3.19, se puede dividir la matriz de vectores propios \mathbf{Q} en dos matrices: \mathbf{Q}_s , matriz de subespacio de señal, y \mathbf{Q}_n , matriz de subespacio de ruido. \mathbf{Q}_s es de tamaño $N \times M$ y en ella se encuentran los vectores asociados a los M valores propios de señal y ruido $\lambda_m + \sigma^2$, y \mathbf{Q}_n , de tamaño $N \times (N - M)$, contiene a los vectores propios asociados a los valores propios de ruido σ^2 . Ambas son ortogonales entre sí, debido a las propiedades de ortogonalidad de la matriz global \mathbf{Q} .

Por lo tanto, la ecuación 3.15 se puede seguir utilizando:

$$P(\phi) = \frac{1}{\mathbf{a}(\phi)^H \mathbf{Q}_n \mathbf{Q}_n^H \mathbf{a}(\phi)}, \quad (3.20)$$

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

3.4. Estimación con URA

Como el *array* a medir se trata de un URA, el algoritmo MUSIC presentará cambios en el vector de *steering* de dicho *array*. Aunque MUSIC es muy versátil de utilizar ya que permite conseguir una estimación de los ángulos de llegada para cualquier tipo de *array* que se utilice, siendo los más usados *Uniform Linear Array* (ULA) , *Uniform Circular Array* (UCA) y URA. Se utiliza este último tipo de *array* porque presenta mejor resolución y facilita la estimación de llegada de los ángulos tanto en elevación (θ) como en azimut (ϕ).

En este caso, se tendrá una matriz de *array* de tamaño $N \times N$, como la mostrada en la siguiente Figura 3.2, donde las antenas que lo componen son de tipo omnidireccional y se encuentran separadas entre ellas una distancia d en ambos ejes.

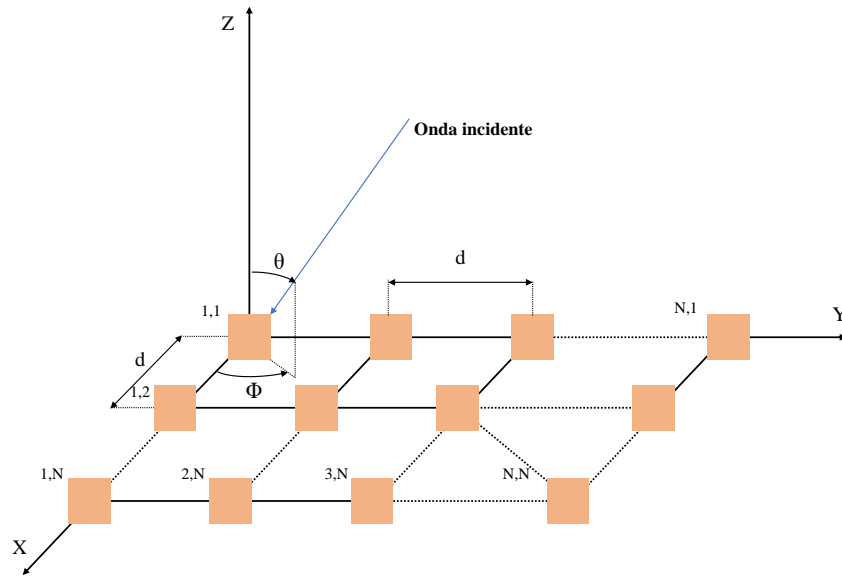


Figura 3.2: Esquema de un *array* URA de tamaño $N \times N$.

Así, el desfase que sufrirá cada elemento $x_{i,j}$ será del tipo:

$$\varphi_{i,j} = (i - 1)\varphi_x + (j - 1)\varphi_y \quad (3.21)$$

$$\varphi_x = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta \cos \phi \quad (3.22)$$

$$\varphi_y = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta \sin \phi. \quad (3.23)$$

Al igual que como se hizo para el caso de un *array* lineal, en la sección 3.2, la señal que recibe cada elemento $x_{i,j}$ si se toma como referencia la señal $x_{1,1}$, se puede reescribir como:

$$x_{i,j} = x_{1,1}e^{-j\varphi_{i,j}}, \quad (3.24)$$

así la matriz con los desfases de los elementos quedará de la siguiente manera:

$$\mathbf{X} = \mathbf{A}(\phi, \theta)x_{1,1} \quad (3.25)$$

$$\begin{bmatrix} x_{1,1} & x_{1,2} & \cdots & x_{1,N} \\ x_{2,1} & x_{2,2} & \cdots & x_{2,N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{N,1} & x_{N,2} & \cdots & x_{N,N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\varphi_y} & \cdots & e^{-j(N-1)\varphi_y} \\ e^{-j\varphi_x} & e^{-j(\varphi_x+\varphi_y)} & \cdots & e^{-j(\varphi_x+(N-1)\varphi_y)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j(N-1)\varphi_x} & e^{-j((N-1)\varphi_x+\varphi_y)} & \cdots & e^{-j((N-1)\varphi_x+(N-1)\varphi_y)} \end{bmatrix} x_{1,1}. \quad (3.26)$$

Para que funcione correctamente el algoritmo MUSIC, lo único que hará falta será introducir la señal recibida y la matriz de *steering* en forma de vector de la siguiente forma:

$$\mathbf{x} = \text{vec}\{\mathbf{X}\} \quad (3.27)$$

$$\mathbf{a}(\phi, \theta) = \text{vec}\{\mathbf{A}(\phi, \theta)\}, \quad (3.28)$$

donde el operador $\text{vec}\{\cdot\}$ crea un vector a partir de las columnas de la matriz dada. Así, los nuevos vectores creados tendrán un tamaño de $(N \cdot N) \times 1$. Con ellos, ya se puede calcular el estimador MUSIC:

$$P(\phi, \theta) = \frac{1}{\mathbf{a}(\phi, \theta)^H \mathbf{Q}_n \mathbf{Q}_n^H \mathbf{a}(\phi, \theta)}. \quad (3.29)$$

Como se mencionó anteriormente, este algoritmo presenta ciertas desventajas. Por eso, se han diseñado algunas variaciones del MUSIC para mejorar estos problemas: *Root MUSIC*, *Cyclic MUSIC* y *Beam-space MUSIC*. [11] [6]

Capítulo 4

Resultados

4.1. Introducción

En esta sección se van a analizar y procesar un conjunto de medidas realizadas en un entorno de oficina en la banda de 25 a 40 GHz.

4.2. Elementos utilizados para las medidas

Las medidas que se han utilizado para realizar este TFG fueron obtenidas por los investigadores del GRE, del Instituto de Telecomunicaciones y Aplicaciones Multimedia (*iTEAM*) de la UPV. Estas, se realizaron en la sala de becarios, la cual presenta un entorno de sala de oficina debido a su tipo de mobiliario (armarios, sillas, mesas, ordenadores, etc.). [12]

Para ello, el *array* fue un URA, con un tamaño de 12x12 posiciones, dando lugar a un total de 144 muestras medidas. La separación de cada posición del URA ha sido de 3.04 mm, valor inferior a $\lambda_0/2$. Como se vio en el capítulo 3 anterior, este valor hará que el algoritmo MUSIC funcione correctamente.

Para obtener la función de transferencia compleja ($S_{21}(f)$) de cada posición, se utilizó un analizador de redes vectorial, VNA, con un SPAN de 15 GHz y un total de 8192 puntos de medida. Tanto las antenas transmisoras (Tx) como la receptora (Rx) son de tipo omnidireccional.

Además, el VNA y la posición de la antena receptora fue controlada por un ordenador personal que medía en cada instante el parámetro ($S_{21}(f)$) [12].

La distribución de las antenas transmisoras y receptora fue la siguiente:

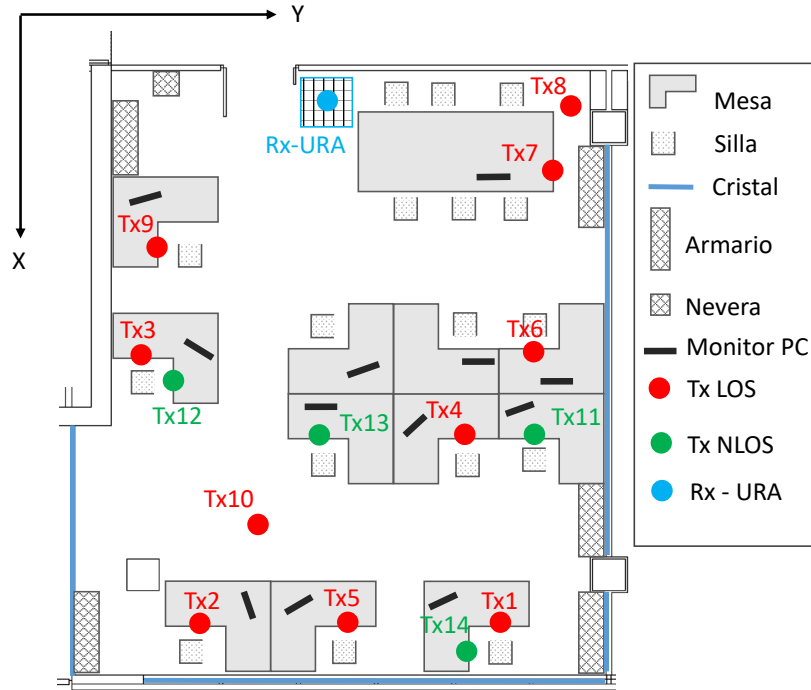


Figura 4.1: Plano de la sala en la que se realizaron las medidas. Imágen realizada por Lorenzo Rubio Arjona.

Se tomaron dos tipos de medidas:

- Un total de 10 medidas con condición LOS, entre la antena transmisora y receptora, que corresponden a las antenas de números de la 1 a la 10 mostrados en la Figura 4.1 anterior.
- Un conjunto de 4 medidas con condición NLOS, que corresponden al conjunto de antenas transmisoras de los números 11 a la 14 en la Figura 4.1 anterior.

Por otro lado, se programaron en MATLAB el algoritmo MUSIC y varios códigos necesarios para la manipulación de las medidas. Para ello, se partió de los códigos de Sergio Pérez López, cuyo TFG también utilizaba este algoritmo. [6]

4.3. Parámetros a calcular

Así se consiguieron las respectivas medidas, las cuales se han utilizado en este TFG para caracterizar de forma angular a la antena receptora a partir de cuatro parámetros fundamentales:

El ángulo medio y la dispersión angular (*Angular Spread*), que se definen como:

$$\bar{\phi} = \frac{\sum_{\forall i} \phi_i P(\phi_i)}{\sum_{\forall i} P(\phi_i)} \quad (4.1)$$

$$\sigma_\phi = \sqrt{\frac{\sum_{\forall i} (\phi_i - \bar{\phi})^2 P(\phi)}{\sum_{\forall i} P(\phi_i)}}, \quad (4.2)$$

siendo $P(\phi)$ el resultado del estimador MUSIC.

El retardo medio y la dispersión temporal (*Delay Spread*), que se definen de forma análoga a los anteriores:

$$\bar{\tau} = \frac{\int_{x=0}^{x=+\infty} \tau P_h(\tau) d\tau}{\int_{x=0}^{x=+\infty} P_h(\tau) d\tau} \quad (4.3)$$

$$\sigma_\phi = \sqrt{\frac{\int_{x=0}^{x=+\infty} (\tau - \bar{\tau})^2 P_h(\tau) d\tau}{\int_{x=0}^{x=+\infty} P_h(\tau) d\tau}}, \quad (4.4)$$

siendo $P_h(\tau)$ el valor del PDP.

Como el *array* con el que se han hecho las medidas presenta dos dimensiones, para el cálculo de σ_θ , σ_ϕ , $\bar{\theta}$ y $\bar{\phi}$ anteriores, se aplicarán las ecuaciones 4.1 y 4.2 a los siguientes estimadores:

$$P(\phi) = \sum_{\forall \theta_i} P(\phi, \theta_i) \quad (4.5)$$

$$P(\theta) = \sum_{\forall \phi_i} P(\phi_i, \theta). \quad (4.6)$$

A partir del cálculo de estas expresiones, se han realizado las representaciones siguientes:

1. Tamaño del *array* receptor frente a la dispersión angular (σ_ϕ).
2. Relación entre la anchura de la contribución principal que le llega a la antena receptora y el tamaño del *array*.
3. Representación de las contribuciones de llegada a partir de la potencia frente al retardo.
4. Comparación de σ_ϕ y σ_θ frente a la distancia.
5. Relación entre la dispersión angular frente a la dispersión temporal.

4.3.1. Tamaño del array

El objetivo de este resultado es comparar distintos tamaños de *array* respecto a σ_ϕ y σ_θ . El tamaño de los *subarrays* utilizados parte del más pequeño posible, 4x4, hasta el tamaño de *array* total, 12x12. No se ha podido utilizar un tamaño más pequeño ya que el algoritmo MUSIC necesita al menos un vector para poder obtener los subespacios de ruido y señal.

Para ello, se ha recorrido el *array* de la siguiente forma:

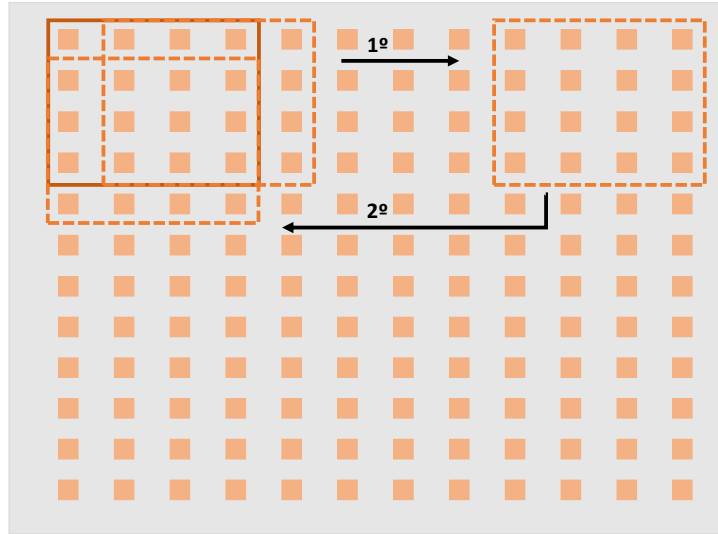


Figura 4.2: Representación del movimiento que realizan los *subarrays* empleados. En este ejemplo se muestra el movimiento del *subarray* de tamaño 4x4.

El número primero de la Figura 4.2 indica el movimiento que recorre el *subarray*, en este ejemplo de 4x4, hacia la derecha, recorriendo de una a una las columnas del URA. El número segundo representa el cambio que se produce de fila en sentido descendente al llegar el *subarray* a las últimas columnas del URA. El desplazamiento entre filas es similar al que se produce en las columnas, desplazándose el *subarray* de una fila a otra. Los datos de cada movimiento se han almacenado en un vector para, posteriormente, calcular el valor medio de la dispersión angular.

Lo esperado de estos resultados es que σ_ϕ y σ_θ disminuya al aumentar el tamaño del *array*. Sin embargo, sucede lo contrario. Esto es debido a que, al aumentar el tamaño del *subarray*, también se elevan el número de contribuciones, razón por la que σ_ϕ y σ_θ suele crecer.

Dado que el número de medidas utilizadas para realizar los cálculos es elevado, se mostrarán los resultados de algunas de ellas. Para cada medida, se ha tenido en cuenta un valor de *threshold* calculado a partir de la potencia en acimut y en elevación con el tamaño de *array* de 12x12.

Empezando por las medidas con LOS, los datos conseguidos a partir de la antena receptora y la transmisora Tx2, simbolizada en la Figura 4.1, con un *threshold* para acimut de -23 dB y en elevación de -9 dB, se muestran en las figuras siguientes:

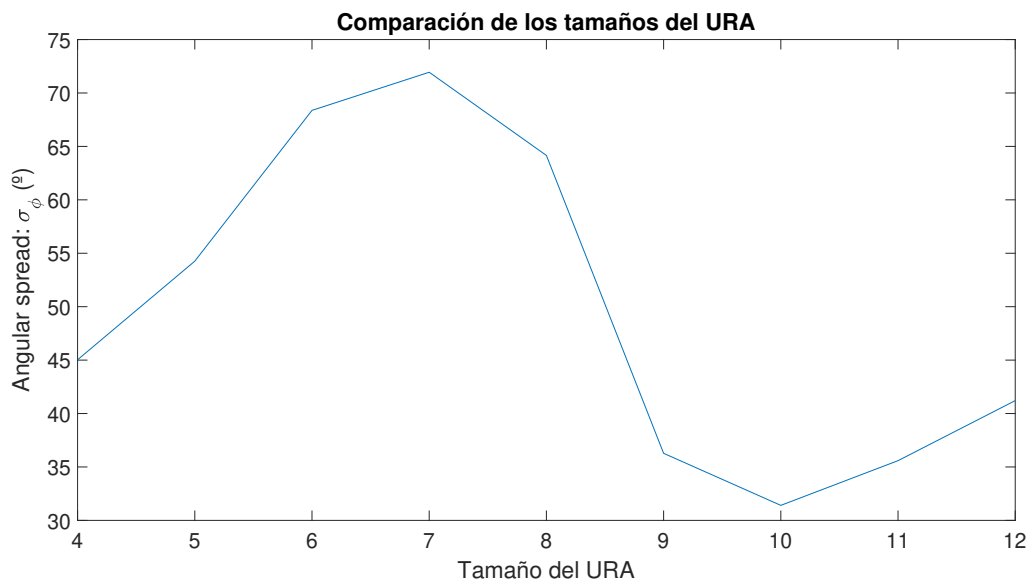


Figura 4.3: Resultados de la medida Tx2-Rx con un valor de *threshold* de -23 dB.

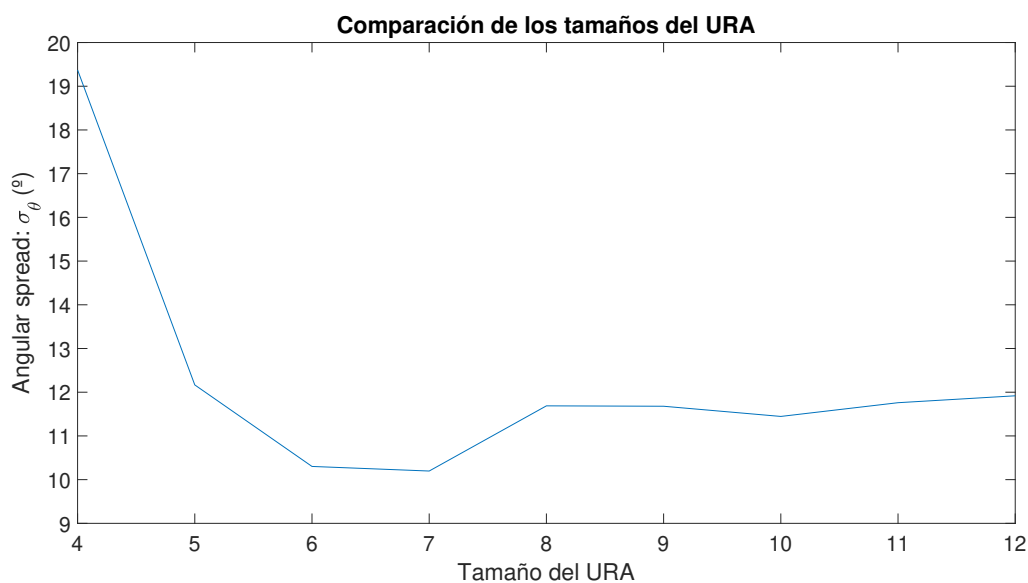


Figura 4.4: Resultados de la medida Tx2-Rx con un valor de *threshold* de -9 dB.

En cuanto a la Figura 4.4, los resultados para elevación no aportan mucha información debido a que el algoritmo MUSIC carece de resolución para dicho ángulo.

Por otro lado, la Figura 4.3 muestra, en los tamaños más pequeños de *subarray*, un ascenso del valor de σ_ϕ hasta llegar al tamaño de 7x7 donde comienza a disminuir notablemente. Este efecto se puede explicar a partir de representar la potencia en acimut($P(\phi)$) frente al ángulo ϕ .

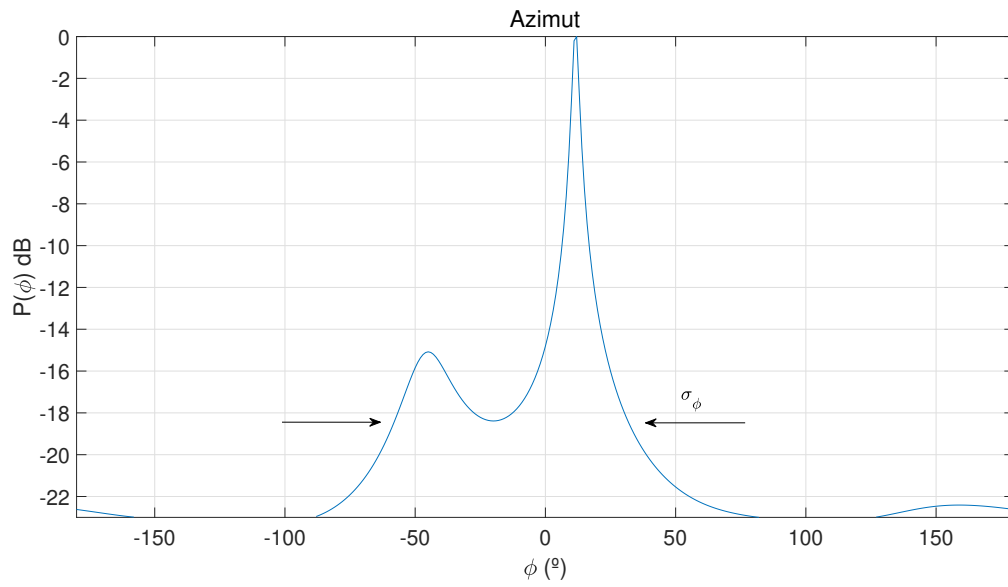


Figura 4.5: Resultados de la medida Tx2-Rx con un valor de *threshold* de -23 dB y un tamaño de *subarray* de 4x4.

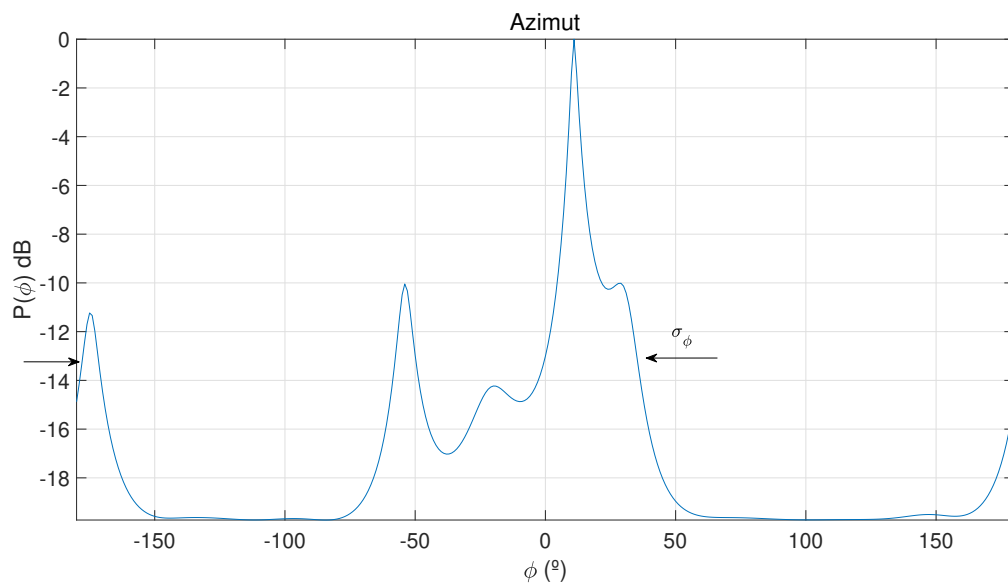


Figura 4.6: Resultados de la medida Tx2-Rx con un valor de *threshold* de -23 dB y un tamaño de *subarray* de 7x7.

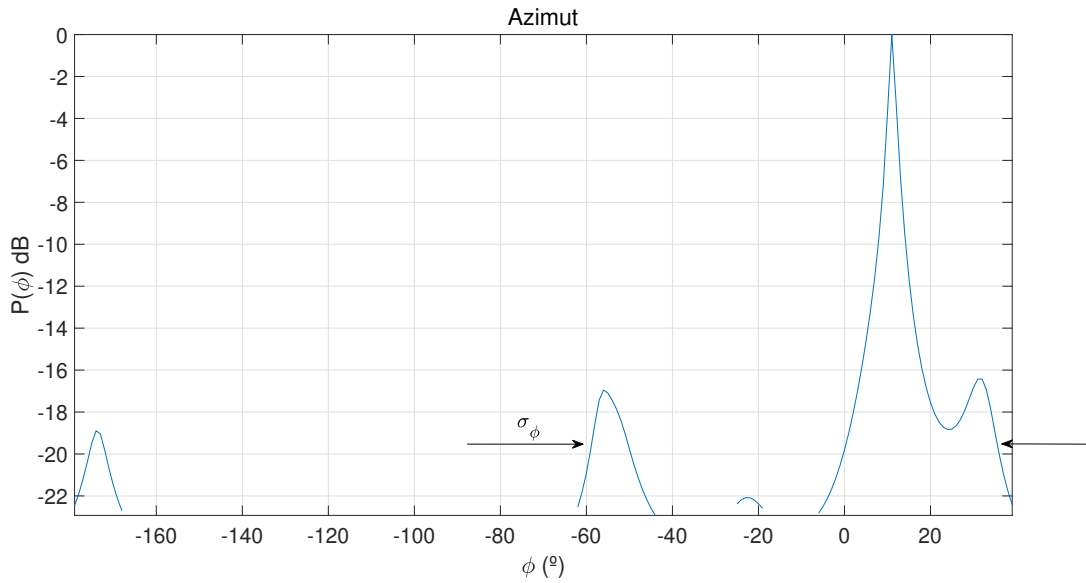


Figura 4.7: Resultados de la medida Tx2-Rx con un valor de *threshold* de -23 dB y un tamaño de *subarray* de 11x11.

Las Figuras 4.7 y 4.5 presentan un rango de medida para el cálculo de σ_ϕ menor al de la Figura 4.6. Esto hace que el valor de σ_ϕ disminuya. Además, en la Figura 4.7, el *threshold* hace que la contribución que está más a la izquierda sea rechazada en el cálculo de σ_ϕ .

Para la señal transmitida por la antena Tx5, simbolizada en la Figura 4.1, se han alcanzado los siguientes resultados, teniendo en cuenta el *threshold* para acimut de -13 dB y para elevación de -4,5 dB.

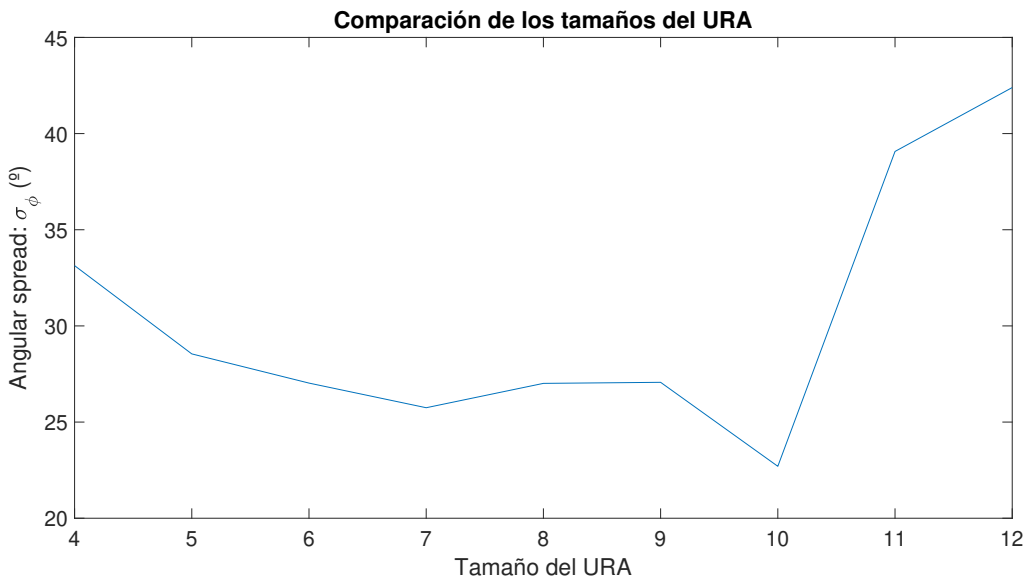


Figura 4.8: Resultados de la medida Tx5-Rx con un valor de *threshold* de -13 dB.

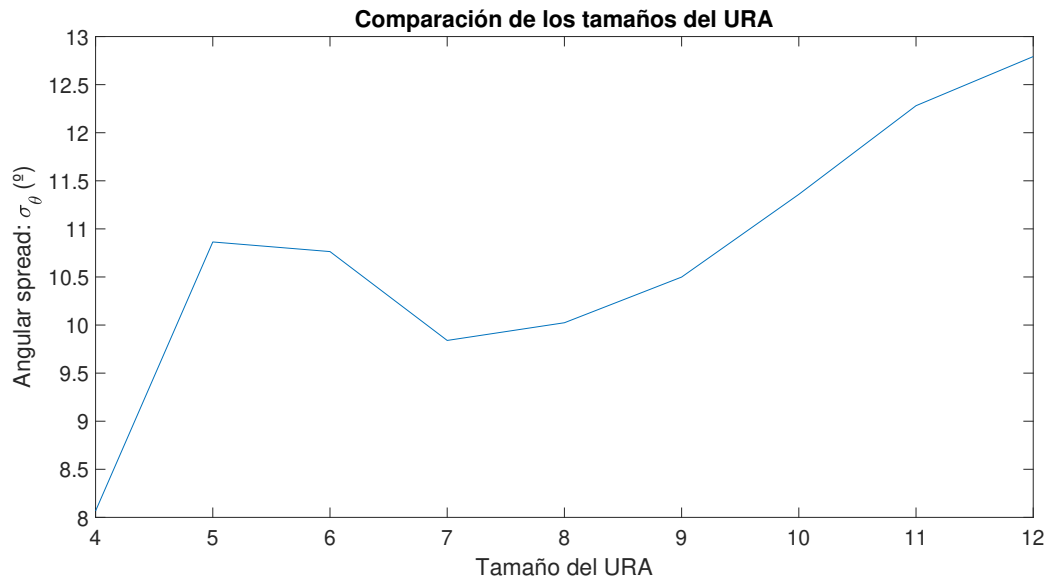


Figura 4.9: Resultados de la medida Tx5-Rx con un valor de *threshold* de -4,5 dB.

Si se comparan estos resultados frente a los que se han obtenido en las Figuras 4.3 y 4.4, σ_ϕ y σ_θ aumentan con el tamaño del *subarray*. Para poder entender este ascenso de σ_ϕ , se ha representado la potencia en acimut ($P(\phi)$) frente al ángulo ϕ .

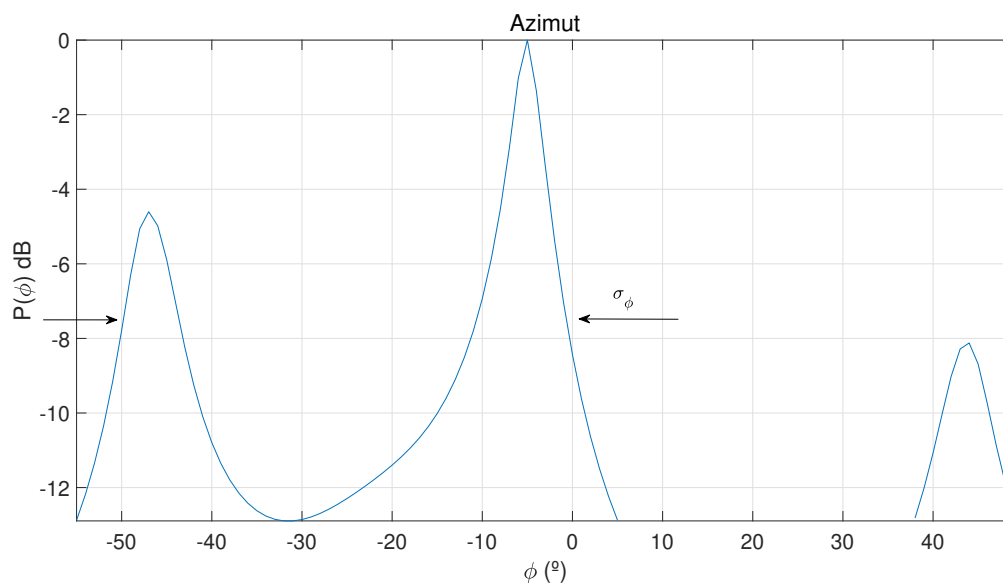


Figura 4.10: Resultados de la medida Tx5-Rx con un valor de *threshold* de -13 dB y un tamaño de *subarray* de 7x7.

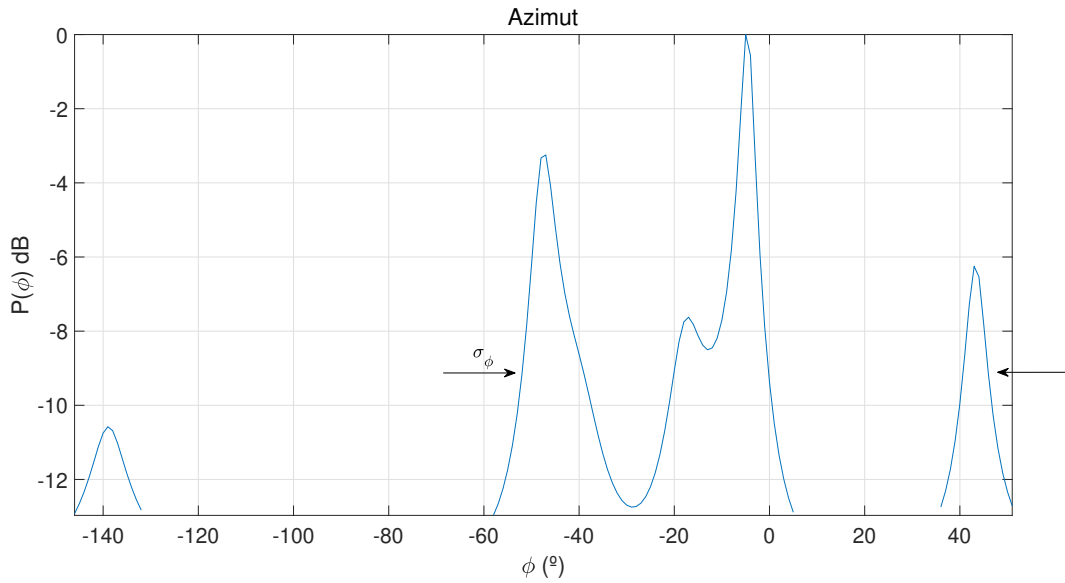


Figura 4.11: Resultados de la medida Tx5-Rx con un valor de *threshold* de -13 dB y un tamaño de *subarray* de 12x12.

Aquí, en la Figura 4.11 el rango de medida para el cálculo de σ_ϕ es mayor en comparación al que presenta la Figura 4.10. Por esta razón, el valor de σ_ϕ aumenta.

Los resultados para las medidas con NLOS son similares a los que se han conseguido con LOS. Los datos alcanzados a partir de la medida que se ha tomado con la antena Tx11, simbolizada en la Figura 4.1, considerando un *threshold* en acimut de -14 dB y en elevación de -5,5 dB, son los siguientes:

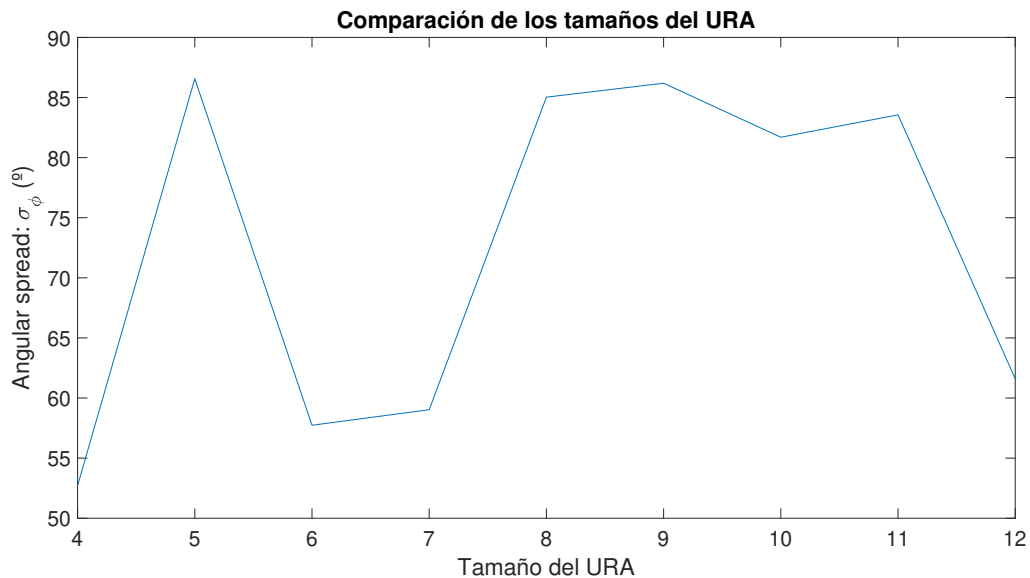


Figura 4.12: Resultados de la medida Tx11-Rx con un valor de *threshold* de -14 dB.

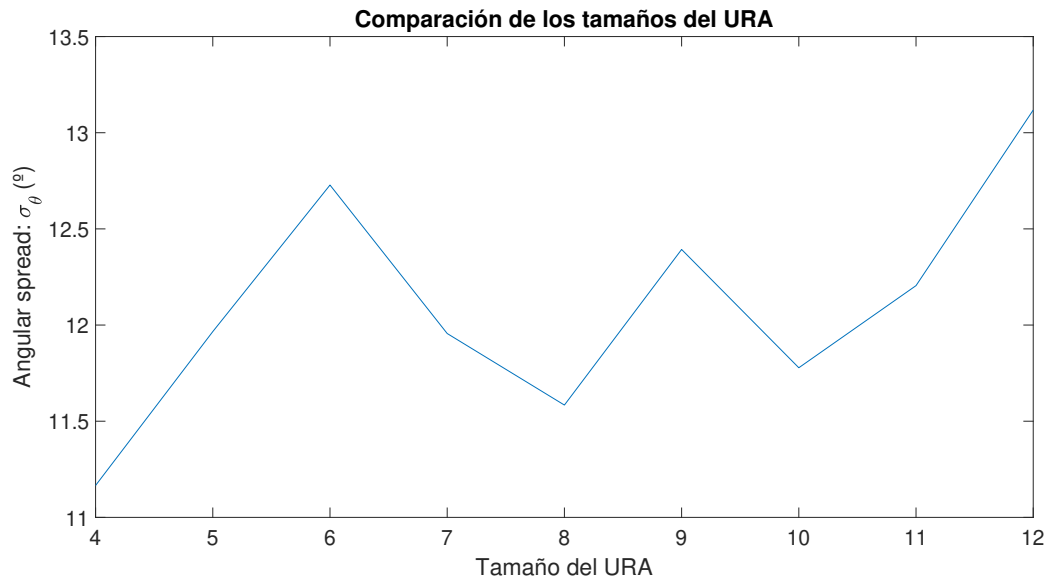


Figura 4.13: Resultados de la medida Tx11-Rx con un valor de *threshold* de -5,5 dB.

Si se representa la potencia en acimut:

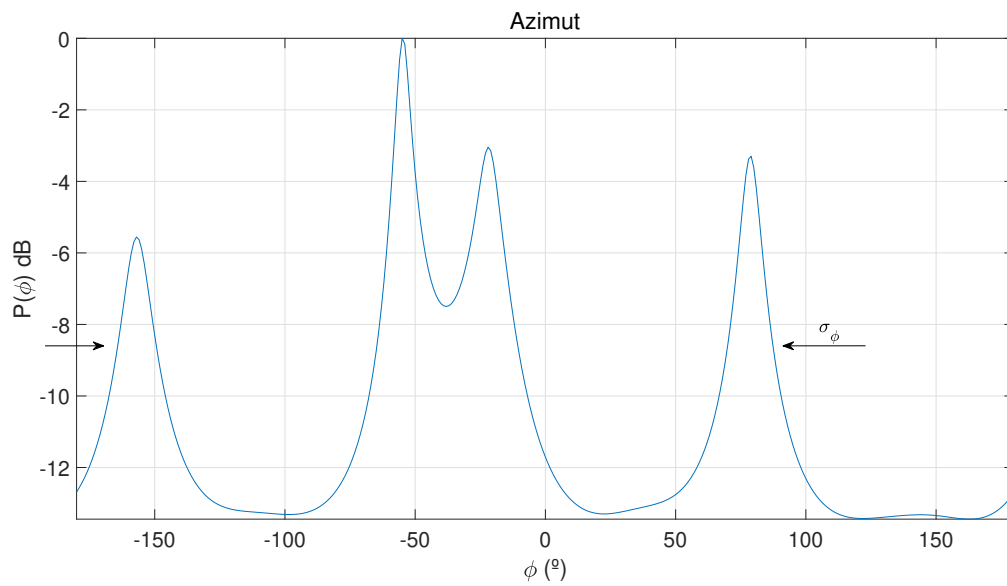


Figura 4.14: Resultados de la medida Tx11-Rx con un valor de *threshold* de -14 dB y un tamaño de *subarray* de 5x5.

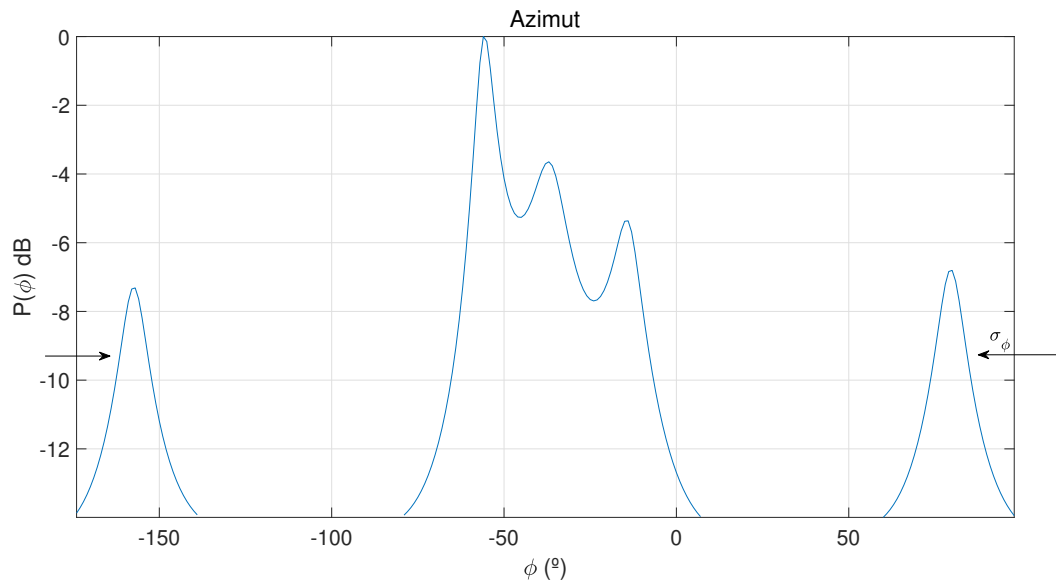


Figura 4.15: Resultados de la medida Tx11-Rx con un valor de *threshold* de -14 dB y un tamaño de *subarray* de 7x7.

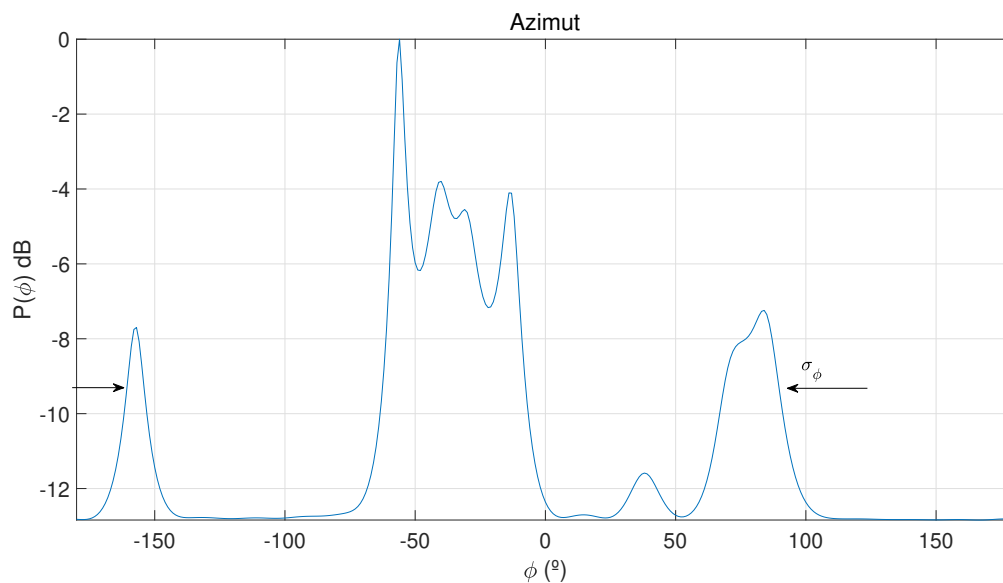


Figura 4.16: Resultados de la medida Tx11-Rx con un valor de *threshold* de -14 dB y un tamaño de *subarray* de 11x11.

Se visualiza que el valor de dispersión angular para el tamaño 7x7, representado en la Figura 4.15, será menor a los que se alcanzan con los tamaños 5x5 y 11x11, razón por la que, en la Figura 4.12, aparece un descenso en el valor de la dispersión angular para los tamaños de 6x6 y 7x7.

Para la medida realizada con la antena Tx14, simbolizada en la Figura 4.1, teniendo en cuenta un *threshold* en acimut de -15 dB y en elevación de -6 dB, los resultados alcanzados son los siguientes:

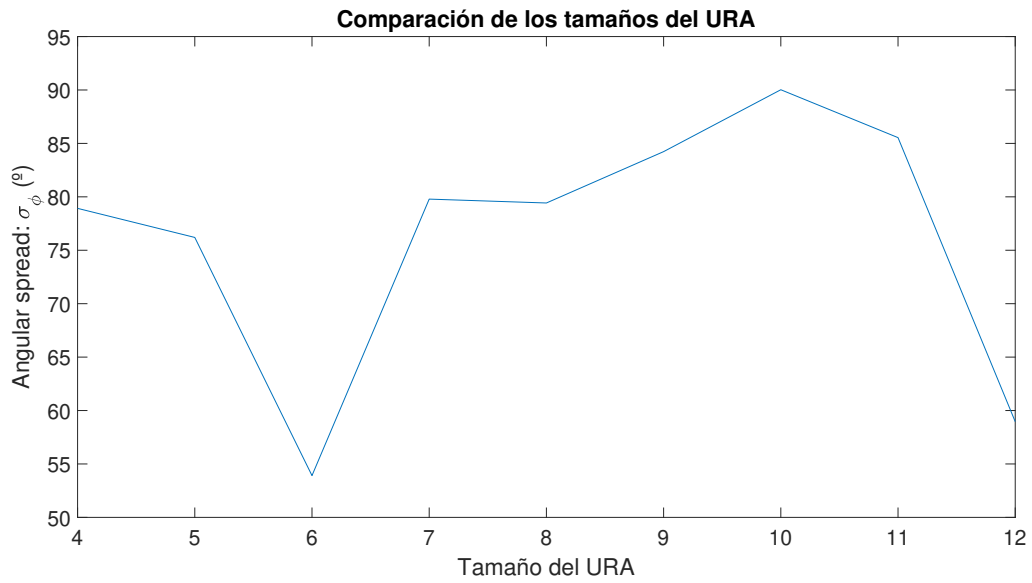


Figura 4.17: Resultados de la medida Tx14-Rx con un valor de *threshold* de -15 dB.

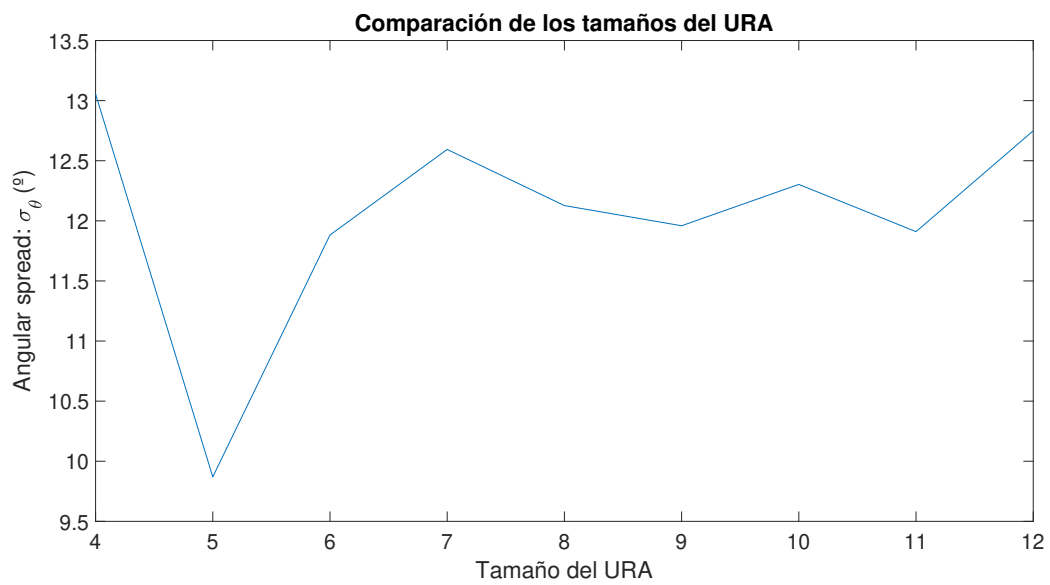


Figura 4.18: Resultados de la medida Tx14-Rx con un valor de *threshold* de -6 dB.

Al igual que en los casos anteriores, si se representa la potencia en acimut para unos tamaños específicos, se consigue lo siguiente:

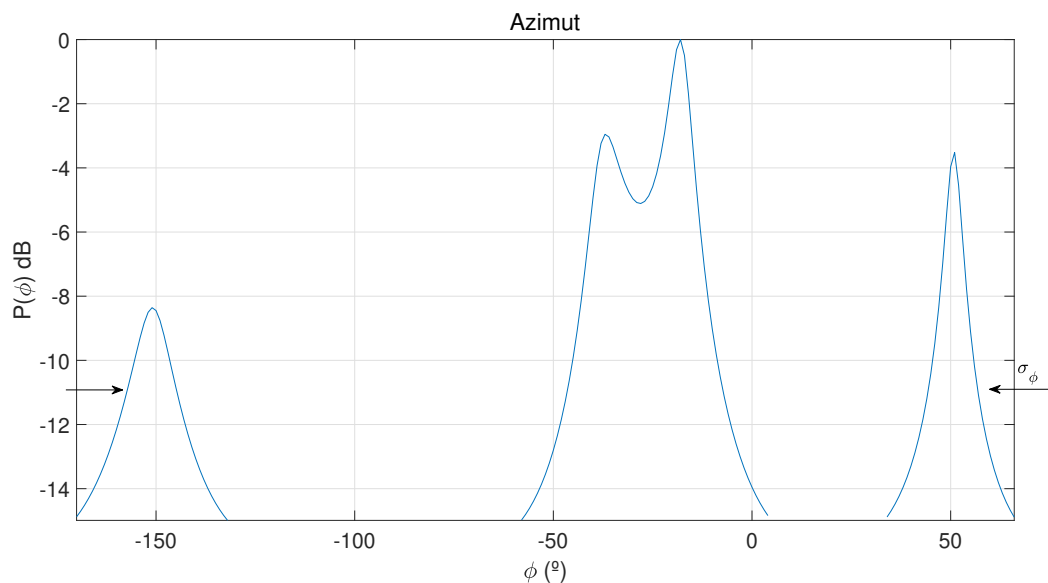


Figura 4.19: Resultados de la medida Tx14-Rx con un valor de *threshold* de -15 dB y un tamaño de *subarray* de 6x6.

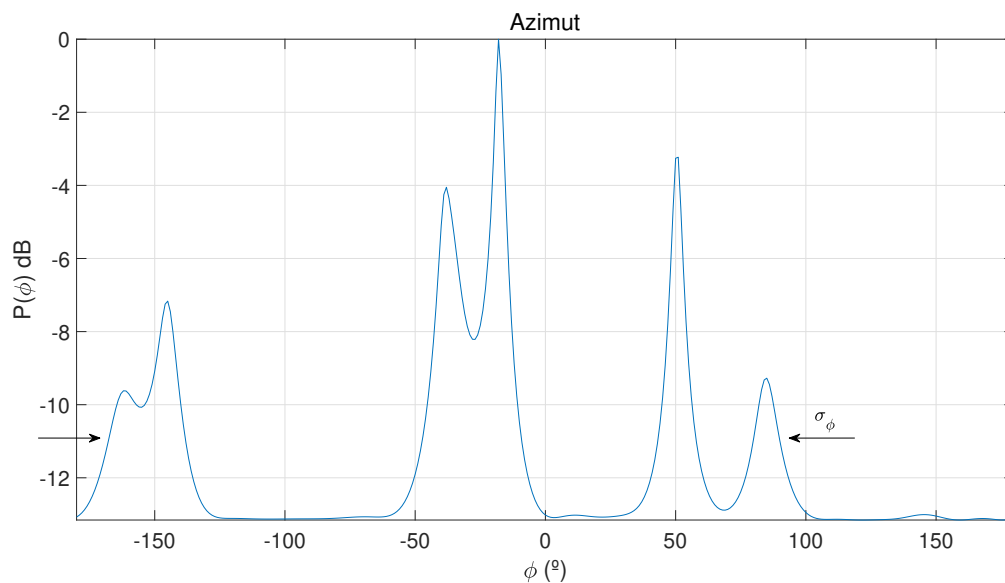


Figura 4.20: Resultados de la medida Tx14-Rx con un valor de *threshold* de -15 dB y un tamaño de *subarray* de 10x10.

Se comprueba que el valor de la dispersión angular para el tamaño de 6x6 es menor al calculado para el tamaño de 10x10.

Como se ha explicado anteriormente, los saltos abruptos de los valores de σ_ϕ y σ_θ se deben al número de contribuciones que resultan al cambiar el tamaño del *array* y del valor de *threshold* dado, debido a que pueden haber contribuciones que sean desestimadas para el cálculo de σ_ϕ y σ_θ .

4.3.2. Anchura de la contribución principal

Como en la sección anterior se esperaba que σ_ϕ descendiera al aumentar el tamaño del *array* y se han obtenido resultados distintos, se ha calculado, para cada medida, la anchura de la contribución principal en función del tamaño del *array*, considerando, como se ha procedido en la sección anterior, un valor de *threshold* distinto para cada medida.

Para ello, se ha seleccionado como contribución principal aquella que presenta un valor de atenuación menor.

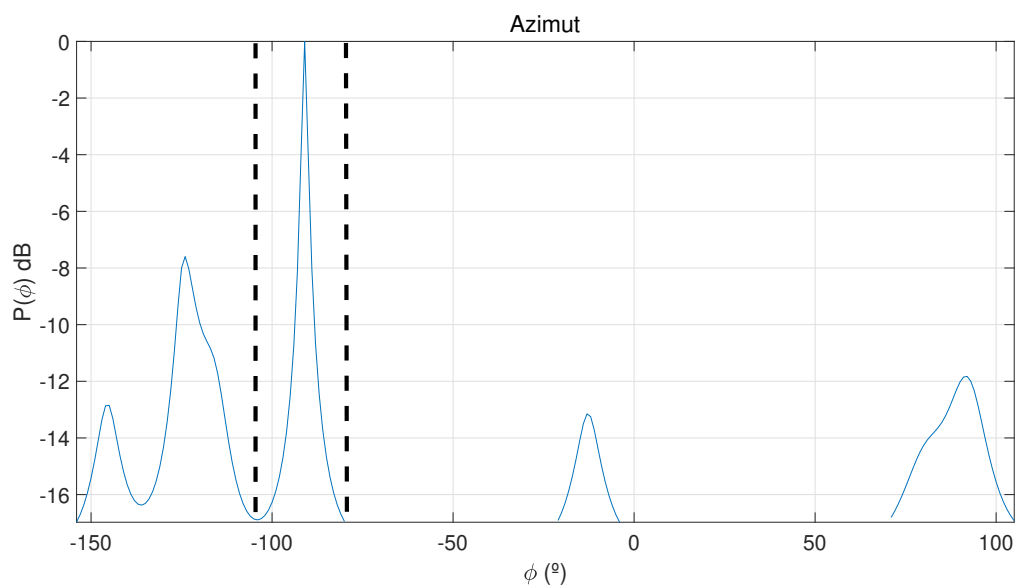


Figura 4.21: Ejemplo de cálculo del valor de la anchura de la contribución principal para la medida Tx7-Rx con un *threshold* de -17 dB y un tamaño de *subarray* de 12x12.

Se han descartado los resultados para σ_θ ya que carecen de información.

Para la medida realizada con la antena Tx3, representada en la Figura 4.1, con un *threshold* de -20 dB, se ha llegado al siguiente resultado:

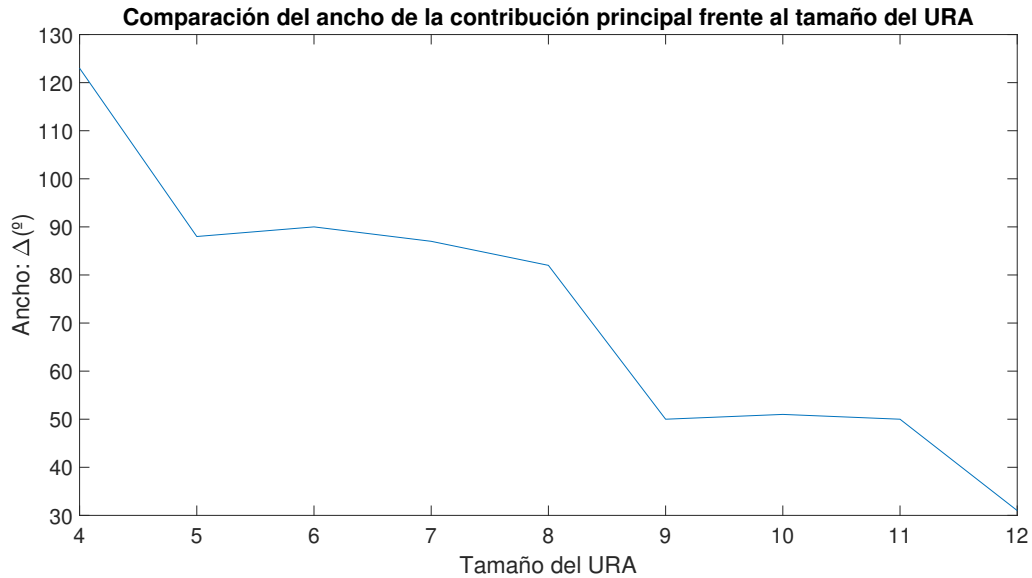


Figura 4.22: Resultados de la medida Tx3-Rx con un valor de *threshold* de -20 dB.

A partir de la Figura 4.22 se puede apreciar que la anchura de la contribución principal va estrechándose al aumentar el tamaño del *subarray*.

Sin embargo, para la medida alcanzada a partir de la antena Tx5, considerando un *threshold* de -13 dB, los resultados son distintos a lo esperado:

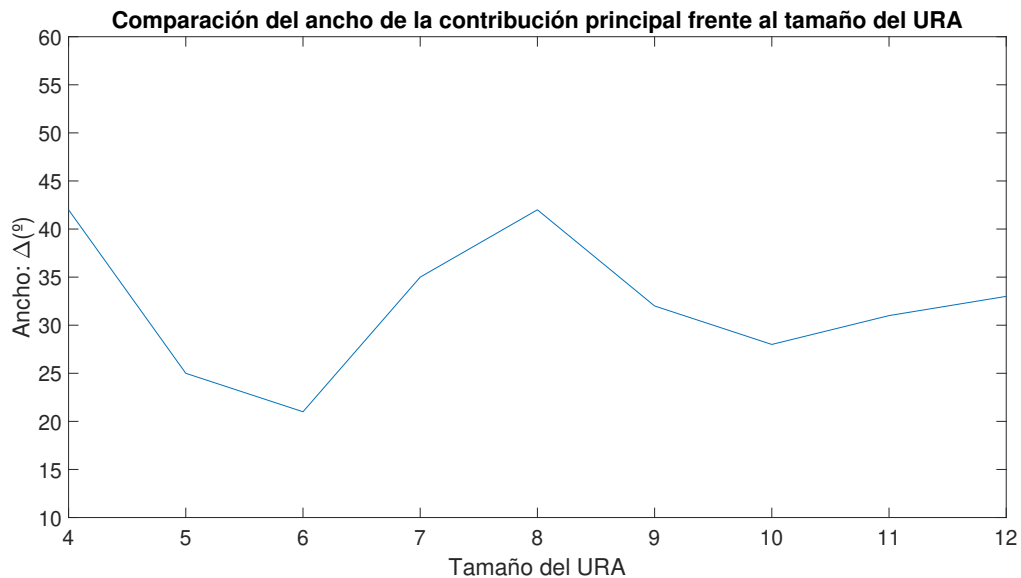


Figura 4.23: Resultados de la medida Tx5-Rx con un valor de *threshold* de -13 dB.

Esto ocurre debido a que el valor de *threshold* utilizado es bastante limitante para los tamaños más pequeños del *subarray*, dando lugar a un ancho de la contribución menor.

Para las medidas con NLOS, los resultados obtenidos a partir de la antena Tx11, considerando un *threshold* de -14 dB, son los siguientes:

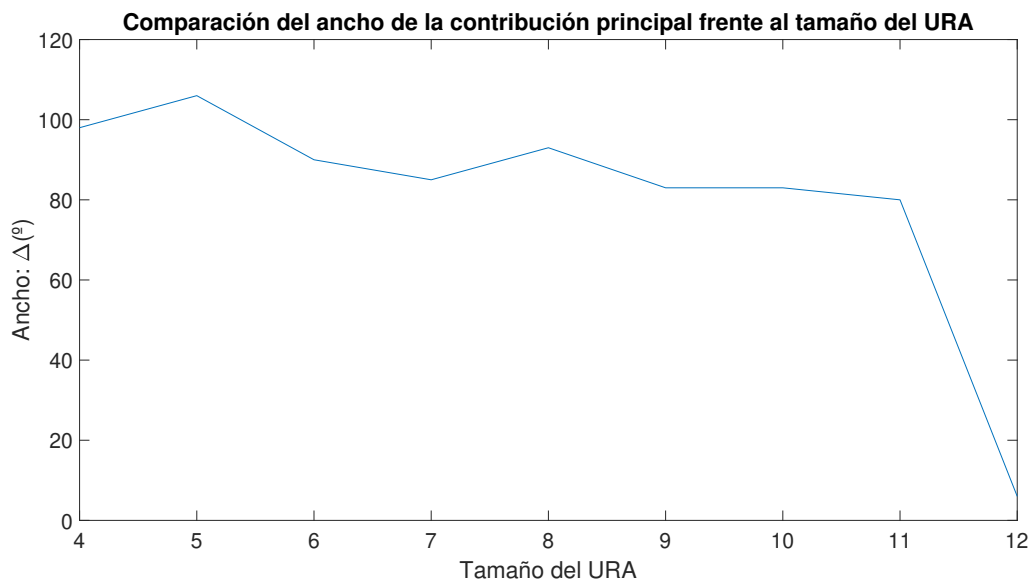


Figura 4.24: Resultados de la medida Tx11-Rx con un valor de *threshold* de -14 dB.

De forma global, la anchura desciende al aumentar el tamaño del *subarray*, al igual que ha ocurrido en la Figura 4.23.

Por otro lado, los resultados que aporta la medida realizada con la antena Tx13, simbolizada en la Figura 4.1, teniendo en cuenta un *threshold* de -11 dB, son los que se muestran a continuación:

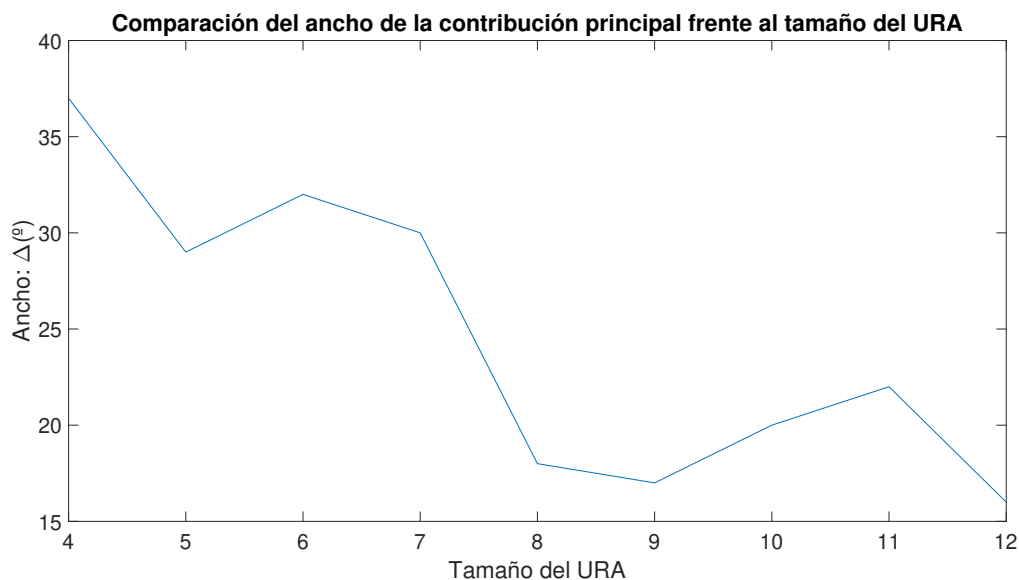


Figura 4.25: Resultados de la medida Tx13-Rx con un valor de *threshold* de -11 dB.

Al igual que ha sucedido en la Figura 4.24, la anchura de la contribución principal disminuye al aumentar el tamaño del *subarray*.

4.3.3. Identificación de las contribuciones de llegada a la antena receptora

El propósito de este resultado consiste en averiguar cuántas contribuciones le llegan a la antena receptora y con qué potencia lo hacen. Esto es debido a que el algoritmo MUSIC no es capaz de calcular el número de contribuciones totales que le llegan a la antena receptora. Además, para que se pueda calcular dicho algoritmo, se necesita saber con antelación el número de señales incidentes que le van a llegar a la antena receptora.

Para ello, inicialmente, se ha estimado que el número de señales incidentes sea 11, con un tamaño de *array* de 12x12.

Posteriormente, se ha dividido el PDP en partes presentando, cada una de estas, una contribución con una determinada potencia. Esta potencia se ha visualizado a partir de la representación de la potencia en acimut, ya que en elevación aporta poca información. Las partes que no definen una contribución, se han descartado.

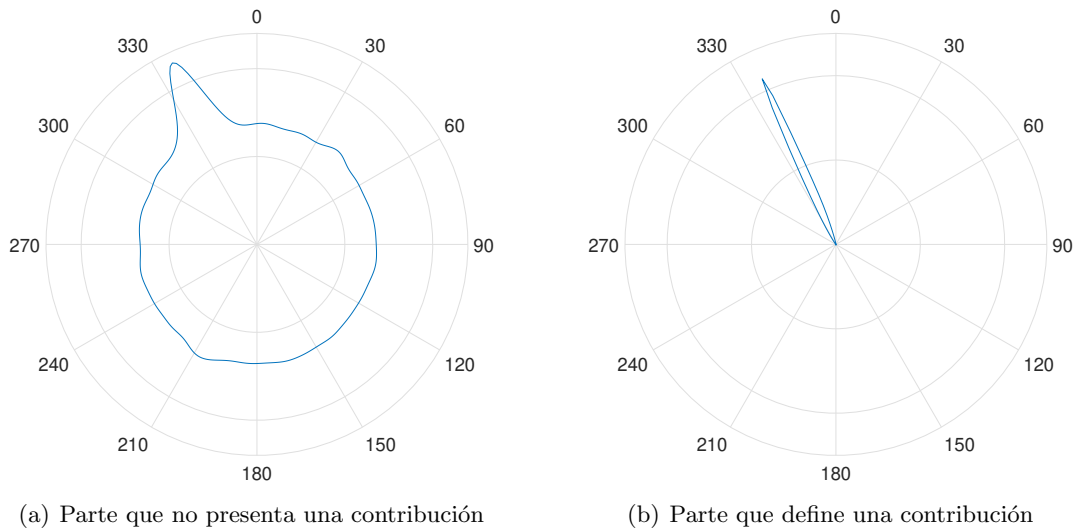


Figura 4.26: Ejemplo del descarte de algunas partes que conforman el PDP.

Por último, se han creado las siguientes gráficas representando el momento de retardo en el que se produjeron estas contribuciones con su respectivo ángulo de llegada. La potencia con la que llegaron se ve reflejada a partir del grosor de los puntos y del color, distribuidos en una barra.

La potencia está representada como potencia relativa (dBr), es decir, se ha normalizado a partir de su valor máximo.

Además, se ha considerado un *threshold* de -30 dB a partir del máximo valor de potencia del PDP. [12].

Para las medidas de LOS se han seleccionado los siguientes resultados:

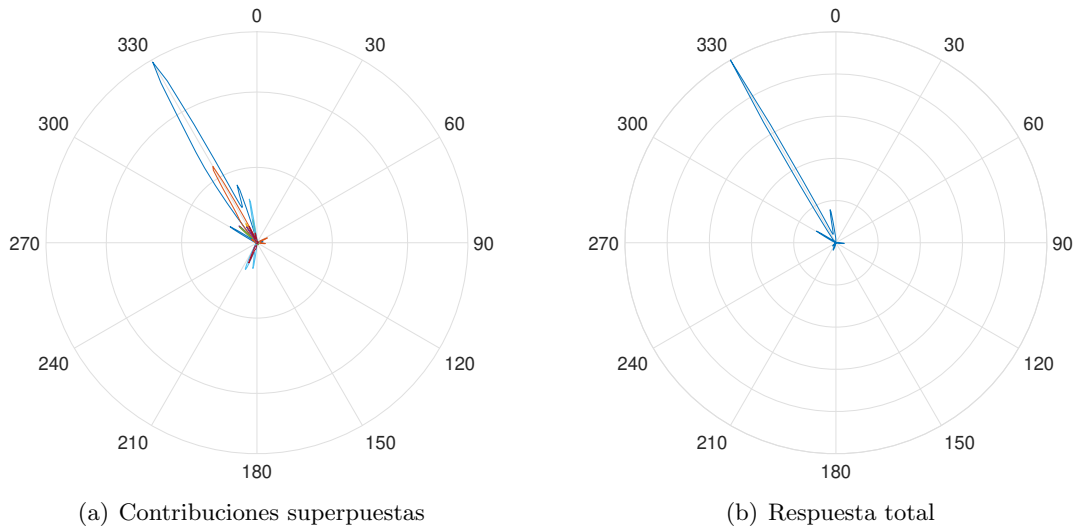


Figura 4.27: Superposición para la medida Tx4-Rx con un valor de *threshold* de -30 dB.

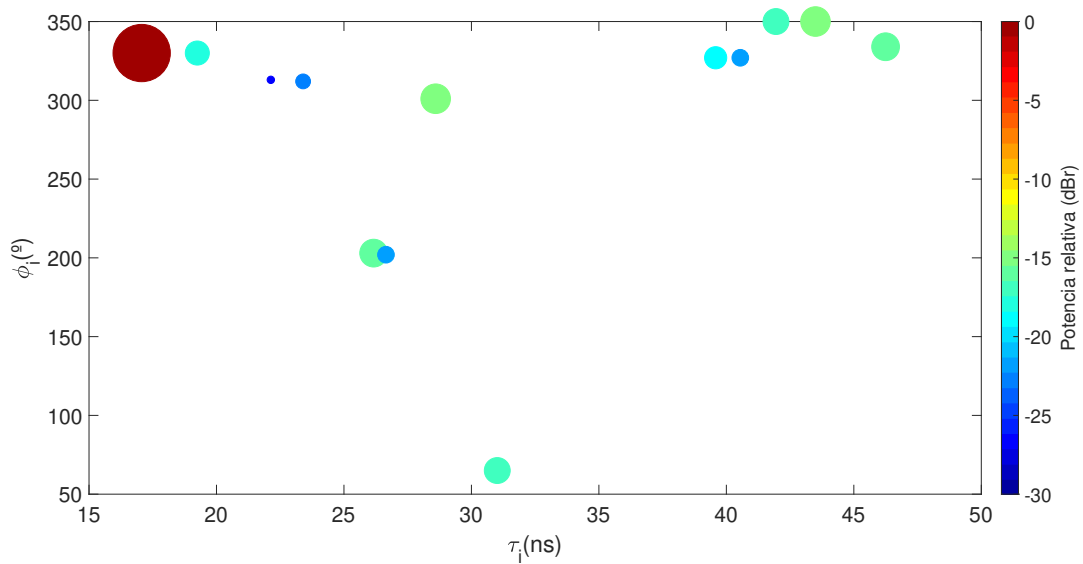


Figura 4.28: Superposición de la medida Tx4-Rx en ϕ con un valor de *threshold* de -30 dB.

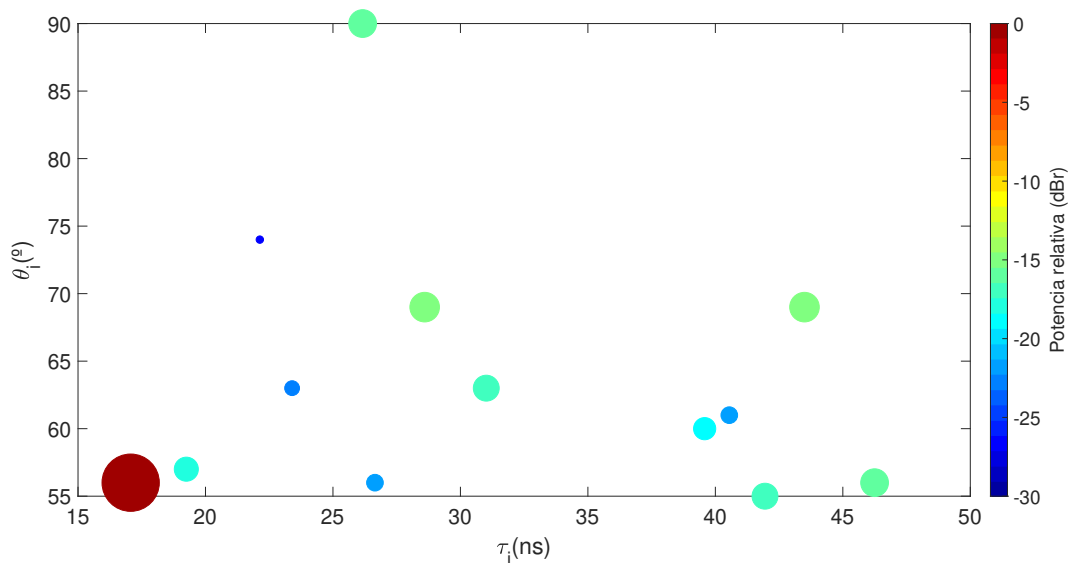


Figura 4.29: Superposición de la medida Tx4-Rx en θ con un valor de *threshold* de -30 dB.

Para esta medida se han alcanzado un total de 13 contribuciones, mayor a las 11 señales incidentes que se habían supuesto al principio.

En cuanto a la representación, el color rojo señala la contribución con mayor potencia relativa mientras que el color azul oscuro, indica aquella contribución con menor valor. Además, dicha potencia también viene reflejada por el grosor del *marker*.

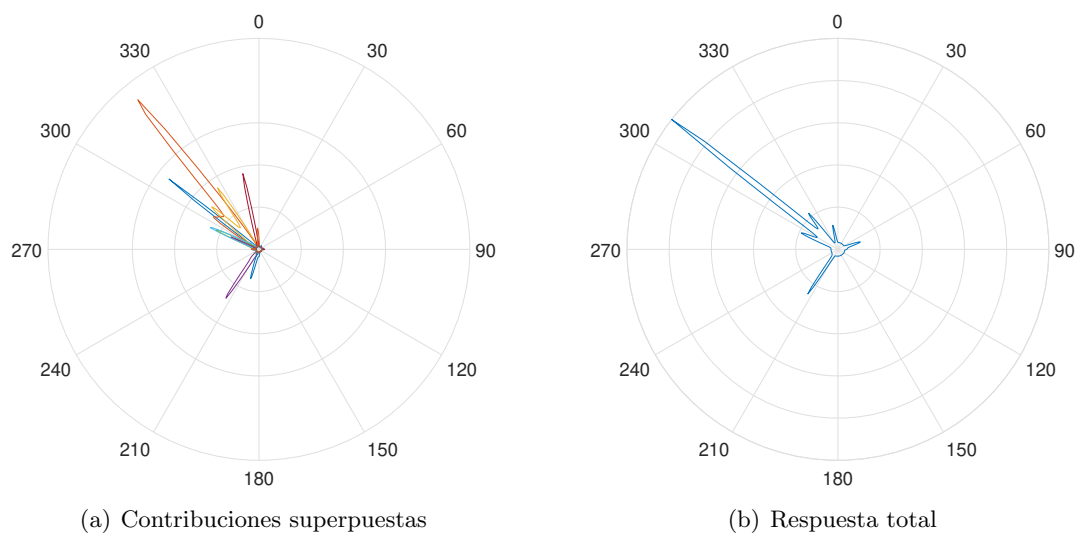


Figura 4.30: Superposición para la medida Tx6-Rx con un valor de *threshold* de -30 dB.

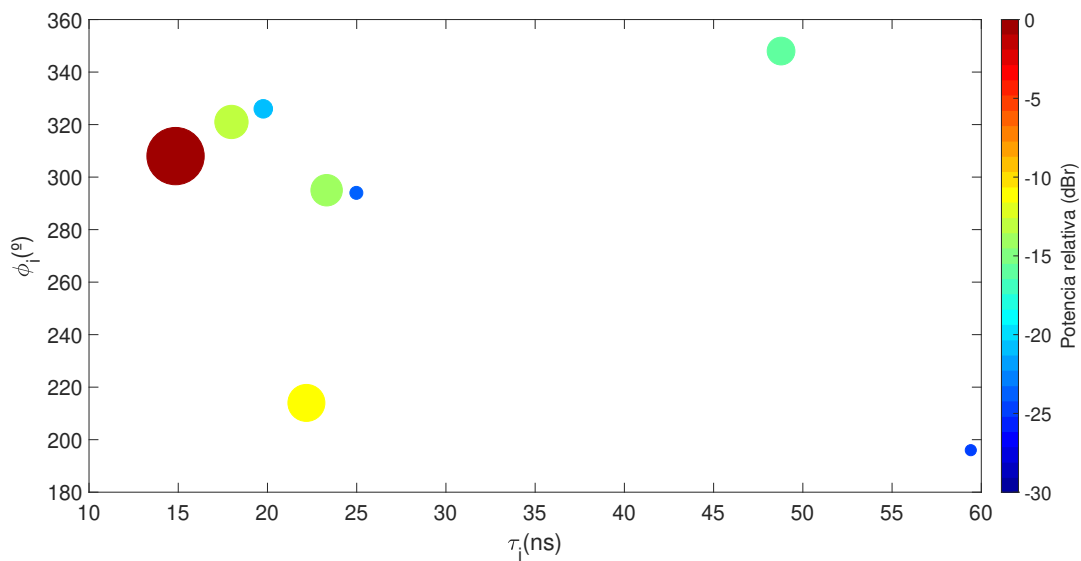


Figura 4.31: Superposición de la medida Tx6-Rx en ϕ con un valor de *threshold* de -30 dB.

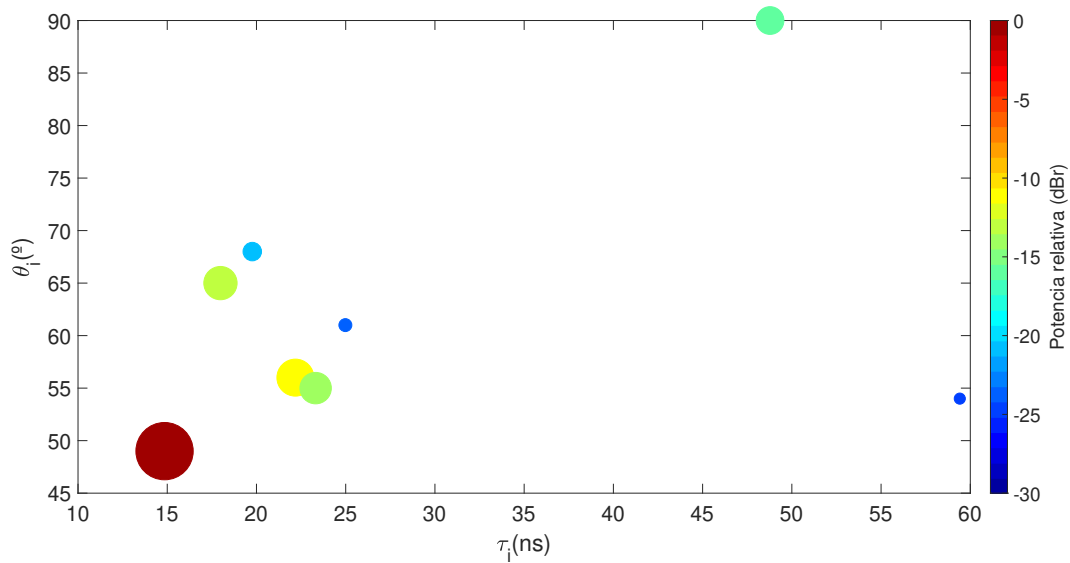


Figura 4.32: Superposición de la medida Tx4-Rx en θ con un valor de *threshold* de -30 dB.

Para esta medida, el número de contribuciones es menor al supuesto inicialmente, el total de señales incidentes que le llegan a la antena receptora es de 7.

Para las medidas con NLOS, se muestran en las siguientes figuras parte de los resultados:

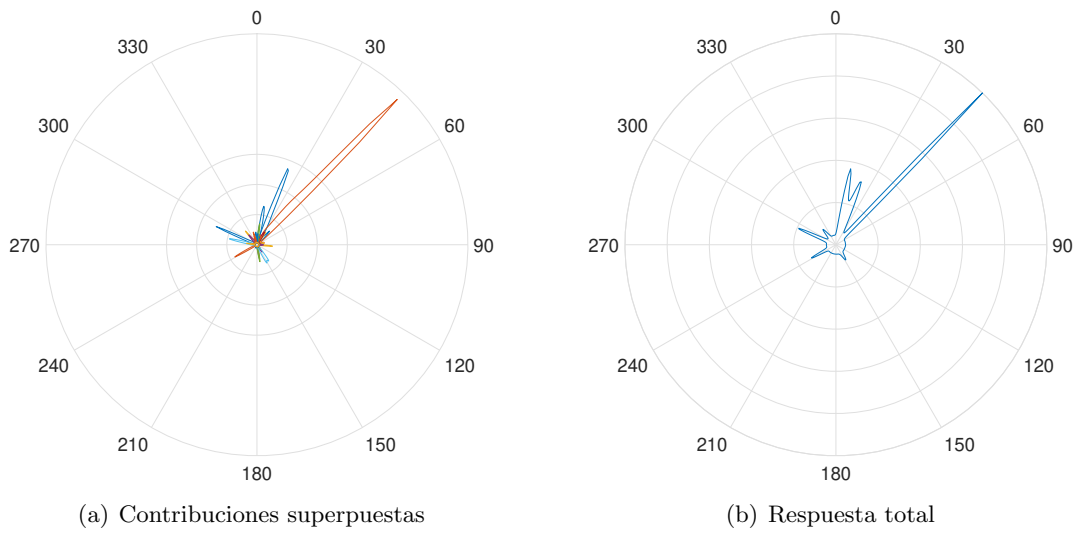


Figura 4.33: Superposición para la medida Tx12-Rx con un valor de *threshold* de -30 dB.

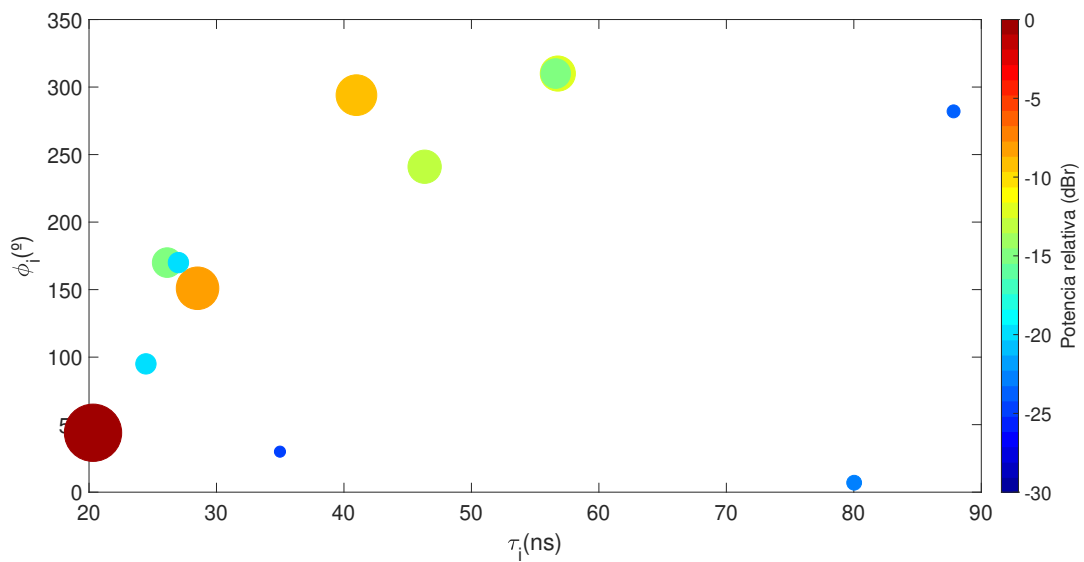


Figura 4.34: Superposición de la medida Tx12-Rx en ϕ con un valor de *threshold* de -30 dB.

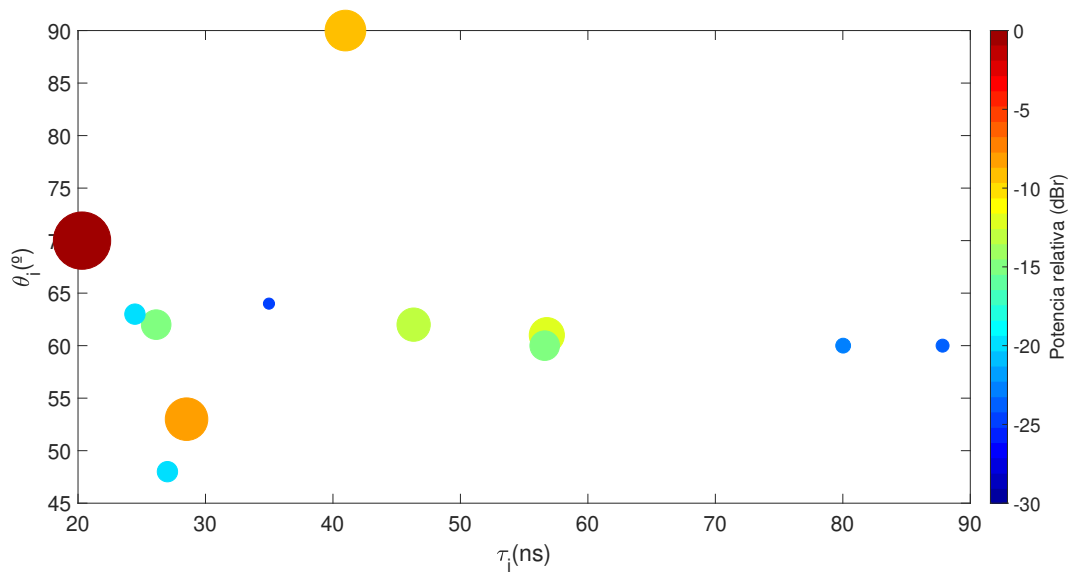


Figura 4.35: Superposición de la medida Tx12-Rx en θ con un valor de *threshold* de -30 dB.

Para esta medida el número de señales incidentes coincide con el que se ha estimado al principio, es decir, hay 11 señales incidentes.

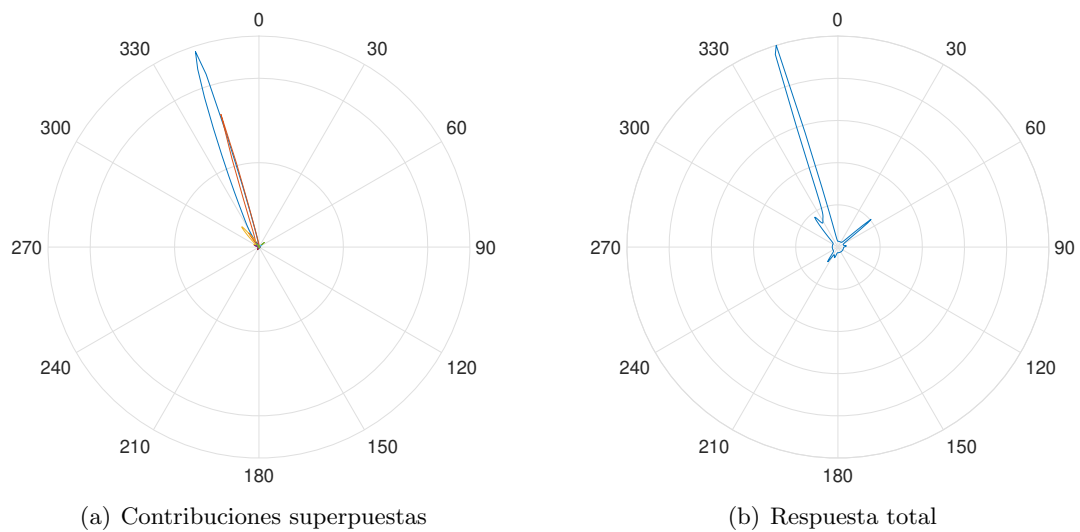


Figura 4.36: Superposición para la medida Tx14-Rx con un valor de *threshold* de -30 dB.

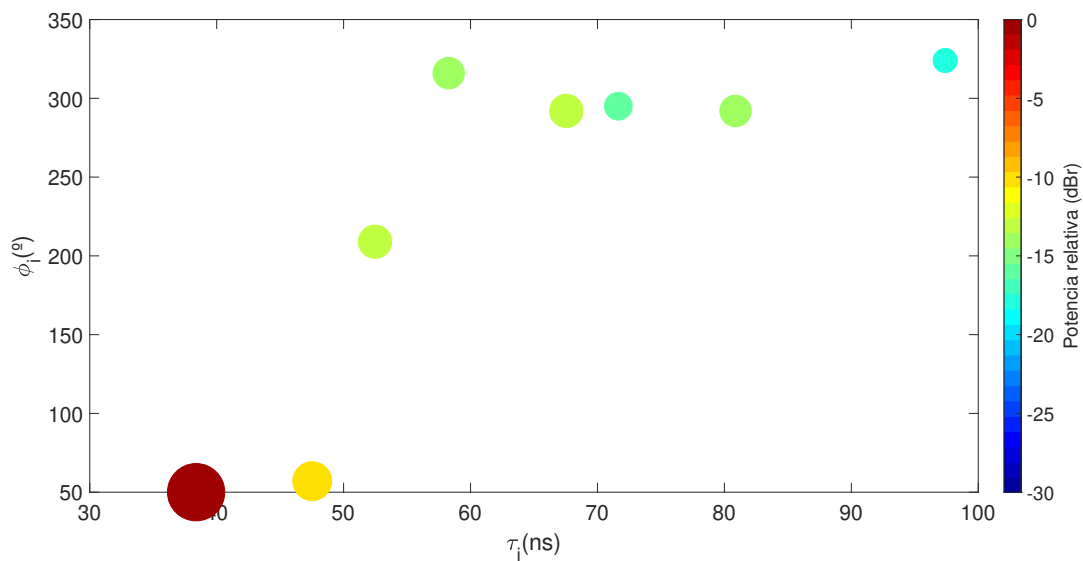


Figura 4.37: Superposición de la medida Tx14-Rx en ϕ con un valor de *threshold* de -30 dB.

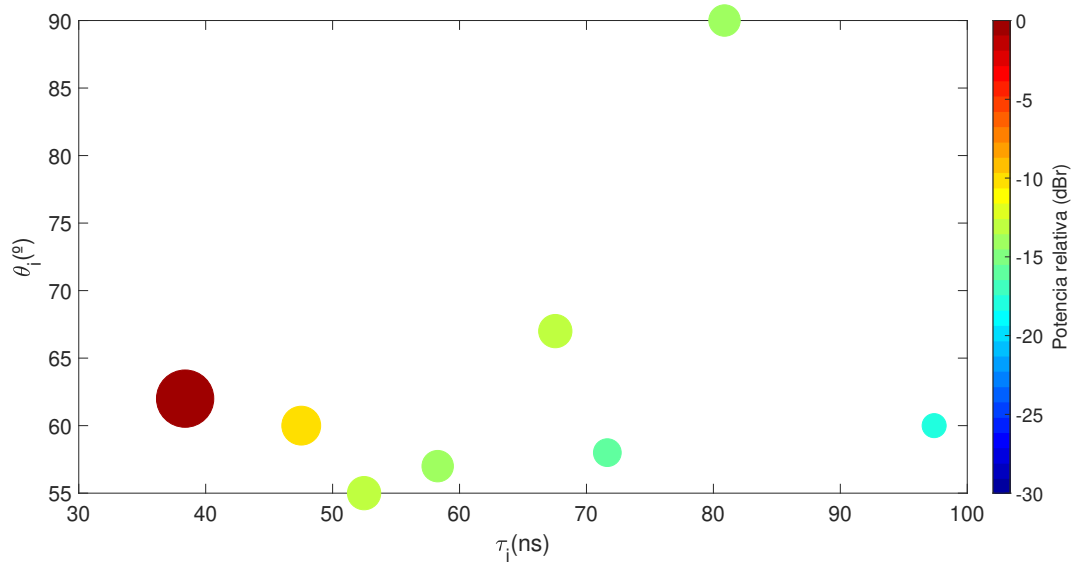


Figura 4.38: Superposición de la medida Tx14-Rx en θ con un valor de *threshold* de -30 dB.

En este caso disminuye a 8 señales, respecto a las 11 que se estimaron al principio.

En resumen, el número de señales incidentes para cada medida ha sido el siguiente:

	LOS									
	Tx1	Tx2	Tx3	Tx4	Tx5	Tx6	Tx7	Tx8	Tx9	Tx10
<i>Contribuciones</i>	12	13	17	13	7	8	12	12	13	8

Tabla 4.1: Número de contribuciones para las medidas con LOS.

	NLOS			
	Tx11	Tx12	Tx13	Tx14
<i>Contribuciones</i>	17	12	11	8

Tabla 4.2: Número de contribuciones para las medidas con NLOS.

4.3.4. Correlación

A partir de la dispersión temporal, $\sigma_h(ns)$, y de la dispersión angular, σ_ϕ o σ_θ , se han creado dos gráficas, una para acimut y otra para elevación para constatar si las medidas están correladas o no.

Las gráficas se han elaborado a partir de las medidas con condición LOS y NLOS.

Las Figuras 4.39 y 4.40 muestran el resultado alcanzado.

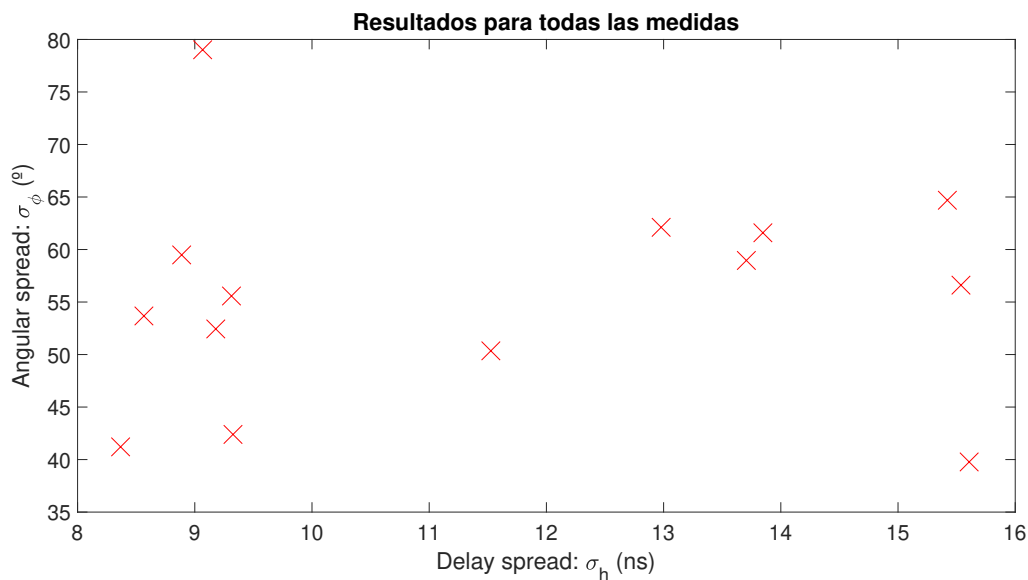


Figura 4.39: Resultados de la correlación para ϕ .

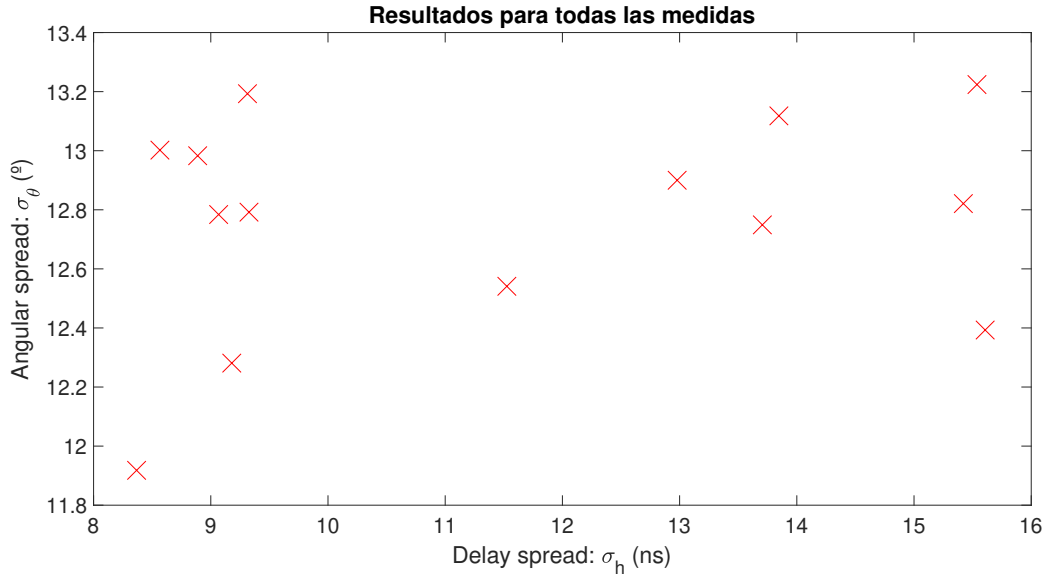


Figura 4.40: Resultados de la correlación para θ .

Ambas gráficas muestran unos resultados incorrelados, siendo el valor de correlación el siguiente:

	Elevación (θ)	Acimut(ϕ)
<i>Correlacin</i>	0,2172	0,0654

Tabla 4.3: Valor de la correlación para Elevación y Acimut.

4.3.5. Distancia

Por último, se ha analizado la relación que presenta la dispersión angular, tanto en acimut como en elevación, frente a la distancia. El propósito de esta representación ha sido comprobar si la dispersión aumenta o disminuye con dicha distancia.

Las distancias a las que se encontraban las antenas transmisoras de la receptora se encuentran reflejadas en las tablas siguientes:

	LOS									
	Tx1	Tx2	Tx3	Tx4	Tx5	Tx6	Tx7	Tx8	Tx9	Tx10
d_{Tx-Rx}	7,80	7,20	4,95	5,10	7,05	4,50	4,05	4,65	2,70	6,00

Tabla 4.4: Distancia de las antenas transmisoras a la receptora para LOS.

	NLOS			
	Tx11	Tx12	Tx13	Tx14
$d_{T_x-R_x}$	5,55	4,80	4,55	8,40

Tabla 4.5: Distancia de las antenas transmisoras a la receptora para NLOS.

A partir de estos valores y la dispersión angular, se han extraído las gráficas correspondientes a las Figuras 4.41 y 4.42.

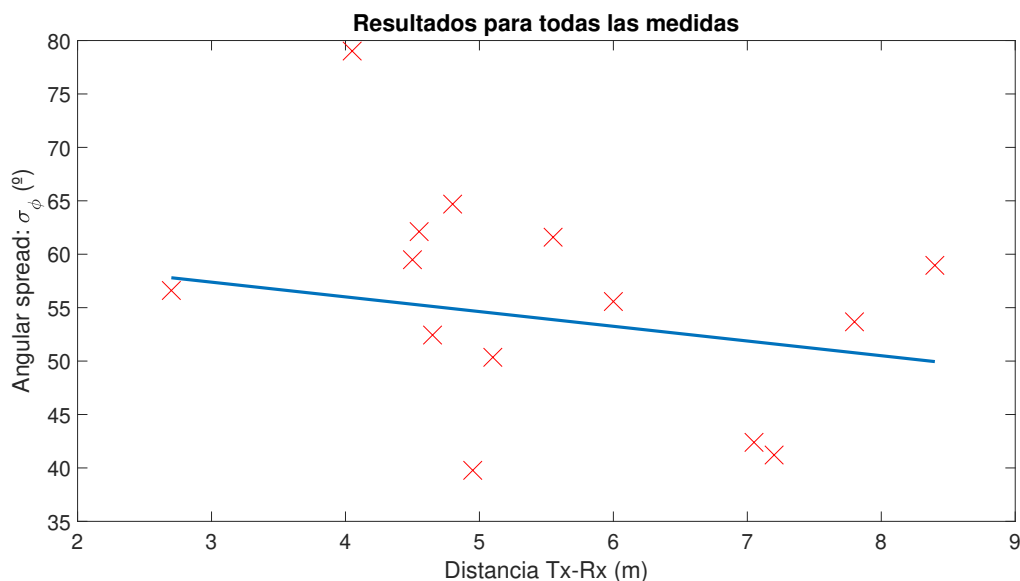


Figura 4.41: Resultados de la distancia frente a σ_ϕ .

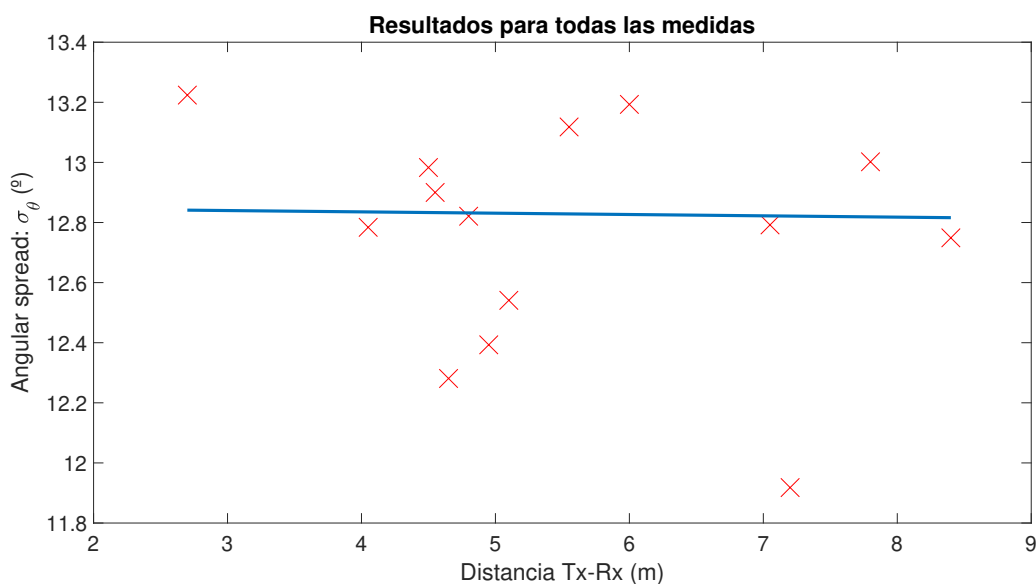


Figura 4.42: Resultados de la distancia frente a σ_θ .

Al igual que en la subsección 4.3.4 anterior, las medidas de condición LOS y NLOS se han

representado en conjunto.

Para visualizar mejor el comportamiento, se ha añadido la regresión lineal que aparece en ambas figuras para verificar que σ_ϕ y σ_θ disminuyen con la distancia.

Capítulo 5

Conclusiones y líneas futuras

5.1. Conclusiones

En este trabajo se ha llevado a cabo la caracterización angular de una antena con un array URA de tamaño 12x12, en la banda *mmWave*, más concretamente, en la banda de los 25 GHz a los 40 GHz.

Para ello, se ha realizado el estudio y comprensión previo del algoritmo MUSIC seleccionado, puesto que es un algoritmo sencillo de implementar y ofrece buenos resultados en la estimación del AOA frente a otros de igual complejidad computacional.

Después, el algoritmo se ha programado en MATLAB y se han creado una serie de códigos necesarios para la manipulación de las medidas dadas y representación de los resultados deseados.

A partir de los códigos, se ha comprobado que el tamaño del URA se puede disminuir a 11x11, ya que se alcanzan resultados similares tanto en σ_ϕ como en σ_θ frente al tamaño de 12x12. Además, se ha verificado que el número de contribuciones que se encuentran representadas en potencia aumenta a medida que crece el tamaño del URA. Sin embargo, si se tiene en cuenta solo la contribución principal de la medida, es decir, la que posee menos atenuación, se observa que su anchura tiende a reducirse al aumentar el tamaño del URA.

También, se ha calculado el número de contribuciones que le llegan a la antena, siendo representadas a partir de su potencia, su retardo y su ángulo. Así, se puede saber el número de señales incidentes que le llegan realmente a la antena, ya que el algoritmo MUSIC necesita que se estimen estas señales antes de realizar los cálculos. Así mismo, se visualizan las señales que pueden haberse reflejado, con el mobiliario o las paredes, o difractado a partir de su retardo y de la potencia con la que llegan, ya que al producirse el choque la potencia disminuye.

Por otro lado, se ha analizado si existía correlación o no entre todas las medidas. Ha resultado que las medidas están incorreladas tanto para acimut como en elevación.

Por último, se ha verificado que el valor de σ_ϕ y σ_θ disminuye al aumentar la distancia. Al ser la distancia mayor, las contribuciones que le llegan a la antena receptora disminuyen, ya que

algunas de ellas llegan con un valor de potencia menor al establecido por el *threshold*.

Se han realizado numerosos estudios para caracterizar de forma angular distintos tipos de antenas como URA, ULA o UCA, en la banda *mmWave*. Cabe destacar el artículo [13], puesto que presenta ciertas similitudes con este TFG dado que las medidas se han llevado a cabo en un entorno de oficina, en las bandas de 11, 16, 28 y 38 GHz, con unos tamaños de URA de 51x51, 76x76, 91x91 y 121x121, respectivamente. Aunque en este artículo, el algoritmo utilizado ha sido SAGE [13]. Además, se calcularon otros parámetros distintos a los calculados en este TFG.

5.2. Líneas futuras

Este TFG crea nuevas líneas para poder elaborar futuros trabajos donde se puede tratar de comparar los mismos resultados alcanzados en este trabajo pero utilizando el algoritmo SAGE. Además, se pueden realizar nuevas medidas en distintas zonas como pasillos, comedores, laboratorios, etc. También se pueden realizar más campañas de medidas en otras bandas para comparar los resultados llegados con los que se han obtenido en este TFG.

Bibliografía

- [1] 5G Vision. *Samsung*, 2015.
- [2] M. R. Akdeniz, Y. Liu, M. K. Samimi, S. Sun, S. Rangan, T. S. Rappaport, and E. Erkip. Millimeter Wave Channel Modeling and Cellular Capacity Evaluation. *IEEE, IEEE Journal on Selected Areas in Communications*:1164–1179, June 2014.
- [3] T. S. Rappaport, J. N. Murdock, and F. Gutierrez. State of the Art in 60-GHz Integrated Circuits and Systems for Wireless Communications. *IEEE, IEEE Proceedings*:1390–1436, 2011.
- [4] T. S. Rappaport, Y. Xing, G. R. MacCartney Jr., A. F. Molisch, E. Mellios, and J. Zhang. Overview of Millimeter Wave Communications for Fifth-Generation (5G) Wireless Networks-whit a focus on Propagation Models. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 65:6213–6230, 2017.
- [5] Ministerio de Energía, Turismo, and Agenda Digital. Plan Nacional 5G 2018-2020. *Ministerio*, 2017.
- [6] Sergio Pérez López. Caracterización experimental de la dispersión temporal y angular del canal radio a 60 GHz. July 2017.
- [7] M. Schüssel. Angle Of Arrival Estimation Using WiFi And Smartphones. *International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation*, pages 4–7, October 2016.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] S. G. Fernández, Y. L. Padilla, O. A. Guzmán Obregón, and Y. P. Arbella. Optimización de la Estimación de DOA en Sistemas de Antenas Inteligentes usando criterios de Redes Neuronales. *Ingeniería Electrónica, Automática y Comunicaciones*, 34:70–86, 2013.

- [12] Lorenzo Rubio Arjona. Caracterización del canal radio en la banda de 25 a 40 GHz en un escenario de oficina. March 2017.
- [13] J. Huang, C. X. Wang, R. Feng, J. Sun, W. Zhang, and Y. Yang. Multi-Frequency mmWave Massive MIMO Channel Measurements and Characterization for 5G Wireless Communication Systems. *IEEE*, 35(7):1591–1604, July 2017.
- [14] J.D. Parsons. *The Mobile Radio Propagation Channel*. John Wiley & Sons, 2000.
- [15] Philip A. Bello. Characterization of Randomly Time-Variant Channels. *IEEE, IEEE Transactions on Communications Systems*:360–393, Diciembre 1963.
- [16] Ralph O. Schmidt. Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation. *IEEE, IEEE Transactions on Antennas and Propagation*:276–280, Marzo 1986.
- [17] 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.
- [18] G. Yaminisasi and K. Vasu Babu. An Improved MUSIC DOA Estimation Algorithm for Wireless Communication. *International Journal of Research*, pages 652–656, Septiembre 2015.
- [19] S. Salous. Channel Measurements and Modeling for 5G Networks in the Frequency Bands above 6GHz. *COST IC1004*, Abril 2016.
- [20] Andreas Richter. *Estimation of Radio Channel Parameters: Models and Algorithms*. PhD thesis, Ilmenau University of Technology, 2005.
- [21] WeiKe Nie, Kaijie Xu, Dazheng Feng, Chase Qishi Wu, Aiqin Hou, and Xiaoyan Yin. A Fast Algorithm for 2D DOA Estimation Using an Omnidirectional Sensor Array. *Sensors*, Marzo 2017.
- [22] Sana Salous. *Radio Propagation Measurement and Channel Modelling*. John Wiley & Sons, 2013.
- [23] S. Rajagopal, S. A. Surra, Z. Pi, and F. Khan. Antenna Array Design for Multi-gbps Mmwave Mobile Broadband Communication. *IEEE GLOBECOM*, pages 1–6, 2011.
- [24] G. R. MacCartney Jr., T. S. Rappaport, M. K. Samimi, and Shu Sun. Millimeter-Wave Omnidirectional Path Loss Data for Small Cell 5G Channel Modeling. *Digital Object Identifier*, September 2015.
- [25] Tadilo E. Bogale and Long Bao Le. Massive MIMO and mmWave for 5G Wireless HetNet. *IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY MAGAZINE*, March 2016.
- [26] X. Yin, L. Ouyang, and H. Wang. Performance Comparison of SAGE and MUSIC for Channel Estimation in Direction-Scan Measurements. *IEEE*, 4:1163–1174, March 2016.
- [27] Jonathan Rodriguez. *Fundamentals of 5G Mobile Networks*. WILEY, 2015.