



Centro Universitario de la Defensa en la Escuela Naval Militar

TRABAJO FIN DE GRADO

*Estimación de canal de comunicaciones inalámbrico para
despliegues de array de antenas masivos*

Grado en Ingeniería Mecánica

ALUMNO: David Delgado Martínez

DIRECTORES: José Pablo González Coma
María Álvarez Hernández

CURSO ACADÉMICO: 2021-2022

Universida_{de}Vigo



Centro Universitario de la Defensa en la Escuela Naval Militar

TRABAJO FIN DE GRADO

*Estimación de canal de comunicaciones inalámbrico para
despliegues de array de antenas masivos*

Grado en Ingeniería Mecánica
Intensificación en Tecnología Naval
Cuerpo General

RESUMEN

El mundo se encuentra inmerso en una nueva etapa de desarrollo tecnológico, la *revolución 4.0*. Los principios de esta nueva era digital se fundamentan en aumentar la capacidad de conexión entre los usuarios y dispositivos y, de esta forma, automatizar diferentes procesos y tareas para mejorar la eficiencia de la actividad empresarial y de la vida cotidiana. Uno de los pilares que sustenta la viabilidad de la implementación de estos nuevos avances, es el desarrollo de una nueva red de móvil para las comunicaciones inalámbricas, el conocido como 5G. Sin embargo, existen aún ciertas limitaciones que impiden la puesta en marcha de este gran cambio en la infraestructura de las telecomunicaciones y, entre ellos, destaca la necesidad de estimar el comportamiento del canal de comunicaciones inalámbrico.

En esta línea de estudio, se concibe este Trabajo de Fin de Grado como un análisis de los principales factores que condicionan la respuesta del canal de comunicaciones, así como, una propuesta de diferentes mecanismos de estimación que sean capaces de generar un modelo acorde a las características reales del mismo. Además, se generaliza este estudio para los innovadores sistemas de comunicaciones que llegan paralelamente con esta revolución industrial: los sistemas de *array* de antenas masivos.

PALABRAS CLAVE

Canal de comunicaciones, *array*, frente de ondas, *MIMO*, estimador

AGRADECIMIENTOS

En primer lugar, agradecer a todos mis compañeros de la promoción 422-152 que me han acompañado en los años más importantes de mi vida. He tenido la suerte de compartir con ellos momentos de máxima felicidad y también de sufrimiento, pero a pesar de todo, me llevo un grupo de amigos con el que sé que siempre podré contar. Muchos de ellos no solo han acabado siendo buenos amigos, sino como hermanos para mí.

Agradecer a mis dos tutores, Jose y María por su ayuda fundamental para poder haber logrado el desarrollo del trabajo. A Jose, por sus grandes conocimientos de la materia y apoyo incondicional para poder afrontar la complejidad de este estudio. A María, por su dedicación y esfuerzo para ayudarme en este trabajo a pesar de que haya tenido que enfrentarse a un tema totalmente nuevo.

Por último, agradecer a mis familiares y amigos por haber sido los puntos cardinales que me han mantenido orientado todos estos años y que han sido un apoyo fundamental en toda mi vida. A mis padres por todos los valores que me han inculcado. A mis abuelos Melquiades y Eladia, que ya hace un año que no están entre nosotros, y aun así siguen cuidando de mí y animándome a dar lo mejor de mí en todos los ámbitos de mi vida.

A todos ellos, gracias.

CONTENIDO

Contenido	6
Índice de Figuras	8
Índice de Ecuaciones	10
1 Introducción y objetivos	13
1.1 Contexto y motivación	13
1.2 Objetivos	16
1.3 Estructura de la memoria	16
2 Estado del arte	19
2.1 Tecnologías Inalámbricas	19
2.1.1 Historia de la comunicación inalámbrica	19
2.1.2 Comunicaciones inalámbricas en la Armada Española	21
2.1.3 Fundamentos y características	22
2.2 Canal de comunicaciones inalámbrico.....	23
2.2.1 Espacio libre, transmisor y receptor fijo.....	24
2.2.2 Espacio libre, antena en movimiento.....	25
2.2.3 Antena fija con una única reflexión.....	25
2.2.4 Antena móvil con multitrayecto. Modelo de canal input/output	26
2.2.5 Variabilidad temporal del canal.....	26
2.2.6 Características de los canales variantes en el tiempo	27
2.2.7 Canales multitrayecto. Selectividad en frecuencia	28
2.3 Sistemas de <i>array</i> de antenas	31
2.3.1 Tecnología MIMO	32
2.3.2 Tecnología MU-MIMO	32
2.3.3 MIMO masivo	33
2.3.4 Fundamentos teóricos	35
2.4 Fundamentos matemáticos	36
2.4.1 Convolución.....	36
2.4.2 Transformada de Fourier	37
2.4.3 Mínimos Cuadrados Lineales	38
2.4.4 Error cuadrático medio normalizado (NMSE)	40
3 Desarrollo del tfg.....	41
3.1 Modelo de canal para un frente de ondas plano.....	41
3.2 Modelo del canal para un frente de ondas esférico.....	44
3.3 Código de funcionamiento del estimador de canal inalámbrico	47

3.4 Código para modelado del canal inalámbrico.....	48
3.5 Estimación del canal por mínimos cuadrados lineales.....	50
3.5.1 Fundamento teórico	50
3.5.2 Código para la implementación de mínimos cuadrados lineales.....	51
3.6 Estimación del canal por <i>beamtraining</i>	52
3.6.1 Fundamento teórico	52
3.6.2 Código para la implementación de beamtraining	54
4 Resultados y validación.....	57
4.1 Estimación por mínimos cuadrados lineales.....	57
4.1.1 Modelo de frente de ondas plano.....	57
4.1.2 Modelo de frente de ondas esférico	60
4.2 Estimación por <i>beamtraining</i>	62
4.2.1 Modelo de frente de ondas plano.....	62
4.2.2 Modelo de frente esférico	64
5 Conclusiones y líneas futuras	67
5.1 Conclusiones	67
5.2 Líneas futuras.....	67
6 Bibliografía.....	69
Anexo I: Código principal del estimador del canal inalámbrico.....	73
Anexo II: Código para la generación de un canal de comunicaciones aleatorio.....	80
Anexo III: Función para obtener el canal estimado por mínimos cuadrados lineales.....	82
Anexo IV: <i>Codebooks</i> para generar las distancias y ángulos de interés	83
Anexo V: Código para aplicar el estimador de <i>beamtraining</i>	86

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1-1 Uso de las TIC en España [1]	13
Figura 1-2 Alcance en función de la frecuencia [58]	14
Figura 1-3 MIMO vs MIMO masivo [51].....	15
Figura 2-1 Evolución de las comunicaciones móviles [56]	20
Figura 2-2 Recreación de un buque gemelo digital de Navantia [39].....	21
Figura 2-3 Modelos de comunicación <i>FDD</i> y <i>TDD</i> [12]	23
Figura 2-4 Los efectos del canal inalámbrico sobre la señal [52]	24
Figura 2-5 Modelo de canal [16]	26
Figura 2-6 Tipos de desvanecimiento [37].....	27
Figura 2-7 Interferencia entre símbolos [60].....	30
Figura 2-8 Funcionamiento de un sistema de <i>array</i> de antenas [53]	31
Figura 2-9 Tecnología <i>MIMO</i> [59].....	32
Figura 2-10 Multiplexación espacial [36]	33
Figura 2-11 Tecnología de <i>MIMO</i> masivo [50]	34
Figura 2-12 Sistema de coordenadas esféricas [48]	35
Figura 2-13 Gráfica de una función y su transformada de Fourier [61].....	38
Figura 2-14 Regresión y correlación [57]	39
Figura 3-1 <i>Array</i> con una entrada de onda plana [elaboración propia].....	41
Figura 3-2 Modelo de canal en función de la distancia con la estación base [elaboración propia] ..	44
Figura 3-3 Modelo de comunicación inalámbrica para un MIMO masivo [elaboración propia]	45
Figura 3-4 Fragmento de código, definición de variables principales para el estimador [elaboración propia]	47
Figura 3-5 Importancia de la atenuación en las comunicaciones inalámbricas [47].....	49
Figura 3-6 Código para general un canal de comunicaciones aleatorio [elaboración propia]	50
Figura 3-7 Datos transmitidos durante el tiempo de coherencia [elaboración propia]	51
Figura 3-8 Diagrama del ruido blanco gaussiano [44]	51
Figura 3-9 Funcionamiento del algoritmo de beamtraining [45]	52
Figura 3-10 <i>Beamtraining</i> para discriminación en demora [46]	53
Figura 3-11 Secuencia para estimar el ángulo por beamtraining [elaboración propia].....	54
Figura 4-1 Gráfica del error obtenido por <i>LSE</i> en función del número de pilotos, <i>PW</i> [elaboración propia]	57
Figura 4-2 Gráfica del error obtenido por <i>LSE</i> en función de la <i>SNR</i> , <i>PW</i> [elaboración propia]	58
Figura 4-3 Gráfica del error obtenido por <i>LSE</i> en función del número de antenas, <i>PW</i> [elaboración propia]	59
Figura 4-4 Gráfica del error obtenido por <i>LSE</i> en función del número de pilotos, <i>SW</i> [elaboración propia]	60

Figura 4-5 Gráfica del error obtenido por <i>LSE</i> en función del número de antenas, <i>SW</i> [elaboración propia]	61
Figura 4-6 Gráfica del error obtenido por <i>LSE</i> en función de la <i>SNR</i> , <i>SW</i> [elaboración propia]	61
Figura 4-7 Gráfica del error obtenido por <i>beamtraining</i> en función del número de antenas, <i>PW</i> [elaboración propia]	62
Figura 4-8 Gráfica del error obtenido por <i>beamtraining</i> en función de la <i>SNR</i> , <i>PW</i> [elaboración propia]	63
Figura 4-9 Gráfica del error obtenido por <i>beamtraining</i> en función de la <i>SNR</i> , <i>SW</i> [elaboración propia]	64
Figura 4-10 Gráfica de la probabilidad obtenido por <i>beamtraining</i> en función de la <i>SNR</i> , <i>SW</i> [elaboración propia]	65

ÍNDICE DE ECUACIONES

Ecuación 1 Pérdidas de propagación en espacio libre [11]	22
Ecuación 2 Campo eléctrico en el espacio libre para un instante de tiempo t [10].....	24
Ecuación 3 Campo eléctrico en respuesta a una señal sinusoidal [10]	24
Ecuación 4 Campo eléctrico en respuesta a una señal sinusoidal para una antena en movimiento [10]	25
Ecuación 5 Campo eléctrico en recepción para una antena fija y con multitrayecto [10]	25
Ecuación 6 Diferencia de fase entre dos señales	25
Ecuación 7 Dispersión del retardo [16]	28
Ecuación 8 Señal transmitida en el canal [14]	28
Ecuación 9 Señal recibida en el canal [14].....	28
Ecuación 10 Respuesta impulsiva del canal en el dominio del tiempo [14]	29
Ecuación 11 Densidad de probabilidad condición <i>NLOS</i> [14].....	29
Ecuación 12 Densidad de probabilidad condición <i>LOS</i> [14]	29
Ecuación 13 Respuesta impulsiva del canal en el dominio de frecuencia [14].....	30
Ecuación 14 Ecuaciones del sistema de coordenadas de referencia [14].....	35
Ecuación 15 Vector de señales entrada en el <i>array</i> [14].....	36
Ecuación 16 Señal respuesta [14].....	36
Ecuación 17 Señal respuesta del <i>array</i> de antenas en notación vectorial [14].....	36
Ecuación 18 Señal respuesta de la transformada en el dominio de la frecuencia [14].....	36
Ecuación 19 Entrada impulso arbitraria para un sistema lineal	37
Ecuación 20 Salida del sistema lineal para una entrada impulso unitario.....	37
Ecuación 21 Convolución discreta	37
Ecuación 22 Transformada de Fourier	37
Ecuación 23 Límites para determinar la convergencia de una integral impropia	37
Ecuación 24 Error cuadrático	39
Ecuación 25 Vector de señales	39
Ecuación 26 Error cuadrático expresado en forma matricial	40
Ecuación 27 Estimador por mínimos cuadrados	40
Ecuación 28 Error cuadrático medio	40
Ecuación 29 Error cuadrático medio normalizado	40
Ecuación 30 Señal recibida en cada antena del <i>array</i> en función del retardo [14]	42
Ecuación 31 Retardo para cada señal [14]	42
Ecuación 32 Señal recibida en cada antena del <i>array</i> en el dominio de la frecuencia [14]	42
Ecuación 33 Vector característico del <i>array</i> en función del frente de onda plano	42
Ecuación 34 Señal entrada para frente plano en función del número de onda [14]	43

Ecuación 35 Señal paso banda transmitida al canal	43
Ecuación 36 Señal paso banda recibida en el <i>array</i>	43
Ecuación 37 Modelo del canal inalámbrico paso banda equivalente	43
Ecuación 38 Señal paso banda recibida en el <i>array</i> en función del canal.....	43
Ecuación 39 Señal respuesta en el conjunto del <i>array</i>	44
Ecuación 40 Distancia de <i>Rayleigh</i>	45
Ecuación 41 Posición de los elementos del <i>array</i> y de los usuarios del sistema	46
Ecuación 42 Distancia entre una antena del sistema y un usuario	46
Ecuación 43 Vector respuesta del <i>array</i>	46
Ecuación 44 Respuesta de cada antena del <i>array</i>	46
Ecuación 45 Modelo genérico del canal.....	51
Ecuación 46 Estimación del canal por mínimos cuadrados lineales	51
Ecuación 47 Función general del estimador <i>beamtraining</i>	54
Ecuación 48 Definición del vector formador de haces.....	54

1 INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

1.1 Contexto y motivación

En la sociedad actual, no se concibe el desarrollo de la actividad diaria sin el empleo de la tecnología y, en particular, de los dispositivos de comunicación portátiles. La mayor parte de las tareas que los seres humanos realizan en el día a día implican la necesidad de un soporte tecnológico donde los equipos han de tener capacidad de conexión a Internet y con otros usuarios. Para lograr dicho fin, entra en juego la importancia de establecer la comunicación entre las partes como base fundamental para el empleo de la tecnología.

A nivel usuario, la mayor parte de los dispositivos se basan en la comunicación inalámbrica ya que ofrece una amplia serie de ventajas frente a la conexión con cables. Según un informe del Instituto Nacional de Estadística (INE) en el año 2020, el 99,5% de los españoles disponen y utilizan a diario un teléfono móvil. Además, como se puede ver reflejado en la Figura 1-1, la demanda de conexión a Internet y de mayor capacidad de flujo de datos se ha incrementado notablemente en los últimos años [1].

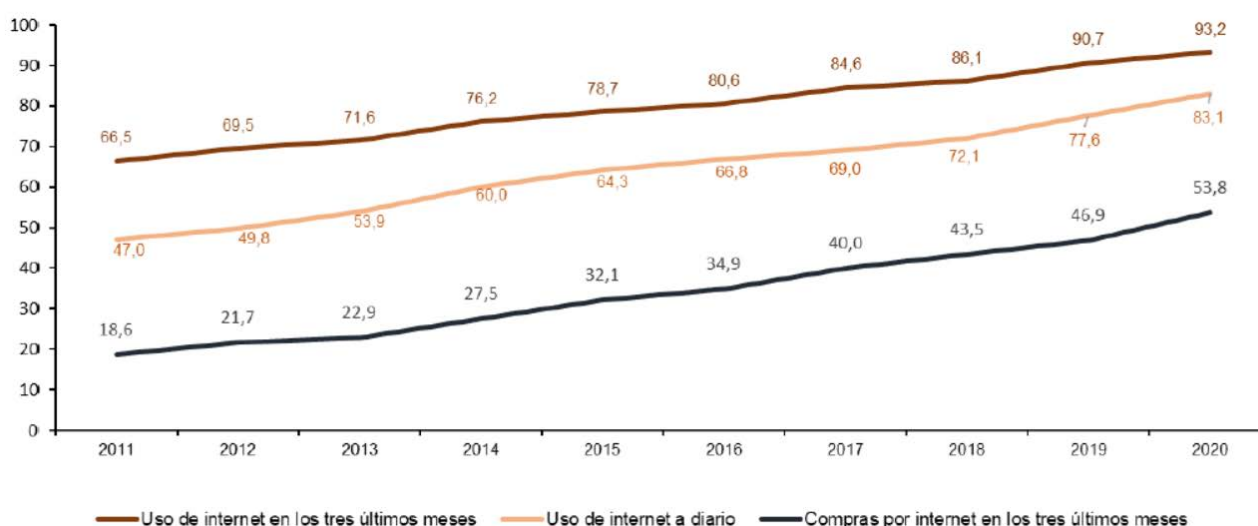


Figura 1-1 Uso de las TIC en España [1]

Con el objetivo de satisfacer estas necesidades de conexión y capacidad de intercambio de datos, se están desarrollando nuevas tecnologías como la red móvil de quinta generación (red móvil 5G). Si bien es cierto que estas innovaciones en las redes de telefonía proporcionarán a los usuarios un gran número de ventajas en las comunicaciones, existe una serie de complicaciones y requisitos que han de ser

solventadas para la implementación de dicha red. De hecho, la Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU) expone de forma clara que, a pesar de todos los avances en aspectos como número de dispositivos conectados, aumento de banda ancha móvil y una mejora general en la calidad de servicio; quedan aún por resolver algunos problemas de relativa importancia para poder disfrutar de sus mejoras [2].

En primer lugar, para implementar este tipo de red de comunicación inalámbrica se necesita mayor espectro electromagnético, es decir, tomar bandas de frecuencias por encima de los 24 GHz donde no trabajan las redes móviles predecesoras. La razón fundamental por la que se necesita este alto rango de frecuencias es poder garantizar al usuario una mejora considerable en velocidad de intercambio de datos respecto a modelos anteriores, tal y como asegura la *Global System for Mobile Communications* (GSMA), además de existir una mayor disponibilidad de ancho de banda en estas frecuencias [3]. Esto no quiere decir que la red móvil 5G no utilice otros rangos de frecuencia, ya que es necesario que proporcione conexión en espectros determinados en función de la necesidad del usuario. El principal inconveniente es que contratar la explotación de un ancho de banda en un rango de frecuencias de uso común, aparte de poder sufrir interferencias con otros equipos, tiene normalmente un coste económico significativo. Por lo tanto, emplear estos rangos de alta frecuencia no solo consigue proporcionar mejoras en el flujo de datos, sino también reduce las interferencias con otros equipos y el coste de explotación de determinados anchos de banda.

Sin embargo, la propagación electromagnética presenta una importante serie de impedimentos a medida que se eleva su frecuencia en la que principalmente destaca el alcance, tal y como se representa en la Figura 1-2. Cuanto mayor es la frecuencia de una onda, la atenuación que sufre durante su propagación es mayor lo que resulta en un alcance menor. Es por este motivo, que para introducir la red móvil de quinta generación en el día a día es necesario acercar las dos partes que intervienen en la comunicación, usuario y antena, o utilizar alguna técnica que produzca un efecto similar. Reducir la distancia en la comunicación provoca que algunas asunciones que normalmente se realizan en la propagación electromagnética no sean válidas y se tenga que recurrir a nuevos métodos de cálculo. Por ejemplo, para estimar el efecto que se produce sobre una señal al transmitirla de forma inalámbrica. Dicha transformación se denota como canal de comunicaciones y, al ser a priori desconocido y cambiante, una parte fundamental de un sistema de comunicaciones es la técnica utilizada para estimar el canal.

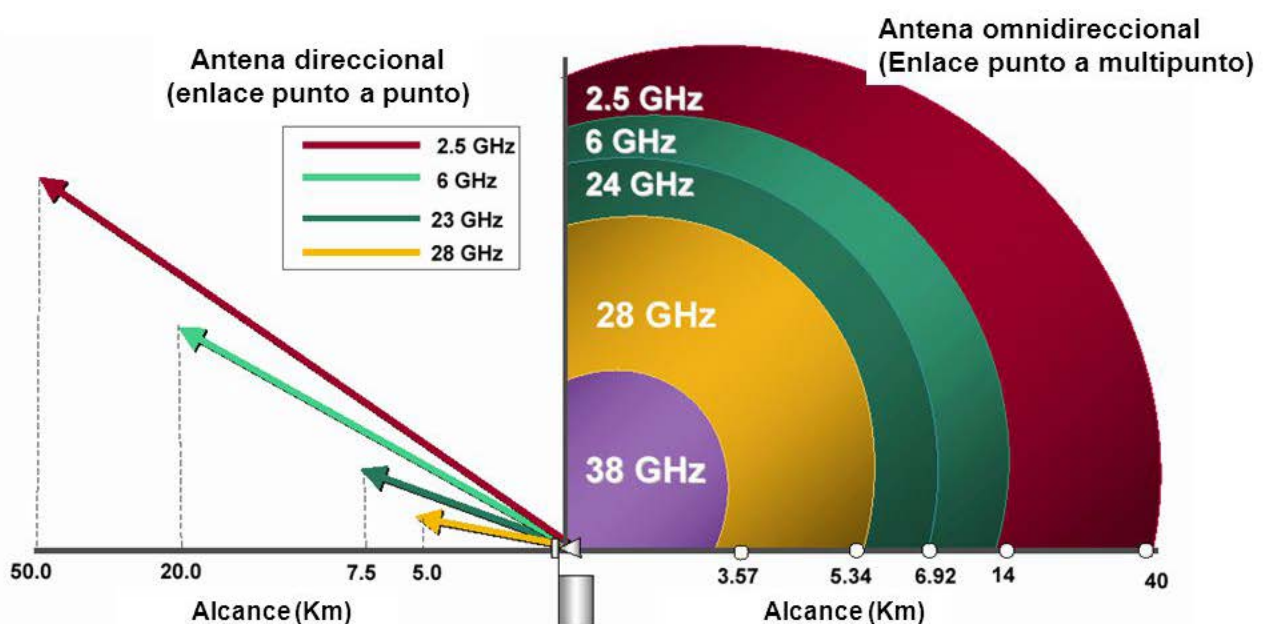


Figura 1-2 Alcance en función de la frecuencia [58]

Para garantizar una conexión entre dos equipos (por ejemplo, antena y dispositivo), se necesita estimar o calcular el canal de comunicaciones entre ellos para poder enviar la información de forma fiable. Es decir, para asegurar que el mensaje en la comunicación llegue a su destino de forma íntegra, es necesario conocer cuáles son los parámetros que van a condicionar la onda electromagnética para poder adaptarla al contexto de propagación. En los modelos de red móviles anteriores, debido a las consideraciones que se tenían en cuenta y se expondrán en el capítulo 2.1.1, la estimación del canal no era un factor de gran complejidad para garantizar el éxito en la comunicación, sin embargo, en la *red móvil* 5G es un elemento fundamental. Por lo tanto, determinar unos métodos de estimación del canal inalámbrico durante las comunicaciones entre emisor y receptor es primordial para poder implementar de forma correcta el uso de esta nueva red móvil.

En segundo lugar, para soportar la infraestructura 5G se necesitará la implementación de sistemas *MIMO* masivo (*mMIMO*). La tecnología *MIMO* (entrada múltiple, salida múltiple) se fundamenta en el empleo de varias antenas para mejorar la eficiencia de la transferencia. De esta forma, se transmite por antenas separadas y canales de propagación no correlacionados para obtener un mayor rendimiento que beneficia a un único o a varios usuarios, como se muestra en la parte izquierda de la Figura 1-3. El *MIMO* masivo se basa en el mismo concepto con la única modificación de aumentar el número de antenas, con el objetivo de que superen al número de usuarios disponibles [4]. Una de las mejoras que proporciona la red móvil de quinta generación es aumentar la conectividad entre los dispositivos garantizando así, poder transmitir y recibir datos de forma más rápida, eficiente y fiable. Para satisfacer todos estos avances, las infraestructuras de radiocomunicaciones necesitan evolucionar hacia la implementación de sistemas de array de antenas masivos permitiendo así alcanzar el nivel de capacidad de conexión global [5].

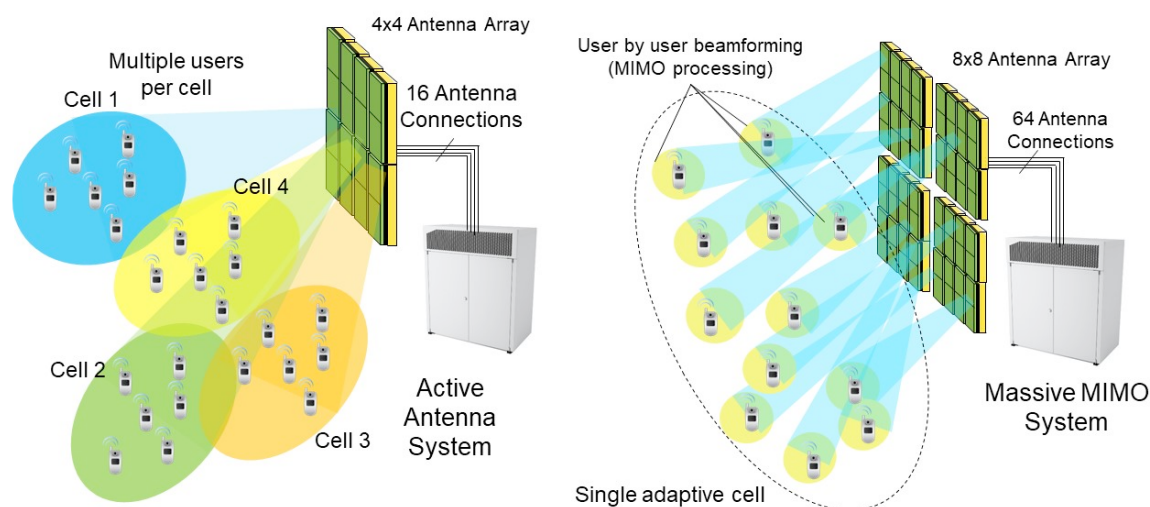


Figura 1-3 MIMO vs MIMO masivo [51]

En resumen, la tecnología de la *red móvil* 5G es el elemento troncal que va a poder sostener a la cuarta Revolución Industrial (*Industria 4.0*). La necesidad de una gran capacidad de intercambio de volumen de datos, mayor capacidad de conexión entre todo tipo de dispositivos, reducción de la latencia y otras mejoras en la calidad de los servicios digitales; solo es posible con la implementación de esta nueva red móvil. Sin embargo, se podrá iniciar su desarrollo si se soluciona el principal inconveniente al que se enfrenta, tal y como quedó reflejado en la *IEEE International Conference Communications - ICC 2021*: la estimación del canal de comunicaciones inalámbrico para la única infraestructura que es capaz de sostener esta tecnología, los sistemas de *array* masivos.

1.2 Objetivos

El objetivo principal del trabajo es establecer métodos para estimar el canal de comunicación inalámbrico de forma general y, en particular, para despliegues de array masivos. Se partirá de un modelo básico de comunicaciones que permitirá obtener una caracterización cualitativa y paramétrica del canal para tener un buen entendimiento de su comportamiento. Una vez analizado y validado un método de estimación del canal para este modelo básico, se llevarán a cabo los cálculos para la situación concreta que es objetivo de estudio, estableciendo siempre de antemano las consideraciones que se van a tomar, así como el alcance del mismo. Por lo tanto, entendido el método general de estimación de canal inalámbrico en las comunicaciones, el fin último es comprobar su validez para sistemas de *array* masivos.

En relación con el objetivo general del trabajo, es conveniente destacar una relación de objetivos de carácter específicos que se han de lograr para obtener el resultado deseado:

- Revisión de la evolución tecnológica que han experimentado las comunicaciones y de forma específica, las comunicaciones inalámbricas, así como, su repercusión en las nuevas líneas de innovación y desarrollo que engloba la *Industria 4.0*.
- Estudio de los factores principales que afectan al comportamiento del canal inalámbrico de comunicaciones y determinación de un modelo que permita garantizar el éxito en la transferencia de información.
- Definir los principales avances en los sistemas de comunicaciones, además de establecer una comparativa de las consecuencias de la forma de trabajo de cada tipo de sistema de *array* de antenas.
- Implementar códigos que permitan realizar una estimación válida del canal de comunicaciones para poder contrastar los resultados con el fin de adoptar aquellos que ofrezcan un mejor rendimiento y eficiencia.

Además, se plantean una serie de objetivos complementarios entre los que destacan los siguientes:

- Ampliar conocimientos de programación y conseguir una mayor familiarización con el programa Matlab[®].
- Exponer los conocimientos adquiridos durante el grado de Ingeniería Mecánica en particular, en materias como Sistemas de Radiocomunicaciones y Cálculo II.
- Afianzar las capacidades para trabajar con el lenguaje y estructuras propios del campo de las matemáticas, y mejorar la capacidad para relacionar los fundamentos teóricos del trabajo con su desarrollo numérico.

1.3 Estructura de la memoria

Una vez que ya se ha contextualizado el propósito de este trabajo, y habiendo establecido los objetivos que se pretenden alcanzar, se define a continuación cómo se va a organizar la estructura de la memoria en los diferentes apartados.

- En el Capítulo 1 se introduce el contexto en el que se desarrolla el trabajo además de definir las principales razones que motivan su realización. Por otra parte, se establecen los objetivos que se pretenden alcanzar una vez que se finalice el estudio.
- En el Capítulo 2 se lleva a cabo una revisión del estado del arte, donde se establece el marco teórico de los campos científicos en los que se desarrolla el trabajo. En primer lugar, se realiza un repaso de la evolución de las comunicaciones inalámbricas, así como su repercusión en la sociedad y en entidades gubernamentales como la Armada Española. A continuación, se realiza una explicación de todos los factores que condicionan el comportamiento del canal inalámbrico y se introduce el concepto de los sistemas de *array* masivos con sus correspondientes propiedades. Por último, se introducen algunos conceptos matemáticos que son necesarios en la aplicación del trabajo.
- En el Capítulo 3 se definen los dos modelos de estudio principales que se van a considerar en el trabajo y se aplica el código para obtener los dos métodos de estimación principales del canal de comunicaciones.
- En el Capítulo 4 se contrastan los resultados obtenidos tras aplicar el código de programación correspondiente al estimador.
- En el Capítulo 5 se aportan unas conclusiones tras el desarrollo del TFG, y se definen posibles líneas futuras y mejoras al trabajo realizado.
- Para cerrar este trabajo, se incluyen la bibliografía y cinco anexos.

2 ESTADO DEL ARTE

2.1 Tecnologías Inalámbricas

Uno de los segmentos de la industria que refleja un crecimiento más rápido dentro del entorno de las comunicaciones son las comunicaciones inalámbricas. Un ámbito de aplicación de esta tecnología son las redes de telefonía móvil que se han convertido en una herramienta crítica y fundamental para el desarrollo de la actividad diaria en los países más desarrollados. Además, su nueva aplicación en diferentes campos de la industria como automatización de cadenas de montaje, y del sector servicios tales como la telemedicina; conduce a la necesidad de una innovación y modernización constante de los sistemas de comunicación inalámbrica. En los apartados siguientes, se desarrollará a grandes rasgos los principales fundamentos y ventajas de esta.

2.1.1 Historia de la comunicación inalámbrica

Los primeros indicios que se pueden verificar sobre comunicaciones inalámbricas y, comunicaciones en general, se remontan antes de la primera revolución industrial. Entonces, los sistemas de información tenían un alcance hasta el horizonte visual (*LOS, Line Of Sight*), ejemplos de estos sistemas son las señales de humo o las banderas de señales. Para optimizar estos recursos, se desarrollaron complejos códigos y formatos de mensajes de forma que, se fue ampliando la cantidad de información diferente que se podía transmitir. Del mismo modo, para subsanar las deficiencias de distancia máxima de comunicación y para reducir el retardo correspondiente, se comenzaron a instalar puntos de observación en puntos elevados que podían funcionar como *relé* (estación repetidora) para aumentar así su alcance. Como sucederá desde los inicios hasta la actualidad, una vez que un sistema innovador de comunicación entra en funcionamiento, necesita adoptar nuevas modificaciones con el objetivo de satisfacer la distancia de conexión, así como la cantidad de información transmitida.

El siguiente avance innovador en las comunicaciones se corresponde con la invención de la red de telegrafía (1838 por Samuel Morse) y décadas más tarde, la red de telefonía. A pesar de no tratarse de sistemas de comunicación inalámbrica, durante más de un siglo fueron los principales canales de uso por la gran cantidad de ventajas que ofrecían frente a sus predecesores. Sin embargo, de forma simultánea a la expansión del uso de la red de telefonía, Marconi demostraba la primera transmisión de radiofrecuencia, y por lo tanto inalámbrica, sentando así las bases de la comunicación inalámbrica. Se necesitó esperar otros 100 años para que se comenzasen a construir infraestructuras que estuvieran interconectadas por transmisiones radio. La Universidad de Hawaii consiguió establecer una comunicación por radiofrecuencia entre 7 campus situados en 4 islas diferentes, cuyo éxito despertó el interés del ejército de los Estados Unidos que incluyó la comunicación inalámbrica para su empleo táctico en el combate.

A pesar del importante progreso conseguido en el campo de estudio de las comunicaciones sin cables y de un aumento de su aplicación hasta en el sector comercial, la aparición en los años 70 de la conexión por cable *Ethernet* en el ámbito de las redes locales (*LAN, Local Area Network*), dejó fuera del entorno inalámbrico a la mayor parte de las empresas. Sin embargo, en el año 1985, la Comisión Federal de Comunicaciones (*FCC*) con el objetivo de volver a impulsar el avance en las redes locales sin cables (*WLAN, Wireless Local Area Network*), autorizó el uso público de las bandas de frecuencia correspondientes a los sectores industriales, científicos y médicos. Este hecho impulsó a los proveedores de redes inalámbricas pero la falta de desarrollo en materias como velocidad de datos y cobertura provocó que su rendimiento fuese muy pobre debido a las interferencias.

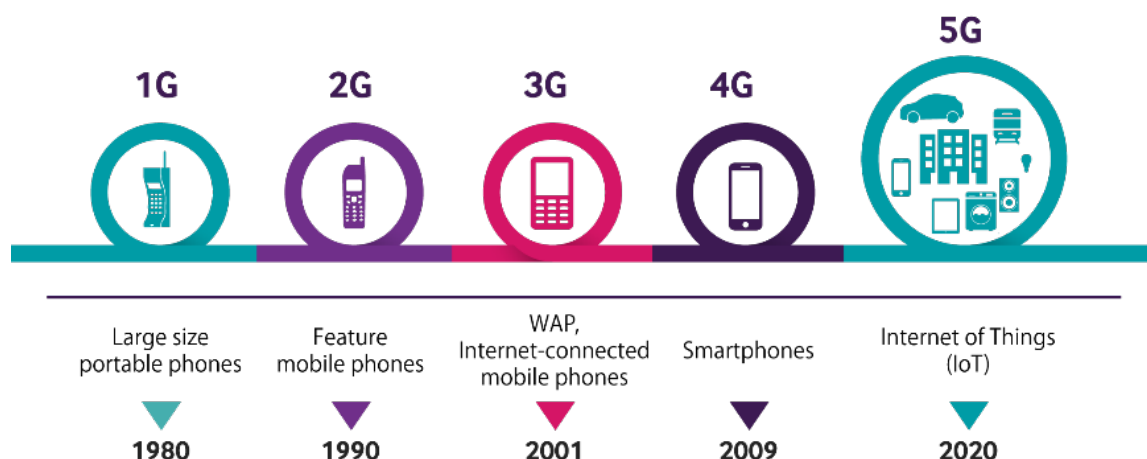


Figura 2-1 Evolución de las comunicaciones móviles [56]

Una vez sentada la base de las potenciales aplicaciones de las redes inalámbricas, la primera generación de red móvil (*1G*) fue lanzada en Japón en el año 1979 y tras cinco años, se convirtió en el primer país con una red nacional de telefonía móvil. A partir de este momento, un gran número de países siguieron con el modelo aplicando este tipo de red en su ámbito nacional. Sin embargo, debido a sus limitaciones y al aumento de la demanda, en poco tiempo quedó totalmente saturada. El principal inconveniente de esta tecnología es que solo permitía usar una determinada frecuencia a un usuario, por lo que la estabilidad de la red era limitada.

La segunda generación de sistemas de telefonía móvil (*2G*), comenzó a desarrollarse en los años 90 y consiguió solventar los problemas del modelo anterior y posibilitar nuevas aplicaciones. A pesar de que en sus inicios solo permitía servicios de voz, este sistema evolucionó hasta permitir acceso a Internet, correo electrónico y una aplicación para intercambiar pequeños volúmenes de datos (*SMS, Short Message System*).

Sin embargo, la demanda de mayor capacidad de transmisión de datos y el aumento exponencial de usuarios desencadenó la aparición de las Telecomunicaciones Internacionales Móviles (*IMT*, de sus siglas en inglés), también conocida como la tercera generación de redes móviles (*3G*) a comienzos del año 2000. Para lograr mayores intercambios de datos, se comenzaron a utilizar bandas de frecuencia más altas y con el objetivo aumentar el número de usuarios posibles y de reducir la latencia, retardo en conexión, se incluyeron por primera vez los sistemas *MIMO*.

En la actualidad, el mundo se encuentra inmerso dentro de la cuarta generación de red móvil (*4G*). Esta tecnología, que lleva funcionando ya una década, se centra en mejorar los principales problemas que ya habían solucionado modelos anteriores: volumen de datos, velocidad de transmisión y descarga, conectividad. Además, gracias a su gran capacidad de ancho de banda, posibilitó la ejecución de aplicaciones en *streaming* (en tiempo real) a través de Internet, así como las videoconferencias. Sin embargo, como ya se expuso anteriormente en la introducción, existen aún ciertas capacidades que esta

red móvil no es capaz de soportar y necesita la implementación de una nueva red móvil (5G, incluso 6G) que es lo que se espera desarrollar en los próximos años.

Por lo tanto, se ha podido comprobar que, en menos de medio siglo, como refleja la Figura 2-1, el ámbito de las telecomunicaciones ha sufrido grandes avances siempre impulsados por la demanda de las nuevas tecnologías. Es importante contextualizar este hecho ya que este trabajo tiene como objetivo específico remarcar la necesidad de solventar problemas como la estimación de canal para garantizar el progreso de la tecnología en las comunicaciones inalámbricas [6] [7].

2.1.2 Comunicaciones inalámbricas en la Armada Española

En el último medio siglo los sistemas de comunicaciones a bordo de las unidades de la Armada Española han estado, al igual que en el panorama internacional, en un constante proceso de cambio y desarrollo. Desde la revolución del empleo de la radiodifusión en las fuerzas navales en la Segunda Guerra Mundial hasta la introducción en los buques de guerra del empleo de los satélites de comunicaciones, la Armada Española necesita un sistema de mando, control y comunicación entre sus unidades para lograr las misiones encomendadas. Es por ello, que la innovación y desarrollo de este concepto es una de las prioridades de los órganos de decisión de esta institución.

En un entorno operativo, como el que las fuerzas navales llevan a cabo sus cometidos, es necesario utilizar diferentes métodos de información y comunicaciones en los que destacan fundamentalmente las siguientes características: confianza, rapidez y seguridad. Actualmente no cabe duda de que es en mejorar la seguridad donde se centran todos los esfuerzos, porque se estima que la rapidez está garantizada con los actuales sistemas de comunicaciones. Sin embargo, la llegada de las nuevas tecnologías envueltas en la cuarta revolución industrial va a permitir, en palabras del Almirante Jefe de Estado Mayor de la Armada, “disponer de la necesaria superioridad de la información para mantener la superioridad en la toma de decisiones” [8].

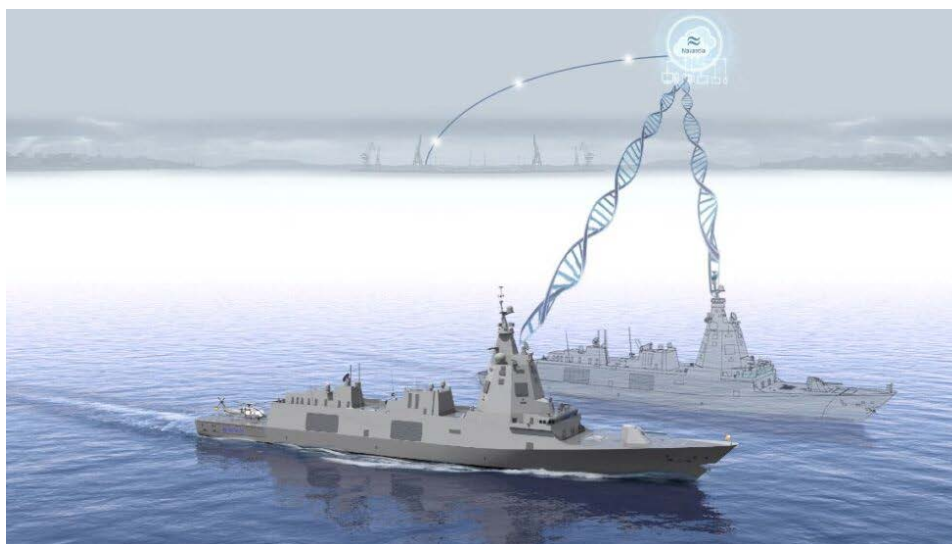


Figura 2-2 Recreación de un buque gemelo digital de Navantia [39]

Para lograr estos objetivos, es necesario interconectar todos los equipos desplegados en la zona de operaciones junto con centros en tierra con capacidad para manejar grandes volúmenes de datos, lo que requiere una implementación directa de las nuevas tecnologías como el gemelo digital (Figura 2-2), la inteligencia artificial o el internet de las cosas. Todas estas mejoras en los sistemas de comunicación e información solo pueden ser implementados si se producen los avances en el campo de las tecnologías inalámbricas. Para ello, se necesitan estaciones base de transmisión con gran capacidad de conectividad y volumen de datos (*array* de antenas masivos) que, para establecer su correcto funcionamiento, es necesario caracterizar y conocer el comportamiento del canal de comunicaciones inalámbrico [9].

2.1.3 Fundamentos y características

Con el objetivo de definir de forma clara el funcionamiento y aplicación de las comunicaciones inalámbricas, es necesario desarrollar las categorías más importantes dentro de este campo: la propagación por radiofrecuencia, la interfaz inalámbrica y los efectos de las interferencias.

Los canales inalámbricos funcionan a través de la radiación electromagnética desde el emisor al receptor. En principio, se podrían resolver las ecuaciones del campo electromagnético, junto con la señal transmitida, para encontrar el valor del campo magnético incidente en la antena del receptor. Sin embargo, existen múltiples efectos, que serán desarrollados posteriormente, que explican las limitaciones y consideraciones necesarias en el establecimiento de las comunicaciones. Por lo tanto, las ecuaciones de campo electromagnético son demasiado complejas para resolver, especialmente en casos particulares como cuando los usuarios están en movimiento. Para ello, se construirán modelos estocásticos del canal, asumiendo que los diferentes comportamientos del canal aparecen con diferentes probabilidades y cambian con el tiempo (con propiedades estocásticas específicas) [10].

Los sistemas inalámbricos operan en el mismo entorno físico y, por lo tanto, son todos susceptibles a las mismas características fundamentales de propagación. Todas ellas van a afectar de una determinada forma al rendimiento en el proceso de comunicación, sin embargo, las que van a tener el impacto más significativo son:

- Pérdidas por la trayectoria de propagación.
- Desvanecimiento de la señal recibida.
- Dúplex de canal *uplink/dowlink*.
- Técnicas de transporte de canal de banda ancha.

Realizando una serie de consideraciones, es posible suponer que las pérdidas en la propagación son proporcionales a la frecuencia de trabajo y a la distancia entre emisor y receptor. A pesar de que, en teoría, estas pérdidas dependen del coeficiente de propagación (siendo este igual a 2 en propagación en el espacio libre) como se puede ver en Ecuación 1, en la práctica, se obtienen valores empíricos y este valor se calcula a partir de ajustes de las curvas de mediciones. Se puede afirmar que la diferencia de pérdidas de propagación a medida que aumenta la distancia se va incrementando. En consecuencia, los rangos de operación prácticos son significativamente menores que en una propagación ideal. Para esta expresión, c es una constante que representa la velocidad de la luz en el vacío, R es la distancia entre la estación base y el receptor, y f la frecuencia de trabajo.

$$FSPL = \left(\frac{4\pi Rf}{c} \right)^2$$

Ecuación 1 Pérdidas de propagación en espacio libre [11]

El uso de modelos de propagación empíricos tiene un inconveniente ya que, para una distancia desde el transmisor, las pérdidas son iguales en todas las direcciones. Esto se convierte en un problema porque las diferentes direcciones de propagación pueden experimentar diferentes niveles de pérdidas (ruido provocado por ecos o reflexiones de elementos ajenos como edificios, montañas...). Este fenómeno provoca una variación en la pérdida de propagación que se denomina *fading* o desvanecimiento. Para solucionar las pérdidas originadas por el desvanecimiento es necesario realizar cálculos estadísticos. Además, es necesario tener en cuenta otra forma de desvanecimiento que se conoce como multitrayecto. Este se produce cuando la antena receptora recibe la señal principal y, además, señales procedentes de la antena transmisora pero que se han reflejado en algún obstáculo. Más adelante en el capítulo 2.2, se desarrollará este concepto de forma más detallada debido a su gran importancia en la estimación del canal.

Por otra parte, las características de propagación no son constantes para el enlace *downlink* (ascendente, estación base a receptor) y para el *uplink* (descendente, respuesta de receptor a estación base). La diferencia se debe a que el espectro radioeléctrico de trabajo que se atribuye a cada transmisión

obedece a dos modos de funcionamiento: dúplex por división de frecuencia (*FDD*) y dúplex por división de tiempo (*TDD*) como se muestra en la Figura 2-3. El modo *FDD* utiliza frecuencias de trabajo diferentes para el enlace ascendente y para el enlace descendente, mientras que el modo *TDD* comparte una sola frecuencia y la división se realiza por franjas temporales. La principal ventaja de la división temporal es que parte de las características del canal de comunicación se mantienen constantes por lo que es más fácil realizar su estimación. La división por frecuencias reduce las interferencias entre los enlaces *uplink/downlink* y puede tener un mejor rango de operación al usar menor ancho de banda.

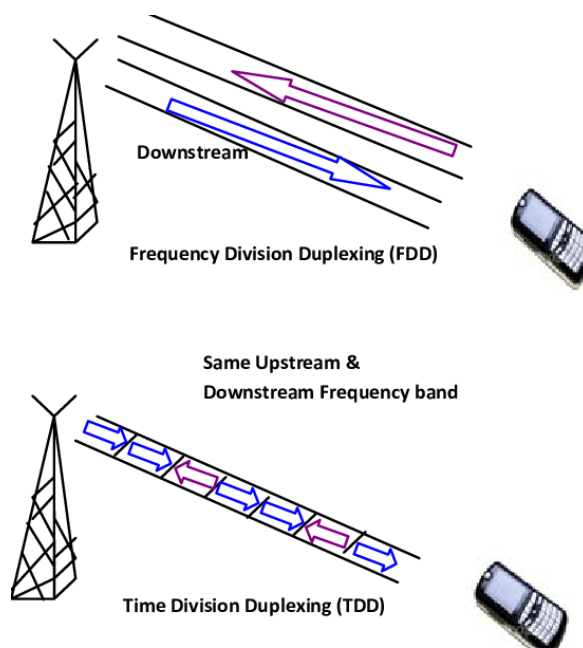


Figura 2-3 Modelos de comunicación *FDD* y *TDD* [12]

Por último, si se aumenta el ancho de banda con el fin de aumentar la velocidad de datos, es posible que el desfase entre la señal principal y las reflexiones originadas por multitrayecto da lugar a una situación de interferencia. Esta situación puede aparecer en función de las características del canal y del entorno de propagación y el retardo. Por lo tanto, es necesario incluir diferentes técnicas como el *OFDM* para solventar este problema de interferencia. *OFDM* (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) transporta datos por el canal distribuyéndolos en múltiples frecuencias subportadoras. El principio de funcionamiento se basa en que cuanto mayor número de portadoras, menor es la velocidad de datos que tiene que transportar cada una de ellas. De esta forma, se minimizan las interferencias por retardo debidas al multitrayecto, pero tiene mayor sensibilidad a desplazamientos en frecuencias por efecto *Doppler* [13].

2.2 Canal de comunicaciones inalámbrico

El principal objetivo de este capítulo es obtener una caracterización cualitativa y paramétrica del canal para tener un buen entendimiento de su comportamiento. Como ya se ha desarrollado en el capítulo anterior, existen múltiples factores que afectan a la propagación de las señales inalámbricas en el canal inalámbrico. Los efectos del canal inalámbrico sobre la señal que se propaga se dividen en dos grandes grupos: efectos de gran escala y efectos de pequeña escala; en la Figura 2-4 se puede ver de forma gráfica parte de ellos.

Los efectos de gran escala son aquellos debidos a las pérdidas de propagación. Los principales factores que afectan a la propagación son la distancia y las pérdidas debido a obstáculos, ambos introducidos en el capítulo 2.1.3. En este caso, los cambios temporales que experimenta el canal se deben al cambio de la distancia relativa de los elementos que intervienen en la comunicación que, en la mayor parte de los casos, es muy superior a la longitud de onda que se utilizan en el enlace. Por lo tanto, se

puede considerar que, en lo referido a estos efectos, el canal se mantiene prácticamente constante en el tiempo o varía muy lentamente.

Por otro lado, los efectos de pequeña escala se deben a las interferencias constructiva y destructiva de las señales recibidas por múltiples trayectos en el receptor. Este tipo de efectos se relacionan con el multitrayecto, debido a la diferencia temporal que existe en las señales recibidas por el receptor tanto aquellas de forma directa, como las que son reflejadas. En este caso, la variabilidad temporal del canal se debe al cambio de la distancia relativa entre emisor y receptor del orden de la longitud de onda de las ondas de propagación. En el entorno de este trabajo, los principales factores a tener en cuenta son los de pequeña escala debido a que los efectos de gran escala afectan a los niveles medios de potencia recibida, los cuáles son más sencillos de realizar su estimación.

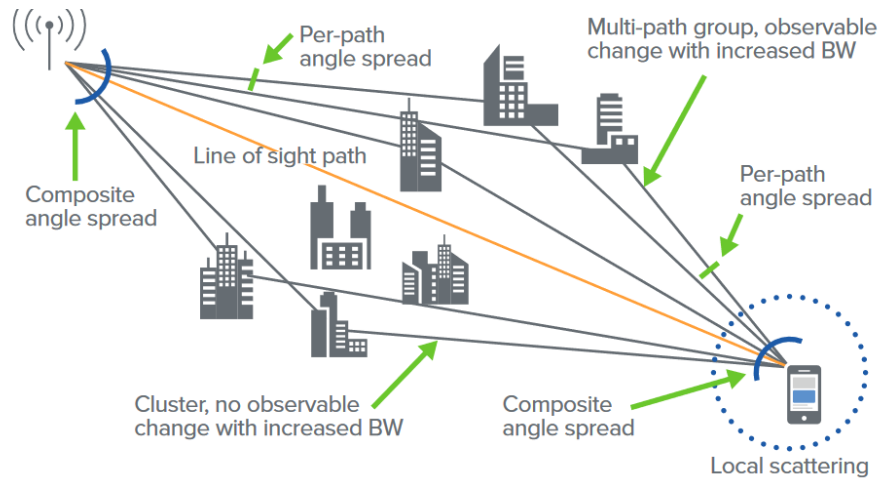


Figura 2-4 Los efectos del canal inalámbrico sobre la señal [52]

2.2.1 Espacio libre, transmisor y receptor fijo

El primer caso de estudio, el más sencillo, es la consideración de una antena fija que radia en el espacio libre. El campo eléctrico y el campo magnético en cualquier lugar del espacio libre, son perpendiculares entre sí y a su vez, perpendicular a la dirección de propagación. Además, ambos campos son proporcionales entre sí, por lo que es suficiente con conocer uno de ellos. Se puede expresar el campo eléctrico generado por una señal de transmisión sinusoidal en cualquier punto del espacio libre tal y como se refleja en la Ecuación 2.

$$E(f, t, (r, \theta, \psi)) = \frac{\alpha_s(\theta, \psi, f) \cos 2\pi f(t - \frac{r}{c})}{r}$$

Ecuación 2 Campo eléctrico en el espacio libre para un instante de tiempo t [10]

En la ecuación anterior, r representa la distancia desde la antena que envía la señal hasta el punto donde el campo eléctrico se está midiendo. Los ángulos vertical y horizontal del vector distancia se definen por θ y ψ respectivamente. La constante c es la velocidad de la luz y α_s representa el patrón de radiación de la antena transmisora a la frecuencia f en la dirección de propagación.

Suponiendo que existe un receptor fijo en una localización determinada u , la forma de onda recibida (en ausencia de ruido) en respuesta a la señal sinusoidal transmitida quedaría definida en la Ecuación 3, donde $\alpha(\theta, \psi, f)$ es el producto de los diagramas de la antena de transmisión y recepción en una dirección determinada.

$$E_r(f, t, u) = \frac{\alpha(\theta, \psi, f) \cos 2\pi f(t - \frac{r}{c})}{r}$$

Ecuación 3 Campo eléctrico en respuesta a una señal sinusoidal [10]

Las ecuaciones anteriormente descritas son ambas lineales en la entrada, es decir, el campo recibido en un punto determinado es la suma ponderada de las respuestas a cada una de las ondas electromagnéticas transmitidas. Por lo tanto, en este caso si se fija el valor de t , las funciones describen un canal invariable en el tiempo cuya transformada de Fourier es la respuesta al impulso. Sin embargo, la invariancia temporal no se mantiene cuando las antenas o los obstáculos están en movimiento relativo [10].

2.2.2 Espacio libre, antena en movimiento

Avanzando en el desarrollo de las características de los sistemas de continuación, se considera el modelo de antena fija y espacio libre anterior con una antena receptora que se mueve con una velocidad v . En este caso, el campo eléctrico a una distancia cualquiera asumiendo el movimiento de la receptora anteriormente descrito viene definido por la Ecuación 4. Para esta situación en concreto, la frecuencia sinusoidal ha variado debido al movimiento del punto de observación, efecto *Doppler*.

$$E_r(f, t, (r_0 + vt, \theta, \psi)) = \frac{\alpha(\theta, \psi, f) \cos 2\pi f[(1 - v/c)t - r_0/c]}{r_0 + vt}$$

Ecuación 4 Campo eléctrico en respuesta a una señal sinusoidal para una antena en movimiento [10]

Este canal no puede representarse como un canal invariante en el tiempo. Sin embargo, si se desprecia la atenuación variable en el tiempo en el denominador de la Ecuación 4, es posible representar el canal en función de la translación de la frecuencia debida al desplazamiento por el efecto *Doppler*. Es necesario resaltar que la cantidad de desplazamiento depende directamente de la frecuencia [10].

2.2.3 Antena fija con una única reflexión

Para el primer caso básico de estudio, es necesario suponer que solo va a existir una única onda que se refleja con un obstáculo además de la señal que se transmite de forma directa entre ambas antenas. Una suposición adicional es que la presencia de la antena de recepción no afecta de forma apreciable a la onda plana que incide en el obstáculo. En realidad, se ha aproximado la solución de las ecuaciones de Maxwell mediante un método llamado trazado de rayos. La forma de onda recibida puede ser aproximada por la suma de la onda del espacio libre del transmisor más las reflejadas por cada uno de los obstáculos reflectantes. Además, es posible asumir que la onda reflejada por la pared tiene la intensidad de una onda del espacio libre a una distancia igual a la del obstáculo (d_1) y después a la antena receptora (d_2). La fórmula para el cálculo quedaría descrita como en la Ecuación 5.

$$E_r(f, t) = \frac{\alpha \cos 2\pi f(t - \frac{r}{c})}{r} - \frac{\alpha \cos 2\pi f(t - (d_1 + d_2)/c)}{d_1 + d_2}$$

Ecuación 5 Campo eléctrico en recepción para una antena fija y con multitrayecto [10]

Cuando la diferencia de fase es un múltiplo entero de 2, las dos ondas se suman constructivamente, y la señal recibida es fuerte. Cuando la diferencia de fase es un múltiplo entero impar, las dos ondas se suman destructivamente, y la señal recibida es débil. En función de r , esto se traduce en un patrón espacial de interferencia constructiva y destructiva de las ondas. La diferencia de fase, $\Delta\theta$, entre dos señales se expresa en la Ecuación 6.

$$\Delta\theta = \frac{4\pi f}{c}(d_1 + d_2 - r) + \pi$$

Ecuación 6 Diferencia de fase entre dos señales

2.2.4 Antena móvil con multitrayecto. Modelo de canal input/output

El tratamiento de múltiples reflectores, utilizando la técnica del trazado de rayos, es en principio simplemente una cuestión de modelar la forma de onda recibida como la suma de las respuestas de los diferentes caminos. Sin embargo, el campo reflejado calculado en Ecuación 5 solo es válido cuando la distancia del obstáculo es relativamente pequeña en relación con las dimensiones del mismo. A distancias muy grandes, la potencia total reflejada por la pared es inversamente proporcional a dicha distancia y al área de la sección transversal del objeto donde se refleja la señal.

El cálculo del campo en recepción para cada uno de los rayos para cada tipo de reflector es necesario para determinar la cobertura de una estación base, sino fuera posible se calcularía de forma experimental. Estudiar esto con mayor profundidad sería ineficiente ya que es necesario una compleja aplicación de la teoría electromagnética. Esto lleva a modelar el comportamiento de *input/output* de un canal en lugar de la respuesta detallada en cada trayectoria [10].

Por lo tanto, se modela el canal como un sistema lineal, donde existen tres principales factores: la señal transmitida, la señal recibida y el ruido. El canal se puede representar a partir de su respuesta impulsional, $h(t)$ en el dominio del tiempo, o a partir de su respuesta en frecuencia, $H(f)$. La principal diferencia entre ambas representaciones es que, en la respuesta impulsional la relación entrada/salida se define por la convolución de la respuesta y la señal de entrada; mientras que en la respuesta frecuencial esa relación viene dada por el producto de la respuesta en frecuencia con la transformada de Fourier de la señal de entrada. En la Figura 2-5, se muestran las ecuaciones relativas a cada uno de los tipos de impulso. El objetivo es, de forma general, definir las dos posibilidades de modelizar el canal ya que, atendiendo a las características del mismo y a la situación, permite mayor simplicidad en la interpretación y análisis del problema [14].

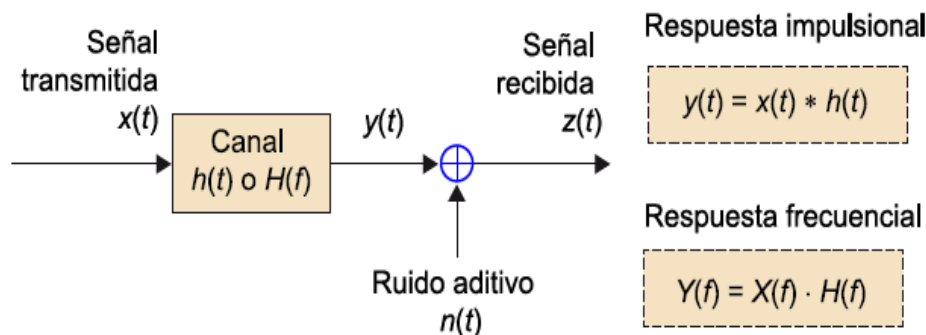


Figura 2-5 Modelo de canal [16]

En primer lugar, se muestra que los efectos del multitrayecto pueden modelarse como un sistema lineal variable en el tiempo. A continuación, se obtiene una representación de banda base de este modelo. El canal de tiempo continuo se muestrea para obtener un modelo de tiempo discreto. Este estudio se desarrollará en los siguientes apartados [10].

2.2.5 Variabilidad temporal del canal

A pesar de que las comunicaciones pueden desarrollarse en un canal fijo, la distancia relativa entre el emisor y el receptor permanece constante, lo habitual es que el intercambio de datos se produzca en un escenario donde las diferentes variables cambien en función del tiempo. Es por ello, que en la mayoría de casos se trabajará con canales variantes en el tiempo.

Existen múltiples modelos para analizar la variabilidad del canal, sin embargo, la más utilizada debido a su simplicidad de simulación se corresponde con la modelización estadística. Esta técnica permite obtener resultados equivalentes a la situación real. El modelo estadístico se fundamenta en que el canal, variable en el tiempo, se puede describir como la superposición de tres tipos básicos de cambios en el canal: variaciones muy lentas, lentas y rápidas.

El modelo de variaciones muy lentas se justifica cuando en el escenario considerado, los tiempos de observación son grandes. Estas, también conocidas como *very slow fading*, se corresponden con los efectos de gran escala que fueron definidos anteriormente. Por lo tanto, no suelen tenerse en cuenta ya que la estimación del canal ha de realizarse de forma recurrente debido a su rápida fluctuación. Sin embargo, en caso de realizar la modelización, se haría mediante una cadena de Markov. Una cadena de Markov es un proceso estocástico que puede tomar un número de estados discretos y la probabilidad de estar en cualquier estado solo depende del anterior. Por lo tanto, entre el número de escenarios fijos que se determinen, se pasará de uno a otro en función de cierta probabilidad. Como la cadena de Markov no es determinista, no se aplicará en el desarrollo del trabajo.

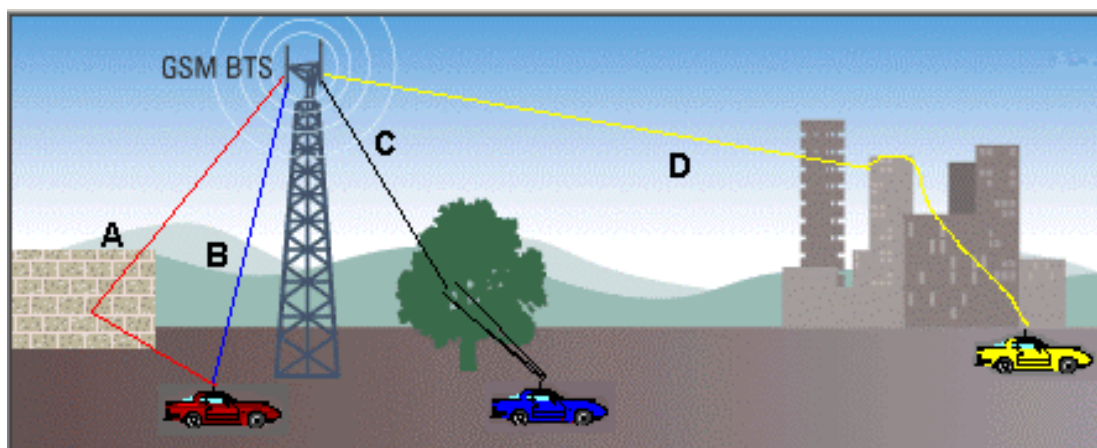


Figura 2-6 Tipos de desvanecimiento [37]

La segunda componente que puede producir cambios en el canal son las variaciones lentas o *slow fading*. Estas se corresponden con los efectos de pequeña escala originados por la atenuación de la sombra (*shadowing*), en la Figura 2-6, se representa como la letra D. Este fenómeno se debe a la fluctuación de la señal recibida debido a obstáculos entre el transmisor y el receptor [15]. En este caso, la modelización de esta variación se realiza mediante la combinación de dos factores. El primer factor, y el más significativo en este estudio ya que es determinista, es la atenuación en distancia ya definida en la Ecuación 1 y, el segundo es un factor aleatorio que provocará unas variaciones sobre la media. Este tipo de pérdidas se representan en la Figura 2-6 como las letras A y B en función de si es comunicación en *NLOS* o *LOS* respectivamente.

Por último, las variaciones *fast fading* son las que se originan principalmente por el multitrayecto combinado con su variación en el tiempo. Es importante recordar que cada señal que llega al receptor tiene su propia atenuación, retardo, fase... por lo tanto, al sumarse, tras superposición de todos ellos es posible que la señal total para cada instante de tiempo sea constructiva o destructiva. Cada pequeña modificación en la distancia relativa de las antenas (similar a la longitud de onda utilizada) de la comunicación puede originar un cambio de fase de las ondas, lo que resulta en un cambio apreciable en la señal resultante para cada instante de tiempo. Esto se define en la Figura 2-6 como la letra C [16].

2.2.6 Características de los canales variantes en el tiempo

Los principales componentes que van a determinar el comportamiento temporal del canal son la dispersión temporal del canal (denominado por la variable τ) y por su variabilidad en el tiempo (variable T). Existen dos características principales que definen ambos parámetros. La dispersión temporal va a estar caracterizada por la dispersión del retardo, mientras que la variabilidad se parametriza con el tiempo de coherencia.

- Es posible caracterizar el canal en términos de dispersión temporal, mediante el análisis de la dispersión del retardo, o *delay spread* (DS). Para su cálculo, no es suficiente con indicar el retardo máximo ya que no se obtendrá un resultado coherente. Es necesario ponderar el

retardo de las diferentes reflexiones atendiendo a su amplitud (*PDP*, perfil de retardo de la potencia) para coeficiente k , tal y como se puede comprobar en Ecuación 7. Si no se mide el grado de dispersión de esta forma, el retardo de los rayos que llegan a la recepción con baja potencia no se tendrá en cuenta para el cálculo.

$$DS = \sqrt{\frac{\sum_k PDP(k)(kT)^2}{\sum_k PDP(k)} - \left(\frac{\sum_k PDP(k)(kT)}{\sum_k PDP(k)}\right)^2}$$

Ecuación 7 Dispersión del retardo [16]

- Se puede definir el tiempo de coherencia como una medida estadística de la duración del tiempo en la que la respuesta impulsional del canal se puede considerar invariante a efectos de cálculo y estimación. Este aspecto está muy relacionado con el tiempo de correlación, así como, con el efecto *Doppler*. De hecho, el tiempo de coherencia se calcula como la inversa de la dispersión *Doppler* máxima. El tiempo de coherencia es un parámetro fundamental para el desarrollo del trabajo ya que, hace referencia al tiempo disponible que la estimación del canal va a ser válida y el instante en el que hay que volver a realizar los cálculos necesarios para estimar su comportamiento, como se refleja en la Figura 3-7.

2.2.7 Canales multitrayecto. Selectividad en frecuencia

Tras haber definido las características principales de un canal de comunicaciones, se puede establecer una clasificación en función de dichos parámetros. Es necesario remarcar que, en un canal no estacionario, siempre va a aparecer una dispersión temporal (retardo) y una dispersión en frecuencia (*Doppler*). Sin embargo, en función de cuál de ellos predominen para cada situación, se pueden clasificar de una forma determinada. En particular, se va a hablar de dos tipos de canales, canal multitrayecto (la dispersión temporal es despreciable, predomina el efecto *Doppler*) y el canal selectivo en frecuencia (la dispersión en frecuencia es inapreciable, predomina el retardo) [16].

En primer lugar, se va a considerar que la dispersión temporal es despreciable, este canal es invariante con el tiempo. De esta forma, se podrá modelar la señal como un tren de deltas de Dirac de distinta amplitud y retardo. En recepción, la señal recibida se expresará como la suma de las señales de los múltiples trayectos cada uno con sus determinados atenuación y retraso. Se puede expresar la señal transmitida en un canal inalámbrico $s(t)$, tal y como se define en la Ecuación 8, donde f_c es la frecuencia portadora. En este trabajo se empleará j como la unidad imaginaria en lugar de i .

$$s(t) = \Re\{s_l(t)e^{j2\pi f_c t}\}$$

Ecuación 8 Señal transmitida en el canal [14]

Por otra parte, la señal recibida queda definida por la Ecuación 9. En dicha expresión, M es el número de trayectos que afectan al canal, $r(t)$ es el equivalente a la señal recibida y la fase θ_μ se debe a las reflexiones durante la propagación. Además, el valor α_μ hace referencia a la atenuación y τ_μ al retardo de cada trayecto.

$$r(t) = \sum_{\mu=1}^M \alpha_\mu s(t - \tau_\mu) = \Re\{s_l(t)e^{-(j2\pi f_c \tau_\mu + \theta_\mu)} s_l(t - \tau_\mu)e^{j2\pi f_c t}\}$$

Ecuación 9 Señal recibida en el canal [14]

Una forma alternativa de expresarse esta ecuación, es mediante la respuesta del canal al transmitir una señal impulsiva, como se utiliza en la delta de Dirac. En este caso, la respuesta $h(\tau)$ estará condicionada por la atenuación compleja h_μ de cada trayecto, como se define en la Ecuación 10.

$$h(\tau) = \sum_{\mu=1}^M h_{\tau} \delta(\tau - \tau_{\mu})$$

Ecuación 10 Respuesta impulsiva del canal en el dominio del tiempo [14]

En la realidad, las atenuaciones complejas de cada trayecto se modelan como variables aleatorias complejas. Suponiendo que el número de trayectos es cercano a infinito y que además son estadísticamente independientes, por el teorema central del límite, la atenuación compleja se puede modelar como una variable aleatoria compleja gaussiana. En primer lugar, se define el concepto del teorema central del límite. Este teorema es un resultado matemático que garantiza que, sumando un número suficientemente grande de variables del mismo tipo, la suma resultante seguirá una distribución normal siempre y cuando cada una de estas sea independiente entre sí y sus contribuciones sean de igual magnitud [17]. Para este estudio, cada una de las trayectorias que puede seguir un rayo es independiente de los demás y a pesar de que las contribuciones varían dependiendo del multitrayecto, es posible aplicar este modelo para obtener una variable aleatoria gaussiana. Para definir la variable normal es necesario definir una media, sin embargo, no es constante para todos los escenarios:

- Para la condición en la que el transmisor y receptor no están en línea de visión directa (*NLOS*), no existe un trayecto dominante por lo que se supone que la contribución de cada una de las señales que llegan al receptor tendrá una magnitud similar. Por lo tanto, la atenuación compleja de la señal en recepción se podrá modelar como una variable aleatoria compleja normal de media cero. Para este caso se aplicará una distribución de *Rayleigh* que se emplea con variables continuas positivas [18]. La densidad de probabilidad se obtendrá de la siguiente Ecuación 11 donde σ^2 es la varianza.

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} & , r \geq 0 \\ 0 & , r < 0 \end{cases}$$

Ecuación 11 Densidad de probabilidad condición *NLOS* [14]

- La alternativa a la situación anterior es en la que existe visión directa entre ambos elementos que participan en la comunicación, condición *LOS*. Para este caso, sí existe una trayectoria preferente en la transmisión por lo que no es posible utilizar la distribución de *Rayleigh* ya que la media de la variable compleja aleatoria será diferente de cero. Por lo tanto, se necesitará una distribución generalizada de la anterior que se denomina distribución de *Nakagami-Rice*. Se puede considerar como la suma de un vector fijo y de un vector cuya longitud tiene una distribución de *Rayleigh*. La función de densidad de probabilidad, donde m es la media de la variable se define en la Ecuación 12 [18].

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2+m^2}{2\sigma^2}} & , r \geq 0 \\ 0 & , r < 0 \end{cases}$$

Ecuación 12 Densidad de probabilidad condición *LOS* [14]

Debido al multitrayecto, ya se ha analizado que la señal sufre cierto retardo por cada uno de los rayos que atraviesa la señal transmitida. Debido a esto, en el canal se va a producir un ensanchamiento temporal que puede provocar lo que en comunicaciones se denomina la aparición de interferencia intersimbólica. A continuación, para recalcar la importancia del impacto que puede tener este inconveniente, se desarrollará el concepto de interferencia entre símbolos de forma generalizada.

En este estudio, la interferencia intersimbólica (*ISI*) va a tener lugar debido a que el ancho de banda de trabajo está limitado. Cuando, debido al retardo del canal, se produce un ensanchamiento temporal es posible que los extremos de las señales recibidas se solapen interfiriendo unas con otras y, en el caso de *LOS*, con el trayecto preferente de comunicación. Por lo tanto, por cada uno de los pulsos se va a originar una dispersión que afectará a la transmisión de datos del sistema, pudiendo derivar en la pérdida total o parcial de elementos del mensaje. En la Figura 2-7, se ejemplifica de forma gráfica el fenómeno del *ISI* y como en función de las trayectorias, se puede originar una suposición de símbolos en la recepción [19].

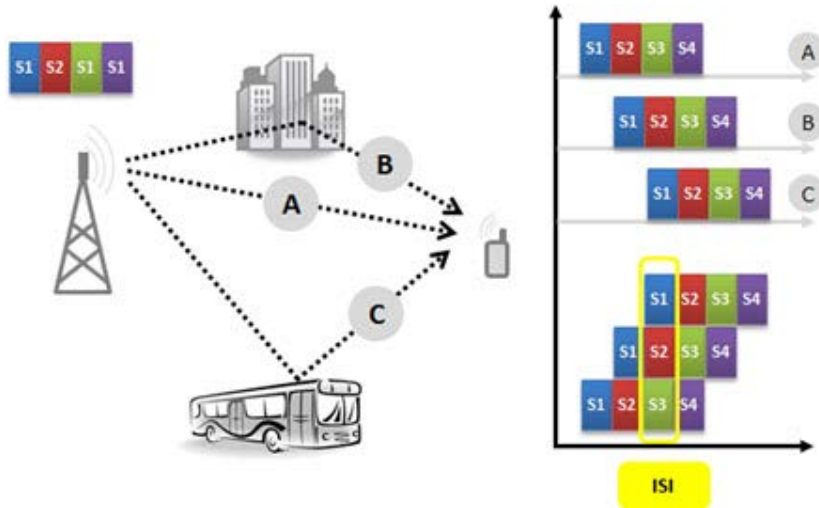


Figura 2-7 Interferencia entre símbolos [60]

Con el objetivo de resaltar el impacto de este efecto en la comunicación, se define el ensanchamiento del retardo del canal T_m , como el máximo retardo que puede experimentar la señal transmitida dentro del canal. Existirá mayor probabilidad de interferencia cuando el período de símbolo T_s sea menor que el máximo retardo. En cualquier sistema de comunicaciones, la interferencia entre símbolos supondrá un aumento del error en los datos de transmisión por lo que es necesario minimizar este fenómeno. Para ello, es necesario limitar la tasa de transmisión hasta el punto que el período de símbolo sea mucho mayor que el retardo máximo. Si se realiza esta consideración, se podrá suponer que el canal solo consta de un trayecto y no tendrá lugar ningún tipo de *ISI*.

Una vez analizado el efecto del multitrayecto en el dominio temporal, es posible determinar la respuesta impulsiva del canal a partir del dominio de la frecuencia si se aplica a la Ecuación 10 la transformada de Fourier [14].

$$H(f) = \sum_{\mu=1}^M h_{\mu} e^{2\pi f \tau_{\mu}} = |H(f)| e^{j\angle H(f)}$$

Ecuación 13 Respuesta impulsiva del canal en el dominio de frecuencia [14]

2.3 Sistemas de *array* de antenas

El tamaño de la antena va a influir en gran medida en la capacidad de detección de las señales. Cuanto más grande es una antena, mayor probabilidad de recibir un mayor número de ondas ya que es capaz de detectar señales débiles mejor que las antenas más pequeñas. Sin embargo, cuanto mayor es la antena, moverla mecánicamente se vuelve cada vez más difícil. Por lo tanto, se puede ejemplificar la solución a este problema como un cubo de agua. Un gran cubo de agua permitirá recoger gran cantidad de agua, sin embargo, su movilidad es bastante compleja. En lugar de un gran cubo, se puede utilizar una gran cantidad de cubos que son más fáciles de manipular. Los sistemas de *array* de antenas tienen el mismo comportamiento (Figura 2-8). Cuando se utilizan un conjunto de antenas y sus señales se combinan para mejorar la señal total recibida, la antena se conoce como *array*. Un conjunto de antenas es mucho más complicado que un sistema de cubos para recoger agua. Si se suma cada uno de los volúmenes de cada cubo de agua, el resultado obtenido será igual al volumen total del cubo de gran tamaño. En el caso de las ondas electromagnéticas, el cálculo ha de hacerse teniendo en cuenta diferentes aspectos. Las ondas tienen fase y amplitud y, por lo tanto, deben combinarse de forma coherente. Por ello, no solo son importantes los elementos individuales de cada antena del *array* sino también, la combinación de las señales a través de la red de dispositivos.

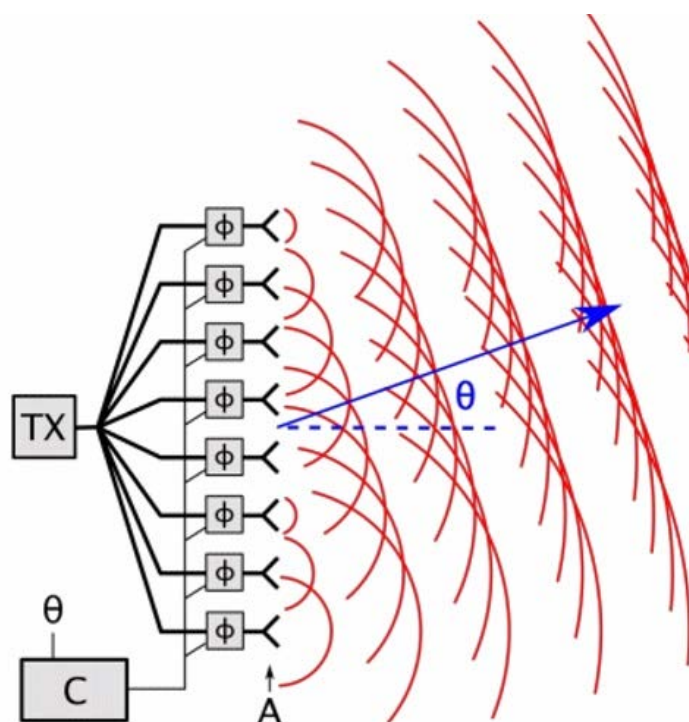


Figura 2-8 Funcionamiento de un sistema de *array* de antenas [53]

Un sistema de *array* de antenas tiene una serie de ventajas frente a los sistemas de un único elemento. La ponderación de las señales recibidas antes de combinarlas para obtener la señal resultante, ofrece gran variedad de prestaciones como el rechazo de interferencias y la orientación de haz sin necesidad de mover físicamente el dispositivo. Una vez que se establece la distribución espacial del sistema de antenas, es necesario definir qué tipo de tecnología va a ser implementada. En función de la forma de trabajo de las antenas que constituyen el *array*, se puede diferenciar una importante evolución en la tecnología que se ha implementado en estos sistemas. En los siguientes apartados de este capítulo, se desarrollarán los mecanismos de funcionamiento más importantes dentro de estas infraestructuras de comunicación [20].

2.3.1 Tecnología MIMO

Antes de entrar en materia con los sistemas de *array* masivos, es necesario definir el concepto de *MIMO* (Figura 2-9), ya que es la tecnología principal en la que se basa este sistema de radiocomunicaciones. El concepto de *MIMO* (*Multiple-Input, Multiple-Output*) se corresponde con una tecnología inalámbrica que utiliza múltiples transmisores y receptores para transferir datos de forma simultánea. Este sistema utiliza un fenómeno ya comentado anteriormente, el multitrayecto. A pesar de que el multitrayecto ocasiona interferencias en los sistemas básicos de comunicaciones, la tecnología *MIMO* es capaz de utilizar un gran número de antenas inteligentes que, con una disposición espacial determinada, puede conseguir aumentar el rendimiento. Por lo tanto, se incrementa la capacidad de recepción de señales de tal forma que las antenas combinan los flujos de datos que llegan en diferentes trayectorias y con cierto retardo [21].

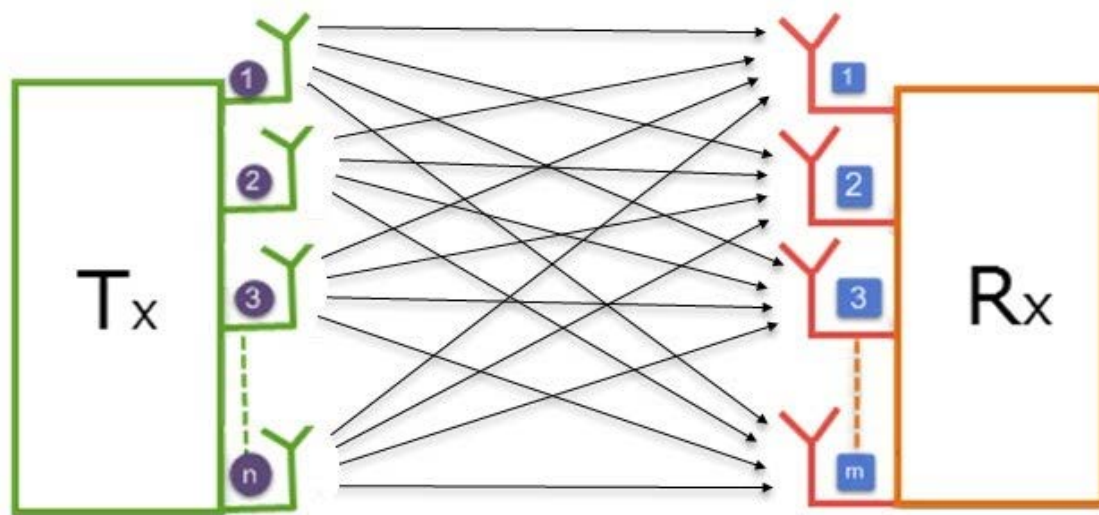


Figura 2-9 Tecnología MIMO [59]

2.3.2 Tecnología MU-MIMO

A pesar de que la tecnología *MIMO* subsana gran parte de los impedimentos que aparecen en el empleo masivo actual de dispositivos electrónicos, ha sido necesario seguir desarrollando esta línea de trabajo hasta la aparición de los *MIMO* multiusuario (*MU-MIMO*). Esta innovación nace del esfuerzo por explotar la ganancia de multiplexación espacial. Para contextualizar qué ventaja ofrece esta ganancia es necesario definir de forma precisa el concepto de multiplexación espacial antes de seguir con el desarrollo de este sistema [22].

La multiplexación, en telecomunicaciones, es la combinación de dos o más canales de información de datos en un solo medio de transmisión mediante el uso de un dispositivo llamado *multiplexor* (Figura 2-10). Dentro de la multiplexación existen varios tipos posibles de técnicas dependiendo que factor va a condicionar la comunicación: frecuencia, tiempo, espacio [23]. En el caso de la tecnología de estudio, el objetivo es explotar la ganancia de multiplexación espacial. Este protocolo inalámbrico se fundamenta en la transmisión de señales o flujos de datos separados por múltiples trayectos de propagación entre antenas. La principal ventaja es el aumento de rendimiento en las comunicaciones [24].

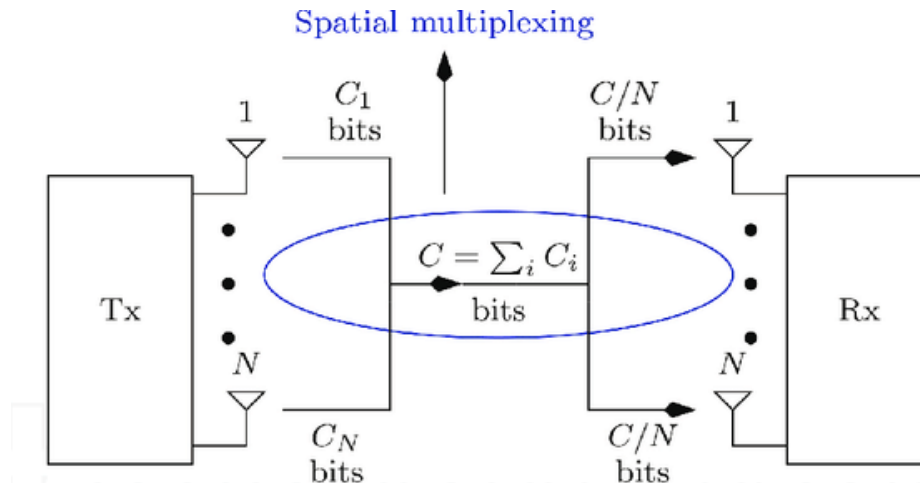


Figura 2-10 Multiplexación espacial [36]

Con esta nueva configuración *MU-MIMO*, se puede conseguir una ganancia de multiplexación espacial, aunque cada usuario solo disponga de una antena. Este es un hecho de gran importancia porque los usuarios de dispositivos móviles no pueden soportar un gran número de antenas debido a la limitación en tamaño mientras que las estaciones base de comunicaciones tienen esta capacidad. La nueva tecnología de múltiple usuario además de aportar los beneficios de los sistemas anteriores, es capaz de subsanar ciertas limitaciones de propagación de *MIMO*. En primer lugar, se pueden reducir las limitaciones de los canales de mal comportamiento. Un canal *ill-behaved* es aquel que, debido al desvanecimiento u otros factores, reduce el orden de su rango de efectividad y de diversidad [25]. Además, la propagación en *LOS* (Line Of Sight) que causa ciertos problemas en sistemas anteriores, experimenta una gran mejora en las tecnologías *MU-MIMO*.

Siempre tiene que existir un equilibrio entre las mejoras en el rendimiento y el aumento de la complejidad de su desarrollo. Es por ello que, a pesar de las numerosas ventajas que ofrece, el *MU-MIMO* tiene algunas limitaciones:

- Interferencias multiusuario: el rendimiento de la comunicación entre la estación base y el usuario puede disminuir debido a interferencias con otros usuarios que también solicitan de forma simultánea conexión a la estación base. Para solventar este problema, es necesario la implementación de técnicas para cancelar o reducir las interferencias.
- Programación de usuarios: los usuarios consumen recursos de forma simultánea (tiempo) y en el mismo ancho de banda (frecuencia) por lo que, deben considerarse esquemas para optimizar la asignación de recursos lo que aumenta el coste de implementación del sistema.
- Adquisición de información sobre estado del canal: para satisfacer la necesidad de alta ganancia de multiplexación espacial, la estación base necesita procesar las señales recibidas de forma coherente. Esto requiere una efectiva información del estado del canal que, en escenarios de alta movilidad, puede suponer un reto [22]. La estimación del canal es, por lo tanto, uno de los pilares para solventar una de las principales limitaciones de esta tecnología de sistema de *array* de antenas.

2.3.3 MIMO masivo

A medida que aumenta el número de antenas en cada estación base, también lo hacen sus grados de libertad lo que resulta en un crecimiento exponencial de los usuarios que podrán conectarse de forma simultánea, consumiendo los mismos recursos de tiempo y frecuencia. Por lo tanto, cuantas más antenas se integran en la infraestructura de comunicación, se obtiene una mejor suma de rendimiento. Con los grandes sistemas de *array* de antenas, las técnicas convencionales de procesamiento de señales se vuelven demasiado complejas debido a las dimensiones de la señal que se transmite. Por lo tanto, el objetivo es

conseguir la ganancia de multiplexación que ofrece este sistema mediante un procesamiento de señal de baja complejidad y una implementación hardware de bajo coste.

El desarrollo en el campo de las comunicaciones ha permitido demostrar que cuando el número de antenas que conforman la estación base está varios órdenes de magnitud por encima de los usuarios activos, el procesamiento lineal de las señales es prácticamente óptimo. Esto quiere decir, que los efectos de interferencia intracelular tienden a desaparecer a medida que aumentos el número de antenas por cada *array*. Los sistemas *MU-MIMO*, en los que su estación base tiene más de un centenar de antenas y atiende simultáneamente a más de una decena de usuarios en el mismo recurso de frecuencia temporal, se conocen como sistemas *MIMO* masivos. Esta nueva tecnología se trata de un gran avance en diferentes aspectos de las telecomunicaciones (Figura 2-11).

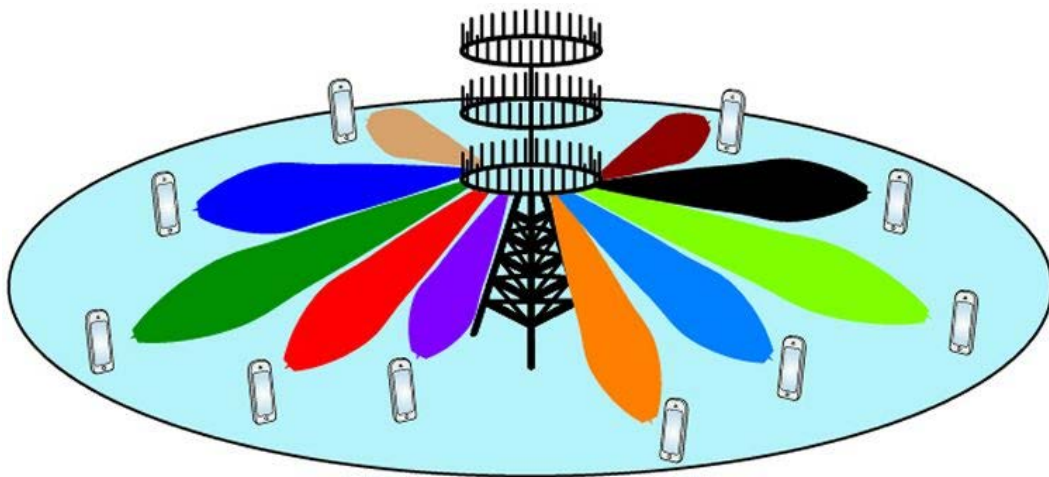


Figura 2-11 Tecnología de *MIMO* masivo [50]

En primer lugar, aumenta la eficiencia espectral y la fiabilidad de las comunicaciones. La eficiencia espectral es un parámetro que determina en qué medida se está empleando la totalidad del ancho de banda para transmitir datos. Por lo tanto, cuanto más alta es la eficiencia espectral, quiere decir que el ancho de banda que no está siendo utilizado es mínimo y se está utilizando de forma óptima. La eficiencia espectral y la fiabilidad depende del número de antenas de la estación base y de los usuarios por cada una de ellas. Aumentando ambos valores, se consiguen mejores rendimientos en estos aspectos ya que se logra mayor diversidad y ganancia de multiplexación.

Por otro lado, el *MIMO* masivo aporta una alta eficiencia energética. En el enlace *uplink* (usuario a la estación base), la combinación coherente de cada una de las celdas puede lograr una ganancia en recepción que sea suficientemente alta como para que la potencia media de cada usuario pueda reducirse significativamente. En el enlace *downlink* (inversa de la situación anterior), la estación base tiene la capacidad de concentrar la energía de forma directiva hacia los terminales de los usuarios. Como resultado, con los *array* de antenas masivos, la potencia radiada puede reducirse en un orden de magnitud y, por lo tanto, obtener una alta eficiencia energética. Para un número fijo de usuarios, aumentando el número de antenas, la potencia de transmisión se reduce de forma proporcional y la eficiencia energética crece en la misma proporción [22].

2.3.4 Fundamentos teóricos

En primer lugar, es necesario suponer que existe una señal o múltiples señales localizadas en una región determinada de un campo espacio-temporal. Además, es posible que aparezcan en esta región ruido y/o interferencias. En las aplicaciones de interés, será necesario considerar cierta superposición en la zona de estudio.

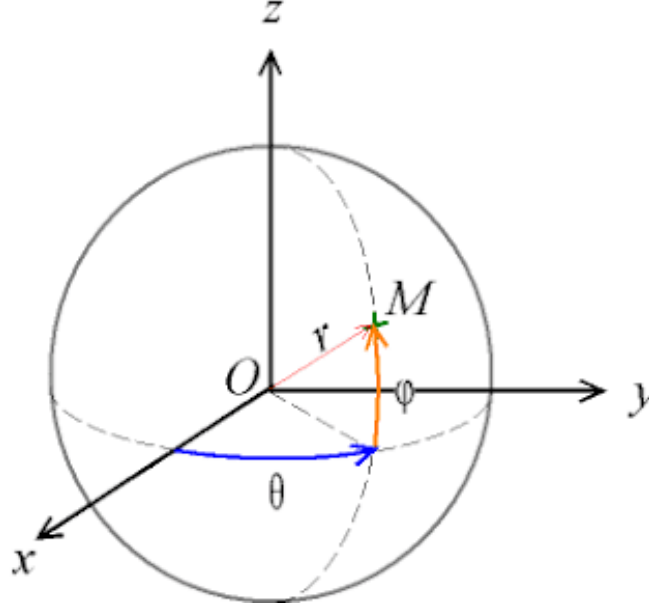


Figura 2-12 Sistema de coordenadas esféricas [48]

La función del sistema de *array* de antenas es filtrar las señales explotando sus características espaciales. El filtrado se puede expresar en función de un ángulo o un número de onda (longitud de onda). En el dominio de la frecuencia, este filtrado se realiza combinando las respuestas de los sensores del *array* con ganancias complejas que potencian o rechazan señales en función de su disposición espacial. El objetivo es filtrar espacialmente el campo de tal forma que la señal para un ángulo, o conjunto de ángulos, se mejora debido a una combinación constructiva y el ruido se reduce con interferencia destructiva.

Hay dos principales aspectos en el diseño de *array* que determinan su comportamiento como filtros espaciales. La geometría del mismo establece limitaciones sobre su funcionamiento. Por ejemplo, una línea de *array* solo es capaz de resolver un único componente angular. Normalmente, la distribución del sistema de antenas se establece por restricciones físicas y de diseño que pueden limitar su geometría. El segundo aspecto es el diseño de ponderación de datos en cada salida del sensor. La elección de estos coeficientes, determinan las características del filtrado espacial para cada geometría del *array* [14].

El sistema de coordenadas de referencia que es de interés para este estudio se corresponde con el sistema de coordenadas esféricas, tal y como figura en la Ecuación 14, así como la relación entre las coordenadas rectangulares y las esféricas. En este sistema, r se corresponde con la distancia entre la señal y el receptor, φ es el ángulo respecto al eje z tal y como se define en la Figura 2-12, y θ el ángulo en el plano xy .

$$\begin{cases} x = r \sin \varphi \cos \theta \\ y = r \sin \varphi \sin \theta \\ z = r \cos \varphi \end{cases}$$

Ecuación 14 Ecuaciones del sistema de coordenadas de referencia [14]

La posición para cada elemento se denota por p_n y para este trabajo, la intención es considerar un sistema de *array* lineal donde cada uno de los elementos que lo componen tienen la misma distancia de separación entre cada uno. Por lo tanto, el *array* consiste en un conjunto de sensores isotrópicos que muestrean espacialmente la señal para la localización de cada elemento. De esta forma se obtiene un vector en el que figuran cada una de las señales transmitidas por el canal, $f(t, p)$, y que llegan a cada uno de los elementos del *array*, como se refleja en la Ecuación 15.

$$f(t, p) = \begin{bmatrix} f(t, p_0) \\ \vdots \\ f(t, p_{N-1}) \end{bmatrix}$$

Ecuación 15 Vector de señales entrada en el *array* [14]

La señal respuesta de la totalidad del sistema, $y(t)$, se obtiene a partir de la convolución de la suma de las señales que llegan a cada sensor (Ecuación 15) con el modelo del estado del canal inalámbrico h_n . Es necesario asumir que el intervalo de estudio es suficientemente largo como para ser considerado infinito. De esta forma, la señal obtenida se puede definir como aparece en la Ecuación 16. En dicha expresión, N representa el número de elementos de la estación base, y τ el retardo de cada señal.

$$y(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \int_{-\infty}^{\infty} h_n(t - \tau) f_n(\tau, p_n) d\tau$$

Ecuación 16 Señal respuesta [14]

Para simplificar los cálculos ya que, a medida que se avance en el desarrollo de la estimación del estado del canal, las operaciones que han de llevarse a cabo pueden suponer un impedimento, esta misma señal se puede expresar en notación vectorial, h^T tal y como muestra la Ecuación 17. El resultado es una extensión directa de los parámetros escalares conocidos, al modelo vectorial [14]. Además, se puede expresar esta señal en el dominio de la frecuencia de forma que se define como en la Ecuación 18.

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h^T(t - \tau) f(\tau, p) d\tau$$

Ecuación 17 Señal respuesta del *array* de antenas en notación vectorial [14]

$$Y(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} y(t) e^{-j\omega t} dt = H^T(\omega) F(\omega)$$

Ecuación 18 Señal respuesta de la transformada en el dominio de la frecuencia [14]

2.4 Fundamentos matemáticos

2.4.1 Convolución

En el desarrollo del trabajo, se va a considerar que el ámbito de estudio se corresponde con un sistema *LTI*, es decir, un sistema lineal e invariable en el tiempo. Esta consideración va a permitir que con conocer la respuesta a funciones base sea suficiente para modelar el sistema y, además, permite reducir el número de estas funciones [26].

La importancia de los sistemas *LTI* radica en que facilitan el estudio y el análisis de sistemas complejos que puedan ser representados mediante un modelo matemático que cumpla con estas condiciones. Cuando se posee poca información del sistema de estudio, aplicar un modelo con estas características va a permitir predecir rápidamente como se va a comportar, en este caso, cuál será la salida para una entrada de impulso.

Un sistema lineal es aquel que posee la propiedad de superposición, es decir, si una entrada se define como la suma ponderada de varias señales, la salida se puede definir como la superposición de las

respuestas del sistema a cada señal transmitida. Por otra parte, un sistema es invariante en el tiempo si el desplazamiento temporal que se puede ocasionar en la señal de entrada, tiene el mismo efecto en la señal de salida [27].

Se va a proceder a la explicación de aplicar este sistema para la respuesta que se obtiene al transmitir una señal impulso. Una entrada cualquiera, $x[n]$, se puede expresar como una combinación lineal de impulsos desplazados (Ecuación 19).

$$x[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[k]\delta[n-k]$$

Ecuación 19 Entrada impulso arbitraria para un sistema lineal

Se define $h_k[n]$ como la salida del sistema cuando la entrada es n impulso unitario (Ecuación 20) en el instante donde $n = k$.

$$\delta[n-k] \xrightarrow{LINEAL} h_k[n]$$

Ecuación 20 Salida del sistema lineal para una entrada impulso unitario

Si, además de ser un sistema lineal, el sistema no varía con el tiempo, $h_k[n]$ son versiones desplazadas en el tiempo de la respuesta del sistema al impulso unitario para $n=0$. Entonces, no es necesario caracterizar el sistema por una familia infinita de señales, sino solo por una señal $h[n]$. A esta variable se le denomina respuesta al impulso de un sistema LTI discreto. A la operación de la Ecuación 21, se le denomina convolución discreta o suma de convolución y, de esta forma, para una entrada cualquiera la respuesta se obtiene como la convolución de la entrada con dicha variable [28].

$$y[n] = x[n] * h[n]$$

Ecuación 21 Convolución discreta

2.4.2 Transformada de Fourier

Si se toma una función cualquiera f se llamará transformada de Fourier de f a la función compleja, para cualquier valor real de z , donde la expresión de la Ecuación 22 tenga sentido, es decir, donde la integral impropia sea convergente. Es importante recordar que durante todo el trabajo se ha tomado j como referencia para el empleo de números complejos en lugar de i .

$$\mathcal{F}[f(t)](z) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-jzt} dt$$

Ecuación 22 Transformada de Fourier

Se recuerda que una integral impropia de una función es el límite de una integral definida cuando uno o ambos extremos del intervalo se acercan a un número que no está dentro de su dominio, es decir, a ∞ o a $-\infty$. Se dice que esta integral es convergente si existen los límites de la Ecuación 23, donde c es un número real cualquiera.

$$L_A = \lim_{R \rightarrow \infty} \int_{-R}^c f(t) dt \qquad L_B = \lim_{R \rightarrow -\infty} \int_c^R f(t) dt$$

Ecuación 23 Límites para determinar la convergencia de una integral impropia

Esta convergencia es más difícil de verificar en el caso de la transformada de Fourier. Si se supone que las variables t y z son reales, por lo que $e^{-jtz} = \cos(tz) - j\sin(tz)$ que tiene módulo unitario. Si la función es también real, para garantizar la convergencia absoluta de la integral anterior ha de cumplirse que el límite de la función cuando t tiende a infinito sea igual a 0. Por lo tanto, las funciones reales que tendrán transformada de Fourier tienen que tener una gráfica como la de Figura 2-13 [29].

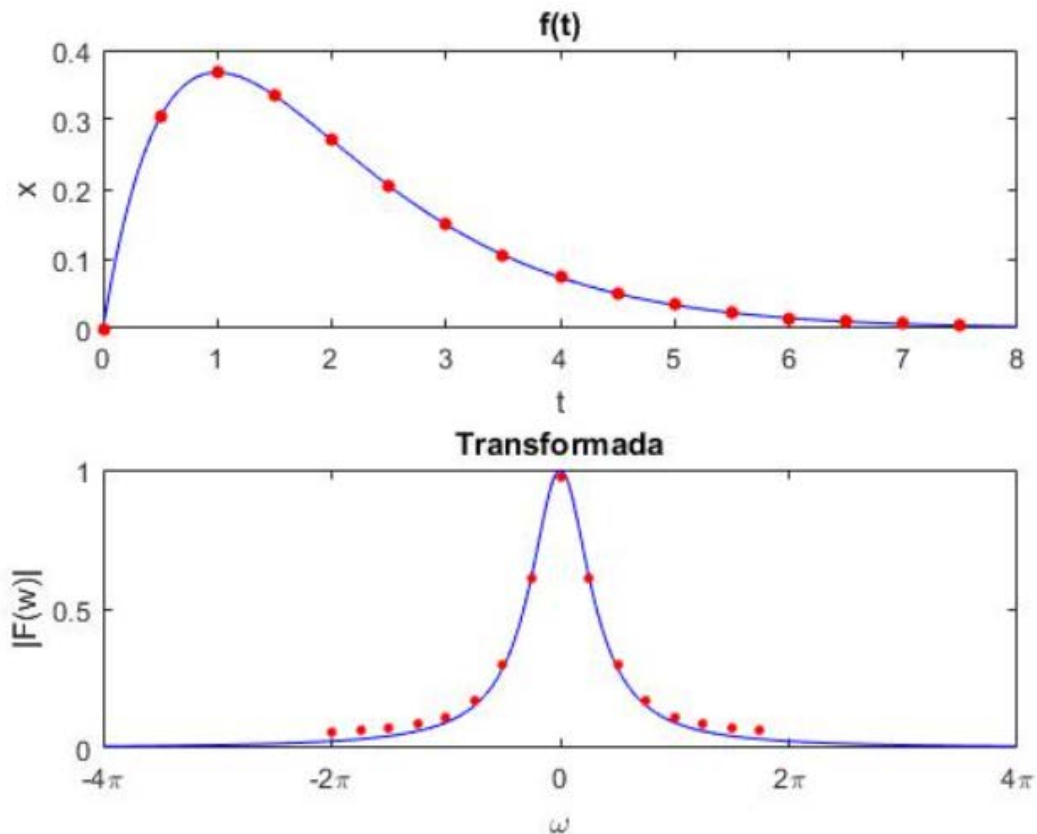


Figura 2-13 Gráfica de una función y su transformada de Fourier [61]

2.4.3 Mínimos Cuadrados Lineales

La dependencia entre dos o más variables puede estar basada en una relación funcional exacta, es decir, una relación matemática o puede ser estadística. La dependencia estadística es aquella en la que, a partir de unas variables conocidas, no es posible determinar con exactitud el valor de otras variables que dependen de estas primeras, pero sí es posible llegar a determinar un cierto comportamiento de la misma o aproximar su valor. Para el análisis de la dependencia estadística es posible definir dos planteamientos diferentes [30].

En primer lugar, el estudio del grado de dependencia existente entre las variables del sistema de estudio se rige por la teoría de correlación. Es decir, determinar si los cambios que se producen en cualquiera de las variables influyen y en qué medida, a los posibles cambios de otra. Las principales situaciones (Figura 2-14) que se pueden originar son: correlación positiva donde la relación entre las variables es positiva, ambas son directamente proporcionales; correlación negativa, en la que los valores de cada una varían de forma opuesta, o tener una correlación nula lo que implicaría que las variables no están asociadas. Además, la correlación indica el grado de asociación entre las dos variables de forma que es posible determinar, el nivel de dependencia entre los parámetros de estudio [31].

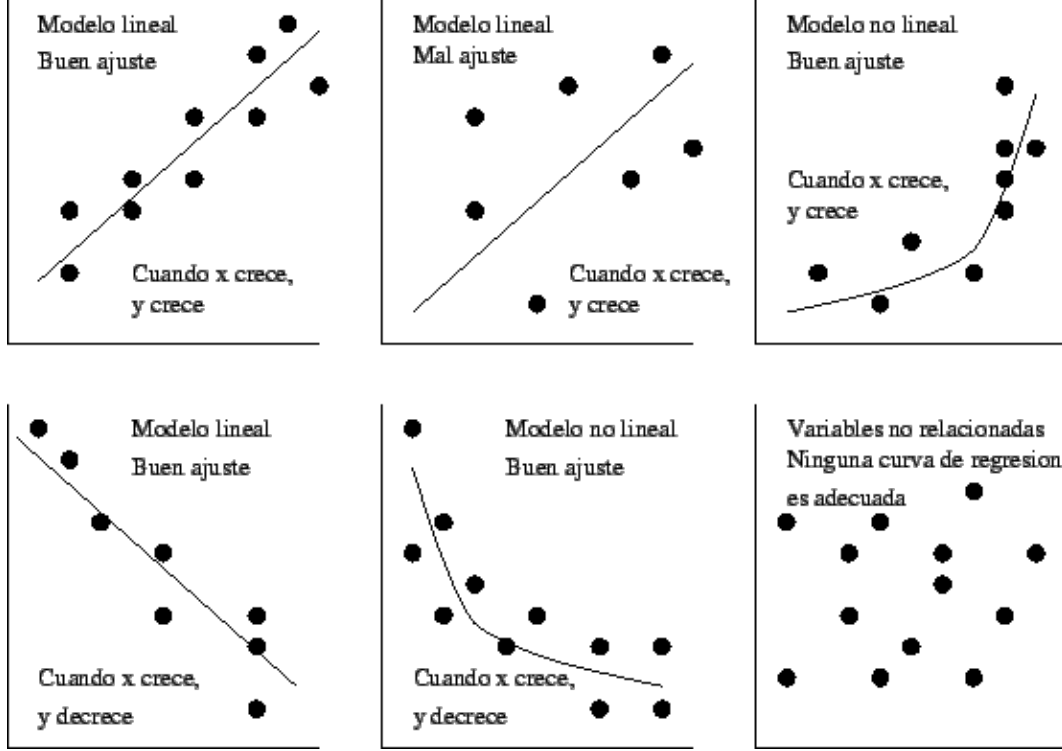


Figura 2-14 Regresión y correlación [57]

Por otra parte, la determinación de la estructura que mejor exprese dicha relación, se analiza a través de las técnicas de regresión. Estas se utilizan para determinar modelos o expresiones que relacionen el comportamiento de varias variables. Para este caso se va a utilizar una regresión lineal, es decir, se pretende encontrar la ecuación de una recta que pueda establecer la relación más óptima entre las variables [32].

El objetivo es encontrar un buen estimador que no esté sesgado y tenga una varianza mínima. Escogiendo la varianza como medida de referencia, de forma implícita, se busca minimizar la discrepancia en la media entre el estimador y el valor real del parámetro a medir. En el estimador por mínimos cuadrados (LS) se busca minimizar la diferencia al cuadrado entre los datos de referencia $x[n]$ y una señal. Esta señal se genera por algún modelo que depende de un parámetro desconocido θ . Esta señal $s[n]$ es puramente determinista. Debido al ruido presente en la medición o a inexactitudes en el modelo, es posible observar una versión perturbada de esta señal. El estimador de mínimos cuadrados escoge aquel valor de θ que aproxima $s[n]$ a la información de referencia $x[n]$. Para calcular este coeficiente, se hace en función de error cuadrático definido en la Ecuación 24 para un número de observaciones N . El valor de θ que minimiza este error es la aproximación por mínimos cuadrados.

$$J(\theta) = \sum_{n=0}^{N-1} (x[n] - s[n])^2$$

Ecuación 24 Error cuadrático

Si en lugar de un escalar, es necesario hallar los valores de un vector de coeficientes θ de dimensión $p \times 1$. Para que la señal $s = [s[0] \ s[1] \ \dots \ s[N-1]]^T$ sea lineal respecto a la matriz de observaciones H de tamaño $N \times p$, la expresión quedaría como la Ecuación 25.

$$s = H\theta$$

Ecuación 25 Vector de señales

Al igual que para un parámetro escalar, el objetivo de mínimos cuadrados lineales es encontrar el valor que minimiza el error cuadrático que, para el caso matricial, se define por la Ecuación 26.

$$J(\theta) = (x - H\theta)^T (x - H\theta)$$

Ecuación 26 Error cuadrático expresado en forma matricial

Si se aplica el gradiente a la expresión anterior y se iguala a 0, la estimación por mínimos cuadrados quedaría definida por la Ecuación 27.

$$\hat{\theta} = (H^T H)^{-1} H^T x$$

Ecuación 27 Estimador por mínimos cuadrados

2.4.4 Error cuadrático medio normalizado (NMSE)

Para el cálculo del *NMSE*, es necesario primero definir cómo se calcula el error cuadrático medio de una serie de datos. El error para una observación cualquiera respecto a un patrón de referencia se calcula como la diferencia entre el valor real y el estimado. Elevando dicha diferencia al cuadrado, para garantizar que el error es siempre positivo, se obtiene el error cuadrático medio.

Una vez que es posible calcular el error para cada una de las estimaciones, se procede a calcular el error medio. Para ello, se suman todos los errores y se dividen entre el número total de datos estimados [33]. De esta forma, si se define x como los datos conocidos de referencia, y como los datos obtenidos por los estimadores y N al número total de datos analizados, el error cuadrático medio se define como la Ecuación 28.

$$MSE(x, y) = \frac{1}{N} \sum_i (x_i - y_i)^2$$

Ecuación 28 Error cuadrático medio

La única diferencia entre el error cuadrático medio y el *NMSE* (Ecuación 29) se fundamenta en que el segundo se calcula el error para cada uno de los datos y se divide para todos los datos de referencia al cuadrado.

$$NMSE(x, y) = \sum_i \frac{(x_i - y_i)^2}{x_i^2}$$

Ecuación 29 Error cuadrático medio normalizado

3 DESARROLLO DEL TFG

3.1 Modelo de canal para un frente de ondas plano

Para lograr una correcta estimación del comportamiento del canal para el sistema propuesto, es necesario primero comprender y definir el modelo más sencillo, el modelo de onda plana. Al considerar la geometría del frente de ondas como un frente plano, es posible realizar una serie de suposiciones que facilitan el cálculo y desarrollo de la estimación del canal. Como se explicará en el modelo esférico, existen situaciones, en función de la distancia del receptor y del tamaño del *array* de antenas, donde la propagación de la señal se puede aproximar a un frente plano. Es por ello, que primeramente se explicará el procedimiento para esta situación en concreto y, de forma consecutiva, se irá profundizando y complicando el problema hasta llegar al contexto de estudio de interés.

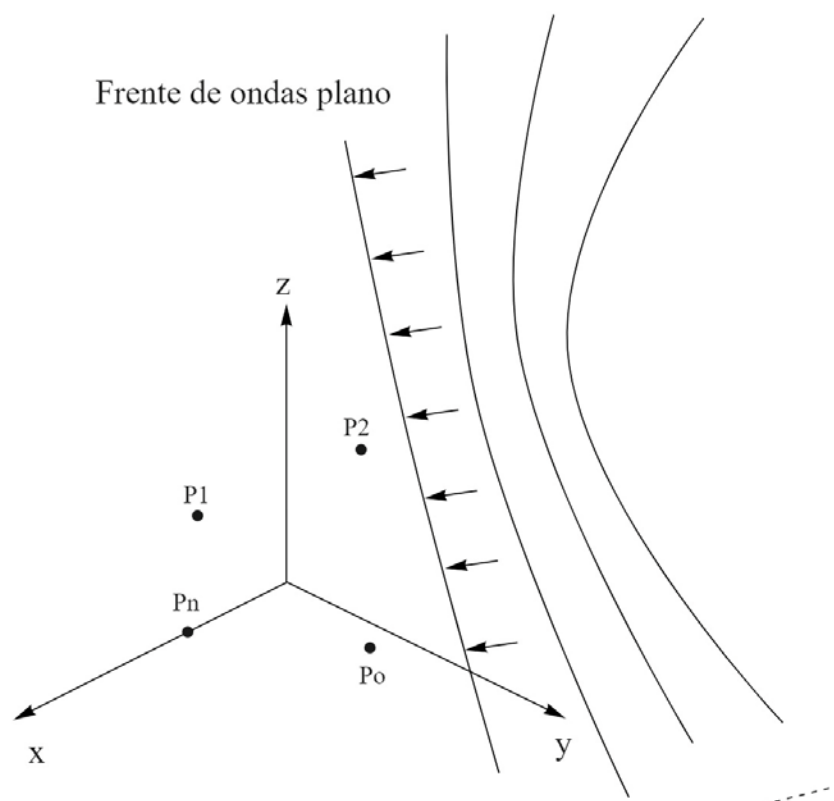


Figura 3-1 Array con una entrada de onda plana
[elaboración propia]

Para ilustrar una operación sencilla de propagación de ondas, se va a considerar una situación tal y como se representa en la Figura 3-1, este caso se origina cuando el receptor se encuentra a una distancia suficiente de la estación base. La señal que se transmite es una onda plana que se propaga en la dirección a con una frecuencia temporal ω . Existen dos formas equivalentes de modelar la señal que se transmite por el canal de comunicaciones y llega a los sensores de la estación base: en función del retardo, o en función de la distribución geométrica de las antenas del *array*. La primera de ellas define la señal que se recibe en cada uno de los elementos como la señal transmitida por el canal, común a todo el sistema, en función del retardo particular para cada punto del *array*. Si $f(t,p)$ es la matriz que representa al conjunto de señales recibidas en cada sensor, la expresión quedaría como se refleja en la Ecuación 30.

$$f(t,p) = \begin{bmatrix} f(t - \tau_0) \\ \vdots \\ f(t, \tau_{N-1}) \end{bmatrix}$$

Ecuación 30 Señal recibida en cada antena del *array* en función del retardo [14]

En dicha expresión, se modela la señal entrada en función del retardo cuyo cálculo se refleja en la Ecuación 31, donde c es la velocidad de propagación de la señal en el medio presente, y a el vector unitario del sistema de coordenadas esféricas con símbolo negativo (o vector u) debido al sentido de propagación del frente de ondas.

$$\tau_n = \frac{a^T p_n}{c} = -\frac{u^T p_n}{c} = -\frac{1}{c} [\sin \varphi \cos \theta p_{x_n} + \sin \varphi \sin \theta p_{y_n} + \cos \varphi p_{z_n}]$$

Ecuación 31 Retardo para cada señal [14]

De esta forma, se demuestra que es posible relacionar el desfase temporal entre dos puntos en función de la posición de cada uno de los elementos respecto al sistema de referencia de coordenadas esféricas. Por lo tanto, el retardo va a depender principalmente de dos variables: la dirección y propiedades geométricas del frente de ondas que contiene la información transmitida, y la distribución de las antenas en la estación base.

Aplicando la transformada de Fourier a la Ecuación 30, se puede observar lo explicado anteriormente. La señal recibida, en el dominio de la frecuencia, para un elemento cualquiera se define en función de la señal transmitida original y de una exponencial que establece un cambio de fase de la señal en función del retardo que experimenta. De esta forma, la expresión resultante de la transformada se establece en la Ecuación 32.

$$F_n(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\omega t} f(t - \tau) dt = e^{-j\omega \tau_n} F(\omega)$$

Ecuación 32 Señal recibida en cada antena del *array* en el dominio de la frecuencia [14]

La frecuencia, ω , se puede interpretar en función del número de onda k ya que son directamente proporcionales. De tal forma que, se define $v_k(k)$ como el vector que incorpora las características espaciales del *array* y las propiedades de propagación del frente de ondas.

$$v_k(k) = \begin{bmatrix} e^{-jk^T p_0} \\ \vdots \\ e^{-jk^T p_{N-1}} \end{bmatrix}$$

Ecuación 33 Vector característico del *array* en función del frente de onda plano

El vector $v_k(k)$, Ecuación 33, juega un papel fundamental en el problema de interés. Este permite expresar la matriz de señales entrada para cada una de las antenas que componen el sistema en función de dicho vector y de las características de la señal que es transmitida (Ecuación 34).

$$\mathbf{F}(\omega) = F(\omega) \mathbf{v}_k(k)$$

Ecuación 34 Señal entrada para frente plano en función del número de onda [14]

En definitiva, es posible modelar el proceso mediante el cual la información se transmite por el canal inalámbrico en función de tres actores principales. En primer lugar, la señal original donde se incluye la información que se pretende enviar que, a priori puede ser conocida y no sufre variaciones. Por otra parte, el modelo de canal que es necesario que se estime una vez que vence el tiempo de coherencia y va a depender de las características del entorno. Por último, la señal recibida en el sistema de *array* que se podrá determinar en función de la disposición espacial de las antenas que lo conforman y de las propiedades del frente de ondas que contienen a la señal transmitida.

Siguiendo con el desarrollo y simplificación matemática del problema, la expresión de la señal que se transmite al canal se puede suponer como una señal paso banda. Este término se refiere a que en el entorno de trabajo se va a utilizar una frecuencia portadora (f_c , de *carrier* en inglés) y un ancho de banda determinado, es decir, un rango de frecuencias o longitudes de onda definido. De esta forma, si se toma como referencia la situación en la que existe una sola antena transmitiendo, la señal que se transmite (s_l) al canal de comunicaciones quedaría definida en la Ecuación 35.

$$s(t) = \text{Re} \{ s_l(t) e^{j2\pi f_c t} \}$$

Ecuación 35 Señal paso banda transmitida al canal

Por lo tanto, la señal que se recibe en el conjunto de antenas se expresaría en la Ecuación 36, donde, como ya se ha explicado anteriormente, la señal sufre un determinado retardo debido a la dirección de propagación de la señal. Además, experimenta una atenuación α_μ por diferentes desvanecimientos en función del entorno por el que se propaga la señal. En resumen, la señal recibida estará atenuada y se verá modificada por el retardo y el cambio de fase θ_μ .

$$r(t) = \sum_{\mu=1}^M \alpha_\mu s(t - \tau_\mu) = \text{Re} \left\{ \sum_{\mu=1}^M \alpha_\mu e^{-j(2\pi f_c \tau_\mu + \theta_\mu)} s_l(t - \tau_\mu) e^{j2\pi f_c t} \right\}$$

Ecuación 36 Señal paso banda recibida en el *array*

Todas las variaciones que la señal transmitida sufre a lo largo de su propagación hasta la estación base, se deben a las características del canal inalámbrico presente para cada situación. Es por ello, que es posible modelar una variable, $h(t)$, en función del tiempo que represente el conjunto de cambios que cualquier frente de ondas puede experimentar al propagarse por él. Si se define la variable $h(t)$ como el estado del canal, su expresión queda reflejada en la Ecuación 37.

$$h(t) = \sum_{\mu=1}^M \alpha_\mu e^{-j(\theta_\mu)} e^{-j(2\pi f_c \tau_\mu)} \delta(t - \tau_\mu) = \sum_{\mu=1}^M \beta_\mu e^{-j(2\pi f_c \tau_\mu)} \delta(t - \tau_\mu)$$

Ecuación 37 Modelo del canal inalámbrico paso banda equivalente

Tal y como muestra la definición del canal, este va a depender de la ganancia y cambio de fase que se representa como un número complejo β_μ ; la respuesta impulso de la señal que se transmite, delta de Dirac, que se representa por la variable δ . Una vez descrita esta variable, es posible expresar la señal recibida en la estación base en función de la señal original y del estado del canal tal y como muestra la convolución de la Ecuación 38.

$$r(t) = \text{Re} \{ h(t) * s_l(t) e^{j2\pi f_c t} \}$$

Ecuación 38 Señal paso banda recibida en el *array* en función del canal

Todas las señales anteriormente descritas, se originan en un contexto de trabajo donde únicamente se considera una única antena. Sin embargo, para el objeto de estudio de interés, es necesario analizar el mismo problema y obtener las ecuaciones para múltiples antenas. La única diferencia con el modelo anterior es que, en lugar de trabajar con un único canal, existirá un canal determinado por cada antena de la misma forma que se describe en la Ecuación 37. De esta forma, la expresión de la respuesta conjunta del *array*, quedaría como una matriz expresada en la Ecuación 39.

$$\mathbf{s}(t, k) = \mathbf{H}^T(t) \mathbf{v}_k(k)$$

Ecuación 39 Señal respuesta en el conjunto del *array*

En primer lugar, por todas las antenas que conforman el sistema se va a transmitir la misma señal $s(t)$, definida en la Ecuación 35. Por otra parte, en recepción, en lugar de tener una única señal, se obtendrá un vector cuya longitud vendrá definida por el número de antenas del sistema. La señal recibida será de la misma forma que en la Ecuación 38, con la única particularidad de que en lugar de tener un único canal $h(t)$, se tendrán tantos canales como antenas intervengan en la ecuación, quedando con el mismo valor la señal que se transmite.

3.2 Modelo del canal para un frente de ondas esférico

Una vez que se han introducido las bases para la caracterización de un canal de comunicaciones en un contexto de trabajo determinado donde es posible considerar un frente de ondas plano, es necesario avanzar en la materia del fundamento de este trabajo. Como ya se mencionó anteriormente, el despliegue masivo de las nuevas generaciones de comunicaciones móviles (5G y 6G) necesitan de la implementación de sistemas de *MIMO* masivo en sus estaciones base para satisfacer las necesidades de eficiencia espectral.

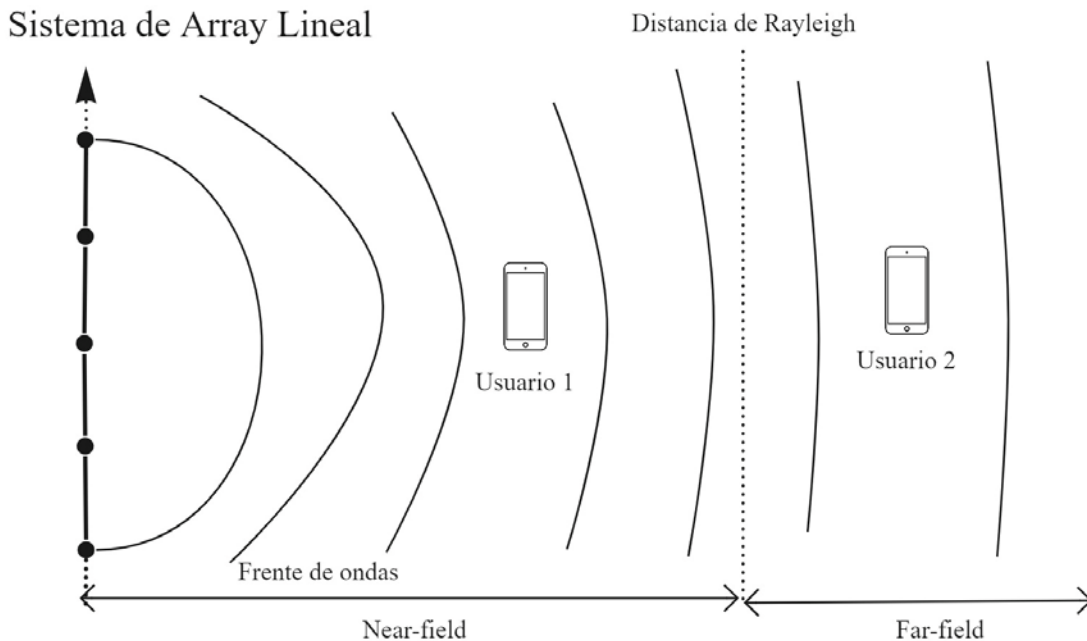


Figura 3-2 Modelo de canal en función de la distancia con la estación base [elaboración propia]

En comparación con los ámbitos de trabajo anteriores, este modelo del canal incluye ciertas características que no eran de interés en el modelo de frente de ondas plano. En este caso, las posibilidades que los usuarios que establecen conexión con la estación base se encuentren en la región denominada *far-field*, es muy baja. Para el comportamiento del canal en esta región, es posible modelarlo de tal forma que las asunciones y el comportamiento en el ámbito de las señales se corresponde con un frente de ondas plano convencional. El límite para marcar la diferencia entre un *far-field* y un *near-field* viene determinado por la distancia de *Rayleigh*, que viene expresada en la Ecuación 40, donde D es la

dimensión física del *array* y λ la longitud de onda. En la Figura 3-2, se representa gráficamente la situación descrita.

$$r_{Rayl} = \frac{2D^2}{\lambda}$$

Ecuación 40 Distancia de Rayleigh

Esta distancia se corresponde con el alcance mínimo de enlace de tal forma que, si el *array* se utiliza como receptor, la diferencia de fase máxima entre las señales recibidas en los elementos de la estación base es menor que $\pi/8$. En el estudio del modelo de canal plano, las señales tienen el mismo ángulo de salida/llegada para cada uno de los canales de trabajo. Sin embargo, a medida que el tamaño del sistema de antenas aumenta, de tal forma que los usuarios establecen comunicación dentro de la distancia de *Rayleigh*, es necesario considerar que las señales que se transmiten por el canal se corresponden con un frente de ondas esférico. Por lo tanto, el objetivo es definir un modelo genérico para poder determinar con mayor precisión las variaciones de fase y amplitud en la recepción de señales.

Una vez definido el contexto de aplicación, se va a estudiar un sistema de comunicaciones inalámbrico, donde existe una estación base con un número de antenas masivo y un número definido de usuarios K . En este estudio, se va a considerar que la estación base se caracteriza por un *array* lineal uniforme de tal forma que todas las antenas se encargan de transmitir a un único usuario, como se ejemplifica en la Figura 3-3.

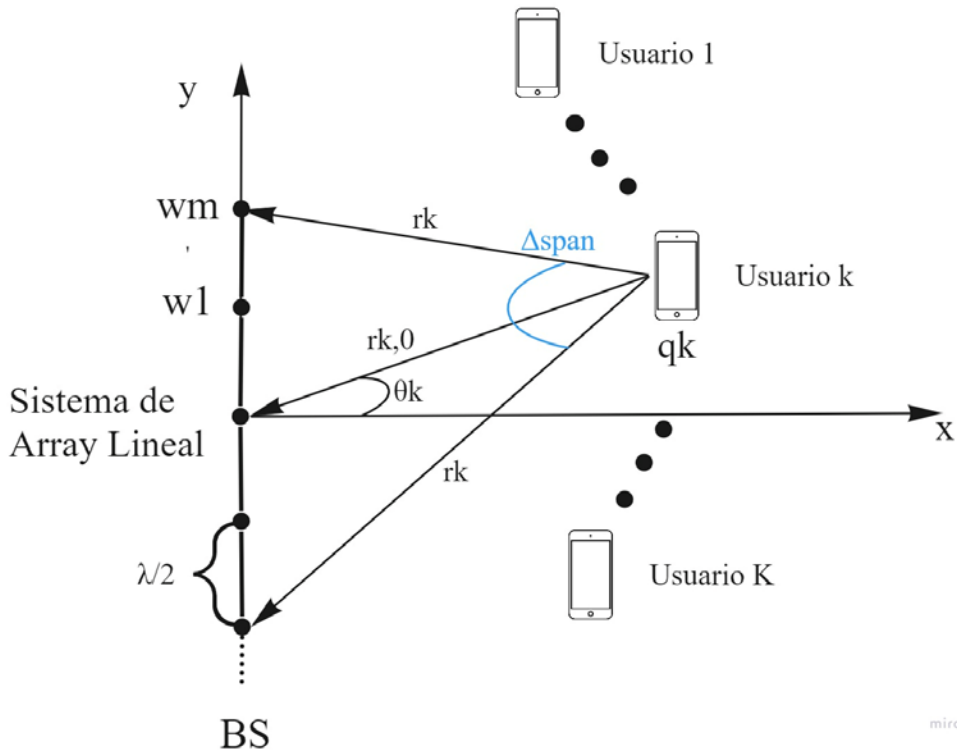


**Figura 3-3 Modelo de comunicación inalámbrica para un MIMO masivo
[elaboración propia]**

La línea de la estación base estará centrada sobre el eje de ordenadas cuyo punto medio coincidirá con el origen de coordenadas. La posición de cada antena del *array* estará sobre el eje OY y a una distancia de separación igual a la mitad de la longitud de onda de la frecuencia de trabajo. Cada posición de la n -ésima-antena estará definida por w_n y su separación por d . Por otro lado, la localización de un usuario cualquiera k se denotará por la variable q_k . Dicha posición se determinará por la distancia entre el usuario al centro del *array*, y el ángulo entre el segmento que conecta la posición del usuario y el centro del *array* respecto al eje OX. En la Ecuación 41, se muestran las expresiones de ambas posiciones.

$$\begin{cases} w_m = [0, md]^T & m = 0, \pm 1, \dots, \pm(M-1)/2 \\ q_k = [r_k \cos \theta_k, r_k \sin \theta_k]^T & 1 \leq k \leq K ; \theta_k \in [-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}] \end{cases}$$

Ecuación 41 Posición de los elementos del array y de los usuarios del sistema

Por lo tanto, la distancia entre un usuario y un elemento cualquiera de la estación base se determina por la variable $r_{k,m}$. Este vector se obtiene por la diferencia de los puntos que se han definido en la Ecuación 41. El módulo de dicho vector se ejemplifica en la Ecuación 42, donde debido a la separación entre los elementos del array. Además, el valor r_k coincidirá con la distancia del usuario al origen de coordenadas.

$$r_{k,m} = \|w_m - q_k\| = r_k \sqrt{1 - 2ms \frac{d}{r_k} \sin \theta_k + m^2 \frac{d^2}{r_k^2}}$$

Ecuación 42 Distancia entre una antena del sistema y un usuario

Si se supone que los enlaces de comunicación entre la estación base y los usuarios son fundamentalmente debidos a la condición *LOS*, se desprecia el efecto del multitrayecto por lo que en recepción no se tendrán en cuenta las reflexiones de la señal. De tal forma que, el vector de respuesta del array a para un usuario k a una determinada distancia r_k y con su respectivo ángulo θ_k , se puede expresar como en la Ecuación 43.

$$a(r_k, \theta_k) = [a_0(r_k, \theta_k), \dots, a_m(r_k, \theta_k)]^T$$

Ecuación 43 Vector respuesta del array

Cada una de las respuestas de cada antena de la estación base se puede modelar como en la Ecuación 44, donde β_0 representa el estado del canal para la distancia unitaria. Es importante remarcar que la distancia entre el usuario y cada antena va a afectar tanto a la amplitud de la respuesta como a su fase.

$$a_m(r_k, \theta_k) = \frac{\sqrt{\beta_0}}{r_{k,m}} e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} r_{k,m}}$$

Ecuación 44 Respuesta de cada antena del array

En el desarrollo del trabajo, el objetivo es modelar un canal de comunicaciones para los sistemas *MIMO* masivos teniendo en cuenta la propagación de la onda esférica en contraposición de las asunciones realizadas en el estudio del modelo plano. En primer lugar, se expondrá la situación de trabajo donde un único usuario establece enlace con la estación base. De esta forma, es posible definir una expresión convencional que parte del modelo para el canal plano. Dicha expresión muestra que, en lugar de aumentar la eficiencia linealmente con el número de antenas de la estación base, el modelo de frente de onda esférico depende de un nuevo parámetro denominado *angular span* (Δ_{span}), es decir, el ángulo formado por los segmentos que conectan los extremos del array con el usuario, se muestra gráficamente en la Figura 3-3.

En particular, a medida que el número de antenas crece en varios órdenes de magnitud (como en el caso de los *MIMO* masivos), la eficiencia del sistema se aproxima a un valor constante que depende de la distancia proyectada del usuario a la estación base. En este caso, se puede apreciar el fuerte contraste con el resultado obtenido en el modelo anterior donde la eficiencia crece de forma proporcional al número de antenas y sin tener en cuenta otros parámetros, lo que carece de realismo en su aplicación. Una conclusión importante es la necesidad de introducir un nuevo criterio para complementar la distancia de *Rayleigh* con el fin de poder realizar una correcta distinción de las regiones *near-field* y *far-field*. Este nuevo parámetro se denomina distancia crítica la cual depende de la diferencia de amplitud en las señales que vendrá definida por el tamaño físico del conjunto de antenas.

3.3 Código de funcionamiento del estimador de canal inalámbrico

Una vez que ya se ha introducido los fundamentos teóricos para la aplicación de este trabajo, se va a proceder a la explicación del desarrollo del código realizado mediante la herramienta Matlab[®]. Se han generado tres programas paralelos en los que en cada uno de ellos se modifica unos de los parámetros principales que va a condicionar el funcionamiento del estimador. Por lo tanto, estas tres variables fundamentales necesitan un código particular en el que se pueda analizar en función de cómo varíe cada una de ellas, mientras las otras dos permanecen constantes, como se ve afectada la precisión del estimador.

Estas tres variables que van a determinar el comportamiento del canal son: el número de antenas que vendrá determinado por la variable M , el tamaño del vector de datos piloto que se refleja en la variable Tr y la potencia disponible en la transmisión $Power$ que dará lugar a una relación señal-ruido, SNR , suficiente para el funcionamiento. Es importante resaltar en este caso que, a pesar de que el sistema puede funcionar para cualquier valor de ambas variables, carece de sentido físico que el vector de datos piloto tenga un tamaño menor que el número de antenas, al menos para el mecanismo de LSE . La principal explicación es que, si se supone esta situación, no existen datos suficientes para obtener la información de cada uno de los canales que corresponden a cada antena. Por ejemplo, en el caso de que se disponga de un solo dato piloto por cada canal, es imposible determinar de forma fiable el comportamiento o respuesta del canal para la transmisión de un volumen de datos determinado. Por lo tanto, el objetivo es determinar un tamaño de dicho vector que sea suficiente para realizar una estimación eficiente, pero sin saturar el tiempo de coherencia del canal, ya que el propósito principal es transmitir la información de interés.

```
M= 100;  
Tr_array = [150 200 250];  
Power_dB = 10;  
Power = 10^(Power_dB/10);  
num_experimentos = 100;  
K=3;  
a_min= -pi/4;  
a_max= pi/4;  
NMSE_total= zeros(length(Tr_array), 1);  
modelo = 'Tipo de modelo a considerar: PW/SW : '  
modelo= input(modelo,'s');  
metodo= 'Tipo de método : LSE/BT : '  
metodo=input(metodo,'s');
```

Figura 3-4 Fragmento de código, definición de variables principales para el estimador
[elaboración propia]

A pesar de que haya tres programas diferentes para cada variable, todos ellos tienen el mismo proceso de funcionamiento y utilizan los mismos datos y parámetros para realizar los cálculos correspondientes a la estimación del canal de comunicaciones inalámbrico (Figura 3-4). Lo único que va a ser particular de cada uno de los códigos será que, en lugar de ser un escalar que no sufra modificaciones, la variable de interés estará definida por un vector en el que para cada una de las iteraciones tome un valor relativo de forma que se puede contrastar la validez del estimador para cada uno de las posibles situaciones de estudio. Es por ello que, para la consiguiente explicación del código, se va a realizar de forma general sin entrar en particularidades de cada uno de ellos y tomando uno como modelo de referencia, el de datos piloto.

En primer lugar, es necesario definir el conjunto de parámetros necesarios para poder aplicar los modelos teóricos que se han explicado al comienzo de este capítulo. Por lo tanto, además de definir las

variables que se van a modificar cada uno de los casos, es importante también tener en cuenta las que se van a especificar a continuación. El método para medir la precisión del estimador es el error cuadrático medio que en el código se referencia por sus iniciales en inglés *NMSE*, que se corresponde con una matriz, ya que se van a guardar todos los errores obtenidos para cada experimento, cuyo tamaño va a depender de la variable que se está modificando y es de interés analizar. Otros parámetros de interés, que son definidos al inicio del programa, son: el número de niveles (K) a los que se va a aplicar un método de estimación denominado *beamtraining* y sus ángulos límite. Como se va a desarrollar a continuación, el estimador es capaz de diferenciar entre el caso en el que el usuario se encuentre a una distancia menor que la distancia de Rayleigh, lo que llevaría al caso de un modelo esférico (*SW*); o el usuario establezca la comunicación a una distancia tal que se puede suponer la propagación de un frente de ondas plano (*PW*). Además, en el programa se han incluido dos métodos de estimación diferentes para poder comparar los resultados y determinar la viabilidad de cada método en función del comportamiento del canal y las condiciones presentes. Es por ello que, en función del interés del objeto de estudio, es posible elegir entre una estimación por mínimos cuadrados lineales (*LSE*) o *beamtraining* (*BT*).

Una vez que se pone en funcionamiento cualquiera de los programas que corresponden a cada uno de los métodos de estimación, se mide la precisión de sus resultados en función del error cuadrático medio donde se comparan un modelo de canal generado de forma aleatoria con el realizado mediante los procesos de estimación, que parten de una base común. El proceso de ejecución se repite un número de veces que puede ser modificado en función de los interés y capacidades del sistema. Es decir, el programa va a realizar por cada uno de los valores que puede tomar el parámetro de estudio en cada caso, una serie de iteraciones de forma que se pueda someter a prueba la validez del estimador para diferentes condiciones del canal (nivel de ruido, atenuación...).

Por último, se lleva a cabo la representación gráfica del error cuadrático medio de todas las iteraciones para cada uno de los elementos de la matriz que se corresponde con la variable de estudio. De esta forma, es posible evaluar de forma visual la relación existente entre los valores reales del canal y el modelo estimado, según sean modificados cada uno de los parámetros principales: antenas, pilotos y potencia.

3.4 Código para modelado del canal inalámbrico

Uno de los primeros pasos de este trabajo va a consistir en diseñar un código que permita definir un entorno de trabajo tal y como se ha desarrollado anteriormente en función de si se considera un modelo con un frente de ondas plano o un modelo esférico. El objetivo es conseguir que, de forma aleatoria, se genere un canal a partir de un conjunto de parámetros que pueden ser modificados en función del interés de estudio. Este código, que se puede analizar por completo en el Anexo II: Código para la generación de un canal de comunicaciones aleatorio, se corresponde con una función que se ha denominado como *generar_canal*. De esta forma, se genera un canal que servirá de base para poder llevar a cabo el trabajo de los métodos de estimación y, por otra parte, servirá como elemento de referencia para medir el error cuadrático medio que existe entre el modelo de canal original y los resultados de los estimadores particulares.

Esta función, en primer lugar, define un vector (H) de misma longitud que el número de antenas, M , que componen el sistema de *array*, ya que, por cada una de ellas se va a generar un canal específico con unas características particulares. Se partirá de un vector de ceros que, posteriormente pasará a tener los valores específicos de cada canal inalámbrico. A partir de esta línea, es necesario establecer todos aquellos parámetros que van a condicionar el modelado del canal y que pueden ser modificados para cada situación de trabajo.

Uno de los datos más importantes para las comunicaciones inalámbricas es la frecuencia portadora de las señales que contienen los datos que se transmiten por el canal. Para este caso, el objetivo es implementar las nuevas redes de tecnología móvil como el 5G por lo que las frecuencias de interés son aquellas que se encuentran en el orden de varios gigahercios, por lo tanto, se supone una frecuencia de 5 GHz para modelar el canal de comunicaciones. Una vez que se define la frecuencia de trabajo (*frec_portadora*), para simplificar los futuros cálculos, se va a utilizar la longitud de onda (*lambda*) cuyo valor se obtiene del cociente entre la velocidad de la luz en el vacío (*c*) y dicha frecuencia, por lo tanto, estos parámetros son inversamente proporcionales.

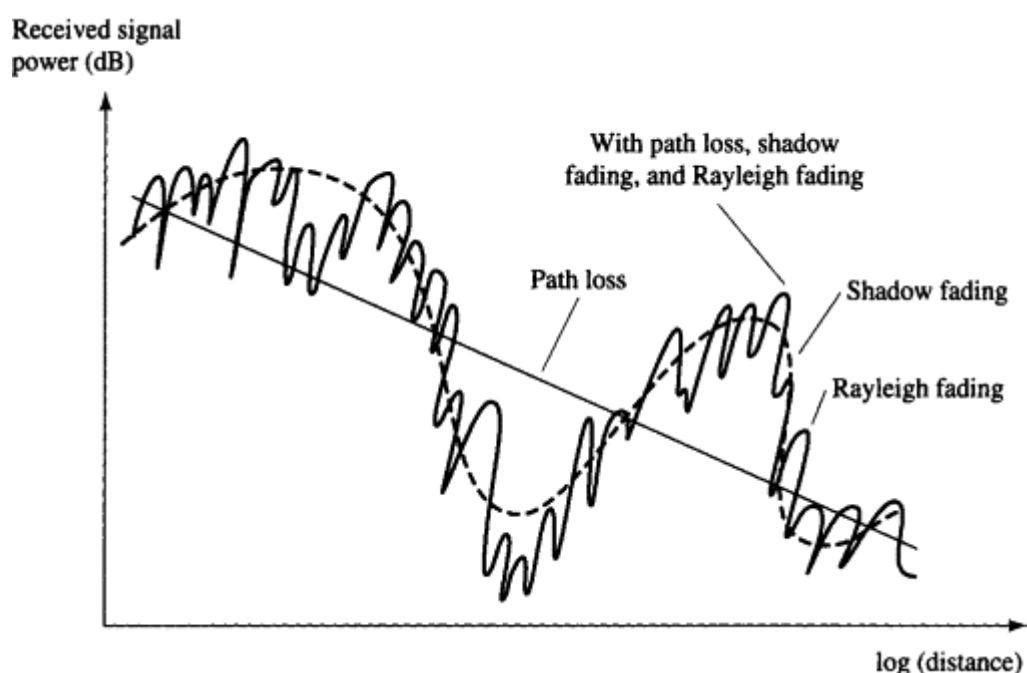


Figura 3-5 Importancia de la atenuación en las comunicaciones inalámbricas [47]

Además, es necesario determinar una serie de factores a mayores para poder aplicar las fórmulas que se han definido anteriormente de forma que la función sea fiel a los cálculos teóricos que se han reflejado en este trabajo. Por una parte, la distribución espacial de las antenas de la estación base va a ser fundamental para llevar a cabo el modelado del canal. Como ya se ha especificado, la geometría del *array* es lineal y uniforme, misma distancia entre todas las antenas. La separación entre las antenas (*d*), aunque se puede modificar en función del sistema, siempre se va a considerar con un valor cercano a la mitad del valor de longitud de onda para optimizar la recepción de las señales que se propagan por el canal. Otros dos valores fundamentales son, la distancia entre el usuario y el sistema ya que, en función de este valor, y la distancia de Rayleigh, será necesario aplicar un modelo determinado para la generación del canal. La dimensión total del *array* (*D*) se calculará a partir del número de antenas y la separación entre ellas. Es imprescindible incluir la variable *alpha* con el fin de poder determinar un canal inalámbrico que sea fiel al comportamiento real que sufren los enlaces de comunicación (Figura 3-5). Este parámetro hace referencia a la atenuación que sufren las señales que se propagan por el medio y que son susceptibles de sufrir atenuaciones debido a múltiples factores como la distancia o el *fading*. Como no es posible determinar de antemano el comportamiento del canal y las posibles fluctuaciones que las señales pueden experimentar desde que son transmitidas hasta que se analizan en recepción, será necesario suponer que toman un valor aleatorio para cada canal.

Por otra parte, las variables determinantes para el modelado del canal van a ser la distancia del usuario (*r*) y el ángulo (*theta*) que forma el canal con el eje del *array*. El valor de dichos parámetros se va a ver modificado en función del tipo de estimador que se ejecute y del modelo de frente de ondas. Por

lo tanto, en función de los datos de entrada que se tengan en cada caso, se utilizará un ángulo y/o distancia que será necesario estimar o serán generados de forma aleatoria.

Una vez que se han definido todos los parámetros que van a condicionar el funcionamiento del canal y de la generación del mismo, la función diferencia el canal para cada uno de los tipos de frente de ondas en función de la distancia al usuario, número de antenas y frecuencia de trabajo. Es decir, en función de la posición del usuario, el código determinará si el canal que se genera tendrá las características de un frente de ondas esférico o de un frente plano. Dependiendo del tipo de canal que se establezca en el sistema y suponiendo que se corresponde con un modelo esférico, la función asumirá las características acordes con esta situación y establecerá el modelo *SW*, en el caso contrario se establecerá el modelo *PW*, de onda plana. Para dejar constancia al operador de qué tipo de caso es objeto de estudio, se ha generado una variable *modelo* donde se guarda el tipo de frente de ondas que se está transmitiendo por el canal.

Para cada uno de los casos, se generará un canal acorde con los fundamentos teóricos que se han desarrollado previamente (Figura 3-6) de forma que, para un frente plano, el código se corresponde con la Ecuación 37 y para el modelo esférico con la Ecuación 44. De esta forma, para cada situación de comunicación inalámbrica, la función es capaz de caracterizar un canal que permita realizar de forma posterior un análisis y estimación de su viabilidad.

```

if strcmp(modelo, 'PW')
    Hspatial = exp(1i*sin(theta)*(-2)*pi/lamda*d.*m);
    H= alpha*Hspatial;
end
if strcmp(modelo, 'SW')
    rm = r*sqrt(1-2.*m*e*sin(theta)+m.^2*e^2);
    Htmp = 1./rm.*exp(1i*(-2)*pi/lamda.*rm);
    Hspatial = Htmp/norm(Htmp)*sqrt(M);
    H= alpha*Hspatial;
end

```

Figura 3-6 Código para general un canal de comunicaciones aleatorio [elaboración propia]

3.5 Estimación del canal por mínimos cuadrados lineales

3.5.1 Fundamento teórico

Una vez que se han diferenciado los dos posibles modelos de canal a considerar para el desarrollo del estudio, se va a realizar el primer método de estimación del comportamiento del canal que es válido para ambos modelos. Esta primera estimación con carácter más genérico, se fundamenta en el enfoque de los mínimos cuadrados lineales.

El objetivo para determinar un buen estimador ha sido utilizar uno que no estuviese sesgado y tuviera una varianza mínima. Al escoger la varianza como medida de referencia, se busca implícitamente minimizar la discrepancia, en promedio, entre la estimación que se va a realizar y el valor verdadero del parámetro que modela al canal. En este enfoque LS (*Least Squares*) se intenta minimizar la diferencia entre los datos que se transmiten por el canal, y la señal que se recibe o señal observada. La señal que se genera depende de un parámetro desconocido H y del ruido presente en el entorno N [34].

Para aplicar dicho método, es necesario definir las variables que van a modelar el proceso de estimación y el contexto de trabajo. En primer lugar, la situación de estudio va a constar de una estación base con un número determinado de antenas M y un único usuario en transmisión con una única antena. De esta forma la expresión que generaliza la comunicación inalámbrica se puede observar en la Ecuación 45.

$$Y = XH^* + N$$

Ecuación 45 Modelo genérico del canal

En esta ecuación, la matriz X va a estar definido por el número de antenas del sistema M y la cantidad de datos pilotos Tr que se envíen por el canal. Los datos pilotos, es una información conocida por ambas partes y que se envían dentro del tiempo de coherencia de forma que permiten conocer el estado del canal antes de realizar la transmisión de los datos de interés (Figura 3-7). A pesar de que es necesario tener en cuenta una serie de consideraciones para determinar los valores de los pilotos, para este estudio se considerará como válidos un conjunto de números aleatorios ya que puede dar unos resultados de suficiente calidad como para analizar la estimación.

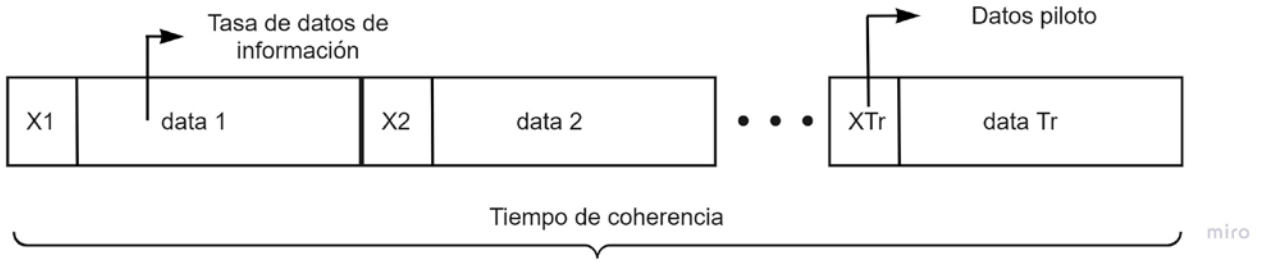


Figura 3-7 Datos transmitidos durante el tiempo de coherencia [elaboración propia]

Por otro lado, Y o matriz de observación es un vector que recoge las señales en recepción para cada una de las antenas, por lo tanto, se corresponde con un vector columna cuya longitud estará determinada por el número de datos piloto. La matriz cuyo valor se busca estimar es el vector H (Ecuación 46). Esta matriz, que en la ecuación aparece su hermítica debido a que al trabajar con números complejos es necesario trabajar con la traspuesta conjugada, tendrá la dimensión de vector fila con M columnas. Por último, el vector que hace referencia al ruido presente tendrá las mismas dimensiones que la matriz de observación ya que se medirá el ruido para cada uno de los valores de los pilotos.

$$H = (X^T X)^{-1} X^T Y$$

Ecuación 46 Estimación del canal por mínimos cuadrados lineales

3.5.2 Código para la implementación de mínimos cuadrados lineales

El método de estimación por mínimos cuadrados lineales se corresponde con la función LSE , que se desarrolla en el Anexo III: Función para obtener el canal estimado por mínimos cuadrados lineales. En

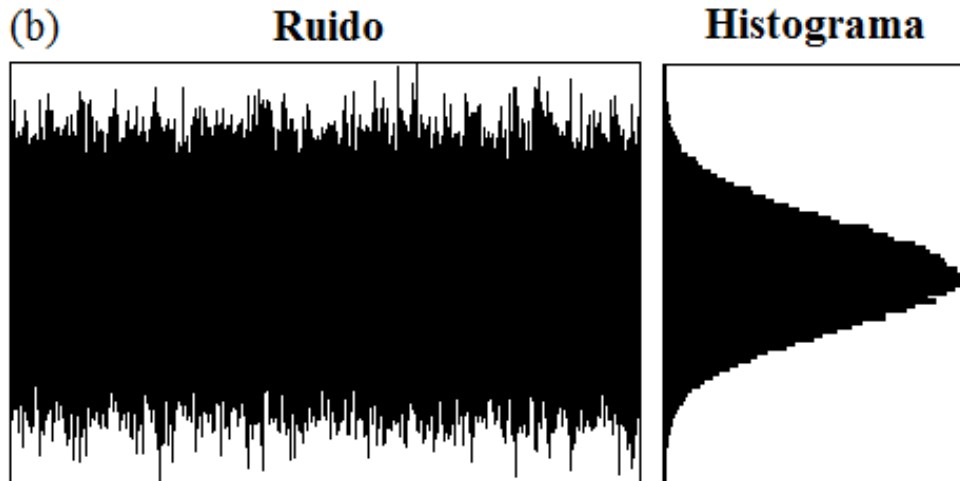


Figura 3-8 Diagrama del ruido blanco gaussiano [44]

este caso, se generan de forma aleatoria una matriz X . La única condición que en este caso se impone a los datos piloto se corresponde con los niveles de potencia de cada uno, es decir, todos los pilotos son transmitidos con la misma potencia por el canal.

Por otra parte, el canal de comunicaciones inalámbrico que se obtiene al ejecutar la función *generar_canal*, no tiene en cuenta el ruido presente en el ambiente por lo que es necesario añadirlo al sistema de forma que se pueda garantizar que el estimador es válido para unas condiciones de funcionamiento reales donde, además de la atenuación, es posible que los niveles de ruido impidan o dificulten la operatividad del sistema. Por lo tanto, y siguiendo con la Ecuación 45, el código tiene que implementar el valor del ruido blanco Gaussiano presente. El ruido blanco es una señal aleatoria que se caracteriza por tomar valores distintos sin correlación entre ellos para cada instante de tiempo, además de que su función de densidad responde a una distribución normal como refleja la Figura 3-8. Por lo tanto, se implementará una función que permita obtener un valor aleatorio del ruido presente para cada una de las iteraciones del código con cada dato piloto.

3.6 Estimación del canal por *beamtraining*

3.6.1 Fundamento teórico

Este modelo consiste en generar a partir de la estación base una formación de haces que cubren las posibles posiciones en las que se encuentre un usuario (Figura 3-9). Para ello es necesario establecer unos límites angulares respecto al sistema de *array* entre los que se pretende radiar el conjunto de lóbulos que conformarán el ancho de haz de búsqueda. El objetivo es dividir este haz en lóbulos cada vez más pequeños de forma que, según se vaya detectando una posible señal en cada lóbulo, sea posible discriminar el ángulo respecto al sistema para estimar la posición del dispositivo y su correspondiente potencial canal de comunicaciones.

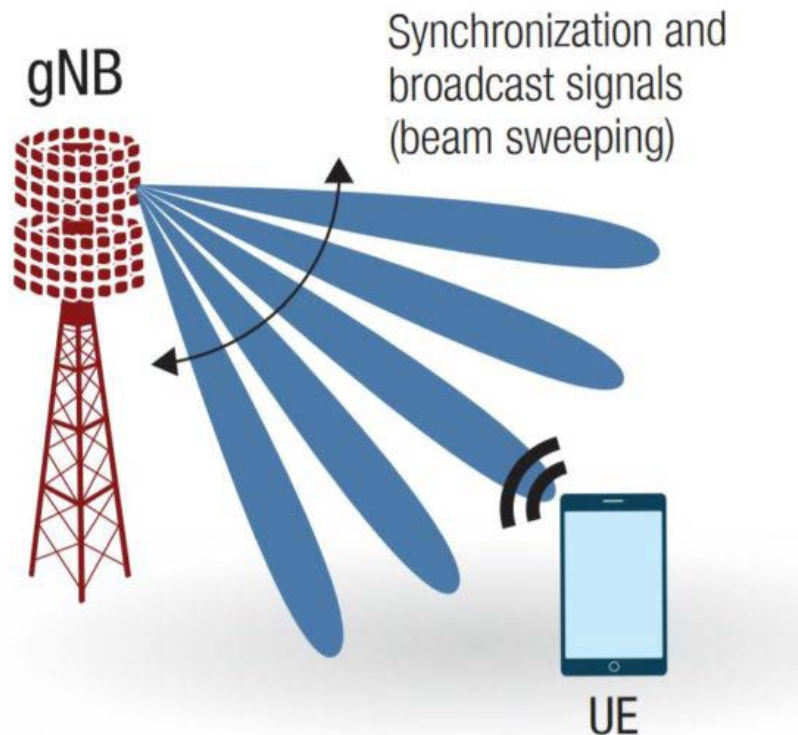


Figura 3-9 Funcionamiento del algoritmo de beamtraining [45]

Por lo tanto, el funcionamiento de este mecanismo se basa en enviar señales piloto dentro de cada uno de los haces que barren un conjunto de ángulos de forma que, cuando el sistema obtenga una señal de respuesta en alguno de los pilotos enviados, desechará todos los ángulos para los que no se tenga una

posible respuesta. Una vez que ya se ha fijado un área donde se encuentra el usuario, se vuelve a repetir el proceso de forma que ese ancho de haz se vuelve a dividir para que sea capaz de discriminar de forma más exacta la posición relativa del dispositivo de recepción. Este proceso se repite de forma consecutiva hasta que se llega una precisión determinada, establecida y prefijada por el sistema. La principal consecuencia de este funcionamiento es que se reduce de forma drástica la longitud de la secuencia de entrenamiento, lo que resulta en una significativa ventaja respecto al estimador anterior [35].

Es importante diferenciar que el mecanismo de *beamtraining* no funciona de forma homóloga para el modelo esférico y para el modelo plano. Para ambos casos, es necesario discriminar en azimut la posición del potencial usuario. Sin embargo, debido a las características del modelo esférico y a la diferencia temporal de las señales transmitidas por su distribución espacial curva, es necesario estimar además a qué distancia se encuentra el usuario respecto a la estación base. Esto se consigue de una forma similar a la que se lleva a cabo para obtener el ángulo. Se van radiando haces con diferentes alcances de forma y, cuando se obtiene una posible señal de respuesta, se desprecian los demás rangos de distancia para de forma consecutiva, seguir emitiendo haces cuya separación en distancia cada vez sea menor hasta llegar a un desfase espacial determinado.

En particular para este trabajo, se van a cubrir tres niveles de búsqueda tanto en demora, para ambos posibles modelos, como en distancia, para el frente de ondas esférico. Por lo tanto, establecidos los límites, se van a generar dos haces iguales que cubran de forma completa el sector de estudio. A su vez, cada uno de estos haces tiene la posibilidad de dividir su ancho de lóbulo en dos partes iguales para satisfacer la necesidad de tener mayor precisión de forma que, se genera el segundo nivel de búsqueda. Para finalizar, y llegar al último nivel, cada uno de estos cuatro posibles haces se vuelve a dividir en dos de forma que es capaz de, en el último caso, tener hasta un total de ocho posibles haces que barran el sector inicial prefijado (Figura 3-10).

En dicha figura, el color azul muestra cada uno de los datos piloto que han obtenido señal de respuesta y, por consiguiente, el sector donde es posible que se encuentre el usuario de forma que, los demás lóbulos se desprecian y es posible focalizar toda la potencia en la dirección de interés. De esta forma, una vez que se supera un nivel, el algoritmo solo tiene que diferenciar entre dos posibles sectores, haciendo que el proceso se simplifique en lugar de buscar entre múltiples subconjuntos.

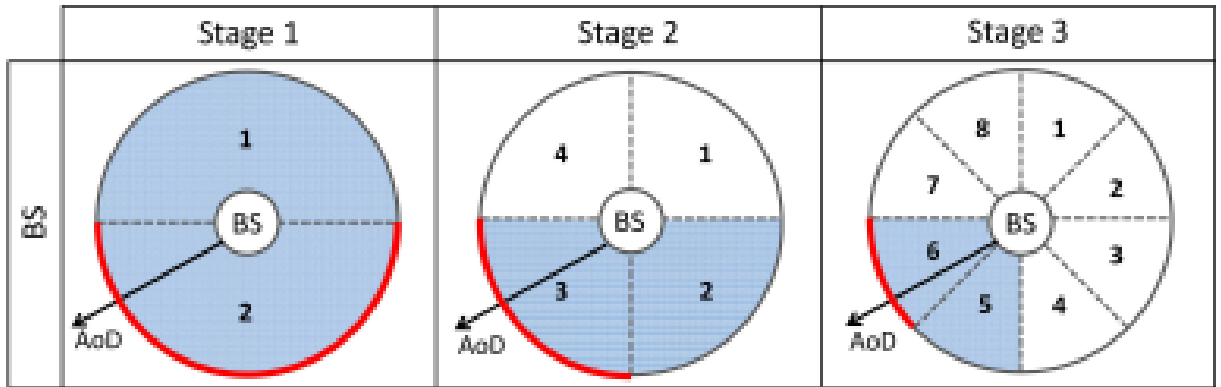


Figura 3-10 *Beamtraining* para discriminación en demora [46]

Para llevar a cabo la selección del conjunto de ángulos en el que existe cierta posibilidad de que se encuentre el usuario, se lleva a cabo una función lógica en función de la potencia recibida. En primer lugar, se definen los vectores asociados a cada uno de los sectores en función del nivel en el que se encuentre la secuencia de búsqueda, $f_{(s,k,x)}$. Este conjunto de vectores estará determinado por qué nivel (s), cuál de los subniveles (k) se está analizando y cuál de los dos vectores de cada subnivel se está analizando (x). El otro parámetro fundamental es el canal inicial que se obtiene de forma aleatoria, en el que además se implementa el ruido blanco gaussiano presente (N), como se explicado en la función

generar_canal y que refleja el estado del canal para cada uno de los elementos del *array*, para cada uno de los vectores pilotos, Ecuación 47.

$$f_{(s,k,x)}^* \times A_{BS} = \begin{cases} C_s \\ 0 \end{cases}$$

Ecuación 47 Función general del estimador *beamtraining*

Esta expresión diferencia que para cada uno de los dos subniveles que se analicen dentro de un nivel, el resultado que en valor absoluto sea mayor, representa que se recibe más señal en ese sector y, por lo tanto, la posible posición del usuario se corresponde con el vector que proporcione un valor mayor para ese canal particular. El principal inconveniente es definir la matriz $f_{(s,k,m)}$ ya que va a ser la que determine el correcto funcionamiento del estimador.

Para definir esta matriz, se va a aplicar la expresión reflejada en la Ecuación 48, donde C_s es una constante de normalización para satisfacer la restricción de potencia, $g_{(s,k)}$ es el vector canónico que contiene el 1 en la posición que se analiza, siendo 0 el resto; y la matriz A_{BS} que contiene las respuestas del *array* para los ángulos que se quieran discriminar.

$$f_{(s,k,m)}^* = C_s (A_{BS} A_{BS}^*)^{-1} A_{BS} g_{(s,k)}$$

Ecuación 48 Definición del vector formador de haces

Para este trabajo, en el caso del modelo esférico, las ecuaciones que se utilizan para estimar la distancia son homólogas a las que se emplean para determinar el ángulo. Por ello, en primer lugar, se estima el ángulo que indica la posición relativa en la que se encuentra el usuario y de forma posterior, se determina para ese sector las posibles distancias y se ejecuta el algoritmo. A pesar de que se puede realizar la estimación de ángulo y distancia de forma simultánea, no es el objetivo de este trabajo.

Por último, una vez que se ha estimado el ángulo respecto al *array* en el que se encuentra el usuario, y la distancia en el modelo esférico, se genera el canal con los parámetros obtenidos aplicando las ecuaciones descritas al comienzo del capítulo.

3.6.2 Código para la implementación de *beamtraining*

En el caso de que se tenga como interés estimar por *beamtraining*, a diferencia del mecanismo anterior que realiza el mismo proceso, el algoritmo se diferencia para el caso de modelo *PW* y el *SW*.

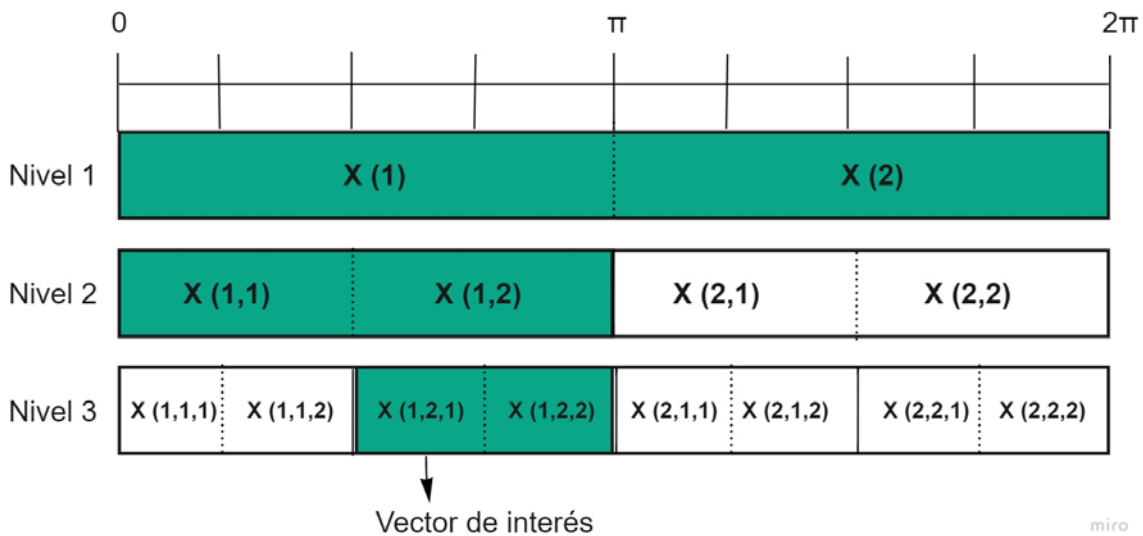


Figura 3-11 Secuencia para estimar el ángulo por *beamtraining*
[elaboración propia]

En primer lugar, antes de comenzar a ejecutar el algoritmo que lleva a cabo la discriminación en demora de la posición del usuario es necesario definir unas funciones que en el programa se han denominado como *codebooks*. Existen dos de estas funciones, Anexo IV: *Codebooks* para generar las distancias y ángulos de interés, una para generar los subrangos asociados a los ángulos de interés, es decir, los vectores que se van a utilizar como referencia para determinar los sectores de búsqueda; y otro para determinar las distancias que establecen los límites entre los alcances de estudio, distancias de interés.

La asignación de sectores va a depender de los límites angulares que se establezcan de forma previa para que el ancho de haz generado sea capaz de barrer toda el área de estudio. Por otra parte, los sectores espaciales para estimar la distancia se van a establecer en función del número de antenas de la estación base y de la separación entre ellas. A partir de estos *codebooks*, se generan las matrices que se corresponden con $f_{(s,k,x)}$ en la Ecuación 48. Un aspecto relevante para este código en particular es que estas funciones, definen los 8 vectores correspondientes al número de niveles que se estudian por lo que, si el resultado por la aplicación del algoritmo no se corresponde exactamente con ninguno de ellos, el programa tomará el ángulo o distancia del *codebook* que más se aproxime al resultado.

La primera función que se va a explicar es la que se corresponde con el algoritmo *beamtraining* para estimar los posibles azimuts respecto a la estación base en la que se encuentra el usuario. El programa ejecuta el código de forma acorde a como sostiene el fundamento teórico. Para cada nivel, se compara cada uno de los dos posibles sectores en función de la respuesta obtenida a partir del canal y teniendo en cuenta el ruido presente. Una vez que se tiene este resultado, se compara el valor absoluto y se selecciona el subnivel inferior adecuado para continuar realizando este mismo proceso de forma consecutiva hasta que se obtiene el ángulo de interés (Figura 3-11). Seleccionado dicho ángulo, que se corresponde con uno de los vectores establecidos en el *codebook*, se genera el canal en función de este valor que es un parámetro fundamental para su modelado y se le aplica un coeficiente de atenuación determinado.

En segundo lugar, la función de *beamtraining_distancia* se ejecutará para aquellas situaciones en las que sea necesario modelar el canal como un SW. En este caso, se ejecutará previamente el código correspondiente a la búsqueda angular de la posible posición para obtener el ángulo de interés. Obtenido este parámetro, el algoritmo realiza una estimación para determinar cuál es la distancia que se corresponde con la posición del usuario. Por último, cuando se ha llegado al último nivel de búsqueda, se selecciona entre los posibles rangos la distancia adecuada y se genera el canal a partir de este parámetro y del ángulo escogido por la ejecución del algoritmo anterior.

4 RESULTADOS Y VALIDACIÓN

4.1 Estimación por mínimos cuadrados lineales

En primer lugar, se van a validar los resultados para el estimador de mínimos cuadrados lineales. Debido a que el canal generado para cada uno de los posibles modelos se calcula de forma diferente, el error cuadrático medio obtenido va a ser diferente para cada caso. Por otra parte, se pretende también comparar como afecta la modificación de cada uno de los parámetros principales (número de antenas, número de pilotos y potencia transmitida) a los resultados obtenidos para cada tipo de frente de ondas. Como se ha mencionado anteriormente, la métrica que se va a utilizar para comprobar la diferencia entre el canal generado de forma aleatoria y el que se obtiene de los estimadores va a ser el error cuadrático medio (*NMSE*).

4.1.1 Modelo de frente de ondas plano

La variable inicial que ha sido contrastada se corresponde con la longitud de la matriz de datos pilotos. En este caso, se ha ido ampliando el número de pilotos de forma que sea posible medir como afecta este parámetro al *NMSE*.

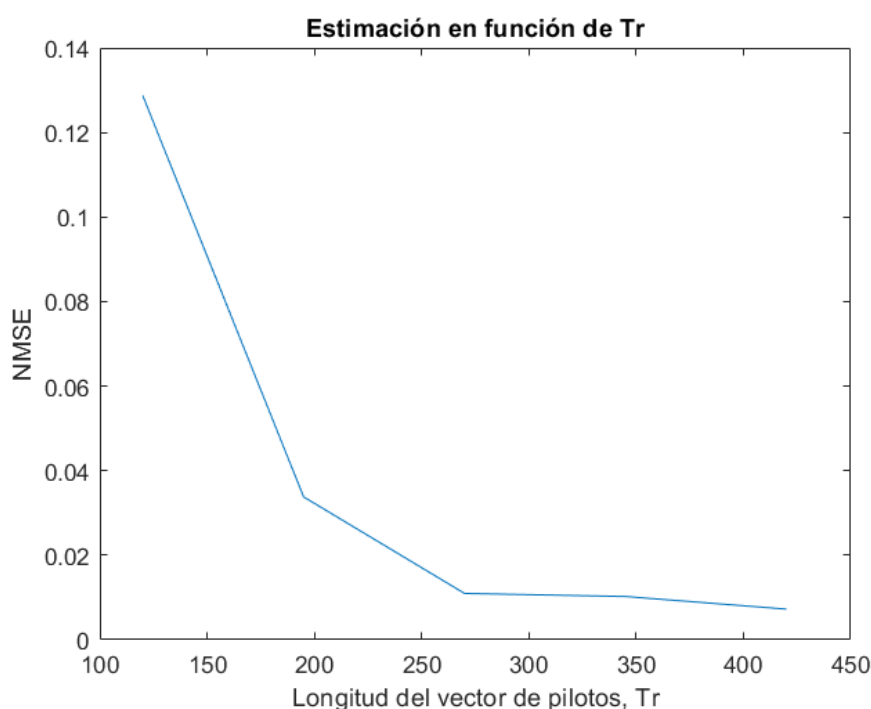


Figura 4-1 Gráfica del error obtenido por *LSE* en función del número de pilotos, *PW*
[elaboración propia]

El valor inicial de esta variable no ha sido escogido al azar, de hecho, como ha sido explicado en capítulos anteriores, el número de pilotos que se utilizan para obtener información del canal debe ser al menos igual al número de antenas que conforman el sistema. Es por ello que, la gráfica que muestra como varía el error en función de dicha variable, comienza en 150 ya que el sistema de estudio se ha definido para una estación base con 100 elementos.

Como se puede comprobar en la Figura 4-1, a medida que se aumenta la longitud de la secuencia de entrenamiento, el *NMSE* medio obtenido presenta cada vez valores más pequeños. La explicación de esta relación se debe a la razón de ser de las señales piloto. Estos se envían hacia el receptor con el objetivo de obtener información necesaria para poder caracterizar el canal de comunicaciones. Por lo tanto, cuanto mayor cantidad de datos se transmita con este propósito, mayor información se obtendrá sobre las características del canal. De esta forma, el modelo de canal que se genera a partir de la información conocida será más fiel al canal de comunicaciones real. Sin embargo, cuanto mayor volumen de pilotos se transmiten, como el tiempo de coherencia es limitado, la cantidad de datos que se pueden enviar al receptor disminuye. En resumen, es necesario encontrar un equilibrio entre el número de datos pilotos que se van a emplear en caracterizar el canal y el error que se está dispuesto a asumir.

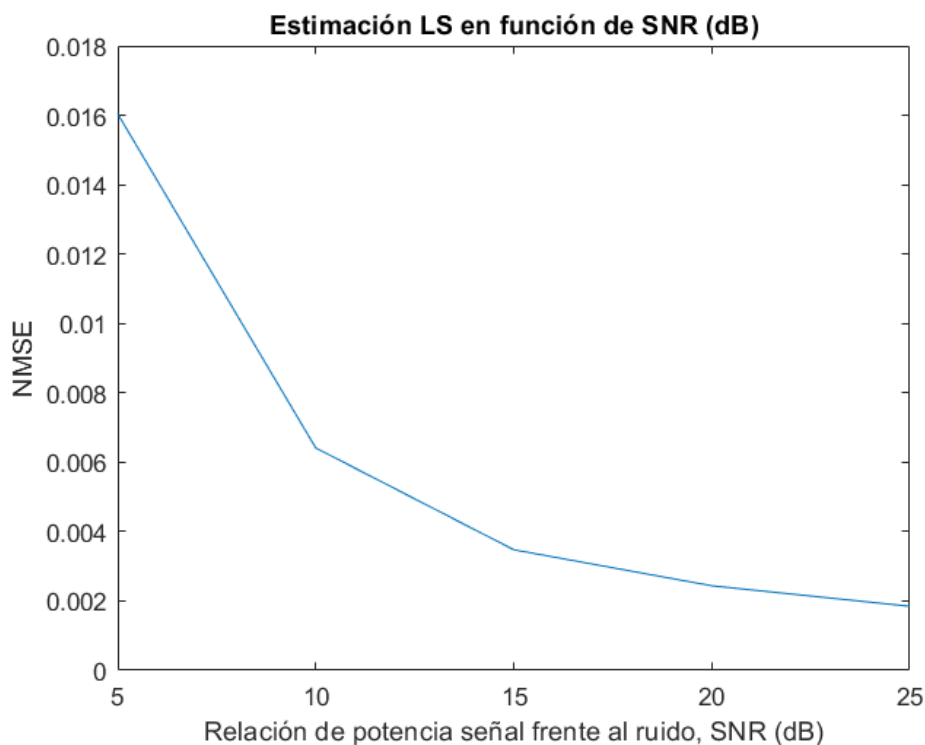


Figura 4-2 Gráfica del error obtenido por *LSE* en función de la *SNR*, *PW* [elaboración propia]

En segundo lugar, se ha analizado como influye el empleo de diferentes potencias de transmisión para el estimador *LSE*. Como la potencia de transmisión no suele ser, en el ámbito de las telecomunicaciones, un parámetro que ejemplifique de forma clara el funcionamiento del sistema, se suele emplear la relación entre la potencia de la señal y el ruido presente, *SNR*. Por este motivo, el error del estimador se ha comparado en función de la relación señal-ruido. Esta se mide en decibelios es decir diez por el logaritmo en base diez de la potencia

Para este caso (Figura 4-2) se puede volver a comprobar que el estimador muestra que el error disminuye a medida que se aumenta la potencia de transmisión y por lo tanto la *SNR*. Uno de los principales parámetros que va a condicionar la precisión del resultado que calcula el estimador es el ruido presente. El ruido que se genera en el sistema es aleatorio para cada uno de los experimentos en los que se valida el funcionamiento del algoritmo de *LSE*. Por lo tanto, si la relación que existe entre la

señal transmitida y el ruido presente es muy pequeña, el ruido tendrá un mayor efecto en las medidas obtenidas lo que puede resultar en una peor estimación. De esta forma, es posible verificar que cuanto mejor SNR exista en el sistema de estudio, el ruido perturbará en menor medida a la información obtenida, y el canal estimado tendrá unas características más similares al original.

Por último, se ha calculado la relación que existe entre el error en la estimación del canal y el número de antenas que conforma el *array* masivo (Figura 4-3). En este caso, se observa que el error sigue siendo asumible para las diferentes configuraciones de la estación base ya que, a pesar de ser aumente el número de elementos que la componen, el error está lejos del valor 1 que sería el resultado para el cuál no se podría validar el estimador. Sin embargo, a diferencia de los otros parámetros, a medida que se aumenta M , el error también lo hace.

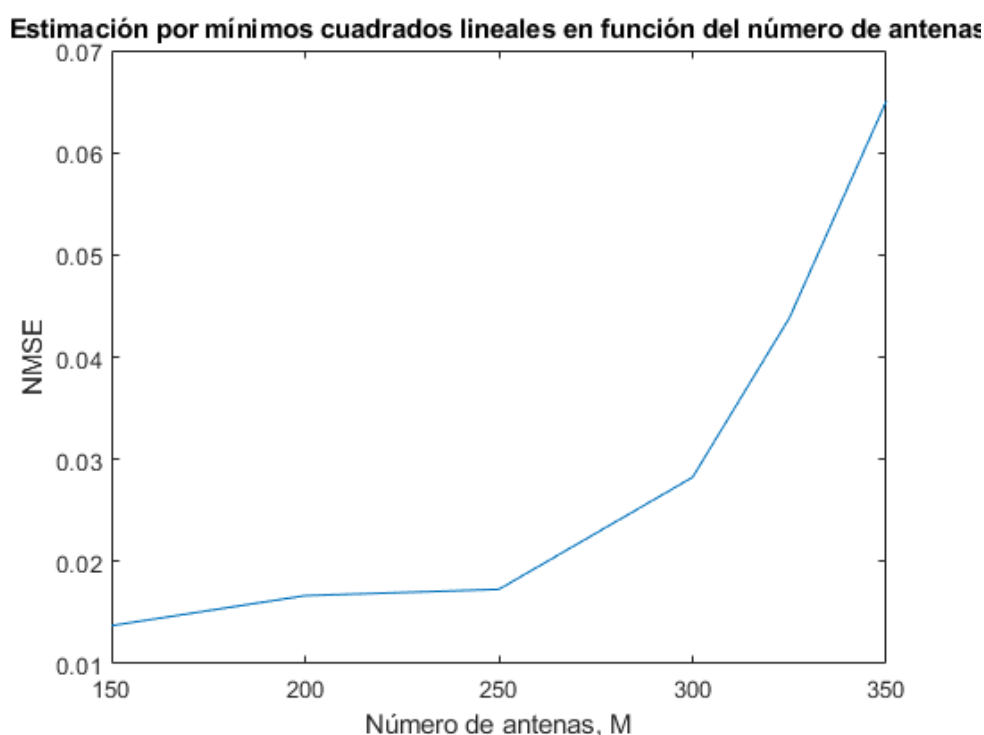


Figura 4-3 Gráfica del error obtenido por LSE en función del número de antenas, PW [elaboración propia]

Es importante destacar que, para todas las posibles configuraciones, se han utilizado el mismo número de datos piloto, siempre mayores que el número de antenas. Este es el motivo por el que el error aumenta a medida que se aumenta el tamaño del *array*. Como ya se ha comprobado en la primera gráfica cuantos más pilotos se utilicen para caracterizar el canal, más precisa será la estimación. Para este caso, se está realizando el análisis de la situación contraria. Fijada la longitud del vector de pilotos, a mayor número de antenas la relación que existirá entre estos dos parámetros irá descendiendo por lo que la precisión de la estimación será menos exacta.

Por lo tanto, el estimador de mínimos cuadrados también es válido a pesar del número de elementos que constituyan la estación base ya que el factor determinante es que se empleen suficientes pilotos. De esta forma, si en la última gráfica se hubiese superado el número de pilotos, el error cuadrático medio pasaría a ser inadmisibile.

En resumen, el estimador de mínimos cuadrados lineales es válido para el frente de ondas plano ya que, para todos los parámetros comparados, muestra que el error cuadrático medio está muy por debajo de la unidad. Sin embargo, se ha podido encontrar un factor que va a condicionar la validez del algoritmo. Este estimador va a funcionar siempre y cuando se utilice un número de pilotos superior a la cantidad de antenas que conforman el *array*. Como el objeto de este trabajo es el empleo de sistemas de *array*

masivos que pueden llegar hasta el millar de antenas, utilizar un número igual de pilotos puede mermar de forma considerable la eficiencia del sistema de comunicaciones debido a que se está consumiendo una parte importante del tiempo de coherencia.

4.1.2 Modelo de frente de ondas esférico

Habiendo comprobado la viabilidad del estimador para el canal que se genera cuando un usuario se encuentra a una distancia suficiente como para considerar el frente de ondas transmitido como plano, es necesario comprobar su eficacia para el modelo de mayor interés en este trabajo, el modelo esférico.

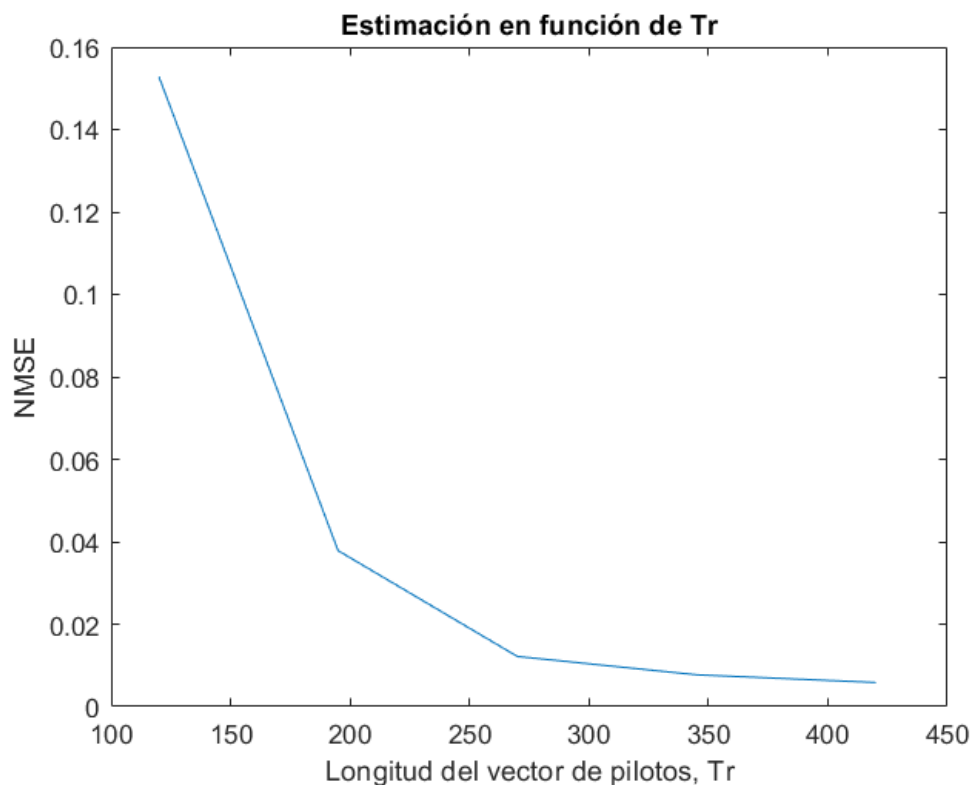


Figura 4-4 Gráfica del error obtenido por LSE en función del número de pilotos, SW [elaboración propia]

De forma paralela a lo que sucede para el modelo plano, el error cuadrático medio calculado a medida que aumenta el número de pilotos tiene tendencia a decrecer de forma progresiva (Figura 4-4). Por lo tanto, es posible afirmar que el mecanismo de estimación por mínimos cuadrados lineales es válido para cualquier distancia a la que se encuentre el usuario respecto a la estación base, siempre y cuando el número de pilotos sea igual o superior al número de antenas.

Por otra parte, los resultados obtenidos para diferentes potencias de transmisión y, por consiguiente, relaciones señal-ruido distintas, son similares los que se obtienen en el estudio del modelo esférico a los que se han comentado en el modelo plano. De esta forma, es posible concluir que, además de la eficacia del estimador para ambos casos, la SNR no es determinante si el caso de estudio se corresponde con *PW* o *SW*. Para ambos modelos, el canal que es estimado por el algoritmo es suficientemente preciso (Figura 4-5).

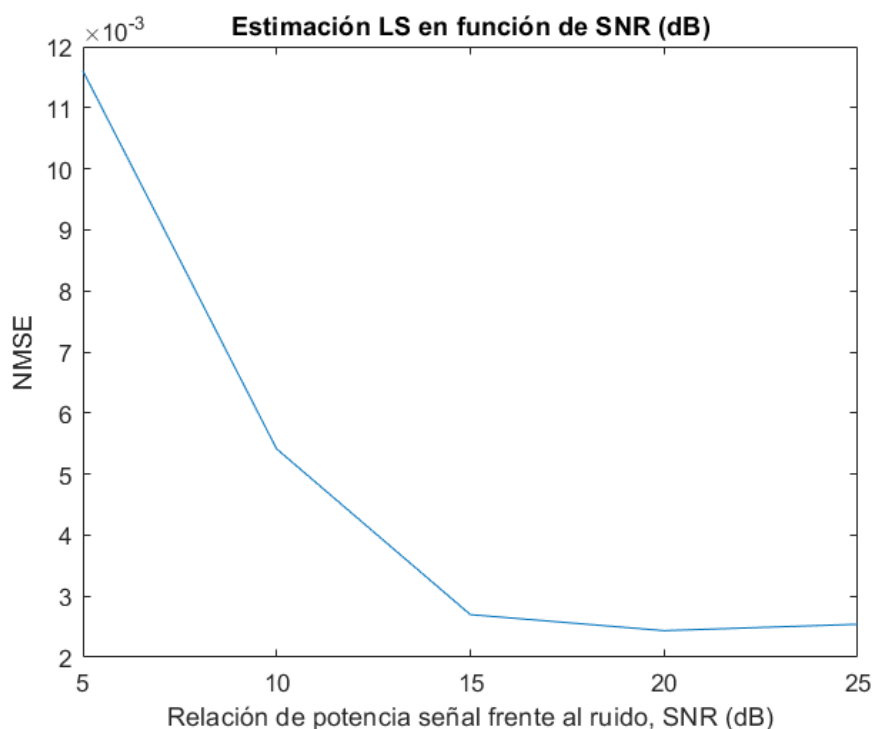


Figura 4-6 Gráfica del error obtenido por LSE en función de la SNR, SW
[elaboración propia]

Por último, para este mecanismo de estimación, se ha ejecutado el algoritmo en función del número de antenas para el modelo esférico. Tal y como sucede en el modelo plano, se puede afirmar que el error cuadrático medio, a pesar de la tendencia ascendente a medida que crece el tamaño del *array*, es admisible ya que se sitúa en valores suficientemente pequeños.

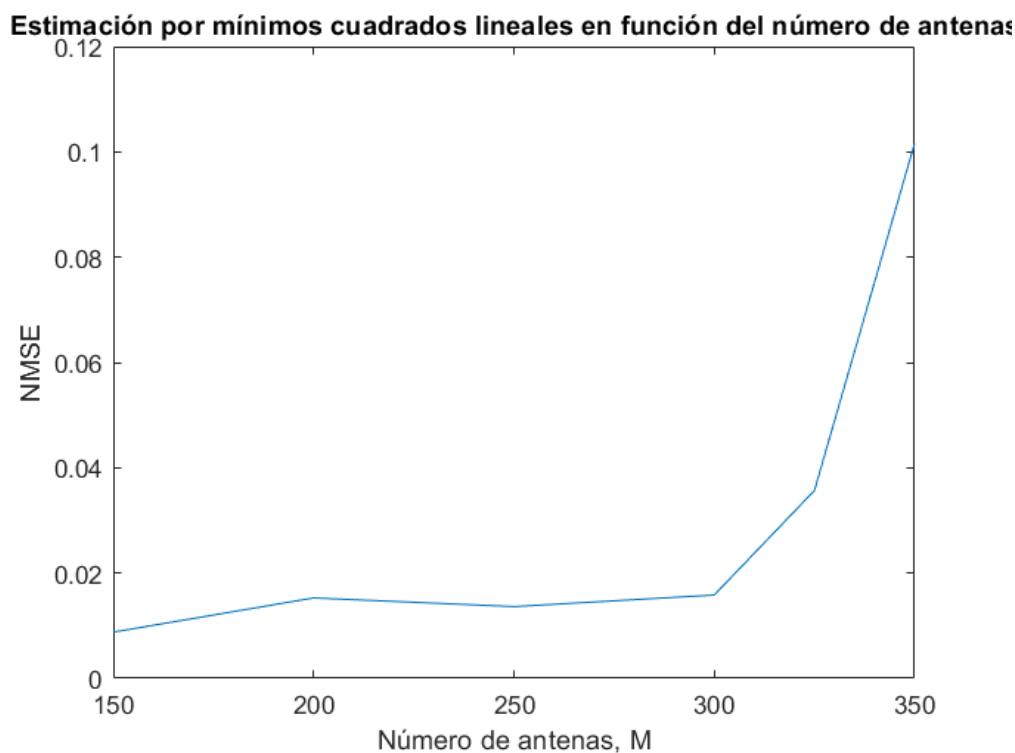


Figura 4-5 Gráfica del error obtenido por LSE en función del número de antenas, SW
[elaboración propia]

4.2 Estimación por *beamtraining*

Habiendo analizado los resultados correspondientes al primer mecanismo de estimación, mínimos cuadrados lineales, se procede a analizar la viabilidad de la implementación del *beamtraining* para estimar el canal de comunicaciones. Al igual que en el estudio anterior, inicialmente se va a tomar como referencia el error cuadrático medio para medir la eficiencia. Sin embargo, debido al comportamiento del estimador que se va a desarrollar a continuación, se empleará la probabilidad de detección del parámetro correspondiente (ángulo o distancia) para cada situación de estudio.

El código de *beamtraining* establece un valor asociado a un ángulo de interés para cada uno de los pilotos y, de forma similar, lo realiza para el caso de las distancias. El estimador buscará seleccionar de entre los resultados obtenidos el valor más próximo a los seis ángulos, y distancias para SW. Es por ello que, para medir su eficiencia, se va a emplear la probabilidad de detectar de forma correcta el valor que corresponda.

A pesar de que el funcionamiento de este algoritmo es totalmente diferente al anterior estimador, existe una diferencia fundamental que es necesario resaltar. Para este algoritmo, el número de datos piloto ya no se define previamente antes de comenzar la estimación de canal y puede ser modificado para cada experimento. En este caso, el número de pilotos que se van a emplear dependen de los subniveles en los que se divida el haz empleado para la búsqueda del potencial usuario. Para este trabajo, se han fijado los niveles a 3 de forma que como máximo se utilizarán 6 pilotos. Cada vez que el haz se divide, es necesario mandar un piloto a cada una de las mitades de forma que para cada nivel se enviarán dos de ellos, concluyendo finalmente en que se emplearán 6 para cada caso de estudio.

Se va a proceder a la validación de este estimador para los dos principales modelos ya que, a diferencia del *LSE*, las funciones que se utilizan para generar el canal en el modelo *PW* y el *SW*, a pesar de que ambos parten del mismo código para encontrar el ángulo, el modelo esférico tiene en cuenta la distancia como parámetro adicional.

4.2.1 Modelo de frente de ondas plano

Es importante destacar previamente a realizar los análisis de las gráficas resultantes de este estimador que, no se va a comparar la precisión del estimador en función de los datos piloto. La razón

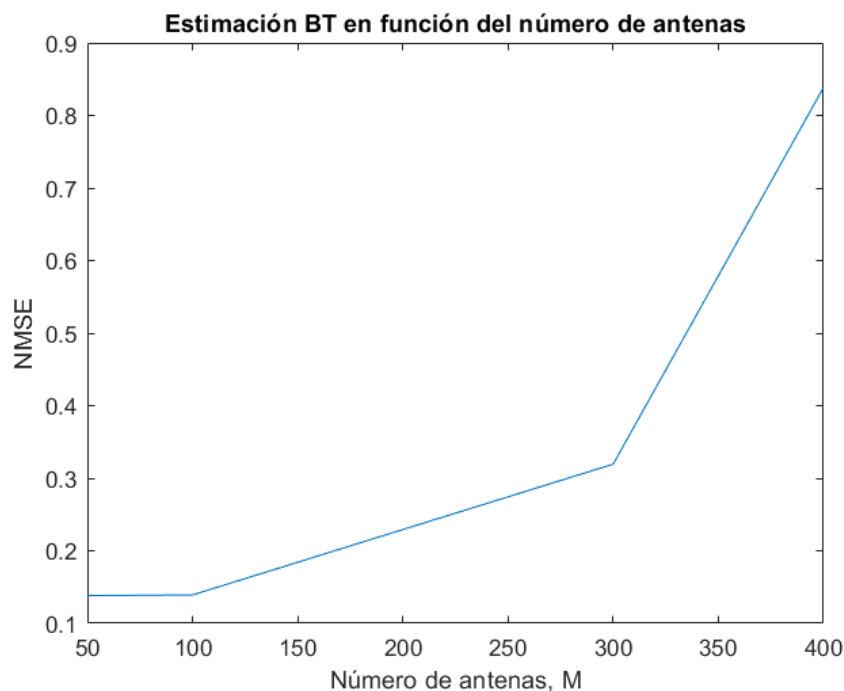


Figura 4-7 Gráfica del error obtenido por *beamtraining* en función del número de antenas, *PW* [elaboración propia]

principal, aunque ha sido citada al comienzo del capítulo, es que *beamtraining* en el caso del modelo plano solo usa 6 pilotos.

La Figura 4-7 se corresponde con una gráfica generada por el estimador de *beamtraining* en función del número de antenas. Como se puede comprobar, el comportamiento del estimador es similar que para *LSE*, tanto en el valor del error como en la tendencia. El estimador es viable a pesar de que se aumente de forma gradual el tamaño del *array*, lo que satisface una de las premisas del trabajo: estimar el canal para sistemas de *array* masivos, donde el número de antenas de trabajo es muy elevado.

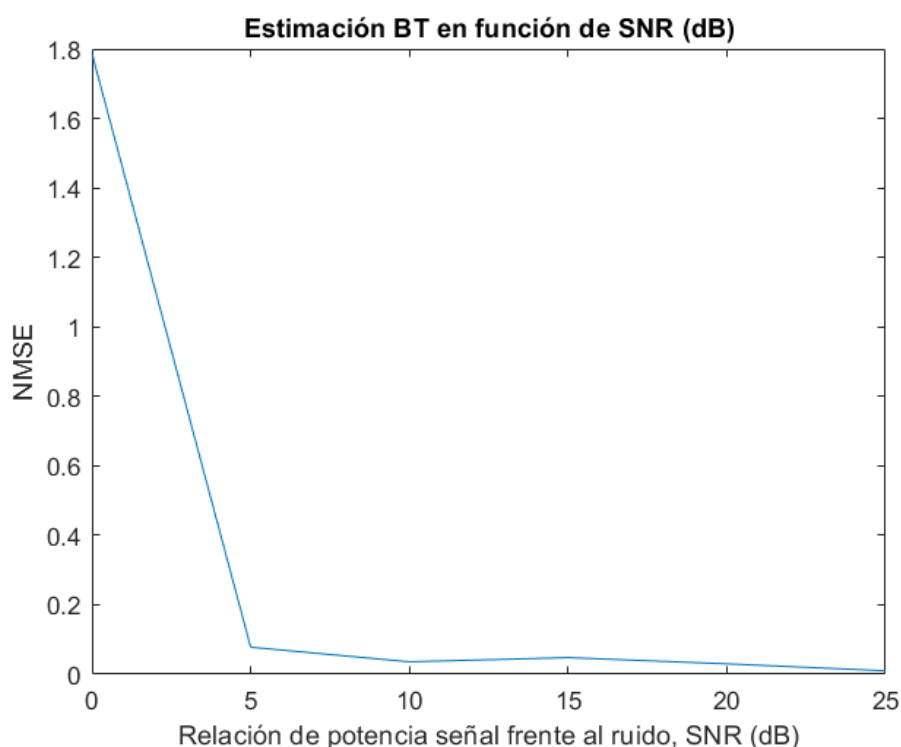


Figura 4-8 Gráfica del error obtenido por *beamtraining* en función de la SNR, PW
[elaboración propia]

Por otra parte, el estimador muestra unos resultados ligeramente diferentes para el caso en el que se compara su precisión en función de la relación señal-ruido (Figura 4-8). El error obtenido es muy inferior al análisis anterior y se aproxima más a los valores obtenidos por mínimos cuadrados que en el caso anterior. Además, muestra una clara tendencia a disminuir conforme se aumenta la potencia de transmisión, tomando valores próximos a cero cuando la potencia transmitida es muy elevada. Para el caso de *SNR* inferiores a 5, el ruido presente es dominante en las medidas por lo que los resultados son muy aleatorios.

La principal explicación de la diferencia entre ambas situaciones de estudio es el efecto que la presencia del ruido tiene en las estimaciones. Cuanto más aumenta la potencia de transmisión, la presencia de este condicionante pasa cada vez más a un segundo plano, pudiendo llegar al punto en el que se desprecia. De esta forma, cuanto mayor es la relación señal-ruido, los resultados estarán menos condicionados por la aleatoriedad del ruido lo que deriva en una mayor precisión en los valores obtenidos.

En el primer caso, la potencia de transmisión permanece constante para todas las estimaciones por lo que el ruido afecta de forma significativa y constante para todas las situaciones de estudio. Es por ello que el error obtenido varía de forma aleatoria para cada tamaño de *array*.

4.2.2 Modelo de frente esférico

Habiendo analizado los resultados correspondientes a la estimación del ángulo para el modelo de frente de ondas plano, se va a proceder a comprobar la validez del estimador *beamtraining* para SW, donde además de calcular el ángulo, es necesario estimar la distancia al usuario. Es por ello, que es esperable un error cuadrático medio superior al modelo anterior. Por lo tanto, de forma paralela se va a comprobar su validez mediante la medición de la probabilidad de identificación de parámetros. Esto se debe a que estimar la distancia es mucho más complejo que estimar la dirección.

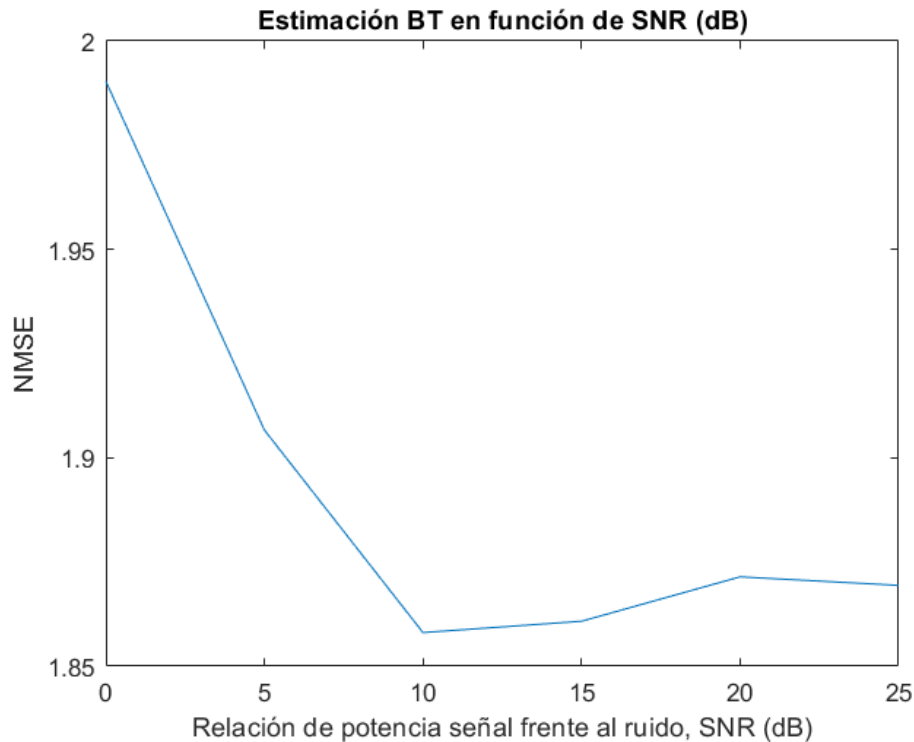


Figura 4-9 Gráfica del error obtenido por *beamtraining* en función de la SNR, SW [elaboración propia]

En la primera gráfica para este caso (Figura 4-9) se puede apreciar que el error obtenido es superior a cualquiera de los algoritmos anteriormente descritos. Aunque muestra una tendencia similar a gráficas obtenidas previamente, el error se sitúa en valores superiores a lo habitual. Debido a la aleatoriedad del ruido presente y del canal generado, se hace más complejo para el algoritmo estimar de forma exacta el modelo del canal. Sin embargo, como ya se ha mencionado, que una estimación no minimice el error no implica que no sea válida para ser llevada a una aplicación real ya que podrá garantizar utilizar el canal de comunicaciones con el único impedimento de estar condicionados por una peor calidad de señal.

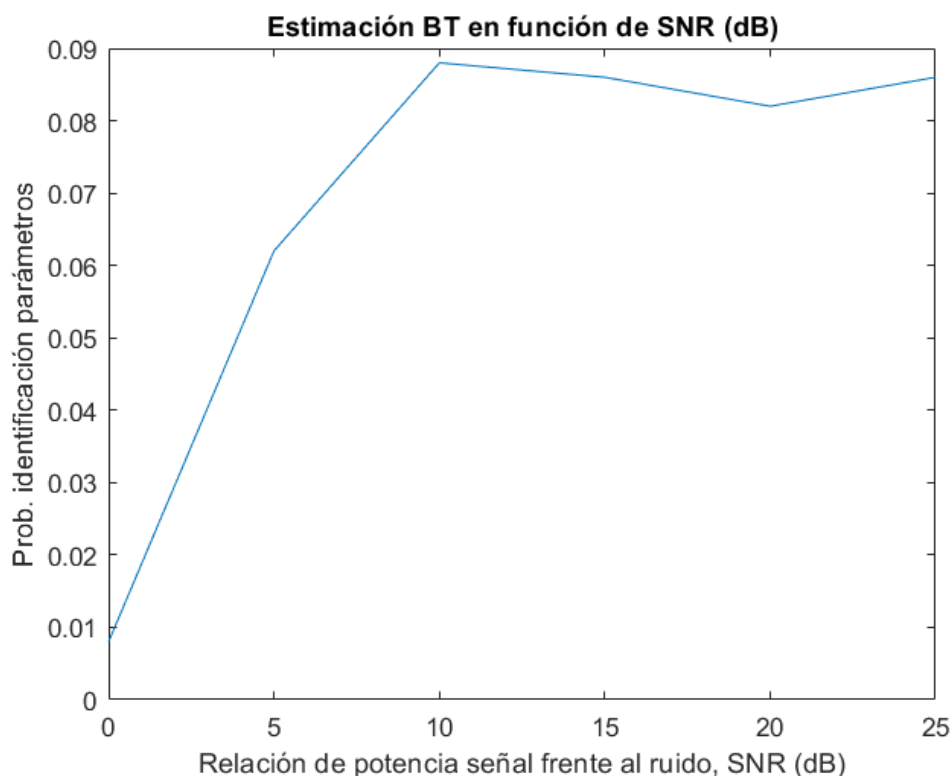


Figura 4-10 Gráfica de la probabilidad obtenido por beamtraining en función de la SNR, SW
[elaboración propia]

Por último, en la Figura 4-10, se representa la probabilidad de que el algoritmo estime la posición correcta del usuario, ángulo y distancia, mediante la aproximación a los valores predefinidos en los pilotos de la secuencia de entrenamiento. A pesar de que se aumente la potencia, la probabilidad toma valores muy bajos por lo que la estimación no tendría una gran exactitud. Sin embargo, esto no implica que el programa no genere un canal válido para modelar las comunicaciones.

Entre las principales limitaciones de este diseño, y que servirán como líneas de desarrollo para futuros estudios, están los niveles de estudio del estimador y sus pilotos. Este estimador solo realiza la división del ancho de haz de búsqueda en tres ocasiones. A pesar de que es suficiente para el modelo plano, la complejidad de este modelo provoca que no sea suficiente y puede que implementando más niveles se logre una mejor probabilidad de detección. Además, debido a la limitación computacional de los sistemas empleados, no se puede modelar para un gran volumen de experimentos lo que hubiese validado de forma más precisa el estimador.

Por otra parte, la estimación angular y en distancia para este modelo se han hecho por separado, es decir, una vez se ha obtenido el ángulo de interés, se pasa a estimar la distancia a partir de este dato. Esto puede ocasionar que el algoritmo pierda precisión ya que va acumulando el error de dos procesos de estimación. Además, se han supuesto de forma aleatoria sin condicionar por ningún parámetro, los datos para generar el canal y los pilotos. Si se tomasen ciertas premisas o se prefijase un canal de referencia con ciertas consideraciones, el error obtenido sería menor.

5 CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

5.1 Conclusiones

Entre los principales objetivos de este trabajo se establecía realizar una revisión del Estado del arte del entorno que condiciona y en el que desarrolla sus cometidos el canal de comunicaciones inalámbrico. Una vez analizado todas las características y habiendo conseguido diferenciar los dos posibles casos de estudio, en el desarrollo de este trabajo se ha llevado a cabo la generación de un modelo de canal para cada uno de los comportamientos de las señales que se propagan por el mismo. Además, se han aplicado dichos modelos, no solo para ámbitos de trabajo teóricos sino, para las tecnologías de comunicaciones más innovadoras que se encuentran en desarrollo como los despliegues de *array* masivos, *m-MIMO*.

Habiendo definido las expresiones matemáticas correspondientes para los objetos de estudio, se ha llevado a cabo la estimación del comportamiento del canal en función de diferentes parámetros que caracterizan el mismo y para cada uno de los modelos *PW* y *SW*. Los dos principales estimadores que se han utilizado en este trabajo son el procedimiento de mínimos cuadrados lineales (*LSE*) y el *beamtraining* (*BT*).

Las conclusiones obtenidas de la validación de ambos estimadores es que son capaces de predecir el comportamiento del canal y, en función de la situación de estudio, la señal generada tendrá unas condiciones de calidad determinadas. Cada uno de ellos presentan ventajas que cubren las necesidades del otro por lo que será necesario un estudio del entorno de trabajo para seleccionar aquel que vaya a garantizar un mayor éxito en el establecimiento de las comunicaciones.

Por lo tanto, se han alcanzado los principales objetivos que han sido definidos en el contexto de este trabajo, habiendo satisfecho también los propósitos específicos. Para el desarrollo del código correspondiente a los algoritmos de estimación se ha utilizado la aplicación Matlab[®] lo que ha permitido aumentar las capacidades en el empleo de esta herramienta. Además, se han revisado fundamentos matemáticos y de telecomunicaciones necesarios para poder profundizar en la base teórica del estudio de este trabajo. De esta forma, es posible concluir que el conjunto de objetivos, que han sido definidos de carácter previo a la realización de este trabajo, se han cumplido íntegramente.

5.2 Líneas futuras

Una de las principales conclusiones que se pueden sacar tras haber realizado el estudio de este trabajo es la posibilidad de implementar nuevos métodos de estimación o mejoras en los algoritmos que ya se han validado para obtener mejores resultados. Es por ello que se proponen las siguientes líneas futuras, como propuestas para continuar con la investigación en este ámbito de trabajo y el desarrollo de los modelos establecidos en este estudio:

- Mejoras del estimador *beamtraining* para el modelo SW, de forma que pueda realizar la búsqueda por haz de forma simultánea para ángulo y distancia.
- Desarrollo de nuevos métodos de estimación conforme a los modelos teóricos establecidos, implementando otros efectos del canal como el multitrayecto o dispersión temporal.
- Implementación de los algoritmos presentados en este estudio para situaciones reales de comunicaciones donde se pueda preestablecer una paramétrica de forma que se reduzca la aleatoriedad del análisis.
- Profundizar en el estudio del modelo de frente de ondas esférico, el cuál va a ser determinante para la implementación de nuevas tecnologías como el IoT (*Internet of Things*).
- Diseño de diferentes geometrías para despliegues de *array* masivos para comprobar la validez de los métodos establecidos en este trabajo y desarrollar nuevos procedimientos.

6 BIBLIOGRAFÍA

- [1] I. N. d. Estadística, «Encuesta sobre Equipamiento y Uso de Tecnologías de Información y Comunicación en los Hogares,» 2020.
- [2] U. I. d. Trabajadores, «itu.int,» Diciembre 2019. [En línea]. Available: <https://www.itu.int/es/mediacentre/backgrounders/Pages/5G-fifth-generation-of-mobile-technologies.aspx>. [Último acceso: 10 Enero 2022].
- [3] GSMA, «Posición de política pública de la GSMA,» 2019.
- [4] Rohde-Scchwarz, «Breve compendio sobre MIMO masivo,» [En línea]. Available: https://cdn.rohde-schwarz.com/magazine/pdfs_1/article/221/spanish_23/NEWS_221__02_MIMO-Kompendium__ES.pdf. [Último acceso: 22 Enero 2022].
- [5] Altium, «Altium.com,» 28 Diciembre 2020. [En línea]. Available: <https://resources.altium.com/es/p/advantages-of-massive-mimo-for-5g-cellular-infrastructure>. [Último acceso: 22 Enero 2022].
- [6] OKdiario, «OKdiario.com,» [En línea]. Available: <https://okdiario.com/curiosidades/que-significa-1g-2g-3g-4g-5g-3223153>. [Último acceso: 11 Enero 2022].
- [7] T. Seymour y S. Ali, «History of Wireless Comunication,» de *Review of Business Information Systems*, Minor State University, USA, 2011, pp. Volumen 15, Número 2.
- [8] M. Rebollo García, «Concepto CIS del AJEMA,» Madrid, 2010.
- [9] L. Calviño García, «Los CIS a bordo de los buques de la Armada en 2025,» de *Revista General de Marina*, 2020.
- [10] D. Tse y P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication*, Cambridge, 2005.
- [11] «radartutorial.eu,» [En línea]. Available: <https://www.radartutorial.eu/01.basics/Free-Space%20Path%20Loss.en.html>. [Último acceso: 17 Enero 2022].
- [12] D. Kumar y C. C, «researchgate.net,» 2022. [En línea]. Available: https://www.researchgate.net/publication/242731039_ADAPTIVE_CALL_ADMISSION_CON

- TROL_IN_TDD-CDMA_CELLULAR_WIRELESS_NETWORKS/citation/download. [Último acceso: 19 Enero 2022].
- [13] T. Hodgkinson, «Wireless communications-the fundamentals,» BT Technology Journal, 2007.
 - [14] H. L. Van Trees, Optimum Array Processing, Nueva York: Wiley, 2002.
 - [15] J.-P. M. Linnartz, «Jean Paul Linnartz' Reference Website,» Wirelesscommunication.nl, 1995. [En línea]. Available: <http://www.wirelesscommunication.nl/reference/chaptr03/shadow/shadow.htm>. [Último acceso: 17 Enero 2022].
 - [16] F. Rey Micolau y J. Villares Piera, «Canal de Comunicaciones,» Universitat Oberta de Catalunya.
 - [17] A. Quintela del Rio, Estadística Básica Edulcorada, Bookdown, 2019.
 - [18] UIT, «DISTRIBUCIONES DE PROBABILIDAD PARA ESTABLECER MODELOS,» 1994.
 - [19] V. González C. Y. y M. Mezoa R., «Interferencia Intersimbólica (ISI),» de *Laboratorio Digital Interactivo*, Houston, Rice University, 2012, pp. 85-87.
 - [20] R. Haupt L., Antenna Arrays. A Computational Approach, Pennsylvania: Wiley, 2010.
 - [21] «Intel.com,» 28 Noviembre 2021. [En línea]. Available: <https://www.intel.com/content/www/us/en/support/articles/000005714/wireless/legacy-intel-wireless-products.html>. [Último acceso: 2 Febrero 2022].
 - [22] H. Quoc Ngo, Massive MIMO: Fundamentals and System Designs, Linkoping: Linkoping University, 2015.
 - [23] «Comunicacionesmo,» Wordpress, 26 Octubre 2015. [En línea]. Available: <https://comunicacionesmo.wordpress.com/2015/10/26/tipos-de-multiplexaciones/>. [Último acceso: 27 Enero 2022].
 - [24] Billye, «Techinfo,» Wiki, [En línea]. Available: <https://techinfo.wiki/multiplexacion-espacial-sm/>. [Último acceso: 21 Enero 2022].
 - [25] VV.AA., Transmitting over ill-behaved MIMO channels, Stanford: Eurecom, 2004.
 - [26] L. Vielva, «Sistemas LTI,» Universidad de Cantabria, Santander.
 - [27] L. F. Obando, «dademuch.com,» 12 Noviembre 2017. [En línea]. Available: <https://dademuch.com/2017/11/13/sistemas-ldcid-modeling-fundamentos/>. [Último acceso: 2 Febrero 2022].
 - [28] «Tema 2: Sistemas Lineales e Invariantes en el Tiempo (LTI),» Universidad de Valladolid, Valladolid.
 - [29] D. Alcaraz Candela, «Series y transformadas de Fourier,» Universidad Politécnica de Cartagena, Cartagena.
 - [30] VV.AA., «sites.google.com,» Instituto Tecnológico de Tuxtla Gutierrez, [En línea]. Available: <https://sites.google.com/site/numerictron/>. [Último acceso: 15 Febrero 2022].

- [31] JR, «elestadistico.blogspot.com,» 12 Enero 2016. [En línea]. Available: <http://elestadistico.blogspot.com/2016/01/teoria-del-analisis-de-correlacion.html#:~:text=La%20correlaci%C3%B3n%20trata%20de%20establecer,los%20cambios%20de%20la%20otra..> [Último acceso: 15 Febrero 2022].
- [32] D. D. M. C. E. INFORMÁTICOS, «TEMA 4: REGRESIÓN Y CORRELACIÓN.,» Cartagena.
- [33] J. Martinez Heras, «iartificial.net,» 10 10 2020. [En línea]. Available: <https://www.iartificial.net/error-cuadratico-medio-para-regresion/>. [Último acceso: 18 Febrero 2022].
- [34] S. Kay, Fundamentals of statistical signal processing, Prentice-Hall, 1993.
- [35] Mohammed E. Eltayeb, A. Alkhateeb, T. Y. Al-Naffouri y R. W. H. Jr., «Opportunistic Beam Training with Hybrid Analog/Digital,» IEEE, 2015.
- [36] C. Zamfirescu, A. Vulpe y O. Fratu, «Spatian Multiplexing MIMO 5G-SDR Open Testbed Implementation,» de *Future Access Enablers for Ubiquitous and Intelligent Infrastructures*, Sofia, EAI International Conference, 2019.
- [37] A. Technologies, «Agilent MIMO channel Modeling and Emulation Test Challenges,» Estados Unidos, 2010.
- [38] Z. Qianqian, S. Walid y B. Mehdi, «Millimeter Wave Communications with an Intelligent Reflector: Performance Optimization and Distributional Reinforcement Learning,» USA, 2021.
- [39] D. Page, «El Independiente,» 9 Julio 2020. [En línea]. Available: <https://www.elindependiente.com/economia/2020/07/09/buques-digitales-de-la-armada-atracan-en-madrid/>.
- [40] B. Zhang, W. Liu, X. Zhao y C. Wang, «Directional Modulation Design Under a Constant Magnitude Constraint for Weight Coefficients.,» 2019.
- [41] N. Quinteros, «Efecto del ruido blanco Gaussiano en la determinación de parámetros modales a través de la descomposición mejorada en el dominio de la frecuencia para el caso de solapamiento modal,» 2016.
- [42] S. A. Van de Geer, «Least Squares Estimation,» John Wiley & Sons, Chichester, 2005.
- [43] D. Agnew y c. cONSTABLE, «Least Squares Estimation,» 2008.
- [44] N. Quinteros, «Efecto del ruido blanco Gaussiano en la determinación de parámetros modales a través de la descomposición mejorada en el dominio de la frecuencia para el caso de solapamiento moda,» Universidad de Chile, Santiago de Chile, 2016.
- [45] S. Shahsavari, M. Khojastepour y E. Erkip, «Robust beam tracking and data communication in millimeter wave mobile networks,» WiOpt, Nueva York, 2019.
- [46] D. De Donno, J. Palacios y J. Widmer, «Millimeter-Wave Beam Training Acceleration,» IEEE, Madrid, 2016.
- [47] J. Walrand y P. Varaiya, « High-Performance Communication Networks (Second Edition),» IEEE, 2000.

- [48] C. Yopez, 2 Septiembre 2008. [En línea]. Available: <http://yopezcinthya.blogspot.com/2008/09/coordenadas-esfericas-y-cilindricas.html>. [Último acceso: 10 Febrero 2022].
- [49] Octubre 2016. [En línea]. Available: <https://gdenittis.files.wordpress.com/2016/08/dirac.pdf>. [Último acceso: 9 Febrero 2022].
- [50] J. Mundy y S. Kavanagh, «5G.co.uk,» 9 Noviembre 2021. [En línea]. Available: <https://5g.co.uk/guides/what-is-massive-mimo-technology/>. [Último acceso: 24 Enero 2022].
- [51] P. Newson, H. Parekh y H. Matharu, «Ednasia.com,» 18 Enero 2018. [En línea]. Available: <https://www.ednasia.com/realizing-5g-new-radio-massive-mimo-systems/>. [Último acceso: 27 Enero 2022].
- [52] «everythingRF.com,» 10 Junio 2010. [En línea]. Available: <https://www.everythingrf.com/community/what-is-signal-fading>. [Último acceso: 12 Enero 2022].
- [53] «Everythingrf.com,» 27 Junio 2020. [En línea]. Available: <https://www.everythingrf.com/community/what-is-phased-array-antenna>. [Último acceso: 21 Enero 2022].
- [54] S. G. Kumar, «Resarchgate.net,» Enero 2013. [En línea]. Available: https://www.researchgate.net/figure/Principle-of-multipath-signal_fig1_276492934. [Último acceso: 18 Enero 2022].
- [55] D. Krol, «Resarchgate.net,» Abril 2015. [En línea]. Available: https://www.researchgate.net/figure/The-block-diagram-of-the-delay-sum-beamforming-method_fig2_280041100. [Último acceso: 20 Enero 2022].
- [56] A. A. León de Juan, «Sige20.wordpress.com,» 17 Noviembre 2017. [En línea]. Available: <https://sige20.wordpress.com/2020/11/17/de-1g-a-5g-la-evolucion-de-las-tecnologias-de-telefonía-movil/>. [Último acceso: Enero 11 2022].
- [57] «sites.google.com,» [En línea]. Available: <https://sites.google.com/site/estadisticadescriptivaeneduc/home/unidad-1/regresion-y-correlacion-lineal>. [Último acceso: 20 Febrero 2022].
- [58] W. Araya, «Slide To Doc,» [En línea]. Available: <https://slidetodoc.com/acceso-residencial-de-banda-ancha-wilson-araya-sumario/>. [Último acceso: 13 Febrero 2022].
- [59] E. Webster, «TechTarget.com,» [En línea]. Available: <https://searchmobilecomputing.techtarget.com/definition/MIMO>. [Último acceso: 16 Enero 2022].
- [60] L. Zanoni Pedrini, «telecomhall.net,» Febrero 2014. [En línea]. Available: <https://www.telecomhall.net/t/what-is-isi-inter-symbol-interference-in-lte/6370>. [Último acceso: 14 Enero 2022].
- [61] Á. Franco García, «Universidad del Pais Vasco,» 2016. [En línea]. Available: http://www.sc.ehu.es/sbweb/fisica3/datos/fourier/fourier_1.html. [Último acceso: 10 Febrero 2022].

ANEXO I: CÓDIGO PRINCIPAL DEL ESTIMADOR DEL CANAL INALÁMBRICO

```
clear all;

clc;

close all

%-----

M= 100;

Tr_array = [110 120 130 140 150 160 170 180 190 200 210 220 230 240 250];

Power_dB = 10;

Power = 10^(Power_dB/10);

num_experimentos = 20000;

K=3;

a_min= -pi/4;

a_max= pi/4;

NMSE_total= zeros(length(Tr_array), 1);

modelo = 'Tipo de modelo a considerar: PW/SW : ';

modelo= input(modelo,'s');

metodo= 'Tipo de método : LSE/BT : ';

metodo=input(metodo,'s');


[codebook,anglesOfInterest]= generate_codebook_angles(M,K,a_min,a_max,modelo,Power);

[~,distancesOfInterest] = generate_codebook_distances(M,K,0,modelo,Power);

for t=1:length(Tr_array)
```

```
Tr = Tr_array(t);

NMSE= zeros(num_experimentos,1);

for i=1:num_experimentos

    [H,~,alpha]= generar_canal(M,modelo,0,0,anglesOfInterest,distancesOfInterest);

    if strcmp(metodo, 'LSE')

        H_estimado= LSE(Tr,M,Power,H);

    else

        if strcmp (modelo, 'PW')

            H_estimado=
beamtraining_angulo(H,alpha,codebook,anglesOfInterest,M,modelo);

        else

            [~,theta]= beamtraining_angulo(H,alpha,codebook,anglesOfInterest,M,modelo);

            [codebook_distances,distancesOfInterest] =
generate_codebook_distances(M,K,theta,modelo,Power);

            H_estimado=
beamtraining_distancia(H,alpha,codebook,distancesOfInterest,M,modelo,theta);

        end

    end

    NMSE(i,1)= norm(H_estimado-H)^2/norm(H)^2;

    NMSE_promedio = mean(NMSE);

end

NMSE_total(t,1)=NMSE_promedio;

end

figure;

plot (Tr_array,NMSE_total)

title('Estimación en función de Tr')
```

```
xlabel('Longitud del vector de pilotos, Tr')  
  
ylabel('NMSE')
```

Published with MATLAB® R2021b

```
clear all;  
  
clc;  
  
close all  
  
%-----  
  
M_array= [100 140 180 200 240 280 300 340 380 400 440 480 500];  
  
Tr= 400;  
  
Power_dB = 10;  
  
Power = 10^(Power_dB/10);  
  
num_experimentos = 10000;  
  
K=3;  
  
a_min= -pi/4;  
  
a_max= pi/4;  
  
NMSE_total= zeros(length(M_array), 1);  
  
modelo = 'Tipo de modelo a considerar: PW/SW : '  
  
modelo= input(modelo, 's');  
  
metodo= 'Tipo de método : LSE/BT : '  
  
metodo=input(metodo, 's');  
  
for t=1:length(M_array)  
  
    M = M_array(t);  
  
    [codebook, anglesOfInterest]= generate_codebook_angles(M, K, a_min, a_max, modelo, Power);
```

```
[~,distancesOfInterest] = generate_codebook_distances(M,K,0,modelo,Power);

NMSE= zeros(num_experimentos,1);

for i=1:num_experimentos

    [H,~,alpha]= generar_canal(M,modelo,0,0,anglesOfInterest,distancesOfInterest);

    if strcmp(metodo, 'LSE')

        H_estimado= LSE(Tr,M,Power,H);

    else

        if strcmp (modelo, 'PW')

            H_estimado=
beamtraining_angulo(H,alpha,codebook,anglesOfInterest,M,modelo);

        else

            [~,theta]= beamtraining_angulo(H,alpha,codebook,anglesOfInterest,M,modelo);

            [codebook_distances,distancesOfInterest] =
generate_codebook_distances(M,K,theta,modelo,Power);

            H_estimado=
beamtraining_distancia(H,alpha,codebook,distancesOfInterest,M,modelo,theta);

        end

    end

    NMSE(i,1)= norm(H_estimado-H)^2/norm(H)^2;

    NMSE_promedio = mean(NMSE);

end

NMSE_total(t,1)=NMSE_promedio;

end

figure;

plot (M_array,NMSE_total)

title('Estimación en función del número de antenas')
```

```
xlabel('Número de antenas, M')  
  
ylabel('NMSE')
```

Published with MATLAB® R2021b

```
clear all;  
  
clc;  
  
close all  
  
%-----  
  
M= 100; %número de antenas de la estación base  
  
Tr= 200; % número de datos piloto  
  
Power_dB_array = [2.5 5 7.5 10 12.5 15 17.5 20 22.5 25 27.5 30] ; % potencia con la que se  
radia cada piloto (dB)  
  
Power_array = 10.^(Power_dB_array./10);  
  
num_experimentos = 10000;  
  
K=3;  
  
a_min= -pi/4;  
  
a_max= pi/4;  
  
NMSE_total= zeros(length(Power_dB_array), 1);  
  
modelo = 'Tipo de modelo a considerar: PW/SW : '  
  
modelo= input(modelo,'s');  
  
metodo= 'Tipo de método : LSE/BT : '  
  
metodo=input(metodo,'s');  
  
for t=1:length(Power_dB_array)  
  
    Power = Power_dB_array(t);
```

```
NMSE= zeros(num_experimentos,1);

[codebook,anglesOfInterest]= generate_codebook_angles(M,K,a_min,a_max,modelo,Power);

[~,distancesOfInterest] = generate_codebook_distances(M,K,0,modelo,Power);

for i=1:num_experimentos

    [H,~,alpha]= generar_canal(M,modelo,0,0,anglesOfInterest,distancesOfInterest);

    if strcmp(metodo, 'LSE')

        H_estimado= LSE(Tr,M,Power,H);

    else

        if strcmp (modelo, 'PW')

            H_estimado=
beamtraining_angulo(H,alpha,codebook,anglesOfInterest,M,modelo);

        else

            [~,theta]= beamtraining_angulo(H,alpha,codebook,anglesOfInterest,M,modelo);

            [codebook_distances,distancesOfInterest] =
generate_codebook_distances(M,K,theta,modelo,Power);

            H_estimado=
beamtraining_distancia(H,alpha,codebook,distancesOfInterest,M,modelo,theta);

        end

    end

    NMSE(i,1)= norm(H_estimado-H)^2/norm(H)^2;

    NMSE_promedio = mean(NMSE);

end

NMSE_total(t,1)=NMSE_promedio;

end

figure;

plot (Power_dB_array,NMSE_total)
```

```
title('Estimación en función de SNR (dB)')  
  
xlabel ('Relación de potencia señal frente al ruido, SNR (dB)')  
  
ylabel('NMSE')
```

Published with MATLAB® R2021b

ANEXO II: CÓDIGO PARA LA GENERACIÓN DE UN CANAL DE COMUNICACIONES ALEATORIO

```
function [H,Hspatial,alpha] =
generar_canal(M,modelo,theta,r,anglesOfInterest,distancesOfInterest)

H= zeros(1,M);

frec_portadora = 5e9;

c = 3e8;

lamda= c/frec_portadora;

d= lamda/2;

D=M*d;

if (nargin == 6)

    distanceIndex = randi(length(distancesOfInterest{length(distancesOfInterest)}));

    r = distancesOfInterest{3}(distanceIndex);

end

if (nargin>4)

    angleIndex = randi(length(anglesOfInterest{length(anglesOfInterest)}));

    theta = anglesOfInterest{length(anglesOfInterest)}(angleIndex)

end

if (nargin==3)

    r=1000;

end

e= d/r;

%-----

r_Ryaleigh= 1/lamda*2*D^2;

alpha= sqrt(M)/sqrt(2)*(randn+1i*randn);

m=0:M-1;

if strcmp(modelo, 'PW')

    Hspatial = exp(1i*sin(theta)*(-2)*pi/lamda*d.*m);
```

```
H= alpha*Hspatial;  
  
end  
  
if strcmp(modelo, 'SW')  
  
    rm = r*sqrt(1-2.*m*e*sin(theta)+m.^2*e^2);  
  
    Htmp = 1./rm.*exp(1i*(-2)*pi/lamda.*rm);  
  
    Hspatial = Htmp/norm(Htmp)*sqrt(M);  
  
    H= alpha*Hspatial;  
  
end
```

Published with MATLAB® R2021b

ANEXO III: FUNCIÓN PARA OBTENER EL CANAL ESTIMADO POR MÍNIMOS CUADRADOS LINEALES

```
function [H_estimado]= LSE(Tr,M,Power,H)

X = randn(Tr,M) + 1i*randn(Tr,M);

X = X./sqrt(diag(X*X'))*sqrt(Power);

N=1/sqrt(2)*(randn(Tr,1)+1.j*randn(Tr,1));

Y=X*H'+N;

H_estimado= ((X'*X)\X'*Y)';

Y_estimado= X*H_estimado';
```

Published with MATLAB® R2021b

ANEXO IV: CODEBOOKS PARA GENERAR LAS DISTANCIAS Y ÁNGULOS DE INTERÉS

```
function [codebook, anglesOfInterest] =  
generate_codebook_angles(M, K, a_min, a_max, modelo, Power)  
  
%generates codebook with trainig vectors of norm Power  
  
% Input:  
  
% M Number of tx antennas  
  
% K Number of codebook levels  
  
% a_min minimum angle in radians  
  
% a_max maximum angle in radians  
  
% modelo 'PW' or 'SW'  
  
% Power=10;% Power power of each pilot element  
  
% Output:  
  
% cell with K elements containing the pilot symbols  
  
codebook = cell(K,1);  
anglesOfInterest = cell(K,1);  
distance = 1000;  
  
for kk=1:K  
    resultAngles = conv([1/2 1/2], linspace(sin(a_min), sin(a_max), 2^kk+1));  
    anglesOfInterest{kk} = asin(resultAngles(2:end-1));  
    codebook{kk}=[];  
    A = [];  
    for jj=1:2^kk  
        theta = anglesOfInterest{kk}(jj);  
        [~, Hspatial] = generar_canal(M, modelo, theta, distance);  
        A = [A; Hspatial];  
    end  
end  
  
for jj=1:2^kk
```

```
canonical_vect = (1:2^kk == jj)';  
  
f = pinv(A)*canonical_vect;  
  
codebook{kk}=[codebook{kk} f/norm(f)*sqrt(Power)];  
  
end  
  
end
```

Published with MATLAB® R2021b

```
function [codebook,distancesOfInterest] =  
generate_codebook_distances(M,K,theta,modelo,Power)  
  
%generates codebook with trainig vectors of norm Power, for given angle  
  
%theta  
  
% Input:  
  
% M Number of tx antennas  
  
% K Number of codebook levels  
  
% theta angle selected in radians  
  
% modelo 'PW' or 'SW'  
  
% Power=10;% Power power of each pilot element  
  
% Output:  
  
% cell with K elements containing the pilot symbols  
  
codebook = cell(K,1);  
  
distancesOfInterest = cell(K,1);  
  
frec_portadora = 5e9; %5GHz  
  
c = 3e8;  
  
lamda= c/frec_portadora; %longitud de onda de la señal  
  
d= lamda/2; %distancia entre las antenas del array, normalmente lambda/2  
  
for kk=1:K  
  
    resultDistances = conv([1/2 1/2],linspace(40,max(80,(9*M*d - 40)),2^kk+1));  
  
    distancesOfInterest{kk} = resultDistances(2:end-1);  
  
    codebook{kk}=[];
```

```
A = [];  
  
for jj=1:2^kk  
    distance = distancesOfInterest{kk}(jj);  
    [~,Hspatial] = generar_canal(M, modelo,theta,distance);  
    A = [A; Hspatial];  
  
end  
  
for jj=1:2^kk  
    canonical_vect = (1:2^kk == jj)';  
    f = pinv(A)*canonical_vect;  
    codebook{kk}=[codebook{kk} f/norm(f)*sqrt(Power)];  
  
end  
  
end
```

Published with MATLAB® R2021b

ANEXO V: CÓDIGO PARA APLICAR EL ESTIMADOR DE *BEAMTRAINING*

```
function [H_estimado,theta]=
beamtraining_angulo(H,alpha,codebook,anglesOfInterest,M,modelo)

N= 1/sqrt(2)*(randn(1,2)+1.j*randn(1,2));

beam_1= H*codebook{1}+N;

lvl_1= abs(beam_1(:,1))-abs(beam_1(:,2));

if lvl_1>0

    N= 1/sqrt(2)*(randn(1,2)+1.j*randn(1,2));

    beam_2= H*codebook{2}(:,1:2)+N;

    lvl_2= abs(beam_2(:,1))-abs(beam_2(:,2));

    if lvl_2>0

        N= 1/sqrt(2)*(randn(1,2)+1.j*randn(1,2));

        beam_3= H*codebook{3}(:,1:2)+N;

        lvl_3= abs(beam_3(:,1))-abs(beam_3(:,2));

        if lvl_3 >0

            theta= anglesOfInterest{3}(1,1)

            [~,Hspatial]= generar_canal(M, modelo,theta);

        else

            theta= anglesOfInterest{3}(1,2)

            [~,Hspatial]= generar_canal(M, modelo,theta);

        end

    else

        N= 1/sqrt(2)*(randn(1,2)+1.j*randn(1,2));

        beam_3= H*codebook{3}(:,3:4)+N;

        lvl_3= abs(beam_3(:,1))-abs(beam_3(:,2));

        if lvl_3 >0

            theta= anglesOfInterest{3}(1,3)
```

```

        [~,Hspatial]= generar_canal(M, modelo,theta);

    else

        theta= anglesOfInterest{3}(1,4)

        [~,Hspatial]= generar_canal(M, modelo,theta);

    end

end

else

N= 1/sqrt(2)*(randn(1,2)+1.j*randn(1,2));

beam_2= H*codebook{2}(:,3:4)+N;

lvl_2= abs(beam_2(:,1))-abs(beam_2(:,2));

if lvl_2>0

    N= 1/sqrt(2)*(randn(1,2)+1.j*randn(1,2));

    beam_3= H*codebook{3}(:,5:6)+N;

    lvl_3= abs(beam_3(:,1))-abs(beam_3(:,2));

    if lvl_3 >0

        theta= anglesOfInterest{3}(1,5)

        [~,Hspatial]= generar_canal(M, modelo,theta);

    else

        theta= anglesOfInterest{3}(1,6)

        [~,Hspatial]= generar_canal(M, modelo,theta);

    end

else

N= 1/sqrt(2)*(randn(1,2)+1.j*randn(1,2));

beam_3= H*codebook{3}(:,7:8)+N;

lvl_3= abs(beam_3(:,1))-abs(beam_3(:,2));

if lvl_3 >0

    theta= anglesOfInterest{3}(1,7)

    [~,Hspatial]= generar_canal(M, modelo,theta);

```

```
        else

            theta= anglesOfInterest{3}(1,8)

            [~,Hspatial]= generar_canal(M, modelo,theta);

        end

    end

end

H_estimado = alpha*Hspatial;
```

Published with MATLAB® R2021b

```
function [H_estimado]=
beamtraining_distancia(H,alpha,codebook,distancesOfInterest,M,modelo,theta)

N= 1/sqrt(2)*(randn(1,2)+1.j*randn(1,2));

beam_1= H*codebook{1}+N;

lvl_1= abs(beam_1(:,1))-abs(beam_1(:,2));

if lvl_1>0

    N= 1/sqrt(2)*(randn(1,2)+1.j*randn(1,2));

    beam_2= H*codebook{2}(:,1:2)+N;

    lvl_2= abs(beam_2(:,1))-abs(beam_2(:,2));

    if lvl_2>0

        N= 1/sqrt(2)*(randn(1,2)+1.j*randn(1,2));

        beam_3= H*codebook{3}(:,1:2)+N;

        lvl_3= abs(beam_3(:,1))-abs(beam_3(:,2));

        if lvl_3 >0

            r= distancesOfInterest{3}(1,1)

            [~,Hspatial]= generar_canal(M, modelo,theta,r);

        else

            r= distancesOfInterest{3}(1,2)

            [~,Hspatial]= generar_canal(M, modelo,theta,r);

        end

    end

end
```

```

else

    N= 1/sqrt(2)*(randn(1,2)+1.j*randn(1,2));

    beam_3= H*codebook{3}(:,3:4)+N;

    lvl_3= abs(beam_3(:,1))-abs(beam_3(:,2));

    if lvl_3 >0

        r= distancesOfInterest{3}(1,3)

        [~,Hspatial]= generar_canal(M, modelo,theta,r);

    else

        r= distancesOfInterest{3}(1,4)

        [~,Hspatial]= generar_canal(M, modelo,theta,r);

    end

end

else

    N= 1/sqrt(2)*(randn(1,2)+1.j*randn(1,2));

    beam_2= H*codebook{2}(:,3:4)+N;

    lvl_2= abs(beam_2(:,1))-abs(beam_2(:,2));

    if lvl_2>0

        N= 1/sqrt(2)*(randn(1,2)+1.j*randn(1,2));

        beam_3= H*codebook{3}(:,5:6)+N;

        lvl_3= abs(beam_3(:,1))-abs(beam_3(:,2));

        if lvl_3 >0

            r= distancesOfInterest{3}(1,5)

            [~,Hspatial]= generar_canal(M, modelo,theta,r);

        else

            r= distancesOfInterest{3}(1,6)

            [~,Hspatial]= generar_canal(M, modelo,theta,r);

        end

    end

else

```

```
N= 1/sqrt(2)*(randn(1,2)+1.j*randn(1,2));

beam_3= H*codebook{3}(:,7:8)+N;

lvl_3= abs(beam_3(:,1))-abs(beam_3(:,2));

if lvl_3 >0

    r= distancesOfInterest{3}(1,7)

    [~,Hspatial]= generar_canal(M, modelo,theta,r);

else

    r= distancesOfInterest{3}(1,8)

    [~,Hspatial]= generar_canal(M, modelo,theta,r);

end

end

H_estimado = alpha*Hspatial;
```

Published with MATLAB® R2021b