



UNIVERSIDAD DE CHILE
FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS Y MATEMÁTICAS
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

ESQUEMA DE REDUNDANCIA ESPACIAL PARA ALIVIAR LA RESTRICCIÓN DE
LÍNEA-DE-VISTA INHERENTE EN SISTEMAS DE COMUNICACIONES EN 60 GHZ
UTILIZANDO DDO EN REDES DE ÁREA PERSONAL

TESIS PARA OPTAR AL GRADO DE
MAGÍSTER EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA, MENCIÓN ELÉCTRICA

MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE
INGENIERO CIVIL ELÉCTRICO

NICOLÁS ARMANDO BURGOS REYES

PROFESOR GUÍA:
CLAUDIO ESTÉVEZ MONTERO

MIEMBROS DE LA COMISIÓN:
CESAR AZURDIA MEZA
ISMAEL SOTO GÓMEZ

SANTIAGO DE CHILE
2019

RESUMEN DE LA MEMORIA PARA OPTAR
AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL ELÉCTRICO Y GRADO DE
MAGÍSTER EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA, MENCIÓN ELÉCTRICA
POR: NICOLÁS ARMANDO BURGOS REYES
FECHA: 2019
PROF. GUÍA: CLAUDIO ESTÉVEZ MONTERO

ESQUEMA DE REDUNDANCIA ESPACIAL PARA ALIVIAR LA RESTRICCIÓN DE LÍNEA-DE-VISTA INHERENTE EN SISTEMAS DE COMUNICACIONES EN 60 GHz UTILIZANDO DIDO EN REDES DE ÁREA PERSONAL

La búsqueda de un mayor ancho de banda para suplir las necesidades de tráfico de hoy y el futuro dirige sus esfuerzos a bandas de muy alta frecuencia, una de ellas es la de 60 GHz. Entre sus limitantes está el importante nivel de atenuación en la propagación y bloqueo prácticamente total por presencia de obstáculos en la línea-de-vista.

Este trabajo tiene como objetivo analizar a nivel de capa física una arquitectura de radio-transmisores que provee redundancia espacial para mitigar el problema de línea-de-vista en 60 GHz y mejorar el área de cobertura. Usando Distributed Input Distributed Output (DIDO) se logra utilizar los recursos espectrales de forma simultánea por medio de la coordinación y transmisión conjunta de dispositivos transceptores dispuestos en el espacio estratégicamente.

El esquema es modelado por un sistema de ecuaciones matricial entre las señales de usuarios y la respuesta al impulso que modela el canal de cada uno de los enlaces conformados. El sistema cuenta con un ente coordinador que procesa la información e indica a cada uno de los transceptores las señales que deben transmitir para suplir las necesidades de los usuarios.

Para evaluar sistema se realizan simulaciones de la capa física en 60 GHz, teniendo en cuenta la propagación de ondas, interferencias, reflexiones y obstáculos. Se consideran diversos escenarios teniendo en cuenta una serie de supuestos que quedan fuera del alcance de este trabajo, como métodos de estimación del canal en tiempo real y dimensionamiento de hardware. Se calculan medidas de correlación espacial, Bit Error Rate (BER), potencia y Peak to Average Ratio (PAPR) para evaluar cuantitativamente el desempeño del sistema.

Los resultados muestran que DIDO genera zonas de cobertura mayor. El sistema mejoró de un 92.12 % de potencia correlacionada normalizada percibida por un usuario solitario a un 98.55 % con un transmisor redundante, y a un 99.24 % con 4 transmisores. Según el BER, mejor es la estimación del canal, mejor es el desempeño del sistema. En el rango de Signal to Noise Ratio (SNR) que va de 0 a 10 dB, se alcanzaron velocidades que van desde los 990 Mb/s a 1 Gb/s, para cada usuario. Se verifica la factibilidad técnica de los niveles de emisión de las dispositivos según la normativa y se descubren ciertas limitantes técnicas. La amplitud de las señales emitidas es muy fluctuante, por lo que se obtienen magnitudes de PAPR mayores respecto al caso sin uso de DIDO. También, una cantidad mayor de transceptores por sobre la cantidad de usuarios servidos aseguró un buen desempeño del sistema.

El principal aporte de este trabajo es una alternativa innovadora que utiliza transmisión conjunta para mejorar la cobertura de comunicaciones en 60 GHz, en escenarios sin línea-de-vista para redes de área personal. Además, este estudio sirve como base para el desarrollo otras investigaciones, y en el futuro, el desarrollo de un prototipo. Como trabajo futuro se proponen simulaciones con modelos de canal más complejos, estocásticos por ejemplo, y la adaptación del sistema propuesto a las tecnologías actuales existentes. También, un dimensionamiento del hardware necesario y el diseño de protocolos de capas superiores.

A mis padres.

Agradecimientos

Tengo mucho por lo cual estar agradecido, tanto que podría escribir otro documento mucho más largo que éste mencionando a todas las personas que me apoyaron durante mi vida escolar y universitaria, contando las experiencias que marcaron mi vida y me hicieron crecer. A todos ustedes, muchas gracias por ser parte de mi vida.

Agradezco a los profesores que me ayudaron en el desarrollo de este trabajo. A Ismael Soto y Cesar Azurdia, sin sus comentarios y observaciones este trabajo no habría alcanzado la calidad que hoy en día posee. Y muy especialmente, agradezco a mi profesor guía Claudio Estévez, por los incontables consejos, reuniones y por su incondicional disposición.

Quiero agradecer especialmente a mis padres, Verónica y Luis. Mamá, sin tu amor incondicional y tu constancia desde chiquitito con las tareas del colegio jamás habría alcanzado las metas que hoy estoy cumpliendo, tu labor fue fundamental para que surgiera en mí ese placer por aprender y descubrir. Papá, gracias a tu perseverancia, esfuerzo y sacrificio aprendí desde pequeño los valores y principios que me construyen como persona, eres y serás siempre un ejemplo para mí. Les agradezco eso y mucho más, los amo.

Agradezco a mis hermanos, Gonzalo, Katherine y Oliver. Su compañía y apoyo me motivó constantemente a seguir adelante en todo lo que me propuse. Me hace muy feliz verlos orgullosos de mí, yo también estoy inmensamente orgulloso de cada uno de ustedes, estoy agradecido de ser su hermano pequeño regalón. Los amo.

Agradezco a todos mis amigos. A los estimulables, Lucho, Feña, Jesús, Romy, Vale y Leo por las risas, compañía, experiencias, fraternidad y lealtad. A los “Fugemonos del Lugar”, Jostien, Rocío y especialmente a Pepe, por la música que nos une y la dicha de compartir en los escenarios que fueron y serán. A mis amigos de la universidad Gustavo, Fran, Dani, Mario, Cristian, Guille, Saimon, Seba, Cami, Pablo, Pipe, Matus y Matí por su compañía durante mis años de estudio en la Universidad y sus palabras de apoyo en su última etapa.

Finalmente, agradezco a Gabriela, mi polola, amiga y confidente, por todo el amor que me has entregado estos casi 4 años juntos. Gracias por escucharme y aconsejarme, por darme luz en mis momentos más oscuros, sobretodo en esta última etapa. Estoy feliz por que seas parte de mi vida, te amo mucho.

Tabla de Contenido

1. Introducción	1
1.1. Motivación	4
1.2. Descripción del problema general	5
1.3. Hipótesis	5
1.4. Objetivos de la Tesis	6
1.4.1. Objetivo General	6
1.4.2. Objetivos Específicos	6
1.5. Estructura de la Tesis	6
2. Marco Teórico y Revisión del Estado del Arte	8
2.1. Conceptos sobre Radiación y Propagación de Fenómenos Electromagnéticos .	8
2.1.1. Campos y Potenciales Electromagnéticos	8
2.1.2. Ondas Electromagnéticas	9
2.1.3. Ondas Electromagnéticas Armónicas	10
2.1.4. Antenas	11
2.2. Herramientas para Análisis y Procesamiento de Señales Digitales	14
2.2.1. Transformada de Fourier	14
2.2.2. Correlación cruzada	16
2.2.3. Matriz Pseudo-inversa de Moore-Penrose	16
2.3. Sistemas de Comunicaciones Digitales	17
2.3.1. Transformaciones de la Información en Sistemas de Comunicaciones Digitales	18
2.4. Comunicaciones en 60 GHz	22
2.4.1. Bandas ISM	22
2.4.2. Características de Propagación	23
2.4.3. Modelos de Canal	28
2.4.4. Antenas en 60 GHz	29
2.4.5. Estándares y Aplicaciones	29
2.4.6. Normativa	31
2.5. Métodos de Acceso Múltiple Distribuidos	32
2.5.1. Transmisión Multi-punto Coordinada CoMP	32
2.5.2. Non-Orthogonal Multiple Access	33
2.5.3. Distributed Input Distributed Output	34
2.6. Cierre de capítulo	35
3. Implementación	36

3.1.	Escenario de trabajo	36
3.2.	Modelamiento del Sistema DIDO en 60 GHz	37
3.2.1.	Coordinador DIDO	37
3.2.2.	Transceptores DIDO	41
3.2.3.	Capa física	41
3.3.	Escenarios de Simulación y Medidas de Desempeño	44
3.3.1.	Prueba de concepto con línea-de-vista	44
3.3.2.	Escenarios sin línea-de-vista por presencia de obstáculos	46
3.3.3.	Análisis de la forma de onda	46
3.3.4.	Entorno y parámetros de simulación	47
3.4.	Cierre de capítulo	47
4.	Análisis de resultados	48
4.1.	Formas de onda emitidas por las antenas	48
4.1.1.	Relación de potencia máxima a potencia promedio (PAPR)	51
4.2.	Correlación en el espacio de propagación	53
4.3.	Curvas de tasa de error de bit (BER)	62
4.4.	Niveles de potencia propagados	66
4.5.	Cierre de capítulo	68
5.	Conclusiones	70
5.1.	Trabajo futuro	71
	Bibliografía	73
	Anexos	77
	Glosario	78

Índice de Tablas

1.1. Tráfico mundial mensual de datos en redes móviles según tipo de aplicación. Fuente: Ericsson, Febrero 2019 [14].	3
2.1. Bandas de frecuencia ISM según grupo para la región americana definidas por Unión Internacional de Telecomunicaciones.	22
2.2. Límites de la banda de 60 GHz por país.	23
2.3. Valores límite de EIRP (<i>Effective Isotropic Radiated Power</i>) según país.	31
3.1. Sensibilidad del receptor según esquema de modulación y codificación utilizado.	44
3.2. Parámetros particulares para simulaciones de correlación espacial.	45
3.3. Parámetros particulares para simulaciones del <i>Bit Error Rate</i>	45
3.4. Escenarios de simulación para la prueba de concepto con línea-de-vista.	46
4.1. Parámetros generales de las simulaciones realizadas.	48
4.2. Parámetros particulares para simulaciones del <i>Bit Error Rate</i>	52
4.3. Parámetros particulares para simulaciones de correlación espacial.	54
4.4. Niveles de potencia correlacionada normalizada percibidos en la ubicación del usuario solitario del escenario a.	54
4.5. Niveles de potencia correlacionada normalizada percibidos en la ubicación del usuario solitario para los escenarios <i>b</i> , <i>c</i> y <i>d</i>	57
4.6. Niveles de potencia correlacionada normalizada percibidos en la ubicación de cada usuario del escenario <i>e</i>	59
4.7. Niveles de potencia correlacionada normalizada percibidos en la ubicación de cada usuario del escenario <i>f</i>	62
4.8. Parámetros particulares para simulaciones del <i>Bit Error Rate</i>	63
4.9. Valores de BER para el escenario <i>a</i> en los distintos casos de estudio.	64
4.10. Valores de BER para el escenario <i>a</i> en los distintos casos de estudio correspondientes al usuario 1 ubicado en $(-0.75, -0.75)$	64
4.11. Valores de BER para el escenario <i>g</i> en los distintos casos de estudio correspondientes al usuario 2 ubicado en $(0.75, -0.75)$	65
4.12. Valores de BER para el escenario <i>g</i> en los distintos casos de estudio correspondientes al usuario 3 ubicado en $(0, 1.06)$	65
4.13. Resumen de potencias límite transmitidas y recibidas.	68

Índice de Ilustraciones

1.1. Cantidad de individuos por cada 100 habitantes que utilizan Internet según el nivel de desarrollo del país [19].	2
1.2. Tráfico mundial mensual de datos en EB en redes móviles de 2G/3G/4G. Fuente: Ericsson, Febrero 2019 [20].	2
1.3. Tráfico mundial mensual de datos en redes móviles según tipo de aplicación. Fuente: Ericsson, Febrero 2019 [20].	3
1.4. Evolución del número de conexiones fijas en Chile. Fuente: SUBTEL [18]. . .	4
1.5. Evolución del tráfico en redes móviles en TB. Fuente: SUBTEL [18].	4
2.1. Onda periódica sinusoidal de amplitud $A = 1$ y frecuencia 440 Hz (nota La).	10
2.2. Patrón de radiación de un dipolo de $\lambda/2$	12
2.3. Patrón de radiación de una antena de tipo hélice.	12
2.4. Forma de onda en el tiempo de una señal raised-cosine y su espectro de frecuencias calculado por medio de la transformada de Fourier.	15
2.5. Ejemplo de degradación de un pulso rectangular según su distancia de propagación.	18
2.6. Diagrama de bloques de un sistema de comunicaciones digitales.	19
2.7. Formas de ondas de modulación digital de banda base.	20
2.8. Ejemplo de pulse shaping con pulsos gaussianos.	21
2.9. Pérdida de espacio libre en decibeles según la distancia de separación entre emisor y receptor para 2.4, 5 y 60 GHz.	24
2.10. Atenuación atmosférica para ondas milimétricas en una atmósfera seca y con vapor de agua.	25
2.11. Atenuación atmosférica en aire seco y suma con pérdidas de espacio libre para ondas de 60 GHz.	25
2.12. Ejemplo de propagación multirayectoria en el contexto de una habitación (indoor) donde τ_1 , τ_2 y τ_3 corresponden al tiempo en que demora la señal en llegar a destino.	27
2.13. Antena WR-15 omnidireccional operacional en la banda de 60 GHz disponible en el mercado.	29
2.14. Esquemas de transmisión multi-punto coordinada (CoMP). a) Transmisión conjunta, b) <i>Beamforming</i> coordinado.	33
3.1. Diagrama resumen de la propuesta de diseño del sistema DIDO en 60 GHz.	38
3.2. Intercambio de información de los canales de control DIDO.	39
3.3. Representación gráfica generalizada de un sistema DIDO.	39

3.4.	Enlaces establecidos entre transceptores y clientes.	41
3.5.	Diagrama de bloques de los elementos de la capa física simulados.	42
4.1.	Ubicación de antenas y usuarios en escenario <i>f</i>	49
4.2.	Símbolos y señales de usuarios esperadas. Círculos rojos representan los símbolos sobre el periodo de muestreo.	49
4.3.	Formas de onda de las señales emitidas por las antenas.	50
4.4.	Gráficas de señal deseada, estimada y error para el usuario 4 del escenario <i>f</i>	50
4.5.	Formas de onda de las señales emitidas por las antenas en presencia de obstáculos.	51
4.6.	Gráficas de señal deseada, estimada y error para el usuario 4 del escenario <i>f</i> en presencia de obstáculos.	52
4.7.	Función densidad de probabilidad acumulada complementaria (CCDF) del PAPR.	53
4.8.	Niveles de potencia correlacionada normalizada en el espacio para el escenario <i>a</i>	55
4.9.	Niveles de potencia correlacionada normalizada en el espacio para el escenario <i>b</i>	56
4.10.	Niveles de potencia correlacionada normalizada en el espacio para el escenario <i>c</i>	56
4.11.	Niveles de potencia correlacionada normalizada en el espacio para el escenario <i>d</i>	57
4.12.	Niveles de potencia correlacionada normalizada en el espacio para el usuario 1 ubicado en (-0.75, -0.75) en el escenario <i>e</i>	58
4.13.	Niveles de potencia correlacionada normalizada en el espacio para el usuario 2 ubicado en (0.75, -0.75) en el escenario <i>e</i>	58
4.14.	Niveles de potencia correlacionada normalizada en el espacio para el usuario 3 ubicado en (0, 1.06) en el escenario <i>e</i>	59
4.15.	Niveles de potencia correlacionada normalizada en el espacio para el escenario <i>f</i> para el usuario 1 ubicado en (-0.75, -0.75).	60
4.16.	Niveles de potencia correlacionada normalizada en el espacio para el escenario <i>f</i> para el usuario 2 ubicado en (0.75, -0.75).	60
4.17.	Niveles de potencia correlacionada normalizada en el espacio para el escenario <i>f</i> para el usuario 3 ubicado en (0, 1.06).	61
4.18.	Niveles de potencia correlacionada normalizada en el espacio para el escenario <i>f</i> para el usuario 4 ubicado en (0, 0).	61
4.19.	Curva de BER para escenario <i>a</i>	63
4.20.	Curva de BER para escenario <i>g</i>	66
4.21.	Curva de Throughput estimado para escenario <i>a</i>	66
4.22.	Curva de Throughput estimado para escenario <i>e</i>	67
4.23.	Niveles de potencia en dBm percibida en el espacio donde <i>a</i> corresponde al escenario <i>e</i> , <i>b</i> al escenario <i>f</i> , <i>c</i> escenario <i>g</i> y <i>d</i> escenario <i>h</i>	67

Capítulo 1

Introducción

En la actualidad, las telecomunicaciones están involucradas en la mayoría las actividades de nuestra rutina diaria. Desde el uso común de la televisión digital de alta definición, acceso a redes sociales, mensajería con teléfonos inteligentes en cualquier parte de la ciudad, y plataformas de transmisión de datos on-demand de contenido multimedia, hasta tareas más particulares como el control de maquinaria minera de forma remota, monitoreo de espacios privados y despliegue de sistemas inteligentes de control automático que involucran el concepto de IoT (*Internet of Things*). Lo cierto es que este tipo de actividades no eran comunes hace pocos años atrás, o su accesibilidad era muy inferior. Esto denota una evolución a pasos agigantados, no solo desde el punto de vista de las necesidades del consumidor, sino que también desde la perspectiva del sistema de comunicaciones que provee los servicios que las satisfacen.

Según estadísticas de la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT), la fracción de la población mundial que utiliza Internet ha aumentado desde un 28,9% en 2009 hasta un 51,2% en 2018, siendo esta tendencia de incremento claramente marcada y constante en el tiempo, tal como se aprecia en la figura 1.1.

Por otro lado, el consumo y tráfico de datos es cada vez mayor, potenciado por el desarrollo de nuevas tecnologías capaces de proveer una tasa de datos más alta. Según las estadísticas de Ericsson, expuestas en la figura 1.2, el consumo de datos en redes móviles 2G, 3G y 4G se ha incrementado de forma exponencial.

Además, gran parte de ese crecimiento se debe al consumo, también creciente, de servicios con mayores requerimientos, por ejemplo, contenido multimedia. En la figura 1.3 se puede apreciar que el consumo de datos en redes móviles asociados a aplicativos multimedia es cada vez mayor. También es el caso de las redes sociales, las cuales poseen contenido audiovisual embebido.

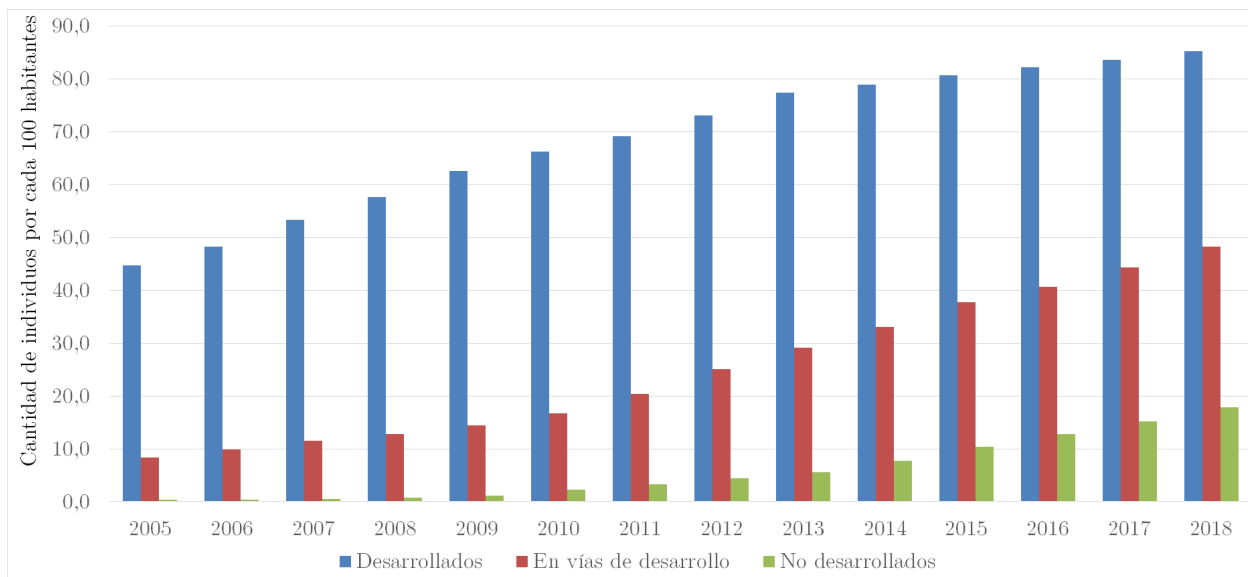


Figura 1.1: Cantidad de individuos por cada 100 habitantes que utilizan Internet según el nivel de desarrollo del país [19].

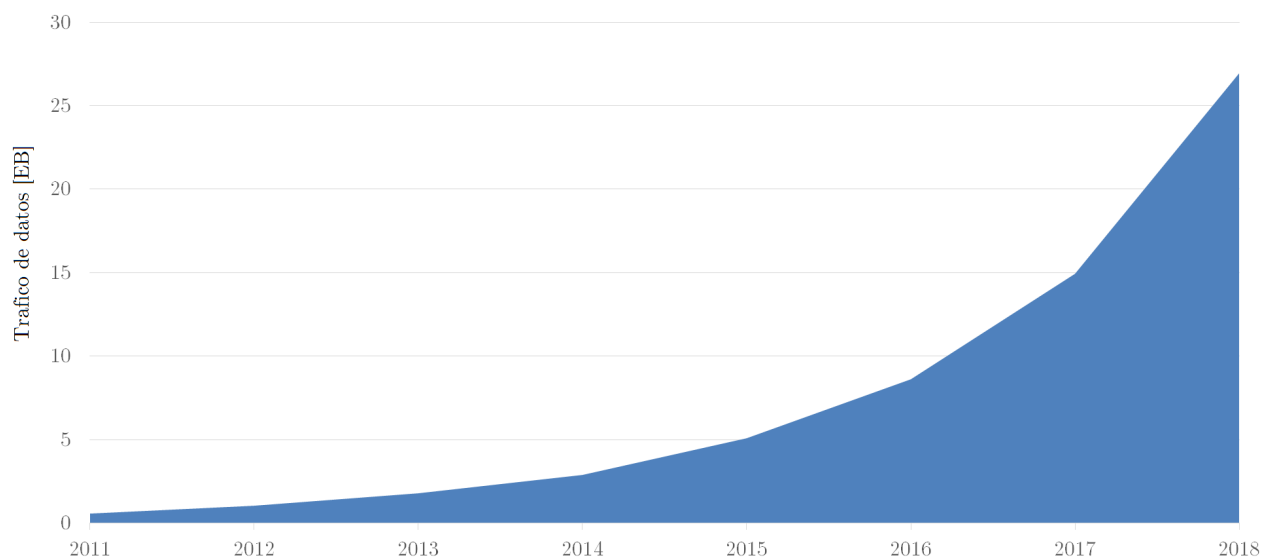


Figura 1.2: Tráfico mundial mensual de datos en EB en redes móviles de 2G/3G/4G. Fuente: Ericsson, Febrero 2019 [20].

Todo lo anterior nos permite plantear un pronóstico acertado de lo que podría suceder en cuanto al consumo de datos en los años venideros. En Cisco estiman que la magnitud de tráfico móvil mensual se cuadruplicará entre los años 2017 y 2022, tanto en Chile como en el mundo. La mayoría del tráfico de descarga será por medio de redes móviles en ambos contextos. Además, en el mismo lapso de tiempo, estiman que la velocidad promedio de Internet móvil aumentará en poco más del doble. Todo esto se resume en la tabla 1.1

Para el caso chileno, estadísticas de la Subsecretaría de Telecomunicaciones (SUBTEL) confirman lo planteado anteriormente. En las figuras 1.4 y 1.5 se observa que el número de suscripciones a Internet fijo y el tráfico de datos en redes móviles ha aumentado de manera

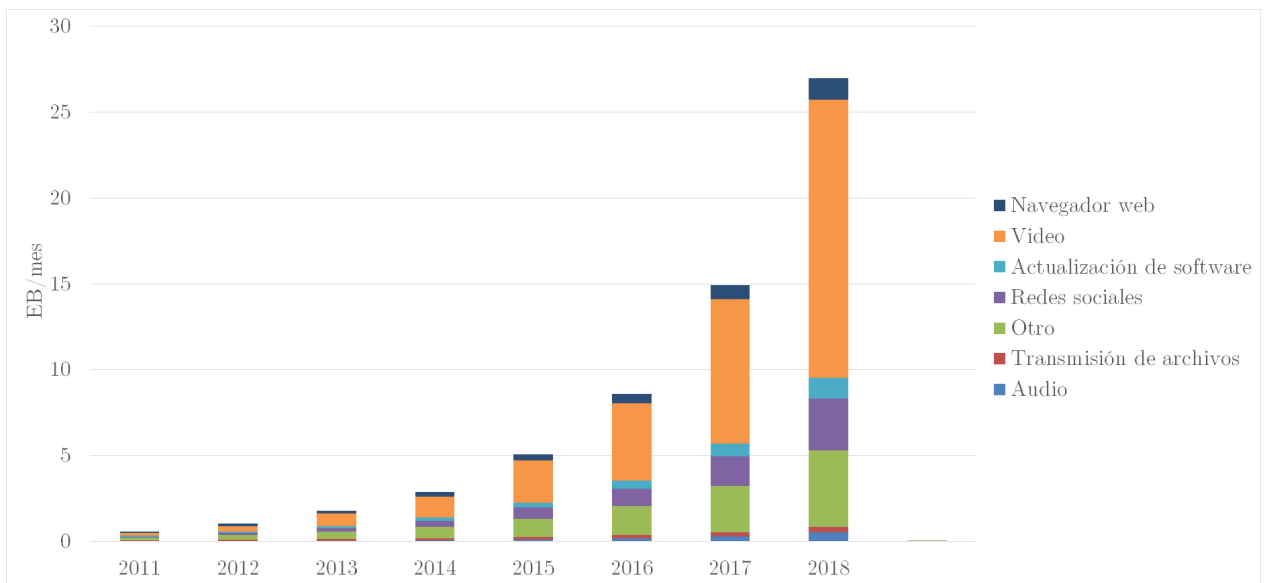


Figura 1.3: Tráfico mundial mensual de datos en redes móviles según tipo de aplicación. Fuente: Ericsson, Febrero 2019 [20].

Indicador	Chile		Mundo	
	2017	2022	2017	2022
Tráfico móvil mensual promedio por habitante	1.4 GB	6.8 GB	1.7 GB	9.5 GB
Velocidad promedio de Internet móvil	6.8 Mbps	22.0 Mbps	8.7 Mbps	28.5 Mbps
Porcentaje de descarga móvil del tráfico total	48 %	54 %	54 %	59 %
Tráfico de descarga móvil	24 PB	160 PB	13.4 EB	111.4 EB

Tabla 1.1: Tráfico mundial mensual de datos en redes móviles según tipo de aplicación. Fuente: Ericsson, Febrero 2019 [14].

prácticamente lineal.

Entonces, es clara la necesidad del desarrollo de nuevas tecnologías que puedan afrontar correctamente el desafío, aumentar la tasa de datos transmitidos para dar a basto con las necesidades de tráfico del futuro.

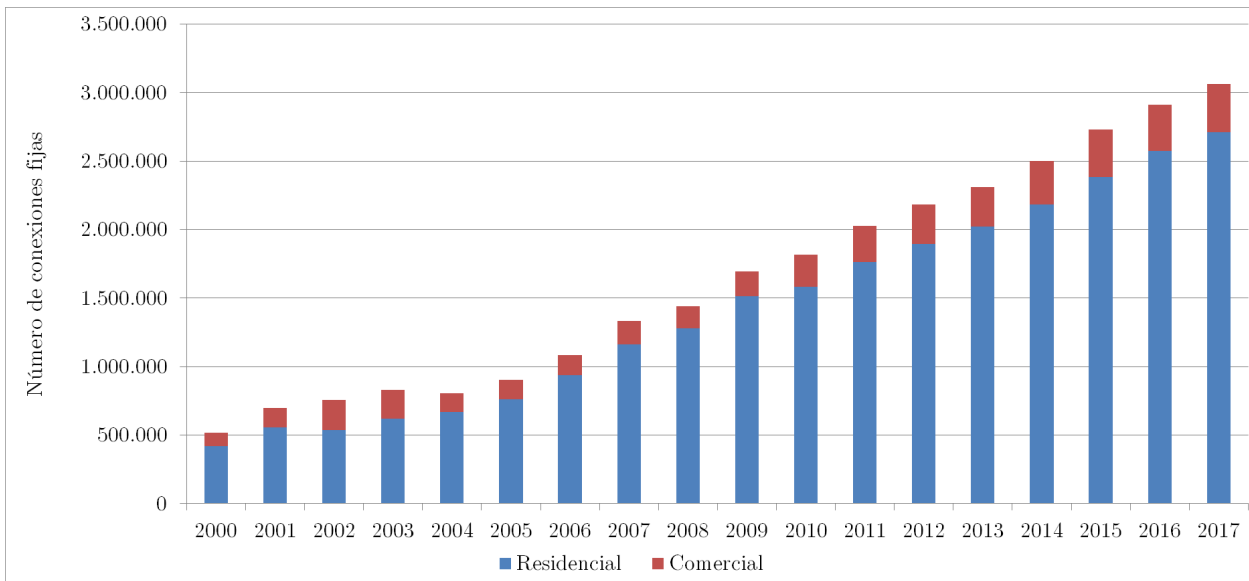


Figura 1.4: Evolución del número de conexiones fijas en Chile. Fuente: SUBTEL [18].

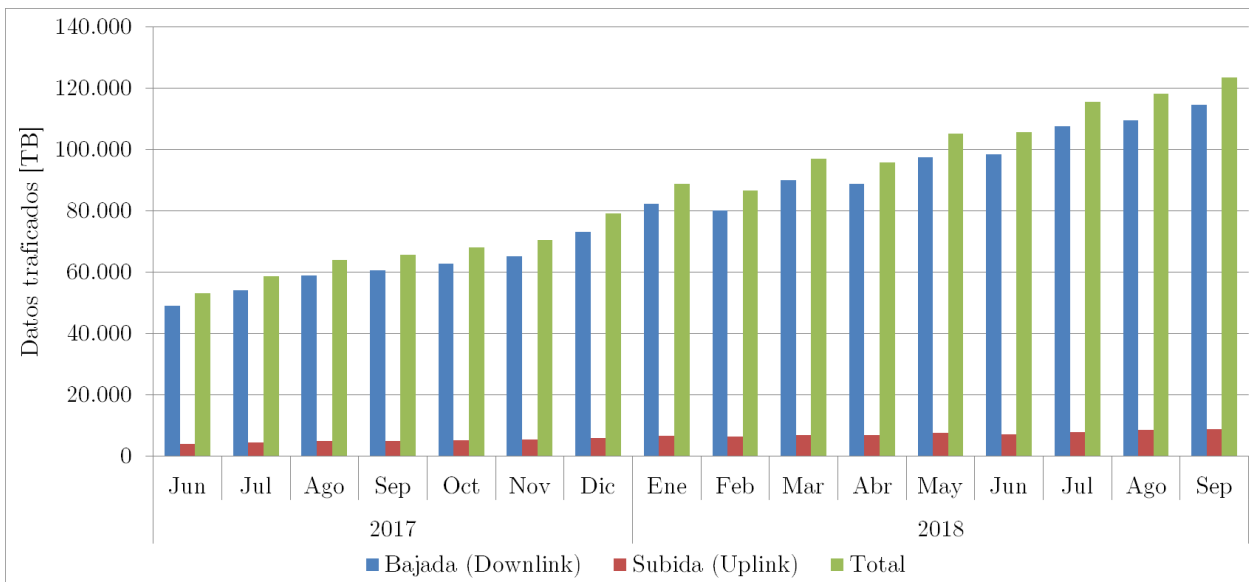


Figura 1.5: Evolución del tráfico en redes móviles en TB. Fuente: SUBTEL [18].

1.1. Motivación

Habitualmente, para mejorar el desempeño de los sistemas de comunicaciones digitales se trabaja en las propiedades de la transmisión de datos. Mejorar la eficiencia espectral, alcanzar la máxima tasa de datos posible, aumentar el throughput, mejorar el área de cobertura y promover la eficiencia energética.

Si nos centramos en el mejoramiento de la tasa de datos transmitidos, el desarrollo de nuevas técnicas de modulación de señales, corrección y detección de errores, son algunos de los temas más investigados por la comunidad técnica y científica. Lo cierto es que este tipo de enfoque tiene límites asociados a la capacidad del canal, que es directamente proporcional

al ancho de banda y la frecuencia portadora.

Es por todo lo anterior que la utilización de bandas de alta frecuencia se hace tan atractiva. El uso de ondas milimétricas, como la banda de 60 GHz, en comunicaciones digitales tiene potenciales beneficios en cuanto al mejoramiento de la tasa de transmisión de datos máxima. Sin embargo, operar en esta banda tiene también grandes desventajas. La principal está asociada a los fenómenos de atenuación inherentes en este nivel de frecuencia.

Un sistema de comunicaciones operando en 60 GHz tendrá grandes pérdidas de espacio libre, absorción atmosférica, y por sobre todo, grandes pérdidas por la obstrucción de obstáculos en la línea-de-vista entre emisor y receptor, originando un área de cobertura comprometida. Esto último presenta una gran oportunidad de mejorar y motiva el desarrollo de este trabajo de tesis.

1.2. Descripción del problema general

En el contexto de ambientes indoor es común encontrarse con múltiples dispositivos consumidores de alto tráfico de datos, como por ejemplo, una oficina con múltiples estaciones de trabajo o la sala de estar de una casa con varios dispositivos de entretenimiento.

Aprovechar la banda de 60 GHz para proveer conectividad a dichos dispositivos se hace idóneo, pero la restricción de línea-de-vista no lo permite, pues la presencia de obstáculos en ambientes indoor es bastante probable. Es necesario mitigar de alguna manera esta restricción, buscando alguna alternativa al aumento de la potencia de transmisión.

En el caso en el que existen múltiples transmisores y receptores, si un transmisor en particular no está en línea-de-vista con alguno de los receptores que deben ser servidos no evita la posibilidad de que exista otro transmisor que sí lo esté, y viceversa. La existencia de esta redundancia espacial podría, eventualmente, mejorar el desempeño del sistema si se aprovecha la transmisión conjunta de los transceptores.

Un sistema DIDO podría ser una solución capaz de facilitar estos esquemas de redundancia espacial, pero es necesario probar su efectividad en el mejoramiento de la cobertura para sistemas de comunicaciones en 60 GHz en ambientes como los planteados anteriormente.

1.3. Hipótesis

El esquema de redundancia espacial implementado en DIDO mejora la visibilidad del espacio de cobertura en redes de área personal de 60 GHz, dado que aumenta la factibilidad de tener una ruta de línea-de-vista entre las antenas de la red de acceso y el (o los) usuario(s).

1.4. Objetivos de la Tesis

En base a la hipótesis expuesta anteriormente, los objetivos del presente trabajo de tesis se detallan a continuación.

1.4.1. Objetivo General

Analizar el comportamiento de la cobertura y otras figuras de desempeño de un sistema DIDO en 60 GHz para redes de área personal con presencia de obstáculos en línea-de-vista para contextos indoor.

1.4.2. Objetivos Específicos

Los objetivos específicos que aquí se detallan permiten definir los alcances y encausar la metodología de trabajo seguida y expuesta en secciones posteriores:

1. Investigar los distintos aspectos involucrados en la tecnología que compone el objeto de estudio de este trabajo de tesis como sistemas de comunicaciones digitales, comunicaciones en 60 GHz, DIDO y métodos de acceso al medio similares.
2. Describir la arquitectura del sistema DIDO que hace efectivo el esquema de redundancia espacial.
3. Definir un modelo matemático que describa el funcionamiento del sistema tomando en cuenta los supuestos y consideraciones relacionadas con el contexto de implementación.
4. Evaluar el modelo propuesto mediante escenarios simulativos tomando en cuenta las implicancias más importantes de la capa física del sistema, de manera de aliviar la carga computacional de las simulaciones.
5. Obtener medidas de desempeño útiles como el BER y la correlación de señales para comparar con escenarios en los que no se utilizan esquemas de redundancia espacial y no existe línea-de-vista.
6. Determinar factibilidad técnica del área de cobertura originada por el sistema evaluando los niveles de potencia propagados en el espacio.
7. Determinar posibles limitantes técnicas del sistema para tener en cuenta en una futura implementación práctica de éste.

1.5. Estructura de la Tesis

El resto del presente trabajo se organiza en 4 partes. Un marco teórico y revisión del estado del arte en donde se describen todos los tópicos de interés y que son necesarios para entender esta propuesta. Implementación, en donde se describe el contexto, modelo y metodología de evaluación. Análisis de resultados, en donde se discute lo obtenido por medio de simulaciones.

Y finalmente, las conclusiones, donde se contrastan los resultados con la hipótesis propuesta y se plantean futuros objetivos.

Capítulo 2

Marco Teórico y Revisión del Estado del Arte

Con el objetivo de entender todos los aspectos teóricos y técnicos involucrados en este trabajo de tesis, se desarrolla una extensa revisión bibliográfica. En primer lugar, se presentan y explican dentro de un marco teórico todas las temáticas abarcadas en esta investigación. Y en segundo lugar, se expone una revisión del estado del arte.

2.1. Conceptos sobre Radiación y Propagación de Fenómenos Electromagnéticos

Gran parte del diseño del sistema DIDO en 60 GHz se sustenta del modelo de propagación de ondas planas sinusoidales. Dicho modelo es una simplificación, pero posee consideraciones que se alinean con el contexto de este trabajo. Es entonces necesario plantear definiciones y conceptos básicos relacionados con la radiación y propagación de fenómenos electromagnéticos para entender el aprovechamiento de éstos en telecomunicaciones, en particular, en el sistema DIDO propuesto.

2.1.1. Campos y Potenciales Electromagnéticos

El concepto de campo eléctrico nace de la fuerza de atracción o repulsión que existe entre cargas eléctricas descrita por la Ley de Coulomb. Considerando 2 cargas eléctricas, q_1 y q_2 respectivamente, separadas a una distancia d en un medio con permitividad dieléctrica ϵ , la fuerza ejercida entre ellas viene determinada por:

$$\vec{F} = \frac{q_1 q_2}{4\pi\epsilon d^2} \hat{r} \quad (2.1)$$

Tomando arbitrariamente una de las cargas y analizando la expresión de fuerza eléctrica descrita anteriormente, es posible deducir que dicha fuerza posee una componente intrínsecamente relacionada con la mera presencia de las cargas. Se define entonces campo eléctrico o intensidad de campo eléctrico a un campo vectorial que es función de la intensidad de carga Q con distribución de carga $\rho(r)$ en un continuo, la permitividad dieléctrica del medio ε y la distancia r hacia un punto del espacio [25]:

$$\vec{E}(r) = \frac{1}{4\pi\varepsilon} \int_V \frac{\rho(r')}{r^2} dV' \hat{r} \quad (2.2)$$

Similarmente, se puede deducir el concepto de campo magnético desde la fuerza ejercida sobre una carga q en movimiento con velocidad \vec{v} en presencia de cierta corriente eléctrica lineal y constante. Según la Ley de Biot-Savart, el campo magnético originado por dicha corriente viene dado por:

$$\vec{B}(r) = \frac{\mu}{4\pi} \int_L \frac{I \times \hat{r}}{r^2} dl \quad (2.3)$$

En efecto, la fuerza magnética percibida por la carga q se puede escribir como:

$$\vec{F} = q(\vec{v} \times \vec{B}) \quad (2.4)$$

La contribución de ambas fuerzas determinan la fuerza percibida por una carga en presencia de campos electromagnéticos, denominada fuerza de Lorentz:

$$\vec{F} = q(\vec{E} + \vec{v} \times \vec{B}) \quad (2.5)$$

2.1.2. Ondas Electromagnéticas

Una onda es alguna perturbación de alguna propiedad del espacio que implique la transmisión de energía sin la necesidad de transportar materia [23].

Cuando la perturbación que origina la onda describe un movimiento armónico simple se puede originar una onda armónica. Estas ondas se caracterizan por poseer naturaleza periódica, amplitud limitada, energía infinita y potencia finita. Los parámetros representativos de una onda armónica corresponden al periodo de oscilación T , cuyo inverso es equivalente a la frecuencia de oscilación f , y la amplitud A . Todo esto se puede apreciar en la gráfica de la figura 2.1 de la función $\Psi(x, t)$ que representa una onda sinusoidal.

Considerando como propiedad del espacio a los campos electromagnéticos se originan ondas electromagnéticas. Además de energía, las ondas electromagnéticas son capaces de transportar información. El entendimiento y modelamiento de estas ondas ha permitido a

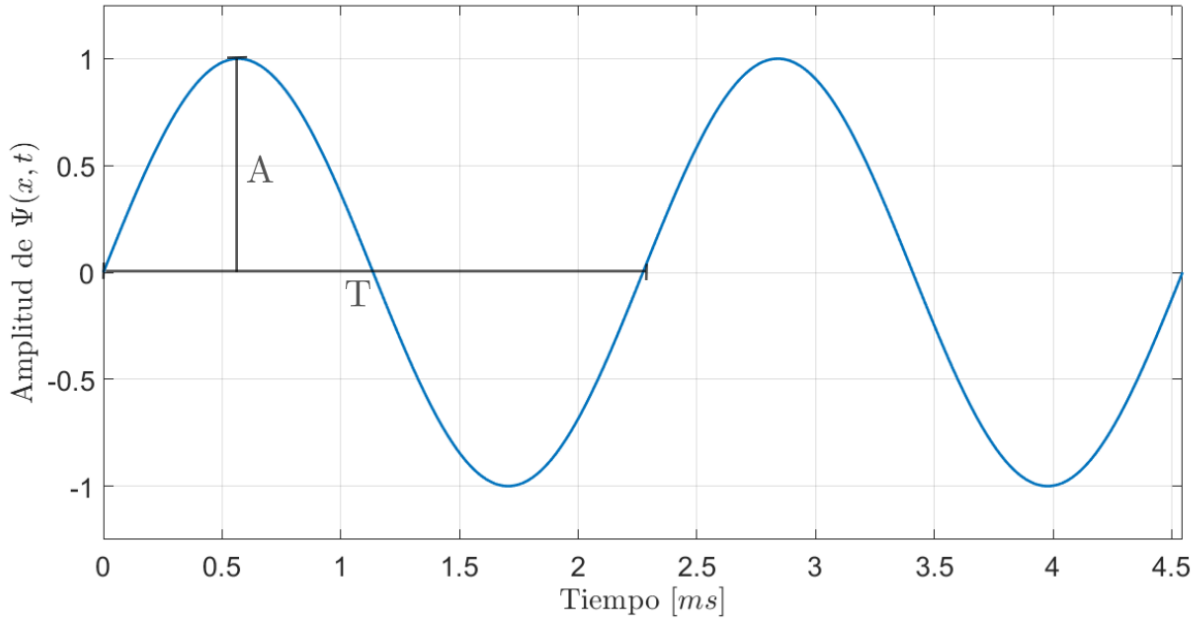


Figura 2.1: Onda periódica sinusoidal de amplitud $A = 1$ y frecuencia 440 Hz (nota La).

la humanidad crear sistemas de telecomunicaciones, alámbricos e inalámbricos, capaces de transportar grandes volúmenes de información y a grandes distancias.

Del planteamiento de las 4 ecuaciones de Maxwell, que describen en su totalidad los fenómenos electromagnéticos, es posible deducir la existencia de ondas electromagnéticas mediante la derivación de su ecuación general [24]:

$$\nabla^2 \vec{E} = \mu\epsilon \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} \quad (2.6a)$$

$$\nabla^2 \vec{B} = \mu\epsilon \frac{\partial^2 \vec{B}}{\partial t^2} \quad (2.6b)$$

Donde \vec{E} es el vector campo eléctrico, \vec{B} es el vector campo magnético, ϵ es la constante dieléctrica del medio y μ es la permeabilidad magnética del medio.

Teniendo en cuenta perturbaciones sinusoidales de frecuencia ω en los campos electromagnéticos y suponiendo que la onda se propaga solo en la dirección de un eje cartesiano, digamos z , se definen las ondas planas.

2.1.3. Ondas Electromagnéticas Armónicas

Un caso particular de interés es el de los campos electromagnéticos cuya amplitud oscila sinusoidalmente. En este caso, se puede describir la función de onda para una onda que se propaga en un eje z arbitrario como:

$$g(t \pm (z/v)) = \cos(\omega t \pm \beta z) \quad (2.7)$$

Donde ω es la frecuencia angular igual a $2\pi f$ y v es la velocidad de grupo. A la magnitud β se define como $\beta = \omega/v$. Ahora, considerando una fase ϕ arbitraria, el campo eléctrico tendrá de forma general:

$$E(z, t) = E_0 \cos(\omega t \pm \beta z + \phi) \quad (2.8)$$

Finalmente, se puede escribir la forma fasorial para este caso particular como:

$$E_s = E_0 e^{\pm j(\beta z + \phi)} \quad (2.9a)$$

$$E(z, t) = \text{Re}\{E_c\} = \text{Re}\{E_s e^{j\omega t}\} = \frac{1}{2} E_s e^{j\omega t} + \frac{1}{2} E_s e^{-j\omega t} \quad (2.9b)$$

Donde 2.9a representa el fasor del campo eléctrico. El procedimiento para el campo magnético es análogo.

2.1.4. Antenas

Una antena es usualmente un dispositivo destinado a radiar o recibir ondas electromagnéticas. Corresponde a la interface entre la guía de onda que conecta con la fuente emisora o receptora y el espacio libre que separa a los participantes de la comunicación [7].

Existen distintos tipos de antenas, entre las cuales las más comunes son las antenas de alambre (dipolo, loop, hélice, etc), apertura o bocina, de parche o microstrip, reflectores, parabólicas, entre otras. Cada uno de estos tipos de antenas posee una forma distinta de radiar, lo que define las características de sus figuras de mérito tales como la directividad, ganancia, ancho de haz y patrón de radiación.

Dependiendo del tipo de aplicación, un tipo de antena será menos o más apropiado. Por ejemplo, en el caso en que exista un alto nivel de atenuación en la propagación de las ondas sería apropiado utilizar antenas con alta ganancia y/o alta directividad. Por otro lado, si es necesario proveer una mayor cobertura espacial es aconsejable utilizar antenas con un ancho de haz más grande o con patrones de radiación que posean múltiples lóbulos principales.

Radiador isotrópico y directivos

Un radiador isotrópico es capaz de propagar ondas en todas las direcciones relativas a sí mismo con la misma ganancia. En la práctica, esto es imposible para cualquier tipo de antena, sin embargo, existen algunas que poseen patrones de radiación que se acercan a esta idealización.

Los radiadores omnidireccionales poseen un gran lóbulo principal en donde se propaga ondas con una misma ganancia en alguna dirección angular relativa a la antena. En la figura 2.2 se muestra el patrón de radiación omnidireccional de un dipolo. Se aprecia que, hacia cierto ángulo de inclinación, la ganancia es constante independientemente de la dirección de propagación. Sin embargo, existirán también ángulos de inclinación en los cuales esta ganancia será mínima.

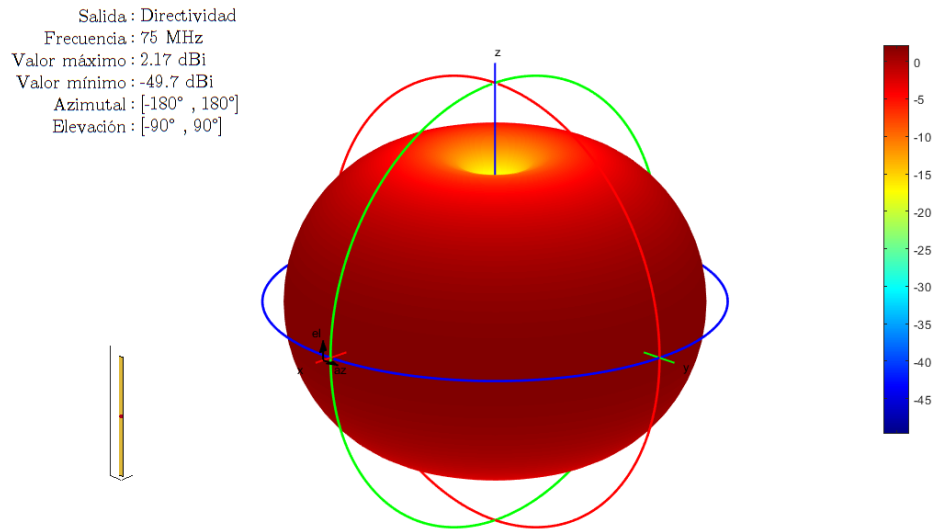


Figura 2.2: Patrón de radiación de un dipolo de $\lambda/2$.

Los radiadores directivos poseen un patrón de radiación aún menos isotrópico, dejando zonas relativas a la antena con una ganancia muy pobre. La ventaja de esto es que la antena aprovecha de mejor manera la potencia radiada. Disponer de un radiador directivo apuntando en dirección hacia el receptor, y por ende, enfocando la potencia de transmisión mejorará la calidad de la comunicación. En la figura 2.3 se muestra un patrón de radiación de una antena directiva.

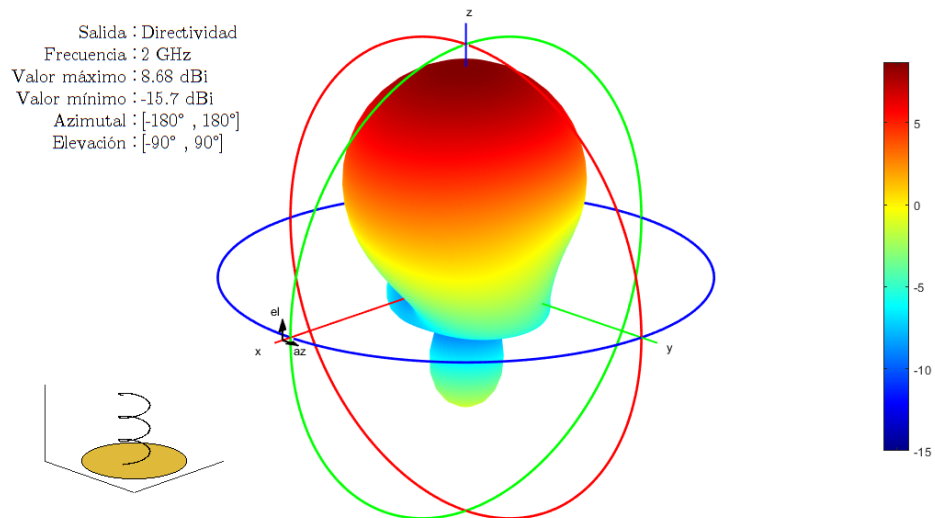


Figura 2.3: Patrón de radiación de una antena de tipo hélice.

Se puede lograr obtener patrones de radiación directivos a partir de múltiples antenas que no necesariamente son directivas. La implementación de arreglos de antenas permite generar patrones de radiación más directivos o con más lóbulos principales. Además, con la variación de la fase de las señales que emiten es posible cambiar la forma del patrón de radiación en tiempo real. Esto último se denomina *beamforming* y posee grandes ventajas cuando existe movilidad relativa entre emisor y receptor.

Campo lejano y campo cercano

Los campos radiados por antenas con dimensiones finitas son ondas esféricas. Para estos tipos de radiadores es posible generalizar la función que representa cada componente de los campos electromagnéticos generados como lo siguiente:

$$\vec{E} = e^{-jkr} \left(\frac{1}{r} + \frac{1}{r^2} + \dots + \frac{1}{r^n} \right) \left(E_\theta(\theta, \phi) \hat{\theta} + E_\phi(\theta, \phi) \hat{\phi} \right) \quad (2.10)$$

Esto, teniendo en cuenta que E_θ y E_ϕ no solo son funciones de las coordenadas angulares, sino que también de parámetros constantes relacionados con el medio de transmisión y la fuente. Despreciando los componentes con $n > 1$ para distancias muy grandes, la expresión para el campo lejano queda:

$$\vec{E} = \frac{e^{-jkr}}{r} \left(E_\theta(\theta, \phi) \hat{\theta} + E_\phi(\theta, \phi) \hat{\phi} \right) \quad (2.11)$$

Los horizontes de la región de campo lejano se definen teniendo en cuenta la dimensión de la antena D y la longitud de onda λ radiada. Para antenas cuya longitud es mayor a media longitud de onda, la ecuación 2.12a define la frontera de la región de campo lejano, en caso contrario corresponde la expresión 2.12b.

$$R \geq 2D^2/\lambda \quad (2.12a)$$

$$\lambda < R < 2\lambda \quad (2.12b)$$

Ecuación de Friis

La ecuación de Friis relaciona la potencia recibida y transmitida entre 2 antenas que están separadas por una distancia perteneciente a la región de campo lejano. Considerando antenas alineadas y polarizadas correctamente, cuyas ganancias son G_t y G_r , potencias transmitidas y recibidas son P_t y P_r , respectivamente, longitud de onda λ y distancia de separación R , entonces, todo se relaciona de la siguiente manera:

$$\frac{P_r}{P_t} = \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 G_t G_r \quad (2.13)$$

Al término al cuadrado se le denomina *pérdida de espacio libre*. La conclusión directa de esta ecuación es que, a menor longitud de onda, menor es la potencia recibida y mayor es la pérdida de espacio libre.

2.2. Herramientas para Análisis y Procesamiento de Señales Digitales

En este trabajo de tesis se utilizan varias herramientas matemáticas para el modelamiento, cálculo y simulación de escenarios. Algunas de estas herramientas tienen una estrecha relación con el procesamiento de señales digitales, otras son necesarias en el mismo contexto pero no necesariamente son utilizadas de forma tan extensiva (pseudoinversa de Moore-Penrose). A continuación, se describen y detallan cada uno de los tópicos que se deben entender previamente para el correcto desarrollo de esta investigación.

2.2.1. Transformada de Fourier

Continua

Para una señal $x(t)$ definida y continua en el tiempo, se denomina $X(\omega)$ su transformada de Fourier tal que [11]:

$$\mathfrak{F}(x(t)) = X(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)e^{-j\omega t} dt \quad (2.14a)$$

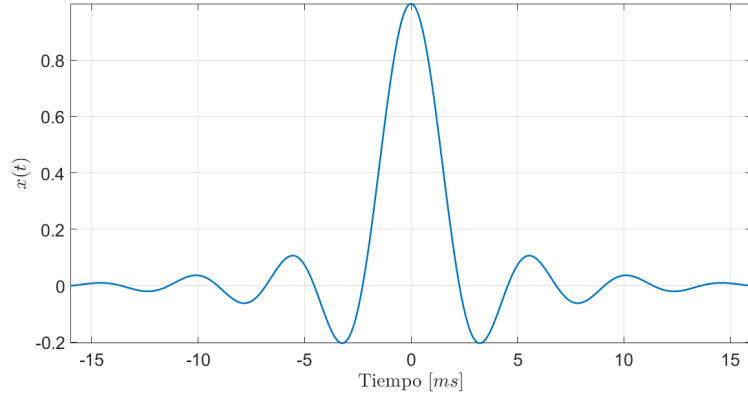
$$\mathfrak{F}^{-1}(X(\omega)) = x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} X(\omega)e^{j\omega t} d\omega \quad (2.14b)$$

Las componentes espectrales en frecuencia de la señal $x(t)$ son apreciables al graficar el modulo de $X(\omega)$. Sin embargo, se estarán considerando frecuencias angulares. Para obtener frecuencias reales es necesario evaluar en $\omega = 2\pi f$. En la figura 2.4b se muestra un ejemplo de una señal sinusoidal con frecuencia portadora fc .

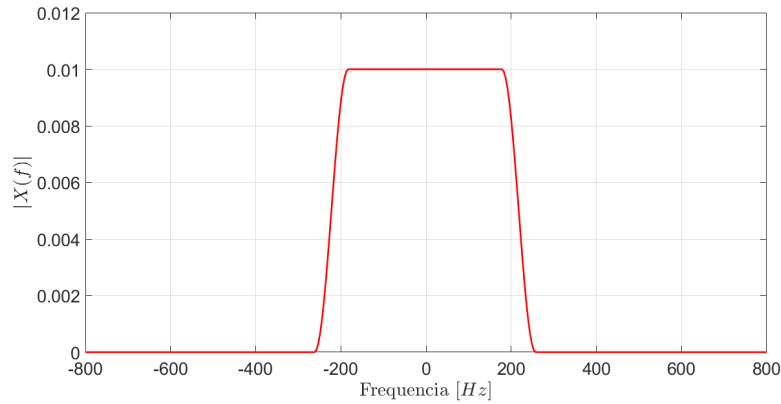
Discreta

Para una señal discreta $x[n]$ de N muestras cuya tasa de muestreo es t_s , se denomina $X[n]$ transformada discreta de Fourier tal que [11]:

$$\mathfrak{F}(x[n]) = X[n] = \sum_{k=0}^{N-1} x[n]e^{-\frac{2\pi j}{N}kn} \quad (2.15a)$$



(a) Raised-cosine con $\alpha = 0,18$ y $f = 440Hz$.



(b) Espectro de frecuencia.

Figura 2.4: Forma de onda en el tiempo de una señal raised-cosine y su espectro de frecuencias calculado por medio de la transformada de Fourier.

$$\mathfrak{F}^{-1}(X[n]) = x[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] e^{\frac{2\pi j}{N} kn} \quad (2.15b)$$

En este caso, el espectro de frecuencias tendrá relación directa con el tiempo de muestreo y será necesario evaluar en $f = n/Nt_s$. Además, el espectro será periódico con periodo $1/t_s$.

Propiedad de convolución

Tanto para el caso continuo como para el discreto, la transformada de Fourier posee cierta propiedad frente a la operación de convolución. Dadas las señales $x(t)$, $y(t)$, $x[n]$ y $y[n]$, y sus respectivas transformadas $X(\omega)$, $Y(\omega)$, $X[n]$ y $Y[n]$ [11] se cumple que:

$$\mathfrak{F}(x(t) * y(t)) = X(\omega)Y(\omega) \quad (2.16a)$$

$$\mathfrak{F}(x[n] * y[n]) = X[n]Y[n] \quad (2.16b)$$

2.2.2. Correlación cruzada

La correlación cruzada entre 2 señales es una medida de similitud que se utiliza generalmente para identificar señales relacionadas temporalmente, por ejemplo, por un desfase. Mientras mayor es la correlación bajo cierto desfase, más relacionadas están las señales en dicho desfase. Se define tanto para señales continuas como para discretas.

Continua

Sean $x(t)$ e $y(t)$ señales discretas de energía finita. La correlación cruzada entre $x(t)$ e $y(t)$ es $r_{xy}(\tau)$ y se define como [38]:

$$r_{xy}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \overline{x(t)}y(t + \tau)dt = \int_{-\infty}^{\infty} \overline{x(t - \tau)}y(t)dt \quad (2.17)$$

Donde \bar{x} corresponde al conjugado.

Discreta

Sean $x[n]$ e $y[n]$ señales discretas de energía finita. La correlación cruzada entre $x[n]$ e $y[n]$ es $r_{xy}(l)$ y se define como [40]:

$$r_{xy}(l) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n + l]y[n] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n]y[n - l] \quad (2.18)$$

Donde l es un número entero.

2.2.3. Matriz Pseudo-inversa de Moore-Penrose

Considerando la matriz B de tamaño $m \times n$ y rango k . La matriz pseudoinversa de Moore-Penrose B^{-1} de B es la matriz única que satisface las 4 condiciones de Penrose [15]:

$$BB^{-1}B = B \quad (2.19a)$$

$$B^{-1}BB^{-1} = B^{-1} \quad (2.19b)$$

$$(BB^{-1})^* = BB^{-1} \quad (2.19c)$$

$$(B^{-1}B)^* = B^{-1}B \quad (2.19d)$$

En MATLAB se disponibiliza la función *pinv* que calcula la matriz pseudoinversa de Moore-Penrose. Para ello, utiliza descomposición en valores singulares. La matriz B se representa como [37]:

$$B = USV^t \quad (2.20a)$$

$$B^{-1} = V^{-1}S^{-1}(U^t)^{-1} \quad (2.20b)$$

2.3. Sistemas de Comunicaciones Digitales

Gran parte de los sistemas de telecomunicaciones actuales son digitales. El constante crecimiento de la demanda de tráfico de datos ha sido bien abastecido por los sistemas de comunicaciones en formato digital, a la par y en ayuda de la innovación, mejoramiento y desarrollo de nueva tecnología. Y es que las ventajas de estos sistemas por sobre su contraparte analógica nos permiten consumir un sin fin de servicios que años atrás eran difíciles de concebir, generando un panorama realmente optimista; Un mundo cada vez más conectado cuyos habitantes poseen la facultad de comunicarse, incluso de forma audiovisual, y con acceso a cantidades enormes información tan solo al alcance de la palma de una mano.

Las comunicaciones digitales permiten una tolerancia mayor a las distorsiones provocadas por el canal de propagación. Esto se debe a que, en dicho formato, las señales propagadas poseen una cantidad finita de estados posibles o estados de operación. Esto permite que, a pesar de las distorsiones provocadas por el canal, se pueda recuperar el estado operación original de la señal dentro de ciertos rangos de degradación. Para entender la idea anterior, la figura 2.5 ejemplifica cómo se podría degradar un pulso rectangular de 2 estados posibles (encendido o apagado) según la distancias de propagación. Mientras el punto de interés dentro del pulso se encuentre dentro de un rango aceptable para un determinado punto de operación es posible regenerarlo en otro punto del sistema y así palear las alteraciones que sufre la señal. En el caso analógico, donde los estados posibles de la señal son virtualmente infinitos, una leve alteración será suficiente para no poder recuperar la señal original de ninguna manera [41].

Por otro lado, los costos en equipamiento y tecnología digital son menores respecto a la tecnología analógica. Además, este tipo de tecnología permite utilizar mejores técnicas de multiplexación de canal y de una manera más eficiente.

Entre las desventajas se encuentran la necesidad activa de procesamiento de señales y la degradación apresurada de la calidad de servicio. Por un lado, es necesario realizar un procesamiento activo de las señales transmitidas y recibidas para aplicar y traducir todas las transformaciones necesarias en el sistema de comunicaciones. Y por otro lado, un canal altamente ruidoso distorsionará las señales provocando errores de detección, y dependiendo de la disposición y codificación de los estados de operación, una calidad de servicio excelente puede cambiar inmediatamente a una muy mala calidad de servicio.

Existen muchos ejemplos de sistemas de comunicaciones digitales inalámbricos que uti-

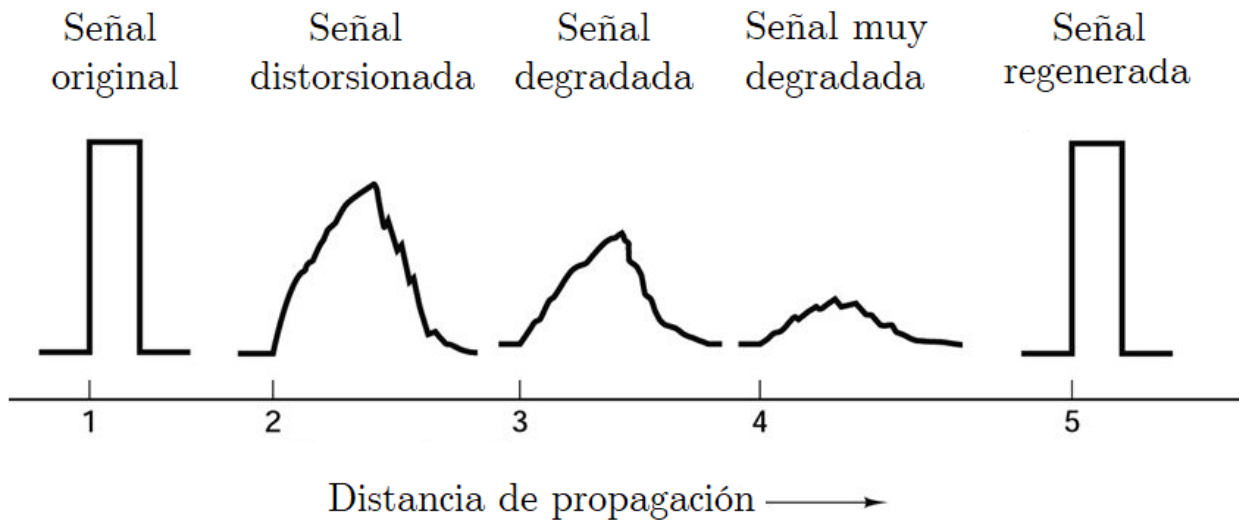


Figura 2.5: Ejemplo de degradación de un pulso rectangular según su distancia de propagación.

lizamos a diario; Lo relacionado con conectividad de red e internet, por ejemplo, Wi-Fi y bluetooth; Televisión digital de alta definición; Sistemas de comunicaciones móviles desde la segunda generación en adelante.

Ahora bien, para entender el proceso de creación, transmisión y recepción de señales en un sistemas de comunicaciones digitales es necesario conocer las transformaciones que sufre la información en cada sus etapas. En la figura 2.6 se resume las actividades que componen este proceso.

2.3.1. Transformaciones de la Información en Sistemas de Comunicaciones Digitales

A continuación, se describen las transformaciones que sufre la información en sistemas de comunicaciones digitales. Algunas de las etapas mencionadas son opcionales, pero se describen con el sentido de abarcar las temáticas involucradas en el desarrollo de este trabajo de tesis.

Formateo de la fuente de información

En primer lugar, la fuente de información posee un formato determinado. Puede ser numérico, texto, audiovisual, etc. En la *codificación de fuente* la información es convertida en dígitos binarios (bits) con un determinado mapa o código. En este punto, cierta cantidad de bits corresponderá a un mensaje o un elemento único de la fuente de información y se denominará símbolo del mensaje. Luego, se lleva a cabo un proceso de *encriptación* en donde se codifican las secuencias binarias según un código de encriptación para mantener un alto nivel de seguridad y confidencialidad en la información. Posteriormente, se realiza la *codificación*

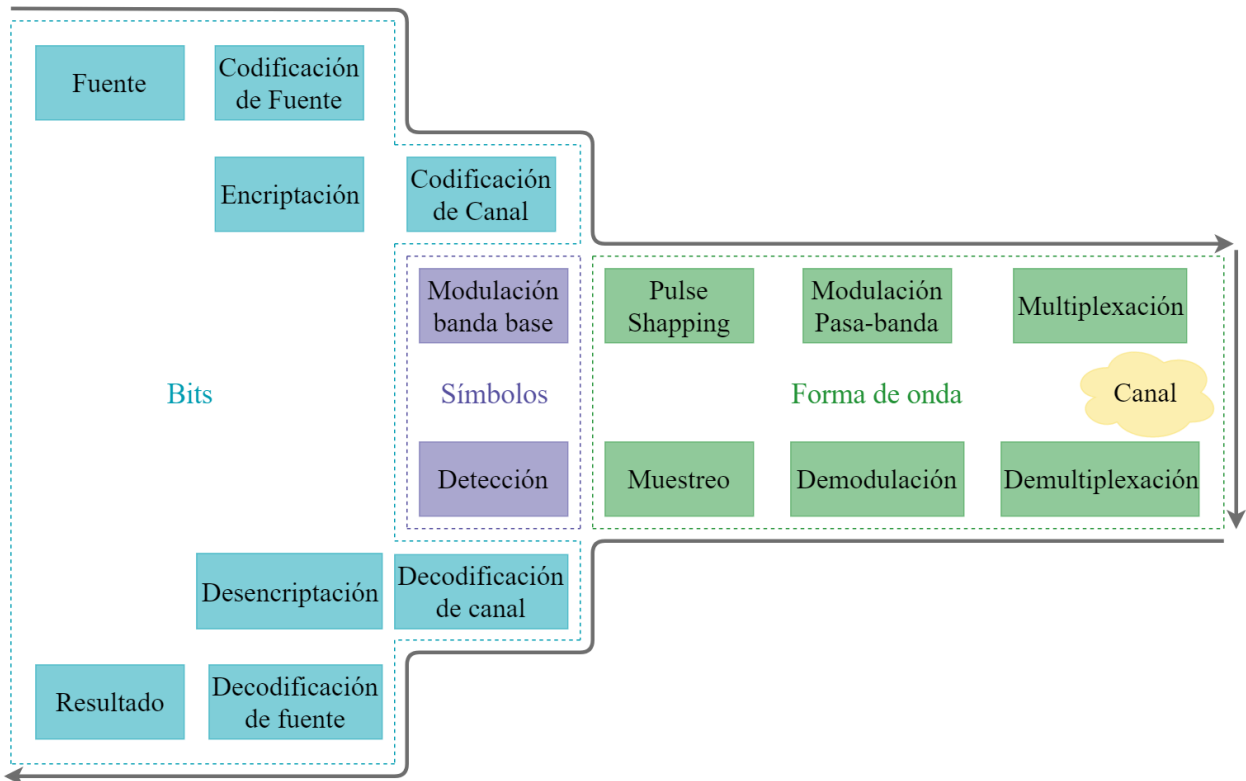


Figura 2.6: Diagrama de bloques de un sistema de comunicaciones digitales.

de canal que consiste en agregar una cantidad extra de bits a las secuencias con información de redundancia de las mismas para la detección y corrección de errores provocados por la propagación en el canal.

Por el lado del receptor se produce el proceso inverso. Cuando se obtiene la secuencia de bits recibidos es necesario detectar y corregir los errores por medio de la técnica de codificación de canal utilizada, convenida entre emisor y receptor. De la misma manera, se desencripta y decodifica la información aplicando el proceso inverso aplicado por el transmisor.

Modulación en banda base y pasabanda

El proceso de modulación consiste en transformar los símbolos en formas de onda, y de esta manera, definir los estados de operación mencionados anteriormente. Primero, es necesario transformar las secuencias de bits en formas de onda que las representen. El método más común es la modulación de pulsos por código (PCM) en donde cada símbolo tiene una representación en un pulso con una amplitud y duración determinados. La relación entre los símbolos y los pulsos configurará una familia de formas de onda y compondrá la señal digital de banda base. Cada forma de onda representante de un símbolo tendrá una duración y será igual para cada uno de los símbolos. En la figura 2.7 se muestran algunos ejemplos de modulación digital de banda base.

Se debe considerar que la representación de pulsos rectangulares mostrada en la figura 2.7

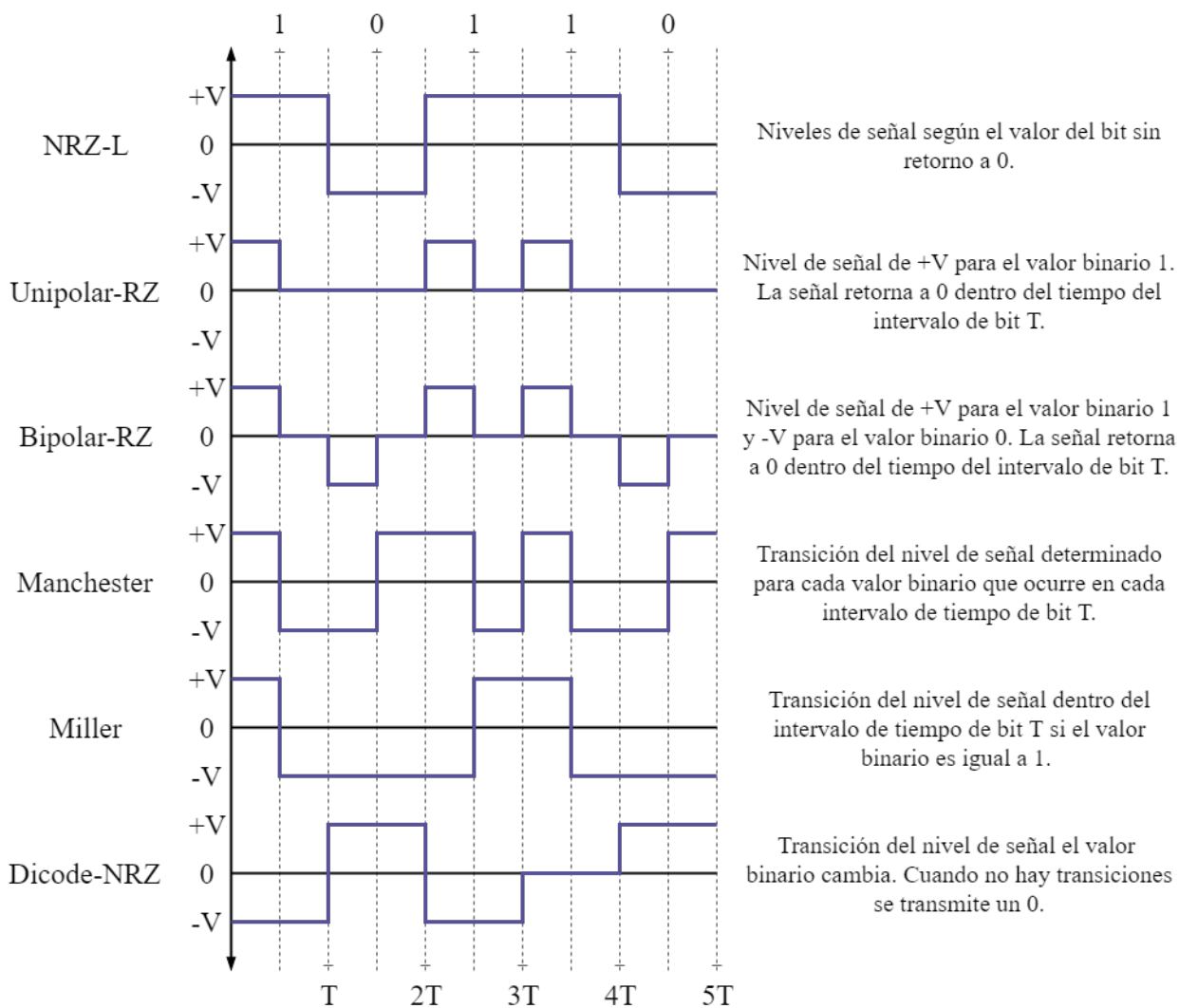


Figura 2.7: Formas de ondas de modulación digital de banda base.

está idealizada. La forma real de cada pulso será el resultado del circuito eléctrico generador de dichos pulsos. En definitiva, la forma de onda final de la señal digital de banda base será la suma de todos los pulsos generados por el transmisor. La interferencia entre símbolos ocurre cuando el resultado de pulsos previos o posteriores al del pulso muestreado interfieren precisamente en el instante de muestreo. Para paliar estos efectos, se utilizan técnicas de modelado de pulsos (*pulse shaping*) que consiste en utilizar pulsos cuyas interferencias sean mínimas o nulas en todos los tiempos de muestreo previos o futuros. En la figura 2.8 se muestra un ejemplo de pulse shaping utilizando pulsos gaussianos, en donde se logra identificar que en cada tiempo de muestreo el nivel de la señal corresponde al punto de operación respectivo de cada símbolo.

La modulación pasabanda corresponde a transformar la señal digital de banda base en una señal sinusoidal. Esto con el objetivo de transmitir la señal en una frecuencia portadora mucho mayor respecto las frecuencias contenidas en el ancho de banda de la señal banda base. Las características de la portadora que transportarán la información de la señal de banda base son la amplitud, frecuencia y fase. Nuevamente, existen diversas metodologías para llevar esto a

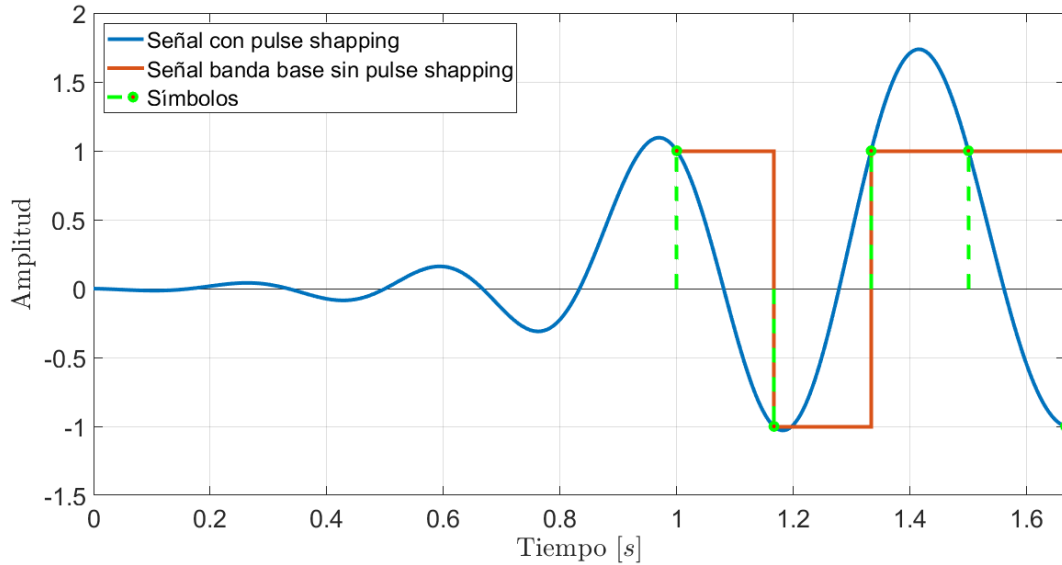


Figura 2.8: Ejemplo de pulse shaping con pulsos gaussianos.

cabo en donde se utilizan 1 o más características de la portadora mencionadas anteriormente. Algunas de las más comunes son FSK (*frequency shift keying*) y QAM (*quadrature amplitud modulation*). En la primera solo se utiliza la fase de la portadora para identificar los símbolos. En la segunda se envía la portadora y su ortogonal (portadora desfasada) simultáneamente con amplitud modulada.

Por último, la multiplexación permitirá aislar las señales de otra fuentes que utilizan el mismo canal simultáneamente. Esto se puede lograr en tiempo dedicando espacios de tiempo a cada comunicación, en frecuencia dedicando porciones del espectro a una comunicación en particular, por códigos asignados a cada comunicación permitiendo uso de recursos simultáneos, o incluso realizando una combinación de 2 o más metodologías relacionadas anteriormente.

Por el lado del receptor, dependiendo del tipo de multiplexación, se deberá demodular, muestrear y detectar. Para ello, es necesario conocer entonces la técnica de multiplexación, las frecuencias portadoras y el ancho banda asignado. Al realizar la demodulación se obtiene la señal en banda base y posteriormente, se realiza la detección y muestreo para obtener los símbolos digitales.

Canal

La señal pasabanda al propagarse en el canal se verá modificada. Debido a condiciones ambientales, espaciales o incluso otras señales interferentes. La función de transferencia que modela al canal caracteriza todas las alteraciones en frecuencia, amplitud y fase que sufrirá la señal. Además, es necesario considerar un nivel de ruido gaussiano. Considerando $s(t)$ la señal transmitida, $r(t)$ la señal recibida, $h(t)$ la función de transferencia del canal y $n(t)$ una componente de ruido gaussiano se puede decir que:

$$r(t) = s(t) * h(t) + n(t) \quad (2.21)$$

2.4. Comunicaciones en 60 GHz

Como se ha mencionado previamente, los esfuerzos por mejorar la eficiencia y rendimiento de las redes inalámbricas han motivado a la comunidad técnica y científica a investigar y desarrollar tecnología capaz de utilizar, como medio físico de transmisión, las porciones del espectro de frecuencia que no se encuentran licenciadas y que posean características adecuadas para los requerimientos de tráfico que son demandados en la actualidad. La banda ISM (*Industrial, scientific and medical radio bands*) de 60 GHz es una de las alternativas.

2.4.1. Bandas ISM

Las bandas de radiofrecuencias industriales, científicas y médicas, son porciones del espectro de frecuencias que originalmente fueron reservadas para su utilización en dichos rubros. Estas bandas de frecuencias se definen en el documento de regulaciones de radio de la UIT [29]. En el mismo documento de regulaciones se identifican 2 grupos entre las bandas de frecuencia ISM; En el primer grupo, para su utilización es necesaria una autorización especial de la administración local, y en acuerdo con otras administraciones cuyos servicios de radiocomunicaciones puedan verse afectados. En el segundo grupo, el servicio de radiocomunicaciones que desee operar en dichas bandas deberá lidiar con las interferencias causadas por aplicaciones industriales, científicas o médicas que se encuentren operando. En la tabla 2.1 se detallan los rangos de frecuencia y grupos a los que pertenecen las bandas ISM en la región americana o región 1 definida por la UIT.

Grupo	Rango de frecuencias	Frecuencia central	Observación
1°	6.765-6.795 MHz	6.78 MHz	Banda HF - Onda corta
2°	13.553-13.567 MHz	13.56 MHz	Banda HF - Onda corta
2°	26.957-27.283 MHz	27.12 MHz	Banda HF - Onda corta
2°	40.66-40.7 MHz	40.68 MHz	Banda VHF - Onda corta
2°	902-928 MHz	915 MHz	Banda UHF - Onda corta
2°	2.4-2.5 GHz	2.45 GHz	Banda VHF - Onda corta
2°	5.725-5.875 GHz	5.8 GHz	Banda VHF - Onda corta
2°	24-24.25 GHz	24.125 GHz	Banda VHF - Onda corta
1°	61-61.5 GHz	61.25 GHz	Banda EHF - Ondas milimétricas
1°	122-123 GHz	122.5 GHz	Banda EHF - Ondas milimétricas
1°	244-246 GHz	245 GHz	Banda EHF - Ondas milimétricas

Tabla 2.1: Bandas de frecuencia ISM según grupo para la región americana definidas por Unión Internacional de Telecomunicaciones.

Hoy en día, las bandas ISM se utilizan ampliamente en telecomunicaciones, por ejemplo, en redes inalámbricas de área local (WLAN) como Wi-Fi y redes inalámbricas de área personal (WPAN) como bluetooth, cubriendo gran parte del tráfico en redes inalámbricas que existen actualmente. Ambos ejemplos utilizan bandas de muy altas frecuencias (VHF) y han ido mejorando su desempeño en dichas bandas por medio de la optimización de técnicas de modulación, propagación, detección y corrección de errores, entre otras. Sin embargo, la saturación de la tasa máxima de datos que se puede alcanzar en estas bandas es inminente. De aquí nace la motivación de utilizar el espectro de ondas milimétricas, en donde se dispone de un mayor ancho de banda.

Ahora bien, el interés particular del uso de la banda de 60 GHz para telecomunicaciones se extiende más allá de los límites de la banda ISM. Es más, los límites del espectro circundante a 60 GHz que se pretende utilizar difiere entre países. En la tabla 2.2 se aprecia estas diferencias. En general, el ancho de banda total disponible va desde los 5 hasta 9 GHz, y los límites inferiores y superiores van desde los 57 hasta los 66 GHz, respectivamente.

País	Límite inferior GHz	Límite superior GHz	Ancho de banda total GHz
EEUU	57	64	7
Canada	57	64	7
Corea	57	64	7
UE	57	66	9
China	59	64	5
Japón	59	66	7
Chile	57	64	7

Tabla 2.2: Límites de la banda de 60 GHz por país.

2.4.2. Características de Propagación

Pérdida de espacio libre

De la pérdida de espacio libre deducida desde la ecuación de Friis, es posible apreciar claramente que esta magnitud se acentúa cuadráticamente con la longitud de onda de la portadora. En comparación con comunicaciones de onda más larga, las comunicaciones a altas frecuencias y de ondas milimétricas se verán perjudicadas altamente por la pérdida de espacio libre [26].

Actualmente Wi-Fi utiliza el espectro de muy altas frecuencias, y comparado con la banda de 60 GHz se notan grandes diferencias. En la figura 2.9 se presentan curvas que describen cómo varía la pérdida de espacio libre según la distancia de separación entre emisor y receptor, para 2.4, 5 y 60 GHz. Para una misma distancia, en 60 GHz se incurrirá en una pérdida de 28 y 22 dB más que en 2.4 y 5 GHz, respectivamente.

Una manera de paliar estos efectos negativos es utilizar antenas con una ganancia mayor o una mayor directividad. Por un lado, una mayor ganancia contrarrestaría directamente la

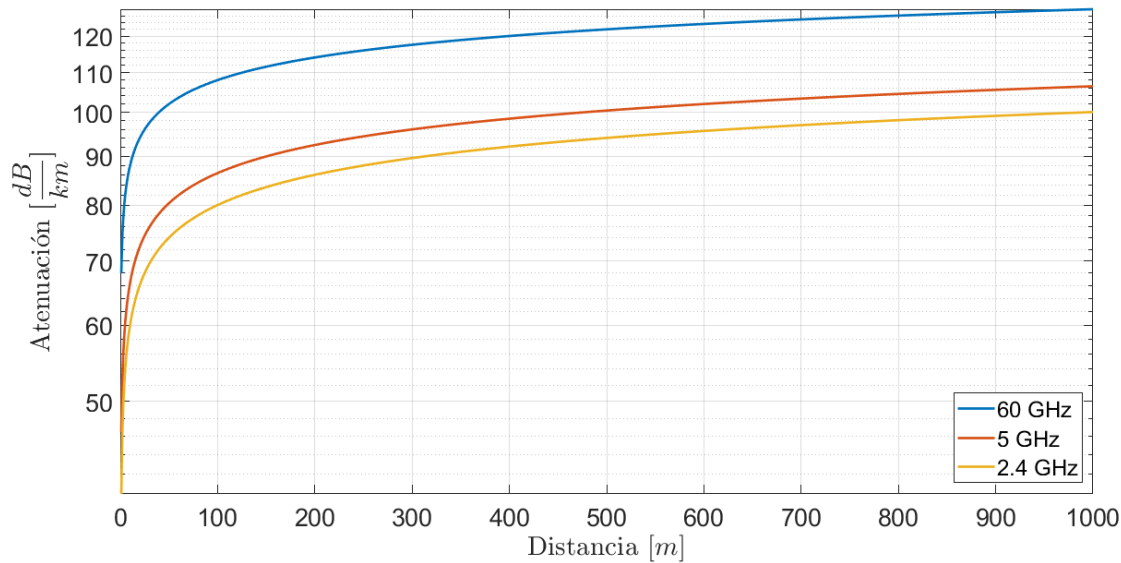


Figura 2.9: Pérdida de espacio libre en decibelios según la distancia de separación entre emisor y receptor para 2.4, 5 y 60 GHz.

pérdida de espacio libre y, por otro lado, una mayor directividad permite un mejor aprovechamiento de la potencia transmitida.

Atenuación atmosférica

Las bandas ISM de 60 y 122 GHz están ubicadas, desafortunadamente, en secciones del espectro electromagnético en donde los componentes atmosféricos tienen un nivel de absorción mayor [35]. Las moléculas del aire, al ser expuestas a radiación electromagnética, vibran y absorben energía de las mismas, variando su comportamiento a lo largo del espectro. En la figura 2.10 se presentan las curvas específicas de atenuación atmosférica para aire seco y aire con presencia de vapor de agua.

Particularmente, la absorción por el oxígeno gaseoso (O_2) es predominante y tiene su mayor índice de absorción en el espectro cercano a los 60 y 122 GHz. Las moléculas de agua (H_2O) empeoran el panorama, pues atenúan fuertemente las ondas milimétricas alcanzando un valor máximo en 183 GHz. Por otro lado, el nivel de absorción también varía en menor medida según la altitud, temperatura y presión, entre otros. El mayor nivel de absorción atmosférica se obtiene a nivel del mar, dado que las concentraciones de oxígeno gaseoso disminuyen con la altura, y a bajas temperaturas [47].

Ahora bien, las consecuencias de estos niveles de absorción son peores para distancias kilométricas de transmisión. En el contexto de ambientes pequeños este tipo de atenuación no es predominante. En la figura 2.11 se puede apreciar que los efectos de la atenuación atmosférica comienzan a ser sustanciales alrededor de los 50 metros.

Otro aspecto importante a considerar en cuanto a fenómenos atmosféricos que influyen en

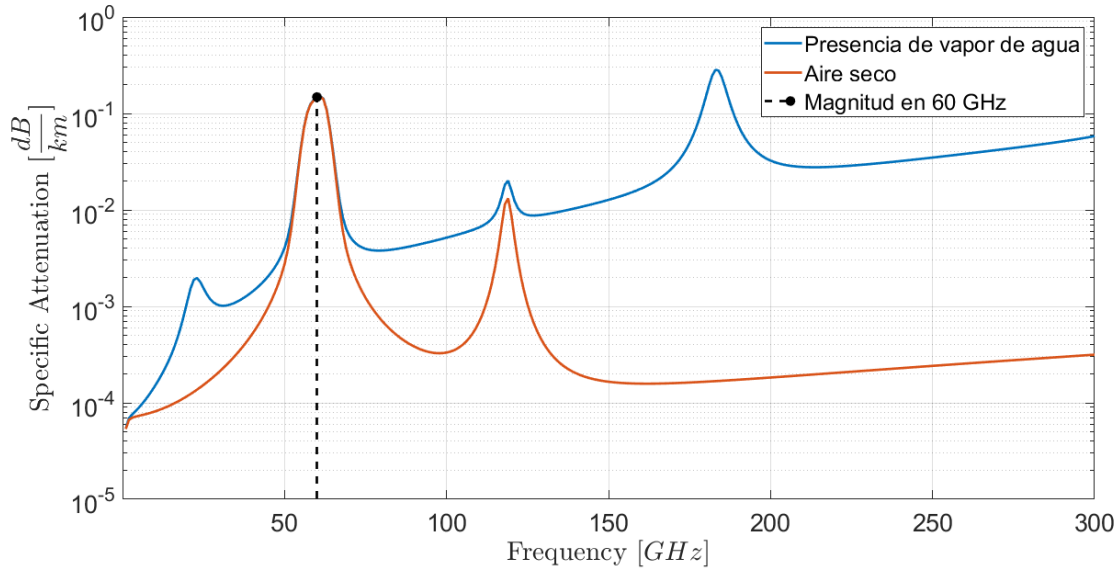


Figura 2.10: Atenuación atmosférica para ondas milimétricas en una atmósfera seca y con vapor de agua.

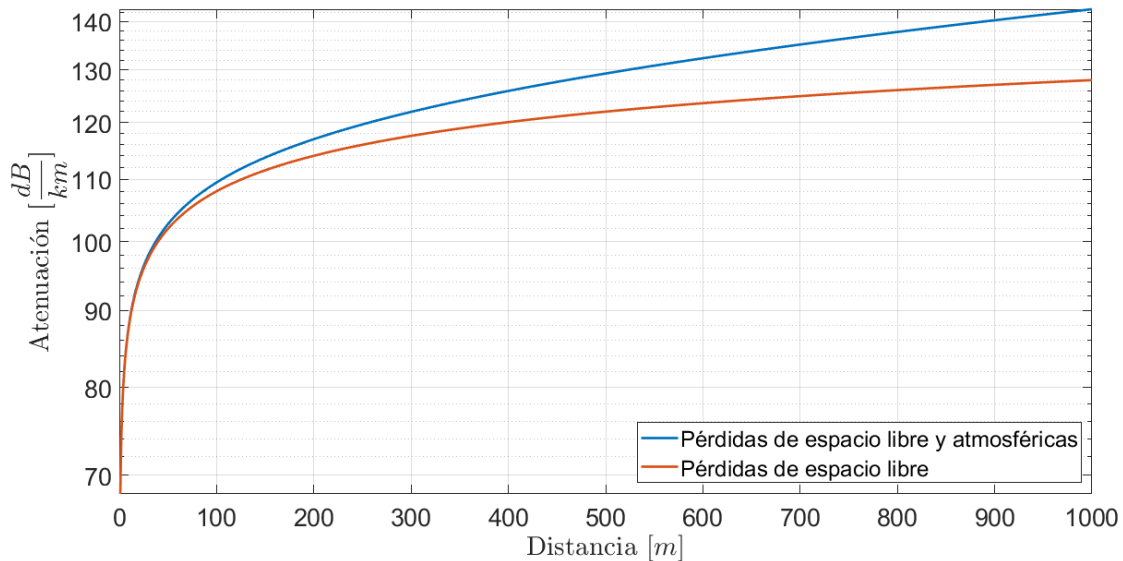


Figura 2.11: Atenuación atmosférica en aire seco y suma con pérdidas de espacio libre para ondas de 60 GHz.

la atenuación de ondas electromagnéticas de 60 GHz es la presencia de lluvia. Dado que las gotas de agua de lluvia rondan un tamaño de algunos milímetros, las ondas de longitud de onda corta se ven mucho más afectadas en su propagación con respecto a ondas de longitud de onda larga. La longitud de onda en 60 GHz es de 5 mm aproximadamente.

Efecto sombra (shadowing)

La presencia de obstáculos perjudica en gran nivel la propagación de ondas en 60 GHz. Debido a que el coeficiente de absorción en la mayoría de los materiales se ve incrementado con el aumento de la frecuencia, cualquier obstáculo presente en la trayectoria de propagación incurrirá en una pérdida no menor y proporcional a la profundidad del obstáculo. El efecto es similar a anteponer un obstáculo a una fuente luminosa, atenuándola en su propagación y produciendo sombra.

En ambientes outdoor, la presencia de vegetación, follaje y estructuras aumenta el efecto sombra. En ambientes indoor, la decoración, muebles e incluso las personas provocan este fenómeno.

Entonces, es importante que todos los componentes emisores y receptores que utilizan 60 GHz de frecuencia portadora estén en línea-de-vista entre sí en el momento de la comunicación. Además, considerando los efectos de la pérdida de espacio libre mencionados anteriormente, las comunicaciones en 60 GHz en espacio indoor serán más apropiadas para proveer conectividad en una habitación simple, en lugar de una serie de ellas separadas por muros y múltiples obstáculos [5].

Desvanecimiento por multitrayectoria

En los sistemas de comunicaciones inalámbricas, las señales que se transmiten desde emisor a receptor interactúan con el medio físico presente entre ellos. La onda que viaja en cualquiera de las direcciones de la comunicación toma distintas trayectorias como resultado de esta interacción y se presenta al receptor con alteraciones en frecuencia, tiempo y magnitud [41]. A este fenómeno se le denomina desvanecimiento multitrayectoria y para entenderlo es necesario caracterizar los mecanismos de propagación que lo impactan directamente.

1. **Reflexión:** La onda se refleja y cambia su trayectoria. Esto sucede cuando se interpone un obstáculo mucho más grande en término de la longitud de onda de la portadora. Teniendo en cuenta la naturaleza del material de composición del obstáculo, la onda reflejada se verá atenuada respectivamente.
2. **Difracción:** Sucede cuando la onda interactúa con un obstáculo cuyo tamaño es relativamente similar a la longitud de onda. Se producen frentes de onda secundarios alrededor del obstáculo y las características de estos frentes están relacionadas con la forma y composición del obstáculo.
3. **Dispersión:** La dimensión del obstáculo (o incluso las rugosidades de su superficie) con el que interactúa la onda es menor o igual a la longitud de onda de la misma. Esto produce reflexiones en todas las direcciones.

Desde el punto de vista del receptor, la onda recibida será el resultado de la sumatoria de todas las ondas resultantes por reflexión, difracción y dispersión, esto se ilustra en la figura 2.12.

En ambientes indoor donde no se utilizan antenas muy direccionales, el retardo de pro-

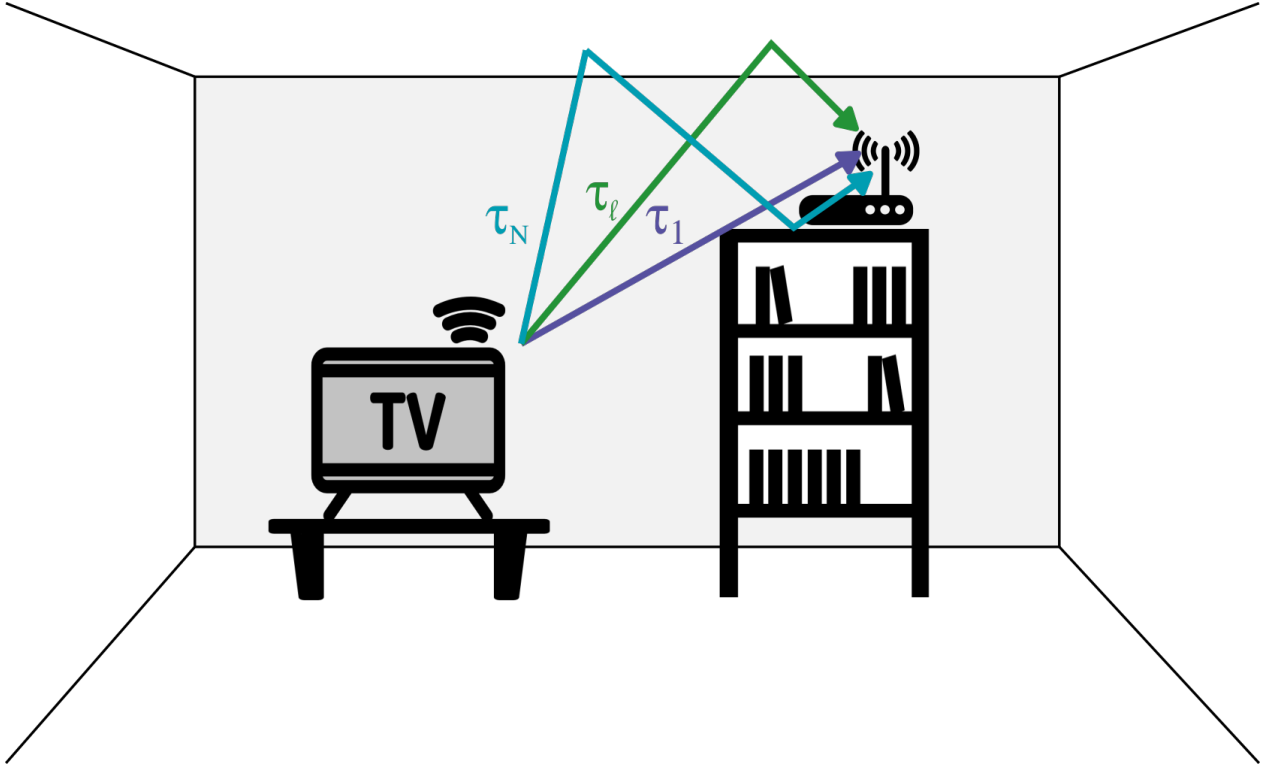


Figura 2.12: Ejemplo de propagación multitrajectoria en el contexto de una habitación (indoor) donde τ_1 , τ_2 y τ_3 corresponden al tiempo en que demora la señal en llegar a destino.

pagación puede provocar que un símbolo de señal se pueda esparcir desde decenas hasta centenas de otros símbolos de la misma señal [17]. Es necesario entonces tomar medidas para paliar los efectos de este fenómeno, ya sea adoptando esquemas de modulación y técnicas de equalización adecuadas.

Efecto doppler

En comunicaciones inalámbricas es necesario considerar movilidad relativa entre el receptor y el emisor. Esta movilidad imprime alteraciones en frecuencia a la señal enviada y éstas son percibidas en la señal recibida. Para el caso de un canal con dispersión densa, una antena ideal con ganancia azimutal constante y una distribución de señales recibidas en todos los ángulos en el rango de 0 a 2π , el espectro de señal en los terminales de la antena es [41]:

$$S(f) = \frac{1}{\pi f_d \sqrt{1 - \left(\frac{f-f_c}{f_d}\right)^2}} \quad (2.22)$$

Se denomina espectro de Jakes, f_c es la frecuencia portadora o central y f_d es la máxima frecuencia de desviación Doppler, la cual se calcula de la siguiente manera.

$$f_d = \frac{v}{c} f_c \quad (2.23)$$

Donde v es la velocidad relativa entre el emisor y el receptor, y c es la velocidad de la luz. De aquí es claro que las alteraciones por efecto Doppler son directamente proporcionales a la frecuencia de la señal y la velocidad relativa.

2.4.3. Modelos de Canal

En la literatura existen ya varias investigaciones sobre medición y modelamiento del canal para la banda de 60 GHz en distintos contextos. Una gran cantidad de trabajos sigue una metodología en la que, por medio de un sondeo del canal con hardware especialmente diseñado para estos fines, se obtiene los perfiles de potencia necesarios para estimar las características principales que definen al canal visto por las señales transmitidas en esta banda de frecuencia.

Por ejemplo, un metodología de medición y modelamiento utiliza técnicas de sondeo en tiempo obteniendo perfiles de potencia según el retardo de propagación. En [6] y [8] se realizan mediciones para comunicaciones inalámbricas en 60 GHz dentro de un edificio y en un ambiente outdoor con un vehículo en movimiento. Desde las mediciones de los perfiles de potencia se elaboran modelos de pérdidas por propagación a través de factores de corrección calculados entre los perfiles de potencia medidos y perfiles de potencia previamente calibrados.

A diferencia de lo anterior, en [30] se trabaja en el modelo del canal de un enlace en 60 GHz dentro de una caja metálica de cobre, para la eventual utilización de comunicaciones inalámbricas en esta banda dentro de una máquina industrial. Se utiliza una técnica de sondeo en el dominio de la frecuencia, la cual consiste en obtener las componentes discretas de la respuesta en frecuencia del canal con la ayuda de un analizador de red vectorial (VNA, *Vector Network Analyzer*), para posteriormente obtener las componentes discretas de la respuesta al impulso del canal por medio de la transformada inversa de Fourier. A partir de esto y la aplicación de un enfoque estadístico, se formula un modelo de pérdidas por propagación y retardo. En [46], se adopta un enfoque similar al seguido en [30] pero para ambientes indoor correspondientes a oficinas.

En común, para los trabajos [30] y [46], se obtienen los parámetros del modelo de Saleh-Valenzuela. Éste es un modelo de canal muy bien aceptado para ambientes indoor. En este modelo las componentes de propagación de los múltiples caminos tomados en el canal llega al receptor en forma de clusters. Estos cluster se modelan con tiempos de llegada según una distribución de probabilidades de Poisson.

Por otro lado, en [32] el enfoque está dado para ambientes indoor y el uso de la banda de 60 GHz en 5G. A diferencia de los casos anteriores, en esta investigación no se realiza mediciones del canal, sino que se simula un ambiente indoor y el comportamiento de distintos escenarios de propagación por medio de técnicas de trazado de rayos (*Ray Tracing*).

2.4.4. Antenas en 60 GHz

Hoy en día, se trabaja activamente en el desarrollo de prototipos y nuevas propuestas para el diseño de antenas que operen en 60 GHz. Con el objetivo de involucrar las comunicaciones actuales, teniendo en cuenta los dispositivos terminales utilizados, puntos de acceso y equipamiento de radiofrecuencia, se han desarrollado propuestas variadas.

En la literatura es posible hallar una basta cantidad de dispositivos diseñados para su uso en microelectrónica, como por ejemplo, antenas microstrip [4], [31] y [3].

En el mercado ya existen antenas que operen en esta banda de frecuencia. En particular, la empresa Pasternack tiene disponibles en su catálogo antenas tanto omni-direccionales como direccionales [39]. Una de las antenas omni-direccionales que ofrece Pasternack se puede apreciar en la Figura 2.13, una antena tipo bocina que posee un ancho de haz de 35° y un rango de operación entre 58 y 63 GHz.



Figura 2.13: Antena WR-15 omnidireccional operacional en la banda de 60 GHz disponible en el mercado.

Para disminuir las restricciones que el canal de 60 GHz posee en su utilización, se sugiere implementar técnicas de radiación apropiadas dependiendo del contexto y su aplicación. El uso de arreglos de antenas, *Multiple Input Multiple Output* (MIMO) y *Beamforming* son frecuentes en el diseño de sistemas de comunicaciones que utilizan ondas milimétricas.

2.4.5. Estándares y Aplicaciones

Se han desarrollado diversas actividades de estandarización para el uso de la banda de 60 GHz en distintas arquitecturas de red. Dado el contexto de este trabajo de tesis, solo serán mencionados las relacionadas con redes WPAN y WLAN.

IEEE 802.15.3c

Estandariza el uso de la banda de 60 GHz en redes de área personal. En el estándar se definen los parámetros de la capa física, en particular, se proponen 3 modos de implementación [27].

1. **SC-PHY (*Single Carrier Mode of mmWave PHY*)**: Uso de una portadora simple. Provee 3 clases de esquemas de modulación y codificación destinados a diferentes contextos. El esquema de Clase 1 pretende proveer tasas de alta confiabilidad de hasta 1.5 Gb/s, a bajo costo y bajo consumo de energía, dentro del mercado de dispositivos móviles. Por otro lado, el esquema de Clase 2 está especificado para alcanzar tasas mayores de hasta 3 Gb/s. Finalmente, el esquema de Clase 3 es el que mayor desempeño a nivel de tasa de datos provee alcanzando niveles que exceden los 5 Gb/s.
2. **HSI-PHY (*High Speed Interface Mode of mmWave PHY*)**: Destinada para la transferencia bidireccional de datos a altas tasas con baja latencia. Utiliza modulación OFDM (*Orthogonal Frequency-Division Multiple Access*) exclusivamente y posee una variedad de esquemas con los cuales es posible alcanzar tasas de datos desde los 32 Mb/s hasta los 5 Gb/s.
3. **AV-PHY (*Audio/Visual Carrier Mode of mmWave PHY*)**: Destinada para aplicaciones de audio y video. Aprovecha la asimetría en la transmisión de datos de dichas aplicaciones para utilizar distintos esquemas de modulación y codificación. La propuesta es implementada en 2 modos; Un modo de alta tasa de datos que van desde 1 Gb/s hasta 4 Gb/s según el esquema utilizado, y un modo de baja tasa de datos que va desde los 2.5 Mb/s hasta 10.2 Mb/s. Utiliza modulación OFDM.

ECMA-387

ECMA International es otra organización dedicada a la estandarización del uso de tecnologías de información y comunicación, dispositivos electrónicos, entre otros. En 2010 ECMA publica el estándar ECMA-387 que incluye propuestas para las especificaciones de la capa física y MAC (*Medium Access Control*) en 60 GHz para una red WPAN con alta tasa de datos [28].

En el estándar se describen dos tipos de dispositivos operando con distintos esquemas de modulación y codificación. Entre las características de estos esquemas se menciona el uso de modulación OFDM, DBPSK (*Differential Binary Phase Shift Keying*) y DQPSK (*Differential Quadrature Phase Shift Keying*). Además, se refieren tasas de datos alcanzables, en cierto tipo de dispositivos, de los 0.794 Gb/s hasta los 6.350 Gb/s. También se menciona el uso de solapamiento de canales, es decir, asignar más de un canal a un usuario si es que el espectro permanece disponible, aumentando proporcionalmente la tasa de datos descrita anteriormente.

El estándar propone la división del espectro total, en el rango entre los 57.24 y 65.88 GHz, en 4 canales de 2.16 GHz de ancho. Esto tiene sentido si se considera el contexto de una red WPAN en donde la cantidad de usuarios se presume baja [21]. Incluso, se podría argumentar

que es más probable encontrar un solo usuario, por lo que la capacidad del solapamiento de canal en estos casos beneficia enormemente el desempeño del sistema en cuando a la capacidad de tráfico.

802.11ad

Si bien el estándar IEEE 802.11 corresponde a redes de área local, su mención en esta sección es oportuna por los alcances para los cuales está destinada su revisión 802.11ad. Esta versión estandariza el uso de la banda de 60 GHz en Wi-Fi. Para ello, se definen múltiples esquemas de modulación que son agrupables según el modo de operación; Un grupo para control, uno para la utilización de una portadora simple, uno para la utilización de OFDM y otro para la utilización de portadora simple a baja potencia.

Las tasas de transmisión en los esquemas que utilizan modulación OFDM van desde 693 Mb/s hasta 6.76 Gb/s. Para el caso de portadora simple las tasas de transmisión van desde los 385 Mb/s hasta los 4.62 Gb/s.

2.4.6. Normativa

Los niveles de radiación electromagnética en la banda de 60 GHz están regulados y dependen del cuerpo de normalización y regulación de cada país. Algunos reglamentos definen un nivel máximo de potencia emitida por parte de los transmisores, otros estipulan la densidad máxima de potencia por unidad de espacio que puede ser percibida a cierta distancia. En la tabla 2.3 se recopilan algunos de los valores límite de potencia isotrópica efectiva radiada y potencia del transmisor relevantes en esta temática recopilados en el estándar 802.15.3c y [42].

Ubicación Geográfica	Potencia máxima del transmisor [dBm]	EIRP	Documento regulador
EEUU	-	Indoor: 27 dBi Outdoor: 40 dBi	47 CFR 15.255
Canada	-	Indoor: 27 dBi Outdoor: 40 dBi	SP-47 GHz
Japón	10	57 dBi	ARIB STD-T69, ARIB STD-T74
Australia	10	51.8 dBi	Radiocommunications Class License 2000
UE	-	Solo Indoor 40 dBi Indoor y Outdoor 25 dBi	ETSI EN 302 567

Tabla 2.3: Valores límite de EIRP (*Effective Isotropic Radiated Power*) según país.

2.5. Métodos de Acceso Múltiple Distribuidos

El paradigma actual de los sistemas de comunicaciones inalámbricos, en cuanto al manejo de recursos espectrales para establecer un enlace entre emisor y receptor, consiste en asignar una cantidad finita del espectro por un determinado tiempo a un enlace en particular. Dependiendo del método de acceso múltiple que se esté utilizando, podría darse el caso de una asignación total de frecuencias fijas a cada enlace (FDMA, *Frequency Division Multiple Access*), asignación de esas mismas frecuencias fijas por un periodo de tiempo corto pero repetitivo (TDMA, *Time Division Multiple Access*), o incluso una asignación dinámica tanto en frecuencia y tiempo (OFDM) [36].

Por otro lado, existen metodologías que no siguen necesariamente ese paradigma, es decir, los recursos espectrales son compartidos por múltiples usuarios y en lapsos de tiempo variable, generalmente, mientras dura la comunicación. (CDMA, *Code Division Multiple Access*), por ejemplo, permite que uno o más usuarios compartan cierta porción del espectro mediante la utilización de señales de ensanchamiento. En términos generales, a cada usuario se le asigna un código con la menor correlación cruzada (entre los códigos de los usuarios) posible, con el cual se expande la señal de datos a lo largo de todo el ancho de banda asignado, y que posteriormente el receptor obtendrá al aplicar el proceso inverso calculando la correlación con el código correspondiente.

La gran diferencia entre las técnicas mencionadas anteriormente es la simultaneidad en la ocupación de un recurso en algún momento determinado. En la literatura existen otras metodologías que aprovechan esa simultaneidad que, a diferencia de CDMA, proveen conectividad utilizando múltiples entes transmisores. En otras palabras, el método de acceso es distribuido en distintos puntos en el espacio. A continuación, se describen 3 aproximaciones a este concepto; Transmisión Multi-punto Coordinada, NOMA (*Non-Orthogonal Multiple Access*) y DIDO.

2.5.1. Transmisión Multi-punto Coordinada CoMP

En sistemas de comunicaciones móviles, como por ejemplo los de cuarta generación (4G), la estabilidad de los enlaces establecidos con un equipo terminal en los bordes de la celda es débil. Las pérdidas asociadas a la propagación y las interferencias entre celdas adyacentes del sistema generan condiciones adversas para mantener un enlace estable o capaz de operar al total de su capacidad ofertada [33].

La técnica de transmisión multi-punto coordinada (CoMP, *Coordinated Multipoint*) busca mitigar las desventajas que poseen los enlaces establecidos en los bordes de una celda mediante el aprovechamiento de la interferencia entre celdas como una señal útil o la utilización de *beamforming* coordinado.

Transmisión conjunta

Un esquema CoMP de transmisión conjunta plantea que la señal destinada para un usuario determinado sea transmitida desde múltiples puntos de forma simultánea. Para ello, es necesario un coordinador que tenga disponible la información necesaria de todos los usuarios que serán servidos con CoMP de transmisión conjunta y que posea basto conocimiento del canal y las características de emisión en todas las transmisiones a realizar.

Beamforming coordinado

A diferencia del esquema anterior, la transmisión de la señal destinada por un usuario determinado se realiza desde un solo punto. Se utiliza *beamforming* coordinado en múltiples puntos para servir a los usuarios ubicados en los bordes de las celdas, de manera de mejorar la calidad del enlace. En este caso, no es necesario que el coordinador conozca los datos de cada transmisión. En la figura 2.14 se muestra de forma gráfica ambos esquemas en operación.

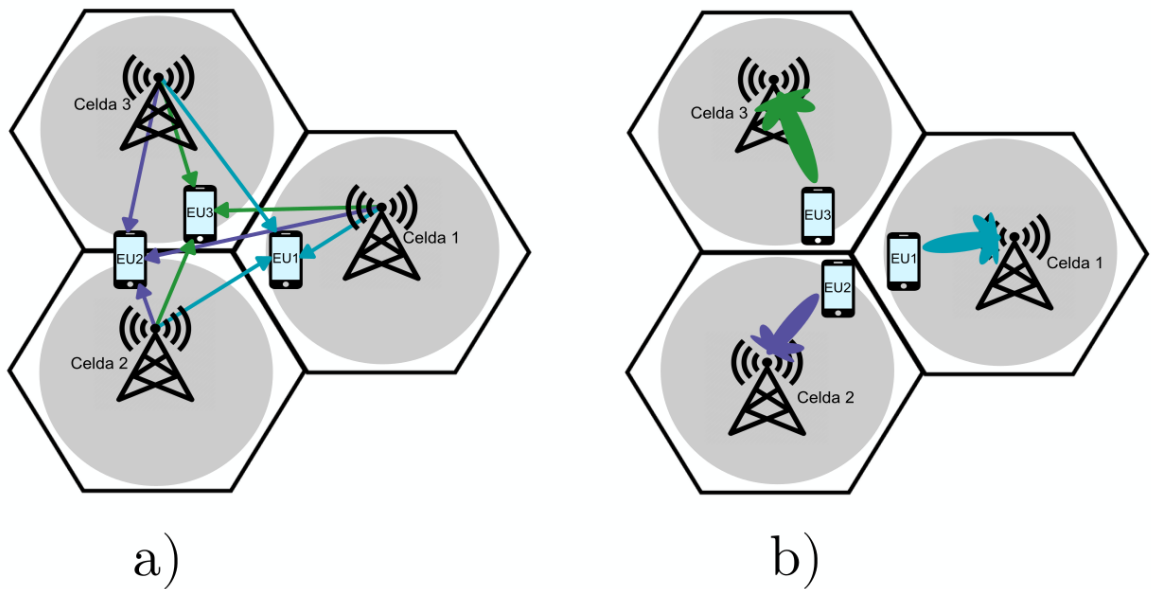


Figura 2.14: Esquemas de transmisión multi-punto coordinada (CoMP). a) Transmisión conjunta, b) *Beamforming* coordinado.

2.5.2. Non-Orthogonal Multiple Access

NOMA (*Non-Orthogonal Multiple Access*) es una familia de técnicas de multiplexación y acceso al medio que permite dar servicio a un número de usuarios mayor que el número de recursos ortogonales disponibles (tiempo, frecuencia, código, etc). Esto se logra utilizando técnicas no-ortogonales de asignación de recursos gracias al aumento en la complejidad del procesamiento y separación de las señales recibidas por el lado del receptor [16].

NOMA se suele clasificar básicamente en 2 grandes categorías según la naturaleza de la técnica implementada. NOMA en el dominio de potencia, que utiliza la superposición directa de los niveles de potencia de las señales ya codificadas y moduladas siendo éstas separadas por el lado del receptor mediante alguna técnica de detección. NOMA en el dominio del código, inspirada en el concepto de CDMA con la diferencia de que la restricción de los códigos de esparcimiento ortogonales se transporta a códigos no-ortogonales con baja correlación cruzada. Además de estas 2 grandes familias existen otros esquemas que caen en el concepto de NOMA o que están muy relacionadas como SDMA (*Spatial Division Multiple Access*), PDMA (*Pattern Division Multiple Access*) o BDM (*Bit Division Multiplexing*).

Dentro de la familia de esquemas NOMA se encuentran algunas técnicas que utilizan una arquitectura de múltiples radiotransmisores que trabajan de forma simultánea. En la categoría de las técnicas en el dominio de la potencia, por ejemplo, se encuentra el uso de NOMA en CoMP para paliar los efectos de las interferencias entre celdas contiguas. Sin embargo, esta aproximación consiste en aplicar técnicas NOMA de estaciones base simple en esquemas de transmisión CoMP, es decir, la técnica NOMA no requiere transmitir mediante múltiples transmisoras por sí sola sino que dentro del contexto en el que se utiliza es necesario.

En la literatura ya hay investigaciones que involucran el paradigma NOMA en contextos similares a los contenidos en este trabajo. Lo más cercano corresponde a su integración en redes móviles 5G para celdas muy pequeñas, comúnmente llamadas *femtoceldas*. En [10] y [9], se desarrollan propuestas de uso de NOMA en conjunto con el paradigma de *Radio Cognitiva* para la mitigación de interferencias en femtoceldas. En [44] se investiga un esquema energéticamente eficiente de NOMA inserto en celdas pequeñas de redes cuya coordinación y procesamiento está centralizado en la nube (CRAN, *Cloud Radio Access Network*).

2.5.3. Distributed Input Distributed Output

Distributed Input Distributed Output (DIDO) es una técnica de acceso múltiple propuesta por la empresa Artemis Networks en 2011. Fue presentada mediante un “white paper” en el cual se describe de una manera muy general el funcionamiento de un sistema DIDO [1].

Los detalles técnicos y teóricos de aquella propuesta no fueron revelados, pero han llamado la atención de la comunidad científica relacionada a redes inalámbricas, tanto positiva como negativamente. Por un lado, el atractivo de un método de acceso múltiple capaz de aprovechar el ancho de banda utilizado en su totalidad para múltiples usuarios simultáneamente despertó el interés en la academia y desde entonces se han llevado a cabo investigaciones relacionadas para integrar esta técnica en sistemas de comunicaciones reales [45], [13]. Por otro lado, algunas aseveraciones planteadas en el mismo documento han generado rechazo y escepticismo [12].

Lo cierto es que, actualmente, Artemis Networks no ha divulgado más información respecto a DIDO pero sí ofrece y desarrolla activamente otro producto similar, las pCell. Según el white paper y un paper técnico publicados por Artemis sobre pCell, se plantea dar conectividad al usuario generando celdas muy pequeñas en la posición exacta de cada uno de los usuarios conectados al sistema por medio de cooperación conjunta de múltiples transceptores [2], [22].

En un escenario en donde se utiliza DIDO como técnica de acceso múltiple, múltiples dispositivos de acceso proveen conectividad a múltiples usuarios utilizando los mismos recursos espectrales. Para llevar cabo esto, es necesario contar con un ente centralizado que coordine las transmisiones simultáneas entre todos los receptores y emisores. Por otro lado, al igual que en el caso de CoMP con transmisión conjunta, este ente centralizado deberá conocer en todo momento todos los datos transmitidos y el estado del canal de comunicación relativo a todos los enlaces que se establezcan. Ahora bien, la diferencia entre CoMP con transmisión conjunta y DIDO es que la primera utiliza múltiples emisores para servir a un usuario, es decir, si se considera como entradas a la cantidad de usuarios servidos y las salidas como la cantidad transmisores sirviendo, la técnica es *Single Input Distributed Output* (SIDO). En la segunda, sí se sirve a múltiples usuarios, por lo que técnica es *Distributed Input Distributed Output* (DIDO).

Dada la ausencia de información sobre DIDO, este trabajo de tesis propone diseño y teoría del mismo. Por lo tanto, todos los detalles técnicos serán abordados en la siguiente capítulo de este documento, correspondiente a la Implementación.

2.6. Cierre de capítulo

Se han explorado los conceptos clave involucrados en este trabajado de tesis. Desde los básicos, relativos a fenómenos electromagnéticos, se ha logrado entender la base del funcionamiento de los sistemas de telecomunicaciones. Por otro lado, se han descrito las herramientas que serán utilizadas para analizar y resolver el objeto de estudio de este trabajo, en este caso, un sistema de comunicaciones con señales de naturaleza digital. Se han estudiado los componentes de un sistema de comunicaciones digitales y se ha analizado en profundidad las comunicaciones en 60 GHz, lo que permitió distinguir las bondades de esta banda de frecuencia en cuanto su capacidad de tráfico; Sus desventajas en cuanto a sus características de propagación, en particular, la rápida degradación, atenuación y bloqueo de las señales debido a las pérdidas de espacio libre y obstáculos presentes en canal principalmente; Sus restricciones, por ejemplo, en cuanto a la normativa y estándares asociados. Por último, se han investigado los métodos de acceso al medio que utilizan el concepto de distribución y transmisión conjunta, encontrándose una serie de técnicas que se aproximan al paradigma propuesto en DIDO, esto es, el uso de los mismos recursos por medio de múltiples transmisoras para servir a múltiples usuarios. Ahora bien, se encontró poca información técnica de DIDO en la literatura, por lo que este trabajo de tesis intentará realizar una propuesta teórica factible que permita llevar a cabo dicho paradigma.

Capítulo 3

Implementación

Esta sección describe la propuesta para el desarrollo de este trabajo de tesis, correspondiente a la capa física de un sistema DIDO operativo en 60 GHz que provee redundancia espacial, con el objetivo de estudiar su efectividad en cuanto al mejoramiento de la visibilidad y cobertura en escenarios sin línea-de-vista. En primer lugar, se realiza una contextualización del escenario de trabajo describiendo alcances y supuestos. Luego, se describe detalladamente el modelo teórico generado para dicho sistema. Y finalmente, se explica la metodología de evaluación explicitando las medidas de desempeño a considerar.

3.1. Escenario de trabajo

El escenario de trabajo consiste en ambientes indoor de una sola habitación, en donde se requiere dar conectividad de alto tráfico de datos a múltiples dispositivos. Esto será así principalmente por las desventajas que posee la banda de 60 GHz en cuanto a la propagación a grandes distancias y la importante atenuación por obstáculos.

En este trabajo no se realizará un diseño ni se describirá la arquitectura de la electrónica de los dispositivos involucrados. Se asume que todos los componentes del sistema poseen el hardware y software necesario para realizar cada una de las actividades descritas en secciones futuras. Todo lo anterior se justifica teniendo en cuenta que en el mercado existen dispositivos que son capaces de realizar dichas actividades.

Tampoco se profundizará en los protocolos de capas superiores, es decir, se asume que existe un protocolo de red capaz de enrutar correctamente la información. Tampoco se ahondará en el dimensionamiento del hardware necesario para la computación de los cálculos del sistema.

3.2. Modelamiento del Sistema DIDO en 60 GHz

Según el paradigma planteado por Artemis correspondiente a un sistema de comunicaciones inalámbricas capaz de servir a múltiples clientes usando el mismo recurso espectral de forma simultánea, y la poca información técnica disponible respecto de dicha propuesta, se plantea el diseño de un sistema innovador capaz de cumplir con estas premisas. Este diseño teórico será puesto a prueba por medio de simulaciones que consideran el contexto de utilización del sistema y su lógica de funcionamiento.

El diseño se sustenta del fenómeno de interferencias constructivas y destructivas entre ondas electromagnéticas. Para cumplir su objetivo, el sistema transmitirá en forma simultánea desde diversos puntos del espacio y a la misma frecuencia una serie de ondas electromagnéticas con distintas amplitudes, calculadas convenientemente de forma previa por el coordinador, que interferirán constructivamente en las zonas en donde se ubiquen los dispositivos de clientes, para cada cliente particular. Las señales resultantes de estas interferencias serán las señales de datos de cada usuario, con el fin último de que cada usuario perciba única y exclusivamente la señal correspondiente a sus propios datos.

La propuesta de este diseño se resume en el diagrama de la figura 3.1. A continuación, se describe cada componente de forma detallada.

3.2.1. Coordinador DIDO

El ente coordinador del sistema es crucial para la factibilidad técnica del mismo. Será el encargado de coordinar los enlaces entre los transceptores DIDO y los dispositivos terminales de clientes conectados al sistema. En particular, el coordinador DIDO tendrá las funciones y características descritas a continuación.

Canales de control

El coordinador DIDO debe establecer un canal de control mediante una comunicación estable y constante hacia todos los transceptores, ya sea cableada o inalámbrica, destinada a informar a estos últimos sobre el nivel de señal y forma de onda que deben transmitir cada uno de ellos en todo momento. A este canal de control se le denominará *canal de control DIDO descendente*.

También, debe establecer un canal de control mediante una comunicación estable y constante desde todos los transceptores, ya sea cableada o inalámbrica, destinada a recopilar información respecto al canal relativo a cada uno de los enlaces establecidos entre transceptores y dispositivos terminales de clientes. Esta información será utilizada para el cálculo del sistema. A este canal de control se le denominará *canal de control DIDO ascendente*. Para un mejor entendimiento de lo anterior, en la figura 3.2 se ilustra este intercambio de información.

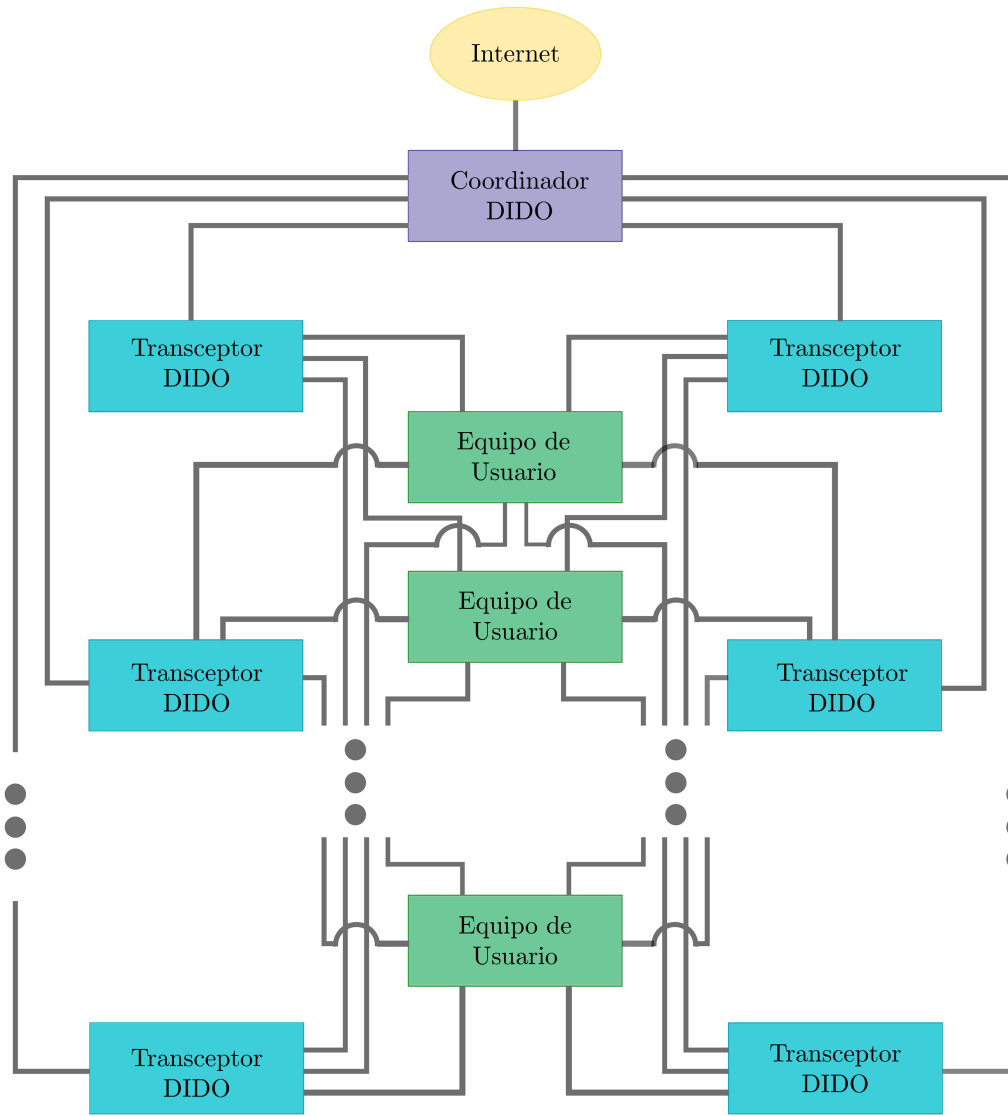


Figura 3.1: Diagrama resumen de la propuesta de diseño del sistema DIDO en 60 GHz.

Cálculo del sistema

Como se mencionó anteriormente, por medio de los canales de control, el coordinador tendrá a su disposición la información relacionada al canal. En particular, tendrá una estimación de la función de transferencia del canal relacionada con la pérdida de espacio libre, desvanecimiento por multitrayectoria, interferencias, etc.

Además, será el dispositivo que conectará la red local DIDO con la red de Internet, por lo que tendrá conocimiento de los datos que consumen y envían los dispositivos clientes de la red local.

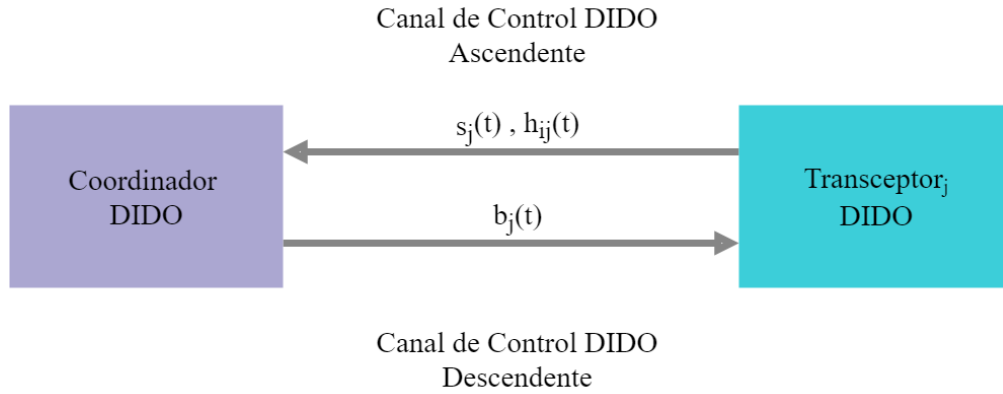


Figura 3.2: Intercambio de información de los canales de control DIDO.

Teniendo en cuenta toda esta información, el coordinador realizará el cálculo del sistema e informará a los transceptores mediante el canal de control DIDO descendente las necesidades de transmisión hacia sus clientes.

Si se considera un espacio donde se usa DIDO como el de la figura 3.3, habrá n transceptores y m usuarios que deben ser servidos. La señal del usuario i es la contribución de las señales que este usuario recibe de n transceptores y viene dada por:

$$s_i(t) = \sum_{j=1}^n b_j(t) * h_{ji}(t) + n(t) \quad (3.1)$$

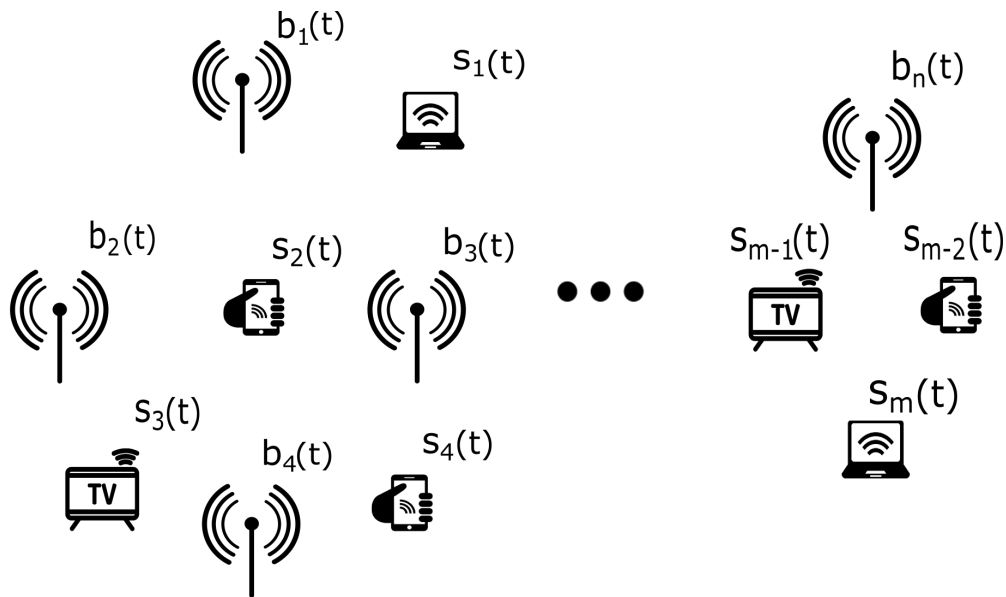


Figura 3.3: Representación gráfica generalizada de un sistema DIDO.

Donde $h_{ji}(t)$ es el la respuesta al impulso del filtro asociado a la propagación de la onda transmitida desde el transceptor j al usuario i y $n(t)$ es la componente de ruido gaussiano

aleatorio asociada al usuario i . Por lo tanto, es posible construir el siguiente sistema de ecuaciones para describir el escenario completo.

$$\begin{bmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \\ \vdots \\ s_m(t) \end{bmatrix} = s(t) = b(t) * h(t) + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ \vdots \\ n_m(t) \end{bmatrix} \quad (3.2a)$$

$$b(t) = [b_1(t) \quad b_2(t) \quad \dots \quad b_n(t)] \quad (3.2b)$$

$$h(t) = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1m} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2m} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \\ h_{n1} & h_{n2} & \dots & h_{nm} \end{bmatrix} \quad (3.2c)$$

Una forma de calcular las señales que deben transmitir los transceptores dada una sección de tiempo de la matriz de señales de usuarios $s(t)$ y la matriz de filtros de propagación asociados $h(t)$, ambos en el rango $[0, t_0]$, se logra discretizando las señales. Tomando la transformada de Fourier discreta (DFT) es posible calcular la matriz de señales de los transceptores como:

$$b[n] = IDFT(H[n]^{-1}S[n]) \quad (3.3a)$$

$$H[n] = DFT(h[n]) \quad (3.3b)$$

$$S[n] = DFT(s[n]) \quad (3.3c)$$

La gran desventaja de este método de cálculo es que la señal asociada a los usuarios debe conocerse en un cierto intervalo de tiempo, es decir, es necesario conocer la señal del usuario “en el futuro”. Digamos que se toman porciones de señal de tamaño t_0 , ya que el sistema debe funcionar en tiempo real y de forma continua, el retraso asociado al cálculo realizado por el sistema está directamente relacionado con t_0 . El mejor caso ocurre cuando la porción de la señal es lo suficientemente pequeña para que el sistema funcione correctamente y lo suficientemente grande para cubrir el tiempo de procesamiento del sistema. Todo esto, claramente, añade un mayor nivel de latencia y requerimientos de velocidad de cómputo.

En el caso inverso, el coordinador podrá calcular la señal de respuesta de cada usuario usando el mismo sistema de ecuaciones, permutando la posición del vector de señales de usuarios y antenas entre sí. Como los usuarios no estarán conectados directamente al coordinador no podrán actuar de manera colectiva, deberán enviar sus mensajes de respuesta al transceptor más cercano.

El método descrito anteriormente asume que existe un número de usuarios menor o igual al número de transceptores. Cuando el número de usuarios es menor, se calcula la matriz inversa $H(n)$ por medio de la pseudo inversa de Moore-Penrose.

3.2.2. Transceptores DIDO

Serán los dispositivos transmisores que emitirán ondas electromagnéticas en la banda de 60 GHz interferentes entre sí y que serán recibidas por dispositivos de usuarios. Se podría decir que se establecerá un enlace de muchos a muchos y se le denominará *enlace DIDO global descendente*.

También, serán los dispositivos receptores de información desde los dispositivos de usuarios. Para ello, se establecerá un enlace entre muchos receptores y muchos transmisores denominado *enlace DIDO global ascendente*.

Los enlaces descritos anteriormente se ilustran en la figura 3.4.

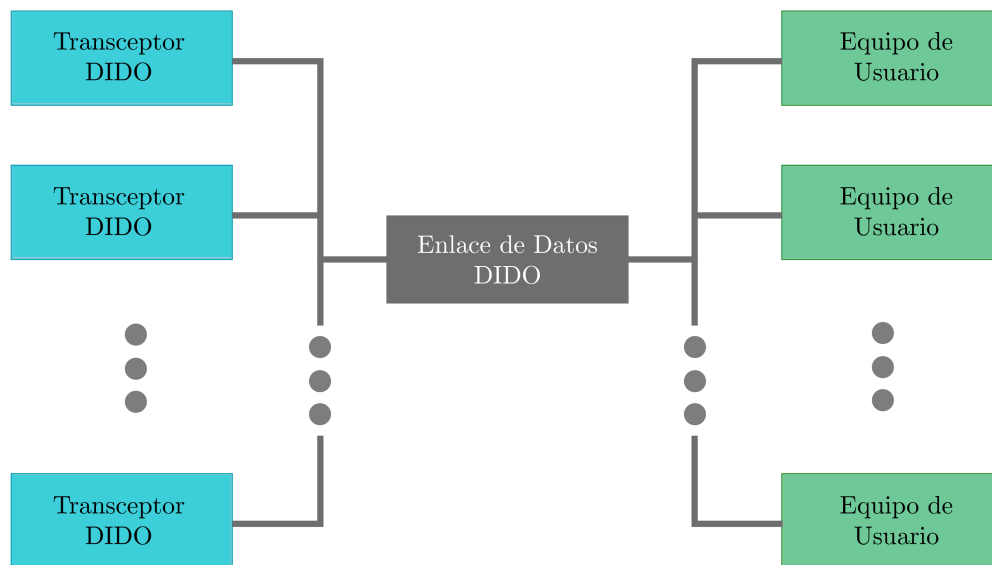


Figura 3.4: Enlaces establecidos entre transceptores y clientes.

Los transceptores deben estimar, cada cierto tiempo, el estado del canal relativo hacia todos los dispositivos terminales. Para ello, deben utilizar alguna técnica de estimación de canal apropiada por medio de los canales de control. En este trabajo no se profundiza esta arista y se asume que los transceptores son capaces de estimar el canal.

3.2.3. Capa física

En lo siguiente, se describen los aspectos relacionados a la capa física. Un resumen de todos los elementos involucrados en la simulaciones realizadas se puede apreciar en la figura 3.5.

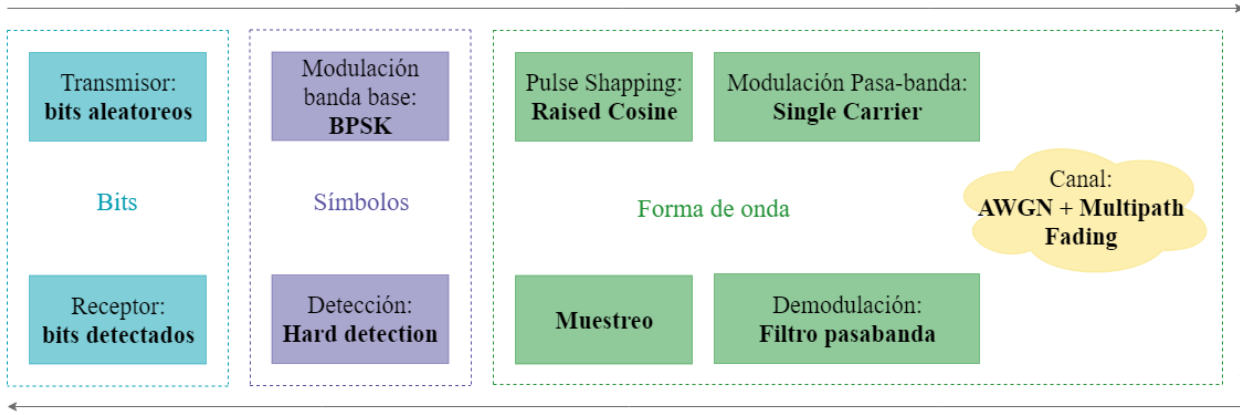


Figura 3.5: Diagrama de bloques de los elementos de la capa física simulados.

Modelamiento del canal

La señal enviada por el transceptor j al usuario i será la suma resultante entre la componente propagada directamente en línea-de-vista y las componentes resultantes por los fenómenos de reflexión, difracción y dispersión. Cada componente de esta suma se puede estimar como la señal emitida desde el transceptor j atenuada y desfasada según la distancia recorrida al propagarse. Es decir, si se considera una distancia d de propagación y longitud de onda λ de la portadora, es posible modelar esta transformación con la siguiente respuesta al impulso:

$$h(t) = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \delta \left(t - \frac{d}{c} \right) \quad (3.4)$$

Con c la velocidad de la luz. Con esto, es posible estimar de forma determinista y de manera simple la respuesta al impulso asociada al canal percibido por el enlace entre el transceptor j y el usuario i :

$$h_{ij}(t) = \sum_{n=0}^N \left(\frac{\lambda}{4\pi d_{ijn}} \right)^2 \delta \left(t - \frac{d_{ijn}}{c} \right) \quad (3.5)$$

Donde N es el número de reflexiones de primer y segundo orden, y d_{ijn} es la distancia de propagación de cada componente, siendo d_{ij0} la componente de línea-de-vista.

Se considerará el caso de un cubículo de oficina en donde se desea proveer de conectividad a n dispositivos. El tamaño de este cubículo es de 3×3 .

Se considerará la presencia de obstáculos y muros, los cuales efectuarán reflexiones y atenuaciones de las señales enviadas por los transceptores DIDO.

Siendo consecuentes con la magnitud de la atenuación por reflexión que sufrirán las ondas en la banda de 60 GHz, se considerarán reflexiones de primer y segundo orden, y se despreciarán los fenómenos de dispersión y difracción [34]. Esto permitirá emular el fenómeno de

desvanecimiento multitrayectoria. Todas las reflexiones de orden mayor serán despreciadas.

Dado el contexto, se considerará que los dispositivos permanecen inmóviles en todo momento y se agregará una componente de ruido gaussiano.

El modelo de canal utilizado descrito es un modelo de canal determinístico simple, pero que considera los aspectos más importantes asociados la propagación de ondas en la banda de 60 GHz. Si bien existen en la literatura modelos más precisos que el descrito en esta sección, como por ejemplo el modelo de Saleh-Valenzuela u otros modelos basados en mediciones reales, no se implementan en este trabajo con el fin de aliviar la carga computacional de las simulaciones que se realizarán. Esto no afectará la calidad o el sentido de los resultados pues existen trabajos con enfoques similares y cuyos modelos demuestran un buen desempeño [43].

Modulación

Se utilizará modulación BPSK (*Binary Phase Shift Keying*) con portadora simple debido a todas las desventajas asociadas a la banda de 60 GHz, y también, debido a que los estándares mencionados en el capítulo anterior poseen este esquema de modulación. El periodo del símbolo será de 1 ns .

Por otro lado, como el objetivo principal de este trabajo es probar la efectividad del esquema de redundancia espacial resultante de este tipo de arquitectura de red, utilizar una modulación simple permite aliviar la carga computacional de la simulaciones que se llevarán a cabo. Esto no implica que el sistema pueda funcionar con modulaciones más complejas.

Forma de onda

En todas la simulaciones se simulará la forma de onda transmitida. Esto debido a que el sistema propuesto calcula las señales de las antenas a partir de la forma de onda de la señal deseada en los usuarios. Se utilizará un filtro de coseno alzado con un factor de roll-off de 0.22 y modulación de pasabanda de portadora simple (*single carrier*) en 60 GHz.

Estimación de Canal

Se considerará escenarios en los que existe estimación de canal. Por lo tanto, los transceptores DIDO podrán estimar la función de transferencia del canal y transmitirán esta información al coordinador por medio de los canales de control.

Niveles de emisión

Los niveles de emisión serán calculados en base a las limitantes de potencia isotrópica radiada mencionadas en el capítulo 2 y la sensibilidad del dispositivo receptor.

En el caso de las redes de área personal, el estándar IEEE 802.15.3c dispone los valores de sensibilidad del receptor según el esquema de modulación y codificación que se esté utilizando. En particular, para el uso de portadora simple los valores de sensibilidad según los 14 esquemas disponibles se muestran en la tabla 3.1.

Identificador de esquema	Sensibilidad del receptor dBm
0	-70
1	-61
2	-58
3	-55
4	-59
5	-65
6	-62
7	-58
8	-56
9	-54
10	-53
11	-52
12	-50
13	-46

Tabla 3.1: Sensibilidad del receptor según esquema de modulación y codificación utilizado.

3.3. Escenarios de Simulación y Medidas de Desempeño

En esta sección se describe las variables y métricas que serán consideradas para evaluar la efectividad del esquema de redundancia espacial provisto por DIDO y los escenarios de simulaciones que se llevarán a cabo para lograr obtener estos parámetros de interés.

Dado que el objetivo principal de este trabajo es explicitar las mejoras que brindan los esquemas de redundancia espacial, será necesario comparar un escenario convencional de comunicación entre un emisor y receptor con requerimientos definidos, con otro escenario bajo las mismas condiciones pero que sí cuenta con un sistema DIDO.

3.3.1. Prueba de concepto con línea-de-vista

Se simulará el caso base sin uso de DIDO donde existe línea-de-vista y se comparará con los resultados de simulaciones para casos en los que se usa DIDO, variando la disposición de las antenas entre escenarios. Para el caso de DIDO, se realizarán variaciones en el número de usuarios servidos hasta el máximo teórico propuesto, es decir, tantas antenas como usuarios.

En esta parte, es de gran interés estudiar los niveles de correlación entre las señales que representan a los datos de los dispositivos de usuarios y las señales que efectivamente reciben

en la zona en la cual están ubicados con el fin de estimar las áreas de cobertura. Para ello, se construirá un mapa de calor que graficará el valor absoluto de la correlación entre la señal de un usuario y la señal resultante en todo el espacio de simulación, en razón de la autocorrelación de la señal del mismo usuario. De esta manera, se obtendrá una métrica que irá de 0 a 1, donde 0 corresponde a un nivel nulo de potencia correlacionada y 1 a un nivel máximo de potencia correlacionada. Los parámetros particulares para estas simulaciones se encuentran en la tabla 3.2.

Espacio entre muestras	1 <i>cm</i>
Cantidad de bits transmitidos	20
Tiempo simulado	77 <i>ns</i>

Tabla 3.2: Parámetros particulares para simulaciones de correlación espacial.

Por otro lado, es de interés estudiar los niveles de emisión de las antenas involucradas en el sistema. Se calculará la potencia promedio de la señal emitida por cada una de las antenas con el objetivo de analizar la implicancia del uso de DIDO en cuanto al aprovechamiento de la energía. También se calculará el nivel de potencia percibido en cada punto del espacio de simulación con el fin de estudiar las concentraciones de energía y el cumplimiento de la normativa vista anteriormente.

Finalmente, se calculará la tasa de errores de bits (BER , Bit Error Rate) enviados con el fin de estudiar el *throughput* de los enlaces establecidos. Para el cálculo de la curva se realizará simulaciones de montecarlo con los parámetros indicados en la tabla 3.3.

N° de Bits	100 000
N° de Iteraciones	5
E_b/N_0	0 - 10 dB

Tabla 3.3: Parámetros particulares para simulaciones del *Bit Error Rate*.

Los escenarios de esta sección pueden ser resumidos en la tabla 3.4. Cada escenario o configuración de antenas y usuarios se identificarán con una letra, la cual será utilizada en el capítulo de análisis para referirse a alguno de los escenarios.

Escenario	Número de antenas	Ubicación de antenas	Número de usuarios	Ubicación de usuarios
a	1	$(-\frac{3\sqrt{2}}{4}, 0)$	1	$(\frac{3\sqrt{2}}{4}, 0)$
b	2	$(-1.5, -1.5),$ $(-1.5, 1.5)$	1	$(0, 0)$
c	3	$(-1.5, -1.5),$ $(-1.5, 1.5),$ $(1.5, 1.5)$	1	$(0,0)$
d	4	$(-1.5, -1.5),$ $(-1.5, 1.5),$ $(1.5, 1.5),$ $(1.5, -1.5)$	1	$(0, 0)$

Escenario	Número de antenas	Ubicación de antenas	Número de usuarios	Ubicación de usuarios
e	4	(-1.5, -1.5), (-1.5, 1.5), (1.5, 1.5), (1.5, -1.5)	3	(-0.75, -0.75), (0.75, -0.75), (0, 1.06)
f	4	(-1.5, -1.5), (-1.5, 1.5), (1.5, 1.5), (1.5, -1.5)	4	(-0.75, -0.75), (0.75, -0.75), (0, 1.06), (0, 0)

Tabla 3.4: Escenarios de simulación para la prueba de concepto con línea-de-vista.

3.3.2. Escenarios sin línea-de-vista por presencia de obstáculos

Lo siguiente será poner a prueba el esquema de redundancia espacial repitiendo algunos escenarios de la sección 3.3.2, pero en presencia de obstáculos que se interponen en la línea-de-vista de uno o más enlaces.

Nuevamente, será necesario partir con el caso más simple en el que solo existe un usuario y una antena transmisora, y en donde se interpone un obstáculo en la línea-de-vista conformada entre los comunicantes. Partiendo de este caso base, se irán agregando transmisores en posiciones estratégicas para mejorar, por medio de la transmisión conjunta hacia el usuario, la calidad de la señal recibida por el mismo.

El obstáculo será modelado como un objeto rectangular de 25 cm de ancho y 75 cm de largo ubicado en el centro de la habitación para el escenario *a*, y en el punto (-0.75, 0.75) con una inclinación de 45° para los demás escenarios.

Se obtendrán las medidas de desempeño mencionadas en la sección anterior.

3.3.3. Análisis de la forma de onda

Otro aspecto importante a considerar son las fluctuaciones en las formas de onda que emitirán las antenas del sistema. Si la amplitud de la señal se mueve en un rango amplio de valores habrá una limitante técnica respecto a los niveles máximos de emisión que se podrán alcanzar desde el transmisor sin que los amplificadores de éste se saturen. Para cuantificar este aspecto, se calculará la relación de potencia máxima a potencia promedio (PAPR) y se compararán los valores obtenidos con el escenario sin uso de DIDO.

El PAPR se calculará en este caso como:

$$PAPR = \frac{\max|x(n)|^2}{\sum_{n=1}^N x(n)^2} \quad (3.6)$$

Donde $x(n)$ es una señal discreta de N muestras. Se simulará la transmisión de 100.000 símbolos en muchas combinaciones de 120 bits de tamaño y se calculará el PAPR en cada combinación, con el objetivo de estimar la distribución probabilística de este último. De ésta manera, se podrá comparar la distribución del PAPR de las señales sin uso del sistema DIDO con las calculadas por el sistema.

3.3.4. Entorno y parámetros de simulación

Las simulaciones serán efectuadas en Matlab con ayuda del toolbox de procesamiento paralelo de manera de optimizar lo más posible el tiempo de ejecución.

Para la consideración de las reflexiones en el canal se utilizará una librería de Matlab de código abierto, *mmTrace* [43]. Por medio de esta herramienta será posible obtener las reflexiones de primer y segundo orden, y las distancias recorridas por cada una de ellas. Además, facilitará las atenuaciones de cada reflexión, teniendo en cuenta el ángulo de incidencia de cada onda reflejada. Todo esto en un contexto de 2 dimensiones, lo que perjudica el realismo de las simulaciones pero no evita cumplir el objetivo principal de este trabajo; Estudiar la efectividad de los esquemas de redundancia espacial con sistemas DIDO.

3.4. Cierre de capítulo

Esta sección dio como resultado una propuesta de diseño para una arquitectura de red de área personal que utiliza el método de acceso denominado DIDO. El diseño cuenta con los elementos necesarios para asegurar la factibilidad técnica del sistema, estos son el *coordinador DIDO* y los *transceptores DIDO*. Además, se formuló un modelo de cálculo para el sistema capaz de coordinar las estaciones radiotransmisoras y proveer conectividad a los distintos usuarios de la red, el cual involucra tratamiento digital de señales y manipulación de éstas en tiempo y frecuencia.

Por otro lado, se expuso la metodología y los escenarios de simulación que serán llevados a cabo para la evaluación de las métricas de interés de este trabajo de tesis. En particular, se obtendrá la potencia correlacionada obtenida en el espacio de simulación para evaluar el nivel de visibilidad del espacio de cobertura provisto por el sistema. También, se evaluará el desempeño del sistema calculando el BER con el objetivo de estimar las velocidades alcanzables con las configuraciones dispuestas en las simulaciones. Respecto a otros aspectos de factibilidad, se evaluará los niveles de potencia propagados en el espacio para verificar que se cumple la normativa vista en el capítulo anterior, y se analizará el PAPR de las señales emitidas por las antenas con el objetivo de estudiar alguna otra limitante técnica para una futura implementación práctica.

Capítulo 4

Análisis de resultados

A continuación, se presentan los resultados de las simulaciones del sistema y su análisis crítico. Primero, se analizará la forma de onda resultante que deben emitir las antenas del sistema. Luego, se analizará el comportamiento en el espacio de simulación de la correlación entre la señal recibida y deseada por los usuarios. Posteriormente, se verificará el desempeño en cuanto a las tasas de transmisión alcanzables con la curva de error de bit. Finalmente, se analizará los niveles de potencia propagados en el espacio de simulación.

Con el objetivo de facilitar la lectura de esta sección, se presentan en la tabla 4.1 los parámetros generales comunes para cada una de las simulaciones llevadas a cabo. Los parámetros particulares de cada simulación realizada se detallarán en otras tablas en su respectiva subsección de análisis.

Frecuencia central	60 [GHz]
Factor de sobremuestreo	10
Espacio de simulación	9 m^2
Pulso utilizado	Coseno alzado
Factor de Roll-off	0.22
Modulación digital	BPSK

Tabla 4.1: Parámetros generales de las simulaciones realizadas.

4.1. Formas de onda emitidas por las antenas

Para la configuración del escenario f mostrada en la figura 4.1. Se simuló la transmisión de 77 símbolos utilizando DQPSK. En esta oportunidad, no se aplica ruido gaussiano a las simulaciones con el objetivo de apreciar las señales calculadas por el sistema. Las formas de onda de las señales esperadas por los 4 usuarios se muestra en la figura 4.2, donde los símbolos aparecen representados por círculos rojos.

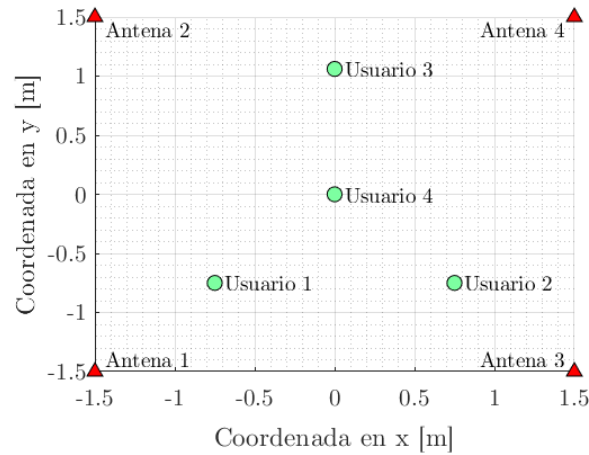


Figura 4.1: Ubicación de antenas y usuarios en escenario f .

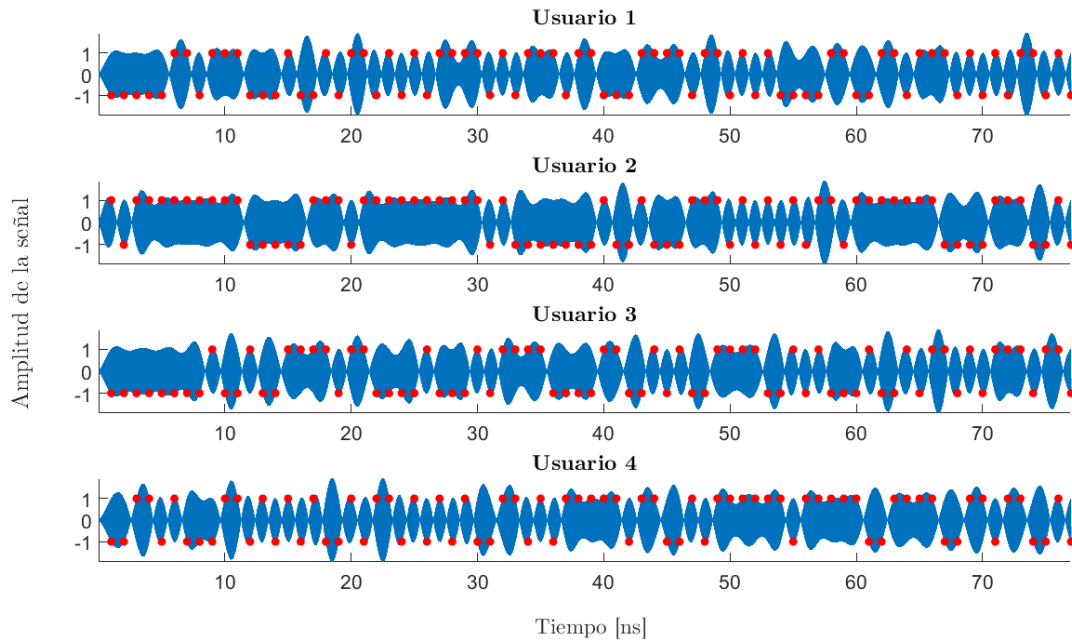


Figura 4.2: Símbolos y señales de usuarios esperadas. Círculos rojos representan los símbolos sobre el periodo de muestreo.

El calculo del sistema arroja como resultados las formas de onda y su respectiva amplitud que deben ser emitidas por las antenas, éstas se presentan en la figura 4.3.

A simple vista, no habría una relación muy notoria entre alguna de las señales de las antenas y las señales de los usuarios. Por otro lado, la amplitud de las señales emitidas por las antenas está casi 8 órdenes de magnitud por sobre las de los usuarios.

Tomando las señales calculadas es posible estimar la señal que recibiría cada usuario convolucionándolas con la repuesta al impulso que representan la propagación de cada una de las ondas a cada uno de los usuarios, tal como se describe en la ecuación 3.1. La comparativa entre la señal deseada, la estimada y el error se muestra en la figura 4.4.

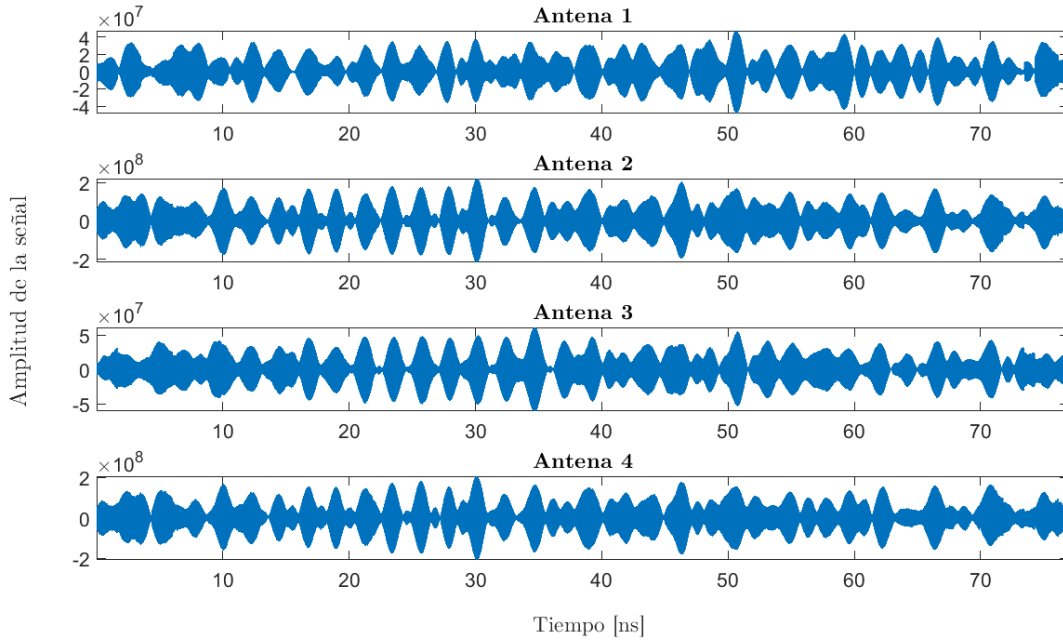


Figura 4.3: Formas de onda de las señales emitidas por las antenas.

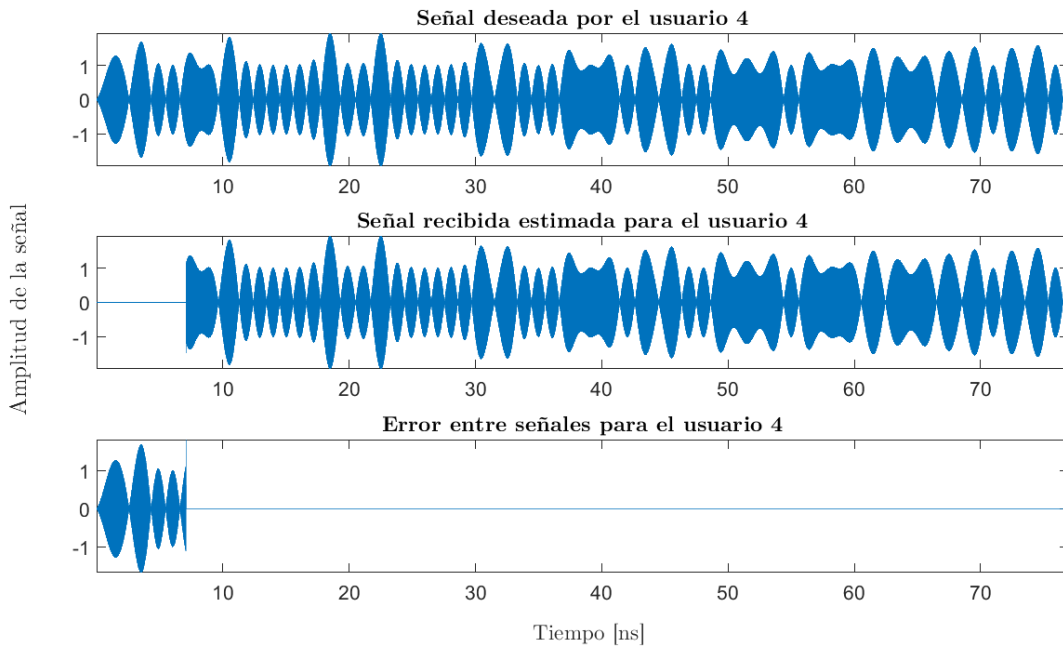


Figura 4.4: Gráficas de señal deseada, estimada y error para el usuario 4 del escenario f .

Se logra apreciar la efectividad en cuanto a la reconstrucción de la señal deseada en la ubicación del usuario. En los primeros 10 ns de la señal recibida estimada del usuario aparece una zona sin amplitud. Esto se debe simplemente a la limitación de la simulación sobre el espacio temporal en el que se calculan las señales, el cual corresponde a un rango de tiempo de 77 ns por la tasa de transmisión de símbolos utilizada, y el retraso de propagación de la distancia entre los usuarios y las antenas. En otras palabras, para que el error de los primeros

10 ns fuera igual a 0, se debería calcular la señal que deben emitir las antenas en un tiempo negativo.

Otro aspecto interesante resulta del estudio de la forma de onda de la señal calculada por el sistema cuando se considera obstáculos y una estimación del canal precisa por la presencia de éstos. En la figura 4.5 se muestra la forma de onda de las señales emitidas por las antenas para el escenario f en presencia del obstáculo descrito en la sección 3.3.2.

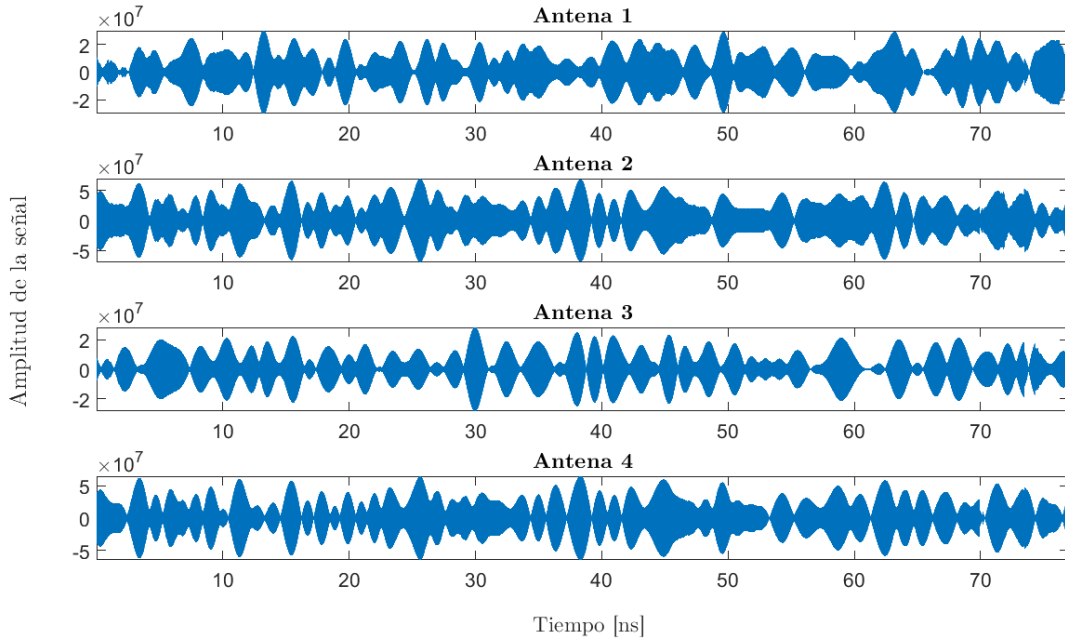


Figura 4.5: Formas de onda de las señales emitidas por las antenas en presencia de obstáculos.

En este caso, las amplitudes de las señales son menores respecto al caso anterior y en general cambian las formas de onda en todo el rango de tiempo. Realizando la misma comparativa entre las señales deseadas y estimadas de los usuarios, se observa en la figura 4.6 que el error permanece prácticamente igual.

4.1.1. Relación de potencia máxima a potencia promedio (PAPR)

La función de distribución acumulada complementaria (CCDF, *Complementary Cumulative Distribution Function*), permite tener una noción gráfica del comportamiento del PAPR y provee un método para comparar esta propiedad entre distintas señales. Un punto de la curva muestra la probabilidad de que la señal posea un valor de PAPR menor o igual a ese punto. Es decir, mientras más lento sea el decaimiento de la curva de la CCDF, el valor de PAPR será probablemente mayor. En la tabla 4.2 se presentan los parámetros particulares a las simulaciones referentes a esta sección de análisis.

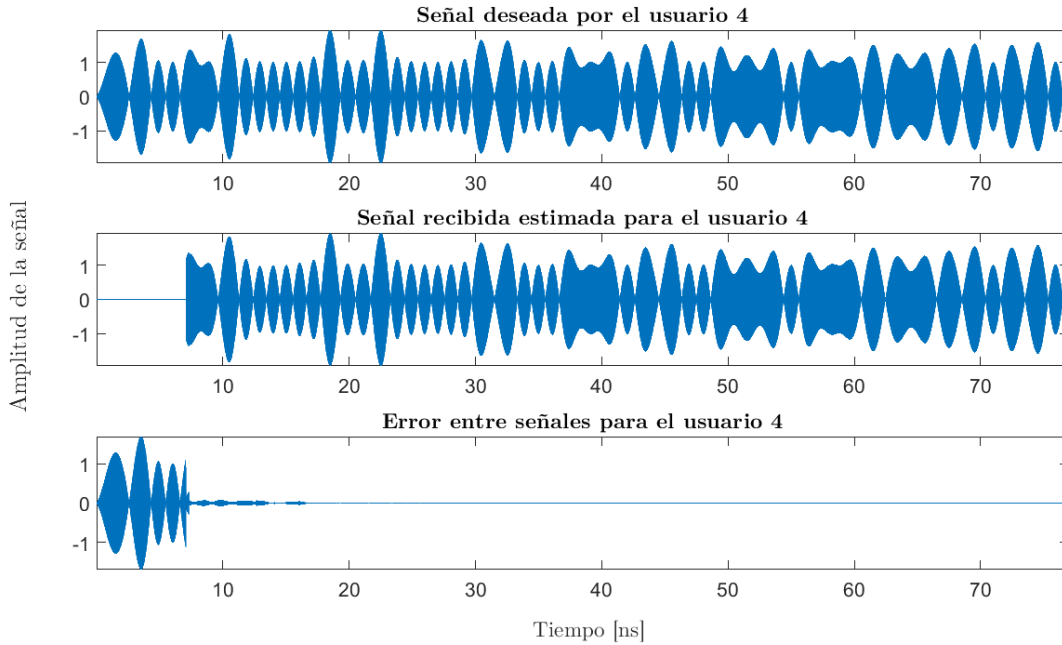


Figura 4.6: Gráficas de señal deseada, estimada y error para el usuario 4 del escenario f en presencia de obstáculos.

N° de Bits	100 000
N° de Iteraciones	5
E_b/N_0	0 - 10 dB

Tabla 4.2: Parámetros particulares para simulaciones del *Bit Error Rate*.

En la figura 4.7 se muestran las curvas CCDF correspondientes a usuarios y antenas para los escenarios a y f . En este caso, el sistema calculó las señales de las antenas considerando un canal con obstáculos.

Se observa claramente que el PAPR de la señal calculada por el sistema será, en general, mayor al caso base de las señales originales de los usuarios, tanto para el caso de un único usuario servido por una única antena, como también para el caso de abastecimiento de múltiples usuarios. Ahora bien, para el escenario con múltiples usuarios el PAPR distribuye hacia valores más grandes,

Éstos resultados son esperables y se justifican con el hecho de que las señales emitidas deberán fluctuar en un basto rango de valores para configurar un conjunto de señales que cumplan con las interferencias constructivas necesarias para la efectividad del sistema.

Ahora bien, sin duda esta característica se suma como una limitante técnica del sistema, puesto de que serán necesarios dispositivos electrónicos más sofisticados para cumplir con la restricción de amplificación de señales sin distorsión por saturación.

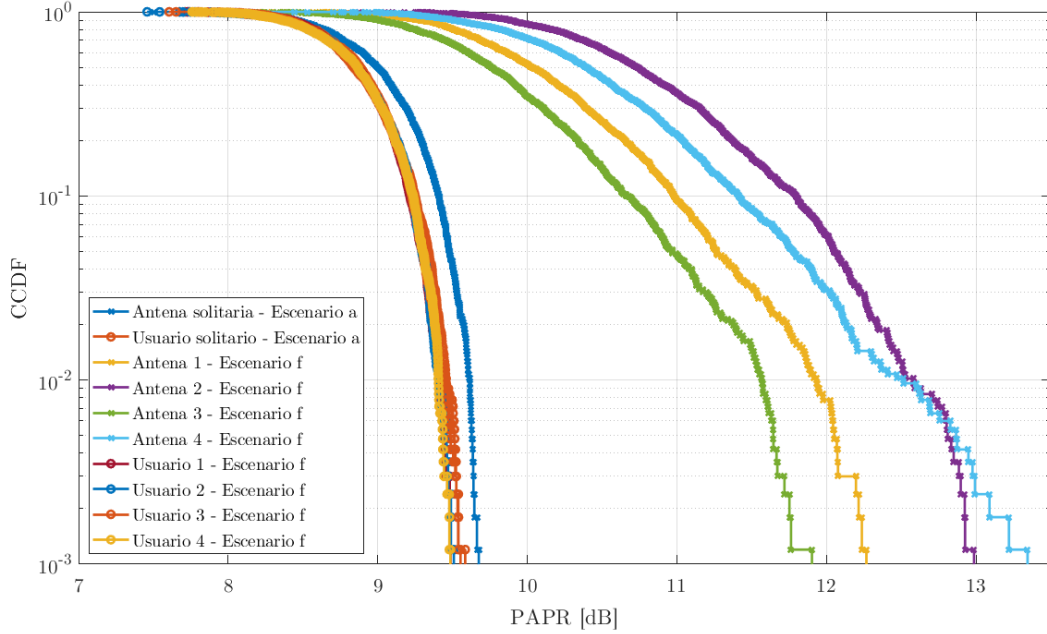


Figura 4.7: Función densidad de probabilidad acumulada complementaria (CCDF) del PAPR.

4.2. Correlación en el espacio de propagación

Para estudiar la correlación de la señal percibida en el espacio de simulación se calculó la correlación entre las envolventes de las señales esperadas por los usuarios y las envolventes de las señales propagadas. Se desea verificar la similitud entre la forma de onda de los usuarios y lo efectivamente recibido, para ello, se normaliza la señal recibida teniendo en cuenta la energía de las señales a comparar según lo siguiente:

$$\overline{s_{recibida}} = \frac{E_{usuario}}{E_{recibida}} s_{recibida} \quad (4.1)$$

Donde $s_{recibida}$ es la señal percibida en un punto en el espacio y $\overline{s_{recibida}}$ corresponde a la señal percibida normalizada, $E_{usuario}$ y $E_{recibida}$ corresponden a la energía de la señal esperada por el usuario y a la energía de la señal percibida, respectivamente.

Finalmente, se calcula la correlación entre la señal recibida normalizada y la señal esperada por el usuario para obtener el nivel de potencia correlacionada y se normaliza por la potencia de la señal esperada por el usuario. En definitiva, se obtendrán valores que van desde 0 a 1 que describirán el nivel de similitud entre las señales comparadas.

En lo siguiente, se presentan figuras con mapas de correlación en distintas condiciones de cálculo y estado del canal. Estas configuraciones se resumen en:

1. **Mapa i:** Cálculo del sistema considerando solo la línea-de-vista. Estimación de la señal propagada en espacio libre.

2. **Mapa ii:** Cálculo del sistema considerando solo la línea-de-vista. Estimación de la señal propagada en espacio cuadrado de $9 m^2$ de área en donde se producen reflexiones.
3. **Mapa iii:** Cálculo del sistema considerando solo la línea-de-vista y estimación de la señal propagada en espacio cuadrado de $9 m^2$ de área en donde se producen reflexiones y existe un obstáculo.
4. **Mapa iv:** Cálculo del sistema considerando y ecualizando en base a las reflexiones. Estimación de la señal propagada en espacio cuadrado de $9 m^2$ de área en donde se producen reflexiones.
5. **Mapa v:** Cálculo del sistema considerando y ecualizando en base a las reflexiones. Estimación de la señal propagada en espacio cuadrado de $9 m^2$ de área en donde se producen reflexiones y existe un obstáculo.
6. **Mapa vi:** Cálculo del sistema considerando y ecualizando en base a las reflexiones y la presencia de un obstáculo. Estimación de la señal propagada en espacio cuadrado de $9 m^2$ de área en donde se producen reflexiones y existe un obstáculo.

En la tabla 4.3 se presentan los parámetros particulares a las simulaciones referentes a esta sección de análisis.

Espacio entre muestras	$1 cm$
Cantidad de bits transmitidos	20
Tiempo simulado	$77 ns$

Tabla 4.3: Parámetros particulares para simulaciones de correlación espacial.

Los resultados para el escenario *a*, escenario base de un único usuario y una única antena, se muestran en la figura 4.8. Los niveles de potencia correlacionada percibidos en la ubicación del usuario de dicho escenario se encuentran en la tabla 4.4.

Mapa	Potencia correlacionada normalizada
Mapa i	0.9976
Mapa ii	0.9811
Mapa iii	0.0744
Mapa iv	0.9893
Mapa v	0.0763
Mapa vi	0.9212

Tabla 4.4: Niveles de potencia correlacionada normalizada percibidos en la ubicación del usuario solitario del escenario *a*.

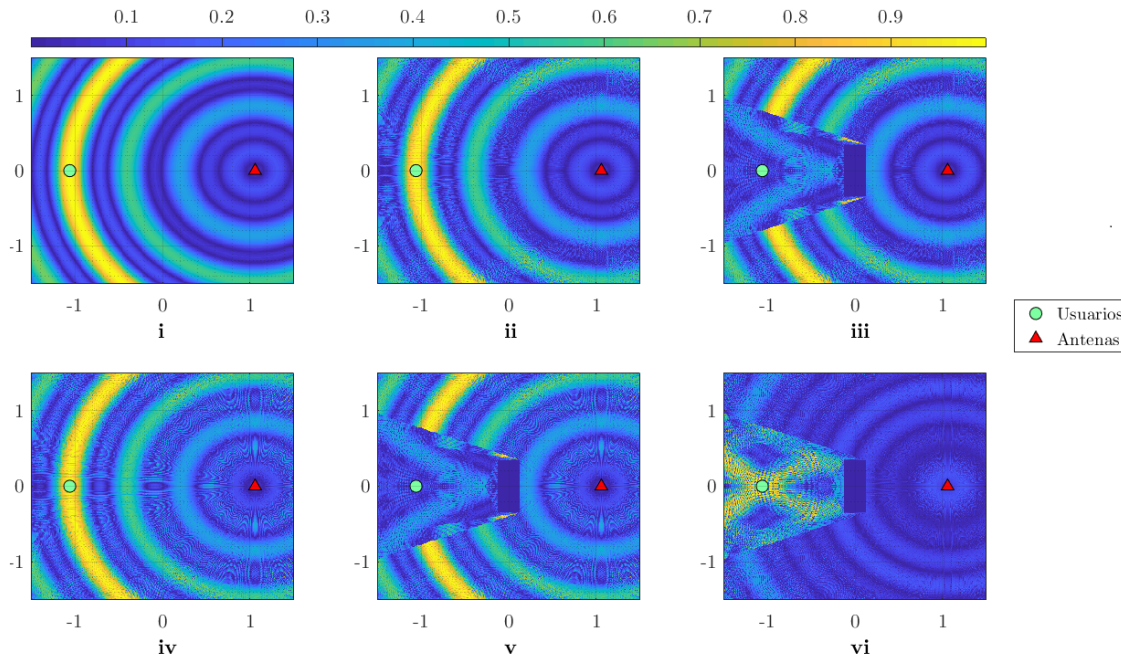


Figura 4.8: Niveles de potencia correlacionada normalizada en el espacio para el escenario *a*.

Como es de esperarse, en el **mapa i** el mayor valor de correlación se concentra en la proximidad hacia el usuario. Cuando se incorporan las reflexiones del canal pero el sistema no las considera en su procesamiento se obtiene lo mostrado en el **mapa ii**, donde se logra notar que las zonas de alta correlación no sufren grandes modificaciones, pero baja el nivel de potencia correlacionada normalizada de 99.76 % a 98.11 %. Por otro lado, cuando se incorpora un obstáculo a la situación anterior, la zona de cobertura alrededor del usuario se difumina y el nivel de potencia correlacionada se desploma a 7.63 %.

Cuando el sistema incorpora la estimación del canal en cuanto a las reflexiones de los muros de la habitación se obtienen resultados similares (**mapas iv y v**). Sin embargo, al incorporar la estimación del canal con el obstáculo presente, el sistema calcula la señal necesaria para que se produzca nuevamente una zona de cobertura alrededor del usuario con un 92.12 % de potencia correlacionada normalizada. Si se analiza la forma de la nueva zona de cobertura se puede deducir que es conformada por la reflexión de primer orden predominante que se produce en los muros horizontales relativos a la gráfica.

Incorporando más antenas utilizando transmisión conjunta se obtiene los resultados para los escenarios *b*, *c* y *d* que se muestran en las figuras 4.9, 4.10 y 4.11, respectivamente, y los niveles de potencia correlacionada en la tabla 4.5.

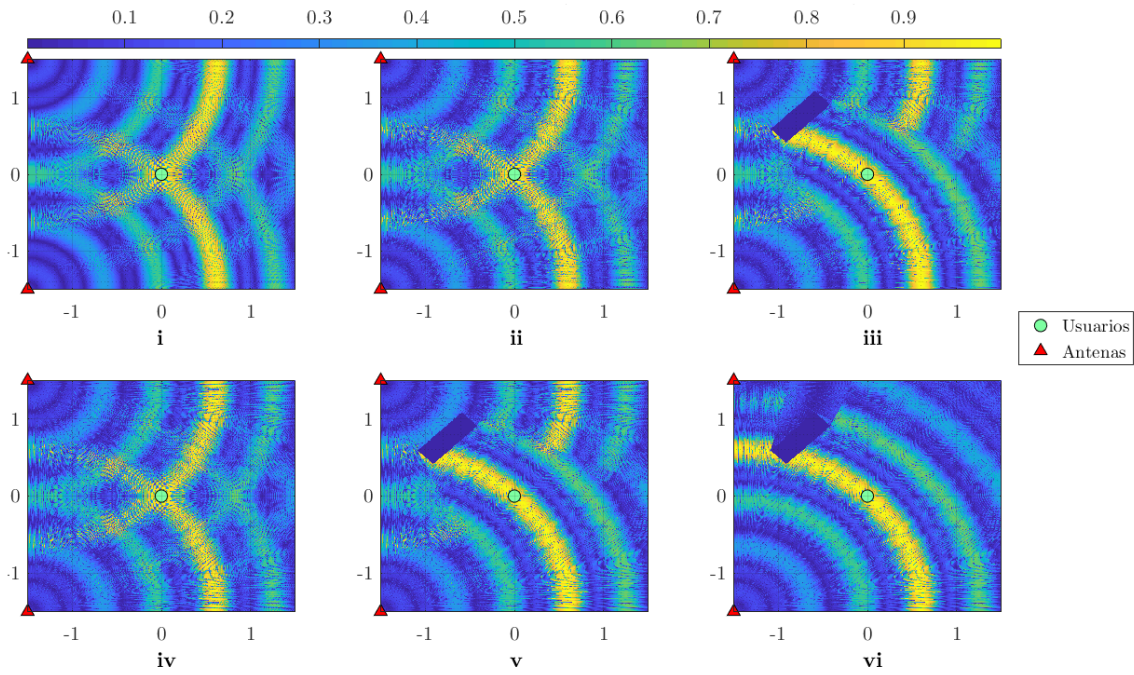


Figura 4.9: Niveles de potencia correlacionada normalizada en el espacio para el escenario *b*.

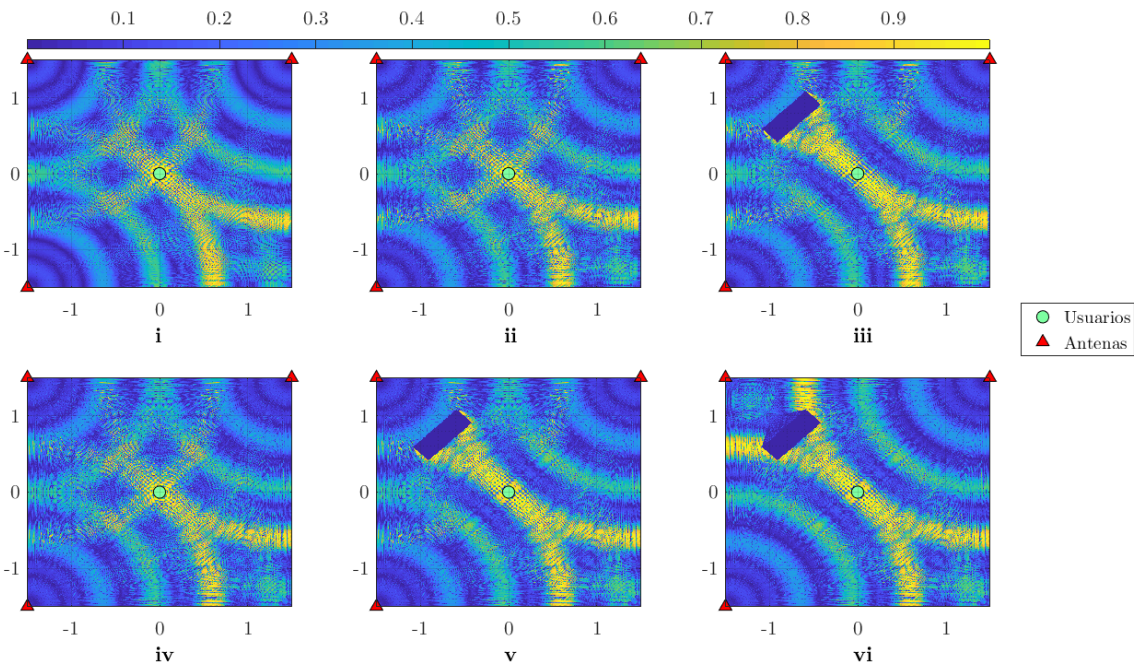


Figura 4.10: Niveles de potencia correlacionada normalizada en el espacio para el escenario *c*.

Comparando los **mapas iii** de las figuras 4.8 y 4.9 se logra notar la efectividad de la redundancia espacial otorgada por un segundo transmisor que sí está en línea-de- vista en el escenario *b*, aumentando de un 7.44 % a un 86.66 % el nivel de potencia correlacionada normalizada. Recordando que, para los **mapas iii** el sistema no considera la presencia del obstáculo en su procesamiento, se hace aún más relevante el beneficio de la redundancia

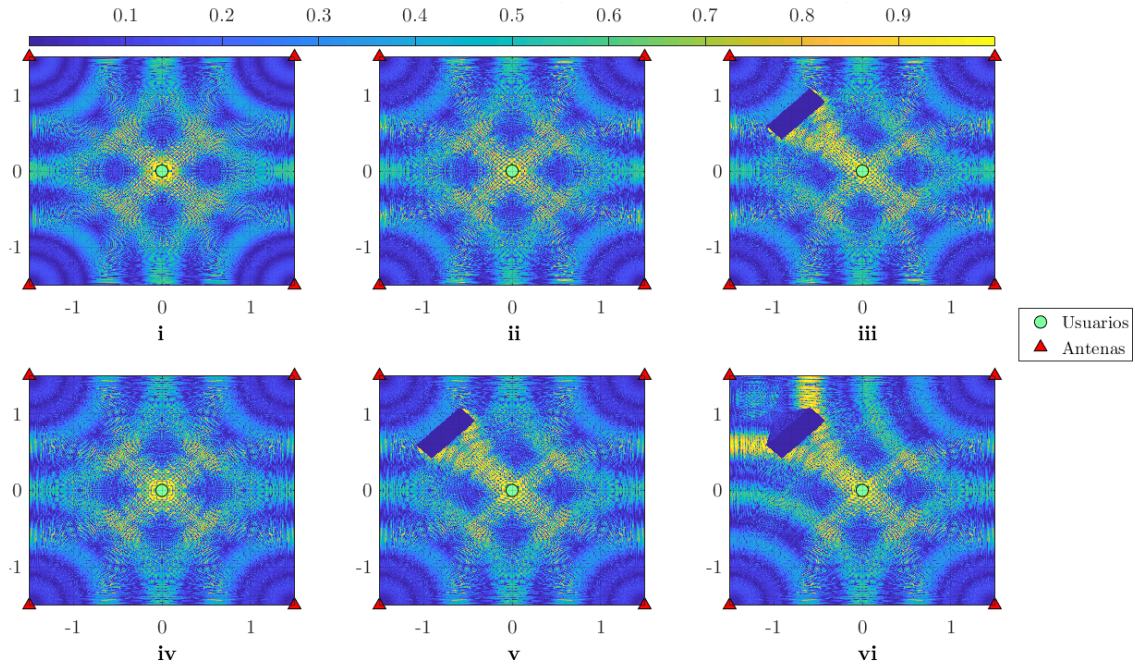


Figura 4.11: Niveles de potencia correlacionada normalizada en el espacio para el escenario d .

Mapa	Escenario b	Escenario c	Escenario d
Mapa i	0.9997	0.9999	1
Mapa ii	0.9073	0.9813	0.9437
Mapa iii	0.8666	0.9958	0.9546
Mapa iv	0.9928	0.9929	0.9943
Mapa v	0.9852	0.9875	0.9917
Mapa vi	0.9855	0.9877	0.9924

Tabla 4.5: Niveles de potencia correlacionada normalizada percibidos en la ubicación del usuario solitario para los escenarios b , c y d .

espacial. Por otro lado, si se comparan los **mapas vi** de las mismas figuras, es posible notar que cuando el sistema incorpora la presencia del obstáculo en su procesamiento aprovecha en mayor magnitud la participación del transmisor que está en línea-de-vista con el usuario.

Luego, al incorporar más transmisores al esquema en los escenarios c y d se observa cómo se va concentrando la zona de cobertura alrededor de usuario. Los niveles de potencia para los **mapas i, iv y vi** alcanzan el 99% de potencia correlacionada normalizada en el escenario d , siendo estos los casos en los que se tiene una correcta estimación del canal y mayor cantidad de transceptores.

En las figuras 4.12, 4.13 y 4.14 se observan los resultados para el escenario e para cada uno de los usuarios, y en la tabla 4.6 se encuentran los niveles de potencia correlacionada normalizada para estos casos.

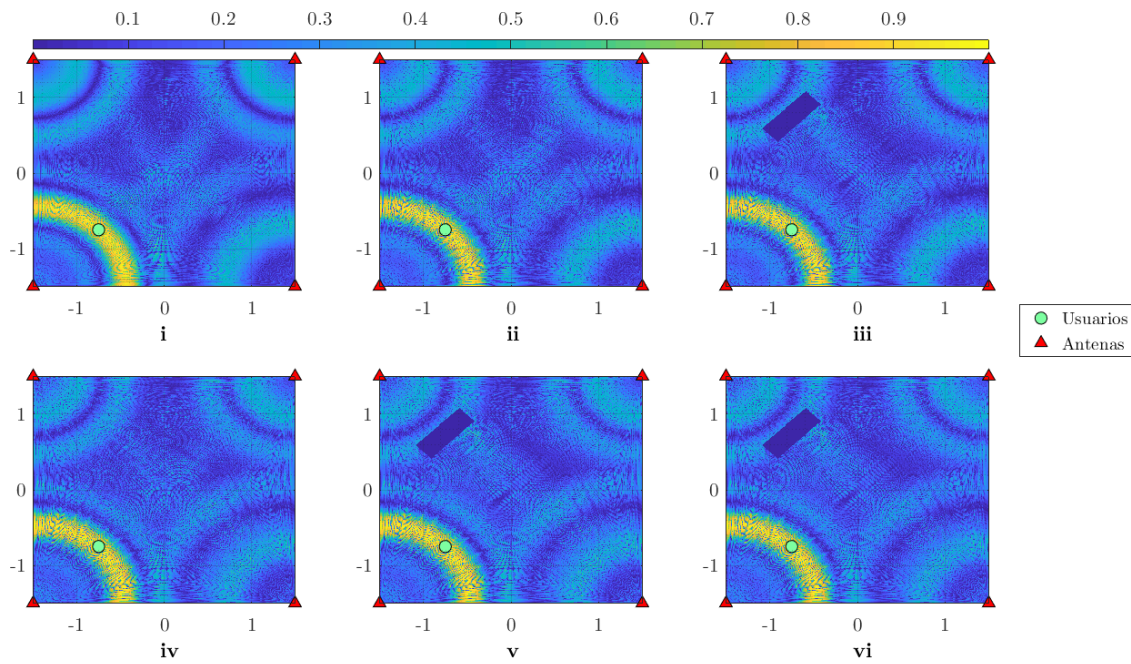


Figura 4.12: Niveles de potencia correlacionada normalizada en el espacio para el usuario 1 ubicado en $(-0.75, -0.75)$ en el escenario e .

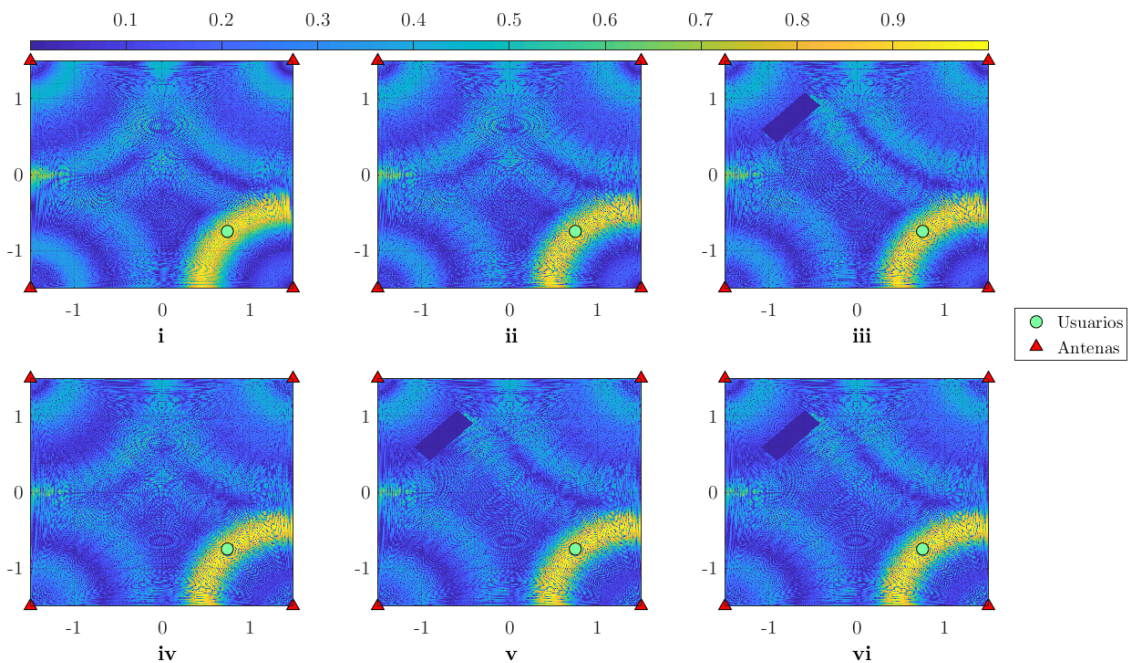


Figura 4.13: Niveles de potencia correlacionada normalizada en el espacio para el usuario 2 ubicado en $(0.75, -0.75)$ en el escenario e .

Al igual que en la comparativa realizada entre los escenarios a , b , c y d . La presencia de más transeptores mejora la visibilidad de la zona de cobertura provista para cada usuario. Es clara la influencia del transeptor más cercano a cada usuario en cuanto a esta zona de cobertura. Los niveles de potencia correlacionada normalizada están por sobre el 90 % en la

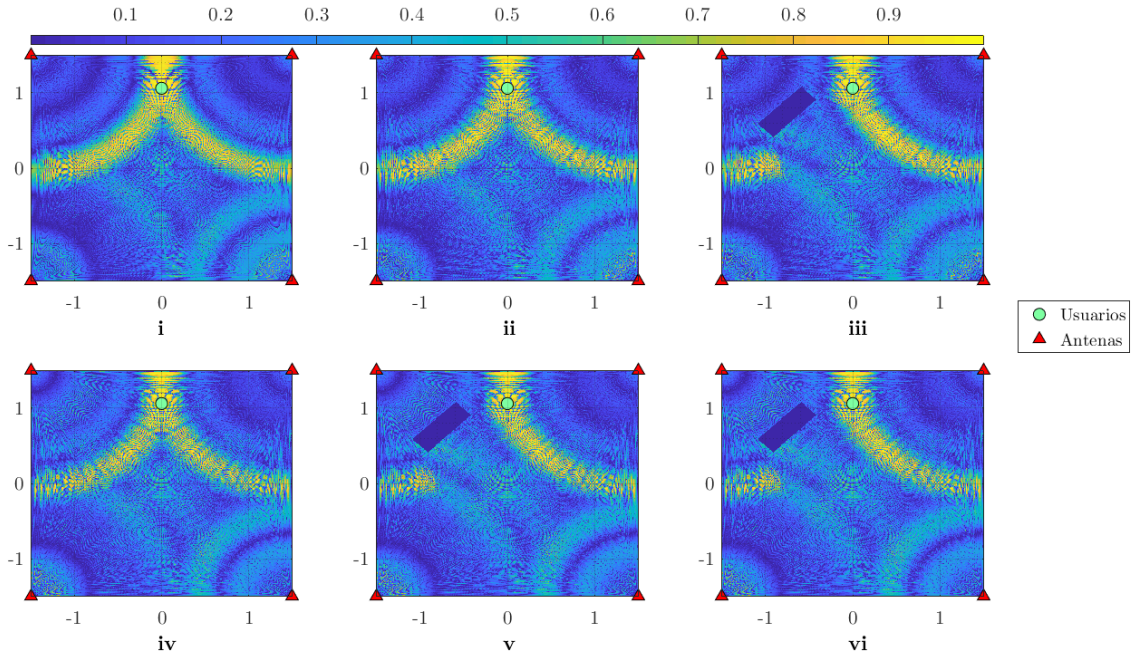


Figura 4.14: Niveles de potencia correlacionada normalizada en el espacio para el usuario 3 ubicado en $(0, 1.06)$ en el escenario e .

Mapa	Usuario 1 $(-0.75, 0.75)$	Usuario 2 $(0.75, -0.75)$	Usuario 3 $(0, 1.06)$
Mapa i	0.9742	0.9022	0.9568
Mapa ii	0.9756	0.9725	0.9165
Mapa iii	0.9755	0.9656	0.8870
Mapa iv	0.9843	0.9764	0.946
Mapa v	0.9843	0.9697	0.9251
Mapa vi	0.9841	0.9778	0.9201

Tabla 4.6: Niveles de potencia correlacionada normalizada percibidos en la ubicación de cada usuario del escenario e .

mayoría de los casos, encontrando los mejores niveles en los casos en los que la estimación de canal es la más acertada (**mapas i, iv y vi**).

Por último, en la figuras 4.15, 4.16, 4.17 y 4.18 se presentan los resultados para el escenario f sobre cada uno de los usuarios. A diferencia de escenarios anteriores, en este caso habrá la misma cantidad de transmisores y receptores.

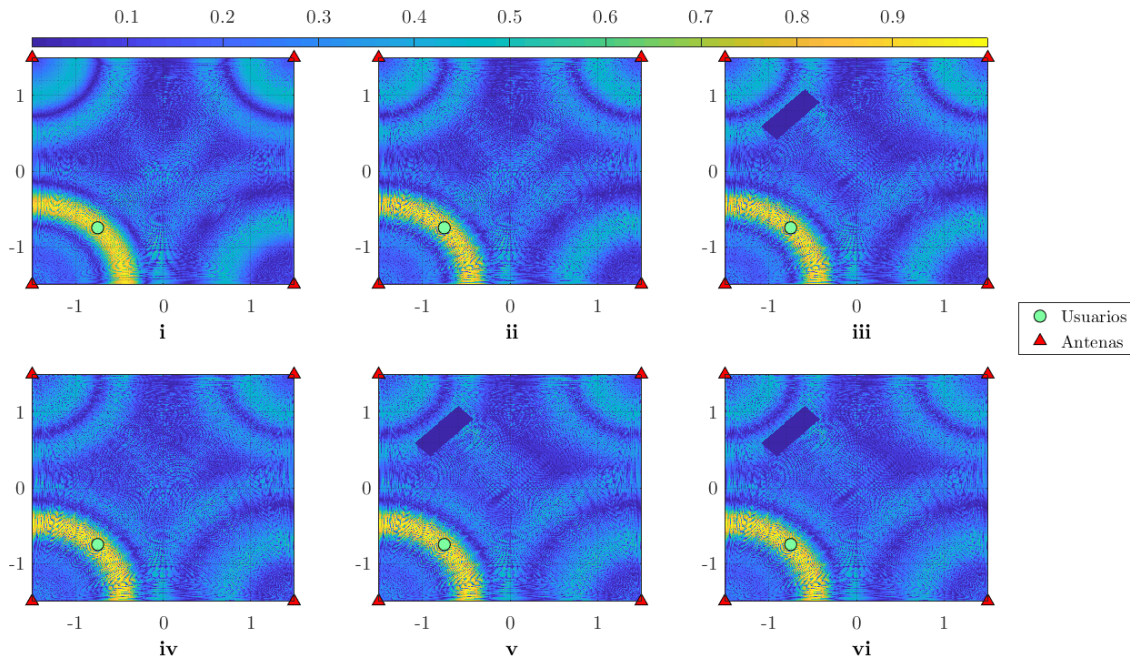


Figura 4.15: Niveles de potencia correlacionada normalizada en el espacio para el escenario f para el usuario 1 ubicado en $(-0.75, -0.75)$.

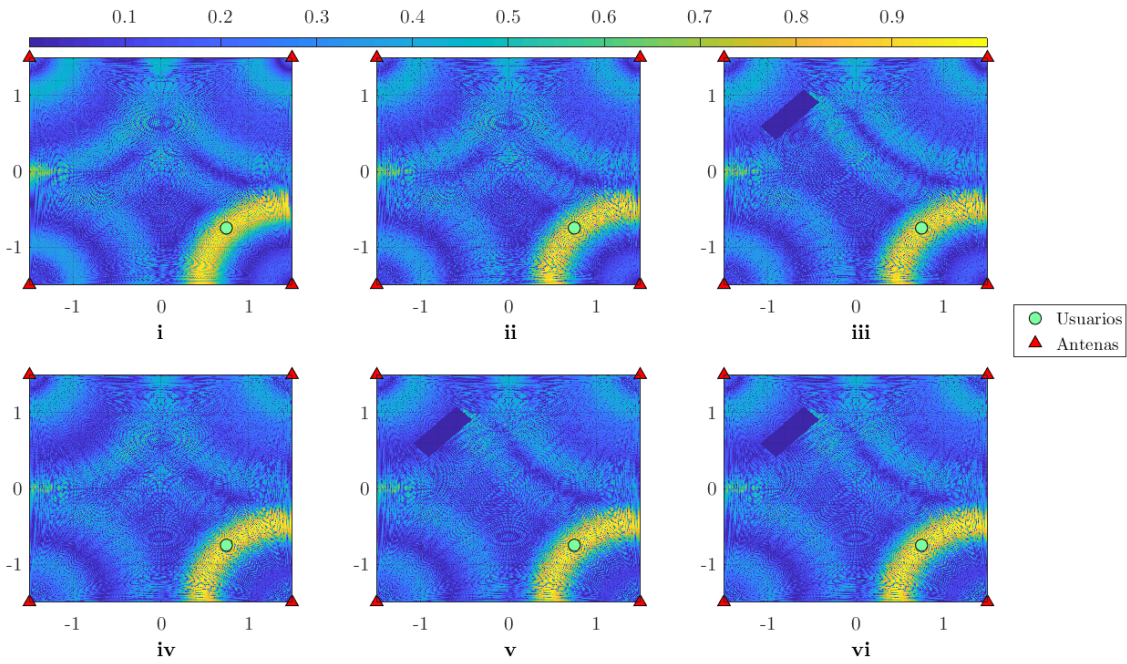


Figura 4.16: Niveles de potencia correlacionada normalizada en el espacio para el escenario f para el usuario 2 ubicado en $(0.75, -0.75)$.

Identificando a los usuarios según la gráfica de la figura 4.1, es claro que para los usuarios 1 y 2 las zonas de cobertura son marcadas en todos los mapas, esto tiene sentido teniendo en cuenta que ambos poseen un transmisor más cerca respecto a los otros usuarios.

Para el usuario 3, si bien está ubicado cerca de 2 antenas, se observa que su zona de

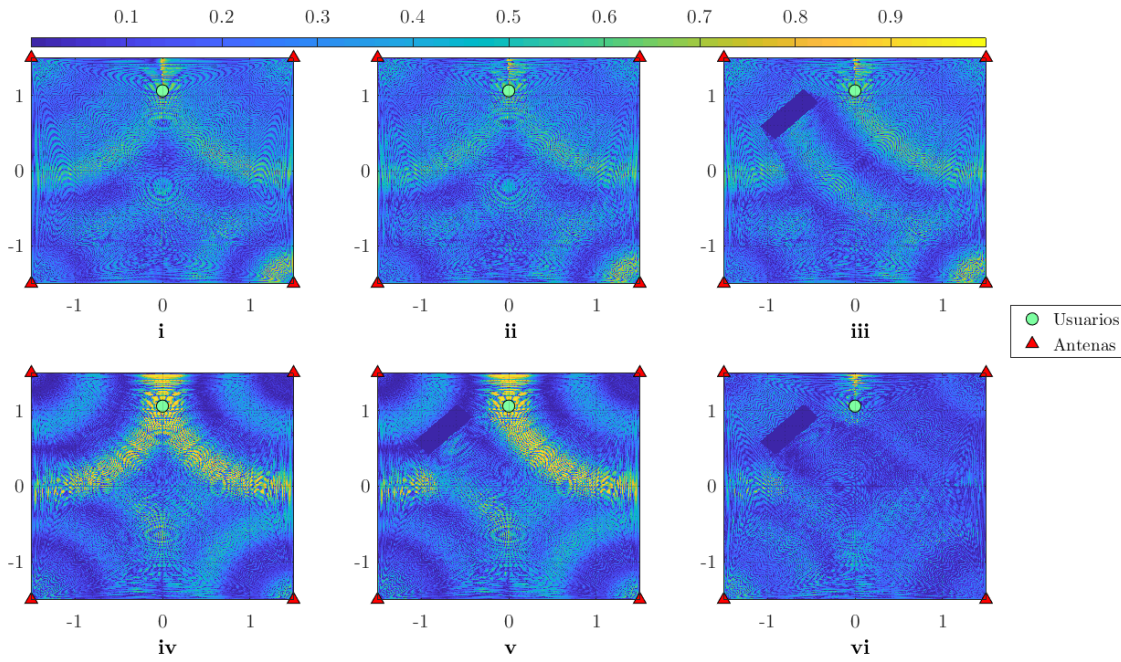


Figura 4.17: Niveles de potencia correlacionada normalizada en el espacio para el escenario f para el usuario 3 ubicado en $(0, 1.06)$.

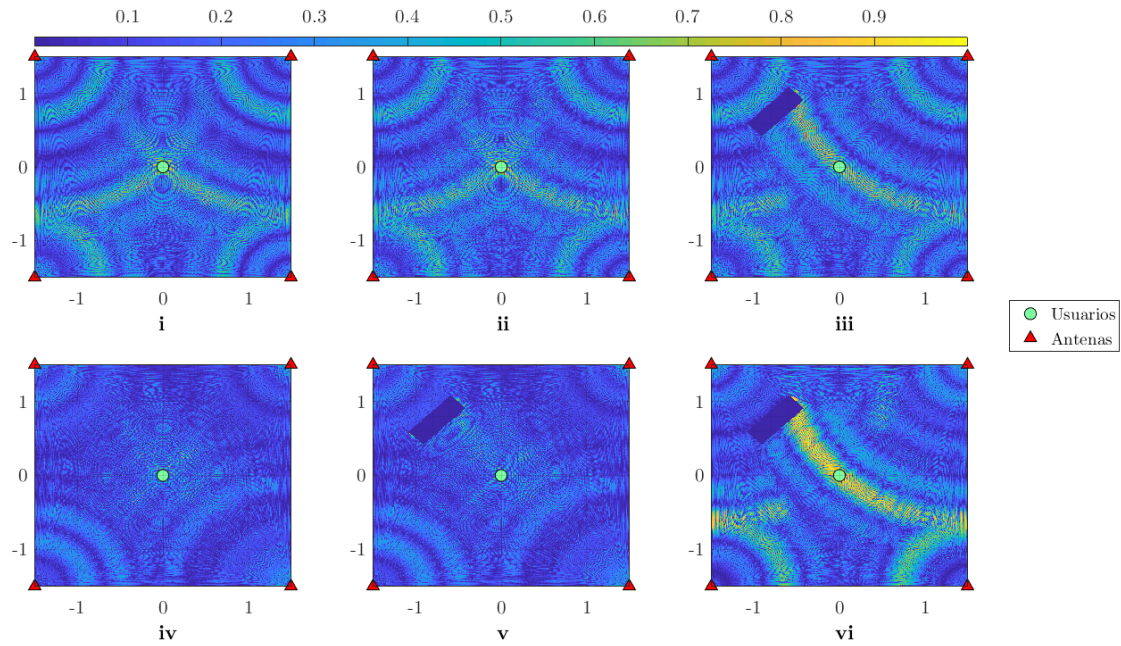


Figura 4.18: Niveles de potencia correlacionada normalizada en el espacio para el escenario f para el usuario 4 ubicado en $(0, 0)$.

cobertura no es tan amplia como las de los usuarios 1 y 2. Cuando el sistema solo considera la componente de línea-de-vista del canal la zona de cobertura es minúscula (**mapas i, ii y iii**). Ahora, cuando el sistema incorpora reflexiones al canal (**mapas iv y v**) pareciera que la cobertura mejorara. En el último caso, cuando se incorpora la presencia del obstáculo al cálculo (**mapa vi**), la zona de alta correlación vuelve a disminuir de tamaño. Esta aparente

Mapa	Usuario 1 (-0.75, 0.75)	Usuario 2 (0.75, -0.75)	Usuario 3 (0, 1.06)	Usuario 4 (0, 0)
Mapa i	0.4011	0.4042	0.3517	0.6549
Mapa ii	0.6375	0.4063	0.0797	0.8523
Mapa iii	0.6372	0.433	0.0826	0.485
Mapa iv	0.9734	0.9397	0.9316	0.3128
Mapa v	0.9734	0.9354	0.9145	0.3128
Mapa vi	0.7457	0.5355	0.0112	0.3787

Tabla 4.7: Niveles de potencia correlacionada normalizada percibidos en la ubicación de cada usuario del escenario f .

baja de desempeño se puede explicar al analizar los mapas del usuario 4 en la figura 4.18. Para el usuario 4 prácticamente no hay zonas de alta correlación si es que no se incorpora la presencia del obstáculo en la estimación del canal al momento del cálculo del sistema. Esto último se ve claramente en el **mapa vi**. Por lo tanto, para proveer cobertura a todos los usuarios el sistema fue capaz de balancear el desempeño de las zonas de cobertura entre sus usuarios teniendo una estimación más realista del canal.

Ahora bien, si se analizan los niveles de potencia correlacionada normalizada percibida en las coordenadas exactas en las que se ubica el usuario es fácil notar que el desempeño del sistema empeoró respecto al escenario g . En algunos casos se alcanzó un 90% de potencia correlacionada para ciertos usuarios, pero a costa de que otro tuviera una mala recepción de este indicador. Por lo tanto, la incorporación del cuarto usuario al centro del escenario de simulación configura una limitante técnica al sistema en cuanto a su máximo desempeño.

4.3. Curvas de tasa de error de bit (BER)

En esta parte, similarmente a los cálculos de correlación, las simulaciones se realizaron bajo distintos escenarios de manejo de información respecto al estado del canal que posee el sistema. Con el objetivo de facilitar la lectura de este trabajo, a continuación se repite la descripción de los escenarios mencionados anteriormente.

1. **Caso i:** Cálculo del sistema considerando solo la línea-de-vista. Estimación de la señal propagada en espacio libre.
2. **Caso ii:** Cálculo del sistema considerando solo la línea-de-vista. Estimación de la señal propagada en espacio cuadrado de $9 m^2$ de área en donde se producen reflexiones.
3. **Caso iii:** Cálculo del sistema considerando solo la línea-de-vista y estimación de la señal propagada en espacio cuadrado de $9 m^2$ de área en donde se producen reflexiones y existe un obstáculo.
4. **Caso iv:** Cálculo del sistema considerando y ecualizando en base a las reflexiones. Estimación de la señal propagada en espacio cuadrado de $9 m^2$ de área en donde se producen reflexiones.
5. **Caso v:** Cálculo del sistema considerando y ecualizando en base a las reflexiones.

Estimación de la señal propagada en espacio cuadrado de $9 m^2$ de área en donde se producen reflexiones y existe un obstáculo.

6. **Caso vi:** Cálculo del sistema considerando y ecualizando en base a las reflexiones y la presencia de un obstáculo. Estimación de la señal propagada en espacio cuadrado de $9 m^2$ de área en donde se producen reflexiones y existe un obstáculo.

Las curvas calculadas se presentan en las figuras 4.19 y 4.20 para los **caso i, iv y vi** en los escenarios *a* y *g*, respectivamente. Los valores obtenidos para los demás casos se encuentran en las tablas 4.9, 4.10, 4.11, y 4.12.

En la tabla 4.8 se presentan los parámetros particulares a las simulaciones referentes a esta sección de análisis.

N° de Bits	100 000
N° de Iteraciones	5
E_b/N_0	0 - 10 dB

Tabla 4.8: Parámetros particulares para simulaciones del *Bit Error Rate*.

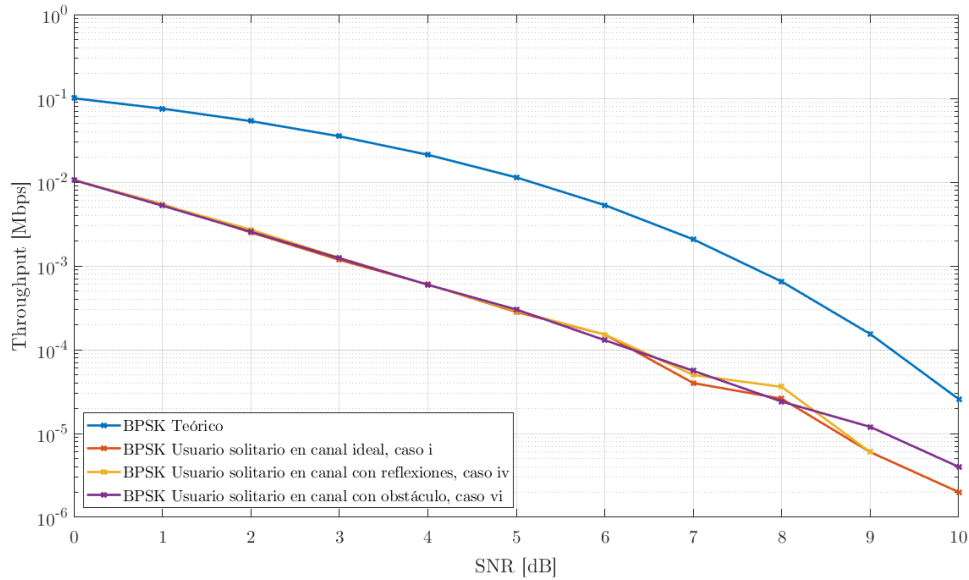


Figura 4.19: Curva de BER para escenario *a*.

La figura 4.19 y la tabla 4.9 presentan los resultados para el escenario *a*. En general, las curvas obtenidas están por debajo de la curva de error de bit teórica para BPSK, esto se debe a que como se utiliza un filtro pasabanda en la demodulación de la señal recibida se produce un mejoramiento de la relación de potencia de la señal a la del ruido (SNR, *Signal to Noise Ratio*). Por otro lado, observando los resultados de la tabla 4.9 se logra apreciar que la tasa de error aumenta cuando no se considera la presencia de reflexiones y obstáculos (**caso ii y iii**). En general, los mejores resultados se obtienen cuando se ve involucrada en el cálculo del sistema una estimación acertada del canal (**casos i, iv y vi**) obteniéndose curvas casi iguales que se diferencian más hacia valores mayores de SNR.

SNR [dB]	Caso i	Caso ii	Caso iii	Caso iv	Caso v	Caso vi
0	0,0106	0,0118	0,0121	0,0107	0,0106	0,0106
1	0,0054	0,0062	0,0063	0,0054	0,0052	0,0052
2	0,0025	0,0031	0,0032	0,0027	0,0026	0,0026
3	0,0012	0,0015	0,0015	0,0012	0,0012	0,0012
4	$5,9988 \cdot 10^{-4}$	$6,3987 \cdot 10^{-4}$	$7,3385 \cdot 10^{-4}$	$5,9588 \cdot 10^{-4}$	$5,8388 \cdot 10^{-4}$	$5,9588 \cdot 10^{-4}$
5	$2,8194 \cdot 10^{-4}$	$3,6394 \cdot 10^{-4}$	$3,5393 \cdot 10^{-4}$	$2,8994 \cdot 10^{-4}$	$2,2794 \cdot 10^{-4}$	$3,0194 \cdot 10^{-4}$
6	$1,5197 \cdot 10^{-4}$	$1,4597 \cdot 10^{-4}$	$1,8396 \cdot 10^{-4}$	$1,5197 \cdot 10^{-4}$	$1,3997 \cdot 10^{-4}$	$1,2997 \cdot 10^{-4}$
7	$3,9992 \cdot 10^{-5}$	$8,9982 \cdot 10^{-5}$	$6,5987 \cdot 10^{-5}$	$4,999 \cdot 10^{-5}$	$6,3987 \cdot 10^{-5}$	$5,5989 \cdot 10^{-5}$
8	$2,5995 \cdot 10^{-5}$	$3,3993 \cdot 10^{-5}$	$2,7994 \cdot 10^{-5}$	$3,5993 \cdot 10^{-5}$	$3,1994 \cdot 10^{-5}$	$2,3995 \cdot 10^{-5}$
9	$5,9988 \cdot 10^{-6}$	$1,1998 \cdot 10^{-5}$	$3,9992 \cdot 10^{-6}$	$5,9988 \cdot 10^{-6}$	$7,9984 \cdot 10^{-6}$	$1,1998 \cdot 10^{-6}$
10	$1,9996 \cdot 10^{-6}$	$1,9996 \cdot 10^{-6}$	$3,9992 \cdot 10^{-6}$	0	$3,9992 \cdot 10^{-6}$	$3,9992 \cdot 10^{-6}$

Tabla 4.9: Valores de BER para el escenario a en los distintos casos de estudio.

En cuanto al escenario g , la figura 4.20 representa los curvas de BER en los **casos i, iv y vi**, para cada uno de los usuarios. Observando las curvas de dicha figura y sus valores exactos en las tablas 4.10, 4.11 y 4.12 se aprecian valores similares a los encontrados para el escenario a . Ahora bien, para los casos en los que no se considera la presencia de reflexiones y obstáculos (**caso ii y iii**) la tasa de error aumente en un mayor grado respecto a lo visto en el escenario a . Esto permite deducir que, como el sistema está sirviendo una mayor cantidad de usuarios consecutivos la calidad de la señal se verá más afectada según la información del canal disponible, es decir, una correcta estimación de canal es un elemento crítico a la hora de servir varios usuarios simultáneamente y conservar un margen de error aceptable.

SNR [dB]	Caso i	Caso ii	Caso iii	Caso iv	Caso v	Caso vi
0	0,0107	0,0927	0,0829	0,0107	0,0120	0,0105
1	0,0053	0,0704	0,0697	0,0053	0,0063	0,0054
2	0,0024	0,0492	0,0570	0,0024	0,003	0,0024
3	0,0012	0,033	0,0471	0,0013	0,0015	0,0012
4	$6,0788 \cdot 10^{-4}$	0,0204	0,0389	$5,5589 \cdot 10^{-4}$	$6,8386 \cdot 10^{-4}$	$5,4389 \cdot 10^{-4}$
5	$2,9394 \cdot 10^{-4}$	0,0114	0,0314	$3,2993 \cdot 10^{-4}$	$3,9192 \cdot 10^{-4}$	$3,5593 \cdot 10^{-4}$
6	$1,4597 \cdot 10^{-4}$	0,0061	0,0263	$1,4997 \cdot 10^{-4}$	$1,8196 \cdot 10^{-4}$	$1,4597 \cdot 10^{-4}$
7	$6,3987 \cdot 10^{-5}$	0,0028	0,0216	$5,5989 \cdot 10^{-5}$	$7,1986 \cdot 10^{-5}$	$4,3991 \cdot 10^{-5}$
8	$1,7996 \cdot 10^{-5}$	0,0011	0,0176	$9,998 \cdot 10^{-6}$	$4,3991 \cdot 10^{-5}$	$5,9988 \cdot 10^{-6}$
9	$1,5997 \cdot 10^{-5}$	$3,3193 \cdot 10^{-4}$	0,0147	$1,3997 \cdot 10^{-5}$	$5,9988 \cdot 10^{-6}$	$1,1998 \cdot 10^{-5}$
10	0	$1,1998 \cdot 10^{-4}$	0,0127	0	$1,9996 \cdot 10^{-6}$	0

Tabla 4.10: Valores de BER para el escenario a en los distintos casos de estudio correspondientes al usuario 1 ubicado en $(-0.75, -0.75)$.

SNR [dB]	Caso i	Caso ii	Caso iii	Caso iv	Caso v	Caso vi
0	0,0105	0,0935	0,0285	0,0106	0,0107	0,0105
1	0,0054	0,07	0,0185	0,0055	0,0053	0,0052
2	0,0025	0,0493	0,0115	0,0024	0,0025	0,0024
3	0,0011	0,0331	0,0069	0,0011	0,0012	0,0011
4	$6,1588 \cdot 10^{-4}$	0,0199	0,0044	$6,0588 \cdot 10^{-4}$	$6,4787 \cdot 10^{-4}$	$6,4587 \cdot 10^{-4}$
5	$3,1594 \cdot 10^{-4}$	0,0116	0,003	$3,0994 \cdot 10^{-4}$	$3,2993 \cdot 10^{-4}$	$3,1194 \cdot 10^{-4}$
6	$1,9596 \cdot 10^{-4}$	0,0057	0,0022	$1,4397 \cdot 10^{-4}$	$1,4797 \cdot 10^{-4}$	$1,8796 \cdot 10^{-4}$
7	$6,7986 \cdot 10^{-5}$	0,0026	0,0016	$8,7982 \cdot 10^{-5}$	$7,7984 \cdot 10^{-5}$	$6,5987 \cdot 10^{-5}$
8	$2,1996 \cdot 10^{-5}$	$9,958 \cdot 10^{-4}$	0,0012	$2,5995 \cdot 10^{-5}$	$2,3995 \cdot 10^{-5}$	$2,3995 \cdot 10^{-5}$
9	$1,3997 \cdot 10^{-5}$	$3,7393 \cdot 10^{-4}$	0,0011	$5,9988 \cdot 10^{-6}$	$9,998 \cdot 10^{-6}$	$9,998 \cdot 10^{-6}$
10	$1,9996 \cdot 10^{-5}$	$1,0998 \cdot 10^{-4}$	$7,6185 \cdot 10^{-4}$	0	$1,9996 \cdot 10^{-6}$	$1,9996 \cdot 10^{-6}$

Tabla 4.11: Valores de BER para el escenario g en los distintos casos de estudio correspondientes al usuario 2 ubicado en (0.75, -0.75).

SNR [dB]	Caso i	Caso ii	Caso iii	Caso iv	Caso v	Caso vi
0	0,0104	0,0933	0,0167	0,0105	0,0103	0,0105
1	0,0052	0,0702	0,0092	0,0051	0,0053	0,0052
2	0,0025	0,05	0,0048	0,0025	0,0025	0,0025
3	0,0011	0,0332	0,0025	0,0011	0,0011	0,0011
4	$6,3387 \cdot 10^{-4}$	0,0204	0,0012	$6,4387 \cdot 10^{-4}$	$6,4787 \cdot 10^{-4}$	$6,2787 \cdot 10^{-4}$
5	$3,2394 \cdot 10^{-4}$	0,114	$4,979 \cdot 10^{-4}$	$3,0194 \cdot 10^{-4}$	$3,0394 \cdot 10^{-4}$	$3,3793 \cdot 10^{-4}$
6	$1,6797 \cdot 10^{-4}$	0,0058	$2,0596 \cdot 10^{-4}$	$1,5197 \cdot 10^{-4}$	$1,5597 \cdot 10^{-4}$	$1,6997 \cdot 10^{-4}$
7	$6,7986 \cdot 10^{-5}$	0,0026	$6,9986 \cdot 10^{-5}$	$8,3983 \cdot 10^{-5}$	$6,1988 \cdot 10^{-5}$	$7,7984 \cdot 10^{-5}$
8	$3,1994 \cdot 10^{-5}$	0,0011	$2,9994 \cdot 10^{-5}$	$1,7996 \cdot 10^{-5}$	$1,7996 \cdot 10^{-5}$	$2,1996 \cdot 10^{-5}$
9	$5,9988 \cdot 10^{-6}$	$3,5793 \cdot 10^{-4}$	$9,998 \cdot 10^{-6}$	$9,998 \cdot 10^{-6}$	$7,9984 \cdot 10^{-6}$	$1,9996 \cdot 10^{-5}$
10	$1,9996 \cdot 10^{-6}$	$1,3397 \cdot 10^{-4}$	$3,9992 \cdot 10^{-6}$	$1,9996 \cdot 10^{-6}$	$1,9992 \cdot 10^{-6}$	0

Tabla 4.12: Valores de BER para el escenario g en los distintos casos de estudio correspondientes al usuario 3 ubicado en (0, 1.06).

Teniendo la tasa de error es posible estimar el *throughput* con lo siguiente:

$$Throughput = R \cdot (1 - BER) \log_2(M) \quad (4.2)$$

Donde R corresponde a la tasa de símbolos de la fuente transmisora, y M corresponde a la cantidad de símbolos de la constelación en la modulación digital. Así, se calcula las curvas de *throughput* según el nivel de SNR mostradas en las figuras 4.21 y 4.22.

Dentro del horizonte de simulación, el *throughput* en cada usuario de la red podría alcanzar valores entre 990 Mb/s y 1 Gb/s según el nivel de la potencia del ruido presente en el canal, para los casos en que el sistema cuenta con información correcta sobre el estado del canal.

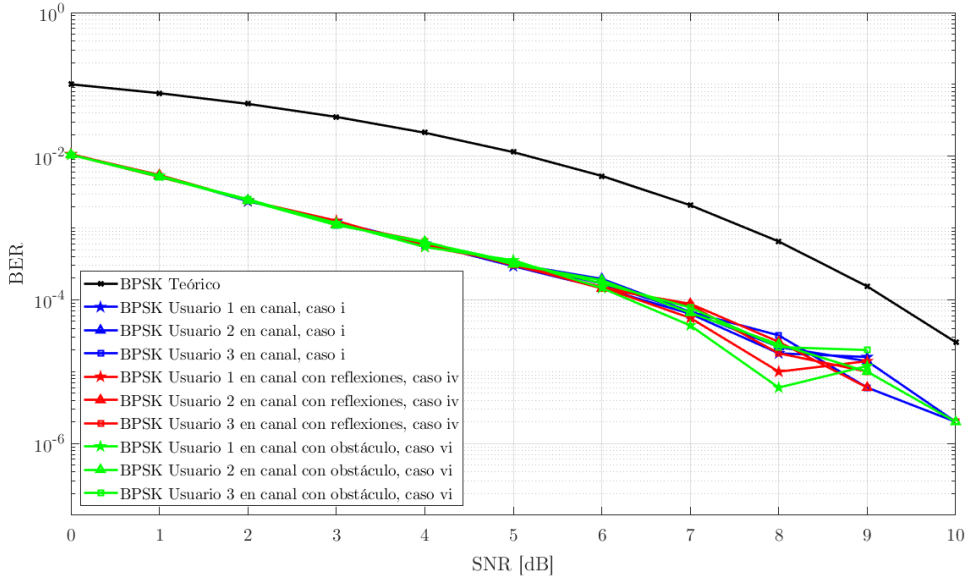


Figura 4.20: Curva de BER para escenario *g*.

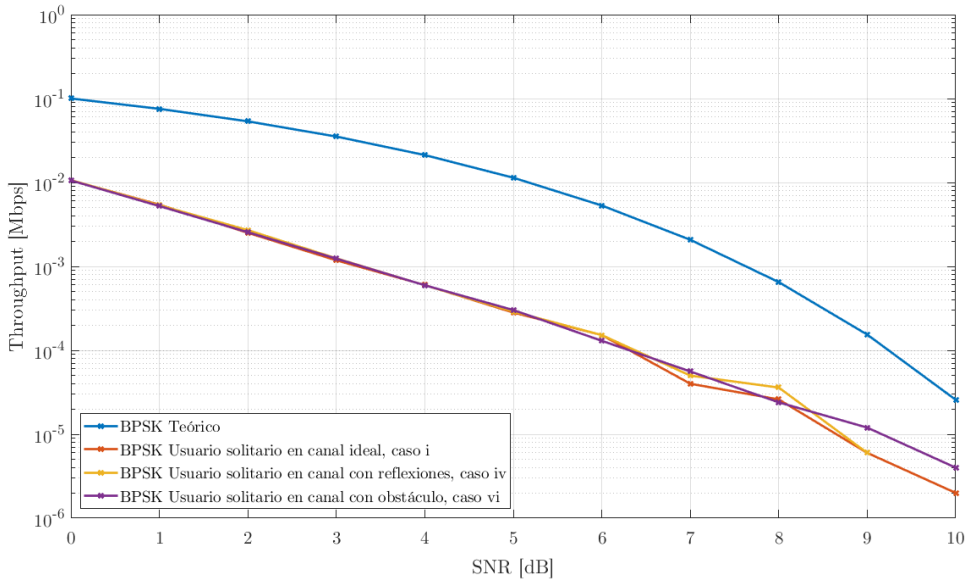


Figura 4.21: Curva de Throughput estimado para escenario *a*.

4.4. Niveles de potencia propagados

Para verificar que los niveles de potencia transmitida son factibles en la comunicación y están bajo las normas reguladoras de los países y las recomendaciones de los estándares, se calculó la potencia de las señales percibidas en el espacio de simulación. Se construye un mapa de calor del nivel de potencia en dBm percibida en el espacio y se normaliza de modo de que los usuarios reciban el nivel mínimo de potencia estipulado en la tabla 3.1 de sensibilidades, ésto con el objetivo de calcular la potencia que deben emitir las antenas para cumplir dicho

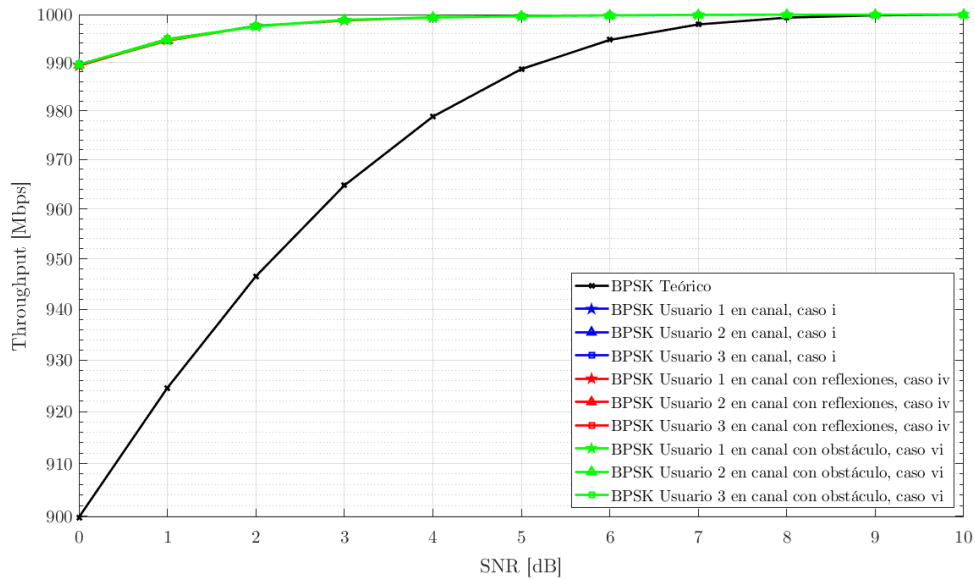


Figura 4.22: Curva de Throughput estimado para escenario *e*.

fin. Los resultados son mostrados en las figura 4.23 correspondiente a los escenarios *e*, *f*, *g* y *h* consideran la presencia del obstáculo en el cálculo del sistema.

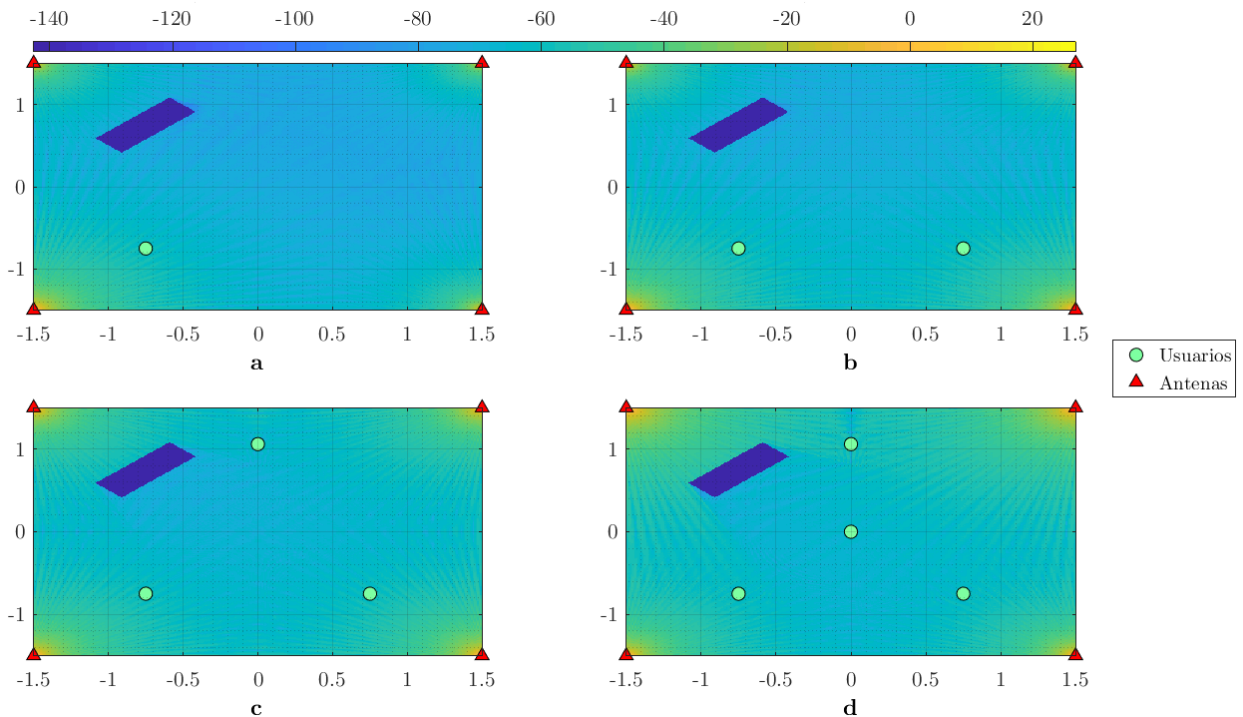


Figura 4.23: Niveles de potencia en dBm percibida en el espacio donde a corresponde al escenario *e*, b al escenario *f*, c escenario *g* y d escenario *h*.

Gráficamente se logra apreciar que a medida se sirven más usuarios se van iluminando más zonas del espacio con potencias mayores. Ahora bien, los niveles de potencia obtenidos deben ser normalizados para verificar el cumplimiento de la normativa. La metodología consiste en

satisfacer el peor caso de sensibilidad visto en la normativa y realizar un balanceo de potencia en los enlaces establecidos por el sistema.

La normalización se realiza considerando que la potencia calculada a partir de la forma de onda transmitida por las antenas es la suma de la potencia del transmisor y la ganancia de la antena transmisora. También se considera que la potencia de la señal recibida en el lado del receptor es la suma de la potencia mínima necesaria por el receptor (sensibilidad) y la ganancia de la antena transmisora. Esto se resume en las siguientes ecuaciones:

$$P_{tmin} + G_t + L = P_r - G_r \quad (4.3a)$$

$$P_{rmapa} = P_r - G_r \quad (4.3b)$$

$$P_{tmapa} = P_{tmin} + G_t \quad (4.3c)$$

Donde P_{tmin} es la potencia mínima que debe entregar el transmisor, G_t es la ganancia del transmisor, L son todas las pérdidas por propagación, P_r es la potencia recibida obtenida en el receptor, G_r es la ganancia de la antena receptora, P_{rmin} es la potencia de la señal recibida calculada en el mapa y P_{tmapa} es la potencia transmitida calculada en el mapa. Considerando el caso más severo de sensibilidades se toma como $P_r = -46$ dBm y las ganancias de las antenas en 15 dBi, siendo este valor el máximo permitido a nivel mundial [42]. Los resultados se resumen en la tabla 4.13.

Escenario	P_{rmapa} mínima [dBm]	P_{tmapa} mínima [dBm]	P_{rmin} [dBm]	P_t mínima dBm
e	-61	20.5	-46	5.5
f	-61	21.03	-46	6.03
g	-61	20.98	-46	5.98
h	-61	14.5	-46	-0.5

Tabla 4.13: Resumen de potencias límite transmitidas y recibidas.

Tomando 10 dBm como valor máximo de potencia de transmisión según los datos mencionados en capítulos anteriores, el sistema podría estar emitiendo en rangos de potencia permisibles incluso para el peor caso de sensibilidad.

4.5. Cierre de capítulo

En base a los resultados expuestos en esta sección, se ha verificado la factibilidad de la reconstrucción de distintas señales en ubicaciones particulares dentro de un espacio de simulación de manera simultánea, utilizando radiotransmisores que emiten de manera conjunta. Las formas de ondas percibidas por el lado del receptor son prácticamente idénticas a las esperadas por el mismo.

Ahora bien, al estudiar la variabilidad de la amplitud de las formas de ondas emitidas por las antenas se descubrió una importante limitante técnica del sistema. Las curvas CCDF obtenidas para las señales de las antenas distribuyen hacia valores más grandes de PAPR, lo

que indica que serían necesarios dispositivos electrónicos más sofisticados para cumplir con la restricción de amplificación de señales sin distorsión por saturación.

El comportamiento de la potencia correlacionada en el espacio permitió verificar que la visibilidad del espacio de cobertura mejora con el uso del sistema DIDO. Dependiendo de una correcta estimación de canal, el sistema mejoró de un 92.12 % de potencia correlacionada normalizada percibida por un usuario solitario a un 98.55 % cuando se incorporó un radio-transmisor redundante, y a un 99.24 % con 4 transmisores DIDO, en los escenarios indoor con presencia de obstáculos. Sin embargo, los resultados para simulaciones en escenarios con una cantidad de usuarios igual a la cantidad de transmisores muestran que el desempeño del sistema empeora. Esto permite deducir que mientras mayores sean los niveles de redundancia en cuento a la cantidad de transmisores disponibles en el sistema, mejor será su desempeño a la hora de servir a múltiples usuarios.

En cuanto a las tasas de error, obtiene un compartamiento similar entre los escenarios de simulación. Al igual que en el análisis del espacio de cobertura, los mejores resultados se obtuvieron cuando la estimación del canal que poseía el canal era acertada. Las velocidades alcanzables, dentro del horizonte de simulación correspondiente a un rango de SNR que va de 0 a 10 dB, va de los 990 Mb/s a los 1000 Mb/s.

Por último, los análisis de potencia emitida en el espacio de simulación permitieron probar que el sistema estaría operando dentro de los límites y rangos estipulados en la normativa reguladora.

Capítulo 5

Conclusiones

Si bien la banda de 60 GHz ofrece una gran capacidad de tráfico debido a su amplio ancho de banda disponible, su utilización conlleva una serie de desventajas y desafío que enfrentar. Dentro de esta investigación se confirmaron aspectos relacionados con las pérdidas por propagación en espacio libre y el bloqueo por obstáculos presentes en los distintos contextos en los que se requiera utilizar esta banda de frecuencia. Además, los estándares y normativa existente para 60 GHz imponen ciertas restricciones técnicas que deben ser tomadas en cuenta a la hora de proponer nueva tecnología operando en esta banda.

Ahora bien, dentro de esta investigación se pudo estudiar otros métodos de acceso al medio relacionados con la tecnología innovadora de DIDO, que utilizan el concepto de distribución y transmisión conjunta, pero no cumplen exactamente sus premisas. Algunos de ellos resuelven el mismo problema expuesto en este trabajo, como por ejemplo el uso de NOMA en conjunto con *femtoceldas* para dar conectividad a redes de área personal, sin embargo, ninguno lo hace con el mismo paradigma de transmisión conjunta de múltiples receptores hacia múltiples usuarios. Utilizar DIDO para proveer conectividad en redes de área personal, para contextos indoor, se presenta como otra alternativa factible de implementación en la banda de 60 GHz según los resultados obtenidos en este trabajo.

La investigación realizada en el presente trabajo de tesis da como resultado una propuesta técnica factible para mejorar la cobertura de las comunicaciones en la banda de 60 GHz. Los esquemas de redundancia configurados por DIDO son un método inteligente para utilizar la diversidad espacial entre los usuarios de una red de área personal por medio del *coordinador DIDO* y los *transceptores DIDO*, permitiendo un mejor aprovechamiento de los recursos espectrales disponibles.

El método de cálculo propuesto para el coordinador del sistema prueba ser efectivo a la hora de obtener las señales de múltiples transmisores en un canal determinado. Prueba de eso es el análisis realizado sobre las forma de onda resultantes y la posterior comparativa entre señales de usuarios deseadas y estimadas. Ahora bien, esta efectividad vino sujeta a una correcta estimación del estado del canal, y en este caso, de su función respuesta al impulso. Estas estimaciones le permiten al sistema aprovechar la forma en que se propagan las ondas en el espacio, haciendo uso de las reflexiones más relevantes y las interferencias constructivas

y destructivas. Se observa gracias a las curvas de error que mientras más precisa sea la estimación del canal, mejor será el desempeño del sistema. Esto conlleva una complejización en el sistema en su modo operativo.

Por otro lado, se observa que el sistema es capaz de dar cobertura a los usuarios de forma focalizada, aunque se haga uso de la misma frecuencia portadora. Dicha, característica depende tanto de la rigurosidad en el modelo y estimación de canal, como también de la disposición geométrica de los participantes en el enlace DIDO.

En los escenarios sin línea-de-vista el sistema demuestra un buen desempeño en cuanto a la cobertura y la tasa de error, incluso en los casos en donde no considera obstáculos en procesamiento de la señales emitidas pero sí estaban presentes en el canal. El sistema mejoró de un 92.12% de potencia correlacionada normalizada percibida por un usuario solitario a un 98.55% cuando se incorporó un radiotransmisor redundante, y a un 99.24% con 4 transmisores. Para el caso de múltiples usuarios se alcanzó niveles por sobre el 92% en todos los usuarios con una correcta estimación de canal.

Por otro lado, tasas de error BER permitieron estimar que las velocidades alcanzables, dentro del horizonte de simulación correspondiente a un rango de SNR que va de 0 a 10 dB, va de los 990 Mb/s a los 1000 Mb/s, para cada uno de los usuarios. Teniendo en cuenta que cada usuario alcanzaría dicho *throughput* y éste podría ser mejorado con técnicas de modulación más densas, el escenario resultante es bastante optimista en cuanto a los resultados obtenidos.

Para los escenarios con línea-de-vista se logra notar que el desempeño tanto en cobertura como en *throughput* no varía en gran medida entre la consideración de reflexiones en el canal y la consideración sólo del camino directo a la hora el cálculo del sistema. Lo anterior es consecuente con la magnitud de la pérdida de espacio libre inherente en altas frecuencias, y en particular, en la banda de 60 GHz.

El análisis del PAPR permite identificar la naturaleza altamente fluctuante de la potencia de las señales que emiten los transeceptores DIDO. Un alto valor de PAPR implica la necesidad de amplificadores capaces de operar en el rango en el que varía la amplitud de dichas señales, lo que encarece y limita en cierto grado su implementación.

Otra limitante encontrada se relaciona con la razón entre el número de usuarios y el número de *transeceptores DIDO*. El desempeño del sistema mejora mientras mayor sea el número de transeceptores respecto el número de usuarios.

Los cálculos de potencia mínima transmitida para satisfacer la normativa y estándares de WPAN en 60 GHz, permitieron verificar su factibilidad, incluso para el peor caso. Todo esto teniendo en cuenta las recomendaciones del estándar 802.15.3c.

5.1. Trabajo futuro

El principal aporte de este trabajo fue el de proponer una alternativa para paliar los efectos negativos del bloque de la línea-de-vista en comunicaciones de 60 GHz, pero para que esta

propuesta sea realizable necesita explorar otras aristas no tocadas en este trabajo dado que están fuera del alcance.

Se propone el estudio del desempeño del sistema con otros esquemas de modulación más complejos, como M-PSK, QAM, etc. En teoría, la efectividad del modelo de cálculo de señales no debería verse perjudicada, pero las modulaciones digitales más densas son más sensibles a distorsiones del canal y ruido. El sentido del aprovechamiento máximo de esta técnica motiva la búsqueda de un equilibrio entre simplicidad y desempeño. En definitiva, queda como trabajo futuro la adaptación del sistema propuesto a las tecnologías actuales como *radio cognitiva*, *5G*, etc.

Otro aspecto importante es la profundización en cuanto a la estimación y modelos de canal. Realizar simulaciones con modelos más complejos y precisos permitirá afinar aún más particularidad de los resultados obtenidos en este trabajo.

Y por último, y no menos importante, el dimensionamiento del hardware para el trabajo de cómputo realizado por el coordinador y el diseño de protocolos de capas superiores. En miras de la elaboración en prototipo es necesario seleccionar o diseñar los dispositivos que harán posible la implementación del sistema.

Bibliografía

- [1] Forenza A. and Perlman S. Distributed-input-distributed-output (dido) wireless technology, a new approach to multiuser wireless. *Rearden LLC Patents/Patents Pending*, 2011. White paper.
- [2] Forenza A. and Perlman S. pcell wireless reinvented, an introduction to pcell. *Artemis Networks LLC*, 2015. White paper.
- [3] Y. Al-Alem and A. A. Kishk. Efficient 60 ghz antenna based on open-end microstrip line fringing fields. In *2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting*, pages 1703–1704, July 2018.
- [4] Y. Al-Alem and A. A. Kishk. Simple high gain 60 ghz antenna. In *2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting*, pages 1693–1694, July 2018.
- [5] C. R. Anderson and T. S. Rappaport. In-building wideband partition loss measurements at 2.5 and 60 ghz. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 3(3):922–928, May 2004.
- [6] C. R. Anderson, T. S. Rappaport, K. Bae, A. Verstak, N. Ramakrishnan, W. H. Tranter, C. A. Shaffer, and L. T. Watson. In-building wideband multipath characteristics at 2.5 and 60 ghz. In *Proceedings IEEE 56th Vehicular Technology Conference*, volume 1, pages 97–101 vol.1, Sep. 2002.
- [7] C.A. Balanis. *Antenna Theory: Analysis and Design*. Wiley, 2012.
- [8] E. Ben-Dor, T. S. Rappaport, Y. Qiao, and S. J. Lauffenburger. Millimeter-wave 60 ghz outdoor and vehicle aoa propagation measurements using a broadband channel sounder. In *2011 IEEE Global Telecommunications Conference - GLOBECOM 2011*, pages 1–6, Dec 2011.
- [9] I. Budhiraja, S. Tyagi, S. Tanwar, N. Kumar, and M. Guizani. Cr-noma based interference mitigation scheme for 5g femtocells users. In *2018 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, pages 1–6, Dec 2018.
- [10] I. Budhiraja, S. Tyagi, S. Tanwar, N. Kumar, and M. Guizani. Cross layer noma interference mitigation for femtocell users in 5g environment. *IEEE Transactions on Vehicular*

Technology, 68(5):4721–4733, May 2019.

- [11] P.D. Cha and J.I. Molinder. *Fundamentals of Signals and Systems with CD-ROM: A Building Block Approach*. Cambridge University Press, 2006.
- [12] Richard Chirgwin. Dido: snake oil or wireless salvation? https://www.theregister.co.uk/2011/08/01/dido_snake_oil_or_saviour/. Accessed: 2019-03-10.
- [13] J. Choi. Compressive random access for mtc in distributed input distributed output systems. In *2017 IEEE 85th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, pages 1–5, June 2017.
- [14] Cisco. Vni mobile forecast highlights tool. https://www.cisco.com/c/m/en_us/solutions/service-provider/forecast-highlights-mobile.html#. Accessed: 2019-03-20.
- [15] M. Dadić and R. Zentner. Wireless link modeling using complex fir filters. In *2018 First International Colloquium on Smart Grid Metrology (SmaGriMet)*, pages 1–4, April 2018.
- [16] L. Dai, B. Wang, Z. Ding, Z. Wang, S. Chen, and L. Hanzo. A survey of non-orthogonal multiple access for 5g. *IEEE Communications Surveys Tutorials*, 20(3):2294–2323, third-quarter 2018.
- [17] R. C. Daniels, J. N. Murdock, T. S. Rappaport, and R. W. Heath. 60 ghz wireless: Up close and personal. *IEEE Microwave Magazine*, 11(7):44–50, Dec 2010.
- [18] Subsecretaría de Telecomunicaciones. Estadísticas asociadas a internet. <https://www.subtel.gob.cl/estudios-y-estadisticas/internet/>. Accessed: 2019-03-20.
- [19] Union Internacional de Telecomunicaciones. Estadísticas de uso de internet. https://www.itu.int/en/ITU-D/Statistics/Documents/statistics/2018/Individuals_Internet_2000-2017_Dec2018.xls. Accessed: 2019-07-19.
- [20] Ericsson. Ericsson mobility visualizer. <https://www.ericsson.com/en/mobility-report/mobility-visualize>. Accessed: 2019-03-20.
- [21] Claudio Estevez and Cesar Azurdia. Bottom-layer solutions for 60 ghz millimeter-wave wireless networks: modulation and multiplexing access techniques. *Telecommunication Systems*, 61(4):755–771, Apr 2016.
- [22] A. Forenza, S. Perlman, F. Saibi, M. Di Dio, R. van der Laan, and G. Caire. Achieving large multiplexing gain in distributed antenna systems via cooperation with pcell technology. In *2015 49th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, pages 286–293, Nov 2015.
- [23] A.P. French. *Vibrations and Waves*. M.I.T. introductory physics series. Taylor & Francis, 1971.
- [24] D.J. Griffiths. *Introduction to Electrodynamics*. Cambridge University Press, 2017.

- [25] W.H. Hayt and J.A. Buck. *Teoría electromagnética*. McGraw-Hill, 2006.
- [26] I. A. Hemadeh, K. Satyanarayana, M. El-Hajjar, and L. Hanzo. Millimeter-wave communications: Physical channel models, design considerations, antenna constructions, and link-budget. *IEEE Communications Surveys Tutorials*, 20(2):870–913, Secondquarter 2018.
- [27] IEEE. Ieee standard for information technology– local and metropolitan area networks– specific requirements– part 15.3: Amendment 2: Millimeter-wave-based alternative physical layer extension. *IEEE Std 802.15.3c-2009 (Amendment to IEEE Std 802.15.3-2003)*, pages 1–200, Oct 2009.
- [28] ECMA International. *Standard ECMA-387: High rate 60 GHz PHY, MAC and HDMI PALs*. ECMA International, 2010.
- [29] ITU-R. *Radio regulations*. ITU, 2016.
- [30] S. Khademi, S. P. Chepuri, Z. Irahhtauten, G. J. M. Janssen, and A. van der Veen. Channel measurements and modeling for a 60 ghz wireless link within a metal cabinet. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 14(9):5098–5110, Sep. 2015.
- [31] M. Li and K. Luk. Wideband magneto-electric dipole antenna for 60-ghz millimeter-wave communications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 63(7):3276–3279, July 2015.
- [32] S. Li, Y. Liu, L. Lin, D. Sun, S. Yang, and X. Sun. Simulation and modeling of millimeter-wave channel at 60 ghz in indoor environment for 5g wireless communication system. In *2018 IEEE International Conference on Computational Electromagnetics (ICCEM)*, pages 1–3, March 2018.
- [33] Shyam Babu Mahato. *Radio Resource Scheduling in Homogeneous Coordinated Multi-Point Joint Transmission of Future Mobile Networks*. PhD thesis, University of Bedfordshire, 2013.
- [34] Alexander Maltsev. Ieee doc. 802.11-09/0334r8 channel models for 60 ghz wlan systems, May 2005.
- [35] M. Marcus and B. Pattan. Millimeter wave propagation: spectrum management implications. *IEEE Microwave Magazine*, 6(2):54–62, June 2005.
- [36] P. Massoud Salehi and J. Proakis. *Digital Communications*. McGraw-Hill Education, 2007.
- [37] MathWorks. Moore-penrose pseudoinverse - matlab pinv. https://la.mathworks.com/help/matlab/ref/pinv.html#mw_ffa95973-29a2-48a1-adb0-5a4214e0d9cf. Accessed: 2019-03-10.
- [38] A. Papoulis. *The Fourier integral and its applications*. McGraw-Hill electronic sciences series. McGraw-Hill, 1962.

- [39] Pasterneck. 60 ghz wr-15 antennas. https://www.pasternack.com/pages/Featured_Products/60-ghz-wr-15-antennas.html. Accessed: 2019-03-10.
- [40] J.G. Proakis and D.G. Manolakis. *Tratamiento digital de señales*. Fuera de colección Out of series. Pearson Educación, 2007.
- [41] B. Sklar. *Digital communications: fundamentals and applications*. Prentice Hall Communications Engineering and Emerging Technologies Series. Prentice-Hall PTR, 2001.
- [42] P. F. M. Smulders. Impact of regulations on feasible distance between 60 ghz devices. In *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation*, pages 1–4, April 2010.
- [43] D. Steinmetzer, J. Classen, and M. Hollick. mmtrace: Modeling millimeter-wave indoor propagation with image-based ray-tracing. In *2016 IEEE Conference on Computer Communications Workshops (INFOCOM WKSHPs)*, pages 429–434, April 2016.
- [44] Q. Vien, T. A. Le, C. V. Phan, and M. Opoku Agyeman. An energy-efficient noma for small cells in heterogeneous cran under qos constraints. In *European Wireless 2017; 23th European Wireless Conference*, pages 1–6, May 2017.
- [45] Y. Wang, Y. . P. Hong, and W. Chen. User pair selection for distributed-input distributed-output wireless systems. In *2016 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pages 1–6, May 2016.
- [46] X. Wu, C. Wang, J. Sun, J. Huang, R. Feng, Y. Yang, and X. Ge. 60-ghz millimeter-wave channel measurements and modeling for indoor office environments. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 65(4):1912–1924, April 2017.
- [47] T. Yilmaz and O. B. Akan. State-of-the-art and research challenges for consumer wireless communications at 60 ghz. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 62(3):216–225, August 2016.

Anexos

Códigos de Simulaciones

Los códigos de las simulaciones y gráficos mostrados en este trabajo se encuentran disponibles en el siguiente repositorio : https://github.com/nburgosr/thesis_codes.

Glosario

AV-PHY Audio/Visual Carrier Mode of mmWave PHY. 30

BDM Bit Division Multiplexing. 34

BER Bit Error Rate. i, xi, 6, 45, 47, 63, 64, 66, 71

BPSK Binary Phase Shift Keying. 43

CCDF Complementary Cumulative Distribution Function. xi, 51–53, 68

CDMA Code Division Multiple Access. 32

CoMP Coordinated Multipoint. x, 32–35

CRAN Cloud Radio Access Network. 34

DBPSK Differential Binary Phase Shift Keying. 30

DFT Discrete Fourier Transform. 40

DIDO Distributed Input Distributed Output. i, x, 5, 6, 8, 32, 34–39, 41–48, 69–71

DQPSK Differential Quadrature Phase Shift Keying. 30

EB Exabyte. x, 2

EIRP Effective Isotropic Radiated Power. ix, 31

FDMA Frequency Division Multiple Access. 32

FSK Frequency Shift Keying. 21

HSI-PHY High Speed Interface Mode of mmWave PHY. 30

IoT Internet of Things. 1

ISM Industrial, Scientific and Medical radio bands. ix, 22–24

MAC Medium Access Control. 30

MIMO Multiple Input Multiple Output. 29

NOMA Non-Orthogonal Multiple Access. 32–34, 70

OFDM Orthogonal Frequency-Division Multiple Access. 30–32

PAPR Peak to Average Ratio. i, xi, 46, 47, 51–53, 68, 71

PCM Pulse Code Modulation. 19

PDMA Pattern Division Multiple Access. 34

QAM Quadrature Amplitud Modulation. 21

SC-PHY Single Carrier Mode of mmWave PHY. 30

SDMA Spatial Division Multiple Access. 34

SIDO Single Input Distributed Output. 35

SNR Signal to Noise Ratio. i, 63, 65, 69

SUBTEL Subsecretaría de Telecomunicaciones. x, 2, 4

TDMA Time Division Multiple Access. 32

UIT Unión Internacional de Telecomunicaciones. 1, 22

VHF Very High Frequency. 23

VNA Vector Network Analyzer. 28

WLAN Wireless Local Area Network. 23, 29

WPAN Wireless Personal Area Network. 23, 29, 30