P.I.
(043)621.39
2020
M523

PROYECTO INTEGRADOR DE LA CARRERA DE INGENIERÍA EN TELECOMUNICACIONES

CANALES DE COMUNICACIONES INALÁMBRICAS MIMO: SIMULACIÓN Y EVALUACIÓN DE PERFORMANCE

Lautaro Mendieta
Estudiante

Dr. Santiago Hernandez
Director

Miembros del Jurado
Jorge Cogo
Juan Pablo Pascual

17 de Diciembre de 2020

Departamento de Ingeniería en Telecomunicaciones
Centro Atómico Bariloche

Instituto Balseiro
Universidad Nacional de Cuyo
Comisión Nacional de Energía Atómica
Argentina

INVENTARIO 24104
28.04.21
Biblioteca Leo Falicov

A mamá y papá.

Índice de contenidos

Índice de contenidos v

Índice de figuras vii

Resumen ix

Abstract xi

1. Introducción 1

2. Comunicaciones inalámbricas 5
2.1. El canal inalámbrico . . . 5
2.2. Parámetros característicos del canal inalámbrico . . . 8
2.3. Modelado estadístico del canal . . . 10
2.4. Modulación, demodulación y detección . . . 10
2.5. Probabilidad de error . . . 12
2.6. Técnicas de diversidad . . . 14
2.6.1. Diversidad temporal . . . 15
2.6.2. Diversidad en frecuencia . . . 16
2.6.3. Diversidad espacial . . . 17
2.7. Capacidad . . . 19

3. El software de simulación 23
3.1. Consideraciones generales y objetivos . . . 23
3.2. Cálculo del canal . . . 24
3.3. Transmisión de la información . . . 28
3.4. Cálculo paralelo en GPUs . . . 30
3.5. Mantenimiento y control de versiones . . . 32

4. Evaluación y análisis de sistemas 35
4.1. Sistemas SISO punto a punto . . . 35
4.1.1. BPSK . . . 37
4.1.2. Código de repetición . . . 40
4.1.3. OFDM . . . 42
4.1.4. OFDM con código de repetición . . . 43
4.1.5. Imperfección en la información de canal . . . 44
4.2. Sistemas MIMO punto a punto . . . 46
4.2.1. Alamouti 2x1 . . . 46

4.2.2. V-BLAST 2x2 47
4.2.3. V-BLAST 2x2 con caminos especulares 48
4.3. Sistemas MIMO multiusuario 51

5. Conclusiones **55**

Agradecimientos **59**

Índice de figuras

2.1. Tipos de desvanecimiento de la señal en los canales inalámbricos. 6
2.2. Ejemplos de constelaciones digitales para dos esquemas de modulación digital. Se muestra el mapeo que se hace desde conjuntos de bits hacia símbolos complejos (con parte real en la componente en fase I, y parte imaginaria en la componente en cuadratura Q). Se utilizó codificación de Gray para la asignación. 11
2.3. Demodulación de símbolos QAM16. El canal inalámbrico aplica un desfasaje sobre la señal enviada. Conociendo el efecto del mismo, el demodulador alinea nuevamente la fase de la señal recibida con la de la señal transmitida. 12
2.4. Comparación de desempeño en transmisión BPSK. 13

3.1. Arquitectura del canal inalámbrico. El canal completo está compuesto por cada uno de los canales individuales de cada móvil. 25
3.2. Matriz de canal para un dado móvil. La misma se guarda como un objeto de tipo `np.ndarray` sobre el atributo `channel` del correspondiente móvil. 27
3.3. Diagrama de flujo de una transmisión BPSK. En rojo se muestra el método correspondiente al móvil; en azul aquellos correspondientes al modulador, en este caso BPSK y, en verde, los métodos correspondientes a la fuente binaria de información. 29
3.4. Tiempos de cómputo en función del largo de la simulación para distintos ordenadores. Se compara el desempeño cuando `USE_GPU = True` (versión híbrida) con el caso en el que `USE_GPU = False` (versión CPU). La simulación realizada fue una transmisión BPSK sobre un canal inalámbrico con 40 reflectores y una estación base con una antena. . . 31
3.5. Comparación de *speedups* en función de la longitud de simulación para distintos ordenadores. En naranja el gráfico correspondiente a una computadora que cuenta con un procesador Intel I5-7200U, una placa NVIDIA GeForce 940MX y 8 GB de memoria RAM, y en verde el correspondiente a Google Colab (GPU NVIDIA Tesla K80). . . . 32
3.6. Historial de commits para la rama principal del proyecto. 33

4.1. Mapa de fuerzas correspondiente a un escenario con una única antenna transmisora ubicada en la posición $(0, 0)$ con ancho de banda de 1 MHz y para diferentes frecuencias de portadora. 36
4.2. Detalles sobre la imagen de la Fig. 4.1b. 36
4.3. Escenario utilizado para transmitir con modulación BPSK. 37
4.4. Respuesta impulsiva correspondiente a la posición inicial del móvil sobre el escenario utilizado para la transmisión SISO BPSK utilizando un ancho de banda de 100 kHz. El canal responde con un único tap para dicho ancho de banda. 38
4.5. Resultados obtenidos de simular una transmisión BPSK sin codificar sobre el escenario descripto por la Fig. 4.3. 39

4.6. Capacidad práctica calculada para la situación descripta por el escenario físico de la Fig. 4.3. . . . 40
4.7. Simulación utilizando código de repetición con $L = 2$ transmitiendo con frecuencia de portadora 2,4 GHz y ancho de banda de 100 kHz. . . . 41
4.8. Respuesta al impulso del canal utilizado para la transmisión OFDM con ancho de banda de 1 MHz correspondiente a la primer posición del móvil sobre el escenario. El canal responde con dos taps significativos. . . . 42
4.9. Diagrama de bloques de transmisión SISO utilizando BPSK sin codificar sobre OFDM. 42
4.10. Tasa de error de bit para una transmisión BPSK sin codificar sobre OFDM. . . . 43
4.11. Resultados de simulación con código de repetición sobre OFDM en canal selectivo en frecuencia. . . . 44
4.12. Degradación del desempeño de un sistema con información de canal imperfecta. En este caso el receptor obtiene la información de taps pasados, es decir, con cierto retardo. La degradación se profundiza a medida que aumenta el retardo. . . . 45
4.13. Resultados de simulación sobre el escenario que se muestra en la Fig. 4.3 con la diferencia de que, en este caso, la estación base cuenta con dos elementos separados media longitud de onda entre sí. . . . 47
4.14. Resultados correspondientes a una simulación de un sistema V-BLAST 2x2 punto a punto utilizando decorrelador. Se transmiten símbolos independientes BPSK en cada una de las antenas. . . . 48
4.15. Escenario con dos caminos especulares y su distribución de taps. . . . 49
4.16. Desempeño para sistema V-BLAST sobre canal con dos caminos especulares. . . . 50
4.17. Patrones de radiación e intensidad para una estación base compuesta por 8 elementos dispuestos en línea y separados media longitud de onda entre sí. La frecuencia es de 2,4 GHz y el ancho de banda de 100 kHz. . . . 52
4.18. Tasa de error de bit total (para ambos usuarios) para un downlink con $K = 2$ usuarios y 2 elementos en la estación base. . . . 53
4.19. Escenario configurado para simular un downlink desde una estación base con 16 antenas hacia 3 móviles. . . . 54
4.20. Tasa de error de bit del sistema multiusuario sumando los errores de cada uno de los usuarios. En este ejemplo la estación base transmite a tres de ellos en simultáneo. . . . 54

Resumen

Se desarrolló un simulador de comunicaciones inalámbricas en Python en el cual el usuario puede configurar un escenario físico compuesto por una estación base, un conjunto de reflectores y uno o más móviles. El software permite calcular el canal inalámbrico correspondiente a dicho escenario y, a partir de ello, realizar simulaciones de diferentes tipos de sistemas inalámbricos sobre el mismo. Además cuenta con módulos que permiten transmitir utilizando diferentes esquemas de modulación como así también para realizar transmisiones utilizando códigos espacio/temporales. También se implementaron distintos modelos de movilidad como así también módulos para simular el estado de información del canal. La arquitectura del software se pensó desde el paradigma de programación orientada a objetos, lo cual le otorga al software flexibilidad en cuanto al desarrollo y acoplamiento de nuevos módulos y funcionalidades. Se utilizaron técnicas de cálculo en procesadores gráficos para mejorar el desempeño del simulador en cuanto a tiempos de cómputo. Se presentan los resultados correspondientes a esta mejora de desempeño. Por otro lado, se describen diferentes esquemas de diversidad y se muestran las mejoras que los mismos producen tanto desde los modelos teóricos como desde las simulaciones. La herramienta de simulación desarrollada se utiliza para la evaluación de diferentes canales y sistemas de transmisión, con especial atención en sistemas con múltiples antenas. El software permite obtener resultados de probabilidad de error de bit y de capacidad para distintos sistemas. Se revisan distintas nociones de capacidad y se implementó un algoritmo para calcular una de ellas que se denominó *capacidad práctica*. Esto permitió comparar resultados simulados con resultados teóricos en aquellos canales inalámbricos para los cuales, dadas sus características, se tiene un modelo estadístico que permite calculas curvas teóricas. Además, se llevaron a cabo simulaciones sobre canales cuyas características se alejan de estos modelos como así también sobre sistemas en los cuales se tiene una imperfección en la información del canal. Finalmente, el software muestra patrones de radiación e intensidad, mapas de fuerzas del canal, distribución estadística de los taps y respuesta impulsiva del mismo. Estos resultados permiten mejorar el entendimiento de los sistemas y de las características del canal inalámbrico.

Palabras clave: COMUNICACIONES INALÁMBRICAS, SIMULADOR, MIMO, GPU

Abstract

A wireless communications simulator was developed in Python, enabling the configuration of a physical scenario composed of a base station, a set of reflectors and one or more mobile devices. The software performs the calculation of the corresponding wireless channel scenario and is capable of simulating several types of communication systems over it. It is equipped with modules that allow transmission using different modulation schemes and, also, make use of space-time codes. Additionally, different mobility models were developed, as well as modules that simulate the channel state information. The software architecture was conceived from an object oriented programming perspective, conferring flexibility in terms of development and addition of new modules and features. Also, parallel calculation techniques were implemented in graphic processors to improve the performance of the simulator in terms of computations time consumption. Results showing the performance improvement are also shown. On the other hand, different diversity schemes were tested and the improvements that they produce were verified through simulations. The evaluation of different channels and transmission systems were performed, paying special attention to systems with multiple antennas. The software allows one to obtain bit error probability and capacity results. Different notions of capacity are reviewed and an algorithm was implemented to calculate a so-called *practical capacity*. This allowed us to compare simulated with theoretical results in those wireless channels for which, given their characteristics, there exists a statistical model allowing to calculate such theoretical curves. In addition, simulations were carried out on channels whose characteristics differ from these models as well as on systems in which there is an imperfection in the channel state information. Finally, the software shows patterns of radiation and intensity, channel force maps, channel taps statistics and impulse responses. These results allow one to improve the understanding of systems and characteristics of wireless channels.

Keywords: WIRELESS COMMUNICATIONS, SIMULATOR, MIMO, GPU

Capítulo 1

Introducción

Las comunicaciones inalámbricas han captado la atención de los seres humanos desde tiempos inmemoriales. La posibilidad de enviar y recibir información a través del aire, sin utilizar medios materiales, ha generado un gran interés desde sus inicios.

Ya sea a través de señales luminosas, utilizando espejos, volutas de humo u objetos de resonancia sonora, el objetivo de transmitir información sobre largas distancias a velocidades sobrehumanas ha estado presente en la vida tecnológica de la humanidad desde hace siglos (23) (11). Sin embargo, un quiebre fundamental se produce en el año 1888 cuando Heinrich Hertz (14) demuestra experimentalmente la existencia de las ondas electromagnéticas predichas por las ecuaciones de James C. Maxwell. Lo que en un inicio fue pensado como un fenómeno de muy cortas distancias, a partir de las contribuciones de Guglielmo Marconi, quien desde 1894 comenzó a desarrollar la tecnología del telégrafo inalámbrico (10, p. 141) utilizando dichas ondas electromagnéticas, dio origen a las entonces revolucionarias comunicaciones inalámbricas cubriendo incluso distancias transoceánicas.

La utilización de las ondas electromagnéticas u ondas de radio posibilitaron un sin número de tecnologías revolucionarias a partir del legado de Marconi. No tardaron en aparecer formas novedosas de codificar información sobre las mismas, modulando ya sea amplitud o frecuencia de dichas ondas, y posibilitando entre otras cosas, transmisiones de información conocidas como broadcast, cambiando la vida de los habitantes del planeta a través de la radio y la televisión.

Sin embargo, la gran revolución de las comunicaciones inalámbricas, aquella que nos interesa particularmente en el presente trabajo, es la que se da a partir de la década de 1990 (18) con la explosión comercial de las redes inalámbricas, cambiando el paradigma de las comunicaciones de dispositivos que se conectan a través de cables a dispositivos inalámbricos. Si bien desde la década de 1960 se vienen estudiando estas tecnologías, es la introducción masiva de las tecnologías de circuitos integrados de gran escala de integración (VLSI, por su sigla en inglés), la que posibilitó la fabricación de dispositivos pequeños, de bajo consumo y de gran capacidad, haciendo que las comunicaciones inalámbricas se vean motorizadas por una demanda exponencial (9). Esta fue impulsada por la proliferación masiva de redes comerciales como las de telefonía celular y redes inalámbricas de computadoras personales u otros dispositivos como tablets. También se destaca en este cuadro la aparición de la Internet of Things (IoT), que consiste en la conexión a internet de todo tipo de dispositivos que van desde automóviles, pasando por sistemas de casas inteligentes, electrodomésticos, sistemas de vigilancia, robots, y sensores de todo tipo, solo por nombrar algunos. En 2017, la empresa Gartner estimó para 20 mil millones de dispositivos que se conectan a internet en 2020 (2, p. 2).

Son de particular interés las redes de comunicaciones inalámbricas de infraestructura, en particular, las redes de comunicaciones celulares. Las mismas cubren grandes extensiones urbanas y rurales haciendo uso de múltiples estaciones base, cada una de ellas con una "pisada territorial", permitiendo de este modo dar tanto cobertura como capacidad. Estas originalmente fueron pensadas para dar servicios de telefonía móvil, pero en nuestros tiempos la mayor parte del tráfico que manejan son datos de internet, tanto para telefonía como para videollamadas, distribución de contenidos, etc. El enorme éxito de estas redes ha realimentado a su vez la demanda también de un modo exponencial, generando necesidades de alcanzar capacidades instaladas de centenas de Mbps (Megabits por segundo) por kilómetro cuadrado, por un lado, y atender a un número muy importante y creciente de dispositivos móviles por el otro.

En buena medida, este éxito es reflejo del éxito de los estándares diseñados para tales redes. Partiendo de una primera generación con tecnologías analógicas (e.g., Advanced Mobile Phone Service), pensadas casi exclusivamente para telefonía y con cifras poco alentadoras en cuanto a eficiencia espectral y de potencia (28), de particular importancia del lado del móvil, estas redes pavimentaron el camino para la aparición de las más modernas generaciones digitales, a partir de la segunda generación (2G) y hasta la actual quinta generación (5G).

También se destaca la evolución con respecto a las bandas de frecuencias utilizadas. Advanced Mobile Phone Service funcionaba en la banda celular de 850 MHz utilizando acceso por división de frecuencia (FDMA, por su sigla en inglés) y contaba con solo 30 kHz de ancho de banda para cada canal (12, p. 10). Los requerimientos de ancho de banda fueron aumentando y junto con ellos surgieron sistemas que hicieron un uso más eficiente del espectro. Así, ya en la tecnología 4G se utilizaron varias bandas de frecuencias de entre 600 MHz y 2,5 GHz y se asignaron anchos de banda de entre 5 MHz y 20 MHz. Más aún, en la actual quinta generación se permiten frecuencias del orden de las decenas de gigahertz y anchos de banda de entre 5 y 100 megahertz por canal (6).

A partir de la utilización de redes inalámbricas de segunda generación, la introducción de esquemas de modulación digitales más modernos, junto a técnicas avanzadas de acceso múltiple al medio, como por ejemplo la multiplexación por división de tiempo (TDMA, por su sigla en inglés) en conjunto con saltos de frecuencia (e.g., como en el Global System for Mobile communications, GSM), como así también la utilización de técnicas de acceso múltiple por división de códigos (CDMA, por su sigla en inglés, utilizada, e.g., en el estándar IS-95), las comunicaciones celulares comenzaron a ser espectralmente mucho más eficientes (17) (7). y el consumo energético se disminuyó de manera drástica, todo esto manteniendo estándares de calidad de servicio, un asunto no menor dado que los canales inalámbricos tienen particularidades que los hacen más desafiantes e interesantes que sus contrapartes cableados.

Hay dos aspectos importantes que distinguen a los canales inalámbricos de los canales cableados. Uno de ellos es el desvanecimiento o fading: este consiste en las variaciones temporales del canal debido a efectos de pequeña escala, como es el llamado desvanecimiento multicaminos o multipath fading, y a efectos de gran escala, como las pérdidas producidas por la atenuación del campo al recorrer una distancia o bien por efectos de sombra o shadowing producidos por el entorno (24). El otro aspecto que caracteriza a los canales inalámbricos es que, a diferencia de los medios cableados donde se pueden establecer vínculos punto a punto aislados entre un transmisor y un receptor, en los medios inalámbricos muchos usuarios comparten un mismo medio como, por ejemplo, en el uplink (canal de los móviles a la estación base o celda) o el downlink (la dirección contraria al uplink) en un sistema celular, al cual acceden simultáneamente múltiples usuarios separados geográficamente. En estas circunstancias, si bien las técnicas de acceso están pensadas para mitigar los efectos de la interferencia entre usuarios, esta cobra una gran relevancia y debe ser tomada en cuenta precisamente al proponer esquemas de acceso múltiple como, por ejemplo, TDMA y CDMA (19).

Son en esencia estas características de las comunicaciones inalámbricas las que han propiciado una gran cantidad de actividad de investigación en el área, sumado a la escasez espectral que caracteriza a los sistemas que utilizan ondas de radio. Las estrategias que se pueden idear para combatir los efectos negativos del desvanecimiento y la interferencia son muy numerosas, abarcando desde una multiplicidad de técnicas de modulación, codificación, acceso múltiple, estrategias de control de potencia, utilización de arreglos de antena, etc.) (12). En todos los casos, el objetivo es aumentar la eficiencia espectral, la eficiencia energética, disminuir la probabilidad de error y la probabilidad de outage (evento en el cual el sistema pierde conexión por desvanecimiento prolongado) y, en última instancia, maximizar la capacidad del sistema en el sentido del teorema de Shannon-Hartley.

Sea cual sea el aspecto que se desee analizar, bien para tomar decisiones de diseño o para, simplemente, evaluar el desempeño de una determinada elección de esquema de transmisión, resulta de vital importancia contar con un modelo adecuado del canal inalámbrico en cuestión y, asimismo, contar con herramientas que permitan simular distintos tipos de sistemas sobre dichos canales eficientemente.

Los resultados analíticos de la teoría de las comunicaciones inalámbricas se basan fuertemente en hipótesis estadísticas sobre el comportamiento de los canales que, para simplificar y volver manejables los cálculos, muchas veces se alejan de los escenarios reales. Esto no invalida dichos resultados pues nos permiten saber a grandes rasgos qué fenomenología esperar, entender los procesos que llevan a mejorar o empeorar los esquemas propuestos y, en última instancia, proponer esquemas robustos que mitiguen los efectos adversos. Sin embargo, la simulación de un canal sin supuestos estadísticos, sino haciendo cálculos que permitan, por ejemplo, dar cuenta de los múltiples caminos que una onda electromagnética recorre, generando interferencias que dependen de la ubicación geográfica de los móviles y permitiendo que todas estas ubicaciones sean dinámicas como también que las características de las señales que se reflejan en diversos objetos que componen el escenario físico inalámbrico puedan estar determinadas por la reflectividad de los mismos, hace que se pueda evaluar de manera precisa qué sucede cuando nos apartamos de los supuestos que llevan a los canales simplificados, como así también permite validar los modelos estadísticos existentes o elaborar modelos nuevos.

Este trabajo tiene como objetivo general el desarrollo de un simulador de comunicaciones inalámbricas que permite calcular canales inalámbricos de forma eficiente, utilizando distintos esquemas de transmisión de la información, posibilitando evaluar diversos escenarios y obteniendo medidas de desempeño como la tasa de error de bit o la capacidad. Por otro lado, el mismo tiene como objetivos particulares el análisis de sistemas de múltiples antenas y múltiples usuarios, la simulación de escenarios con caminos especulares y la comparación de performance en situaciones en las cuales se simula una imperfección en la estimación del canal.

Si bien existen actualmente otros softwares que permiten simular transmisiones inalámbricas, como por ejemplo *OMNeT++* o *ns-3*, las simulaciones basadas en los mismos se suelen basar en comportamientos estadísticos para el canal. En cambio, el que se desarrolló en este trabajo, calcula el canal inalámbrico en base a el escenario descripto por el usuario. Además, los nombrados anteriormente son simuladores de eventos discretos, en los cuales el progreso de la simulación se da completamente desde un instante de tiempo al próximo, mientras que en el presente, el canal inalámbrico se calcula en su totalidad antes de realizar la transmisión, lo cual permite utilizar procesadores gráficos para mejorar los tiempos de cómputo del mismo.

El resto de la tesis se organiza como sigue. En el Capítulo 2 se presenta el modelo de canal inalámbrico utilizado y se desarrollan algunos de los conceptos teóricos que serán de utilidad para contrastar con los resultados de las simulaciones. En el Capítulo 3 se reseña el software elaborado para este trabajo y

se exhiben resultados de desempeño del mismo. En el Capítulo 4 se exhibe el cuerpo de resultados obtenidos utilizando el simulador sobre diversos escenarios. Por último, se extraen conclusiones finales en el Capítulo 5.

Capítulo 2

Comunicaciones inalámbricas

El canal inalámbrico posee características de desvanecimiento que hacen que su desempeño sea inferior al que se puede obtener en un canal sin desvanecimiento. Se han ideado diferentes alternativas como respuesta al problema de transmitir información sobre el mismo. Por un lado, los estados suelen controlar y regular el uso del espectro. Para ello dividen al mismo en bandas de frecuencias, las cuales conforman un conjunto de bandas llamadas bandas licenciadas. Por otro lado, existen soluciones tecnológicas que permiten que diversos sistemas funcionen de manera conjunta compartiendo el espectro. Un ejemplo de ello son los sistemas de espectro ensanchado. Las bandas licenciadas tienen la ventaja de poder ser utilizadas sin tener que implementar sistemas que funcionen bajo interferencia de otros. La desventaja de la solución regulada es que suele ser costosa, mientras que las bandas no licenciadas se pueden utilizar de forma libre. Este es otro de los motivos que impulsan el desarrollo de sistemas inalámbricos. Se buscan soluciones inteligentes que puedan funcionar en conjunto y poder manejar las dificultades que presenta la transmisión en canales inalámbricos.

En el presente capítulo se explican cuáles son las características técnicas de los canales inalámbricos y cómo es posible transmitir a través de los mismos. Se muestra que los canales inalámbricos tienen un mal desempeño en relación a los canales sin desvanecimiento. Luego se presenta un conjunto de técnicas denominadas técnicas de diversidad, entre las cuales se encuentran los sistemas de múltiples antenas.

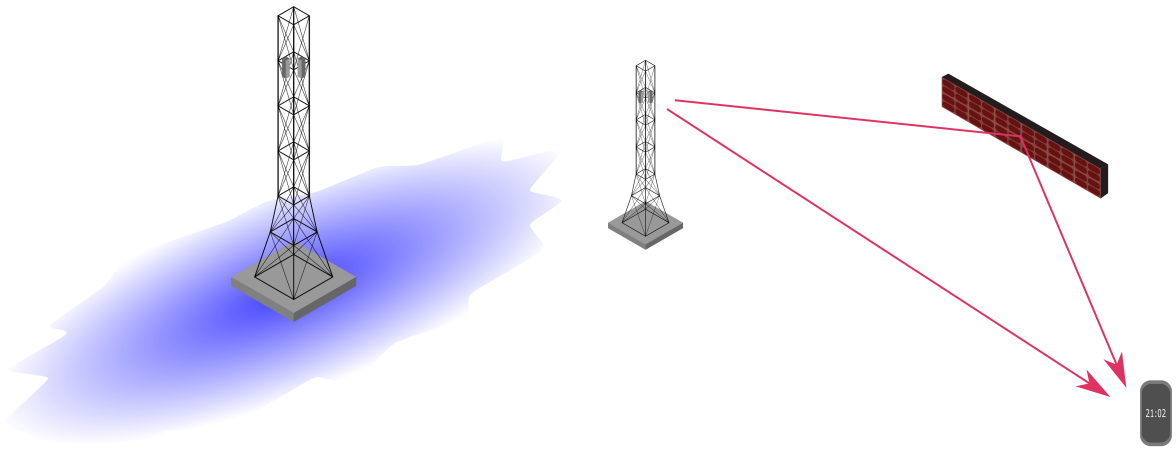
2.1. El canal inalámbrico

Los sistemas inalámbricos transmiten señales a través de canales inalámbricos cuyas características van a estar dadas por diversos factores: climáticos, características del entorno físico, parámetros eléctricos de la transmisión o el movimiento relativo de los dispositivos. Una de las cuestiones fundamentales en las comunicaciones inalámbricas es que las señales que se propagan por canales inalámbricos sufren desvanecimiento. Existen fundamentalmente dos tipos de desvanecimiento en canales inalámbricos (24, p. 10):

- El desvanecimiento de gran escala o *large scale fading* tiene que ver con la atenuación que sufre una señal al propagarse por un medio no guiado. Aquí influye la atenuación de una onda propagante, como también así el ensombrecimiento o *shadowing* provocado por obstáculos grandes. Este desvanecimiento se suele observar cuando los móviles se desplazan distancias del orden de las decenas o centenas de metros. En la Fig. 2.1a se representa en color azul el efecto de atenuación

por distancia de una señal transmitida desde una estación base.

- Por otro lado, el desvanecimiento de pequeña escala o *small scale fading*, es aquel relacionado con el hecho de que la señal puede viajar desde el transmisor hasta el receptor a través de múltiples caminos (Fig. 2.1b). Estos pueden interferir en el transmisor de manera constructiva o destructiva, motivo por el cual se produce desvanecimiento. Esta situación puede darse en diversos escenarios como, por ejemplo, en una ciudad en la cual la señal se ve reflejada en edificios, autos, pavimento, árboles u otros objetos. A diferencia del desvanecimiento de gran escala, el de pequeña escala se puede notar en móviles que se desplazan distancias del orden de la longitud de onda de la portadora del sistema, dada la naturaleza misma de este tipo de desvanecimiento. Para frecuencias del orden de los gigahertz, estas distancias suelen ser del orden de los centímetros o decenas de centímetros.



(a) Desvanecimiento de gran escala. **(b)** Desvanecimiento de pequeña escala.

Figura 2.1: Tipos de desvanecimiento de la señal en los canales inalámbricos.

La solución con respecto al desvanecimiento de gran escala se da a través del planeamiento de red, es decir, del número de estaciones base desplegadas y su ubicación. Sin embargo, para una determinada red ya desplegada, no hay mucho que se pueda hacer para mitigar los efectos de este tipo de desvanecimiento más que aumentar la potencia de transmisión. Por el contrario, con respecto al desvanecimiento de pequeña escala, existen múltiples estrategias que se han propuesto desde el punto de vista de la modulación y la codificación, que hacen que se pueda mejorar el desempeño de los sistemas frente a este tipo de desvanecimiento. En ello se centran las técnicas de diversidad como las que se discutirán en la Sec. 2.6.

El problema de la transmisión de información inalámbrica es un problema de radiación electromagnética desde un transmisor hacia un receptor. Resolver las ecuaciones de campo para cada caso no es prácticamente realizable debido a que, dadas las frecuencias utilizadas en las transmisiones (que pueden ser del orden de los gigahertz), para resolver las ecuaciones sería necesario conocer los objetos y obstáculos con una precisión del orden de la longitud de onda, que es de algunos centímetros. Además, el cálculo conllevaría un gran costo computacional dado que el sistema debe funcionar en tiempo real y, en algunos casos, con requerimientos exigentes en cuanto al retardo. A continuación se desarrollará un modelo de canal inalámbrico utilizando una aproximación de trazado de rayos (24). A través de esta se buscan entender los fenómenos característicos de los canales inalámbricos y los órdenes de magnitud en las respuestas del canal.

El mismo permite calcular la respuesta del canal inalámbrico, lo cual es útil tanto para su análisis como para simular distintos esquemas de transmisión de información. El mismo fue utilizado en el

desarrollo del software implementado, sobre el cual se brindarán detalles en el Cap. 3.

Una de las hipótesis del modelo es que observamos el campo electromagnético en la zona de campo lejano. Por lo tanto, el campo eléctrico y el magnético observados son perpendiculares entre sí y, además, uno es proporcional al otro, motivo por el cual es suficiente con conocer solamente uno de los dos. Bajo este modelo, si se transmite una señal senoidal $\cos(2\pi ft)$, el campo eléctrico recibido en una antena ubicada en una posición $\vec{u} = (r, \theta, \phi)$ (en coordenadas esféricas) está dado por

$$E(f, t, \vec{u}) = \frac{\alpha(\theta, \phi, f)\cos(2\pi f(t - r(t)/c))}{r(t)} \quad ,$$

donde t es el tiempo, f la frecuencia y c la velocidad de la luz en el medio. La función α tiene en cuenta los patrones de radiación de cada una de las antenas como así también el efecto que genera la antena receptora sobre el campo electromagnético, dado que el mismo, se ve afectado ante la presencia de un material conductor en el punto observado. Este análisis se realiza, primero, dejando el ruido de lado. Es decir, se supone que la señal recibida no tiene ruido. Otra hipótesis que se hace en el modelo es asumir que la señal recibida está conformada como la sumatoria sobre cada camino de la señal original afectada por los distintos retardos y las distintas atenuaciones de cada uno. Esto conforma un modelo de *ray tracing* que permite pensar en un modelo de entrada y salida en el cual, dada una entrada $\phi(t) = \cos(2\pi ft)$, la salida está dada por

$$y(t) = \sum_i a_i(f, t)\phi(t - \tau_i(f, t)) \quad , \tag{2.1}$$

donde la suma se realiza sobre los posibles caminos que toma la señal y que interfieren en la antena receptora y $a_i(f, t) = \frac{\alpha(f,t)}{r(t)}$ y $\tau_i(f, t) = \frac{r(t)}{c}$ son la atenuación y el retardo de cada camino, respectivamente. Notar que la posición $\vec{u}$ queda implícita tanto en los α_i como en los τ_i. Si consideramos, además, que a_i y τ_i no dependen de la frecuencia, y que, es posible utilizar el principio de superposición para generalizar la Ec. (2.1) para una señal x de ancho de banda no nulo, entonces

$$y(t) = \sum_i a_i(t)x(t - \tau_i(t)) \quad . \tag{2.2}$$

Esta relación entrada/salida corresponde a un sistema lineal variante en el tiempo cuya respuesta al impulso es:

$$h(t) = \sum_i a_i(t)\delta(t - \tau_i(t)) \quad .$$

Por lo general, el procesamiento de las señales (tanto en el transmisor como en el receptor) suelen realizarse en banda base, motivo por el cual es útil contar con un modelo equivalente en banda base para la Ec. (2.2). Para ello es necesario suponer, por un lado, que las señales x e y son de banda limitada. Es decir, que tienen un ancho de banda $W < 2f_c$ alrededor de una frecuencia de portadora f_c. Si x_b e y_b son las representaciones en banda base de las señales x e y respectivamente, se puede mostrar (24, p. 24) que la relación entrada/salida (Ec. (2.2)) equivalente banda base queda dada por

$$y_b(t) = \sum_i a_i^b(t)x_b(t - \tau_i(t)) \quad ,$$

donde $a_i^b(t) = a_i(t)\exp\left(-j2\pi f_c \tau_i(t)\right)$ se denomina *atenuación banda base*. Se observa que este coeficiente tiene dos factores: $a_i(t)$ es la atenuación original y está relacionada con la atenuación de gran escala y, por lo tanto, con cambios de tiempo lento. Por otro lado, el factor $\exp\left(-j2\pi f_c \tau_i(t)\right)$ es un factor de tiempo rápido y se relaciona con el desvanecimiento de pequeña escala. Además, este último término guarda la información de la portadora f_c en el modelo banda base.

Dado que las implementaciones suelen realizarse a través de procesamiento digital de la información, es conveniente contar con un modelo de tiempo discreto. Se puede mostrar que, dado que la señales son de banda limitada, las mismas se pueden representar como una combinación lineal sobre una base de funciones seno cardinal (por el teorema de muestreo). Además, definiendo $x[n] = x_b(n/W)$ e $y[n] = y_b(n/W)$, tenemos que la relación entrada/salida en tiempo discreto se puede expresar como (24, p. 26)

$$y[m] = \sum_{l=0}^{\infty} h_l[m]x[m-l] \quad ,$$

donde los h_l son los *taps* del canal y se definen como

$$h_l[m] = \sum_i a_i^b\left(m/W\right)\operatorname{sinc}\left(l - \tau_i(m/W)W\right), \quad l = 0, 1, \ldots \quad . \tag{2.3}$$

Para finalizar el modelo, se añade ruido gaussiano que, en el formalismo de banda base utilizado, es de tipo gaussiano complejo circularmente simétrico. El mismo se representa como $w[m] \sim \mathcal{CN}(0, N_0)$. Esto implica que, para cada m, tanto $\Re\left(w[m]\right)$ como $\Im\left(w[m]\right)$ son gaussianas de media 0 y varianza $N_0/2$ y que, además, son independientes. Luego (24, p. 29)

$$y[m] = \sum_{l=0}^{\infty} h_l[m]x[m-l] + w[m] \quad . \tag{2.4}$$

Con esto queda conformado un modelo entrada/salida para cada par antena transmisora/receptora. En el Cap. 3 se explicará cómo se desarrolló este modelo en software y cómo se implementó para un número arbitrario tanto de antenas como de móviles. En particular, la Ec. (2.3) es la utilizada para el cálculo del canal, mientras que la Ec. (2.4) es la que se implementa para simular la transmisión de información a través del mismo.

2.2. Parámetros característicos del canal inalámbrico

En esta sección se presentan algunas definiciones que son útiles para describir a los canales inalámbricos. En la Sec. 2.1 se mencionó que la atenuación banda base tiene un factor de fase que varía de forma rápida con el tiempo. Estas variaciones tienen que ver con los corrimientos por efecto Doppler que sufre la señal recibida de cada uno de los caminos, efecto que se aprecia cuando existe una velocidad relativa no nula entre el transmisor y el receptor. El corrimiento Doppler para un dado camino i en un instante de tiempo t está dado por $D_i = f_c \tau_i'(t)$. Cuando los diferentes caminos que contribuyen a un determinado tap tienen diferentes corrimientos Doppler, la magnitud de dicho tap varía significativamente. Se define un parámetro relacionado con esta diferencia entre los corrimientos que se llama *Doppler spread* y se define, para un tiempo t, de la siguiente manera (24, p. 30)

$$D_s := \max_{i,j}(f_c|\tau_i'(t) - \tau_j'(t)|) \quad .$$

La relación entre los tiempos de variación del canal y las diferencias entre los corrimientos Doppler es inversamente proporcional. Se define el *tiempo de coherencia* como el tiempo en el cual $h_l[m]$ cambia significativamente como función de m. La relación entre ambas magnitudes es

$$T_c = \frac{1}{4D_s} \quad .$$

Si bien estos parámetros son dependientes del tiempo, se suelen tomar en un sentido de orden de magnitud, motivo por el cual la dimensión temporal es dejada de lado. En lo que sigue del trabajo se usa el término desvanecimiento lento o *slow fading* para referirse a la condición en la cual se puede suponer que el canal permanece constante durante varios tiempos de símbolo. Es decir, que el tiempo de símbolo $1/W$ es pequeño en relación al tiempo de coherencia. Por el contrario, cuando esta condición no se cumple, y los taps varían de forma rápida con el tiempo m, entonces decimos que existe desvanecimiento rápido o *fast fading*.

Por otro lado, existen otros parámetros que son importantes para caracterizar el canal inalámbrico. El *delay spread* se define como la diferencia en los tiempos de propagación entre el camino más largo y el más corto, considerando solo aquellos que contribuyen con energía significativa. En términos matemáticos, la definición es (24, p. 32)

$$T_d := \max_{i,j}(|\tau_i(t) - \tau_j(t)|) \quad ,$$

donde, nuevamente, el parámetro es considerado en orden de magnitud y la dimensión temporal es dejada de lado. Algo interesante a destacar de este parámetro es que, a partir de la Ec. (2.3) podemos observar que, para diferencias significativas entre los retardos τ_i, la función seno cardinal puede tomar valores significativos para varios taps y, por lo tanto, el canal responder con varios taps. Luego, el *delay spread* indica qué tan selectivo es el canal en frecuencia. A partir de la respuesta en frecuencia del canal para un tiempo t:

$$H(f,t) = \sum_i a_i(t)\exp(-j2\pi f\tau_i(t)) \quad ,$$

podemos observar que la fase de cada camino es lineal con la frecuencia y que, dados dos caminos i, j, existe una diferencia de fases $2\pi f(\tau_i(t)-\tau_j(t))$ entre ellos, motivo por el cual se produce desvanecimiento selectivo en frecuencia. Esto es lo que motiva a definir el *ancho de banda de coherencia* como

$$W_c = \frac{1}{2T_d} \quad .$$

Cuando el ancho de banda de la transmisión W es mucho más chico que el ancho de banda de coherencia, la respuesta del canal se aproxima a una respuesta con un solo tap, escenario que se denomina de respuesta plana o *flat fading*. Por el contrario, cuando el ancho de banda es mucho mayor que el de coherencia, la respuesta del canal tiene varios taps y se dice que el canal es selectivo en frecuencia o *frequency selective*.

2.3. Modelado estadístico del canal

A modo de obtener resultados teóricos para algunas métricas de desempeño del sistema, tal como se explicará en la Sec. 2.5 y Sec. 2.7, es conveniente contar con un modelo estadístico para describir el comportamiento del canal. En esta sección se describe básicamente el modelo conocido como Rayleigh, que es el más simple y el que se utilizará en dichas secciones para realizar cálculos.

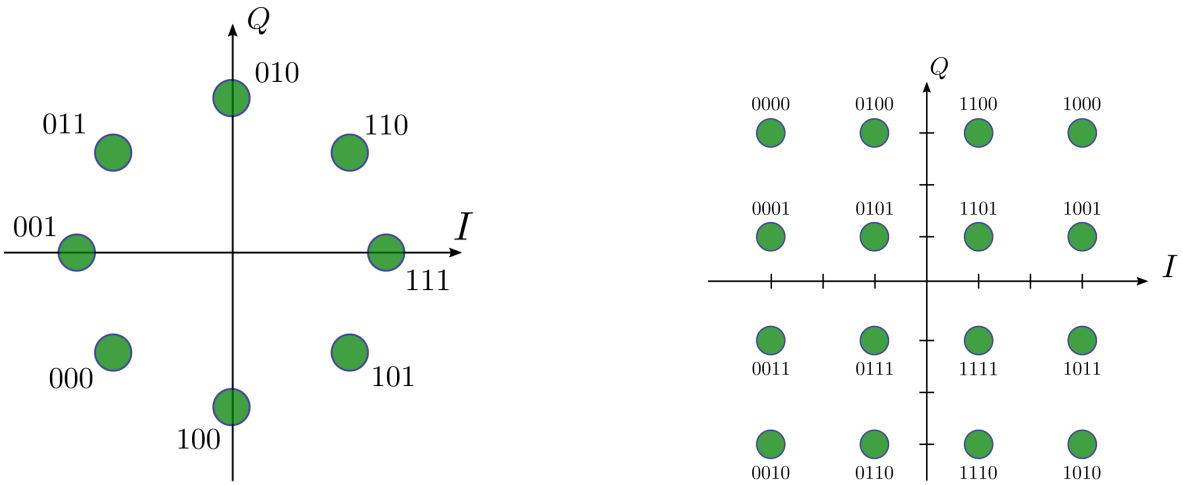
Para que se verifique este modelo se supone que existe un gran número de caminos reflejados que son estadísticamente independientes entre sí cuyas intensidades son similares y que contribuyen a un determinado tap en la ventana de tiempo correspondiente (24). La fase del camino i-ésimo es $2\pi f_c \tau_i \bmod 2\pi$. Además, $f_c \tau_i = \frac{d_i}{\lambda_c}$, donde d_i es la distancia recorrida por el camino i-ésimo y λ_c es la longitud de onda correspondiente a la frecuencia f_c. Dado que tanto los reflectores como los móviles se encuentran a distancias grandes en relación a la longitud de onda, podemos suponer que $d_i \gg \lambda_c$, motivo por el cual es razonable suponer que la fase de cada camino tiene distribución uniforme en $[0, 2\pi]$ y que son independientes. Luego, la contribución de cada uno de los caminos puede tomarse como una variable aleatoria con fase uniformemente distribuida e independiente del resto. Por otro lado, se tiene que cada tap está compuesto por un gran número de contribuciones de estas características y de magnitud similar, tanto para su parte real como su parte imaginaria motivo por el cual, por el teorema central del límite, es razonable suponer que cada una de las componentes (real e imaginaria) puede ser modelada como una variable aleatoria gaussiana de media cero y que son independientes entre sí. Además, dado que la fase tiene distribución uniforme, $h_l[m] \exp(\phi)$ tiene la misma distribución que $h_l[m]$ para cualquier ϕ, con lo cual, finalmente, se puede asegurar que $h_l[m]$ es una variable aleatoria *compleja gaussiana circular simétrica* y se denota $h_l[m] \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2)$. El término Rayleigh viene de que, bajo este modelo, $|h_l[m]|$ tiene distribución Rayleigh cuya función de distribución de probabilidad es

$$f(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(\frac{-x^2}{2\sigma^2}\right), \quad x > 0 \quad .$$

2.4. Modulación, demodulación y detección

Como se dijo en la Sec. 2.1, el procesamiento de señales se suele realizar en banda base. El modelo en banda base de tiempo discreto permite representar a la señal transmitida a cada tiempo $x[m]$ como un número complejo con parte real denominada componente en fase (I), y parte imaginaria denominada componente en cuadratura (Q).

Por otro lado, se tiene que la información llega al transmisor desde una fuente de información binaria, que puede ser un ordenador o, en general, una capa de abstracción superior que provee información a transmitir. Este objeto se denomina fuente o *source* de información. Existen diversas formas de mapear un conjunto de dígitos binarios provenientes de dicha fuente a un conjunto finito de símbolos que conforman el alfabeto que se utiliza para transmitir la información y que pueden ser representados como puntos de una *constelación* (en el plano coordenado por las componentes I y Q). A estos mapeos se los denomina modulaciones digitales. En la Fig. 2.2 se muestran dos ejemplos de este tipo de mapeos. Por un lado, en la Fig. 2.2a, se muestra un mapeo de conjuntos de 3 bits a un conjunto de 8 símbolos complejos utilizando una modulación del tipo *phase-shift keying* (PSK). Esta es una modulación de amplitud constante, en la cual los símbolos se distribuyen uniformemente sobre una circunferencia, cada uno con una fase distinta dentro de las 8 posibles. Por otro lado, en la Fig. 2.2b, se muestra una modulación digital de fase y amplitud, en la cual se mapean conjuntos de 4 bits a 16 posibles



(a) Modulación de frecuencia PSK8.

(b) Modulación de fase y amplitud QAM16.

Figura 2.2: Ejemplos de constelaciones digitales para dos esquemas de modulación digital. Se muestra el mapeo que se hace desde conjuntos de bits hacia símbolos complejos (con parte real en la componente en fase I, y parte imaginaria en la componente en cuadratura Q). Se utilizó codificación de Gray para la asignación.

símbolos complejos. En ambos casos se utiliza código de Gray para el mapeo entre bits y símbolos, lo cual implica que entre símbolos vecinos solo puede haber un bit de diferencia. Esta codificación permite minimizar la cantidad de bits errados si se da el caso de error de símbolo más probable en la detección, que es confundir un símbolo enviado con alguno de sus vecinos más próximos.

Los puntos de la constelación se corresponden con los posibles valores que puede tomar la señal $x[n]$ de entrada al canal inalámbrico. Es decir, son los símbolos que se transmiten en cada antena transmisora luego de un *up conversion* (pasando de banda base a la banda en la frecuencia de portadora f_c).

En el receptor se debe hacer un *down conversion* (bajar la señal a banda base) y luego procesar la señal en banda base. El proceso de recepción se puede dividir en: demodulación, detección y decodificación.

Si suponemos que la transmisión se realiza con un ancho de banda tal que $W \ll W_c$, entonces nos encontramos en un escenario flat fading (según lo descripto en Sec. 2.2), y por lo tanto es razonable suponer que la respuesta en frecuencia del canal es plana y que su respuesta temporal se puede representar con un único tap significativo. Es decir, la respuesta temporal es $h_l[m] = h_0[m]\delta[l]$, donde $\delta[l]$ es una delta de Kronecker. Bajo esta condición, tenemos que la señal recibida viene dada por

$$y[m] = h[m]x[m] + w[m] \quad ,$$

donde $h[m] = h_0[m]$. Si el receptor conoce el tap h para cada tiempo, entonces se puede hacer demodulación coherente, lo cual consiste en alinear la fase de la señal recibida con la de la señal transmitida de modo de que no haya pérdidas. Esto se puede implementar haciendo

$$\tilde{y}[m] = \frac{h[m]^*}{|h[m]|^2} y[m] = x[m] + \tilde{w}[m] \quad , \tag{2.5}$$

donde $\tilde{w}[m] \sim \mathcal{CN}(0, |h[m]|^{-2} N_0)$ y $h[m]^*$ denota el conjugado de $h[m]$. En la Fig. 2.3 se muestran los resultados de una simulación en la cual, por un lado, se exhiben los símbolos recibidos para una simulación dada y, luego, los símbolos demodulados según la Ec. (2.5).

Luego de haber sido demodulados, los símbolos se detectan. La detección de máxima verosimilitud

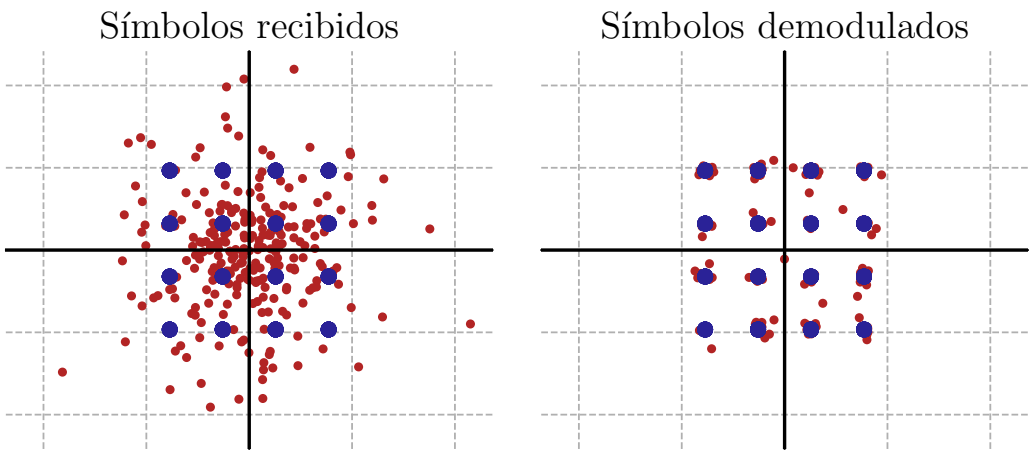


Figura 2.3: Demodulación de símbolos QAM16. El canal inalámbrico aplica un desfasaje sobre la señal enviada. Conociendo el efecto del mismo, el demodulador alinea nuevamente la fase de la señal recibida con la de la señal transmitida.

consiste, en este caso, en decidir por el símbolo con menor distancia euclidiana (13, p. 340). Finalmente, la decodificación consiste en revertir el código de Gray, obteniendo, para cada símbolo, un conjunto de bits.

2.5. Probabilidad de error

Una de las métricas más importantes en las telecomunicaciones es la probabilidad de error. Es decir, la probabilidad de que el mensaje decodificado no coincida con el mensaje enviado. En particular, y para poder comparar distintos sistemas con la misma métrica, se suele calcular la *probabilidad de error de bit*. La contraparte que surge de las mediciones hechas sobre sistemas reales o simulados es la *tasa de error de bit* (BER, por su sigla en inglés). Se espera que la misma coincida asintóticamente con la probabilidad de error de bit a medida que se transmiten secuencias cada vez más largas. En el Cap. 4 se mostrarán resultados de BER sobre simulaciones en distintos escenarios. Ahora explicaremos cómo se obtienen probabilidades de error de bit teóricas bajo ciertas hipótesis sobre canales inalámbricos.

Consideremos la detección coherente BPSK en un sistema *single-input single-output* (SISO), es decir, con una sola antena tanto en el transmisor como en el receptor. Si el canal es *flat fading* podemos escribir la respuesta del canal para un único símbolo como

$$y = hx + w \quad .$$

La decisión en el receptor se puede realizar (24, p. 54) a partir del estadístico suficiente

$$\tilde{y} = \Re\left(\frac{h^*}{|h|}y\right) = |h|x + z \quad , \tag{2.6}$$

donde $\Re()$ denota la parte real y $z \sim \mathcal{N}(0, N_0/2)$. Sabemos que, dado que la modulación es BPSK, x puede tomar valores $\{-a, a\}$, por lo tanto, la probabilidad de error para el símbolo x es

$$Q\left(\frac{a|h|}{\sqrt{N_0/2}}\right) = Q\left(\sqrt{2|h|^2 SNR}\right) \quad ,$$

donde $SNR = \frac{a^2}{N_0}$ es la relación señal a ruido promedio por tiempo de símbolo complejo. Por otro lado, si el canal tiene desvanecimiento tipo Rayleigh tal que $h \sim \mathcal{CN}(0,1)$, entonces se puede calcular la probabilidad de error promediando sobre las posibles realizaciones del canal (24, p. 54). Es decir, la probabilidad de error se calcula como

$$p_e = \mathbb{E}\left(Q\left(\sqrt{2|h|^2 SNR}\right)\right) = \frac{1}{2}\left(1 - \sqrt{\frac{SNR}{1+SNR}}\right) \quad , \tag{2.7}$$

donde $\mathbb{E}()$ denota el valor esperado. La fórmula anterior se puede aproximar, para altas SNRs como (24, p. 55)

$$p_e \approx \frac{1}{4SNR} \quad . \tag{2.8}$$

Dicha expresión deja en evidencia que, para este sistema, la probabilidad de error decae inversamente proporcional a la relación señal a ruido, alcanzando un desempeño muy inferior al que es posible obtener en un canal sin desvanecimiento, en el cual la probabilidad de error decae de forma exponencial para altas SNRs. Esta diferencia se aprecia en la Fig. 2.4, donde se observa que para una probabilidad de error de bit de 10^{-3} la diferencia es de unos 17 dB.

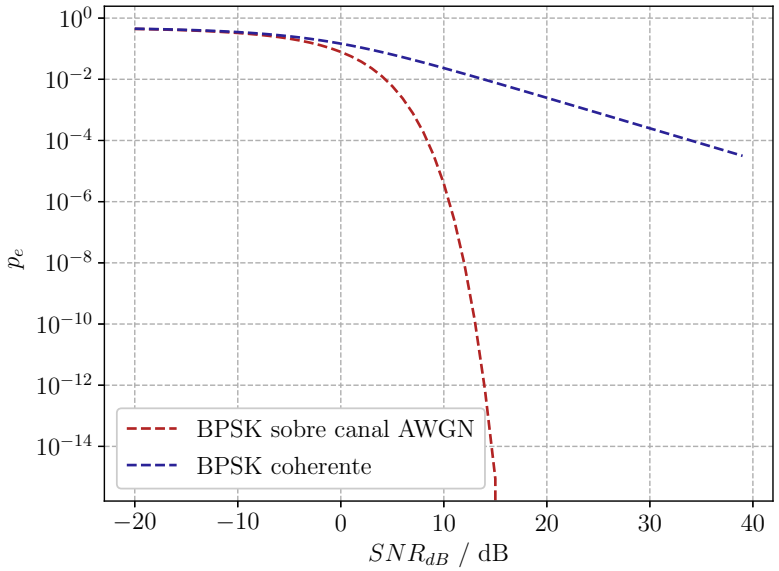


Figura 2.4: Comparación de desempeño en transmisión BPSK.

A continuación se muestra que este rendimiento tan degradado del canal inalámbrico con respecto al canal sin desvanecimiento tiene su origen en lo que denominaremos un evento de desvanecimiento profundo o *deep fade*. Para ello haremos un sencillo cálculo aproximado pero que se ajusta muy bien en orden de magnitud a lo que efectivamente ocurre.

Supongamos que, por ejemplo, tenemos un canal del tipo *flat fading* en el cual podemos expresar la relación entrada/salida como

$$y = hx + w \tag{2.9}$$

para cada símbolo de canal x enviado, donde $w \sim \mathcal{CN}(0, N_0)$. Partiendo de la definición de la relación señal/ruido SNR como la energía promedio por símbolo complejo de canal sobre la energía media del ruido, es decir, como

$$\text{SNR} := \frac{\mathbb{E}\left(|x|^2\right)}{N_0} \quad ,$$

podemos decir que la probabilidad de error en la detección del símbolo x será muy significativa (del orden del peor caso) si $|hx|^2$ es del orden de $|w|^2$ o menor, independientemente del esquema de modulación que se utilice. Dicho de otro modo y con mayor precisión, nos encontraremos en esta situación a la que denominamos evento de *deep fade* si

$$|h|^2 < \frac{1}{\text{SNR}} \quad . \tag{2.10}$$

Ahora bien, podemos dar una estimación del orden de magnitud de la probabilidad del evento de la Ec. (2.10). Suponiendo que al canal h se lo puede modelar como una variable aleatoria donde la función densidad de probabilidad de $|h|^2$, llamémosla $f(x)$, es tal que es una función continua y distinta de cero para $0 \leq x \leq \text{SNR}^{-1}$, entonces

$$\Pr(\text{deep fade}) = \int_0^{\frac{1}{\text{SNR}}} f(x)dx \propto \frac{1}{\text{SNR}} \tag{2.11}$$

cuando $\text{SNR} \gg 1$. Vale decir que, aún no estando limitados por una relación señal/ruido baja, al contrario, la probabilidad de cometer un error en la detección tendrá la proporción dada por

$$\begin{aligned} \Pr(\text{error}) &= \Pr(\text{error}|\text{deep fade})\Pr(\text{deep fade}) \\ &\quad + \Pr(\text{error}|\text{no deep fade})\Pr(\text{no deep fade}) \\ &\approx \Pr(\text{error}|\text{deep fade})\Pr(\text{deep fade}) \propto \frac{1}{\text{SNR}} \end{aligned} \tag{2.12}$$

donde se usó el hecho de que $\Pr(\text{error}|\text{no deep fade}) \ll \Pr(\text{error}|\text{deep fade})$ y que $\Pr(\text{error}|\text{deep fade})$ es del orden de la unidad (ya que la probabilidad de error de peor caso es 0.5).

Por otro lado, como se mostró anteriormente, si h fuera un valor fijo y utilizásemos algún mecanismo de detección coherente, la probabilidad de cometer errores en la detección de x es una función exponencialmente decreciente de la SNR. Esto pone de relieve la necesidad de utilizar técnicas para mitigar el efecto del desvanecimiento porque de otro modo este castigará severamente el desempeño independientemente del esquema de modulación que se utilice y de la potencia que se transmita.

2.6. Técnicas de diversidad

En la Sec. 2.5 se mostró que la probabilidad de error de bit teórica de un sistema BPSK sobre un canal *flat fading* Rayleigh con desvanecimiento rápido es inferior a la del mismo sistema sobre un canal sin desvanecimiento (canal AWGN). Existen diversas técnicas que sirven para mitigar dicha degradación. Básicamente lo que produce este mal desempeño es el hecho de que existe una probabilidad significativa de que el canal se encuentre en un evento de *deep fade* (24), en el cual la señal recibida se encuentra

fuertemente atenuada y que, por lo tanto, no es posible recuperar la información transmitida. Dado que esta característica es inherente a los canales inalámbricos, se deben diseñar sistemas que sean robustos frente a estos inconvenientes.

Las técnicas utilizadas para mitigar estos efectos se engloban dentro de lo que se denomina diversidad. Lo que se busca con las mismas es que la información transmitida llegue al receptor a través de múltiples canales, con la esperanza de que, idealmente, los mismos sean independientes en cuanto al desvanecimiento que provocan. De esta forma, si un canal se encuentra en *deep fade*, el mensaje potencialmente se podría recuperar, de todos modos, utilizando la información de otro de los canales. Existen básicamente tres tipos de diversidad que se suelen aprovechar en los canales inalámbricos: en tiempo, en frecuencia y en espacio.

2.6.1. Diversidad temporal

La diversidad en tiempo consiste en codificar un mensaje a lo largo de varios instantes de tiempo esperando, idealmente, que el desvanecimiento del canal en cada uno de ellos sea independiente. La idea es que mientras más canales independientes se tienen, existe mayor probabilidad de encontrar, al menos uno de ellos que no se encuentre en *deep fade*. La forma más simple de diversidad temporal es el código de repetición. Estos códigos transmiten el mismo símbolo en distintos instantes de tiempo. Para que esto funcione es necesario que el tiempo entre muestras sea mayor que el tiempo de coherencia. Es decir, es necesario que entre símbolo y símbolo el canal haya cambiado lo suficiente como para que un tap pueda ser considerado independiente del otro. Cuando esta condición no se da naturalmente en el canal, se puede hacer *interleaving*, lo cual consiste en cambiar el orden en el que se transmiten los símbolos dentro de un determinado bloque de símbolos. Lo que se puede lograr con esto es que, los símbolos repetidos se encuentren lo suficientemente espaciados como para que la ganancia de canal que sufra cada uno de ellos pueda ser considerada independiente de la otra. La desventaja de este sistema es que añade un retardo en la transmisión del símbolo correspondiente.

Suponiendo un canal flat fading y tomando un bloque de L elementos, podemos escribir la relación entrada/salida de la Ec. (2.4) como

$$y_l = h_l x_l + w_l, \quad l = 0, \ldots, L \quad , \tag{2.13}$$

donde el subíndice l es temporal. La forma más simple de lograr diversidad temporal es mediante un código de repetición. Esto consiste en transmitir $x = x_l$ para $l = 0, \ldots, L$. De esta forma podemos escribir la relación en forma vectorial como

$$\vec{y} = \vec{h}x + \vec{w} \quad .$$

Luego, se puede realizar la detección (24, p. 61) a partir del estadístico suficiente

$$\tilde{y} = \frac{\vec{h}^*}{||\vec{h}||}\vec{y} = ||\vec{h}||x + \frac{\vec{h}^*}{||\vec{h}||}\vec{w} = ||\vec{h}||x + \tilde{w} \quad , \tag{2.14}$$

donde $\tilde{w} \sim \mathcal{CN}(0, N_0)$ y $\vec{h}^*$ denota el transpuesto conjugado de $\vec{h}$. En analogía con lo realizado con la Ec. (2.6), si transmitimos BPSK sobre este canal, la probabilidad de error condicionada al canal $||\vec{h}||$

queda dada por $Q(\sqrt{2||\vec{h}||^2 SNR})$. Por otro lado, si cada uno de los taps h_l son i.i.d con distribución $\mathcal{CN}(0,1)$, entonces

$$||\vec{h}||^2 = \sum_{l=1}^{L} |h_l|^2$$

tiene distribución chi cuadrada de $2L$ grados de libertad. Con esto se puede calcular la probabilidad de error como (24, p. 62)

$$\begin{aligned} p_e &= \mathbb{E}\left(Q(\sqrt{2||\vec{h}||^2 SNR})\right) \\ &= \left(\frac{1-\mu}{2}\right)^L \sum_{l=0}^{L-1} \binom{L-1+l}{l} \left(\frac{1+\mu}{2}\right)^l \quad , \end{aligned}$$

donde

$$\mu := \sqrt{\frac{SNR}{1+SNR}} \quad .$$

Se puede mostrar que, para altas SNRs

$$p_e \approx \binom{2L-1}{L} \frac{1}{(4SNR)^L} \quad ,$$

con lo cual se muestra que, si tenemos caminos independientes, se puede obtener un mejor desempeño en cuanto a la probabilidad de error con respecto al caso sin diversidad (Ec. (2.8)).

2.6.2. Diversidad en frecuencia

Por otro lado, la diversidad en frecuencia se puede aprovechar en aquellos canales en los cuales la respuesta del canal tiene varios taps significativos. Es decir, en canales selectivos en frecuencia. La idea es, básicamente, que si el canal responde con varios taps y los mismos son independientes entre sí, entonces el receptor recibe el mismo símbolo a través de caminos independientes, lo cual puede ser explotado para extraer diversidad utilizando diferentes técnicas. Los sistemas de espectro ensanchado (16) y los sistemas *orthogonal frequency division multiplexing* (OFDM) (15) son ejemplos de sistemas que aprovechan diversidad en frecuencia.

En OFDM se aprovecha la selectividad en frecuencia del canal transmitiendo sobre subportadoras ortogonales en el dominio de la frecuencia. Supongamos que el canal responde con L taps y que, además, el mismo no varía durante $N+L-1$ tiempos de símbolo, donde N es un parámetro de la transmisión OFDM y corresponde al número de subportadoras utilizadas. Bajo estas condiciones, la forma de transmitir OFDM es la siguiente: se toma un conjunto de símbolos de entrada

$$\vec{d} = [d[0], \ldots, d[N-1]]^T \quad ,$$

a los cuales se les añade un prefijo cíclico de la siguiente manera:

$$\vec{x} = [d[N-(L-1)], \ldots, d[N-1], d[0], \ldots, d[N-1]]^T \quad .$$

Esto se hace dado que el canal responde con varios taps, motivo por el cual, los primeros $L-1$ símbolos recibidos, van a tener interferencia de los símbolos del bloque anterior. Lo que hace el receptor entonces, es descartar los primeros $L-1$ símbolos y quedarse con los últimos N. Sea $\vec{y}$ el vector de los últimos N símbolos, se puede mostrar que, en virtud del prefijo cíclico, la relación entrada/salida se puede escribir como (24, p. 97)

$$\vec{y} = \vec{h} \otimes \vec{d} + \vec{w} \quad , \tag{2.15}$$

donde $\otimes$ denota la operación de convolución circular y $\vec{h} = [h_0, \ldots, h_{L-1}, 0, \ldots, 0]^T$. Luego, tomando la transformada discreta de Fourier (DFT, por su sigla en inglés) en ambos lados de la ecuación Ec. (2.15) y, utilizando el teorema de la convolución circular, se puede reescribir dicha ecuación como

$$\tilde{y_n} = \tilde{h_n}\tilde{d_n} + \tilde{w_n}, \quad n = 0, \ldots, N-1 \quad . \tag{2.16}$$

donde $\tilde{h_n}$ son las componentes de DFT($\vec{h}$). Se puede mostrar que $\tilde{w_n} \sim \mathcal{CN}(0, N_0)$, $i = 0, \ldots, N$. Es interesante comparar la Ec. (2.16) con la Ec. (2.13). La diferencia entre las mismas es que en OFDM la información se transmite modulando distintas subportadoras y la diversidad se obtiene en el dominio de la frecuencia. Si los coeficientes $\tilde{h_n}$ son independientes entonces, al igual que en el caso del código de repetición, se puede obtener una ganancia por diversidad.

2.6.3. Diversidad espacial

El otro tipo de diversidad que se suele explotar es la diversidad espacial o diversidad de antena (25), la cual consiste en transmitir o recibir la información utilizando más de una antena en el transmisor o en el receptor. Si las mismas se encuentran suficientemente espaciadas, entonces es posible que las señales viajen a través de caminos independientes. En esto se basan los sistemas *multiple-input multiple-output* (MIMO), en los cuales se utilizan múltiples antenas para transmitir y múltiples para recibir.

Los sistemas de múltiples antenas se pueden categorizar en tres tipos:

- los sistemas *single-input multiple-output* (SIMO),
- los *multiple-input single-output* (MISO)
- y los *multiple-input multiple-output* (MIMO).

Los sistemas *single-input multiple-output* (SIMO) son aquellos que tienen solo una antena para transmitir pero múltiples antenas para recibir. En este caso si, por ejemplo, tenemos un canal de respuesta plana en frecuencia, la relación entrada/salida se puede representar como

$$y_l[m] = h_l[m]x[m] + w_l[m], \quad l = 1, \ldots, L \quad ,$$

donde L es el número de antenas receptoras. En este caso, es posible obtener diversidad en cada instante de tiempo proyectando la señal recibida sobre el vector $\vec{h}[m] = [h_1[m], \ldots, h_L[m]]^T$. Si bien este mecanismo de diversidad es, desde el punto de vista matemático, igual a lo visto para diversidad

temporal y en frecuencia con OFDM, el mismo tiene la ventaja de que, a diferencia del primero, se puede obtener diversidad instantáneamente.

También se puede utilizar diversidad utilizando varias antenas para transmitir. Los sistemas *multiple-input single-output* (MISO) son aquellos que utilizan varias antenas para transmitir y una única para recibir. Una opción para transmitir es enviar el mismo símbolo por diferentes antenas en distintos instantes de tiempo. Es decir, en el primer tiempo de símbolo se envía un símbolo x por la antena 1; en el segundo tiempo de símbolo se transmite x por la antena 2, y así sucesivamente. Se observa que este sistema funciona como un código de repetición y que permite obtener ganancia por diversidad pero sin necesidad de esperar un tiempo entre repeticiones del orden del tiempo de coherencia o más. Sin embargo, el mismo es ineficiente en el uso del canal dado que solo transmite un símbolo en L tiempos de símbolo. Existen otros sistemas que permiten aprovechar de mejor manera el canal a través de códigos espacio/temporales (22) como lo es, por ejemplo, el esquema Alamouti (8). Estos métodos consisten en codificar la información tanto a través de múltiples instantes de tiempo como de múltiples antenas. En particular, la codificación Alamouti se realiza de la siguiente manera. Dado un par de símbolos u_1 y u_2 (que pueden ser de cualquier esquema de modulación digital) la matriz de codificación espacio/temporal se construye como

$$\begin{bmatrix} u_1 & -u_2^* \\ u_2 & u_1^* \end{bmatrix} \quad ,$$

donde la primer dimensión corresponde a la antena y la segunda al tiempo. Es decir, en el primer tiempo se transmite u_1 en la primer antena y u_2 en la segunda. En el segundo se transmite $-u_2^*$ en la primera y u_1^* en la segunda.

La señal recibida por el móvil es

$$y[m] = h_1 x_1[m] + h_2 x_2[m] + w[m] \quad ,$$

donde h_i es el tap del canal desde la antena i hacia el móvil y $x_i[m]$ el símbolo transmitido en cada una. Es interesante observar que, para los instantes $m = 1$ y $m = 2$, se obtiene

$$\begin{bmatrix} y[1] \\ y[2]^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w[1] \\ w[2]^* \end{bmatrix} \quad ,$$

donde se observa que las columnas de la matriz del canal son ortogonales y, por lo tanto, proyectando el vector recibido sobre cada una de ellas se obtienen los estadísticos suficientes

$$\tilde{y}_i = ||\vec{h}||u_i + w_i, \quad i = 1, 2 \quad ,$$

donde $||\vec{h}||$ es la norma de cualquiera de los dos vectores columna. Por lo tanto, podemos esperar obtener una ganancia por diversidad de 2 en la detección de cada símbolo (comparar con Ec. (2.14)).

Por último, los sistemas MIMO son aquellos que tienen varias antenas tanto en el transmisor como en el receptor y pueden, por lo tanto, hacer uso de códigos espacio/temporales como así también de la diversidad por múltiples antenas en el receptor. Un ejemplo de este tipo de sistema es el V-BLAST

(26). En este sistema se transmiten símbolos independientes en cada antena y para cada tiempo, lo que se denomina *multiplexación espacial*.

Además, con este sistema es posible aprovechar una arquitectura simple de detección: el decorrelador. Para examinar la idea de funcionamiento del mismo, representamos la relación entrada/salida del mismo como

$$\vec{y} = H\vec{x} + \vec{w} \quad ,$$

donde para el caso particular en que la matriz sea invertible, el decorrelador consiste en recuperar la información transmitida haciendo

$$\tilde{y} = H^{-1}\vec{y} = \vec{x} + H^{-1}\vec{w} = \vec{x} + \tilde{w} \quad .$$

El problema con esta forma de receptor es que es subóptimo dado que, las componentes de ruido de $\tilde{w}$ están correlacionadas. Por este motivo, el sistema con este esquema de recepción no alcanza la ganancia por diversidad de 2 que se podría alcanzar con un receptor de máxima verosimilitud. La ventaja que tiene es que la recepción es simple, y esto es un factor importante para sistemas con gran número de antenas.

En el Cap. 4 se describirán y utilizarán códigos espacio/temporales para realizar simulaciones y analizar su desempeño.

2.7. Capacidad

Otra métrica de suma importancia a la hora de evaluar el desempeño de los distintos sistemas de comunicaciones es la capacidad del canal. Esta es la máxima tasa a la cual se puede transmitir tal que la probabilidad de error se pueda mantener tan baja como se quiera.

Dado un canal AWGN banda base de tiempo discreto

$$y[m] = x[m] + w[m] \quad ,$$

se puede mostrar (21) que la capacidad del mismo está dada por el famoso teorema de Shannon-Hartley que establece que

$$C = \log_2 (1 + SNR) \quad , \tag{2.17}$$

en bits por símbolo o bits/s/Hz. La misma constituye la máxima eficiencia espectral que se puede alcanzar en dicho canal como función de la SNR. Esta es la capacidad que describe al canal sin desvanecimiento y con respuesta en frecuencia plana. En los canales con desvanecimiento se pueden realizar distintos análisis dependiendo de la naturaleza del mismo. En el caso en el que el desvanecimiento es lento (*slow fading*) y suponiendo un canal flat fading, tenemos que la transmisión está descripta por

$$y[m] = hx[m] + w[m] \quad .$$

Se observa que esto es lo mismo que tener un canal AWGN con relación señal a ruido $|h|^2 SNR$, motivo por el cual la máxima tasa a la que se podría transmitir es $\log_2(1+|h|^2 SNR)$. Sin embargo, la ganancia del canal h se puede modelar como una variable aleatoria (tal como se describe en Sec. 2.3) y, por lo tanto, dicha tasa también es aleatoria, por lo que no se puede definir una tasa estrictamente positiva, dado que $|h|$ puede tomar valores arbitrariamente pequeños. En este caso, es interesante observar que si el transmisor transmite con una tasa $R \leq \log_2(1+|h|^2 SNR)$, la transmisión se puede dar con una tasa de error arbitrariamente baja. Cuando ello no se cumple, se dice que el sistema está en *outage*. En estos canales, entonces, nos interesa la *probabilidad de outage* (24, p. 187)

$$p_{out}(R) = \Pr\left(\log_2(1+|h|^2 SNR) < R\right) \quad .$$

En el caso en el que el canal tiene desvanecimiento rápido, suponiendo que la codificación se realiza durante L períodos de coherencia distintos, tal que $h_1, \ldots, h_L$ son independientes, entonces la probabilidad de outage es

$$p_{out}(R) = \Pr\left(\frac{1}{L}\sum_{l=1}^{L}\log_2(1+|h_l|^2 SNR) < R\right) \quad .$$

Sin embargo, para L finito, no es posible establecer una noción de capacidad en el sentido de tasa máxima de transmisión con probabilidad de error arbitrariamente baja dado que, como los h_l son aleatorios, existe una probabilidad no nula de outage. A pesar de ello, se observa que, debido a la ley de los grandes números, con $L \to \infty$ se tiene (24, p. 200)

$$\frac{1}{L}\sum_{l=1}^{L}\log_2(1+|h_l|^2 SNR) \to \mathbb{E}(\log_2(1+|h|^2 SNR)) \quad .$$

Por lo tanto, codificando sobre una cantidad suficiente de símbolos, es posible lograr la capacidad

$$C = \mathbb{E}\left(\log_2(1+|h|^2 SNR)\right) \quad . \tag{2.18}$$

Estos conceptos son válidos para sistemas SISO pero se pueden extender a sistemas de múltiples antenas. En los sistemas SIMO se puede realizar el siguiente análisis: si L el número de antenas receptoras, la señal recibida se puede representar como

$$y_l[m] = h_l x[m] + w_l[m], \quad l = 1, \ldots, L \quad .$$

Un estadístico suficiente es

$$\tilde{y}[m] = \vec{h}^* \vec{y}[m] = ||h||^2 x[m] + \vec{h}^* \vec{w}[m] \quad ,$$

lo cual constituye un canal AWGN cuya relación señal a ruido recibida es $||h||^2 SNR$. Por lo tanto, la capacidad del canal es

$$C = \log_2 \left(1 + \frac{P||\vec{h}||^2}{N_0} \right) \quad ,$$

donde P es una limitación de potencia sobre los símbolos $x[m]$. Se observa que, en este caso, las múltiples antenas receptoras cumplen la función de proveer una ganancia de antena $||\vec{h}||^2$.

Por otro lado, en un sistema MISO, tenemos que la señal recibida es

$$y[m] = \vec{h}^* \vec{x}[m] + w[m] \quad ,$$

con $\vec{h} = [h_1^*, \ldots, h_L^*]^T$. En analogía con lo que se hace en el caso SIMO que es proyectar el vector recibido sobre la dirección del canal, si el transmisor tiene información del canal, lo que puede hacer es transmitir en la dirección del mismo, estrategia que se conoce como *transmit beamforming*. Luego, transmitiendo $\vec{x}[m] = \vec{h}/||\vec{h}||\tilde{x}[m]$, se tiene

$$y[m] = ||\vec{h}||\tilde{x}[m] + w[m] \quad .$$

Esto es matemáticamente equivalente a un canal AWGN con relación señal a ruido recibida $||\vec{h}||^2 SNR$ y, por consiguiente, la capacidad viene dada por

$$C = \log_2 \left(1 + ||\vec{h}||^2 SNR \right) \quad .$$

Cabe destacar que, con esta definición, la capacidad de un canal depende tanto de las características del mismo como de ciertos aspectos de la estrategia utilizada para transmitir (en este caso, transmit beamforming).

Para el caso MIMO, se puede representar la transmisión sobre un canal cuyos caminos tienen respuesta plana en frecuencia como (24, p. 291)

$$\vec{y} = \mathbf{H}\vec{x} + \vec{w} \quad , \tag{2.19}$$

donde $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{n_r \times n_t}$ es la matriz que representa al canal con n_t antenas transmisoras y n_r antenas receptoras. La componente de la matriz h_{ij} es la ganancia desde la antena transmisora j hacia la antena receptora i. Por otro lado, la matriz $\mathbf{H}$ se puede descomponer en valores singulares: $\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{V}^*$, donde $\mathbf{U}$ y $\mathbf{V}$ son matrices unitarias y $\mathbf{\Lambda}$ es una matriz rectangular diagonal. Luego, definiendo $\tilde{x} = \mathbf{V}^*\vec{x}$, $\tilde{y} = \mathbf{U}^*\vec{y}$ y $\tilde{w} = \mathbf{U}^*\vec{w}$, la Ec. (2.19) se puede reescribir como (24, p. 292)

$$\tilde{y} = \mathbf{\Lambda}\tilde{x} + \tilde{w} \quad .$$

Por lo tanto, el canal se puede representar como canales AWGN paralelos:

$$\tilde{y}_i = \lambda_i \tilde{x}_i + \tilde{w}_i, \quad i = 1, \ldots, n_{min} \quad ,$$

donde $n_{min} = min(n_r, n_t)$. Luego, la capacidad del canal es (24, p. 293)

$$C = \sum_{i=1}^{n_{min}} \log_2 \left(1 + \frac{P_i^* \lambda_i^2}{N_0}\right) \quad ,$$

donde $P_1^*, \ldots, P_{n_{min}}^*$ son las potencias destinadas a cada autovalor λ_i. Las mismas se determinan mediante el algoritmo *water filling*:

$$P_i^* = \left(\mu - \frac{N_0}{\lambda_i^2}\right)^+ \quad ,$$

donde μ se elige de forma de satisfacer la restricción de potencia $\sum_i P_i^* = P$.

Si bien el desarrollo para el caso MIMO se hizo sin considerar desvanecimiento, se puede proceder de manera análoga a lo desarrollado anteriormente y calcular probabilidades de outage y valores esperados para los casos en los que existe desvanecimiento.

Capítulo 3

El software de simulación

En este capítulo se explica el funcionamiento del software desarrollado. El mismo consiste en un simulador de comunicaciones inalámbricas que permite al usuario configurar un entorno físico con la posibilidad de utilizar múltiples antenas y un número arbitrario de objetos reflectores. También permite configurar parámetros de la transmisión como la frecuencia de portadora y el ancho de banda como así también un conjunto de móviles con un determinado modelo de movilidad. A partir de ello, el software permite calcular canales inalámbricos con características muy diversas y, sobre los mismos, simular distintos esquemas de transmisión.

3.1. Consideraciones generales y objetivos

La arquitectura del software se pensó desde un punto de vista de la programación orientada a objetos. En la misma, los elementos importantes de la transmisión como los móviles, la estación base y moduladores constituyen instancias de clases con sus respectivos métodos y atributos.

El software se desarrolló casi en su totalidad en lenguaje de programación Python 3, utilizándose lenguaje de programación C solo para el desarrollo de los *CUDA kernels*, unidades de ejecución para el cómputo paralelo en placas gráficas dedicadas que se explicará en la Sec. 3.4. En cuanto a la estructura del software, el mismo se dividió en diversos módulos que funcionan como *servicios* para poder realizar las simulaciones.

Como objetivos de desarrollo del software se planteó:

- Que fuera lo suficientemente flexible para permitir expandir sus funciones y agregar nuevos módulos sin que haya que realizar cambios sobre el núcleo de funcionamiento.
- Que pudiera correr tanto en máquinas con procesadores gráficos dedicados como en máquinas sin ellos.
- Mantener un sistema de control de versiones del mismo.
- Mantener una consistencia en el estilo de código y en los comentarios que se generaron a modo de documentación.

El módulo principal o *núcleo* del software se denomina `channel_tools` y contiene la gran mayoría de clases y funciones necesarias para configurar una simulación y llevarla a cabo. Este módulo contiene, además, algunas variables globales que funcionan como parámetros del software. Uno de ellos es el

parámetro `FLOATING_POINT_PRECISION` que define el tamaño de los tipos de datos utilizados. El mismo puede tomar dos valores: `"single"` o `"double"`. Si se usa `"single"`, el software representa los números reales utilizando el tipo de dato `np.float32` y los complejos con `np.complex64`. Si, por el contrario, se utiliza `"double"`, se representan los reales con `np.float64` y los complejos con `np.complex128`. Estos tipos de datos representan números con aritmética de punto flotante y el número en su nombre indica la cantidad de bits que ocupa cada uno. Por una cuestión de manejo de memoria se prefiere el uso de precisión `"single"`. Además, para las simulaciones realizadas, este tipo de precisión mostró ser suficiente dado que permitió validar las simulaciones comparando sus resultados con los resultados teóricos en aquellos escenarios para los cuales se sabe a priori que habría correspondencia entre unos y otros. Otro de los parámetros que definen el funcionamiento del software es la variable `USE_GPU`, la cual es una variable global booleana que sirve para configurar si se quiere o no utilizar la unidad de procesamiento gráfico (GPU, por su sigla en inglés) para el cálculo del canal. Si la misma vale `False`, el software corre en su totalidad en CPU. Esto permite correr simulaciones en ordenadores sin placas gráficas dedicadas, a costa de un aumento en el tiempo de cálculo, como se verá en la Sec. 3.4. Además, el software contiene una variable llamada `LANGUAGUE` a través de la cual se puede configurar el idioma que el mismo utiliza para presentar los resultados. Los idiomas implementados son inglés y español.

Algunos de los parámetros nombrados y otros que se explicarán luego se resumen en el siguiente bloque de código:

```
1  NTAPS = 2 ** 4
2  SIMULATION_SIZE = 2 ** 20
3  BLOCK_SIZE = 2 ** 9
4  FLOATING_POINT_PRECISION = "single"
5  USE_GPU = True
6  LANGUAGE = 'es'
7  MIN_ERRORS = 1e0
8  CAPACITY_PARAMETER = 8e-2
```

El estilo de programación o *code style* seguido tanto para los *docstrings*, como para el código en general (C y Python) es el de Google (3). Los docstrings son aquellos segmentos de texto que sirven como documentación para una determinada parte del código. Parte de los mismos se escribieron en *reStructuredText* con el objetivo de facilitar la generación de documentación. Tanto los docstrings como los nombres de las variables y el código en general fueron escritos en idioma inglés de acuerdo a lo recomendado en el PEP 8 (5).

3.2. Cálculo del canal

El largo máximo que puede tomar una determinada simulación viene dado por la variable global denominada `SIMULATION_SIZE`, perteneciente al módulo principal `channel_tools`. Dicho parámetro es un número entero que expresa la cantidad de tiempos discretos para los cuales se calcula el canal inalámbrico.

El cálculo del canal se realiza de forma independiente para cada móvil, ya que los caminos recorridos por la señal entre cualquier par de antenas es, en general, único. Por lo tanto, el tamaño total de información de canal por cada simulación es el tamaño del canal para un solo móvil multiplicado por la cantidad total de móviles. Esta arquitectura del canal se muestra en la Fig. 3.1.

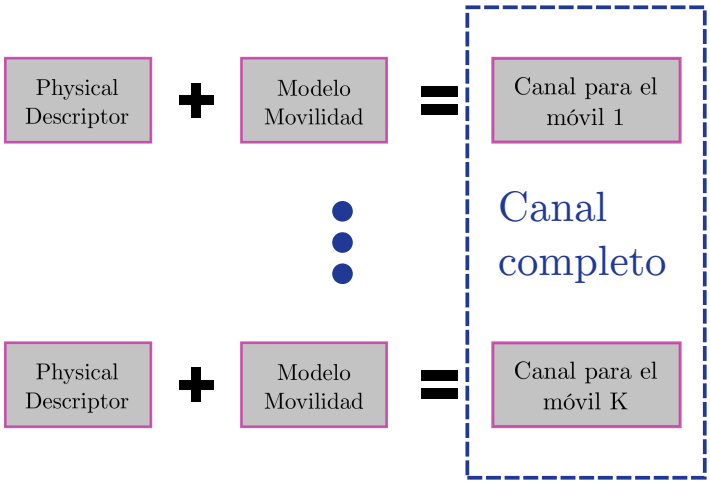


Figura 3.1: Arquitectura del canal inalámbrico. El canal completo está compuesto por cada uno de los canales individuales de cada móvil.

Para calcular el canal de un móvil se requieren dos elementos:

- una descripción física del entorno, representada por un objeto de la clase `PhysicalDescriptor` y,
- un modelo de movilidad.

La clase utilizada para la descripción física contiene una serie de atributos que conforman la descripción del entorno. Los mismos se observan en el siguiente bloque de código:

```
1  @dataclass
2  class PhysicalDescriptor:
3      elements: np.ndarray
4      line_of_sight: bool
5      frequency: float
6      bandwidth: float
7      scatterers: np.ndarray = np.array([[]], dtype=FLOAT)
```

Los atributos son:

- `elements` es un arreglo de (N, 2) que describe las posiciones en coordenadas cartesianas sobre un mapa bidimensional de las antenas que componen la estación base, donde N es el número de elementos.
- `line_of_sight` es una variable booleana que representa si existe o no línea de vista, es decir, si se agrega o no una señal que no rebota en ningún reflector al hacer el trazado de rayos entre la estación base y un móvil determinado.
- `frequency` es la frecuencia central de portadora de la transmisión en hertz.
- `bandwidth` es el ancho de banda de la transmisión en hertz.
- `scatterers` es un atributo opcional que describe las posiciones en coordenadas cartesianas sobre un mapa bidimensional de los reflectores (si los hay). Las mismas se representan en un arreglo de (N, 2) donde N es el número de reflectores.

El modelo de movilidad determina qué tipo de trayectoria tendrá el móvil. Dicha trayectoria determina los lugares por donde el mismo pasa y, por consiguiente, determina cómo es el canal para los distintos instantes de tiempo en los que luego se correrá la simulación. El software tiene implementados tres modelos de movilidad: uno fijo, otro tipo caminata aleatoria o *random walk* y otro de saltos aleatorios. El primero permite dejar el móvil en una posición fija dada por el usuario y, de esta manera, simular una transmisión sobre un canal AWGN. El segundo es un modelo en el cual la velocidad en cada paso de tiempo está dada por la siguiente ecuación:

$$v = |v|\angle\theta \quad ,$$

donde $|v|$ tiene distribución gaussiana con una media y una varianza configurables. El ángulo θ también tiene distribución gaussiana y sus parámetros también son configurables. Esto permite que si, por ejemplo, se configura la varianza del ángulo en un valor muy bajo, se obtiene un movimiento prácticamente en línea recta. Además, permite simular canales con diferentes características en cuanto a la velocidad de su desvanecimiento. Por ejemplo, se puede configurar la velocidad del móvil para tener un canal con desvanecimiento rápido o con desvanecimiento lento. Por otro lado, el modelo de saltos aleatorios realiza, para cada instante de tiempo un movimiento hacia un punto aleatorio del mapa dentro de un área definida por un rectángulo dado. Si bien este modelo de movilidad parece ser demasiado artificial por el hecho de que el móvil se teletransporta a cada instante de tiempo, el mismo resulta ser útil para simular canales con desvanecimiento rápido.

Una vez que se determinan tanto la descripción física como el modelo de movilidad, se procede al cálculo del canal utilizando el modelo de trazado de rayos que se describe en la Sec. 2.1. Para calcular el canal de cada móvil, la clase `MobileStation` tiene un atributo llamado `gen_channel`. Este atributo puede hacer una de dos cosas: si la variable global booleana `USE_GPU` es `True`, entonces llama a la función `gen_channel_gpu`, que realiza el cálculo del canal utilizando GPU. De lo contrario, se llama a la función `gen_channel_cpu`, la cual realiza el cálculo del canal de la manera tradicional utilizando Python en la unidad central de procesamiento (CPU, por su sigla en inglés). El número de taps que se considera en la elaboración del canal se puede configurar a través de una variable global llamada `NTAPS`. Si bien el valor necesario para este parámetro depende del canal, del ancho de banda de transmisión, y del tipo de sistema que se esté simulando, en ninguno de los casos que fueron probados se calculó un canal cuya respuesta tuviera más de 10 taps significativos. Luego, para tener un margen de seguridad y dado que por cuestiones de cálculo se prefieren potencias de 2, se eligió configurar dicho parámetro como `NTAPS = 16`.

Para el manejo de los datos organizados en matrices y para la gran mayoría de los cálculos realizados en el software se utilizó la librería NumPy. La misma está diseñada para agilizar los cálculos matriciales evitando los loops de Python, que ralentizan mucho la ejecución de los códigos por ser este un lenguaje de programación interpretado. En lo que sigue se hace referencia al módulo `numpy` como `np`. Las funciones de generación de canal generan una matriz tridimensional de tipo `np.ndarray` que luego se guarda en el atributo `channel` de la clase `MobileStation`. La primer dimensión de la matriz corresponde a las antenas de la estación base, la segunda al tiempo, y la tercera a los taps. Esta configuración se muestra en la Fig. 3.2.

Los taps del canal son calculados a partir del modelo banda base de tiempo discreto descripto en la Sec. 2.1:

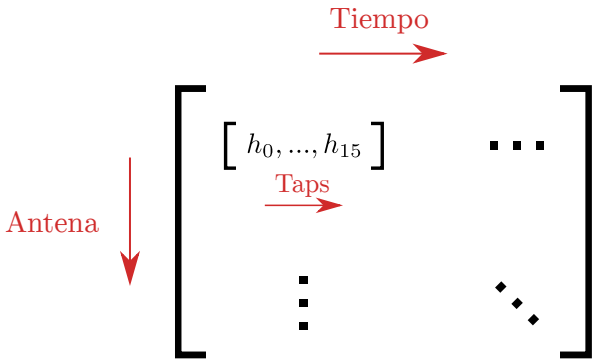


Figura 3.2: Matriz de canal para un dado móvil. La misma se guarda como un objeto de tipo `np.ndarray` sobre el atributo `channel` del correspondiente móvil.

$$h_l[m] = \sum_i a_i^b(m/W)\text{sinc}(l - \tau_i(m/W)W), \quad l = 0, \ldots, \texttt{NTAPS} - 1 \quad , \tag{3.1}$$

donde la sumatoria se realiza sobre los caminos a través de los cuales la señal llega desde el transmisor hacia el receptor. El factor a_i^b es la atenuación equivalente banda base y se calcula como

$$a_i^b(t) = a_i(t)\exp(-j2\pi f_c \tau_i(t)) \quad . \tag{3.2}$$

A partir de Ec. (3.1) y Ec. (3.2) se observa que, para poder calcular los taps del canal es necesario calcular $a_i(m/W)$ y $\tau_i(m/W)$. Es decir, la atenuación de cada camino y el retardo de cada uno respectivamente. Estos se definen como

$$a_i(t) = \frac{\alpha_i(t)}{d_i(t)} \quad , \tag{3.3}$$

$$\tau_i(t) = \frac{d_i(t)}{c} \quad , \tag{3.4}$$

donde c es la velocidad de la luz en el medio correspondiente. En el software se toma una aproximación de la velocidad de la luz en el vacío y se utiliza `c = 3e8`. Si bien este valor es una aproximación de la velocidad de la luz en el vacío, la misma es correcta hasta cuatro órdenes de magnitud, y eso resulta suficiente al considerar que las decisiones de diseño se toman considerando el orden de magnitud de variación del canal y no su valor exacto. En todo el software se utilizan las unidades del sistema internacional. Por otro lado, los coeficientes α_i dependen de los patrones de radiación de las antenas. El software permite que el usuario configure estos coeficientes de forma arbitraria. El valor por defecto de los mismos es de 1, lo cual corresponde a patrones de radiación isotrópicos. Notar que los efectos del desvanecimiento de gran escala quedan esencialmente determinados por las distancias d_i en el denominador de la Ec. (3.3). No se contemplan efectos de ensombrecimiento dado que no se implementaron obstáculos, esta implementación queda como línea futura en el desarrollo del simulador.

Teniendo en cuenta las Ec. (3.3) y (3.4) se observa que, para calcular los taps del canal, es necesario calcular primero las distancias d_i. Las mismas dependen de las posiciones de:

- las antenas de la estación base,

- los reflectores, y
- la posición del móvil.

Además, se observa que las distancias se deben calcular para cada una de las posiciones y, si se tienen varios móviles, para cada uno de estos.

Por otro lado, el software permite simular un canal artificial con características de canales conocidos. A través del módulo `artificial_channel` es posible introducir artificialmente un canal Rayleigh o un canal AWGN sin desvanecimiento. Para el primero es posible definir:

- `ntaps`, que es el número de taps no nulos con los cuales responde el canal y,
- `ncoherence_taps`, que es el número de taps de coherencia. Es decir, es el número de veces que se repiten los `ntaps` en tiempos discretos sin cambiar su valor.

El acceso a la información del canal se lleva a cabo a través de la clase `ChannelStateInformation`. Mediante sus métodos es posible recuperar la información del canal ya sea de forma perfecta o imperfecta, permitiendo simular el efecto de estimación del canal en sistemas reales. En la Sec. 4.1.5 se analiza un caso en el que la información del canal es obtenida con un retardo. En ese caso se analiza la degradación que produce dicho efecto.

3.3. Transmisión de la información

La transmisión se hace a través de un conjunto definido de clases que permiten desde la generación de los bits de información hasta la detección en el receptor y la cuenta de errores.

El software tiene varios tipos de modulaciones digitales definidas como BPSK, QPSK, 8PSK y 64QAM, entre otras. En el siguiente ejemplo se muestra cómo hacer una simulación sencilla para un móvil utilizando modulación BPSK.

```
1  import channel_tools
2
3  mobile_station = channel_tools.MobileStation()
4  source = channel_tools.RawSource()
5  modulation = channel_tools.BPSKModem()
6
7  source_bits = source.generate(length)
8  modulated_symbols = modulation.modulate(source_bits, snr)
9  channel_output_symbols = mobile_station.transmit(modulated_symbols)
10 demodulated_symbols = modulation.demodulate(channel_output_symbols)
11 detected_symbols = modulation.detect(demodulated_symbols)
12 decoded_bits = modulation.decode(detected_symbols)
13 error_count = source.error_count(decoded_bits)
```

Este ejemplo supone que el canal ya ha sido calculado. Se observa que el resultado de esta simulación es una variable `error_count` con la cantidad de errores contados para dicha transmisión de largo `length`. Para simulaciones largas es recomendable que las mismas se hagan en varias transmisiones pequeñas realizadas en forma de bucle, lo cual permite contar hasta una determinada cantidad de errores de forma más precisa. En cuyo caso cada transmisión pequeña se puede realizar como en el ejemplo mostrado.

En la línea 5 del bloque de código mostrado se instancia un objeto denominado `modulation` que representa, en este caso, un modulador BPSK. Luego, sus métodos son utilizados para llevar a cabo una transmisión sobre una instancia de un móvil denominada `mobile_station`. A continuación se describen dichos métodos; el primero de ellos es `modulate`. El mismo toma un conjunto de símbolos binarios provenientes de la fuente `source` y los mapea a símbolos de una constelación compleja mediante código Gray. Estos son transmitidos a través del canal inalámbrico previamente calculado utilizando el método `transmit`. El proceso de recepción se divide en tres partes siguiendo lo explicado en la Sec. 2.4. En la primer parte se demodulan los símbolos alineando las fases de aquellos cuyas fases fueron afectadas por el canal. Esto se realiza con el método `demodulate`. En segundo lugar se produce la detección, proceso que consiste en estimar, para cada símbolo recibido, cuál fue el símbolo enviado. Un ejemplo de detección es la de máxima verosimilitud. Finalmente se lleva a cabo la decodificación Gray, que tiene como resultado el flujo de bits estimado. Todo el proceso de transmisión se ejemplifica en la Figura 3.3 para una transmisión BPSK.

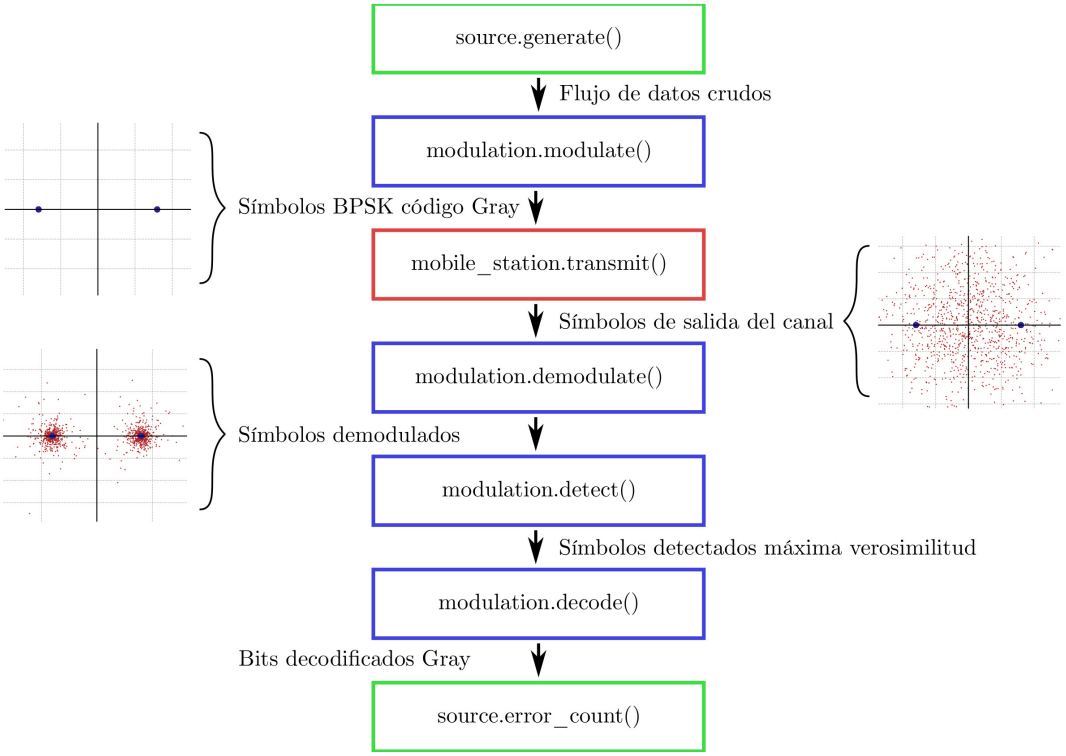


Figura 3.3: Diagrama de flujo de una transmisión BPSK. En rojo se muestra el método correspondiente al móvil; en azul aquellos correspondientes al modulador, en este caso BPSK y, en verde, los métodos correspondientes a la fuente binaria de información.

Como se dijo en la introducción del capítulo, uno de los objetivos de diseño del software era que fuese lo suficientemente flexible como para que se pudieran concatenar diferentes modems o codecs sin tener que ajustar demasiado las cosas. El atributo de transmisión `transmit` que tiene cada estación móvil, por ejemplo, permite que los símbolos de entrada puedan ser tanto un array simple unidimensional como uno bidimensional representando un código espacio/temporal.

Además, se implementaron métodos para calcular la probabilidad de error de bit llevando a cabo todo lo que se mostró en el bloque de código de esta sección de forma automática. Estos métodos consisten en realizar transmisiones cortas e ir contando errores hasta alcanzar un mínimo configurable a través de una variable global llamada `MIN_ERRORS`. Una vez que la cuenta de errores supera dicho valor umbral mínimo se corta la transmisión y se calcula la tasa de error de bits dividiendo la cantidad de errores por el largo de simulación alcanzado.

3.4. Cálculo paralelo en GPUs

En la sección anterior se mostró que, para calcular el canal es necesario, primero, calcular las distancias. El número de distancias d_i que se deben calcular depende de los siguientes parámetros:

- el número de antenas en la estación base,
- el número de reflectores,
- el tamaño de la simulación (la cantidad de posiciones que toman los móviles), y
- el número de móviles.

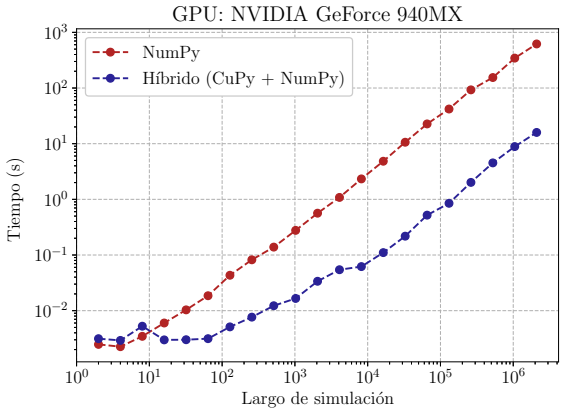
Si bien parece haber una oportunidad de paralelizar el cómputo desde varios parámetros, hay uno de ellos que sobrepasa en órdenes de magnitud al resto: el tamaño de la simulación. Tanto el número de antenas en la estación base como el número de móviles suelen ser del orden de las unidades o las decenas. Por otro lado, el número de reflectores suele ser de decenas o cientos. En cambio, para contar una cantidad significativa de errores en simulaciones con altas relaciones señal/ruido (SNRs), puede ser necesario un tamaño de simulación de, por ejemplo, 2^{20}. Es por este motivo que se implementó la paralelización del cómputo sobre el tamaño de simulación. Es decir, se implementó una paralelización en la cual cada hilo de la GPU calcula el canal para una posición de un móvil (sobre múltiples antenas y sobre múltiples taps).

Para la implementación se utilizó la librería CuPy. Esta librería implementa un subconjunto de las funciones que implementa NumPy pero utilizando cálculo en paralelo en GPUs. En particular, CuPy utiliza CUDA, que es una API y una plataforma de cómputo en paralelo desarrollada por la empresa Nvidia para el manejo de los recursos de las placas gráficas. CuPy hace uso de herramientas relacionadas con CUDA como cuBLAS, cuRand y cuFFT (1). Estas son librerías que contienen algoritmos diseñados para hacer cálculos en procesadores gráficos de forma eficiente. CuPy también permite utilizar *CUDA kernels* escritos en lenguaje de programación C.

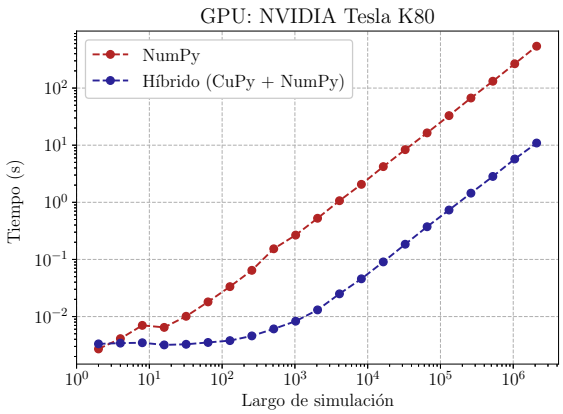
En este proyecto se comenzó utilizando solamente la librería NumPy, la cual, como se dijo anteriormente, optimiza las operaciones con matrices en CPU. Cuando se implementó CuPy, en primer lugar se reemplazaron todas las funciones de NumPy por sus correspondientes versiones en CuPy. Si bien esto funcionó, el desempeño de las simulaciones fue malo, incluso haciendo que las simulaciones con CuPy fueran más lentas que su correspondiente versión de NumPy. Por este motivo se decidió escribir *CUDA kernels* en C y pasarlos a CuPy.

CuPy permite al usuario definir *kernels* de varias formas. Una de ellas es a través de la clase `RawKernel`. La forma de operar con esta clase es pasando el código en C como un argumento de tipo string cuando se inicializa un objeto de la misma. Es necesario considerar que los hilos y los bloques de las placas gráficas se encuentran virtualmente separados en tres dimensiones que son x, y y z. Luego, para lanzar el kernel, se debe llamar al objeto con 3 argumentos: una tupla con los tamaños de grilla en las 3 dimensiones (x, y, z), otra tupla con los tamaños de bloque en las 3 dimensiones y otra con los argumentos del kernel. El software desarrollado permite configurar el tamaño de bloque a través del parámetro `BLOCK_SIZE`.

Utilizando lo expuesto anteriormente se desarrollaron dos kernels: uno para calcular las distancias y otro para calcular el canal a partir de las mismas. De esta forma se pudo mejorar la velocidad de cómputo del software con respecto a la obtenida utilizando NumPy. Esto se va a mostrar a continuación mediante un ejemplo de rendimiento en el cual se simuló una transmisión con modulación BPSK sobre



(a) Computadora con procesador Intel I5-7200U y placa NVIDIA GeForce 940MX.



(b) Google Colab.

Figura 3.4: Tiempos de cómputo en función del largo de la simulación para distintos ordenadores. Se compara el desempeño cuando `USE_GPU = True` (versión híbrida) con el caso en el que `USE_GPU = False` (versión CPU). La simulación realizada fue una transmisión BPSK sobre un canal inalámbrico con 40 reflectores y una estación base con una antena.

un canal inalámbrico para distintos largos de simulación (de forma similar al ejemplo mostrado en la Sec. 3.3), es decir, para valores crecientes del parámetro `SIMULATION_SIZE`.

Los resultados se observan en la Fig. 3.4. Se denomina versión *híbrida* a aquella que utiliza CUDA kernels a través de CuPy. Esto es porque, si bien el canal se calcula utilizando GPU, el resto de la simulación (generación de bits, transmisión, demodulación, etc.) se realiza utilizando CPU. En dicha figura se muestra, por un lado, los tiempos de cómputo en función de la longitud de la simulación para una computadora que cuenta con un procesador Intel I5-7200U, una placa NVIDIA GeForce 940MX y 8 GB de memoria RAM. Por otro lado, se observa la misma simulación realizada en Google Colab utilizando una placa gráfica Tesla K80. Se observa que, en ambos casos, existe una disminución en los tiempos de cómputo del caso híbrido con respecto al caso en el que solamente se utiliza la CPU.

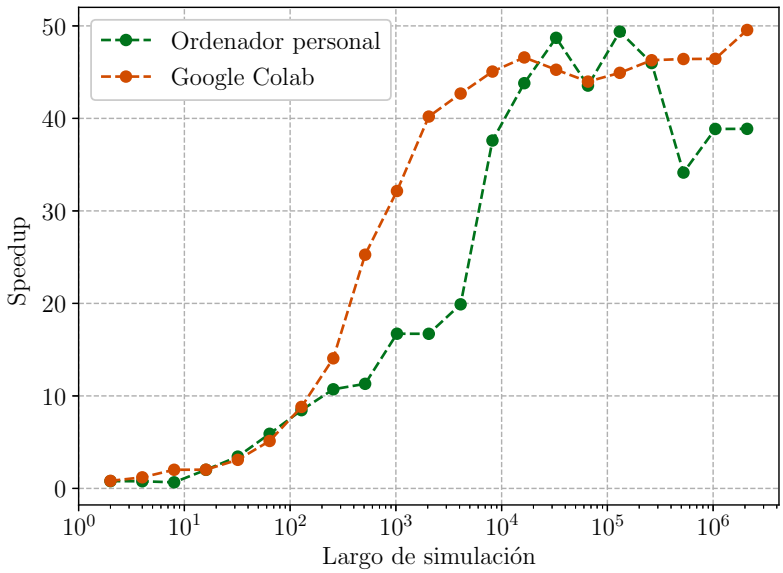


Figura 3.5: Comparación de *speedups* en función de la longitud de simulación para distintos ordenadores. En naranja el gráfico correspondiente a una computadora que cuenta con un procesador Intel I5-7200U, una placa NVIDIA GeForce 940MX y 8 GB de memoria RAM, y en verde el correspondiente a Google Colab (GPU NVIDIA Tesla K80).

Por otro lado, en la Fig. 3.5 se puede observar el speedup que se obtiene en cada uno de los ordenadores. Se define el speedup como el cociente entre el tiempo de cómputo en CPU y el tiempo de cómputo en GPU. Dicha imagen permite observar que el speedup obtenido es similar en ambos casos y que en ambos el mismo satura en alrededor de 45 para simulaciones de largo mayor a 10^4. El motivo por el cual aumenta el speedup es que, para valores bajos del largo de simulación, el tiempo de pasaje de información desde la CPU a la GPU es grande en comparación con el tiempo de cómputo. A medida que dicho largo aumenta, el speedup crece dado que esta relación cambia y el tiempo de carga de información en la memoria de la GPU deja de ser significativo. Esta situación llega a un equilibrio en el cual el speedup satura. Lo que se desprende de la Fig. 3.5 es que, la ventaja máxima de la GPU se obtiene para cálculos de canal de largo mayor o igual a 10^4.

3.5. Mantenimiento y control de versiones

Siguiendo con los objetivos de desarrollo del software planteados al inicio del capítulo, uno de los mismos tiene que ver con la utilización de un sistema de control de versiones de modo de simplificar el mantenimiento y el control del mismo. Por ser uno de los sistemas más utilizados se decidió por

Git. El mismo es de tipo distribuido, lo cual significa que el sistema permite que la información se encuentre en múltiples repositorios en simultáneo. Esto permite que, si un servidor se cae, o pierde la conexión con el resto, la información se mantiene de forma completa en el resto de los repositorios. En este proyecto se utilizó un repositorio local de Git en la computadora descripta en la sección anterior y un repositorio remoto utilizando el servicio GitHub. El proyecto se siguió desde el comienzo, motivo por el cual, el *commit* inicial corresponde a una versión muy primitiva del software. Los mismos fueron escritos en su totalidad en inglés y, a partir de los últimos commits (en particular, a partir de del 23 de septiembre del 2020) los mismos fueron escritos siguiendo las recomendaciones generales (y generalmente aceptadas) descritas en (4). En la Fig. 3.6 se muestran el historial de estos. La figura permite apreciar la mejora en la calidad de los commits a partir de lo nombrado anteriormente como así también que hubo uniones entre el repositorio remoto y el local.

Figura 3.6: Historial de commits para la rama principal del proyecto.

Git permite, por otro lado, crear *branches* o ramificaciones de las versiones del software. Esto es útil, por ejemplo, cuando se quiere probar una característica nueva o cuando se quiere modificar sustancialmente alguna parte de un código. Los branches suelen utilizarse para crear diversos flujos de trabajo. En este caso lo que se hizo fue utilizar dos branches: una principal llamada *master* y otra llamada *testing*, en la cual se desarrolló una versión del código que utiliza aún más la GPU. A diferencia de la versión híbrida, en testing se desarrolló una versión en la cual la transmisión, la generación de símbolos y algunas operaciones intermedias también se realizan en paralelo. El desarrollo de esta versión se interrumpió dado que, para simulaciones largas (del orden de 2^{20} tiempos), el software solía llenar la memoria de la GPU utilizada para el canal. Por este motivo se decidió continuar con el desarrollo de la versión híbrida en la cual el manejo de memoria en CPU lo hace NumPy de forma automática.

Capítulo 4

Evaluación y análisis de sistemas

En este capítulo se presentan resultados utilizando el simulador desarrollado, el cual fue explicado en el Cap. 3, para analizar distintos escenarios físicos y sistemas de comunicaciones inalámbricas. Se muestran resultados tanto para escenarios cuya respuesta se asemeja a la correspondiente para modelados estadísticos del canal como así también para aquellos que cuentan con caminos especulares y para los cuales no se tiene a priori resultados teóricos. Por otro lado, se simularon sistemas que aprovechan diversidad de distintas maneras (tanto temporal como en frecuencia y de antenas) y se muestra como a través de estas técnicas se logra mejorar el desempeño de los sistemas de comunicaciones inalámbricas. Además, se desarrollaron simulaciones en las cuales se introdujo un retardo en la información del canal utilizada para llevar a cabo la demodulación, lo cual permite evaluar lo que podría ser la degradación del desempeño en un sistema real bajo dicha imperfección en la estimación del canal. Finalmente, se muestra un sistema que permite comunicar la estación base con varios usuarios en simultáneo mediante una técnica de apuntamiento electrónico utilizando la información del estado del canal.

4.1. Sistemas SISO punto a punto

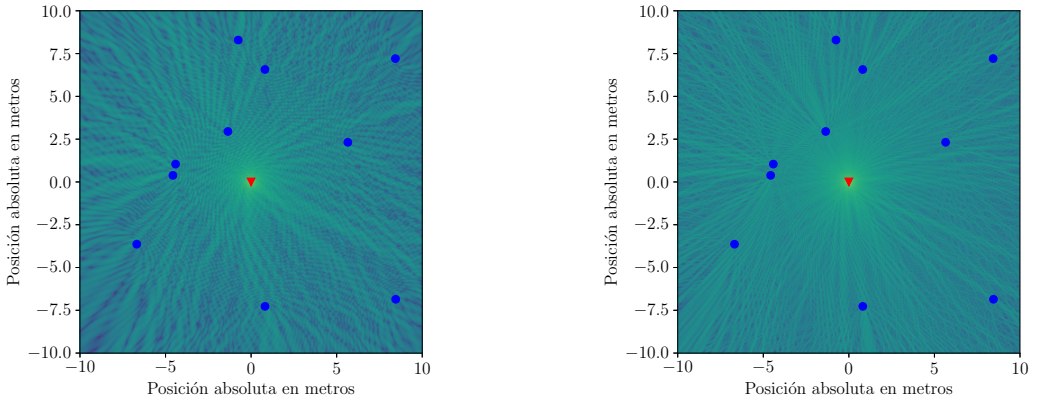
En el Cap. 2 se introdujeron los sistemas de una antena en el transmisor y una en el receptor (sistemas SISO). En esta sección se analizan algunos de ellos en escenarios punto a punto, es decir, en aquellos escenarios en los cuales tanto la estación base como el móvil cuentan con una única antena.

Antes de proceder con el análisis de desempeño del sistema de comunicaciones propuesto, es interesante observar la distribución de fuerzas del canal inalámbrico en una región del espacio. Se define la fuerza del canal en un punto como la cantidad

$$\sum_{l=1}^{L}\sum_{m=1}^{M}|h_{lm}|^2 \quad ,$$

donde L es el número de taps con los cuales responde el canal y M el número de antenas transmisoras. Nótese que lo que hemos definido como la fuerza del canal es una proporción de la energía recibida en un punto geográfico cuando se transmite una señal electromagnética.

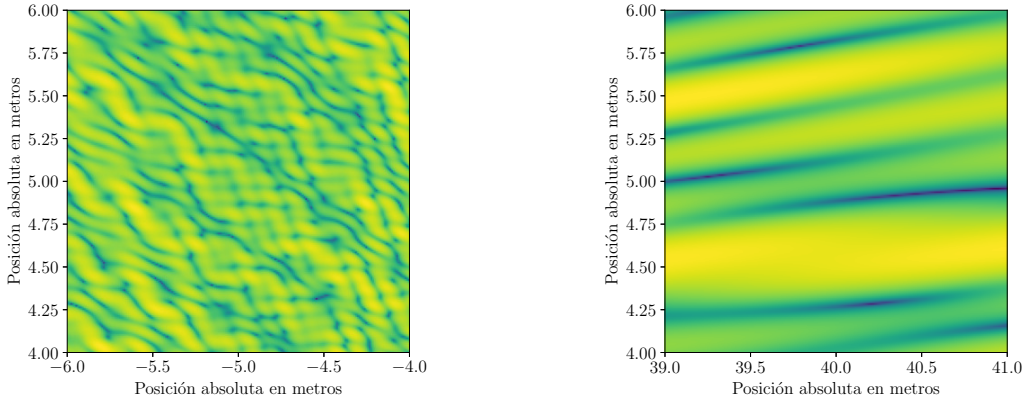
En la Fig. 4.1 se observa la distribución de fuerzas (en escala logarítmica) de un canal cuya estación base está compuesta por un único elemento ubicado en la posición $(0, 0)$ indicado con un triángulo rojo, mientras que los reflectores se indican como círculos en color azul.



(a) Frecuencia de portadora $f_c = 900$ MHz. **(b)** Frecuencia de portadora $f_c = 2{,}4$ GHz.

Figura 4.1: Mapa de fuerzas correspondiente a un escenario con una única antenna transmisora ubicada en la posición $(0, 0)$ con ancho de banda de 1 MHz y para diferentes frecuencias de portadora.

En dicha figura se observan los dos tipos de desvanecimientos que existen en los canales inalámbricos y que fueron descriptos en la Sec. 2.1: el de gran escala y el de pequeña escala. El efecto del primero se aprecia como una zona iluminada alrededor de la antena transmisora y que decae radialmente de forma monótona al alejarse de la misma mientras que, el del segundo, se aprecia como ondulaciones en desplazamientos del orden de centímetros. Además, dicha figura permite observar la diferencia en las distancias de coherencia (la cual, en orden de magnitud, se puede definir como la distancia entre un pico y un valle en el mapa de fuerza del canal), las cuales, como es de esperarse dada la naturaleza interferométrica de este tipo de desvanecimiento, son del orden de la longitud de onda de la portadora.



(a) Región cercana a los reflectores. **(b)** Región alejada de los reflectores.

Figura 4.2: Detalles sobre la imagen de la Fig. 4.1b.

En la Fig. 4.2 se observa el mapa de fuerzas del canal correspondiente al escenario de la Fig. 4.1b. En la Fig. 4.2a se muestra una región cercana a los reflectores, mientras que en la Fig. 4.2b se muestra una región alejada de los mismos. Esto permite observar en detalle el desvanecimiento que se produce y en qué distancias características lo hace, como así también las diferencias cualitativas en los patrones de interferencia de una región con respecto a la otra. Se observa que en la región alejada los cambios se dan de una manera más uniforme.

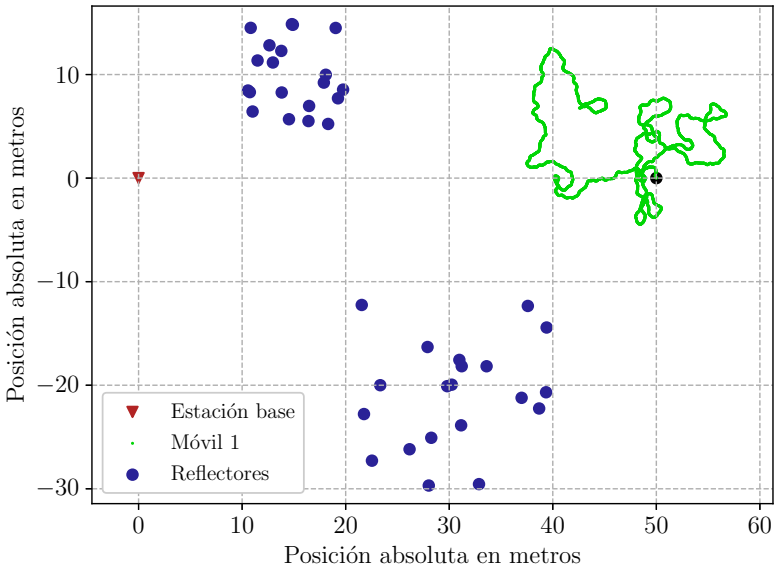


Figura 4.3: Escenario utilizado para transmitir con modulación BPSK.

4.1.1. BPSK

Una de las soluciones más simples para transmitir sobre un canal SISO punto a punto es utilizar un esquema de modulación coherente digital (BPSK, por ejemplo) y demodular como se describió en la Sec. 2.4.

En la Fig. 4.3 se observa el escenario sobre el cual se realizó la transmisión. En dicha figura se observa una estación base compuesta por una única antena dispuesta en el origen de coordenadas del mapa bidimensional, y dos *clusters* de reflectores dispuestos de manera aleatoria dentro de un área determinada. Se utilizó un modelo de movilidad en el cual el móvil se desplaza de una forma aleatoria con una velocidad media de 1,4 metros por segundo, que es una velocidad promedio típica de caminata. Se utilizó una frecuencia de portadora de 2,4 GHz como la utilizada en el mapa de canal que se mostró en la Fig. 4.1b. El ancho de banda utilizado es de 100 kHz, el cual, para el delay spread del escenario propuesto hace que la respuesta del canal sea plana, es decir, que estemos en un escenario tipo flat fading. Para visualizar mejor lo que ocurre, en la Fig. 4.4 se muestra una respuesta impulsiva del canal en cuestión utilizando el ancho de banda mencionado.

El desempeño de este sistema fue analizado en la Sec. 2.5 suponiendo un canal flat fading Rayleigh con desvanecimiento rápido. En dicha sección se mostró la probabilidad de error de bit teórica Ec. (2.7) para este sistema bajo dichos supuestos. En la Fig. 4.5a se observa la distribución de los taps $|h|$ correspondiente al escenario de la Fig. 4.3. La misma indica que la distribución de los módulos de los taps se ajustan a una distribución Rayleigh. El canal descripto fue elegido deliberadamente para tener características como las supuestas para calcular dicha probabilidad de error de bit teórica.

En la Fig. 4.5b se compara la tasa de error de bit simulada para el móvil de la Fig. 4.3 con la probabilidad de error de bit teórica. Se observa que el resultado simulado es muy similar al resultado teórico dado que el escenario propuesto hace que se cumplan con las hipótesis de fading tipo Rayleigh.

En lo que sigue evaluaremos el desempeño del sistema con respecto a su capacidad. Para ello compararemos la capacidad teórica correspondiente con dos nociones de capacidad que definiremos a continuación: la capacidad medida y la capacidad práctica. La *capacidad medida* se definió como la capacidad estimada a partir de promediar la capacidad teórica para el canal con las mediciones del

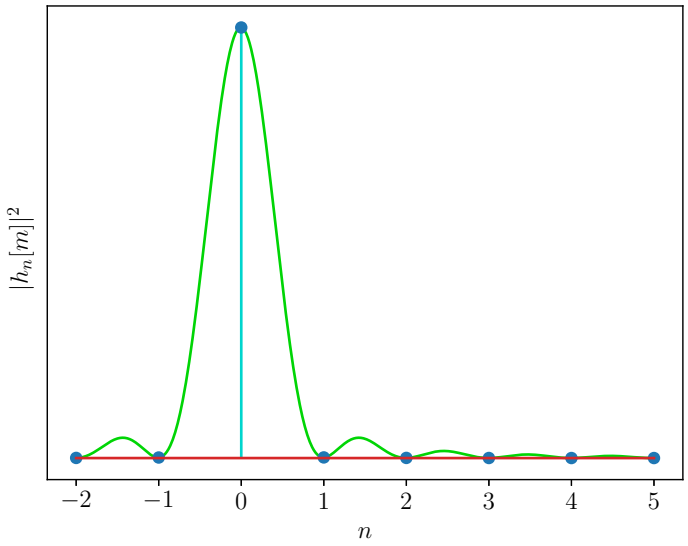


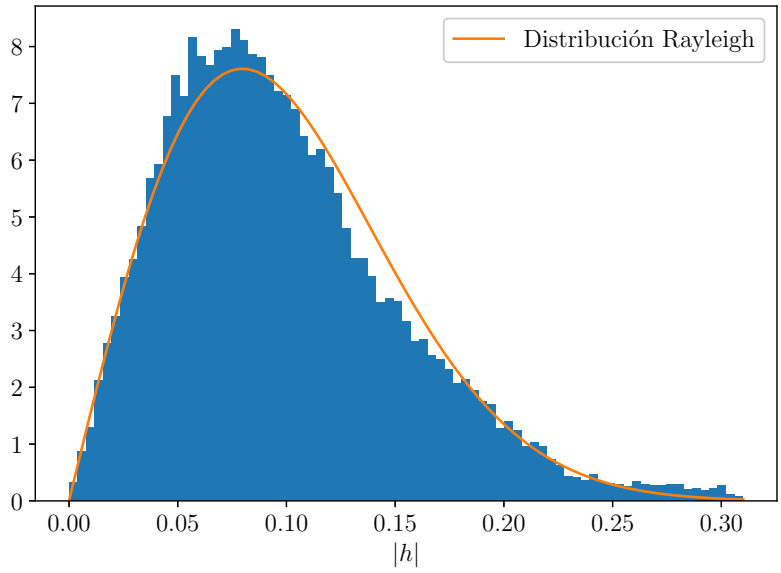
Figura 4.4: Respuesta impulsiva correspondiente a la posición inicial del móvil sobre el escenario utilizado para la transmisión SISO BPSK utilizando un ancho de banda de 100 kHz. El canal responde con un único tap para dicho ancho de banda.

canal. En este caso las mediciones corresponden a los resultados de la simulación del canal. Entonces, la capacidad medida para este caso es

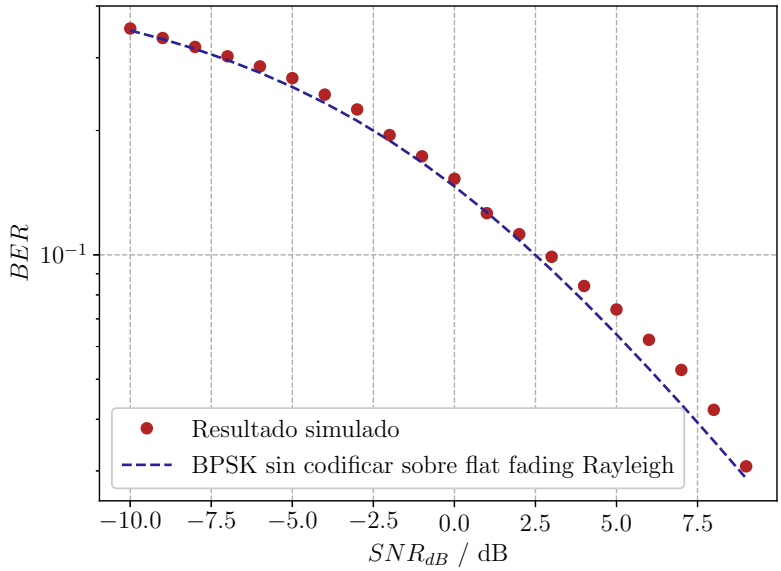
$$C_{medida} = \frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N}\log_2(1+|h_n|SNR) \quad ,$$

donde N coincide con el parámetro `SIMULATION_SIZE` y corresponde a la cantidad de posiciones que toma el móvil. Para otros sistemas, la fórmula se reemplaza por la correspondiente para la capacidad del mismo. Esta capacidad medida emula la forma en la que se mide la capacidad en un canal real (20) pero con la ventaja de que no se tiene ruido en las mediciones. Por otro lado, la *capacidad practica* se definió a través del siguiente algoritmo:

> Se parte de un conjunto de modulaciones digitales en orden (de cantidad de bits por símbolo) ascendente. Para una dada SNR, se transmite y se mide la BER con una dada tasa de bits por símbolo. Si la BER estimada se encuentra por encima de un determinado valor umbral, entonces se considera que la transmisión dejó de ser *libre de errores* y que la capacidad es igual a la correspondiente tasa. Si, por el contrario, la BER estimada se encuentra por debajo de este umbral, se procede a transmitir con una mayor tasa de bits por símbolo. Para obtener valores no enteros de tasa de bit por símbolo, se transmiten bloques con combinaciones de modulaciones (e.g., un símbolo BPSK y un QPSK dan una tasa efectiva de 3/2 bits por símbolo).



(a) Histograma de los taps $|h|$ del canal y comparación con distribución Rayleigh.



(b) Tasa de error de bits en función de la relación señal a ruido.

Figura 4.5: Resultados obtenidos de simular una transmisión BPSK sin codificar sobre el escenario descripto por la Fig. 4.3.

Este algoritmo de medición de capacidad está inspirado en estrategias prácticas para alcanzar la capacidad, es decir, conmutar el esquema de modulación y transmitir más o menos cantidad de información por unidad de tiempo pero siempre manteniéndose por encima de cierto umbral que garantice que un código *capacity achieving* lleve la operación del sistema a un régimen que se pueda considerar libre de errores. Dicho valor umbral fue calibrado introduciendo artificialmente canales con determinadas características para los cuales se conocen las curvas teóricas de capacidad y se determinó del orden de 10^{-2}. El software permite configurar este valor mediante el parámetro `CAPACITY_PARAMETER`.

Se estimó la capacidad práctica para el ejemplo mostrado anteriormente. La misma se observa en la Fig. 4.6, donde se compara con la capacidad teórica de un canal sin desvanecimiento (Ec. (2.17)), la

capacidad teórica de un canal flat fading Rayleigh con desvanecimiento rápido (Ec. (2.18)) y con la capacidad medida.

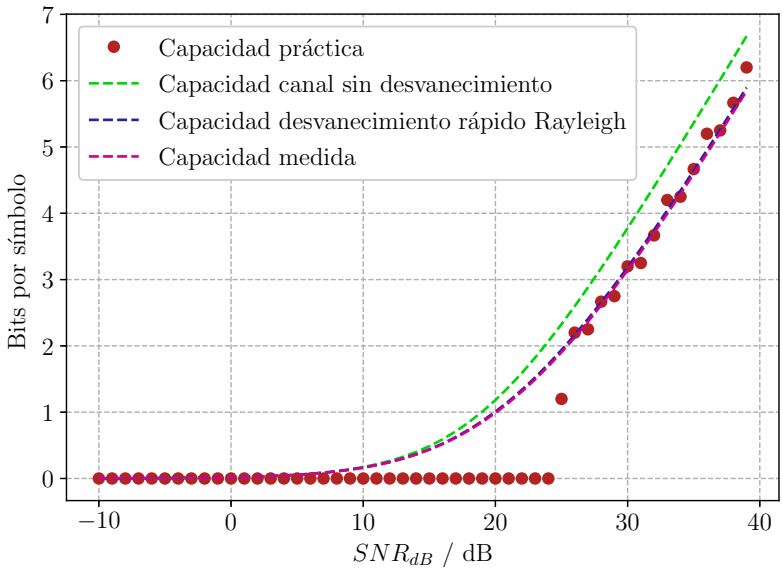


Figura 4.6: Capacidad práctica calculada para la situación descripta por el escenario físico de la Fig. 4.3.

Se observa que, para esta simulación, la capacidad medida se superpone con la capacidad teórica del canal flat fading Rayleigh con desvanecimiento rápido. Esto se debe a que, como se dijo anteriormente, el canal fue elegido de forma deliberada para que se cumpla esta condición.

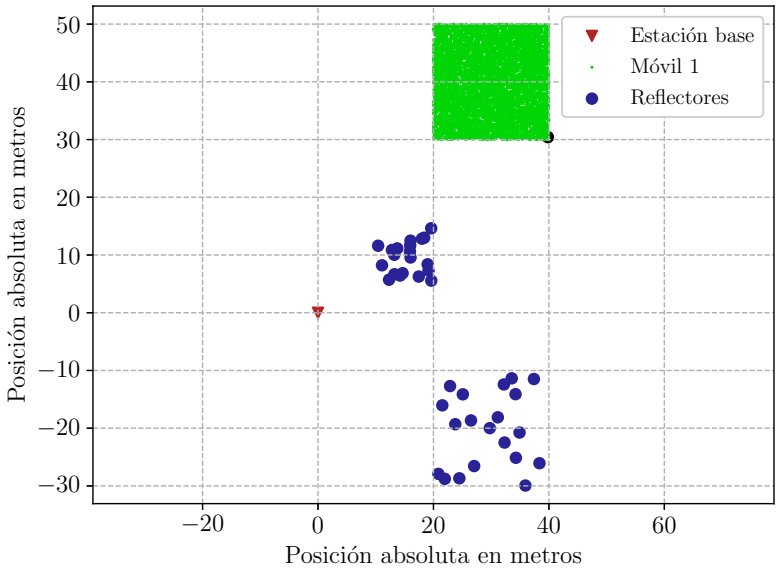
Una cuestión que queda en evidencia a partir de la Fig. 4.6 es que la resolución utilizada (en términos de bits por símbolo) no es suficiente para observar correctamente el comportamiento de la capacidad práctica en valores cercanos al punto de quiebre. Es decir, al punto en el que la capacidad deja de ser nula. A pesar de ello, la resolución permite observar la tendencia y los valores que toma la capacidad para altas SNRs.

4.1.2. Código de repetición

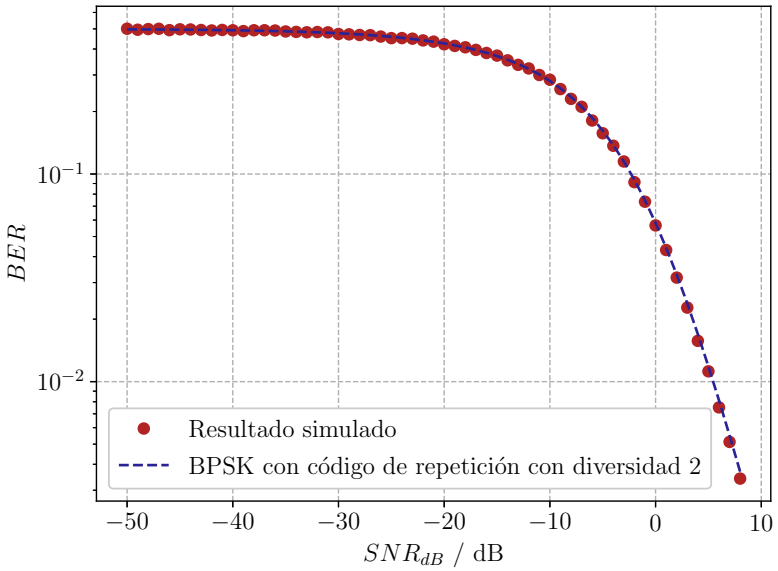
Una de las técnicas de diversidad que se enunciaron en la Sec. 2.6 es la diversidad temporal. En dicha sección también se nombra al código de diversidad temporal más sencillo que es el código de repetición, el cual consiste en transmitir el mismo símbolo repetido en diferentes instantes de tiempo. El simulador tiene implementado un código de este tipo a través de la clase `RepeatCodec` y permite codificar y decodificar mediante los métodos `code` y `decode` respectivamente.

Se simuló una transmisión sobre un escenario similar al del ejemplo anterior pero utilizando un modelo de movilidad en el cual el móvil salta aleatoriamente en diferentes puntos dentro de un área rectangular determinada. Este modelo permite simular escenarios con desvanecimiento rápido dado que, en general, puntos aleatorios tendrán respuestas impulsivas que pueden considerarse independientes si el salto es mayor a la longitud de onda. En la Fig. 4.7a se muestra el escenario simulado junto con las posiciones que toma el móvil dentro de un área rectangular.

El número de repeticiones elegido para este ejemplo fue $L = 2$. La transmisión se hizo, al igual que en el ejemplo anterior, con una frecuencia de portadora de 2,4 GHz y un ancho de banda de 100 kHz, con lo cual se tiene una respuesta plana en frecuencia. Los resultados en términos de tasa de error de bit se muestran en la 4.7b. En esta figura se compara el resultado simulado con el teórico correspondiente a



(a) Escenario correspondiente a la transmisión con código de repetición utilizando un modelo de movilidad de saltos aleatorios.



(b) Tasa de error de bit y comparación con resultado teórico para $L = 2$ sobre canal flat fading con desvanecimiento rápido.

Figura 4.7: Simulación utilizando código de repetición con $L = 2$ transmitiendo con frecuencia de portadora 2,4 GHz y ancho de banda de 100 kHz.

una ganancia por diversidad de 2.

Estos resultados muestran, por un lado, que se puede mejorar el desempeño en términos de tasa de error mediante técnicas de diversidad y, por otro lado, sirven para validar el funcionamiento del simulador y, en particular, del código de repetición.

4.1.3. OFDM

Como se describió en la Sec. 2.2, cuando se utiliza un ancho de banda de transmisión mayor al ancho de banda de coherencia, se tiene un canal selectivo en frecuencia, en el cual la respuesta impulsiva exhibe más de un tap significativo. En la Sec. 2.6 se presentó la técnica *orthogonal frequency-division multiplexing* (OFDM), que es uno de los esquemas más utilizados para transmitir en este tipo de escenarios. A continuación se muestra una simulación en la cual se utilizó una frecuencia de 2,4 GHz y un ancho de banda de 1 MHz sobre el mismo escenario utilizado para el primer ejemplo (Fig. 4.3). Esta simulación se llevó a cabo suponiendo que existe línea de vista entre transmisor y receptor. A diferencia de aquel ejemplo, en el que se presenta a continuación, se utilizó un modelo de movilidad de saltos aleatorios.

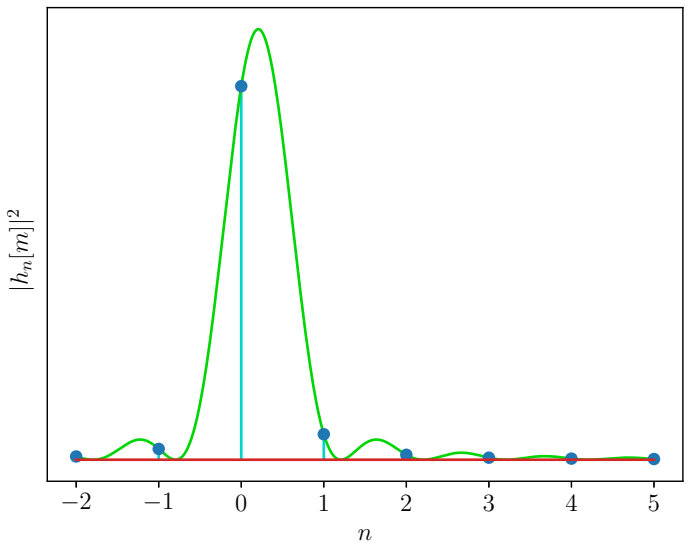


Figura 4.8: Respuesta al impulso del canal utilizado para la transmisión OFDM con ancho de banda de 1 MHz correspondiente a la primer posición del móvil sobre el escenario. El canal responde con dos taps significativos.

El ancho de banda escogido hace que se tenga una respuesta selectiva en frecuencia, como se evidencia en la cantidad de taps significativos presentes en una respuesta impulsiva medida sobre el canal que se observa en la Fig. 4.8. Este escenario fue elegido de forma tal de obtener una respuesta del canal selectiva en frecuencia.

Figura 4.9: Diagrama de bloques de transmisión SISO utilizando BPSK sin codificar sobre OFDM.

En la Fig. 4.9 se muestra el diagrama en bloques correspondiente a este ejemplo.

Existen dos parámetros que son propios de la transmisión OFDM que son el número de subportadoras N y el número de taps del canal L. Para esta simulación dichos parámetros se configuraron como $N = 16$ y $L = 2$. Se eligió este número de taps a partir de observar la respuesta del canal para el escenario (Fig. 4.8). Como se mostró en la Ec. (2.16), en este sistema se puede observar la respuesta del canal en el dominio de la frecuencia como múltiples canales paralelos de un solo tap, por lo tanto, transmitiendo símbolos independientes en cada una de las subportadoras, se logra obtener el desempeño de N canales flat fading simultáneos.

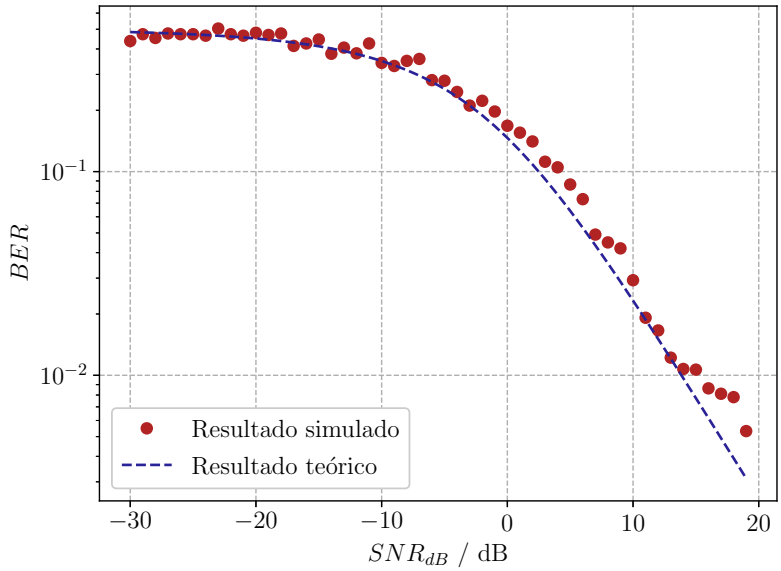


Figura 4.10: Tasa de error de bit para una transmisión BPSK sin codificar sobre OFDM.

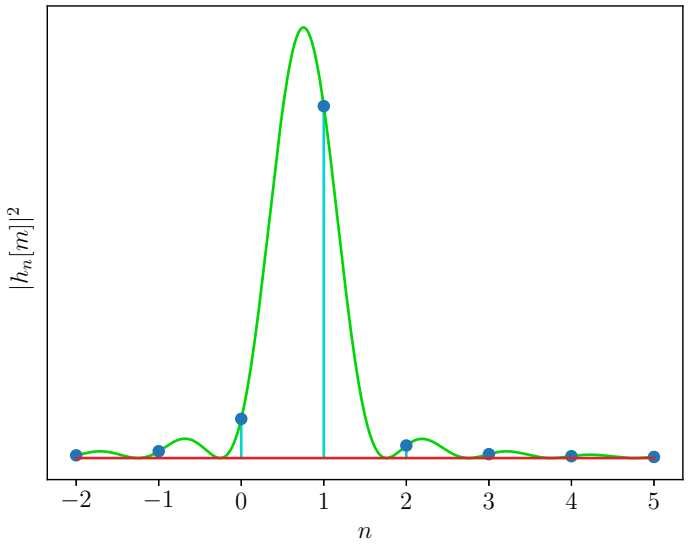
En esta simulación no se utilizó ningún tipo de codificación, motivo por el cual no se obtiene ganancia por diversidad, como se evidencia en la Fig. 4.10, en la cual se muestra la tasa de error de bits simulada y se compara con la correspondiente a un canal flat fading sin diversidad.

4.1.4. OFDM con código de repetición

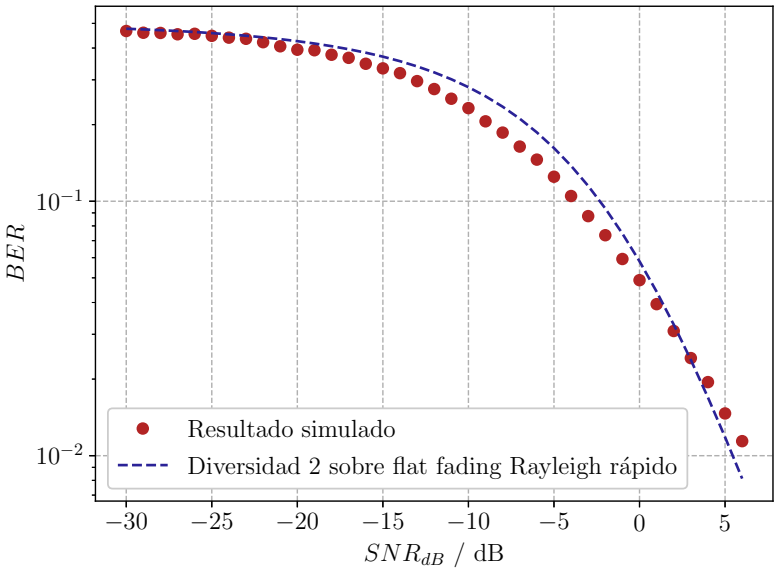
Una forma de obtener ganancia por diversidad en este sistema es a través de un código de repetición como el mostrado anteriormente. En este ejemplo se muestra una simulación en la cual se obtiene una ganancia por diversidad de 2 transmitiendo en OFDM mediante el uso de un código de repetición en un canal que responde con 2 taps.

Para este ejemplo se utilizó el mismo escenario que para el ejemplo anterior pero con una nueva realización del modelo de movilidad de saltos aleatorios. En la Fig. 4.11a se muestra la respuesta impulsiva correspondiente a la primer posición del móvil.

La Fig. 4.11b muestra la tasa de error de bit simulada para este ejemplo y se la compara con la correspondiente a un sistema con diversidad 2.



(a) Respuesta impulsiva para el escenario utilizando frecuencia 2,4 GHz y un ancho de banda de 3 MHz.



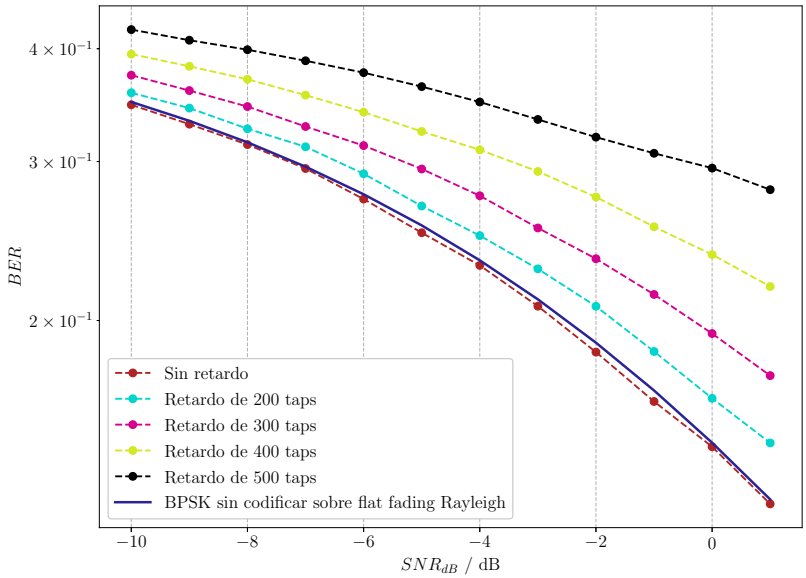
(b) Tasa de error de bit comparada con la correspondiente a una ganancia por diversidad de 2.

Figura 4.11: Resultados de simulación con código de repetición sobre OFDM en canal selectivo en frecuencia.

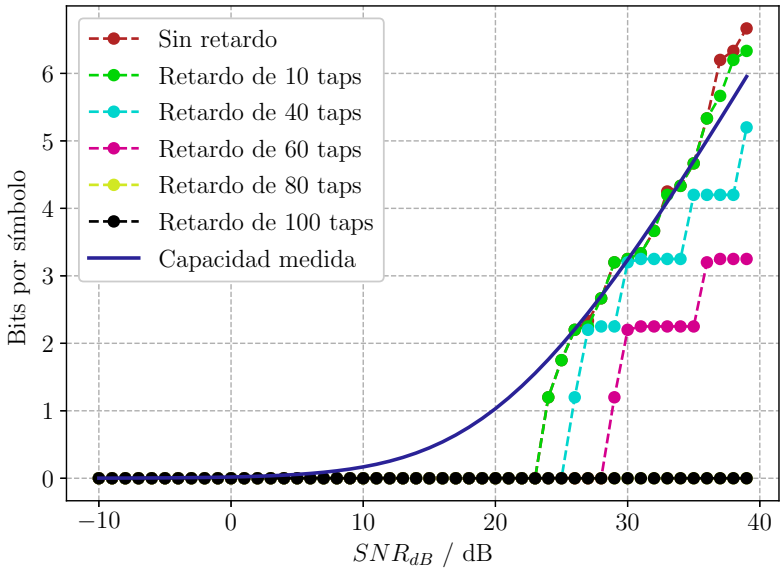
4.1.5. Imperfección en la información de canal

Los resultados mostrados para los sistemas anteriores se obtuvieron considerando que el receptor conoce de manera perfecta la información del canal. Como se dijo en la Sec. 3.2, una de las funcionalidades del software es simular una estimación incorrecta del canal por parte del sistema. En esta sección se simula una transmisión en la cual existe un retardo en la estimación del canal, motivo por el cual el receptor demodula utilizando taps correspondientes a tiempos anteriores. En la Fig. 4.12 se muestra cómo es la degradación en la tasa de error de bit y en la capacidad de un sistema SISO BPSK sin codificar para distintos niveles de retardo medido en número de taps.

Esta degradación en el desempeño del sistema se debe a que, el tap utilizado por el receptor para efectuar



(a) Tasa de error de bit.



(b) Capacidad.

Figura 4.12: Degradación del desempeño de un sistema con información de canal imperfecta. En este caso el receptor obtiene la información de taps pasados, es decir, con cierto retardo. La degradación se profundiza a medida que aumenta el retardo.

la operación de demodulación no corresponde al que realmente actuó sobre el símbolo correspondiente, sino que se trata de un tap anterior, motivo por el cual, la operación de quitar la fase impuesta por el canal, se da de manera defectuosa. Qué tan defectuosa sea depende de la velocidad con la que cambia el canal. Si el desvanecimiento del canal es lo suficientemente rápido, entonces un pequeño retardo en la estimación del canal produciría que la demodulación no fuera posible. Para esta simulación se eligió un escenario con desvanecimiento lento, de forma que taps consecutivos no fueran completamente independientes. El escenario utilizado es el que se muestra en la Fig. 4.3 con una frecuencia de 5 GHz, ancho de banda de 100 kHz y con línea de vista.

4.2. Sistemas MIMO punto a punto

En esta sección se describen algunos sistemas punto a punto que utilizan múltiples antenas para transmitir o recibir, lo cual potencialmente permite obtener una ganancia por diversidad espacial como se explicó en la Sec. 2.6.

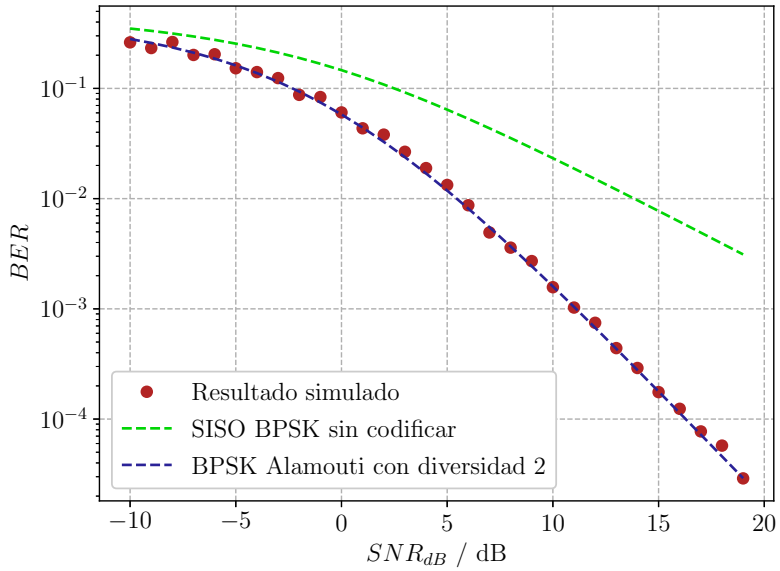
4.2.1. Alamouti 2x1

En primer lugar, se presenta un sistema MISO en el cual se utilizan dos antenas en la estación base y se plantea un esquema de codificación Alamouti (8) para simular el *downlink*, es decir, la comunicación desde la estación base hacia el móvil. El esquema Alamouti supone que el canal tiene un tiempo de coherencia tal que el mismo se mantiene constante durante dos taps. En el ejemplo que se muestra a continuación se utilizó un ancho de banda de transmisión tal que el canal exhibe una respuesta plana y, por consiguiente, responde con un solo tap.

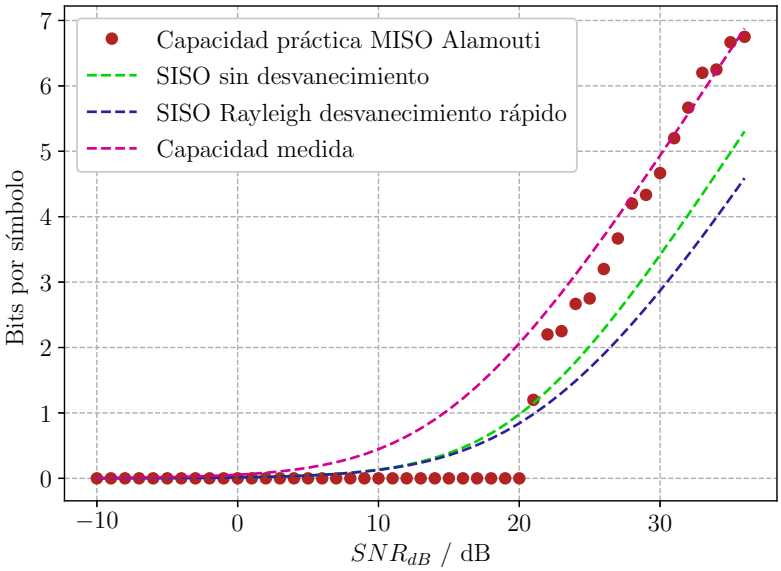
El escenario utilizado para esta simulación es el mismo que se utilizó en ejemplos anteriores (Fig. 4.3), con la diferencia de que en este caso la estación base está compuesta por dos antenas separadas en media longitud de onda. La frecuencia utilizada es 2,4 GHz y el ancho de banda es de 100 kHz.

En la Fig. 4.13 se observa la tasa de error bit y la capacidad simuladas. La figura permite comparar el desempeño de este sistema con el correspondiente para el sistema SISO previamente analizado. Se observa que el esquema Alamouti permite obtener una ganancia por diversidad de 2, lo cual hace que su desempeño sea superior con respecto al BPSK sin codificar en SISO.

Si bien este sistema permite obtener mayor diversidad utilizando una antena adicional, el mismo no permite transmitir con una tasa efectiva de dos símbolos por tiempo de símbolo, dado que en el segundo instante de tiempo vuelve a utilizar los mismos dos símbolos. No obstante, la utilización eficiente de los grados de libertad del sistema hace que, como se puede ver en la Fig. 4.13b la capacidad sea superior a un sistema SISO que utiliza el mismo esquema de modulación en 1 bit por tiempo de símbolo.



(a) Tasa de error de bit para MISO Alamouti.



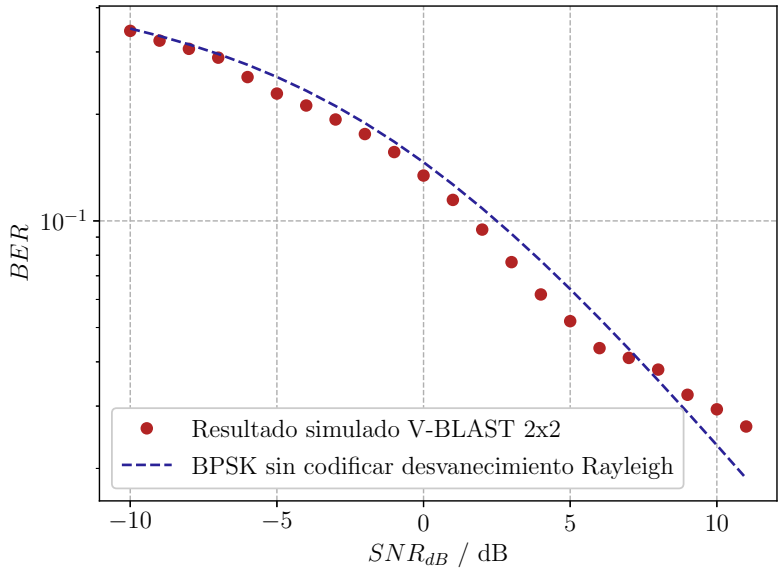
(b) Capacidad práctica estimada para MISO Alamouti.

Figura 4.13: Resultados de simulación sobre el escenario que se muestra en la Fig. 4.3 con la diferencia de que, en este caso, la estación base cuenta con dos elementos separados media longitud de onda entre sí.

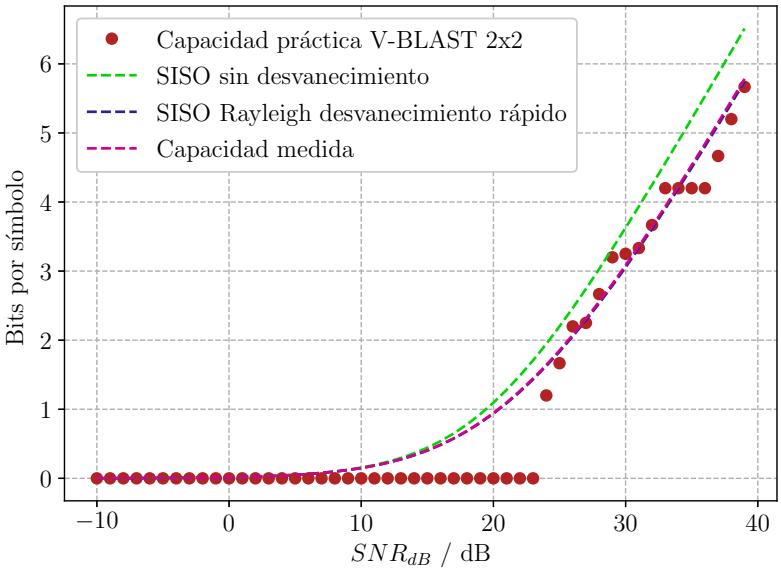
4.2.2. V-BLAST 2x2

A continuación se evalúa un sistema en el cual se tienen dos antenas tanto en el transmisor como en el receptor. El mismo es conocido por su nombre comercial como V-BLAST. El funcionamiento del mismo se describió en la Sec. 2.6.3.

Utilizando un escenario similar al de la Fig. 4.3, se simuló una transmisión utilizando V-BLAST 2x2 con decorrelador. Al igual que para el caso Alamouti, la separación entre antenas utilizada fue de media longitud de onda tanto en la estación base como en el móvil. Para la frecuencia utilizada de 2,4 GHz, esta distancia es de 6,25 cm aproximadamente. Se utilizó un ancho de banda de 100 kHz y una velocidad media para el móvil de 2,6 metros por segundo, la cual es una velocidad promedio típica de una persona corriendo. En la Fig. 4.14 se muestran la tasa de error de bit y la capacidad práctica



(a) Tasa de error de bit.



(b) Capacidad práctica.

Figura 4.14: Resultados correspondientes a una simulación de un sistema V-BLAST 2x2 punto a punto utilizando decorrelador. Se transmiten símbolos independientes BPSK en cada una de las antenas.

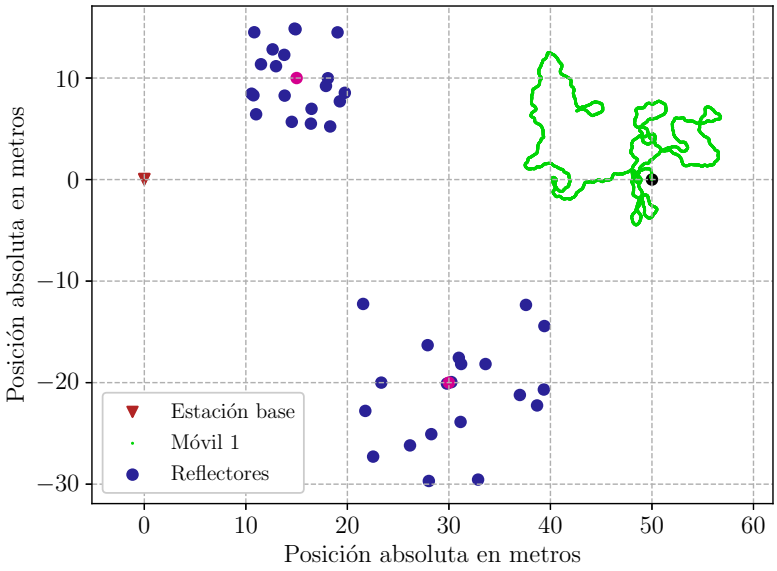
estimada para dicho sistema.

Como se dijo en la Sec. 2.6.3, la recepción mediante el decorrelador es subóptima, motivo por el cual no se puede obtener una ganancia por diversidad. Sin embargo, el sistema tiene la ventaja de ser más simple en términos de costo computacional con respecto al receptor de máxima verosimilitud. A pesar de ello, este sistema aprovecha de forma eficiente los grados de libertad del sistema transmitiendo dos símbolos por cada instante de tiempo.

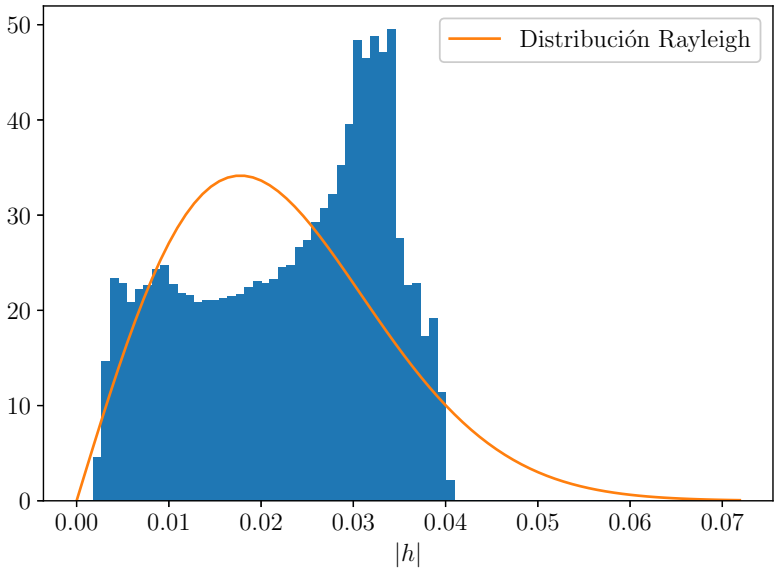
4.2.3. V-BLAST 2x2 con caminos especulares

Los resultados presentados hasta el momento fueron evaluados sobre canales para los cuales era esperable que los resultados analíticos que provienen de los modelos estadísticos ajusten bien. Es, en

cambio, especialmente interesante observar el desempeño de sistemas sobre canales con características que se alejan de las hipótesis que dan lugar a los modelos estadísticos usuales. A continuación, se muestra un ejemplo en el cual el canal cuenta con dos caminos especulares.



(a) Escenario con dos reflectores especulares.



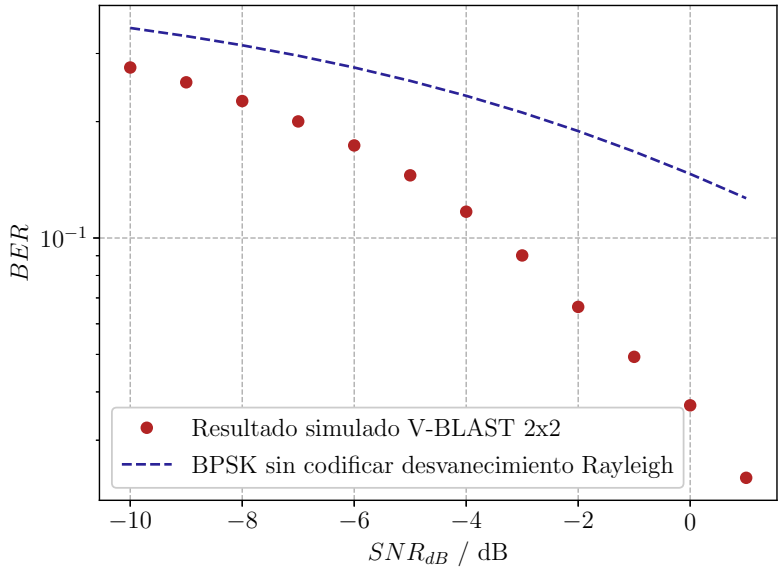
(b) Distribución conjunta de los taps de ambas antenas transmisoras para una de las antenas del móvil.

Figura 4.15: Escenario con dos caminos especulares y su distribución de taps.

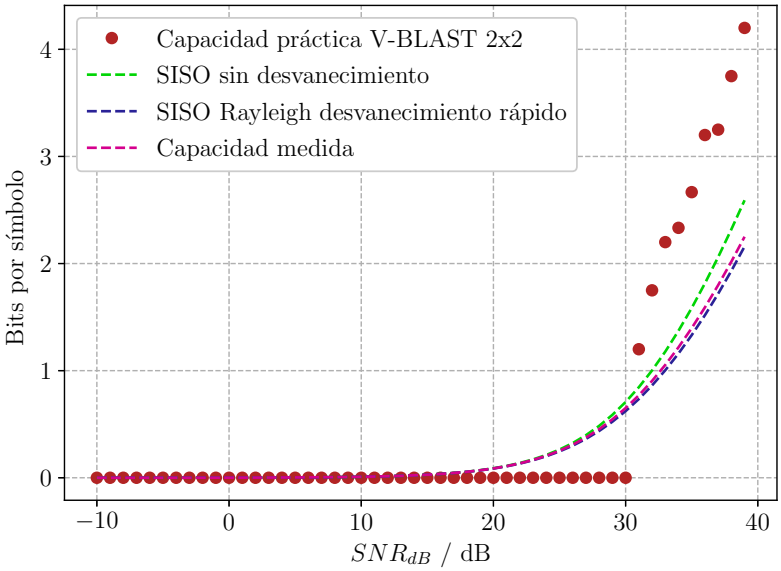
En la Fig. 4.15a se observa el escenario configurado con los dos reflectores especulares marcados con color rosa, uno en cada cluster. Este canal se calcula de la siguiente forma: se divide al conjunto de reflectores en dos grupos. El primer grupo es el de los *reflectores comunes* y se encuentran atenuados por un factor $\alpha < 1$. El segundo grupo es el de los *reflectores especulares* (en este caso 2), cuyo coeficiente de atenuación es 1, es decir, que reflejan la totalidad de la energía del campo incidente. Para la simulación que se realizó, el coeficiente α fue elegido tal que la atenuación de los reflectores comunes fuera β veces la de los reflectores especulares. A partir de esa condición se puede obtener la relación

$$\alpha = \beta \frac{k}{K-k} \quad ,$$

donde K es el número de total de reflectores y k el de reflectores especulares. La simulación que se llevó a cabo se hizo tomando $\beta = 0{,}001$.



(a) Tasa de error de bit.



(b) Capacidad.

Figura 4.16: Desempeño para sistema V-BLAST sobre canal con dos caminos especulares.

A medida que las intensidades reflejadas por los reflectores dejan de ser similares, la distribución de los módulos de los taps del canal se alejan de una distribución Rayleigh, como se observa en la Fig. 4.15b.

En el caso en el cual se tiene un solo camino especular se dice que la magnitud de los taps tiene distribución Rician (24, p. 37). Además, mientras mayor sea la cantidad de energía reflejada por el camino especular con respecto a los otros caminos, más determinista es el canal. En analogía con esto, en la Fig. 4.16 se observan los resultados de tasa de error de bit y de capacidad para el caso descripto

en el cual se tienen dos caminos especulares. Se observa que al contar con un canal más determinista, los desempeños con respecto al canal con desvanecimiento Rayleigh son mejores.

4.3. Sistemas MIMO multiusuario

En las secciones anteriores se mostraron sistemas diseñados para realizar una transmisión entre una estación base y un móvil. Algunos de estos sistemas mostrados aprovechan el uso del espacio e introducen varias antenas para realizar la transmisión. En esta sección se muestra un caso de especial interés que es aquel de una estación base que se comunica con varios usuarios.

Tal como se describe en (27), una forma de lograr esto es haciendo *transmit beamforming*. Esta técnica consiste en transmitir la señal con un apuntamiento electrónico. Esto se puede lograr transmitiendo señales con diferentes fases en las distintas antenas de la estación base. De forma general, el transmit beamforming se hace transmitiendo desde la estación base la señal

$$\vec{x} = c_1\vec{w_1}x_1 + \cdots + c_K\vec{w_K}x_K \quad ,$$

donde K es el número de móviles, c_i coeficientes de codificación, $\vec{w_i}$ son vectores de peso y x_i son los símbolos modulados que se quieren transmitir hacia cada usuario i.

Esta técnica ya fue nombrada en la Sec. 2.7, donde se mostró que, para alcanzar la capacidad en un sistema MISO, el transmisor precisa conocer cuál es la información de estado del canal. En la Fig. 4.17 se muestran los patrones de radiación e intensidad para un escenario similar al que se compara en las simulaciones mostradas en el cual se hace transmit beamforming. Es decir, la estación base transmite en la dirección del vector de canal $\vec{h}$, de modo de maximizar la energía recibida en el móvil.

Una forma de elegir los vectores de peso $\vec{w_i}$ es mediante el esquema *zero-forcing transmit beamforming*. Para transmitir al usuario i, se debe colocar la información de dicho usuario sobre un subespacio ortogonal a los canales de todos los usuarios $j \neq i$. Esto se logra eligiendo los pesos como se muestra en la Ec. (4.1).

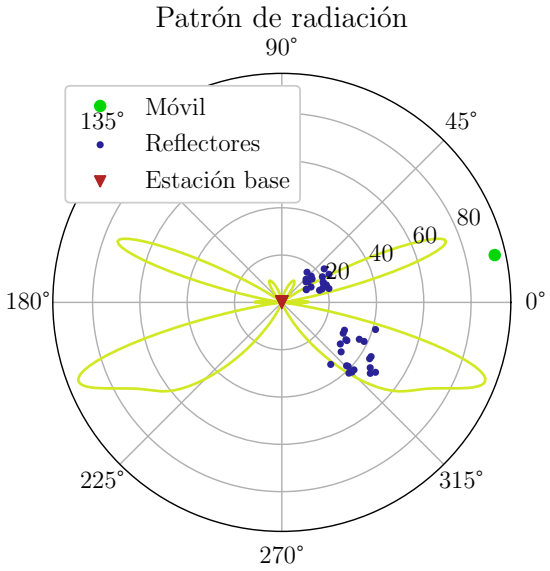
Sea $W = [\vec{w_1} \dots \vec{w_K}]$ y H la matriz del canal, los pesos quedan dados por la pseudo inversa de H:

$$W = H^*(HH^*)^{-1} \quad . \tag{4.1}$$

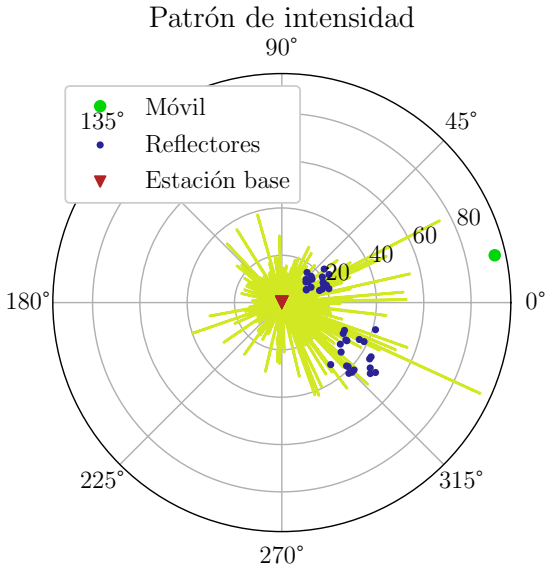
De lo expuesto anteriormente se desprenden dos cuestiones. Por un lado, que para calcular los pesos en el transmisor es necesario que el mismo conozca el estado del canal. Por otro lado, se observa que dicha elección de los pesos no contempla ninguna restricción de potencia. En sistemas reales la energía total que se tiene para transmitir es limitada y por lo tanto se debe tener en cuenta una condición restrictiva sobre la misma. Si $\vec{x}$ es el vector de símbolos transmitidos en cada antena de la estación base para un dado tiempo, la restricción de potencia es

$$\mathbb{E}(\vec{x}\vec{x}^*) \leq P \quad .$$

Luego, la señal transmitida es



(a) El patrón de radiación indica la magnitud de potencia irradiada por la estación base en una determinada dirección.



(b) El patrón de intensidad es la intensidad observada en un punto a una distancia igual a la distancia hasta el móvil en una determinada dirección.

Figura 4.17: Patrones de radiación e intensidad para una estación base compuesta por 8 elementos dispuestos en línea y separados media longitud de onda entre sí. La frecuencia es de 2,4 GHz y el ancho de banda de 100 kHz.

$$\vec{x} = \sum_{k=1}^{K} \sqrt{P_k}\vec{w}_k s_k \quad ,$$

donde K es el número de móviles y P_k y s_k son la potencia y el símbolo transmitido al usuario k respectivamente. Las potencias óptimas se eligen mediante el algoritmo *water filling* (27) como

$$P_k = (\mu\gamma_k - 1)^+ \quad ,$$

donde $()^+$ denota la función escalón de Heaviside, $\gamma_k = 1/||\vec{w}_k||^2$ y μ se elije de forma de satisfacer la condición

$$\sum_{k=1}^{K}(\mu - 1/\gamma_k)^+ = P \quad .$$

Se simuló una transmisión con dos elementos en la estación base separados por media longitud de onda y con $K = 2$ móviles. Se configuró una frecuencia de 5 GHz y un ancho de banda de 50 kHz. En la Fig. 4.18 se muestra la tasa de error de bit contando errores para ambos usuarios. Se utilizó un canal artificial en el cual los taps tienen distribución Rayleigh y se compara la curva con la teórica correspondiente.

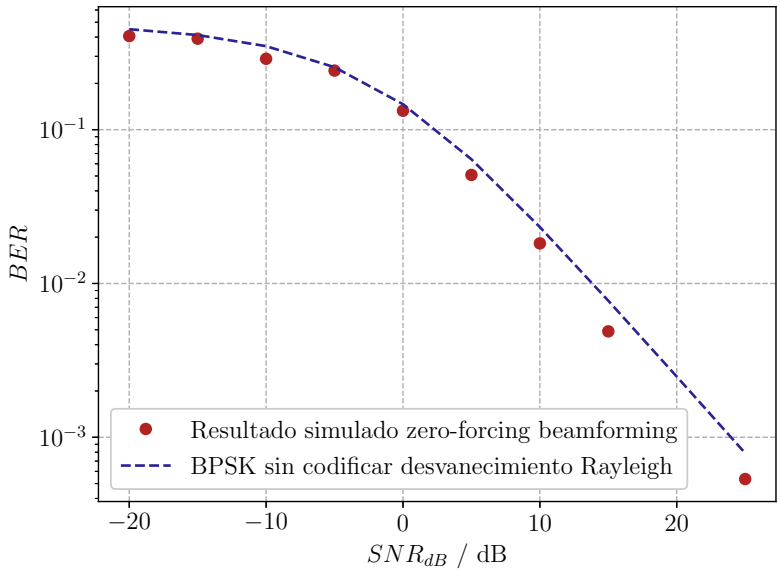


Figura 4.18: Tasa de error de bit total (para ambos usuarios) para un downlink con $K = 2$ usuarios y 2 elementos en la estación base.

Dicha figura permite analizar el desempeño del sistema en su conjunto para el caso en el que se tiene un canal con respuesta plana en frecuencia y con desvanecimiento rápido. Comparar con el resultado teórico en este caso permite, por un lado, verificar el correcto funcionamiento del downlink multiusuario y, por otro lado, el funcionamiento del simulador.

A continuación se muestra un ejemplo de un downlink 16x3. Es decir, de una estación base compuesta por 16 antenas y 3 móviles. El escenario correspondiente se muestra en la Fig. 4.19. Los móviles se mueven de forma aleatoria con una velocidad media de 1,4 metros por segundo. Para este ejemplo, los móviles se dispusieron en el centro de un cluster formado por 40 reflectores, como se observa en la figura. Si bien no se puede apreciar, dada la escala de la figura, las antenas en la estación base se encuentran separadas media longitud de onda entre sí.

En la Fig. 4.20 se muestra el desempeño en conjunto del sistema en términos de probabilidad de error de bit. Lo notable del sistema es que la transmisión se da en simultáneo para los tres móviles, transmitiendo símbolos independientes para cada uno de ellos y aprovechando grados de libertad del sistema. En dicha figura se compara el desempeño conjunto con la curva teórica correspondiente a un sistema sin codificación.

Biblioteca Leo Falicov CAB-IB

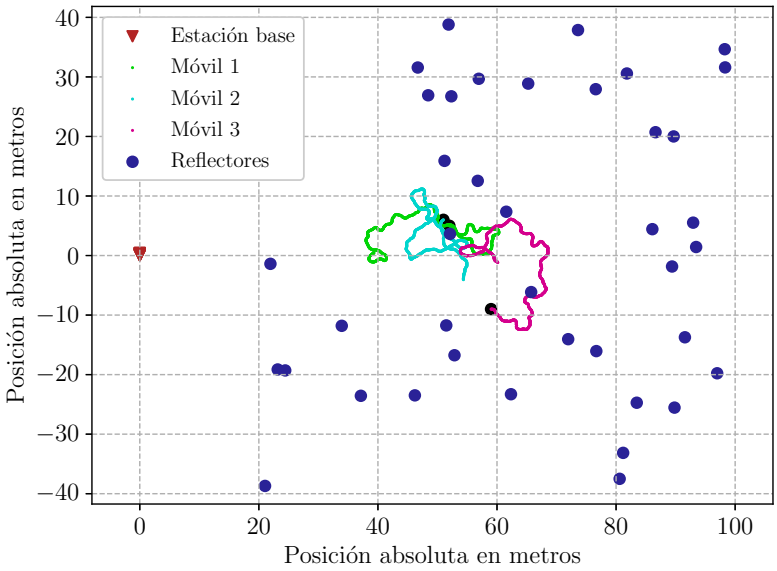


Figura 4.19: Escenario configurado para simular un downlink desde una estación base con 16 antenas hacia 3 móviles.

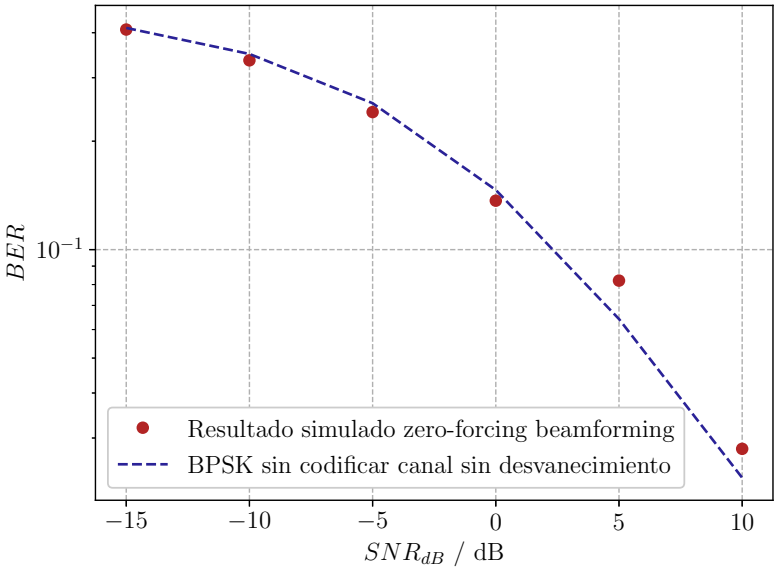


Figura 4.20: Tasa de error de bit del sistema multiusuario sumando los errores de cada uno de los usuarios. En este ejemplo la estación base transmite a tres de ellos en simultáneo.

Capítulo 5

Conclusiones

Las comunicaciones sobre canales inalámbricos dan cuenta de una importante porción del tráfico global de internet. La curva exponencial en la utilización de los mismos, tanto en volumen de datos como en cantidad de usuarios y dispositivos que se conectan a la red a través de ellos, no ha dado aún señales de amesetamiento, hecho que confronta con la escasez natural propia del espectro radioeléctrico.

La utilización de tecnologías cada vez más sofisticadas, como por ejemplo el uso en las radiobases de arreglos de antenas del orden de las decenas de elementos (MIMO masivo) o el aprovechamiento de regiones espectrales de onda milimétrica (EHF, del inglés extremely high frequency), permitirá dar respuesta a las demandas del futuro pero las tareas de procesamiento de la información son cada vez más desafiantes. Basta como ejemplo pensar que en una estación base con un arreglo de antenas de 50 elementos, utilizando esquemas de transmisión de ultra ancho de banda, la cantidad de grados de libertad que caracterizan al canal inalámbrico (por ejemplo, cantidad de caminos espaciales multiplicado por el número de subcanales OFDM), se ubicará cómodamente en el orden de miles a decenas de miles.

Para lograr un aprovechamiento eficiente de estos números elevados de grados de libertad que ofrecen los canales inalámbricos de última generación, es preciso tener herramientas que permitan caracterizarlos y evaluar la performance de los mismos bajo condiciones que se asemejen a escenarios reales. En este sentido, la herramienta de simulación que fue desarrollada y evaluada en el presente trabajo, mostró que es posible obtener resultados para diversos sistemas y escenarios de manera computacionalmente eficiente.

El software fue desarrollado con una filosofía modular, haciendo uso del paradigma de objetos y usando estilos de programación y documentación bien establecidos. Esto permite que el mismo sea de fácil utilización y que las funcionalidades del mismo puedan ser expandidas incrementalmente. También se utilizaron repositorios de control de versiones, lo que robustece su mantenimiento y permite que pueda ser versionado o actualizado de manera confiable

Se evaluaron medidas de performance como ser la BER y la capacidad práctica, la capacidad medida y se la contrastó con los resultados analíticos en los casos SISO BPSK, SISO OFDM, MISO Alamouti, MIMO V-BLAST y MIMO multiusuario haciendo zero-forcing beamforming. Se pudo verificar que cuando las condiciones son compatibles con las hipótesis que dan lugar a modelos estadísticos como, por ejemplo, el del canal Rayleigh, los resultados simulados confirman la teoría.

Para el caso SISO BPSK se mostró que el uso de un código de repetición permite obtener una ganancia por diversidad en un canal con desvanecimiento rápido. Para OFDM se mostró que bajo ciertas

condiciones el canal responde con más de un tap significativo y que este hecho puede ser utilizado para transmitir sobre subportadoras y de esta forma obtener canales idealmente paralelos. Luego se analizaron sistemas de múltiples antenas, en los cuales es posible obtener una ganancia por diversidad espacial (caso Alamouti) o hacer multiplexación espacial y aprovechar de mejor manera los grados de libertad del canal. Para este último, además, se mostró un esquema de receptor simple (el decorrelador) que resigna desempeño con respecto al de máxima verosimilitud pero gana en simplicidad.

También se pudieron obtener resultados para escenarios para los cuales a priori no se tienen resultados analíticos. Se ensayaron defectos en la estimación del canal en el receptor, introduciendo un retardo que da cuenta de la demora en la estimación del canal cuando se presentan variaciones temporales suficientemente rápidas (de especial importancia en escenarios de elevada movilidad) y se mostró cómo se ve afectada la performance. También se obtuvieron resultados para canales que presentan más de un camino especular, obteniendo resultados de performance para el caso MIMO V-BLAST.

El software también permite visualizar patrones de radiación en casos de múltiples antenas y hacer animaciones de los mismos en contextos de movilidad, dando también un sentido didáctico al uso de la herramienta al reforzar la intuición de lo que sucede con los caminos de la energía transmitida cuando se adoptan distintas estrategias de conformación de haz.

Adicionalmente, se estudiaron tres formas de implementar el código: solo usando la CPU, en una modalidad híbrida que usa CPU y GPU para una porción de las tareas paralelizables, y una tercera modalidad en la que aún una mayor proporción de las tareas de cómputo se ejecutan en la GPU. A través de simulaciones de rendimiento se pudo verificar que, en caso de que exista la posibilidad de acceder a una GPU, tanto de gama baja como de alta prestación, la mejor opción fue la de un cómputo híbrido equilibrado entre CPU y GPU. No hay contradicción en esto último, el cuello de botella en los cálculos paralelos en GPUs viene dado por el transporte de datos de las memorias a las unidades ejecutoras y, cuando una parte excesiva de las tareas son llevadas a cabo en la GPU, la potencia del cálculo paralelo no logra contrarrestar la pérdida ocasionada por lo primero. Es de esperar, luego, que el mayor rendimiento provenga de una elección equilibrada entre qué tareas se ejecutan en CPU y cuales en GPU.

El software tiene muchas líneas para la continuación de su desarrollo. Muchas de las implementaciones se pueden hacer más eficientes. Se puede mejorar su documentación y se debe generar una documentación en algún formato externo al código (en HTML o en PDF, por ejemplo). Para tal fin se propone el uso de Sphinx. Por otro lado, se deben resolver todavía ciertas cuestiones y se deben añadir funcionalidades. En cuanto al núcleo, el problema más importante a resolver es el del largo del cálculo del canal. Se debe generar una interfaz para manejar el mismo de forma dinámica y no tener que configurar dicho parámetro manualmente. De todas formas, en su versión actual, la herramienta desarrollada permite analizar sistemas así como también ayuda en la comprensión del comportamiento y las características fundamentales tanto de los sistemas en general como de los canales inalámbricos.

Bibliografía

[1] Cupy: A numpy-compatible array library accelarated by cuda. https://cupy.dev/. Accedida: 22 de octubre de 2020. 30

[2] Gartner insights on how to lead in a connected world. https://www.gartner.com/imagesrv/books/iot/iotEbook_digital.pdf. Accedida: 13 de diciembre de 2020. 1

[3] Google python style guide. https://google.github.io/styleguide/pyguide.html/. Accedida: 20 de noviembre de 2020. 24

[4] How to write a git commit message. https://chris.beams.io/posts/git-commit/. Accedida: 25 de octubre de 2020. 33

[5] Style guide for python code. https://www.python.org/dev/peps/pep-0008/. Accedida: 26 de octubre de 2020. 24

[6] What frequency spectrum will 5g technology use and how does this compare to 4g? https://www.arrow.com/en/research-and-events/articles/what-frequency-spectrum-will-5g-technology-use-and-how-does-this-compare-to-4g. Accedida: 15 de diciembre de 2020. 2

[7] What really is a third generation (3g) mobile technology. https://www.itu.int/ITU-D/tech/FORMER_PAGE_IMT2000/DocumentsIMT2000/What_really_3G.pdf. Accedida: 15 de diciembre de 2020. 2

[8] Siavash M Alamouti. A simple transmit diversity technique for wireless communications. *IEEE Journal on selected areas in communications*, 16(8):1451–1458, 1998. 18, 46

[9] B.J. Baliga. *Silicon RF Power MOSFETS*. Wiley Interscience publication. World Scientific, 2005. 1

[10] A. Brown. *Great Ideas in Communications*. Great ideas series. David White Company, 1968. 1

[11] T. Gleick. *The Information: A History, a Theory, a Flood*. Vintage, 2011. 1

[12] A. Goldsmith. *Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2005. 2, 3

[13] S. Haykin. *Digital Communication Systems: First Edition*. Wiley Global Education, 2013. 12

[14] A.A. Huurdeman. *The Worldwide History of Telecommunications*. Wiley - IEEE. Wiley, 2003. 1

[15] Taewon Hwang, Chenyang Yang, Gang Wu, Shaoqian Li, and Geoffrey Ye Li. Ofdm and its wireless applications: A survey. *IEEE transactions on Vehicular Technology*, 58(4):1673–1694, 2008. 16

[16] William CY Lee. Overview of cellular cdma. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 40(2):291–302, 1991. 16

[17] B. Patil, S. Kularatna, Y. Saifullah, L. Lyengar, S. Faccin, L. Aravamudhan, S. Sreemanthula, S. Sharma, and R. Mononen. *IP in Wireless Networks*. Prentice Hall PTR, 2003. 2

[18] Theodore S Rappaport. The wireless revolution. *IEEE Communications Magazine*, 29(11):52–71, 1991. 1

[19] Theodore S Rappaport et al. *Wireless communications: principles and practice*, volume 2. prentice hall PTR New Jersey, 1996. 2

[20] Øyvind Ryan and Mérouane Debbah. Channel capacity estimation using free-probability theory. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 56(11):5654–5667, 2008. 38

[21] Claude Elwood Shannon. Communication in the presence of noise. *Proceedings of the IRE*, 37(1):10–21, 1949. 19

[22] Vahid Tarokh, Nambi Seshadri, and A Robert Calderbank. Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction. *IEEE transactions on information theory*, 44(2):744–765, 1998. 18

[23] W. Tomkins. *Universal Indian Sign Language of the Plains Indians of North America*. Literary Licensing, LLC, 2013. 1

[24] D. Tse and P. Viswanath. *Fundamentals of Wireless Communication*. Wiley series in telecommunications. Cambridge University Press, 2005. 2, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 20, 21, 50

[25] Jack H Winters, Jack Salz, and Richard D Gitlin. The impact of antenna diversity on the capacity of wireless communication systems. *IEEE transactions on Communications*, 42(234):1740–1751, 1994. 17

[26] Peter W Wolniansky, Gerard J Foschini, Glen D Golden, and Reinaldo A Valenzuela. V-blast: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel. In *1998 URSI international symposium on signals, systems, and electronics. Conference proceedings (Cat. No. 98EX167)*, pages 295–300. IEEE, 1998. 19

[27] Taesang Yoo and Andrea Goldsmith. Optimality of zero-forcing beamforming with multiuser diversity. In *IEEE International Conference on Communications, 2005. ICC 2005. 2005*, volume 1, pages 542–546. IEEE, 2005. 51, 52

[28] W Rae Young. Advanced mobile phone service: introduction, background, and objectives. *Bell System Technical Journal*, 58(1):1–14, 1979. 2

Agradecimientos

En primer lugar a mis padres, Mónica y Germán, por el trabajo, el tiempo y el esfuerzo que han puesto siempre para tratar de hacer las cosas mejores. A Sofía y a Thiago por el cariño que me dan. Gracias a toda mi familia por el apoyo, por preocuparse y por siempre estar.

Gracias también a las personas que me permitió conocer mi paso por el Instituto Balseiro, son lo más valioso que me llevo. A la piba, a quien quiero mucho y agradezco por el afecto, la comprensión y el aguante. Al Grigo, gran persona quien fuera mi compañero durante estos largos años en el Instituto. Al hermoso grupo de personas con las cuales me tocó compartir el cursado y junto a quienes tengo el honor de graduarme, a Sergio, al Positik, a José, a Marcos y al Seba. Los admiro y los aprecio mucho.

También agradezco a mi director, Santiago Hernandez por la dedicación y la paciencia y a mis jurados por sus valiosos aportes durante el proceso de corrección de este manuscrito.