

UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID

**Cancelación de  
interferencias en el enlace  
descendente con  
precodificadores con  
restricción de potencia**



PROYECTO FIN DE CARRERA

Autor: Miguel Sánchez Suárez

Tutora: Matilde Pilar Sánchez Fernández

Ingeniería Técnica de Telecomunicación: Sistemas de  
Telecomunicación



Título: Cancelación de interferencias en el enlace descendente con precodificadores con restricción de potencia

Autor: Miguel Sánchez Suárez

Supervisora: Matilde Pilar Sánchez Fernández

La defensa del presente Proyecto Fin de Carrera se realizó el día 26 de Octubre de 2015 en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Carlos III de Madrid; siendo calificada por el siguiente tribunal

Presidente:

Secretario:

Vocal:

Habiendo obtenido la siguiente calificación:

Calificación:

Presidente

Secretario

Vocal



# Agradecimientos

A lo largo de todos estos años de carrera, ha habido momentos buenos y también momentos difíciles, pero todos ellos son igual de importantes puesto que finalmente me han llevado a alcanzar el objetivo marcado desde mi primer día de universidad: convertirme en ingeniero de telecomunicaciones.

En primer lugar, me gustaría agradecer a mis padres la oportunidad que me han dado de poder estudiar lo que me gustaba y su confianza en mí durante todos estos años. Sin ellos nunca podría haber empezado este camino.

También dar las gracias a mi familia y mis amigos, por haber estado siempre disponible para mí y en especial a Miss Simpatía, por su apoyo incondicional. Sin ti probablemente aún no estaría escribiendo estas líneas. Gracias por estar siempre a mi lado incluso en los momentos más complicados.

Por último, gracias también a mi tutora Matilde, por el tiempo dedicado y por ayudarme en todo lo posible, facilitándome la realización de este proyecto.

Gracias a todos.



# Resumen

El objetivo del Proyecto Fin de Carrera es la eliminación, o reducción a valores despreciables, de forma eficiente de la interferencia intercelular que supone uno de los principales problemas con los que nos encontramos hoy en día en los diseños de entornos celulares para los nuevos estándares de comunicaciones móviles LTE y LTE *Advanced*. La implementación propuesta, permite reducir la tasa de error en recepción y alcanzar tasas de bit mucho mayores en la transmisión de datos, todo ello sin el aumento de potencia en la parte transmisora.

En oposición de otras soluciones previas empleadas en la literatura, dónde la interferencia se trata de combatir mediante técnicas de división por frecuencia (FDM) o división por código (CDM), en este caso la interferencia se combate mediante precodificación.

Para el desarrollo del proyecto, se utiliza un precodificador para la cancelación de interferencia, resultado de la combinación de los esquemas MMSE y ZF y con restricciones realistas de potencia, para el caso del enlace descendente dentro de un sistema de comunicaciones inalámbrico celular, siguiendo los principios de la tecnología MIMO. La introducción de múltiples antenas tanto en transmisión como en recepción junto con la introducción de un esquema que es "consciente" de la presencia de interferencia y actúa en consecuencia para eliminarla, permite mejorar la tasa de transferencia así como reducir la interferencia entre células adyacentes.

A diferencia de otros métodos teóricos, se propone generar una matriz de precodificación diferente para cada usuario dentro de la célula y se evalúa la reducción de la interferencia cuando las estaciones base de cada célula adyacente están transmitiendo datos a sus usuarios de forma simultánea y con potencia restringida. De esta manera simulamos factores que aplican en un escenario más realista, dotando de mayor validez práctica a los resultados.

# Abstract

The main goal of the Bachelor Thesis is the avoidance, or reduction to negligible values, of the co-channel interference in an efficient way. This is still one of the most prominent issues in the design of cellular systems for the new mobile communication standards LTE and LTE Advanced. The proposed implementation allows the reduction of the error rate at the reception side and the achievement of higher transmission rates in data transmissions, without increasing the power in the transmitter side.

Unlike other previous solutions used in the literature, where the interference is addressed by using techniques based on frequency division (FDM) or code division (CDM), in this case the interference is addressed by using precodification.

The interference aware precoder with realistic power constraints is the core of the implementation proposed in this project. This precoder is the result of a combination between MMSE and ZF precoding schemes which includes realistic power constraints, and is applied here to the downlink of a cellular wireless communication system. We propose a hybrid approach that combines the above-mentioned precoder with the basic intrinsic potential of MIMO technology (i.e. the introduction of multiple antennas in both transmission and reception sides), which reaches a significant improvement in the throughput and also reduces the interference among neighboring cells.

A different precoding matrix will be generated for each user within the cell and the interference reduction will be evaluated when the base stations of each adjacent cell are sending data to the users simultaneously, with power constraints. This way we approach the scenario in a more realistic way, and hence achieve more meaningful results in a real-life scenario.



# Índice de Contenidos

<b>1 Introducción</b> .....	19
1.1 Motivación.....	20
1.2 Objetivos del Proyecto .....	21
1.3 Estructura del Proyecto .....	22
<b>2 Estado del arte de redes celulares inalámbricas</b> .....	23
2.1 El papel de las redes celulares inalámbricas en la actualidad.....	23
2.2 Evolución de los sistemas celulares.....	28
2.2.1 <i>Sistema Celular de Primera Generación (1G)</i> .....	29
2.2.2 <i>Sistema Celular de Segunda Generación (2G)</i> .....	29
2.2.3 <i>Sistema Celular de Tercera Generación (3G)</i> .....	31
2.2.4 <i>Sistema Celular de Cuarta Generación (4G)</i> .....	32
2.2.5 <i>Sistema Celular de Quinta Generación (5G)</i> .....	35
<b>3 Sistemas MIMO en entornos celulares</b> .....	37
3.1 Introducción .....	37
3.2 Orígenes de la tecnología MIMO.....	40
3.3 Técnicas MIMO .....	44
3.3.1 <i>Codificación Espacio-Temporal por Bloques (STBC)</i> .....	45
3.3.2 <i>Transmisión Multicapa</i> .....	45
3.3.3 <i>Acceso Múltiple por División Espacial (SDMA)</i> .....	46
3.3.4 <i>Conformado de haz</i> .....	47
3.3.5 <i>MIMO Multiusuario MU-MIMO</i> .....	48
3.4 Aplicaciones MIMO avanzadas.....	50
3.4.1 <i>Cooperación de estaciones base</i> .....	50
3.4.2 <i>Transmisión Multipunto Coordinada</i> .....	52
3.4.3 <i>Macro-diversidad</i> .....	54
3.4.4 <i>Multihop Relay</i> .....	55

3.4.5 Esquemas de Transmisión Multi-Resolución .....	56
<b>4 Modelo del sistema .....</b>	<b>57</b>
<b>5 Esquemas de Precodificación .....</b>	<b>63</b>
5.1 Precodificación .....	63
5.2 Filtros adaptados .....	65
5.3 Filtros de Forzado a Cero (ZF).....	65
5.4 Filtros MMSE.....	66
5.5 Filtro de interferencia consciente .....	67
<b>6 Simulaciones .....</b>	<b>73</b>
6.1 Escenario de Simulación .....	73
6.2 Resultados de la simulación .....	79
6.2.1 Sistema SISO vs MIMO .....	80
6.2.2 Configuraciones de antena MISO .....	83
6.2.3 Configuraciones de antena MIMO .....	92
6.2.4 Precodificador de interferencia consciente vs Precodificador MMSE-C.....	100
<b>7 Conclusiones y Líneas Futuras .....</b>	<b>113</b>
7.1 Conclusiones.....	113
7.2 Líneas Futuras.....	114
<b>8 Presupuesto .....</b>	<b>115</b>
<b>9 Bibliografía .....</b>	<b>118</b>

# Lista de Figuras

<i>Figura 1: Conexiones Globales por Generación de Sistemas Celulares</i> .....	24
<i>Figura 2: Cobertura de Banda Ancha Mundial</i> .....	25
<i>Figura 3: Tráfico global de datos móviles</i> .....	26
<i>Figura 4: Crecimiento de los distintos tipos de datos móviles</i> .....	27
<i>Figura 5: Evolución de las redes inalámbricas</i> .....	33
<i>Figura 6: Evolución de los principales sistemas de comunicaciones celulares en Europa y EEUU</i> .....	35
<i>Figura 7: Configuraciones de Antenas Múltiples</i> .....	39
<i>Figura 8: Diagrama simplificado de una BS enviando señales usando conformado de haz</i> .....	47
<i>Figura 9: Cooperación de BS en enlace descendente</i> .....	51
<i>Figura 10: Transmisión multipunto coordinada en un enlace descendente MIMO</i> .....	52
<i>Figura 11: Canal de comunicaciones en un sistema MIMO</i> .....	58
<i>Figura 12: Modelo del sistema MIMO</i> .....	59
<i>Figura 13: Modelo del sistema MIMO de interferencia consciente</i> .....	61
<i>Figura 14: Evolución de la BER para una configuración SISO</i> .....	80
<i>Figura 15: Evolución de la Capacidad del sistema SISO</i> .....	81
<i>Figura 16: Comparativa de la BER entre sistema SISO (1,1) y MIMO (2,2)</i> .....	82
<i>Figura 17: Comparativa de la Capacidad entre sistema SISO (1,1) y MIMO (2,2)</i> .....	82
<i>Figura 18: Evolución de la BER para una configuración MISO (2,1)</i> .....	84
<i>Figura 19: Evolución de la Capacidad para una configuración MISO (2,1)</i> .....	84
<i>Figura 20: Evolución de la BER para una configuración MISO (4,1)</i> .....	85
<i>Figura 21: Evolución de la Capacidad para una configuración MISO (4,1)</i> .....	86
<i>Figura 22: Evolución de la BER para una configuración MISO (6,1)</i> .....	86
<i>Figura 23: Evolución de la Capacidad para una configuración MISO (6,1)</i> .....	87
<i>Figura 24: Evolución de la Capacidad para una configuración MISO (6,1)</i> .....	87
<i>Figura 25: Evolución de la BER para una configuración MISO (8,1)</i> .....	88
<i>Figura 26: Evolución de la Capacidad para una configuración MISO (8,1)</i> .....	88
<i>Figura 27: Comparativa de los valores de BER para configuraciones MISO</i> .....	90
<i>Figura 28: Comparativa de los valores de Capacidad del sistema para configuraciones MISO</i> .....	91
<i>Figura 29: Evolución de la BER para una configuración MIMO (2,2)</i> .....	93
<i>Figura 30: Evolución de la BER para una configuración MIMO (4,4)</i> .....	94
<i>Figura 31: Evolución de la Capacidad para una configuración MIMO (4,4)</i> .....	95

<i>Figura 32: Evolución de la BER para una configuración MIMO (8,8) .....</i>	96
<i>Figura 33: Evolución de la Capacidad para una configuración MIMO (8,8) .....</i>	96
<i>Figura 34: Comparativa de los valores de BER para configuraciones MIMO cuadradas</i>	97
<i>Figura 35: Comparativa de los valores de Capacidad del sistema para configuraciones MIMO cuadradas .....</i>	99
<i>Figura 36: Comparativa de BER entre Precodificador de Interferencia Consciente y Precodificador MMSE-C para configuración MIMO (2,2).....</i>	101
<i>Figura 37: Comparativa de Capacidad entre Precodificador de Interferencia Consciente y Precodificador MMSE-C para configuración MIMO (2,2) .....</i>	102
<i>Figura 38: Comparativa de BER entre Precodificador de Interferencia Consciente y Precodificador MMSE-C para configuración MIMO (4,2).....</i>	103
<i>Figura 39: Comparativa de Capacidad entre Precodificador de Interferencia Consciente y Precodificador MMSE-C para configuración MIMO (4,2) .....</i>	103
<i>Figura 40: Comparativa de BER entre Precodificador de Interferencia Consciente y Precodificador MMSE-C para configuración MIMO (4,4).....</i>	104
<i>Figura 41: Comparativa de Capacidad entre Precodificador de Interferencia Consciente y Precodificador MMSE-C para configuración MIMO (4,4) .....</i>	105
<i>Figura 42: Comparativa de BER entre Precodificador de Interferencia Consciente y Precodificador MMSE-C para configuración MIMO (8,4).....</i>	106
<i>Figura 43: Comparativa de Capacidad entre Precodificador de Interferencia Consciente y Precodificador MMSE-C para configuración MIMO (8,4) .....</i>	106
<i>Figura 44: Comparativa de BER entre Precodificador de Interferencia Consciente y Precodificador MMSE-C para configuración MIMO (8,8).....</i>	107
<i>Figura 45: Comparativa de Capacidad entre Precodificador de Interferencia Consciente y Precodificador MMSE-C para configuración MIMO (8,8) .....</i>	108

# Lista de Tablas

<i>Tabla 1: Comparación de los valores de BER para configuraciones MISO .....</i>	<i>89</i>
<i>Tabla 2: Comparación de los valores de Capacidad para configuraciones MISO .....</i>	<i>90</i>
<i>Tabla 3: Comparación de los valores de BER para configuraciones MIMO cuadradas..</i>	<i>98</i>
<i>Tabla 4: Comparación de los valores de Capacidad del sistema para configuraciones MIMO cuadradas .....</i>	<i>99</i>
<i>Tabla 5: Comparación de los valores de BER para el Precodificador de Interferencia Consciente.....</i>	<i>109</i>
<i>Tabla 6: Comparación de los valores de BER para el Precodificador MMSE-C .....</i>	<i>109</i>
<i>Tabla 7: Comparación de los valores de Capacidad para el Precodificador de Interferencia Consciente .....</i>	<i>110</i>
<i>Tabla 8: Comparación de los valores de BER para el Precodificador MMSE-C .....</i>	<i>111</i>
<i>Tabla 9: Desglose del presupuesto del proyecto .....</i>	<i>116</i>



# Lista de Acrónimos

3GPP	3rd Generation Partnership Project
AMPS	Advanced Mobile Phone System (Sistema Telefónico Móvil Avanzado)
BER	Bit Error Rate
BS	Base Station (Estación Base)
CDMA	Code Division Multiple Access (Acceso Múltiple por División de Código)
CoMP	Coordinated Multi-Point Transmission (Transmisión multipunto coordinada)
CSI	Channel State Information (Información del estado del canal)
EDGE	Enhanced Data rates in GSM Environment
ETSI	European Telecommunications Standards Institute (Instituto Europeo de Normas de Telecomunicaciones)
FDD	Frequency -Division Duplexing (Duplexación por división de frecuencia)
FDMA	Frequency Division Multiple Access (Acceso múltiple por división de frecuencia)
GPRS	General Packet Radio Services
GSM	Global System for Mobile Communication (Sistema Global para Comunicaciones Móviles)
HSPA	High-Speed Packet Access
ISI	Intersymbolic Interference (Interferencia Inter-Simbólica)
ITU	International Telecommunication Union (Unión Internacional de Telecomunicaciones)
LTE	Long Term Evolution
MFN	Multiple Frequency Network (Red de frecuencia múltiple)
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MISO	Multiple Input Single Output
MMS	Multimedia Messaging System (Servicio de Mensajería Multimedia)
MMSE	Minimum mean square error (Mínimo error cuadrático medio)
MU-MIMO	Multi User MIMO
MWA	Mobile Wireless Access (Acceso Inalámbrico Móvil)

NMT	Nordisk Mobil Telefoni (Telefonía Móvil Nórdica)
NWA	Nomadic Wireless Access (Acceso Inalámbrico Nómada)
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing (Multiplexación por División de Frecuencias Ortogonales)
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access (Acceso Múltiple por División de Frecuencias Ortogonales)
SC-FDMA	Single Carrier Frequency Division Multiple (Acceso Múltiple por División de Frecuencia de Portadora)
SDMA	Space Division Multiple Access (Acceso múltiple por división de espacio)
SFN	Single Frequency Network (Red de frecuencia única)
SIMO	Single Input Multiple Output
SISO	Single Input Single Output
SM	Spatial Multiplexing (Multiplexación espacial)
SMSC	Short Message Service Centre
SNR	Signal to noise ratio (Relación señal/ruido)
STBC	Space–Time Block Coding (Codificación espacio-temporal por bloques)
SU-MIMO	Single User MIMO
TACS	Total Access Communication System (Sistema de Comunicación de Acceso Total)
TD	Transmit Diversity (Diversidad de Transmisión)
TDD	Time-Division Duplexing (Duplexación por división de tiempo)
TDMA	Time Division Multiple Access (Acceso Múltiple por División de Tiempo)
TIC	Tecnologías de la Información y la Comunicación
UE	User Equipment (Equipo de usuario)
UMTS	Universal Terrestrial Mobile System (Sistema de Telecomunicaciones Móviles Universal)
UTRAN	Terrestrial Radio Access Network (Red de Acceso Radio Terrestre)
VMS	Voice Mail System
VSA	Value Added Services (Servicios de Valor Añadido)
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access (CDMA de banda ancha)
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
ZF	Zero Forcing (Forzado a cero)



# Notación

$M$	Número de estaciones base
$N$	Número de usuarios
$t$	Antenas en el transmisor
$r$	Antenas en el receptor
$H$	Matriz del canal
$u$	Vector de información
$W_{tx}$	Matriz de precodificación en transmisión
$W_{rx}$	Matriz de filtrado en recepción
$n$	Vector de ruido
$y$	Señal recibida
$x$	Señal transmitida



# Capítulo I

## Introducción

La industria móvil continúa creciendo rápidamente, con un total de 3,6 billones de usuarios al final de 2014. La mitad de la población mundial es ahora usuario móvil frente a solo 1 de cada 5 hace 10 años y se predice un billón adicional de usuarios para 2020, llegando la tasa de penetración global hasta un 60% aproximadamente [1].

Estamos ante una rápida migración tecnológica hacia redes móviles de banda ancha de mayor velocidad, provocada por la creciente adopción de teléfonos inteligentes y otros dispositivos conectados. Las conexiones móviles de banda ancha serán casi el 70% del global en 2020, frente a algo menos del 40% a finales de 2014, habiendo 2,6 billones de terminales móviles en 2014 y 5,9 billones estimados para 2020.

Tal demanda de datos, ha provocado la necesidad de nuevas técnicas para satisfacer las necesidades de los usuarios, aunque algunas de las soluciones propuestas ofrecían opciones limitadas por la eficiencia espectral, lo que hacía que su implementación práctica fuese un problema debido a lo saturado que se encuentra el espectro radioeléctrico.

Los sistemas MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) surgieron como respuesta a estas limitaciones, hasta convertirse hoy en día en una técnica ampliamente utilizada en los estándares de comunicaciones móviles celulares actuales, LTE (*Long Term Evolution*) y LTE-*Advanced*, ya que, al utilizar técnicas de multiplexación espacial, mediante la introducción de múltiples antenas tanto en transmisión como en recepción, se mejora la tasa de transferencia, la capacidad del sistema celular y se logra un mejor aprovechamiento del ancho de banda utilizable.

## 1.1 Motivación

Sin embargo, en un entorno multiusuario como un red celular metropolitana actual, con gran cantidad de usuarios y un gran volumen de datos a transmitir, aparecen distintos efectos que degradan o afectan a la señal que recibe el usuario en distinta forma y que por tanto hay que combatir: dispersión, reflexión y difracción, que provocan el efecto multitrayecto de la señal transmitida; desvanecimiento o fading, que reduce la amplitud de la señal; interferencia entre los símbolos transmitidos o ISI, que provoca solapamiento entre los mismos; e interferencia entre células adyacentes.

La mayor limitación de la capacidad de la red móvil debido al uso de tamaños de célula cada vez más pequeños para acoger a un mayor número de terminales de usuario, es la interferencia co-canal. La interferencia se produce cuando los usuarios en diferentes células vecinas intentan usar el mismo recurso al mismo tiempo, ya que un usuario recibe además de las señales destinadas a él, señales interferentes de otras estaciones base.

Para hacer frente a este problema, se requieren técnicas de preprocesado (precodificación) de la señal a transmitir, destacando los esquemas lineales sobre los no lineales por alcanzar un rendimiento bastante óptimo reduciendo considerablemente la complejidad computacional.

El esquema de precodificación utilizado es un filtro que diremos que es "consciente" de la interferencia que tiene el sistema. Se basa en el filtrado MMSE, añadiendo en los distintos módulos de la comunicación (vector de información  $u$ , matriz de canal  $H$  y vector de ruido  $n$ ), elementos interferentes y así tenerlos en cuenta a la hora de calcular la matriz de precodificación resultante.

El resultado es una importante reducción de los efectos de la interferencia sobre la señal recibida por los usuarios, mejorando el rendimiento y la tasa de error obtenidas frente a otros esquemas de la literatura.

## 1.2 Objetivos del Proyecto

El objetivo del proyecto es la cancelación, o reducción máxima posible, de la interferencia entre células adyacentes en el enlace descendente, mediante el uso de precodificadores en la parte transmisora con restricción de potencia.

Con el uso del precodificador de interferencia consciente, se simulará un escenario celular semejante a un entorno urbano multiusuario con una alta concentración, donde se incluirán múltiples antenas tanto en transmisión como en recepción, de acuerdo a la tecnología MIMO.

La diferente combinatoria de número de antenas en transmisión y recepción, así como distintos valores de SNR (*Signal to Noise Ratio*), radio de célula y otras variables parametrizables, se evaluarán sobre el escenario propuesto.

Se obtendrán los distintos valores de la tasa de error por bit, BER, que recibe el usuario, así como las diferentes capacidades alcanzadas por el sistema celular inalámbrico.

La mejora de estos valores respecto a otros esquemas de precodificación propuestos, demostrará el buen comportamiento del precodificador de interferencia consciente sobre las señales que recibe el usuario final, y en definitiva reduciendo la interferencia co-canal.

## 1.3 Estructura del Proyecto

La memoria del proyecto consta de ocho capítulos:

En el primer capítulo se presenta una introducción sobre el tema a tratar a lo largo del proyecto, dónde se explica la motivación que ha llevado a la realización del mismo y los objetivos que se persiguen en su desarrollo, así como un resumen de la estructura de la memoria.

En el segundo capítulo, se detalla el estado del arte de las redes celulares inalámbricas en la actualidad, incluyendo la evolución que han sufrido desde su origen, para así poder comprender mejor su importancia para las comunicaciones móviles a lo largo de los años.

En el tercer capítulo, ahondaremos en los sistemas MIMO sobre entornos celulares, repasando sus comienzos, las principales técnicas que emplean y las aplicaciones más recientes que han conllevado su uso.

Durante el cuarto capítulo, se presenta el modelo de sistema en que se basa el proyecto.

En el quinto capítulo, se describen matemáticamente los principales esquemas de precodificación lineal utilizados hoy en día y entre ellos, el precodificador de interferencia consciente que será objeto de estudio.

A lo largo del sexto capítulo, se detallará el escenario de simulación que se utilizará como herramienta de trabajo, siendo un programa completamente parametrizable para ser lo más parecido al caso real y a su vez poder probar distintas combinaciones con el fin de optimizar las técnicas desarrolladas.

Para concluir, en el séptimo capítulo se discutirán los beneficios obtenidos y se realizará una comparativa de los valores alcanzados en función de las distintas configuraciones escogidas, que nos ayudará finalmente a elaborar una serie de conclusiones sobre el estudio de los sistemas MIMO en entornos celulares aplicando un esquema de precodificación de interferencia consciente.

Por último, en el octavo y último capítulo, se detallará el presupuesto asociado a la realización de la memoria del presente proyecto.

# Capítulo II

## Estado del arte de redes celulares inalámbricas

### 2.1 El papel de las redes celulares inalámbricas en la actualidad

La Sociedad de la Información está evolucionando a un ritmo frenético, en el que las telecomunicaciones, y en general las tecnologías de la información y comunicaciones (TIC), está generando, en periodos de tiempo cada vez más breves, un amplio abanico de nuevos productos y servicios con demandas más exigentes. Este desarrollo produce un cambio fundamental, puesto que las nuevas tecnologías han motivado que se hayan redefinido las experiencias de los consumidores en muchos aspectos de su vida cotidiana.

Este nuevo ecosistema digital está basado en las redes celulares móviles de banda ancha, teléfonos inteligentes avanzados y tabletas, así como de una creciente gama de otros dispositivos y objetos conectados.

Para que todo el potencial de las tecnologías móviles sea una realidad, se está llevando a cabo un rápido desplazamiento hacia las redes celulares móviles de banda ancha alrededor de todo el mundo, dado que se espera que el tráfico de datos sea casi 10 veces mayor en 2019, impulsado por la creciente gama de nuevos servicios y aplicaciones [1].

Las conexiones móviles de banda ancha (tecnologías 3G y 4G) suponían ya el 40% del total a finales de 2014, pero para 2020 se espera que se incremente hasta al menos el 70% del total de conexiones.

Mientras que 2G continúa siendo la tecnología de red predominante a nivel mundial, su posición está disminuyendo considerablemente. Las conexiones 2G alcanzaban el 80% del total en 2008, pero han caído hasta alrededor del 60% a finales de 2014. En términos absolutos, el número de conexiones 2G alcanzó su máximo en 2013 y cayó un 6% durante el año 2014.

### Global connections by technology

(Millions, excluding M2M)

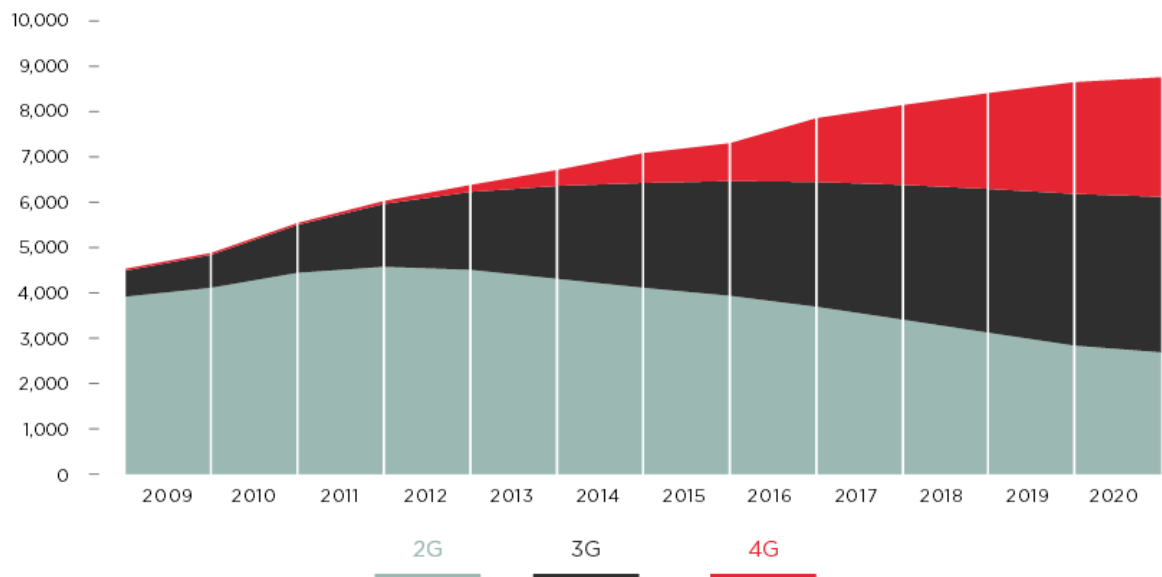


Figura 1: Conexiones Globales por Generación de Sistemas Celulares [1]

Las conexiones móviles de banda ancha ya alcanzan alrededor de los tres cuartos de las conexiones en los países desarrollados y, en 2020, se podría alcanzar el 92%, frente a menos de un tercio de conexiones de redes de alta velocidad en la actualidad.

Para el final de la década, se espera que los países desarrollados alcancen la cobertura total (definida como el 95% de la población), mientras que las redes LTE, también en países desarrollados, alcanzarán a la mayoría de la población en 2019 y el 60% en 2020. Esto facilitará una migración cada vez mayor a las conexiones LTE, y se prevé que cerca de una cuarta parte de las conexiones sean 4G en 2020.



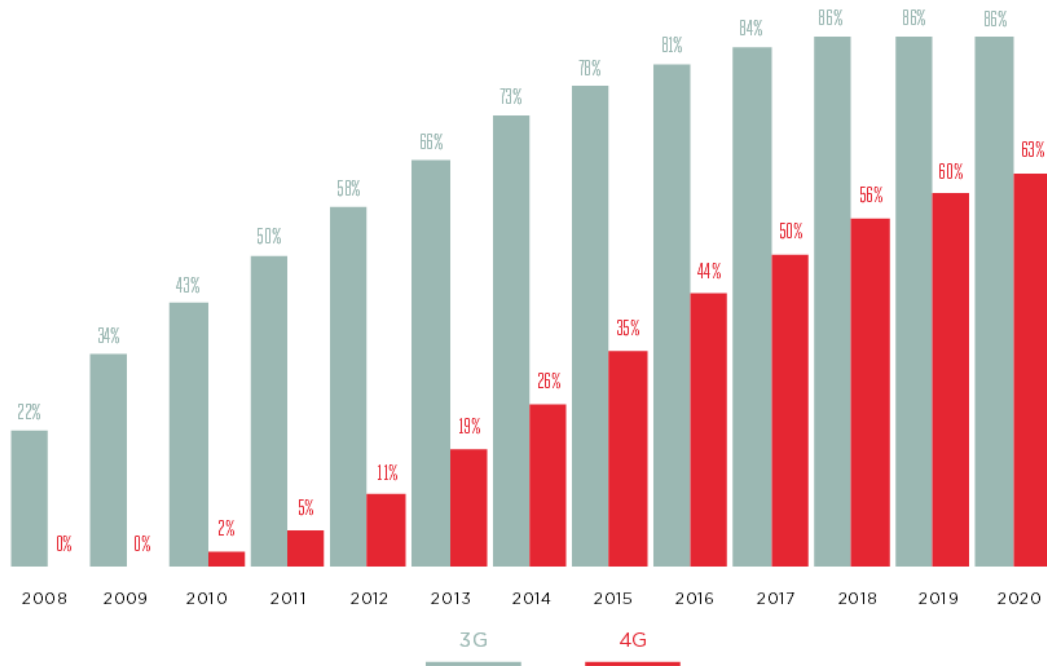


Figura 2: Cobertura de Banda Ancha Mundial [1]

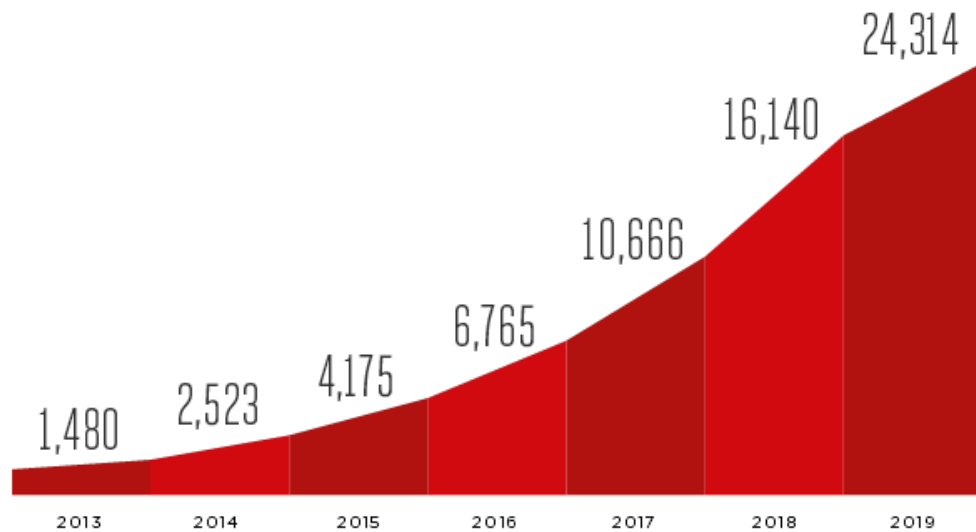
Si nos centramos en nuestro entorno más cercano, se puede advertir que Europa está ahora viviendo una creciente migración hacia 4G, puesto que la mayoría de los países de la unión (24 de los 28) ya tienen asignada la banda de 800 MHz para la red móvil y además los operadores están aumentando rápidamente la cobertura de la red (alcanzando el 63% al final de 2014).

La tecnología 4G representa ahora el 10% de las conexiones y será más de la mitad para el año 2020.

En lo referente al incremento del tráfico generado, debido al creciente número de móviles inteligentes y otros dispositivos avanzados (como tabletas), están aumentando el uso de aplicaciones que requieren un uso intensivo de datos, como el video *streaming* en redes móviles. [2]Cisco estima que los teléfonos inteligentes generan 37 veces más tráfico de datos que los móviles funcionales, mientras que los teléfonos inteligentes 4G generan casi 3 veces la cantidad de tráfico que los 3G.

## Global mobile data traffic

(Per month, PB)



*Figura 3: Tráfico global de datos móviles [2]*

El video bajo demanda en dispositivos móviles es cada vez más popular, hasta llegar a convertirse en el principal motor del crecimiento de datos móviles, con un 66% del incremento anual hasta el 2019 en comparación con 57% para los datos globales (o totales).

La demanda de los consumidores de los datos móviles y de servicios con más valor está creciendo rápidamente, convirtiendo cada vez más populares los nuevos servicios de comunicaciones basados en IP como Skype, WhatsApp y Facebook Messenger. Estos servicios continuarán ganando peso con el crecimiento de las redes y los dispositivos LTE.

Conseguir una futura solución todo-IP es vital para los operadores si se quiere mantener la relevancia del cliente y tener una red capaz de satisfacer la creciente demanda por parte de los clientes de servicios de datos y comunicaciones cada vez más completas, que van más allá de la voz y los SMS, proporcionando a los consumidores mensajería instantánea o chat, video en vivo e intercambio de archivos a través de todos los dispositivos, en cualquier red.

## Video fuelling strong mobile data growth

(PB per month)

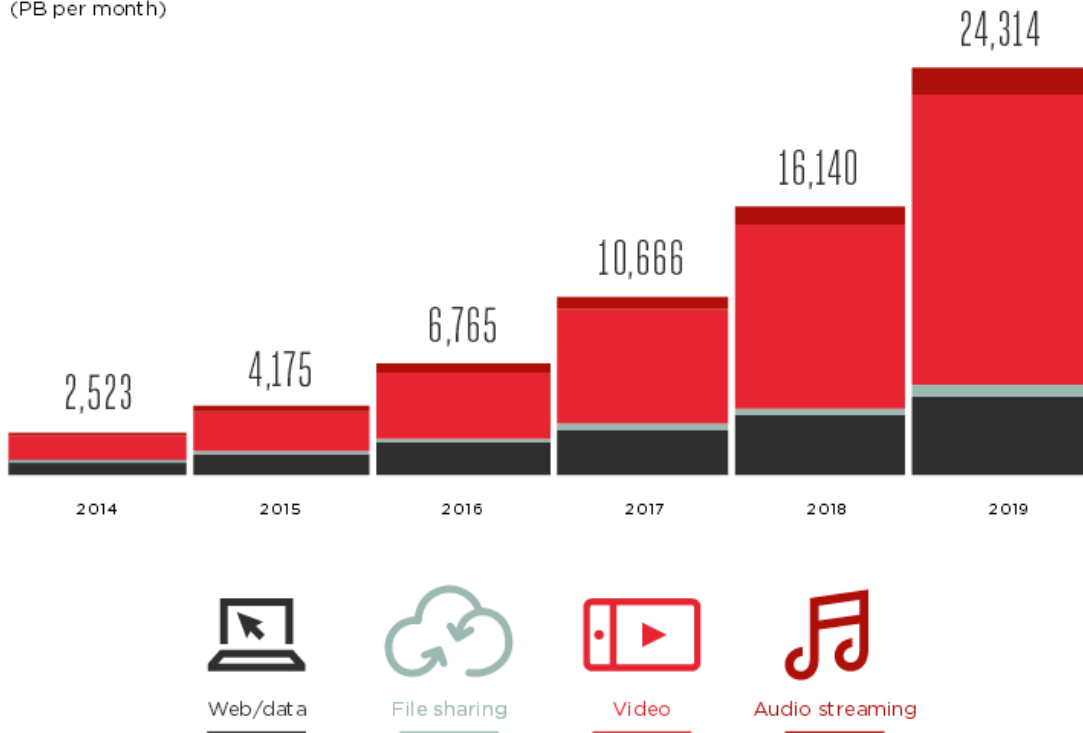


Figura 4: Crecimiento de los distintos tipos de datos móviles [2]

Sin embargo, para poder lograr la prestación de servicios móviles propuesta, hay que tener en cuenta un factor fundamental: el espectro radioeléctrico. Un recurso escaso que requiere un manejo cuidadoso

Sin suficiente espectro, las llamadas móviles no se conectan, las páginas web no se cargan, las aplicaciones no se actualizan y los vídeos se congelan. En muchos países, las escasas redes de telefonía fija se traducen en que la mayoría de la población es exclusivamente dependiente de la conectividad móvil para acceder al gran repositorio de información y servicios disponibles a través de Internet.

El tráfico en las redes móviles está creciendo de manera exponencial a medida que más gente está en línea y las empresas se mueven hacia lo digital. Para satisfacer todas estas necesidades, en continuo crecimiento, se requiere el uso de tecnologías cada vez más complejas y completas.

## 2.2 Evolución de los sistemas celulares

La evolución de la tecnología inalámbrica ha estado sucediendo desde finales de 1950, aunque los primeros sistemas comerciales no llegaron hasta finales de 1970 y principios de 1980.

La razón fundamental del rápido desarrollo de los sistemas de telefonía móvil, fue la aparición de los sistemas celulares, al permitir una capacidad de abonados muy superior con respecto a la telefonía fija. Además los sistemas celulares también presentaban ventajas respecto al resto de sistemas inalámbricos, ya que mientras que los sistemas celulares tienen una cobertura amplia, en los segundos su cobertura es limitada. Los sistemas celulares incorporan la ventaja de dividir el área de cobertura en células, lo cual, limitando convencionalmente la potencia con que se emite cada frecuencia, permite la reutilización de las mismas a distancias bastante cortas y, por lo tanto, aumentar tremendamente la capacidad de los sistemas.

Como consecuencia de su uso, los terminales son cada vez más pequeños y con mayor autonomía, y los sistemas ofrecen cada vez más cantidad de servicios. Todo ello ha provocado que estos servicios móviles hayan alcanzado niveles de crecimiento increíbles, dando pie a que la telefonía móvil se convirtiera poco a poco en una aplicación de consumo a la que pueden acceder todo tipo de personas.

A continuación se presenta una breve descripción de las distintas generaciones de tecnologías inalámbricas y redes celulares, siguiendo la clasificación y caracterización realizada en la mayoría de la literatura, llevada a cabo en [3], [4] y [5], que supusieron (y continúan haciéndolo) un gran impacto en el desarrollo y la rápida evolución de las comunicaciones inalámbricas.

## 2.2.1 Sistema Celular de Primera Generación (1G)

La primera generación de redes celulares (1G) era analógica, puesto que estaba basada en técnicas de transmisión analógica, y fue desplegada entre 1980 y 1992. Ofrecía principalmente servicio de voz y sus principales limitaciones eran la oferta limitada de servicios y la incompatibilidad.

En 1976, la aprobación del uso de la banda de frecuencias de 800/900 MHz para la telefonía móvil, estableció así las bases para el despliegue comercial de los sistemas celulares [6]. Por este motivo fue a principios de la década de 1980, cuando muchos países desplegaron diferentes sistemas celulares de primera generación, dado que en aquel momento, no existía una coordinación para el desarrollo de estándares técnicos para el sistema. Algunos ejemplos son: el sistema de comunicación de acceso total (TACS) en Reino Unido, el sistema de telefonía móvil avanzado (AMPS) en Estados Unidos, y el sistema de telefonía móvil nórdico (NMT) en los países escandinavos, entre otros.

Estos sistemas tenían poca seguridad, poca capacidad, bajo rendimiento, y sin itinerancia (*roaming*) entre las diferentes redes y servicios. Además el uso eficiente del espectro de frecuencia no existía.

La técnica de acceso múltiple adoptada fue el acceso múltiple por división de frecuencia (FDMA), donde las señales de diferentes usuarios eran transmitidas en diferentes (ortogonales) bandas de frecuencia. Con FDMA hay un solo canal por portadora.

## 2.2.2 Sistema Celular de Segunda Generación (2G)

A mediados de los 80, la Comisión Europea inició una serie de actividades para liberalizar el sector de las telecomunicaciones, incluyendo las comunicaciones móviles. Esto resultó en la creación del organismo de normalización ETSI, que heredó todas las actividades de regulación en Europa, dando lugar a las primeras especificaciones y una red basada en tecnología digital, que fue llamada Sistema Global para Comunicaciones Móviles o GSM (*Global System for Mobile Communication*).

Desde su aparición a comienzo de 1991, GSM ha evolucionado gradualmente para mejorar la transparencia y compatibilidad de las redes, adaptarse a las necesidades de tráfico de datos, y a las de muchos otros servicios más que las redes originales. Esta

red era capaz de proporcionar todos los servicios básicos como los servicios de voz y datos de hasta 9,6 kbps, fax, etc.

A pesar del papel desarrollado por los distintos cuerpos reguladores, no se alcanzó un estándar para las redes globales. El estándar en Europa era distinto del utilizado en Japón y también del utilizado en Estados Unidos.

La segunda generación de redes celulares (2G o GSM, fue ampliamente usada entre 1992 y 2003. Introdujo la tecnología digital en los entornos celulares, con una importante mejora del rendimiento, una mejor seguridad, mayor capacidad, e incluso con itinerancia entre operadores.

La técnica de acceso múltiple utilizada por GSM fue el acceso múltiple por división en el tiempo (TDMA), donde las señales generadas para diferentes usuarios era transmitida en diferentes (ortogonales) ranuras temporales.

El acceso múltiple por división de código (CDMA) en sistemas de banda estrecha, fue incorporado en los 90 mediante el estándar IS-95 en los Estados Unidos, que también fue un sistema de segunda generación, 2G.

Entre la segunda y la tercera generación de sistemas celulares, hubo unas generaciones intermedias, que sirvieron de transición entre ambas, añadiendo nuevos elementos para mejorar las prestaciones de GSM. Estas generaciones fueron denominadas 2,5 G y 2,75G, destacando los siguientes sistemas descritos en:

- GSM y VAS (*Value Added Services*): el principal avance fue la incorporación de dos plataformas, llamadas *Voice Mail System (VMS)* y *Short Message Service Centre (SMSC)*. Este último llegó a conseguir un increíble éxito comercial, tanto es así que el tráfico de SMS llegó a constituir en algunas redes la mayor parte del tráfico total.
- GSM y GPRS (*General Packet Radio Services*): como las necesidades de enviar datos aumentaban, nuevos elementos fueron añadidos al sistema GSM, como *SGSN (Serving GPRS)* y *GGSN (Gateway GPRS)*. Estos elementos hicieron posible el envío de paquetes de datos a través del medio inalámbrico.
- GSM y EDGE (*Enhanced Data rates in GSM Environment*): la necesidad de incrementar la tasa de datos hasta 384 kbps se consiguió usando unos métodos de codificación más sofisticados.

### 2.2.3 Sistema Celular de Tercera Generación (3G)

En EDGE la transmisión de un alto volumen de datos ya era posible, pero se seguía comportando como un interruptor de circuito, perdiéndose parte de la eficiencia.

Además, los estándares para el despliegue de redes eran diferentes en las distintas partes del mundo, por lo que se decidió apostar por redes que proporcionaran servicios independientemente de la plataforma tecnológica y cuyos diseños de redes estándar fueran los mismos globalmente, naciendo así la tercera generación de sistemas celulares o 3G.

La tercera generación de sistemas celulares comprende diferentes evoluciones. La versión inicial, marcó un cambio repentino en las técnicas de acceso múltiple. Mientras que GSM estaba basado en TDMA, 3G hace uso de CDMA de banda ancha (WCDMA) para alcanzar una mejora en la eficiencia espectral y la capacidad celular.

En Europa se le conoció como el sistema de telecomunicaciones móviles universal UMTS (*Universal Terrestrial Mobile System*), impulsado por el ETSI, y en 1999 fue el organismo 3GPP el responsable de la estandarización y definición de la arquitectura de los sistemas. IMT-2000 fue el nombre dado por la ITU-T, mientras que CDMA 2000 fue el nombre de la variante 3G americana.

Esta evolución permitió una mejora de la velocidad de transmisión, desde unas pocas decenas de Kbps hasta 384 kbps para el enlace descendente y 128 kbps para el ascendente. Estas tasas fueron mejoradas en las siguientes actualizaciones, logrando 28 Mbps en el enlace descendente de HSPA+.

Esta plataforma ofrece muchos servicios basados en internet, así como video-llamadas, imágenes, etc., ya que sus redes estaban orientadas predominantemente hacia el tráfico de datos. La alta tasa de transmisión y el soporte de servicios multimedia, son las características más llamativas de 3G en comparación con 2G.

## 2.2.4 Sistema Celular de Cuarta Generación (4G)

### 2.2.4.1 LTE

El estándar de los sistemas celulares de cuarta generación (4G), conocido como LTE (*Long Term Evolution*), puede ser visto como la evolución natural de 3G, usando un interfaz aéreo completamente nuevo. Su despliegue inicial tuvo lugar en 2010.

Para responder al aumento de velocidad demandada por los servicios emergentes, las altas velocidades fueron posibles con el sistema celular ya desplegado LTE, soportando 160 Mbps en el enlace descendente e incluso velocidades superiores con algunas mejoras adicionales sobre la base de LTE [7].

El interfaz aéreo de LTE fue el resultado de un artículo de estudio lanzado por 3GPP llamado *Evolved* UTRAN (E-UTRAN). El objetivo era hacer frente a las últimas demandas de voz, datos, y servicios multimedia, mejorando la eficiencia espectral con un factor 2-4, comparado con HSPA.

LTE comprende un interfaz aéreo basado en acceso múltiple por división de frecuencias ortogonales (OFDMA) en el enlace descendente y un acceso múltiple por división de frecuencia de portadora única (SC-FDMA) en el enlace ascendente [8].

Esto permite una mejora de la eficiencia espectral de un factor de 2 a 4 comparado con el acceso de paquetes de alta velocidad (HSPA), haciendo uso de un nuevo espectro, diferentes bandas de transmisión desde 1,4 MHz hasta 20 MHz con sistemas con múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO) y con una arquitectura todo IP (all-over-IP).

El interfaz aéreo LTE se basa en un concepto completamente nuevo que introduce varias evoluciones tecnológicas para poder soportar las necesidades de rendimiento de este nuevo estándar. Esto incluye sistemas multiantena (MIMO), cooperación de estaciones base (BS), *multihop relaying*, así como el concepto de arquitectura “todo sobre IP”.

La razón fundamental para la transición hacia todo IP, es conseguir una plataforma común donde converjan todas las tecnologías inalámbricas desplegadas [9], que será menos costosa, con transferencias de datos mucho más rápidas y logrando un equilibrio entre las expectativas a nivel de usuario y los servicios a proporcionados.



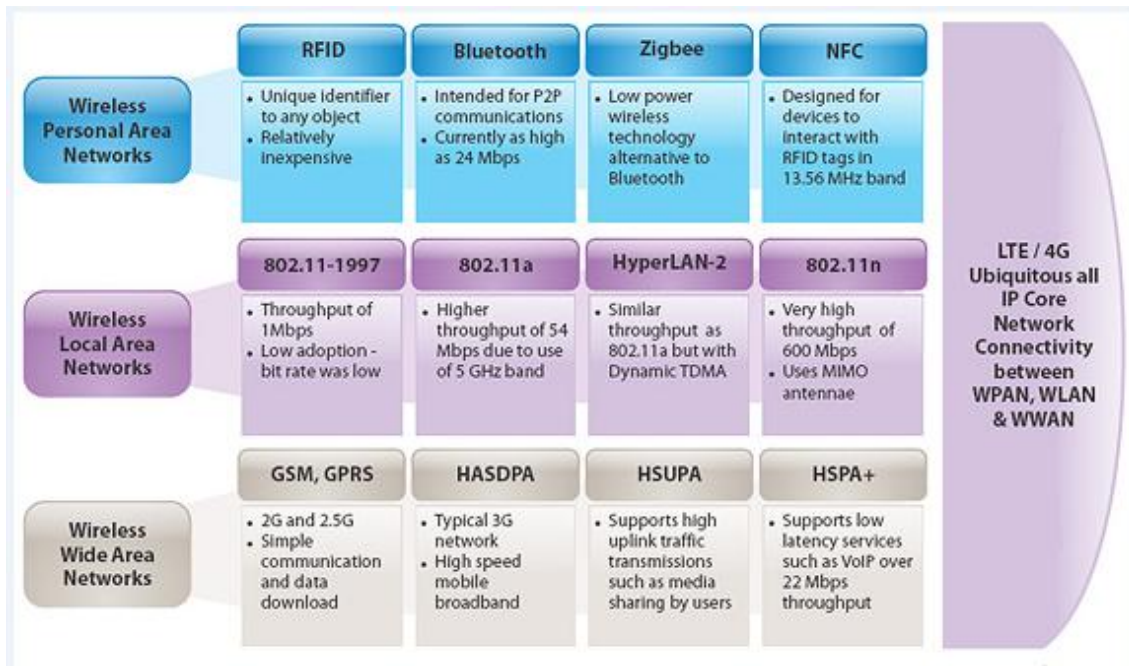


Figura 5: Evolución de las redes inalámbricas [9]

LTE permite un uso del espectro más eficiente y una asignación de espectro dinámica basada en las tasas de datos o anchos de banda requeridos por el usuario.

#### 2.2.4.2 LTE Advanced

Con el objetivo de la implementación total del concepto de “en cualquier lugar” y “en cualquier momento”, así como el soporte de los nuevos y emergentes servicios de datos de banda ancha, los usuarios están demandando cada vez más y más de los sistemas de comunicaciones celulares. Los nuevos requisitos [10] incluyen el aumento de las tasas de transferencia de datos y de los anchos de banda, la mejora de la eficiencia espectral, la disminución de los retardos, y la capacidad de la red.

Para cumplir con estos requisitos, apareció LTE-Advanced que forma parte de la cuarta generación de sistemas celulares (4G), estando su total implementación esperada para 2014. Su objetivo es soportar velocidades de picos de datos en el rango desde los 100 Mbps para acceso móvil, MWA, y hasta 1Gbps para acceso nómada, NWA, (el terminal debe estar estacionario mientras se utiliza) [11], en ambos caso tanto en entornos interiores como exteriores.

LTE-Advanced logra soportar los actuales y emergentes servicios multimedia, tales como las redes sociales y los juegos, la TV móvil, la televisión de alta definición (HDTV), la difusión de video digital (DVB), el servicio de mensajería multimedia (MMS), o video chat, usando el concepto de todo sobre IP y además con una calidad de servicio (QoS) mejorada.

Basado en LTE, LTE-Advanced presenta una arquitectura que utiliza el concepto todo sobre IP. El soporte de 100 Mbps en MWA y 1 Gbps para NWA (1 Gbps de velocidad de pico se alcanza en el enlace descendente, mientras que en el ascendente son 500 Mbp) se logra mediante los siguientes mecanismos:

- Agregación de portadora compuesta de múltiples componentes de ancho de banda (hasta 20MHz) para soportar anchos de banda de transmisión de hasta 100 MHz.
- Introducción del concepto de MIMO multiusuario (MU-MIMO), además del usuario único MIMO (SU-MIMO) previamente considerado para LTE.
- *Multihop relay* para conseguir mejoras de cobertura y aumentar la tasa de transferencia de datos.
- Esquemas de cancelación de interferencia intercelular avanzados (ICIC)
- Cooperación de BS avanzada, incluyendo macro-diversidad.

La estandarización de LTE-Advanced es parte de la release 10 de 3GPP (completada en Junio de 2011), y mejorada en su release 11 (Diciembre 2012) y en su release 13 (Marzo 2013).

LTE-Advanced es en la actualidad el último estándar de comunicaciones móviles inalámbricas desplegado, suponiendo la culminación a todo un largo proceso de continua mejora para adaptarse de igual manera a la rápida evolución de las demandas de servicios, iniciado por los primeros sistemas de comunicaciones celulares.

En la siguiente figura podemos ver el desarrollo en paralelo que han tenido los distintos sistemas de comunicaciones celulares desarrollados en Estados Unidos y Europa, incluyendo en ellos gran parte de los mencionados durante este apartado.

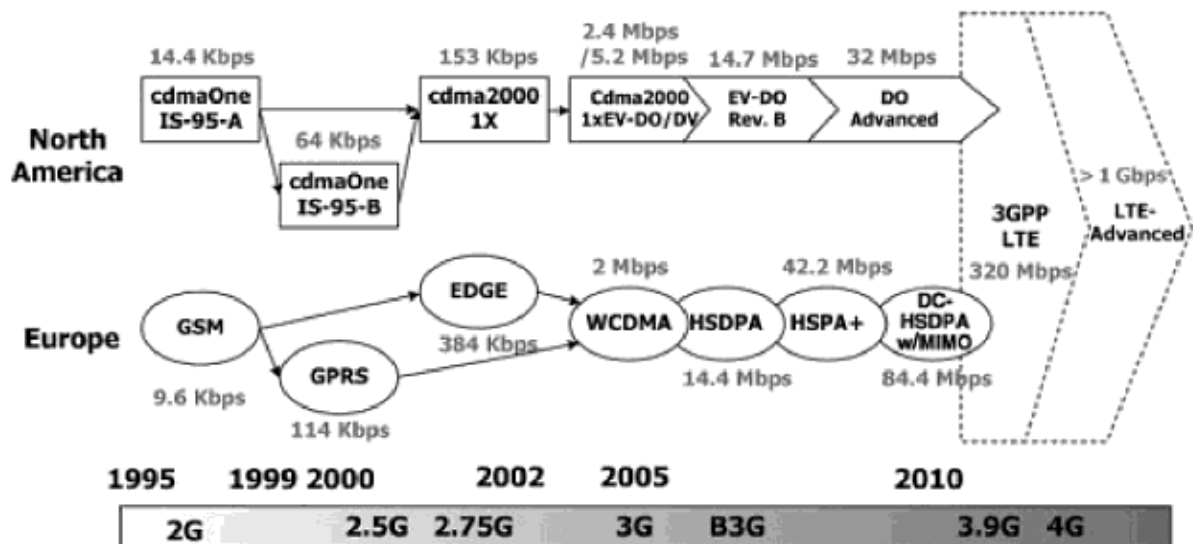


Figura 6: Evolución de los principales sistemas de comunicaciones celulares en Europa y EEUU [12]

## 2.2.5 Sistema Celular de Quinta Generación (5G)

Distintas empresas de telecomunicaciones están ya llevando a cabo el desarrollo de sus prototipos para prepararse y ser capaces de afrontar los desafíos que presenta la quinta generación móvil [13], y que incluyen retos bastante ambiciosos tales como:

- Tasa de datos que alcanzan velocidades de pico de 10 a 100 veces mayores
- Aumento de hasta 1000 veces de la capacidad de las redes
- Mejora de la eficiencia energética 10 veces mayor
- Reducción de la latencia, que permitirá abrir paso a las conexiones inalámbricas de Gigabits.

Actualmente los sistemas celulares de quinta generación (5G) se encuentran aún sin estandarizar y está previsto que su uso común sea en 2020.



# Capítulo III

## Sistemas MIMO en entornos celulares

### 3.1 Introducción

Durante los últimos años, estamos siendo testigos de un increíble crecimiento en la industria inalámbrica. Los operadores de redes móviles y los suministradores se han dado cuenta de la importancia de redes celulares eficientes para adaptarse a los altos volúmenes de transferencia de datos requeridos por los distintos servicios emergentes, para cubrir las exigentes demandas de los usuarios.

Sin embargo, existen ciertos efectos característicos que causarán una reducción importante de la velocidad de transmisión de datos y un incremento del número de errores, dificultando de este modo, que se logren alcanzar los ambiciosos objetivos de rendimiento y capacidad de la red, necesarios para cubrir los servicios demandados por los estándares de comunicaciones actuales.

Una señal que se propaga a través de un canal inalámbrico alcanza su destino a través de diferentes trayectos. Este fenómeno se conoce como efecto multitrayecto. Estos distintos caminos se producen por dispersión (*scattering*), reflexión y difracción de la energía radiada de los objetos del entorno o por refracción en el medio.

Esta propagación multitrayecto produce dispersión de la señal en tres dimensiones diferentes: tiempo, frecuencia y ángulo de llegada [14]. Conocidas como dispersión de retardo, dispersión Doppler y dispersión de ángulo, respectivamente.

Además el nivel de la señal recibida experimenta fluctuaciones, denominadas desvanecimiento (fading). Estas variaciones en la señal se deben a tres efectos: pérdida de trayecto, desvanecimiento a gran escala y desvanecimiento a pequeña escala.

La pérdida de trayecto depende de la distancia entre el transmisor y el receptor, de las características de las antenas y de la atenuación introducida por el canal. El desvanecimiento a gran escala depende del tipo de escenario entre el transmisor y el receptor, mientras que el desvanecimiento a pequeña escala se produce como consecuencia de la combinación tanto destructiva como constructiva de los diferentes trayectos.

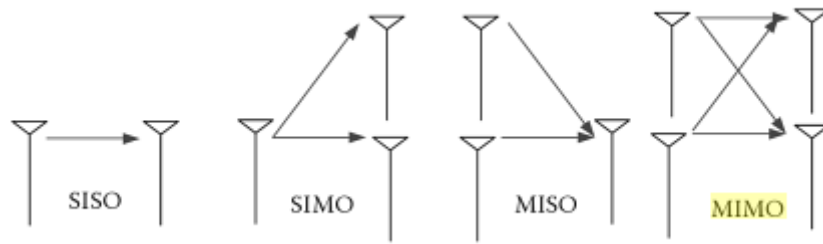
Otro efecto a tener en cuenta es la Interferencia Inter-Simbólica o ISI, que aparece cuando las señales llegan desfasadas al receptor con respecto a la original, provocando que los distintos símbolos sufran la interferencia del resto. Este efecto tiende a aumentar a medida que crece la tasa de símbolo.

Sin embargo, debido al uso de tamaños de célula cada vez más pequeños para mejorar la capacidad del sistema, la mayor causa de baja capacidad de la red móvil es la interferencia co-canal. La interferencia se produce cuando los usuarios en diferentes células vecinas intentan usar el mismo recurso al mismo tiempo, ya que un usuario recibe además de las señales destinadas a él, señales interferentes de otras estaciones base.

Para combatir todos estos efectos adversos y en especial la interferencia, distintas tecnologías han sido propuestas, siendo MIMO una de las más extendidas en las comunicaciones celulares inalámbricas.

El concepto básico detrás de los sistemas multiantena, se basa en explotar los trayectos múltiples de las señales propagadas entre las múltiples antenas de transmisión y recepción. Las señales que recorren los distintos caminos llegarán al receptor en distintos instantes de tiempo ya que han seguido rutas diferentes, provocando un desfase con respecto a la señal primaria. Según este desfase se producirán interferencias constructivas o destructivas provocando sumas o degradaciones de la señal original.

Las distintas configuraciones, se denominan como: *Single Input Single Output* (SISO), *Multiple Input Single Output* (MISO), *Single Input Multiple Output* (SIMO) y *Multiple Input Multiple Output* (MIMO). Las arquitecturas SIMO y MISO son una forma de esquemas de diversidad del receptor y transmisor, respectivamente.



*Figura 7: Configuraciones de Antenas Múltiples [5]*

La tecnología MIMO aporta muchos beneficios debido al uso de múltiples antenas tanto en transmisión como en recepción, ya que consigue mejorar el rendimiento y la tasa de transmisión de los sistemas sin aumentar el ancho de banda. De esta forma se logran tasas más altas en comparación con los sistemas de antenas únicas y se mejora la eficiencia espectral, multiplicando al menos dos veces los bits transmitidos por Hz. Además, incrementa la capacidad del sistema al aumentar el número de usuarios que pueden conectarse simultáneamente a la red en un mismo canal de frecuencia, consigue mitigar la ISI y mejora la fiabilidad, disminuyendo por lo tanto la probabilidad de error.

## 3.2 Orígenes de la tecnología MIMO

En la transmisión de información sobre canales inalámbricos, el canal ha sido clásicamente modelado como un sistema lineal con una entrada y una salida, esto es, una entrada, donde el canal se trataba como una caja negra. Ante la presencia de propagación multitrayecto en el canal, era evidente que la señal que llegaba al receptor sufría variaciones en amplitud.

Como resultado, se llevaron a cabo modificaciones sobre el canal inalámbrico clásico, añadiendo múltiples antenas en recepción [5], con lo que el canal podía ser modelado como si se tuvieran una única entrada y múltiples salidas, lo que equivaldría utilizando la nomenclatura actual a un sistema SIMO.

La técnica multiantena MIMO no fue la primera técnica de comunicaciones que requería el uso de múltiples antenas.

Para encontrar la primera vez que se utilizaron múltiples antenas para mejorar aspectos de comunicaciones, hace falta remontarse hasta comienzos del siglo XX [15].

El primer uso de múltiples antenas fue con el propósito de la creación de *arrays* de antenas en fase, que fue por primera vez propuesto y más tarde demostrado por Karl Braun en 1905.

Las técnicas clásicas de recepción para múltiples antenas fueron sustituidas por procesamientos que tenían en cuenta la fase de las señales recibidas, dando como resultado que la estructura de antena en recepción se comportara como una antena direccional, donde la ganancia de antena depende de la dirección de llegada de las señales. Esta técnica se conoce como *beamforming*, *array* de antena o *array* por fases, y funciona bien cuando las señales que llegan a las antenas están espaciadas del orden de una longitud de onda, o lo que es lo mismo, de un periodo de portadora.

Durante la Segunda Guerra Mundial, la tecnología de *arrays* de antenas en fase se utilizó para la creación de un radar rápidamente orientable, y más tarde, se usaron en la difusión de radio AM para conmutar entre la propagación de las ondas terrestres durante el día y la propagación de ondas ionosféricas durante la noche. Esto fue realizado conmutando la fase y los niveles de energía suministrados a los elementos individuales de las antenas diariamente a la salida y la puesta del sol y cambiando el ángulo de elevación según conviniera.

La tecnología de *array* en fase ha sido utilizada durante mucho tiempo para llevar a cabo la anulación de la interferencia.



Además de la tecnología de *array* en fase, la tecnología multiantena ha sido usada durante más de 70 años para reducir el impacto del desvanecimiento en los sistemas de comunicaciones mediante el uso de diversidad de antena en recepción, que se da cuando se usan dos o más antenas en el receptor para generar recepciones independientes de la señal transmitida, y cuyo primer artículo se publicó en 1931.

En los años 50, la diversidad en recepción fue utilizada para aplicaciones de comunicaciones militares, donde las ondas de radio eran dispersadas dentro de la troposfera de la atmósfera. Los enlaces en la troposfera sufrían significativos efectos de desvanecimiento, por lo que múltiples antenas se utilizaron en el receptor, siendo útiles para reducir el impacto del desvanecimiento sobre la señal recibida.

Durante los últimos 30 años de investigación, otra variación fue introducida, cuando se introdujeron múltiples antenas en transmisión y la señal de información era introducida en los diferentes elementos con varios retardos. Estos retardos entre señales, son mucho mayores que el periodo de portadora y están próximos al periodo de transmisión de símbolo.

Un canal SIMO con el multitrayecto produciendo un pequeño retardo, muestra lo que se conoce como desvanecimiento plano en frecuencia, que es un efecto incorregible con cualquier técnica de procesamiento en recepción.

La introducción de retardos en las distintas antenas de transmisión transforma el canal en un canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia, donde una apropiada técnica de procesamiento de señal puede ser introducida para corregir el efecto del desvanecimiento.

El siguiente desarrollo en los esquemas de antena vino a mediados de los 80, con la introducción de multiplicidad de antenas en el transmisor, pero con diferentes señales de información introducidas en estos elementos. Esto supuso una forma de resolver el problema del desvanecimiento plano con sistemas de banda estrecha.

El problema del desvanecimiento plano en sistemas celulares de banda estrecha es el resultado del uso de un ancho de banda estrecho junto con un pequeño receptor móvil que no tiene diversidad de antena en recepción. La idea era encontrar una técnica de diversidad de antena que requiriera un receptor relativamente simple. Primeramente se propuso la diversidad por conmutación, donde la señal en el transmisor es periódicamente conmutada entre dos antenas, pero provocaba efectos no deseados en la ampliación del espectro. Entonces se consideró la transmisión de dos señales ortogonales en las dos antenas y de esta forma, llegar a un esquema donde una constelación de dos dimensiones es creada y cada dimensión está asociada con cada antena.

A comienzos de los 90, dos nuevas técnicas multiantena fueron descubiertas, la primera denominada diversidad en transmisión, que reducía también el desvanecimiento. Aunque hubo artículos previos en 1991 y 1993 sobre esta técnica, fue posteriormente Alamouti quien publicó un artículo de referencia [16] donde describía una forma de lograr la diversidad en transmisión que requería menos procesamiento en el receptor mediante una técnica de codificación espacio-temporal. La técnica de Alamouti ha sido desde entonces uno de los esquemas MIMO más populares y en uso hoy en día para casi todos los sistemas inalámbricos.

Casi al mismo tiempo, se desarrolló otra forma de usar antenas múltiples para combatir los efectos del desvanecimiento que explotaban el desvanecimiento para soportar la capacidad de transferencia de datos.

En 1996, Gerry Foschini y los laboratorios de investigación de AT&T publicaron un artículo sobre técnicas de multiplexación espacial que se conocieron como *Bell-Labs Layered Space-Time* o BLAST [17]. Estas nuevas técnicas se basaban en la consideración de estructuras de antenas de recepción mejoradas donde era posible incorporar multiplicidad de antenas y lograr algunos grados de incorrelación entre las señales, en las diferentes antenas de recepción. Se consideró un sistema con  $M$  antenas de recepción y  $N$  antenas de transmisión, o lo que es lo mismo, un sistema con múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO). Lo que permitió que se pudiera considerar que el canal se comportara como si hubiera  $n$  trayectos en paralelo. Este esquema se comportaba bien si el entorno contenía muchos componentes multitrayecto.

En 1998 llevaron a cabo la primera demostración de un sistema prototipo sobre esta tecnología [18].

A raíz de este avance en investigación sobre diversidad espacial y multiplexación espacial, emergieron las técnicas MIMO que han sido adoptadas poco a poco por la mayoría de los estándares de comunicaciones inalámbricas.

La primera referencia al término MIMO en sistemas de comunicaciones, fue en un artículo de Peter Driessen y Gerry Foschini en 1999 cuando ambos publicaron un análisis sobre la capacidad teórica de un sistema de comunicaciones con múltiples antenas de transmisión y recepción.

La primera tecnología MIMO a nivel comercial fue introducida por Iospan Wireless Inc. en 2001. En 2005, WiMAX fue el primer estándar en incluir la tecnología MIMO, y hoy en día, MIMO es una tecnología que ha sido ampliamente adoptada en el estado del arte de los sistemas celulares como en el caso de LTE y en sistemas como WiFi y el citado WiMAX.

ITU especifica un objetivo de capacidad de 15 bps/Hz para el enlace descendente en sistemas LTE Advanced y para poder alcanzar estas tasas, son necesarios sistemas radio-celulares con alta propagación multitrayecto. Para lograr un alto grado de multitrayecto, es necesario considerar este multitrayecto sobre un amplio rango de ángulos de llegada en recepción, pero en un contexto de red celular se tiene también la opción de beamforming en el transmisor para reducir la interferencia. Usando un haz estrecho en el transmisor, se reduce considerablemente la interferencia en los terminales vecinos. Sin embargo, este beamforming reduce entonces el multitrayecto requerido para un enlace MIMO y por tanto la eficiencia de la tecnología MIMO disminuye.

Últimamente, un sistema MIMO utiliza modos de propagación (o trayectos), los cuales poseen un amplio rango de ángulos de salida desde los transmisores y ángulos de llegada en los receptores. Sin embargo, estos modos de propagación, causan la ocupación de un mayor espacio debido a los componentes de señal adicionales, lo que degrada la red donde un número de enlaces son diseñados para operar simultáneamente.

El estándar de la técnica MIMO asume un número de elementos de antena que están relativamente juntos. El objetivo es lograr señales no correladas en los diferentes elementos de antena, donde la correlación disminuye con el aumento de la distancia entre elementos, pero al mismo tiempo cuanto más cercanos estén los elementos, menor tamaño tendrá la antena. Este es un problema importante, especialmente para el diseño de los terminales móviles.

Mirando hacia el futuro, se espera que estas investigaciones continúen, especialmente buscando nuevas estructuras de antena donde el sistema permita más elementos de antena, y también con el objetivo de encontrar distintos enfoques cooperativos. Serán necesarias diferentes estructuras MIMO para emplearse en cada escenario, dependiendo de cómo sea la demanda de tráfico en cada uno de ellos.

## 3.3 Técnicas MIMO

Los sistemas celulares MIMO están implementados basándose en las técnicas de antena-múltiple, que permiten transmitir diferentes señales desde cada elemento del transmisor de tal forma que el conjunto de antenas de recepción recibe una superposición de todas las señales transmitidas. Estas técnicas pueden ser de diferentes formas [5]:

- Codificación Espacio-Temporal por Bloques (STBC)
- Transmisión Multicapa
- Acceso Múltiple por División Espacial (SDMA)
- Conformado de haz

STBC es esencialmente un sistema MISO. No obstante, el uso de diversidad en recepción lo convierte en uno MIMO, que se corresponde con la configuración más común para este tipo de diversidad. Los esquemas basados en STBC se centran en lograr una mejora en el rendimiento mediante la explotación de diversidad adicional, mientras se mantiene la tasa de símbolo sin alterar. Lo que hace es transmitir redundantes copias codificadas de una trama de datos, con la esperanza de que al menos una de ellas llegue al receptor en buen estado y así hacer posible una decodificación fiable. Los esquemas de diversidad de transmisión (TD) en lazo abierto (open-loop) alcanzan la diversidad sin conocimiento previo del estado de información del canal en la parte transmisora. Por el contrario, los esquemas de lazo cerrado TD, necesitan un conocimiento previo del estado de información del canal, en la parte transmisora. El esquema STBC, también conocido como esquema Alamouti, es la técnica de lazo abierto más conocida.

La transmisión multicapa y SDMA pertenecen a otro grupo, denominado multiplexación espacial (SM), cuyos principios son similares pero sus propósitos son bastante diferentes. El objetivo de los esquemas MIMO basados en transmisión multicapa se basa en lograr tasas de símbolo más altas en un determinado ancho de banda. Este aumento de tasa se corresponde con el número de antenas de transmisión. Usando múltiples antenas transmisoras y receptoras, junto con un procesamiento posterior adicional, la transmisión multicapa permite sacar partido de los múltiples y distintos flujos de datos, aumentando la tasa de transferencia y la eficiencia espectral. En este caso, el número de antenas receptoras debe ser igual o superior que el número de antenas transmisoras.

Finalmente, la técnica de conformado de haz o *beamforming* es implementada mediante un conjunto o *array* exacto de antenas en el transmisor o receptor estando

situadas muy cerca para formar un *array* de haz (típicamente separados por media longitud de onda). Este esquema es una solución efectiva para maximizar la SNR, ya que dirige el haz del transmisor (o receptor) hacia la antena del receptor (o transmisor). Como resultado, con la técnica de conformado de haz se consigue una mejora del rendimiento o de la cobertura del sistema de comunicaciones.

### **3.3.1 Codificación Espacio-Temporal por Bloques (STBC)**

Aunque la codificación espacio-tiempo es esencialmente un sistema MISO, el uso de diversidad en recepción lo convierte en MIMO, lo que corresponde a la configuración más común de este tipo de diversidad. STBC es una técnica de diversidad de transmisión, siendo particularmente interesante para canales con desvanecimiento, donde es difícil tener múltiples antenas de recepción.

Un posible escenario para su aplicación es la transmisión en el enlace descendente en un entorno celular, donde la BS usa varias antenas de transmisión y el terminal móvil típicamente tiene una única antena.

Los esquemas basados en STBC se centran en lograr una mejora del rendimiento mediante el aprovechamiento de la diversidad, manteniendo la tasa de símbolo sin variaciones. Los símbolos son transmitidos usando una estructura de bloque ortogonal, lo que permite un algoritmo de decodificación simple en el receptor.

El esquema TD de Alamouti requiere algún procesamiento en el transmisor, y puede ser implementado en el dominio temporal o en el dominio de frecuencia.

### **3.3.2 Transmisión Multicapa**

El objetivo de los esquemas MIMO basados en transmisión multicapa se basan en conseguir tasas de transferencia de datos más altas para un determinado ancho de banda, cuyo incremento se corresponde con el número de antenas en transmisión.

Actualmente, los sistemas MIMO son típicamente empleados para mejorar la eficiencia espectral. Esto se consigue incrementando la tasa de transferencia enviada para un determinado ancho de banda.

Una técnica ampliamente utilizada para este propósito se basa en el uso de transmisión multicapa, opuesta a la codificación espacio-temporal (la cual pretende proporcionar una mejora del rendimiento mediante la explotación de la diversidad).

En transmisión multicapa, el número de antenas receptoras debe ser igual o mayor que el de antenas transmisoras. Con un número suficiente de antenas receptoras, es posible resolver todos los flujos de datos, mientras que las antenas estén suficientemente espaciadas para minimizar la correlación.

### **3.3.3 Acceso Múltiple por División Espacial (SDMA)**

El objetivo de el esquema SDMA es mejorar la capacidad, más usuarios por célula, manteniendo la asignación de frecuencias sin alterar. En otras palabras, SDMA es una técnica que permite que múltiples usuarios exploten la diversidad espacial como una técnica de acceso múltiple, mientras comparten un espectro común.

Como se hace referencia anteriormente, SDMA y la técnica de transmisión multicapa pertenecen al mismo grupo, conocido como multiplexación espacial, por lo que el concepto base es común. Sin embargo, mientras que en la transmisión multicapa se consigue un incremento de la tasa de símbolo considerando múltiples antenas en el lado del transmisor, usando SDMA, se asume que cada transmisor tiene una única antena, y el número de antenas en recepción permite dirigir los diferentes flujos de datos correspondientes a los distintos usuarios. Consecuentemente, es comúnmente empleado en el enlace ascendente, donde el transmisor (UE) tiene una única antena y el receptor (BS) dispone de varias.

SDMA asume que el número de antenas en el receptor es mayor o igual que el número de usuarios que comparten el mismo espectro, por lo que el receptor puede decodificar las señales de los distintos transmisores mientras evita las señales de otros transmisores, esto es, las señales interferentes.

Claramente, el procesamiento de SDMA es casi el mismo que el utilizado por los sistemas MIMO basados en transmisión multicapa.

### 3.3.4 Conformado de haz

El conformado de haz es una técnica de procesamiento de señales usada para controlar el patrón de radiación de la antena. Es aplicada tanto en transmisión como en recepción.

En los esquemas de STBC y multiplexación espacial, las antenas que forman un *array* están normalmente ampliamente separadas para formar un *array* TD con baja correlación entre ellas. Sin embargo, el conformado de haz está implementado mediante un *array* de antenas en el transmisor o receptor, estando estas ubicadas cerca unas de otras para formar un haz.

La técnica de conformado de haz consiste en  $M$  antenas idénticas con  $120^\circ$  de ancho de haz a potencia mitad, y es una solución efectiva para maximizar la SNR, ya que dirige el haz de transmisión (o recepción) hacia la antena del receptor (o transmisor). Como resultado, se logra una mejora del rendimiento y de la cobertura. En entornos celulares, esto se traduce en un reducido número de zonas necesarias para cubrir un área determinada.

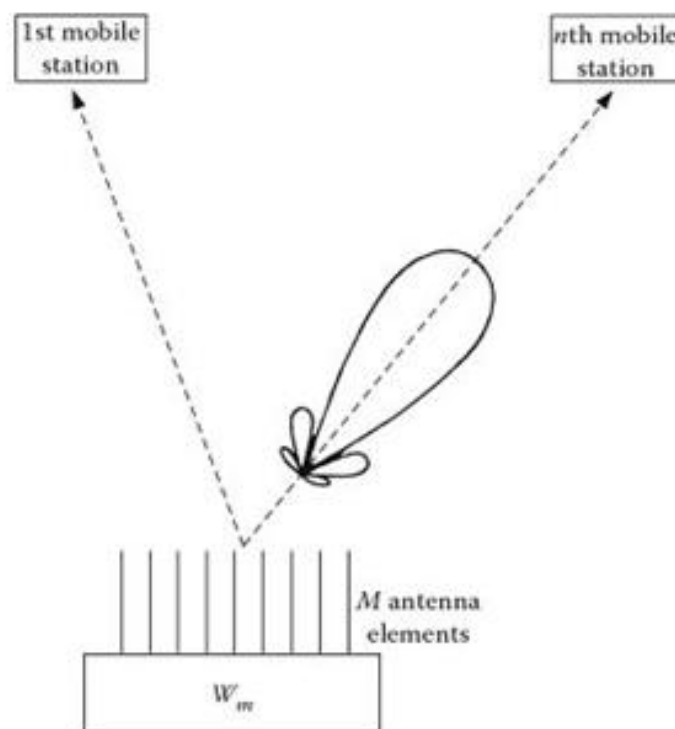


Figura 8: Diagrama simplificado de una BS enviando señales usando conformado de haz [5]

### 3.3.5 MIMO Multiusuario MU-MIMO

Las técnicas previamente expuestas son empleadas en entornos basados en el concepto de un único usuario (SU-MIMO). Esta configuración considera que los datos están siendo transmitidos desde un único usuario hasta otro usuario individual. Un concepto alternativo es MIMO multiusuario (MU-MIMO), donde múltiples flujos de datos son simultáneamente asignados a diferentes usuarios, usando las mismas bandas de frecuencia.

Cuando el objetivo se basa en lograr mejoras en el rendimiento, normalmente se utiliza un sistema SU-MIMO usando un esquema como STBC. Sin embargo, cuando el objetivo se basa en conseguir mayores tasas de transferencia usando un espectro limitado, tenemos dos opciones: para el enlace descendente, la solución es un sistema MU-MIMO; para el enlace ascendente, se utiliza habitualmente la multiplexación espacial (en este caso, transmisión multicapa).

La propuesta detrás de MU-MIMO es similar a SDMA. No obstante, mientras que SDMA es implementada normalmente para el enlace ascendente, el sistema MU-MIMO es ampliamente utilizado en el descendente. Esto permite enviar diferentes flujos de datos a diferentes equipos de usuario, denominados UE (*User Equipment*).

En este caso, en lugar de realizar la anulación de interferencia en el lado del receptor, debe llevarse a cabo esta cancelación usando técnicas de pre-procesamiento (precodificación) en el lado transmisor (BS). Esto es posible porque las BS pueden alojar un alto número de antenas de transmisión y los UE sólo pueden alojar un número reducido de antenas receptoras.

En la configuración del enlace descendente de un MU-MIMO, el número de antenas de transmisión debe ser mayor que el número de flujos de datos que son enviados a los múltiples usuarios, al mismo tiempo, y ocupando las mismas bandas de frecuencia (el enfoque opuesto a SDMA). En esta configuración, el algoritmo de anulación de interferencia es implementado, en el lado transmisor, usando un esquema de precodificación tales como ZF, MMSE, codificación en papel sucio (*Dirty Paper Coding*), etc.

Alternativamente, en lugar de implementar los principios de multiplexación espacial descritos anteriormente, MU-MIMO puede ser realizado usando la técnica de conformado de haz. En cualquier caso, MU-MIMO necesita conocer con exactitud, en la parte transmisora, la información del estado del canal del enlace descendente.



Obtener la información del estado del canal es trivial usando duplexación por división de tiempo TDD (*Time-Division Duplexing*), siendo más complicado de obtener cuando se utiliza la duplexación por división de frecuencia FDD (*Frequency-Division Duplexing*). Con FDD, la información del estado del canal se obtiene normalmente usando un enlace de realimentación.

Los usuarios situados en el borde de la célula, servidos por un sistema MU-MIMO, pueden experimentar degradación de la SNR debido a la interferencia intercelular, interferencia entre usuarios, además de pérdidas por trayecto (*path loss*) debido a que la potencia de transmisión de la BS está limitada, como resultado del uso de la precodificación.

Un mecanismo que puede ser implementado para mitigar tal limitación se basa en emplear un sistema MIMO dinámico, donde MU-MIMO es empleado en cualquier parte (en el caso del enlace descendente), excepto en el borde de la célula. En esta zona, las BS conmutan a SU-MIMO (usando por ejemplo codificación espacio temporal), que se traduce en una mejora del rendimiento. Alternativamente, la transmisión coordinada multipunto es conocida como un mecanismo eficiente que mejora el rendimiento en el borde de la célula, resultando en una calidad de servicio más homogénea, independientemente de la posición de los usuarios.

## 3.4 Aplicaciones MIMO avanzadas

El reto al que la industria de las telecomunicaciones móviles está haciendo frente hoy en día, es como continuar mejorando la experiencia del usuario final, ofreciendo servicios más atractivos mediante mecanismos de distribución que ofrezcan mejores velocidades e interacción con los servicios. Para entregar los servicios requeridos a los usuarios con un mínimo coste, la tecnología debería permitir mejores rendimientos, tasas de transferencia mayores, mejoras de capacidad, y eficiencias espectrales más altas.

El concepto básico de MIMO se basa en la transmisión de señales a través de múltiples trayectos, entre múltiples antenas de transmisión y múltiples de recepción. En lugar de la representación de niveles de interferencia adicional, estos trayectos múltiples pueden ser usados como una ventaja. Mientras que, en los sistemas MIMO, las antenas múltiples en transmisión y recepción están colocadas una a continuación de la otra, las arquitecturas de redes celulares avanzadas pueden alcanzar el mismo nivel de diversidad, pero usando antenas pertenecientes a diferentes BS. No obstante, se requiere bastante precisión en el nivel de sincronización o coordinación entre las estaciones base implicadas.

Las principales técnicas [5] que se incorporan en las redes celulares avanzadas se describen a continuación:

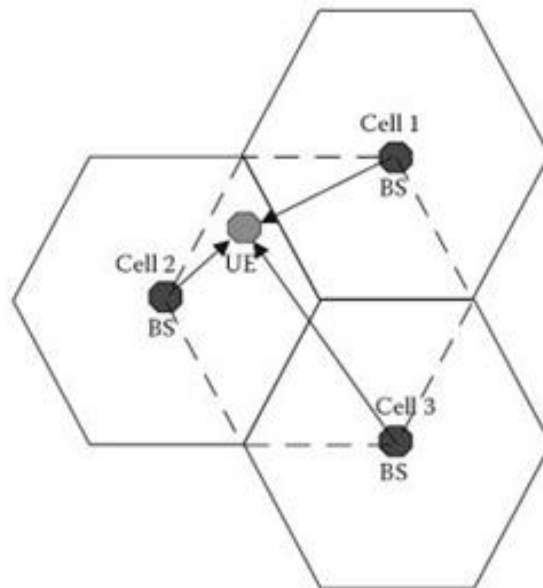
### 3.4.1 Cooperación de estaciones base

La cooperación entre BS tiene como objetivo mejorar el rendimiento de los UE alojados al borde de las células, o incrementar la tasa de transferencia de los UE en el área cubierta por las múltiples BS.

Un requisito importante de los sistemas 4G es la capacidad de distribuir un servicio homogéneo, con independencia de la posición donde los usuarios estén situados. Los usuarios situados en el borde de la célula pueden experimentar una degradación de la SNR debido a la interferencia intercelular, las pérdidas por trayecto, o la limitación de la potencia de transmisión. En el caso de que se utilice un sistema MU-MIMO, la restricción de potencia cobra mayor importancia y la degradación de la SNR en los UE situados en el borde de la célula puede ser incluso más acusada que en los sistemas SISO. En estos escenarios, la cooperación de las BS desempeña un papel importante,

ya que permite el aprovechamiento de diversidad adicional o el uso de altas tasas de transferencia, sin importar la ubicación de los usuarios.

La cooperación entre BS supone la capacidad de enviar o recibir datos desde/hacia múltiples BS vecinas hacia/desde distintos UE. Con esta cooperación entre BS, los diferentes elementos de las antenas de las BS se agrupan juntos formando un cluster, y entonces los UE pueden experimentar un aumento de las tasas de transferencia o una mejora del rendimiento (por ejemplo, un aumento de la SNR).



*Figura 9: Cooperación de BS en enlace descendente [5]*

En la figura anterior se muestra un ejemplo de la cooperación de BS en el enlace descendente, usando un clúster de 3 BS. El área marcada es la zona donde el UE es capaz de recibir simultáneamente señales de las 3 BS. Se debe emplear algún tipo de precodificación en el lado de las BS, de tal forma que las señales que llegan al UE no requieran ningún tipo de procesamiento posterior. En este caso, esta cooperación es comúnmente denominada transmisión multipunto coordinada.

### 3.4.2 Transmisión Multipunto Coordinada

Usando la transmisión multipunto coordinada (CoMP), las antenas de las distintas BS están agrupadas juntas, formando un clúster. La transmisión multipunto coordinada, comprende la transmisión de forma sincronizada de señales desde las BS vecinas y la correspondiente recepción por parte de un usuario. La señal recibida en la parte receptora se compone de las distintas señales enviadas por las diferentes BS.

La transmisión CoMP es una importante técnica que puede ayudar a mitigar la interferencia intercelular, mejorando la tasa de transferencia, explotando la diversidad y, por consiguiente, mejorando la eficiencia espectral. Cabe resaltar que la transmisión CoMP permite la mejora de la eficiencia espectral, incluso en el borde de la célula. CoMP puede verse como un caso especial de MU-MIMO.

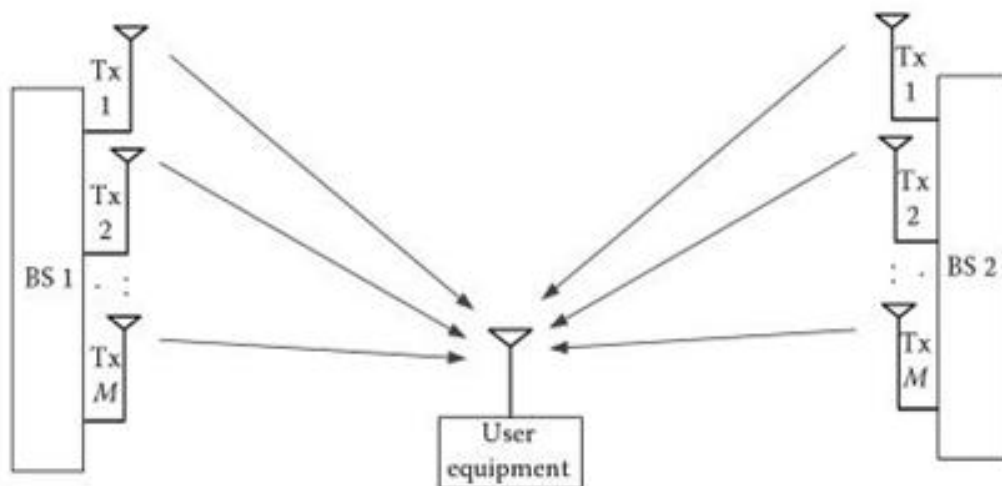


Figura 10: Transmisión multipunto coordinada en un enlace descendente MIMO [5]

De forma análoga a un sistema MU-MIMO, se emplea un preprocesamiento como conformado de haz, ZF, MMSE o codificación en papel sucio para asegurar que el usuario recibe una señal procesada previamente desde las múltiples BS. En este caso, el UE utiliza habitualmente un receptor de baja complejidad. Esta técnica es empleada en LTE-Advanced (3GPP Release 10).

También se necesita conocer con cierta precisión la información del estado del canal (CSI) descendente en la parte transmisora, lo que supone una implementación dificultosa. En el caso de TDD, obtener la CSI es trivial, ya que como en el canal

ascendente, en el descendente los canales son prácticamente el mismo. No obstante, en caso de FDD, obtener la CSI en el lado del transmisor es una tarea compleja.

Dependiendo de la forma en que se realice la coordinación entre las diferentes BS, y la forma en la que la información del estado del canal es obtenida (en el modo FDD), dos arquitecturas distintas pueden ser implementadas:

-Arquitectura centralizada: en esta arquitectura, hay una unidad de control central (CU) que decide el esquema de transmisión y la asignación de recursos para ser usados por las distintas BS. En este caso, la CU está conectada a las distintas BS del clúster. Cada UE estima la CSI del enlace descendente a partir de las señales recibidas de cada BS. Entonces, la CSI es enviada de vuelta hacia la BS correspondiente. En una tercera etapa, CSI es enviada desde las distintas BS del clúster hasta la CU mediante canales de retorno. Basada en la CSI, la unidad de control central decide el esquema de transmisión y la asignación de recursos para ser utilizados por cada BS, y manda esta información a las distintas BS del clúster. La limitación más importante de esta arquitectura se basa en la latencia, cuyo factor puede terminar en una degradación del rendimiento debido a las rápidas variaciones de la información del estado del canal.

-Arquitectura distribuida: en esta arquitectura, cada BS está asociada a un CU diferente y la decisión sobre los esquemas de transmisión y la asignación de recursos se realiza independientemente del nivel de las BS. Esta información es intercambiada entre las BS del clúster. En este caso, este conjunto de datos de vuelta no se envía sólo a la BS de referencia, sino también a todas las BS. En esta forma de CU asociada cada BS tiene información sobre los distintos canales del enlace descendente y toma la decisión de forma coordinada. Una ventaja de esta arquitectura se basa en el factor de que la latencia es mucho más reducida y no hay necesidad de utilizar canales de retorno para el propósito del intercambio de CSI. No obstante, esta arquitectura es objeto de un mayor número de errores causados por la transmisión para el enlace ascendente.

### 3.4.3 Macro-diversidad

El término macro-diversidad se refiere a la transmisión de la misma información por diferentes BS hacia los UE en el enlace descendente. Por lo tanto, esto puede ser visto con un tipo particular de cooperación de BS. La macro-diversidad tiene como objetivo el abastecimiento de diversidad adicional en situaciones donde el terminal está lejos de las BS, para asegurar una transmisión precisa entre dos células o dos sectores de la misma célula. Esto permite la compensación de las pérdidas por trayecto que afectan a la transmisión hacia el usuario situado en el borde de la célula.

Consecuentemente, esto permite una reducción de la cantidad de potencia de transmisión necesaria para alcanzar a receptores distantes, y de esta forma se incrementa la capacidad de la red.

La ganancia del rendimiento que se consigue por la macro-diversidad, depende del orden de diversidad del canal. Un canal de dos trayectos se beneficia más de la macro-diversidad que un canal de seis trayectos, porque el último ya exhibe un alto orden de diversidad multitrayecto.

Hay dos tipos de redes que son consideradas: las redes de multifrecuencia (MFN) y las redes de frecuencia única (SFN). Usando las mismas frecuencias de transmisión (desde distintas BS), se aprovecha la diversidad y el desvanecimiento tiende a ser evitado.

En el caso especial de OFDM, dos casos principales de macro-diversidad pueden ser distinguidos:

1. BS están sincronizadas, por lo menos para permitir la recepción de señales en los UE desde dos o más BS con una diferencia de tiempo pequeña
2. BS no están sincronizadas.

En el primer caso, las BS pueden transmitir señales idénticas a los usuarios en el mismo recurso de tiempo-frecuencia. Esto es posible porque las señales se superpondrán. En esta situación, la ISI no se produce siempre. Por consiguiente, el terminal puede emplear un único receptor para demodular la señal superpuesta. En este escenario la macro-diversidad se comporta justo como TD (desde un único transmisor con múltiples antenas espaciadas).

Cuando distintas BS transmiten los mismos datos sobre las mismas subportadoras, el canal de propagación resultante es equivalente a la suma de todos los canales de propagación, el cual aumenta la ganancia de diversidad (el desvanecimiento es evitado). Sin embargo, cuando las BS envían los mismos datos sobre distintas subportadoras (MFN), la diversidad máxima que puede ser lograda se beneficia de la suma de las potencias del canal de propagación.

Si las BS no están sincronizadas, el terminal necesitará cadenas de receptores separados para demodular las señales de las distintas BS. Por otra parte, para evitar la interferencia, los recursos de tiempo-frecuencia ortogonales tienen que ser asignados a distintas BS. Esto es todavía muy complicado de cumplir, por lo que, en el caso general, la interferencia podrá aparecer y la eficiencia espectral decrecerá.

### 3.4.4 Multihop Relay

Una clave importante para mejorar la cobertura y la capacidad para transmisiones de alta calidad *broadcast* y *multicast* en redes móviles es suministrar un servicio homogéneo, independientemente de las posiciones de los usuarios, es decir, permitir tasas de datos altas para los distintos usuarios inclusive en el borde de la célula. *Multihop relay* es una técnica que puede ser empleada superar estas limitaciones.

Los usuarios situados en el borde de la célula sufren una alta pérdida de propagación y una gran interferencia inter-celular de las células vecinas. Otros usuarios sin embargo, residen en zonas que sufren fuertes efectos de sombreado (*shadowing*) o requieren cobertura interior desde una BS exterior.

Estas limitaciones originan una degradación de la SNR, lo que se traduce en una calidad de servicio reducida. En consecuencia, el objetivo global de la técnica *multihop relay* es conseguir mayor potencia en el borde de la célula y dentro de las zonas sombreadas, lo que implica una interferencia adicional mínima para las células vecinas. No obstante, mediante el uso de *multihop relay* se consigue también incrementar la capacidad de célula así como del ciclo de vida de las baterías de los UE.

### **3.4.5 Esquemas de Transmisión Multi-Resolución**

En un sistema celular de difusión hay una red heterogénea con terminales que poseen diferentes capacidades y velocidades de conexión. Por lo que se pueden realizar una transmisión escalable, de distintas calidades, para adecuarse a los distintos dispositivos.

Mientras que un sistema de transmisión digital convencional tiene un umbral de ruido a partir del cual el uso del sistema se degrada rápidamente, es posible utilizar una descomposición de la codificación de la fuente en distintas resoluciones, para lograr un mejor comportamiento frente a la degradación del canal.

Se utiliza principalmente para el caso particular de transmisión digital de video.

El primer flujo de datos, el más importante, debe incluir la capa base mientras que la capa mejorada será enviada por la segunda antena para el flujo de datos menos importante. Dependiendo de la potencia y de las condiciones del canal, un determinado usuario UE podrá recibir exitosamente los dos flujos o solo el que incluye la capa base. Usando esta metodología, la potencia de transmisión puede ser reducida, porque la tasa de transmisión de datos se reduce.



# Capítulo IV

## Modelo del sistema

Partiendo de un canal de enlace descendente en un sistema celular inalámbrico, se diseña, de forma independiente, una matriz de precodificación  $Wtx$  para cada una de las  $L$  células presentes en el sistema. Esta matriz de precodificación es consciente de la interferencia producida por las BS en los receptores pertenecientes a otras células vecinas e intenta minimizar dicha interferencia.

Se despliegan  $M$  estaciones base (BS) y  $N$  usuarios, con  $M = N$ . Cada BS, estará equipada con  $t$  antenas de transmisión y servirán a un usuario con  $r$  antenas de recepción, siendo  $t \geq r$ . Dando lugar a un sistema MIMO distribuido con  $Mt$  transmisores y  $Nr$  receptores.

En este escenario, la matriz de canal  $H$  tiene en cuenta la atenuación producida por las pérdidas por trayecto (path-loss) y por el desvanecimiento (fading) desde las  $t$  antenas de cada BS hasta las  $Nxr$  antenas de recepción del sistema. Además consideramos que no hay ISI por ser un sistema basado en OFDM, ya que se supone de aplicación principalmente para redes 4G LTE. [19] [20]

La matriz de canal completa  $H$ , estará formada por cada una de las submatrices  $H_{ij}$ , con  $i = 1 \dots M$  y  $j = 1 \dots N$ , siendo la BS y el usuario respectivamente, que establecen el enlace de comunicación. A su vez estas submatrices, están definidas por el conjunto de valores  $h_{kl}$  que representan el canal establecido entre la antena transmisora  $l$ , con  $l = 1 \dots t$ , y la antena receptora  $k$ , con  $k = 1 \dots r$ .

La representación de una submatriz para un usuario y estación base determinados, se puede expresar de la forma:

$$H_{ij} = \begin{pmatrix} h_{11}^{(ij)} & \dots & h_{1t}^{(ij)} \\ \dots & \dots & \dots \\ h_{r1}^{(ij)} & \dots & h_{rt}^{(ij)} \end{pmatrix}$$

De esta manera, el modelo del canal de comunicaciones entre una estación base  $i$  y un usuario  $j$ , es decir  $H_{ij}$ , en un sistema MIMO se podría ver de forma esquemática como:

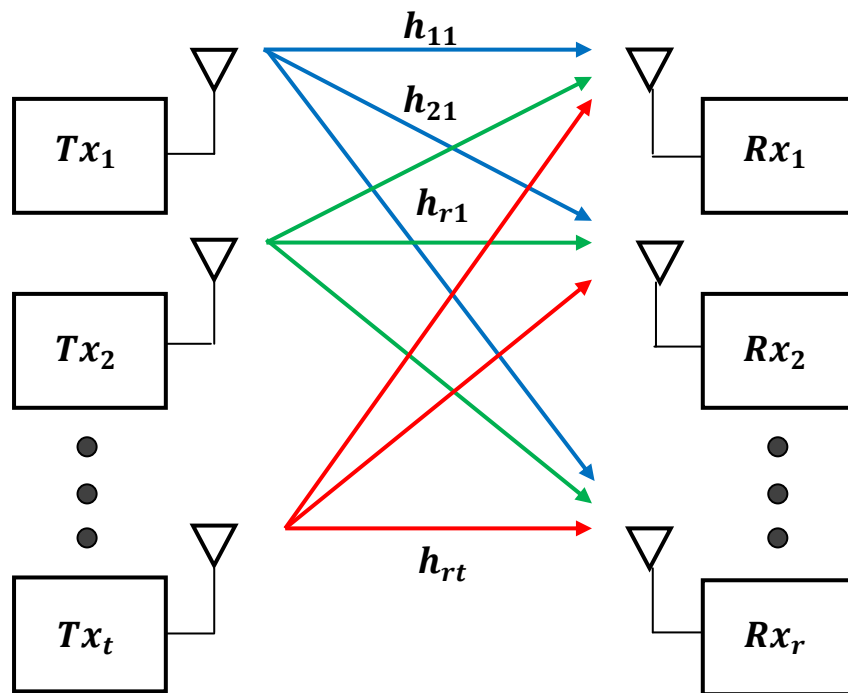


Figura 11: Canal de comunicaciones en un sistema MIMO

La información que se va a transmitir a los usuarios y que posteriormente será precodificada por la matriz  $Wtx$ , está representada por el vector de información  $u$ , que será aleatorio y con matriz de correlación  $R_u = I$ .

La información es precodificada y luego transmitida, vector  $x$ , para posteriormente atravesar el canal de comunicaciones, por lo tanto  $x = Wtx u$ . La señal transmitida junto con el ruido aditivo, modelado por el vector  $n$ , dan lugar a la señal recibida  $y$ .

$$y = H x + n = H Wtx u + n$$

El vector de ruido  $n$  se asume que es blanco y extraído de una distribución gaussiana. Su matriz de autocorrelación es entonces de la forma  $R_n = \sigma_n^2 I$ , donde  $\sigma_n^2$  es obtenida en función de la SNR en el borde de la célula:

$$\rho = \frac{P_{max} G_{tx} G_{rx} PL(R_{célula})}{\sigma_n^2}$$

Finalmente en los receptores se procederá a la estimación de la información recibida  $\hat{u}$ , obteniendo:

$$\hat{u} = W_{rx} H W_{tx} u + W_{rx} n$$

Por tanto, el modelo del sistema se puede representar de la siguiente forma:

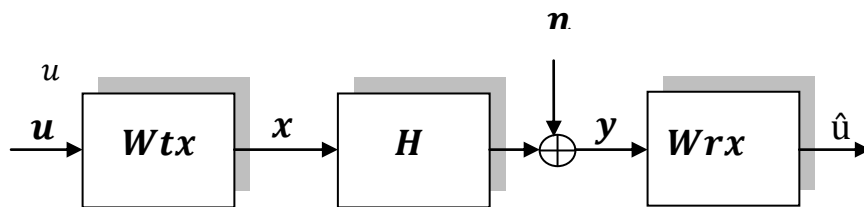


Figura 12: Modelo del sistema MIMO

Definimos una partición de la matriz de canal separando las  $r$  antenas de recepción del usuario que está siendo servido por una BS determinada, de las  $a + b$  antenas de recepción fuera de la célula en la que se encuentra situada [21]. Reescribiendo por tanto la matriz de canal de cada una de las BS como:

$$H = \begin{pmatrix} Hc_1 \\ Hc \\ Hc_2 \end{pmatrix} \quad (1)$$

El objetivo de realizar transmisiones ortogonales para anular, o reducir al máximo posible, la interferencia entre las células, implica la necesidad del conocimiento previo por parte de todas las BS implicadas de las señales a transmitir hacia los usuarios. Por lo que la BS que transmite al usuario de su célula deberá conocer el canal de las BS interferentes para la correcta creación de su matriz de precodificación.

En nuestro escenario de simulación tendremos acceso al valor de  $Hc$  con facilidad, sin embargo, el cálculo de los valores de  $Hc_1$  y  $Hc_2$  es más costoso pues requiere procedimientos de estimación del canal intercelular. En ciertos escenarios, como en entornos urbanos, la interferencia entre células adyacentes es realmente crítica sólo

en los límites de la célula debido a la alta pérdida de propagación. Por lo tanto, una implementación realista implicaría que cada BS conociera el canal para los usuarios en las celdas vecinas y mediante esa información construir, de forma independiente del resto, una estimación de las matrices  $Hc_1$  y  $Hc_2$ . En nuestro caso, asumimos un conocimiento total de la matriz de canal completa  $H$  en cada una de las BS.

En cuanto a la parte receptora, supondremos un receptor lineal simple cuya matriz será  $Wrx$  y dado que ante la falta de coordinación no hay conocimiento de los otros receptores del sistema, sólo tendrá en cuenta las  $r$  antenas de recepción del usuario al que se está dando servicio, no las pertenecientes a los usuarios interferidos.

Utilizaremos para el receptor un filtro de control de ganancia automático, implementado con un escalar  $\alpha$ , resultando  $Wrx = \alpha I_r$ . Este filtro de control de ganancia automático no tendrá ningún efecto sobre el rendimiento del sistema, es un mero recurso matemático que permite resolver el problema más fácilmente.

Particionando los vectores de información y ruido, al igual que se ha hecho previamente en la matriz de canal de cada BS, para distinguir el conjunto de información destinada al receptor deseado del que proviene de estaciones base interferentes, podemos reescribir el modelo de la señal extremo a extremo para cada la estaciones base  $i$  :

$$\begin{pmatrix} \hat{u}c_1 \\ \hat{u}c \\ \hat{u}c_2 \end{pmatrix}_i = \alpha \begin{pmatrix} Hc_1 \\ Hc \\ Hc_2 \end{pmatrix}_i Wtx_i u + \alpha \begin{pmatrix} nc_1 \\ nc \\ nc_2 \end{pmatrix}$$

Los elementos  $\hat{u}c_1$  y  $\hat{u}c_2$  representan la interferencia que la transmisión de  $u$  en las  $a + b$  antenas fuera de la célula seleccionada genera sobre el usuario deseado, mientras que  $\hat{u}c$  es la estimación de los símbolos de datos realizada.

Cabe resaltar, que la matriz de precodificación  $Wtx_i$  se refiere a la matriz de precodificación de la BS  $i$  y no a la matriz de precodificación total del sistema.

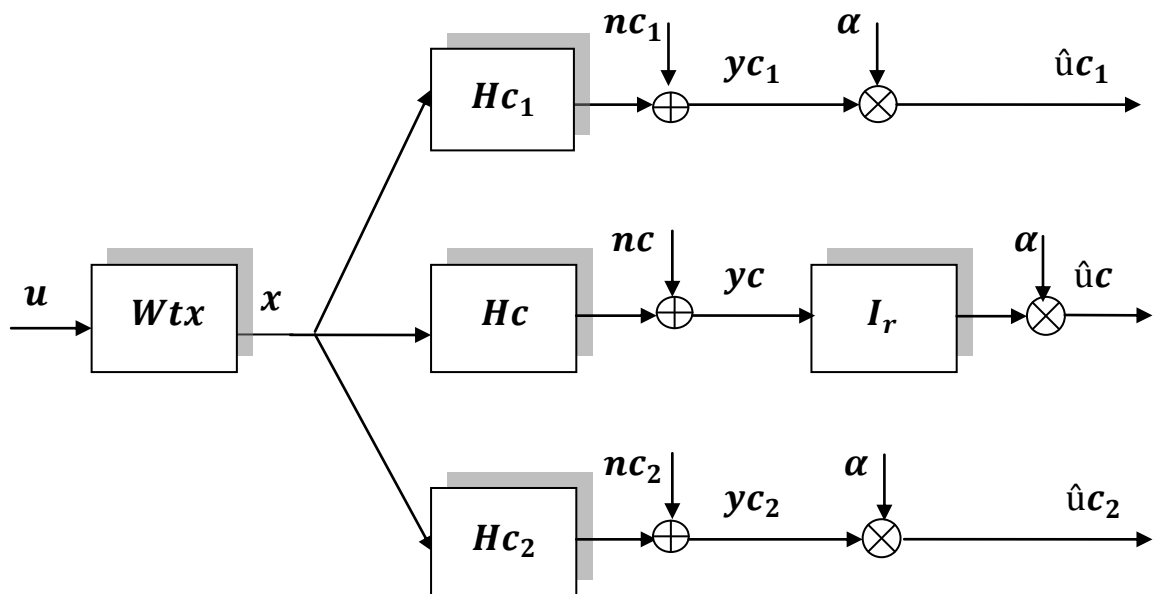
También se ha descompuesto el vector de ruido  $n$  en tres partes, que se suponen no correladas entre sí y que será descrito por su matriz de correlación, que será una matriz diagonal que incluirá a su vez a las matrices de correlación de los citados tres términos.

$$R_n = \begin{pmatrix} R_n^{c1} & 0 & 0 \\ 0 & R_n^c & 0 \\ 0 & 0 & R_n^{c2} \end{pmatrix}$$

Con las modificaciones realizadas al modelo de sistema general para que se incluya la consciencia de interferencia, el actual modelo de sistema para una estación base quedará representado en la *Figura 13*.

El nuevo modelo de sistema se comporta como tres canales diferentes en paralelo, alimentados todos ellos por la misma señal, el vector  $x$ .

En el lado del receptor, de las tres componentes del vector de la señal recibida, dos son información interferente y por tanto no deseada. Para tratar de reducir la interferencia habrá por tanto que minimizar ambas componentes.



*Figura 13: Modelo del sistema MIMO de interferencia consciente*



# Capítulo V

## Esquemas de Precodificación

### 5.1 Precodificación

Como se ha visto en el modelo del sistema, parece que a priori, no hay forma de desligar completamente los diferentes usuarios presentes unos de otros de forma que la señal recibida por un usuario dependa únicamente de la información destinada a ese usuario, es decir, del vector de información utilizado por la BS con la que se comunica.

Si no se aplicara ningún tipo de procesamiento de señal, los datos de todos los usuarios estarían ligados sin más remedio debido al canal de comunicación, por lo que las diferentes técnicas de precodificación de la señal cobran una gran importancia.

La precodificación es una técnica de procesado de señal ampliamente utilizada en transmisiones MIMO. Se basa en la transmisión de señales de forma ortogonal desde cada una de las antenas de la BS con el objetivo de cancelar, o reducir lo máximo posible, las señales no destinadas al usuario deseado. Estas señales interferentes comprometen el rendimiento del sistema aumentando la tasa de error, BER, y a su vez, limitando su capacidad.

Para poder emplear alguna de las técnicas de precodificación, es necesario el conocimiento del canal en las BS mediante estimación del canal en los receptores y realimentación de esta información hacia las BS.

Hay que tener en cuenta que al tratarse del enlace descendente, los diferentes tipos de filtrado de precodificación tratan de encontrar el precodificador de transmisión  $W_{tx}$  óptimo y no se preocupan por el de recepción  $W_{rx}$ , porque la complejidad del procesamiento de señal se encuentra en las estaciones base, al contrario que sucedería en el enlace ascendente. Por este motivo, en el modelo del sistema previamente descrito, se ha definido el filtro de recepción  $W_{rx}$  como  $W_{rx} = \alpha I_r$ .

Existen métodos de precodificación tanto lineales como no lineales, sin embargo en nuestro sistema consideraremos filtrado lineal con el objetivo de lograr un equilibrio entre rendimiento y complejidad, puesto que aunque las técnicas no lineales logran una mayor capacidad del sistema, también requieren una mayor complejidad computacional. Las técnicas lineales por su parte, logran un rendimiento bastante óptimo rebajando considerablemente el coste computacional.

A continuación se describen algunos de los filtros lineales de precodificación más utilizados en sistemas de comunicaciones inalámbricos basados en la tecnología MIMO, definidos y resueltos analíticamente en [21], con sus respectivas funciones de coste a optimizar. Se detallará con mayor profundidad aquel que va a ser la base del filtro de precodificación elegido para realizar las distintas simulaciones que se llevarán a cabo a lo largo del proyecto.



## 5.2 Filtros adaptados

Este tipo de filtro se centra en conseguir maximizar la relación señal a ruido (SNR) en el receptor correspondiente, un objetivo muy común en los sistemas de comunicaciones. Se centran solo en el ruido, ignorando la interferencia producida por el resto de señales transmitidas que llegan al receptor, y que es el principal problema al que se enfrentan hoy en día las comunicaciones. Por lo tanto su rendimiento sobre sistemas celulares inalámbricos MIMO es bastante pobre.

La función de coste del problema de optimización a resolver, si restringimos la potencia a transmitir, se puede expresar de la forma:

$$W_{tx} = \arg \max_{W_{tx}} |E\{u^H \hat{u}\}|^2 \quad s.t. \quad E\{\|W_{tx} u\|^2\} \leq P_{max}$$

## 5.3 Filtros de Forzado a Cero (ZF)

Los filtros de forzado a cero, son totalmente opuestos a los filtros adaptados, ya que mientras estos últimos sólo se centran en el ruido, tratando de maximizar la SNR sin tener en cuenta la interferencia, los filtros ZF se preocupan únicamente de la interferencia entre usuarios, tratando de cancelarla o reducirla al mínimo posible. El problema derivado de esta cancelación, es que puede conllevar la disminución de la SNR.

El forzado a cero viene de la idea de la inversión del canal. El objetivo es eliminar la interferencia tratando de invertir el canal mediante la matriz de precodificación  $W_{tx}$ . El resultado exitoso del ZF conlleva que cada usuario reciba exclusivamente la información destinada a él, aunque esté algo atenuada e incluya ruido.

Matemáticamente, el problema se reduce a conseguir un precodificador que cumpla con la expresión:  $W_{rx} H W_{tx} = I$ . Por lo que el problema de optimización se podría escribir como:

$$W_{tx} = \arg \min_{W_{tx}} E\{\|W_{tx} u\|^2\} \quad s.t. \quad W_{rx} H W_{tx} = I$$

La potencia total transmitida se puede expresar:

$$P_{tx} = E\{\|Wtx u\|^2\} = \text{Traza}(Wtx R_u Wtx^H)$$

En ocasiones, obtener el filtro ZF óptimo implica compensar el canal con una potencia extremadamente grande y en el caso probable de que haya algún tipo de restricción de potencia de transmisión, habrá que buscar una buena relación de potencias en la BS de manera que la potencia transmitida por cada una de ellas esté acotada sin alterar la precodificación del ZF, cuyo objetivo, como ya se ha comentado es anular la interferencia entre usuarios a costa de perder algo de ganancia de la señal.

## 5.4 Filtros MMSE

Estos filtros consideran la reducción de la potencia media de la señal de error, que es la diferencia entre la señal de salida en la parte del transmisor y la señal estimada por el usuario en recepción, esto es, minimizar el error cuadrático medio en el receptor.

Se pueden distinguir dos tipos, en función de si en el problema de optimización se presentan o no restricciones de potencia: MMSE-UC, sin restricción de potencia, y MMSE-C, limitado en potencia.

Los filtros MMSE-UC se encargan únicamente de encontrar el valor de la variable a ser optimizada que hace que la primera derivada de la función de coste sea cero.

En el caso con restricción de potencia, MMSE-C, la obtención del MMSE óptimo puede resultar una tarea complicada, teniendo que recurrir a herramientas matemáticas de mayor complejidad.

El problema de optimización para el filtro MMSE-UC, se podría expresar como:

$$W_{MMSE-UC} = \arg \min_{Wtx} E\{\|u - \hat{u}\|^2\}$$

Por lo que hay que encontrar el valor de  $Wtx$  que minimiza la traza de la matriz de autocorrelación del error,  $R_e$ , siendo el error en recepción de la forma  $e = u - \hat{u}$ .

En el caso del filtro MMSE-C, bastaría con añadir la restricción de potencia:

$$W_{MMSE-C} = \arg \min_{Wtx} E\{\|u - \hat{u}\|^2\} \quad s.t. \quad E\{\|Wtx u\|^2\} \leq P_{max} \quad (2)$$

Utilizando Lagrangianos, derivando y despegando, se llega al valor final de  $Wtx$ :

$$\begin{aligned}
Wtx &= \alpha^* (|\alpha|^2 (Wrx H^H) (Wrx H) + \lambda I)^{-1} (Wrx H)^H = \\
&= \frac{\alpha^*}{|\alpha|^2} \left( (Wrx H^H) (Wrx H) + \frac{\lambda}{|\alpha|^2} I \right)^{-1} (Wrx H)^H \quad (3)
\end{aligned}$$

Con  $\alpha$ :

$$\alpha = \frac{\text{traza} (R_u (Wrx H Wtx)^H)}{\text{traza} ((Wrx H Wtx) R_u (Wrx H Wtx)^H + Wrx R_n Wrx^H)}$$

En escenarios donde la interferencia predomina claramente sobre el ruido, por ejemplo cuando se trata de un sistema con un elevado número de usuarios como en el caso bajo estudio del proyecto donde suponemos un sistema MIMO multiusuario, que se consiga cancelar la interferencia a cambio de reducir la relación señal a ruido, es una buena opción en cuanto a rendimiento, y es por esta razón por la que son ampliamente usados en sistemas de comunicaciones MIMO.

## 5.5 Filtro de interferencia consciente

El sistema celular MIMO propuesto tiene como objetivo la utilización de un esquema de precodificación que generará cada BS de forma coordinada con el resto de las BS pertenecientes al mismo clúster. Sin embargo, la falta de coordinación con el resto de BS ubicadas en células fuera del citado clúster provoca la aparición de interferencia en el receptor, condicionando fuertemente el rendimiento del sistema. Por este motivo se propone el uso de un tipo de filtrado que tiene en cuenta la aparición de la interferencia.

En el proyecto se utilizará el diseño del filtro de interferencia consciente propuesto en [10], que va un paso más allá de los filtros MMSE incorporando los diferentes términos de interferencia producidos por los clúster vecinos, a la formulación de optimización ya descrita en el apartado anterior en el modelo del sistema de interferencia consciente.

El problema de optimización se sigue tratando como un problema de minimización del MSE, sin embargo, no sólo se trata de minimizar el error cuadrático medio entre  $\hat{u}_c$  y  $u$ , también se incluyen los términos de interferencia representados por  $\hat{u}_{c_1}$  y  $\hat{u}_{c_2}$  en la

función de coste y aplicamos posteriormente un criterio ZF para tratar de mantenerlos lo más pequeños posible, lo que lleva a un diseño conjunto MMSE-ZF.

Por lo tanto, el problema de optimización resultante si se aplica una restricción en la potencia total transmitida por la BS, se puede expresar como:

$$W_{tx} = \arg \min_{W_{tx}, \alpha} E \left\{ \left\| \begin{pmatrix} 0 \\ u \\ 0 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \hat{u}c_1 \\ \hat{u}c \end{pmatrix} \right\|^2 \right\} \quad s.t. \quad E\{\|W_{tx} u\|^2\} \leq P_{max}$$

Como se aprecia, la única diferencia de esta formulación con respecto a la ecuación (2) para un filtro MMSE con restricción de potencia, es la inclusión de los términos de interferencia en el vector de información.

Aplicando el Lagrangiano al problema de optimización y teniendo en cuenta que en nuestro diseño  $W_{rx}$  es igual a la matriz identidad multiplicada por un escalar, obtenemos:

$$\begin{aligned} L(W_{tx}, \alpha, \lambda) = & \text{traza} \left( (I - \alpha H_c W_{tx}) R_u (I - \alpha H_c W_{tx})^H \right) + \quad (4) \\ & + |\alpha|^2 \text{traza} \left( (H_{c1} W_{tx}) R_u (H_{c1} W_{tx})^H \right) + \\ & + |\alpha|^2 \text{traza} \left( (H_{c2} W_{tx}) R_u (H_{c2} W_{tx})^H \right) + \\ & + |\alpha|^2 \text{traza} (R_n) + \lambda (\text{traza} (W_{tx} R_u W_{tx}^H) - P_{max}) \end{aligned}$$

Siendo  $R_u$  el vector de la matriz de autocorrelación del vector de información  $u$ .

Si diferenciamos ahora el nuevo Lagrangiano, ecuación (4), con respecto a  $W_{tx}^H$ , se obtiene:

$$\frac{\partial L(W_{tx}, \alpha, \lambda)}{\partial W_{tx}^H} = |\alpha|^2 H^H H W_{tx} R_u + \lambda W_{tx} R_u - \alpha^* H_c^H R_u$$

Donde la última igualdad viene de la definición de la matriz  $H$  que se dio en la ecuación (1).

Igualando la derivada anterior a 0 y resolviendo, el valor final para  $Wtx$  será:

$$Wtx = \alpha^* (|\alpha|^2 H^H H + \lambda I)^{-1} H_c^H$$

Extrayendo  $|\alpha|^2$  de la matriz inversa:

$$Wtx = \frac{\alpha^*}{|\alpha|^2} \left( H^H H + \frac{\lambda}{|\alpha|^2} I \right)^{-1} H_c^H$$

Comparando esta solución con la obtenida para el filtro MMSE-C, ecuación (3), es fácil observar que el filtro de interferencia consciente, a pesar de ser un filtro MMSE, difiere respecto del original debido a los términos de interferencia introducidos.

Se puede apreciar como en el filtro de interferencia consciente la matriz inversa es multiplicada después por  $H_c^H$  y no por la matriz de canal completa  $H^H$ , como sucede en MMSE-C.

Esto arroja una posible interpretación sobre los filtros MMSE ya que fijándose en su formulación, se asemejan a una combinación entre filtro adaptado y filtro de forzado a cero, ya que la matriz que multiplica a la inversa actúa como un filtro adaptado puesto que al aparecer  $H_c^H$  en lugar de  $H^H$ , hace que sólo se tenga en cuenta el canal correspondiente a la señal deseada, descartando de esta forma el resto de canales interferentes fuera de la célula.

También se puede ver que dentro de la inversa están incluidos los términos de interferencia de la matriz de canal, es decir,  $Hc_1^H$ ,  $Hc_2$ ,  $Hc_1$  y  $Hc_2^H$ , lo que en realidad significa que el precodificador trata la interferencia como si fuera ruido.

Para calcular el valor del escalar que aparece dentro de la inversa  $\frac{1}{|\alpha|^2}$ , se hace la siguiente definición:

$$F = H^H H + \frac{\lambda}{|\alpha|^2} I$$

Con lo que se puede reescribir  $Wtx$  como:

$$Wtx = \frac{\alpha^*}{|\alpha|^2} (F)^{-1} H_c^H = \frac{\alpha^*}{|\alpha|^2} \widetilde{Wtx}$$

Derivando con respecto a  $\alpha^*$ :

$$\frac{\partial L(Wtx, \alpha, \lambda)}{\partial \alpha^*} = \alpha^* \text{traza} \left( (H Wtx) R_u (H Wtx)^H + R_n \right) - \text{traza} \left( R_u (H_c Wtx)^H \right)$$

Despejando la ecuación anterior, se obtiene el valor de  $\alpha$  por el cual el Lagrangiano tiene un punto singular:

$$\alpha = \frac{\text{traza} \left( R_u (H_c Wtx)^H \right)}{\text{traza} \left( (H Wtx) R_u (H Wtx)^H + R_n \right)} \quad (5)$$

Aplicando la restricción de potencia en transmisión:

$$\begin{aligned} P_{tx} &= E\{\|Wtx u\|^2\} = \text{Traza} (Wtx R_u Wtx^H) = \\ &= \frac{1}{|\alpha|^2} \text{traza} (\widetilde{Wtx} R_u \widetilde{Wtx}^H) = \frac{1}{|\alpha|^2} \text{traza} (F^{-1} H_c^H R_u H_c^H F^{-1}) = \\ &= \frac{1}{|\alpha|^2} \text{traza} (F^{-2} H_c^H R_u H_c) \quad (6) \end{aligned}$$

A partir de las ecuaciones (5) y (6), se puede observar con facilidad que:

$$\frac{\lambda}{|\alpha|^2} = \frac{\text{traza} (R_n)}{P_{tx}}$$

Igualando  $P_{tx}$  con  $P_{max}$  conseguimos:

$$Wtx = \frac{\alpha^*}{|\alpha|^2} \left( H^H H + \frac{\text{traza} (R_n)}{P_{max}} I \right)^{-1} H_c^H \quad (7)$$

Siendo  $|\alpha|^2$ :

$$|\alpha|^2 = \frac{P_{max}}{\text{traza} \left( \left( H^H H + \frac{\text{traza} (R_n)}{P_{max}} I \right)^{-2} H_c^H R_u H_c \right)}$$

Si suponemos  $\alpha$  como un número real, ya se puede despejar su valor:

$$\alpha = \sqrt{\frac{P_{max}}{\text{traza} \left( \left( H^H H + \frac{\text{traza}(R_n)}{P_{max}} I \right)^{-2} H_c^H R_u H_c \right)}} \quad (8)$$





# Capítulo VI

## Simulaciones

### 6.1 Escenario de Simulación

El escenario de simulación ha sido realizado mediante el uso de la herramienta Matlab permitiendo la creación de un programa que recrea un entorno celular inalámbrico con un alto grado de personalización, puesto que es totalmente parametrizable.

Podemos obtener diversos resultados sobre el rendimiento del sistema para el caso del enlace descendente, modificando las distintas variables que intervienen en el cálculo, como son: el tamaño de las células, el número de antenas tanto en transmisión como en recepción, así como la potencia utilizada en la transmisión y la relación señal a ruido del sistema.

La definición del área de cobertura que ocupará cada célula para delimitar las zonas en las cuales los usuarios serán servidos por cada una de las correspondientes estaciones base situadas en cada una de ellas, en principio, no necesita ser regular, aunque en la práctica, para evitar solapamiento o espacios entre celdas colindantes, sí que es necesaria una estructura geométrica definida.

Para evitar una alta complejidad a la hora de crear el programa de simulación, en el diseño del sistema celular se utilizarán dos células adyacentes con forma cuadrangular, en lugar de hexagonal que es la forma más habitual utilizada en los despliegues.

Dentro de estas células posicionamos una estación base BS situada en el centro de cada una de ellas, que será la encargada de dar cobertura a todos los usuarios que se encuentren dentro de sus límites.

Un usuario será colocado en cada celda mediante la representación de una muestra de una distribución normal cuyo soporte es igual al área asignada a la celda. A partir de la ubicación de los usuarios, se calcula la distancia con respecto a cada una de las estaciones base.

Los distintos usuarios desplegados dentro del sistema serán usuarios estáticos puesto que se considerará que no van a variar de posición, dando lugar de esta forma a la obtención de canales estáticos en un determinado instante de tiempo.

Además, ambas BS están transmitiendo simultáneamente a los usuarios desplegados sobre el escenario, produciéndose de este modo la aparición de las señales interferentes no deseadas.

Suponiendo nuestras células siguiendo el estándar LTE en un entorno urbano, el radio escogido para las mismas será de 250 m. Tanto las características de las estaciones base como de los equipos de usuario se han elegido de acuerdo a las especificaciones habitualmente utilizadas en LTE. [22]

Las antenas (isotrópicas y omnidireccionales) de las estaciones base  $t$ , transmitirán las señales con una ganancia de transmisión  $G_{tx} = 14 \text{ dBi}$  y una potencia máxima disponible de  $46 \text{ dBm}$ , puesto que en el proyecto se incluye restricción de potencia en la parte transmisora.

El número de antenas de transmisión operativas en cada una de las BS es configurable, como se ha comentado previamente, aunque se han utilizado los valores más comúnmente empleados en los sistemas MIMO: desde 2 hasta 8 antenas de transmisión por estación base. En cualquier caso, el número de antenas de transmisión ha de ser siempre mayor o igual que el número total de antenas de recepción.

En cuanto a las antenas de recepción de los equipos de los usuarios, se supone que no tendrán ni ganancia ni pérdidas, es decir, su ganancia será de  $G_{rx} = 0 \text{ dBi}$ . El número de antenas de usuario elegido para la simulación serán valores desde 1 hasta 8 antenas de recepción por cada usuario.

A la hora de dimensionar el sistema celular, dispondremos de un número total de  $k$  canales de información, que dependerá del número de antenas utilizadas en el receptor, puesto que  $k \leq Nr$ , siendo  $N$  el número de usuarios y  $r$  el número de antenas en el receptor.

Para caracterizar los distintos efectos que causan una reducción importante de la velocidad de transmisión de datos y un incremento del número de errores sobre las señales transmitidas en los sistemas radioeléctricos inalámbricos, la propagación de la señal está también caracterizada de acuerdo a los modelos de 3GPP para LTE. [22]

Las pérdidas por trayecto (Path Loss) en función de la distancia, se obtienen como:

$$PL(d) = 98,1 + 37,6 \log_{10}(d) \text{ [dB]}$$

Siendo  $d$  la distancia en metros entre la antena transmisora de una determinada estación base y el usuario que recibe su señal.

Además el nivel de la señal recibida es atenuado debido a los distintos obstáculos que se encuentra durante el recorrido. Este efecto conocido como desvanecimiento (Fading) se incluye en el programa de simulación mediante la utilización de un coeficiente  $r_{ij}^{kl}$  de una distribución gaussiana compleja con potencia unidad, que modelará el desvanecimiento entre la  $k$ -ésima antena receptora del  $j$ -ésimo usuario colocado en la posición  $Y_j$  y la  $l$ -ésima antena de transmisión de la  $i$ -ésima estación base alojada en  $X_i$ .

Cada elemento de la matriz de canal  $H$  se calcula entonces como:

$$h_{kl}^{(ij)} = \sqrt{PL(\|Y_j - X_i\|) r_{ij}^{kl}}$$

Obteniendo la matriz de canal completa para nuestro sistema celular que comprende dos usuarios y dos estaciones base:

$$H = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{21} \\ H_{12} & H_{22} \end{bmatrix}$$

Siendo cada elemento  $H_{ij}$  el canal que se establece entre la estación base  $i$  y el usuario  $j$ .

Asumiremos en todo momento el conocimiento a priori del canal en los transmisores.

El vector de ruido  $n$  a la entrada de las antenas de usuario se asume que es blanco y extraído de una distribución gaussiana compleja, con una matriz de correlación de la forma  $R_n = \sigma^2 I$ , donde  $\sigma$  se obtiene de la relación señal a ruido ( $\rho$ ) en el caso peor, esto es, en el borde de la célula.

Por lo tanto:

$$\sigma^2 = \frac{P_{max} G_{tx} G_{rx} PL(R_{célula})}{\rho}$$

En este escenario propuesto, vamos a simular numerosas repeticiones que darán lugar a diferentes despliegues de los usuarios dentro de su celda, obteniendo sus correspondientes matrices de canal.

En transmisión se considera una constelación QPSK, y para obtener un mayor número de muestras de la matriz  $H$  para lograr una representación lo más fiel posible, se transmiten varios centenares de símbolos a la hora de generar cada una de las matrices de canal  $H$ .

El cálculo de la matriz de precodificación se divide en dos partes, el precodificador de la estación base 1,  $Wtx_1$ , y el precodificador de la estación base 2,  $Wtx_2$ , quedando la matriz de precodificación del sistema de la forma:

$$Wtx = \begin{bmatrix} Wtx_1 & 0 \\ 0 & Wtx_2 \end{bmatrix}$$

Cada uno de los precodificadores se obtendrá de acuerdo a la ecuación (7), definida para el precodificador de interferencia consciente:

$$Wtx_i = \frac{\alpha^*}{|\alpha|^2} \left( H^H H + \frac{\text{traza}(R_n)}{P_{max}} I \right)^{-1} (H_c^H)_i$$

Siendo  $\alpha$ :

$$\alpha = \sqrt{\frac{P_{max}}{\text{traza} \left( \left( H^H H + \frac{\text{traza}(R_n)}{P_{max}} I \right)^{-2} (H_c^H)_i R_u (H_c)_i \right)}}$$

Tanto para el cálculo de  $Wtx_1$  como de  $Wtx_2$ , la matriz  $H$  utilizada en ambas ecuaciones no será la matriz de canal del sistema completo, sino la submatriz de canal perteneciente a cada una de las estaciones base.

Siendo la matriz de canal completa:

$$H = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{21} \\ H_{12} & H_{22} \end{bmatrix}$$

La submatriz perteneciente a la estación base 1 será  $\begin{bmatrix} H_{11} \\ H_{12} \end{bmatrix}$ , con  $H_{11}$  modelando el canal entre la BS 1 y el usuario 1, y  $H_{12}$  modelando el canal entre la BS 1 y el usuario 2.

Para el cálculo de  $Wtx_2$ , la submatriz de canal correspondiente será la formada por:

$$\begin{bmatrix} H_{21} \\ H_{22} \end{bmatrix}$$

Siendo  $H_{21}$  el canal de comunicaciones establecido entre la BS 2 y el usuario 1, y  $H_{22}$  el canal entre la BS 2 y el usuario 2.

La submatriz de canal “deseada”, es decir, la correspondiente al enlace de comunicación establecido entre la BS y el usuario al que está sirviendo será  $H_{11}$  para el caso de la estación base 1 y  $H_{22}$  para el caso de la estación base 2.

Por lo tanto las submatrices de canal que recogen los canales interferentes entre ambas estaciones base serán  $H_{12}$  y  $H_{21}$  para las BS 1 y BS 2 respectivamente.

El rendimiento del precodificador de interferencia consciente propuesto es evaluado con distintas combinaciones de antenas de transmisión/antenas de recepción y diferentes valores de SNR que irán en un rango de 0 a 30 dB con saltos de 1 dB. En la representación gráfica de los resultados, se emplearán saltos de 5 dB para una visualización más clara del eje de abscisas.

La señal recibida por los usuarios se puede expresar de la forma:

$$y = H Wtx u + n$$

Con  $Wtx$  como matriz de precodificación de transmisión,  $u$  como vector de información y  $n$  como el vector de ruido aditivo.

O lo que es lo mismo en nuestro caso:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{21} \\ H_{12} & H_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Wtx_1 & 0 \\ 0 & Wtx_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix}$$

Siendo  $y_1$  la señal recibida por el usuario 1 e  $y_2$  la señal recibida por el usuario 2.

En recepción se implementan las fronteras de decisión de la constelación QPSK para estimar los símbolos que han sido transmitidos desde la estación base hasta el usuario, quedando la estimación de la información recibida  $\hat{u}$  de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} \hat{u}_1 \\ \hat{u}_2 \end{bmatrix} = \alpha \begin{bmatrix} H_{11} & H_{21} \\ H_{12} & H_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Wtx_1 & 0 \\ 0 & Wtx_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} + \alpha \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix}$$

Siendo  $\hat{u}_1$  el vector de la información estimada en el receptor 1 y  $\hat{u}_2$  el vector de la información estimada en el receptor 2.

Para el cálculo de la tasa de error de bit (BER), se compararán los símbolos estimados en recepción con los realmente transmitidos, correspondientes al vector de información  $u$ . Concretamente, se comparará la parte real y la parte compleja de ambos símbolos y en caso de ser distintas alguna de ellas, se contabilizará como error.

En caso de que tanto la parte real como la imaginaria sean distintas para un símbolo determinado, se contarán dos errores, puesto que durante la transmisión ambos han llegado de forma errónea.

Por tanto, la BER será el cociente entre el número de errores encontrados una vez enviados todos los símbolos, y el número total de símbolos transmitidos multiplicado por dos ya que se transmite tanto su parte real como imaginaria y se pretende obtener la tasa de error de bit y no la tasa de error de símbolo.

Para el cálculo de la capacidad completa del sistema celular utilizamos la siguiente expresión:

$$C = \log_2(|I_{Nr} + H R_x H^H R_n^{-1}|)$$

Siendo  $R_x = Wtx R_u Wtx^H$ .

Para calcular la tasa de error así como la capacidad del sistema celular, realizaremos un alto número de ejecuciones obteniendo una importante cantidad de matrices de canal  $H$  distintas que darán lugar al mismo número de tasas de error de bit y capacidades. Este alto número de ejecuciones provocará que para cada valor de SNR escogido se consiga una importante cantidad de resultados de tasas de error y capacidad.

Finalmente se hará la media de estos resultados obtenidos para cada valor de SNR. De esta forma se representarán gráficamente de la forma más fidedigna posible, puesto que el número de muestras conseguidas y utilizadas en el cálculo es elevado.

## 6.2 Resultados de la simulación

En esta sección, se presentarán los distintos resultados obtenidos de las simulaciones realizadas sobre el escenario de simulación anteriormente propuesto, en función de las diferentes configuraciones de antena elegidas. Se tratará de corroborar la reducción del impacto de la interferencia sobre el sistema de comunicaciones propuesto debido al uso de precodificadores de interferencia consciente en la parte transmisora, así como la mejora introducida sobre el sistema por el uso de configuraciones MIMO.

Para cada una de las distintas configuraciones empleadas, se obtendrán los valores de tasa de error de bit, conocida como BER, así como la capacidad total del sistema celular inalámbrico.

La tasa de error de bit será representada gráficamente, para los distintos valores de SNR, sobre una escala logarítmica mientras que la capacidad total del sistema se expresará en unidades naturales.

Los resultados de la simulación serán agrupados en cuatro apartados principales:

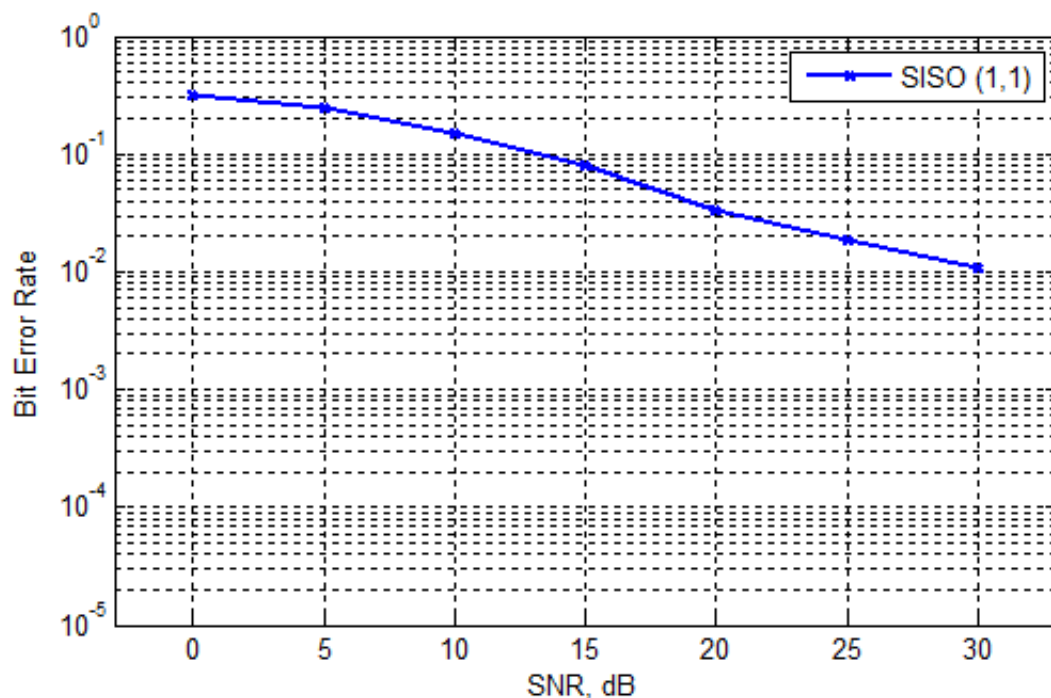
- El primer apartado comparará el comportamiento del modelo de sistema propuesto con el uso del precodificador de interferencia consciente para el caso de una arquitectura SISO frente a una arquitectura MIMO con múltiples antenas en transmisión y recepción.
- En el segundo apartado, se obtendrán los resultados de simulación para distintas configuraciones de antena MISO, dejando una única antena en los receptores y aumentando progresivamente el número de antenas en las BS con el objetivo de evaluar la influencia sobre los resultados de la diversidad de antenas en transmisión.
- En el tercer apartado, se simulará el entorno celular inalámbrico propuesto para varias configuraciones de antena MIMO cuadradas, evaluando el impacto que produce la multiplicidad de antenas tanto en transmisión como en recepción.
- Finalmente, en el cuarto y último apartado de resultados de la simulación, compararemos los resultados de la BER y la capacidad del sistema celular con el uso del precodificador de interferencia consciente contra los obtenidos utilizando un precodificador MMSE, en ambos casos con restricción de potencia, con el objetivo de demostrar las ventajas que aporta el precodificador de interferencia consciente a la hora de mitigar la interferencia entre células vecinas.

## 6.2.1 Sistema SISO vs MIMO

En primer lugar, se va a realizar una simulación del escenario propuesto para el caso de un sistema con arquitectura SISO (*Single Input Single Output*), dónde habrá únicamente una antena en la estación base transmisora así como en el receptor del usuario.

A pesar de tratarse de un caso un tanto al margen del foco principal del estudio, si tiene cierta importancia su inclusión, puesto que los resultados obtenidos con este sistema deberían ser netamente peores que los logrados con una arquitectura MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) con múltiples antenas y demostrar, en tal caso, las ventajas que ofrece esta tecnología y el motivo de su uso para el presente proyecto.

A continuación se muestra gráficamente la BER obtenida para un sistema SISO con una antena de transmisión y una de recepción, *Figura 14*, para el rango de valores de relación señal a ruido, SNR, definido en la descripción del escenario de simulación y que va de 0 a 30 dB.

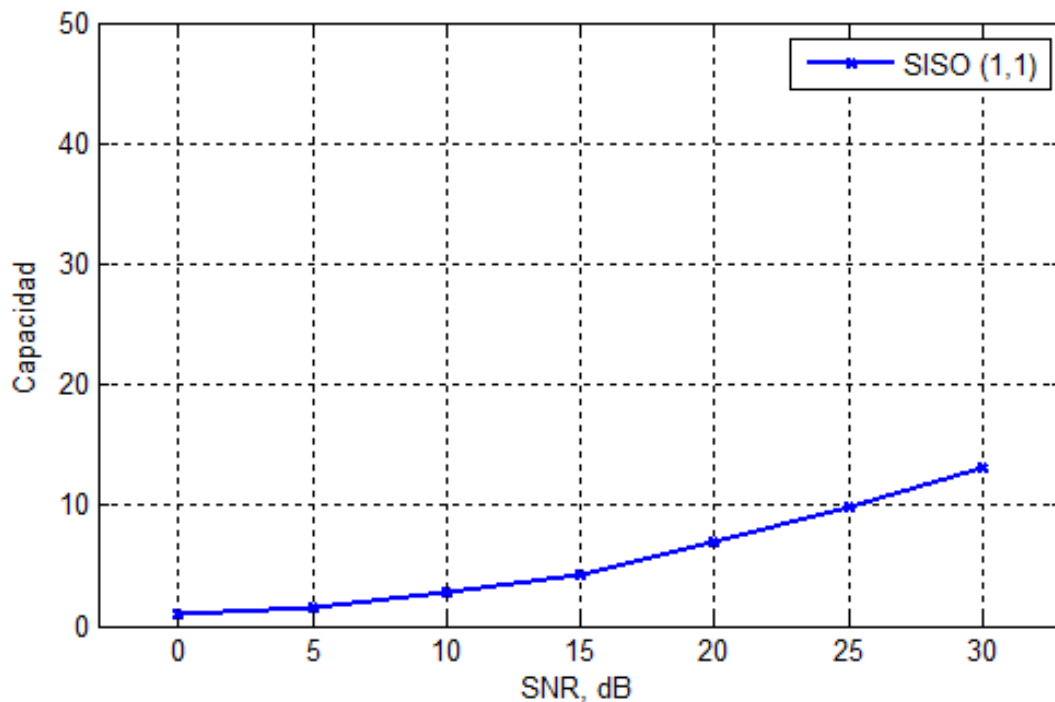


*Figura 14: Evolución de la BER para una configuración SISO*



Como se puede observar en la gráfica, para un sistema SISO con el modelo de sistema implementado, incluyendo el uso del precodificador de interferencia consciente, la BER baja de un 10% de probabilidad de error de bit a partir de una SNR de 13 dB y alcanza prácticamente un 1 % de probabilidad de error de bit a los 30 dB.

También se muestra la capacidad total del sistema, *Figura 15*, para el rango de valores de SNR definidos anteriormente, expresada en bps/Hz.



*Figura 15: Evolución de la Capacidad del sistema SISO*

Obteniéndose unos valores de capacidad de 2.7, 6.9 y 13 bps/Hz para los valores de SNR de 10, 20 y 30 dB respectivamente.

Ahora el sistema SISO es comparado con un sistema MIMO, para poder apreciar las diferencias entre ambos sobre los resultados obtenidos. La configuración de antenas MIMO elegida para la comparación será MIMO (2,2), esto es, dos antenas en cada estación base y dos antenas en cada receptor.

Las tasas de error de bit obtenidas para ambos sistemas son las mostradas en la siguiente figura:

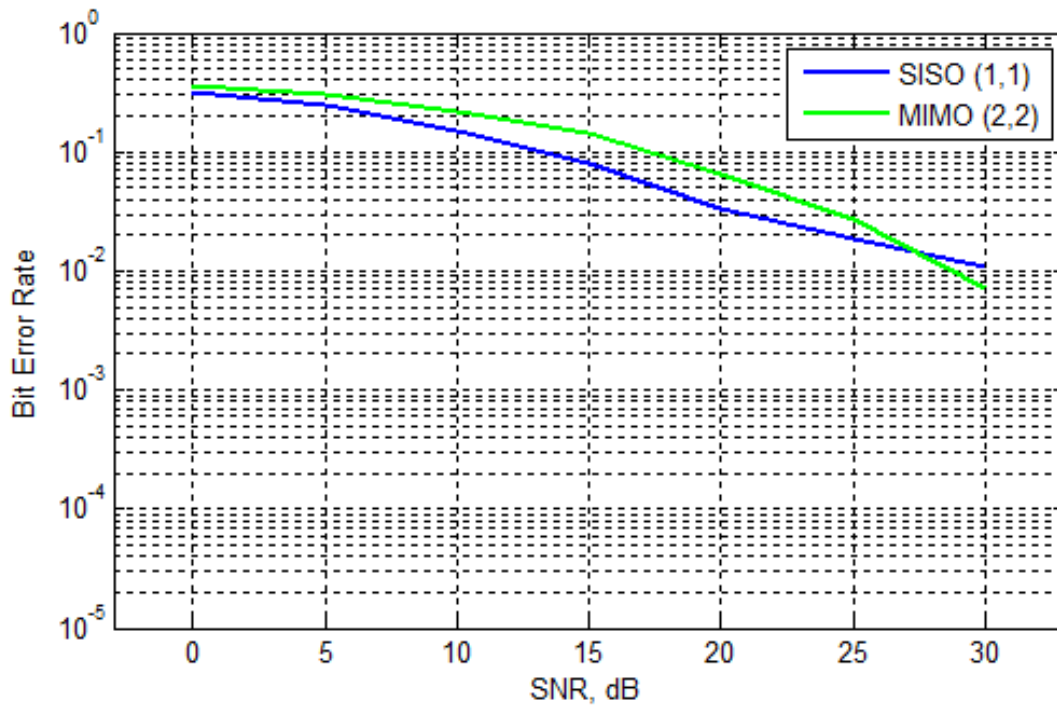


Figura 16: Comparativa de la BER entre sistema SISO (1,1) y MIMO (2,2)

Si comparamos también gráficamente las capacidades que alcanzan ambos sistemas para los distintos valores de SNR:

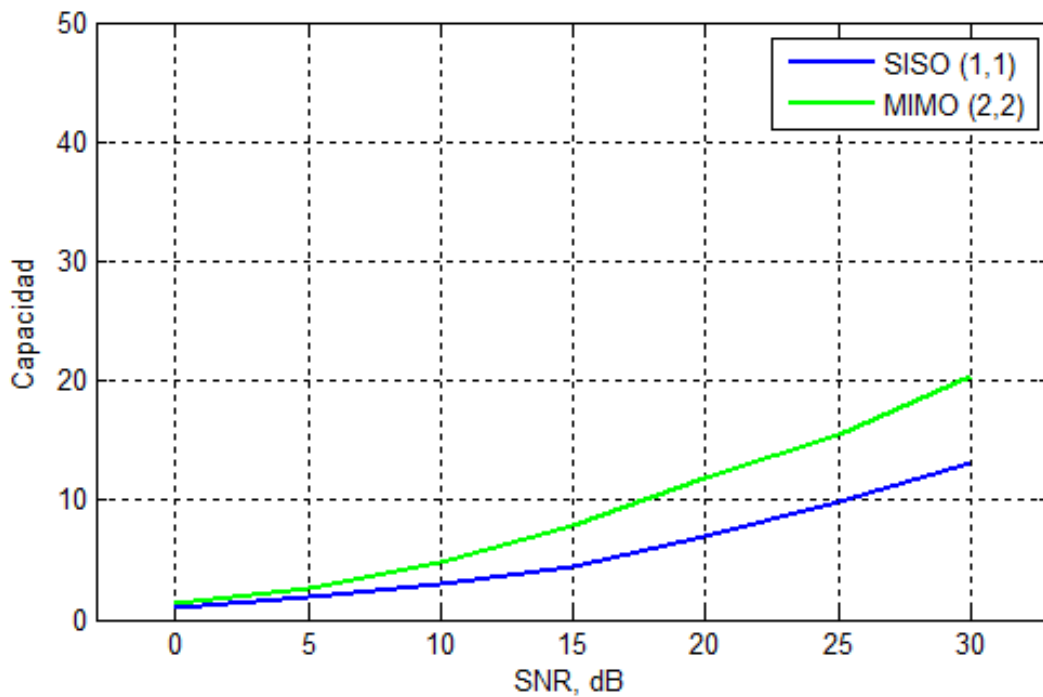


Figura 17: Comparativa de la Capacidad entre sistema SISO (1,1) y MIMO (2,2)

Como se puede desprender de ambas gráficas comparativas, la tasa de error de bit decrece levemente más rápido para el sistema SISO que para el sistema MIMO (2,2). Sin embargo, en lo que respecta a la capacidad total, obtiene mejores resultados el sistema MIMO (2,2) frente al sistema SISO al alcanzar valores de capacidad más altos.

Al aumentar el número de antenas de transmisión en cada estación base así como el número de antenas en recepción, se produce un aumento de la interferencia entre las células adyacentes, lo que deriva en conseguir tasas de error de bit algo peores en el sistema MIMO (2,2) para valores no muy altos de SNR, frente al sistema SISO con una única antena de transmisión en cada BS y en cada terminal receptor de usuario.

Por el contrario, el aumento del número de antenas logra un importante aumento sobre la capacidad del sistema en el caso de MIMO (2,2) que se incrementa a medida que aumenta la SNR.

Con una SNR de 10 dB, la diferencia es estrecha, unos 3 bps/Hz en SISO frente a unos 4,8 bps/Hz en MIMO (2,2). Para una SNR de 20 dB, las capacidades obtenidas son de 7 y 11,8 bps/Hz respectivamente, y la diferencia sigue aumentando hasta alcanzar los 30 dB como valor de la SNR, donde MIMO (2,2) logra llegar hasta los 20,4 bps/Hz frente a los 13,2 bps/Hz conseguidos por SISO.

## 6.2.2 Configuraciones de antena MISO

En esta segunda sección de resultados de simulación, se realizan simulaciones para diferentes configuraciones de antena MISO (*Multiple Input Single Output*), y se obtienen de nuevo los valores de la BER y la capacidad para todas ellas.

La arquitectura MISO implica un sistema con multiplicidad de antenas en transmisión y una única antena en recepción. Las distintas configuraciones de antena elegidas, se han elegido dejando una única antena en los receptores y aumentando progresivamente el número de antenas en las BS, que irá desde 2 hasta 8 antenas.

El objetivo de las simulaciones con estas configuraciones de antena siguiendo una arquitectura MISO es evaluar el impacto que produce el aumento del número de antenas en transmisión sobre el rendimiento del sistema celular inalámbrico, para el caso del enlace de comunicaciones descendente.

En primer lugar se van a realizar los cálculos para obtener la BER y la capacidad del sistema en bps/Hz con una configuración MISO (2,1), con dos antenas en cada BS y una en cada uno de los receptores, dando lugar a las Figuras 18 y 19.

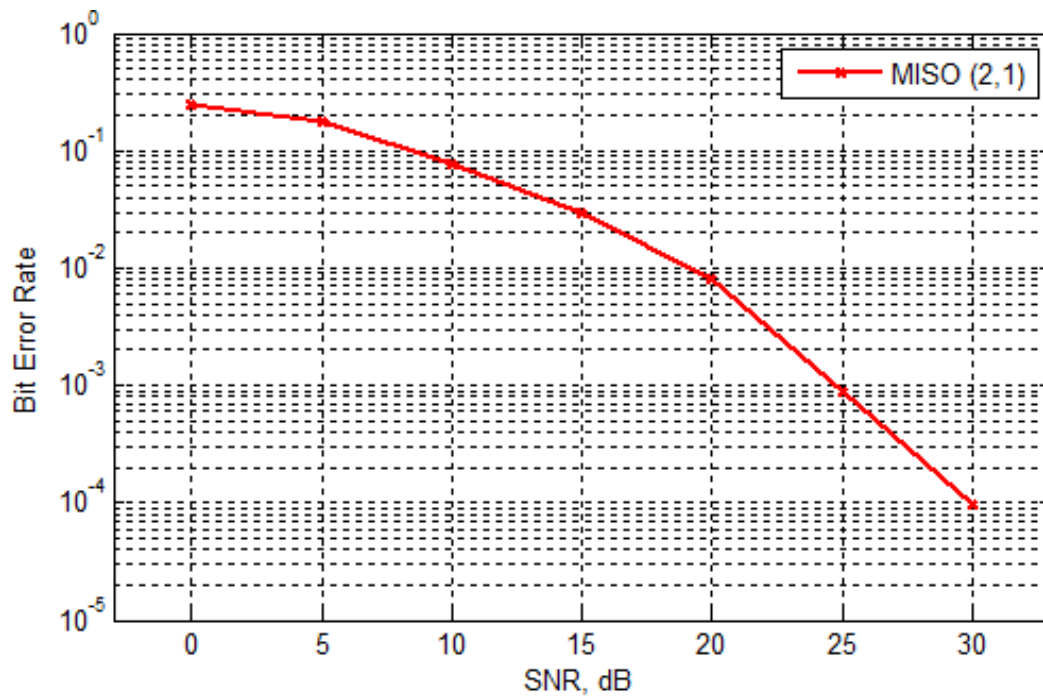


Figura 18: Evolución de la BER para una configuración MISO (2,1)

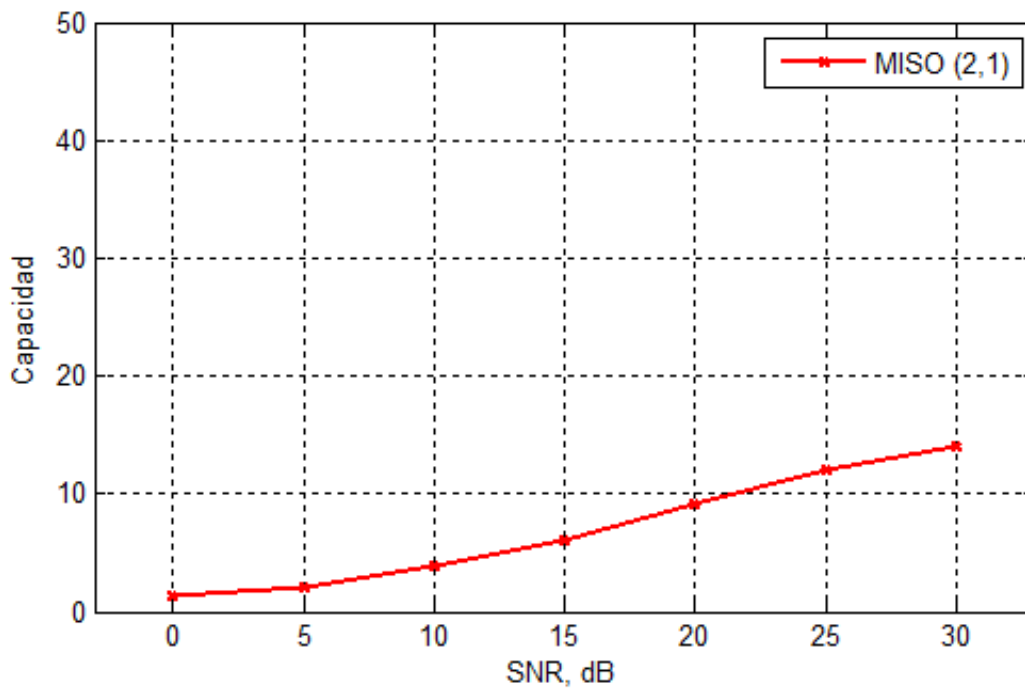
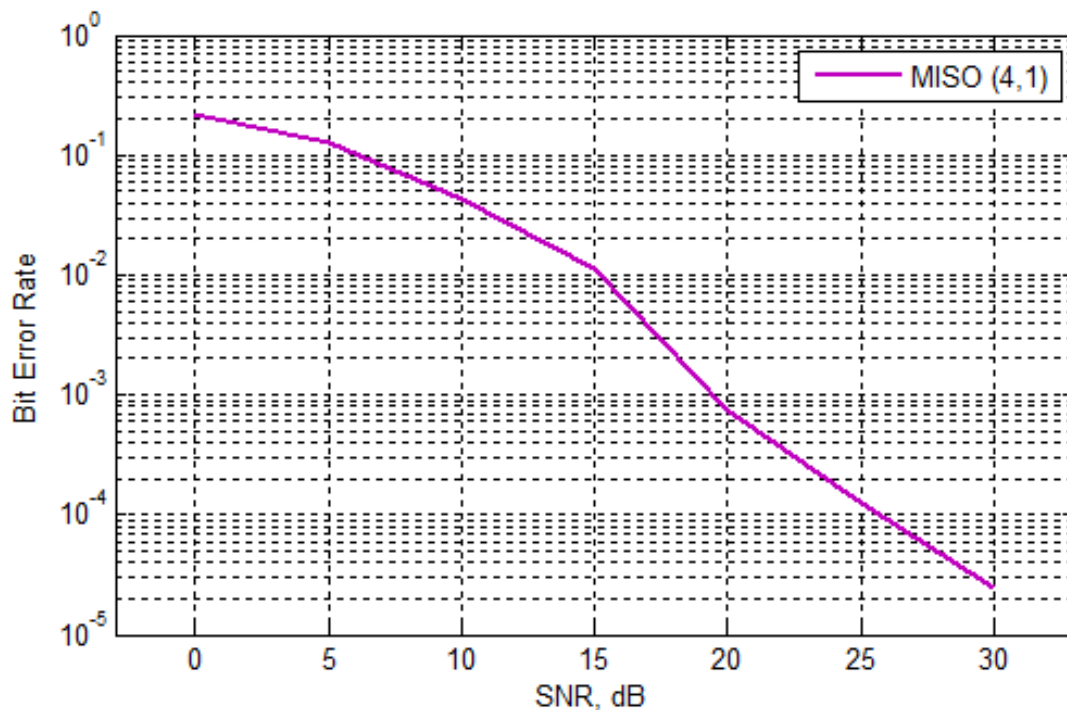


Figura 19: Evolución de la Capacidad para una configuración MISO (2,1)

En la *Figura 18* se puede observar que para un sistema MISO con la configuración de antenas propuesta MISO (2,1), la BER baja de un 10% de probabilidad de error de bit a partir de una SNR de 10 dB y alcanza algo más un 0,01% de probabilidad de error de bit a los 30 dB.

La capacidad representada en la *Figura 19* sobrepasa los 10 bps/Hz sobre los 22 dB de relación señal a ruido, llegando a alcanzar 13,5 dB con una SNR de 30 dB.

A continuación, se repiten los cálculos anteriores para obtener los valores de BER y capacidad del sistema con una configuración en este caso de cuatro antenas de transmisión en cada BS y una única en recepción, dando lugar a una configuración MISO (4,1).



*Figura 20: Evolución de la BER para una configuración MISO (4,1)*

La BER lograda es inferior al 1% en torno a 15 dB de SNR, sobrepasa el 0,1% un poco antes de llegar a los 20 dB y finalmente supera ampliamente el 0,01% de tasa de error de bit.

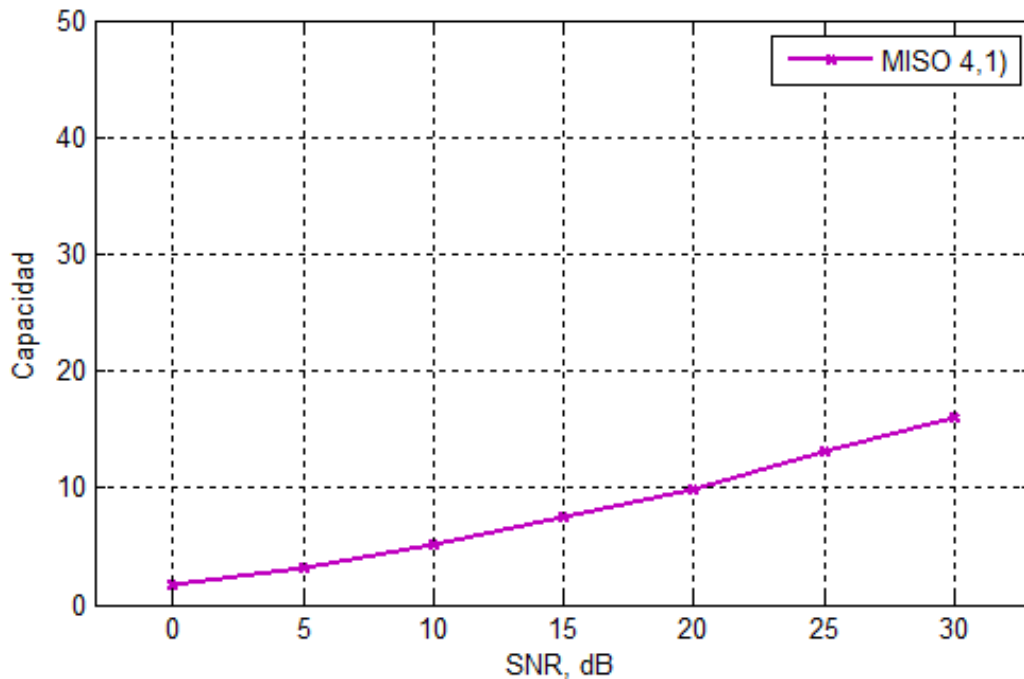


Figura 21: Evolución de la Capacidad para una configuración MISO (4,1)

En la gráfica anterior, se puede comprobar cómo para 20 dB se alcanzan los 10 bps/Hz y finalmente los 16 bps/Hz para una SNR de 30 dB.

La siguiente configuración de antenas propuesta consiste en seis antenas de transmisión en cada estación base y una única antena de recepción en cada usuario móvil. Nuevamente, se representan gráficamente los valores obtenidos de BER y capacidad para esta configuración MISO (6,1) en la Figura 21 y Figura 22.

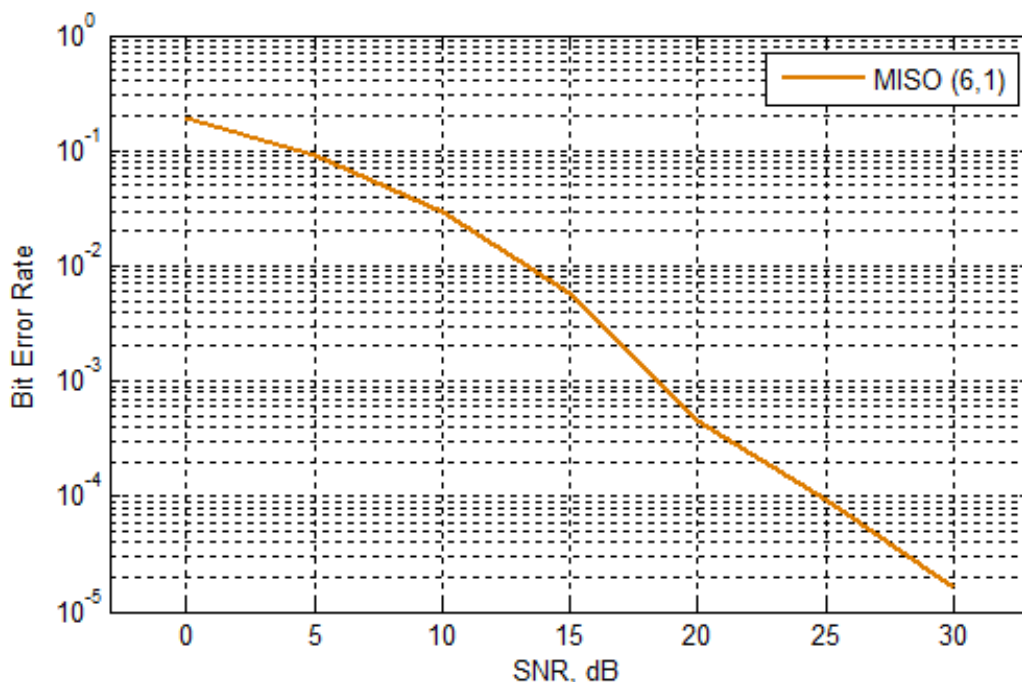


Figura 22: Evolución de la BER para una configuración MISO (6,1)

El decrecimiento de la BER conseguida es aún más vertical que para la configuración MISO (4,1), siendo inferior al 1% en torno a 14 dB de SNR, llegando a estar cerca del 0,001% de tasa de error de bit a los 30 dB de relación señal a ruido.

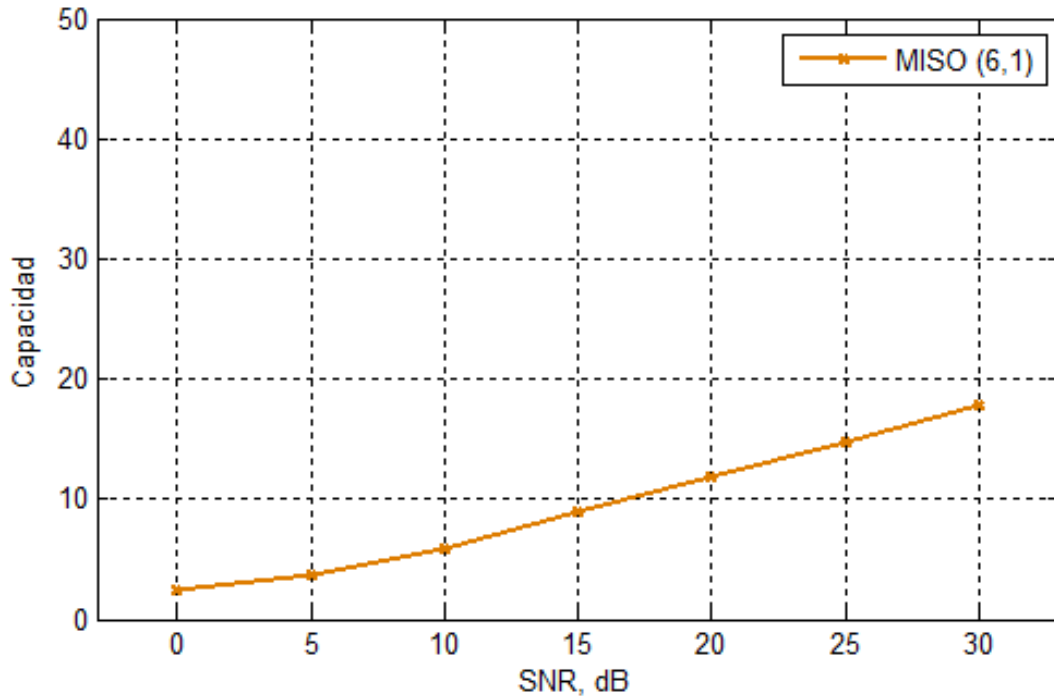


Figura 24: Evolución de la Capacidad para una configuración MISO (6,1)

La Figura 23 nos muestra la capacidad total del sistema para la configuración MISO (6,1), donde podemos apreciar que para 15 dB alcanza 8,5 bps/Hz, algo más de 15 bps/Hz para 25 dB y finalmente unos 18,4 bps/Hz para 30 dB de SNR.

Finalmente, se va a representar gráficamente la última configuración de antenas propuesta para esta sección de sistemas MISO. Se trata de una configuración MISO (8,1), con ocho antenas de transmisión en cada una de las BS y, como a lo largo de toda esta sección, una única antena de recepción en cada terminal de usuario.

En primer lugar mostraremos la gráfica de la tasa de error de bit y posteriormente la gráfica sobre la evolución de la capacidad del sistema, medida en bps/Hz, para esta configuración de antenas elegida.

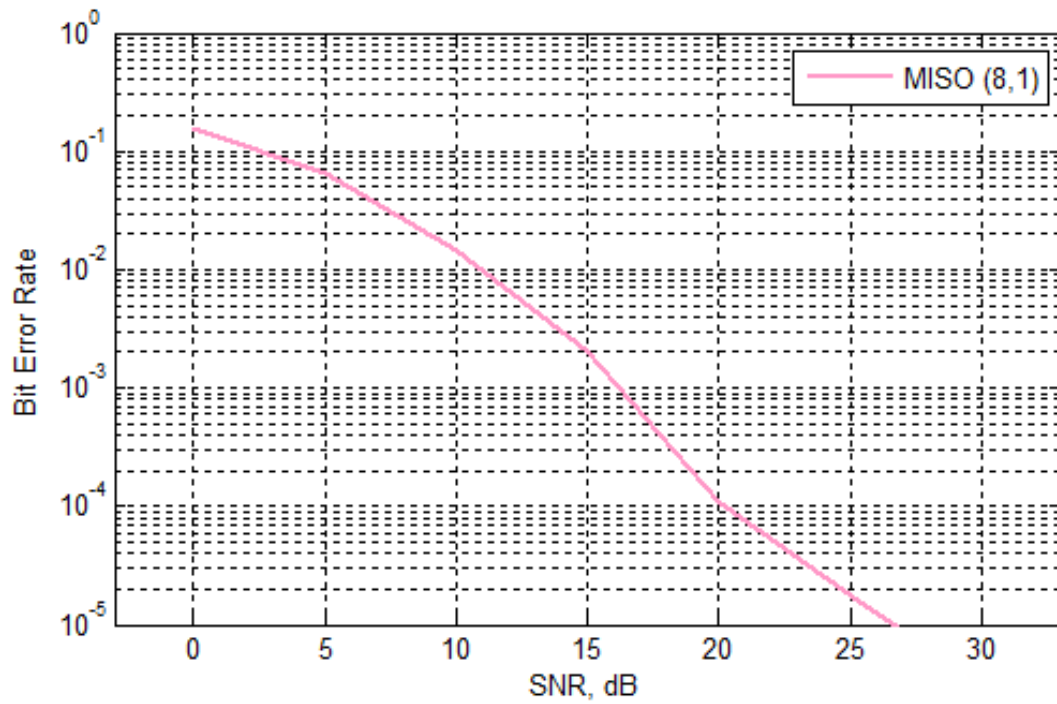


Figura 25: Evolución de la BER para una configuración MISO (8,1)

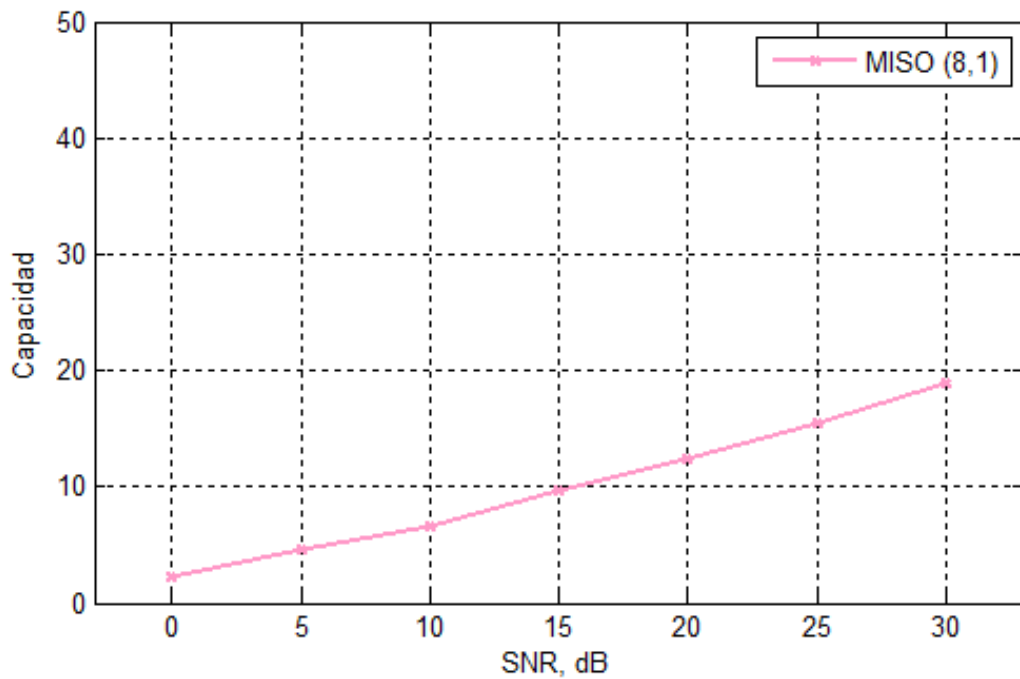


Figura 26: Evolución de la Capacidad para una configuración MISO (8,1)



Como se puede apreciar en la *Figura 24*, la evolución de la BER es decreciente pero más abruptamente respecto a las gráficas de BER anteriormente representadas, debido al aumento una vez más del número de antenas de transmisión en cada una de las estaciones base desplegadas en nuestro escenario de simulación.

Se obtiene una BER inferior al 1% en torno a 12 dB de SNR, sobrepasa el 0,1% sobre los 16 dB, el 0,01% a los 20 hasta superar ampliamente el 0,001% de tasa de error de bit a los 30 dB de SNR.

La capacidad también mejora con respecto a las configuraciones anteriores, pero no tan significativamente como la BER. Se llega a alcanzar una capacidad de unos 18,9 bps/Hz cuando la SNR tiene un valor de 30 dB.

A continuación, se muestra una tabla comparativa sobre los distintos resultados de la tasa de error de bit obtenidos para las distintas configuraciones de antena MISO utilizadas en la simulación, dentro del rango de valores de SNR utilizado.

Configuración de antenas	SNR [dB]						
	0	5	10	15	20	25	30
MISO (2,1)	0.2427	0.1752	0.0774	0.0300	0.0081	8.4e-04	9.5e-05
MISO (4,1)	0.2169	0.1258	0.0427	0.0111	7.5e-04	1.2e-04	2.5e-05
MISO (6,1)	0.1888	0.0920	0.0292	0.0058	4.6e-04	9.2e-05	1.6e-05
MISO (8,1)	0.1550	0.0650	0.0147	0.0020	1.1e-04	1.7e-05	3.5e-06

*Tabla 1: Comparación de los valores de BER para configuraciones MISO*

En la *Figura 26* se incluyen los valores de la BER para los distintos valores de la SNR representados y de esta forma poder realizar una comparación visualmente más óptima de los resultados obtenidos de las simulaciones realizadas en este apartado.

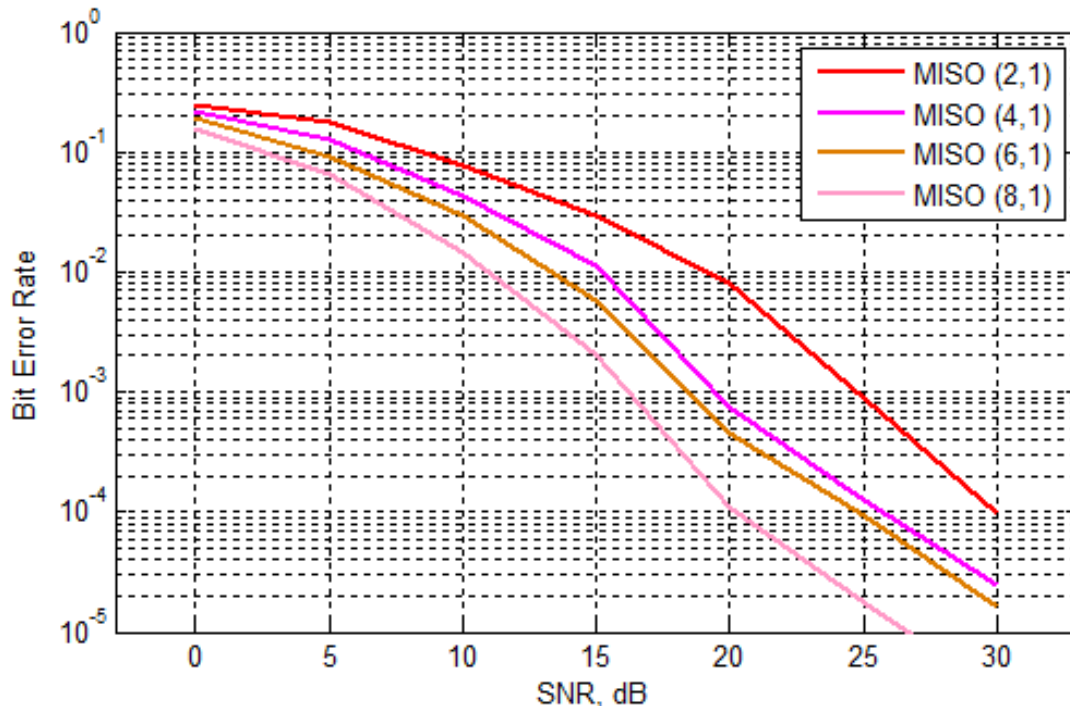


Figura 27: Comparativa de los valores de BER para configuraciones MISO

Como se puede apreciar en la gráfica superior, a medida que se va aumentando el número de antenas de transmisión en cada una de las estaciones base, manteniendo una única antena en recepción, la curva de la tasa de error de bit decrece de forma más abrupta. Este marcado decrecimiento implica que el número de errores que se producen a la hora de estimar en recepción los símbolos transmitidos, disminuyen en número rápidamente cuanto mayor es el número de antenas de transmisión a medida que se aumenta el valor de la SNR utilizada.

También se recogen los diversos valores de capacidad del sistema obtenidos para las configuraciones de antena MISO elegidas. La Tabla 2 muestra estos valores en bps/Hz.

Configuración de antenas	SNR [dB]						
	0	5	10	15	20	25	30
MISO (2,1)	1.3226	2.0821	3.9719	5.6894	8.9402	11.755	13.550
MISO (4,1)	1.7203	3.2419	4.9350	7.9847	10.945	13.262	16.459
MISO (6,1)	2.2223	3.8248	6.4989	8.4960	11.381	15.348	18.445
MISO (8,1)	2.6817	4.5520	6.7170	9.5077	12.325	15.231	19.212

Tabla 2: Comparación de los valores de Capacidad para configuraciones MISO

También, al igual que con la BER, se representan gráficamente y de forma conjunta las distintas curvas de capacidad obtenidas para cada una de las configuraciones de antena MISO propuestas, expresada en bps/Hz.

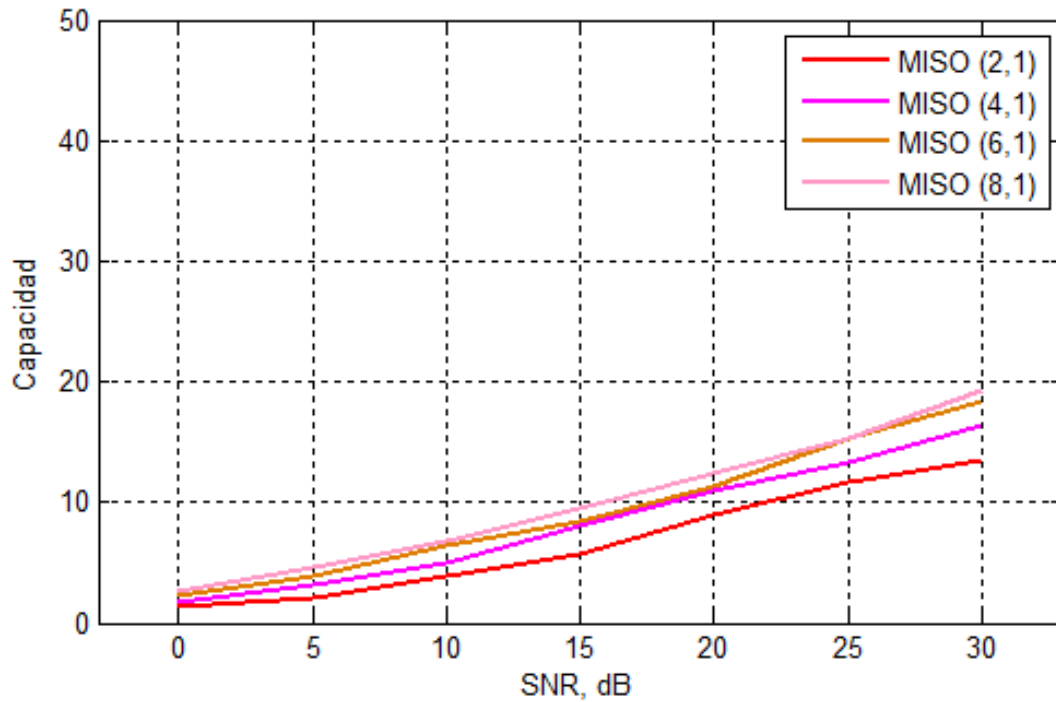


Figura 28: Comparativa de los valores de Capacidad del sistema para configuraciones MISO

En la gráfica comparativa de las capacidades para las distintas configuraciones MISO, se demuestra como la capacidad total del sistema aumenta progresivamente a medida que aumentamos la relación señal a ruido, alcanzando valores más altos para aquellas configuraciones de antena con mayor número de antenas en transmisión. En nuestro escenario de simulación, la mayor capacidad conseguida por el sistema se produce a 30 dB de SNR con una configuración con ocho antenas de transmisión en cada BS y una antena de recepción en cada terminal de usuario móvil.

### 6.2.3 Configuraciones de antena MIMO

En este tercer apartado sobre los resultados de simulación, se realizan simulaciones para diferentes configuraciones de antena MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) cuadradas, obteniéndose los valores de la BER y la capacidad para todas ellas para después poder compararlas.

Estas configuraciones de antena MIMO implican un sistema donde hay diversidad de antenas tanto en transmisión como en recepción, lo que se traduce en varias antenas de transmisión en cada BS y también varias antenas de recepción en cada terminal de usuario.

Las distintas configuraciones de antena elegidas serán cuadradas, esto es, habrá el mismo número de antenas de transmisión por BS que antenas de recepción por usuario. Se comenzará con dos antenas de transmisión por BS y dos de recepción por usuario MIMO (2,2), aumentando progresivamente el número de antenas en ambas partes hasta llegar a ocho en cada una de ellas.

El objetivo de las simulaciones con estas configuraciones de antena cuadradas, con multiplicidad de antenas tanto en la parte transmisora como en la receptora siguiendo el diseño MIMO, es comparar los resultados de tasa de error de bit y capacidad del sistema obtenidos en función del número de antenas introducidas en ambos lados de la comunicación.

Con toda la información extraída de los resultados obtenidos de la comparativa entre las distintas configuraciones de antena implementadas, se evaluará la influencia del aumento progresivo de antenas de transmisión/recepción sobre el enlace descendente del sistema celular inalámbrico propuesto en nuestro escenario de simulación.

Como se ha comentado previamente, nuestro primer caso de simulación será el formado por dos antenas de transmisión por BS y otras dos de recepción por cada usuario. En las siguientes figuras (*Figura 28 y Figura 29*) se pueden ver gráficamente los resultados obtenidos de la BER y la capacidad para esta configuración de antenas.

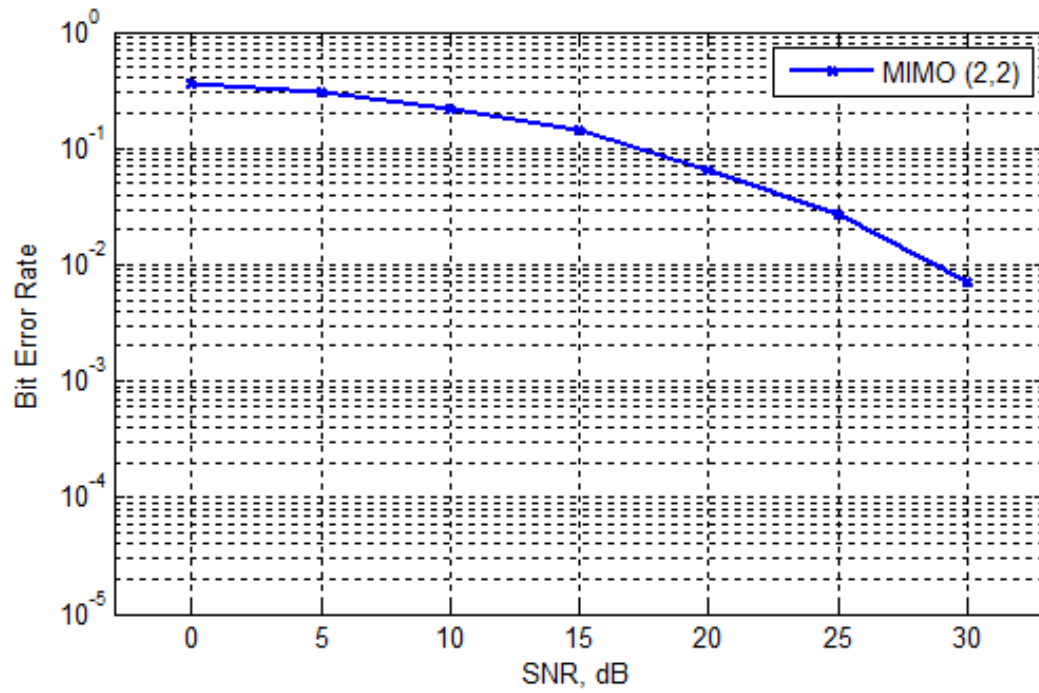


Figura 29: Evolución de la BER para una configuración MIMO (2,2)

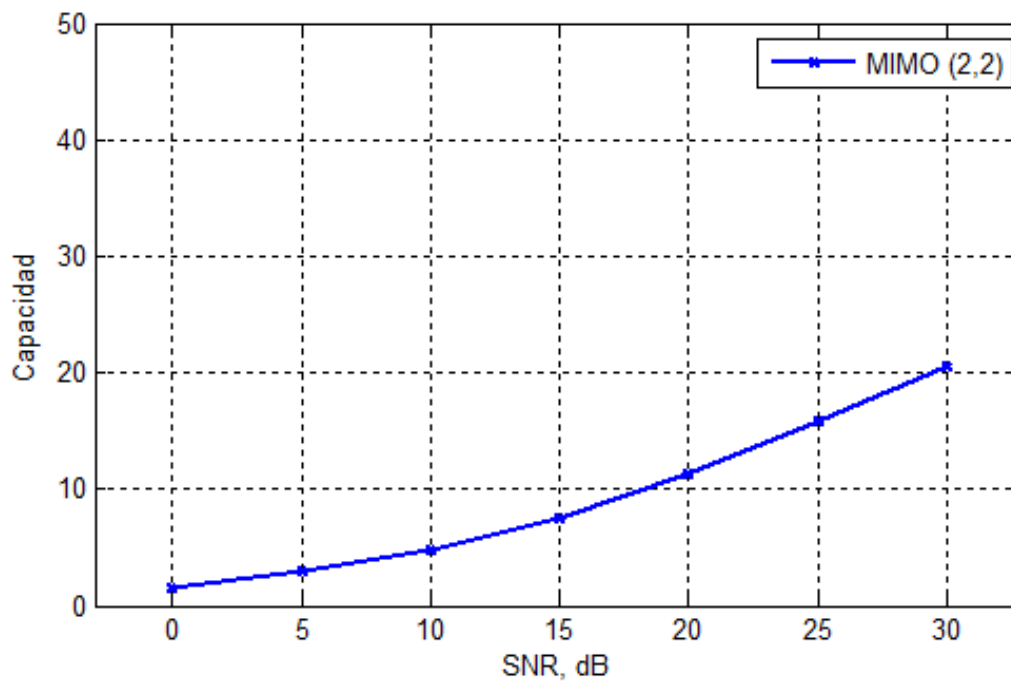


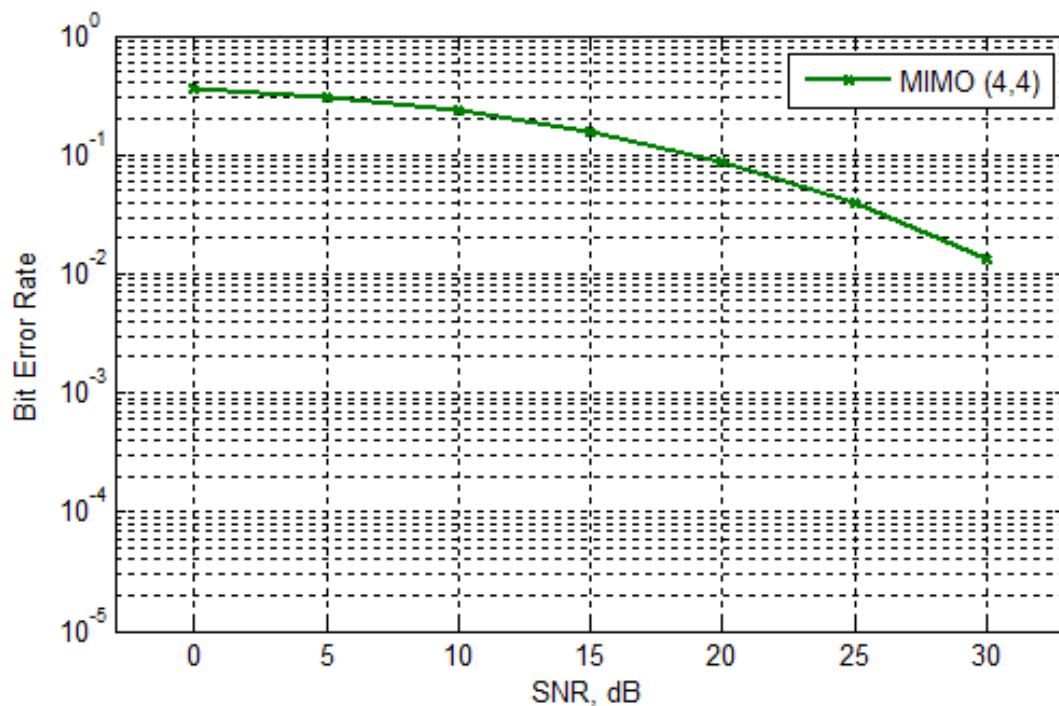
Figura 29: Evolución de la Capacidad para una configuración MIMO (2,2)

En la *Figura 28* vemos como a pesar de que la pendiente inicial de la BER es muy moderada, a partir de los 15 dB de SNR comienza a mejorar notablemente hasta alcanzar un 0,7% de probabilidad de error de bit.

En la gráfica posterior, *Figura 29*, se presenta la capacidad alcanzada medida en bps/Hz, que sobrepasa la franja de 10 bps/Hz alrededor de los 19 dB, llegando incluso a superar la barrera de los 20 bps/Hz a partir de los 29 dB de SNR.

La siguiente configuración de antena MIMO a representar será una MIMO (4,4), que contará con cuatro antenas de transmisión en cada una de las dos BS, y el mismo número de antenas de recepción en ambos usuarios.

En las siguientes gráficas, vemos la evolución de la BER y la capacidad a lo largo del rango de valores de SNR utilizados en nuestro escenario de simulación, para esta configuración MIMO.



*Figura 30: Evolución de la BER para una configuración MIMO (4,4)*

Al igual que con la configuración MIMO (2,2), la BER decrece tímidamente hasta alcanzar los 15 dB de SNR, y aumenta progresivamente hasta alcanzar el 1,3% de tasa de error de bit para un valor de SNR de 30 dB.

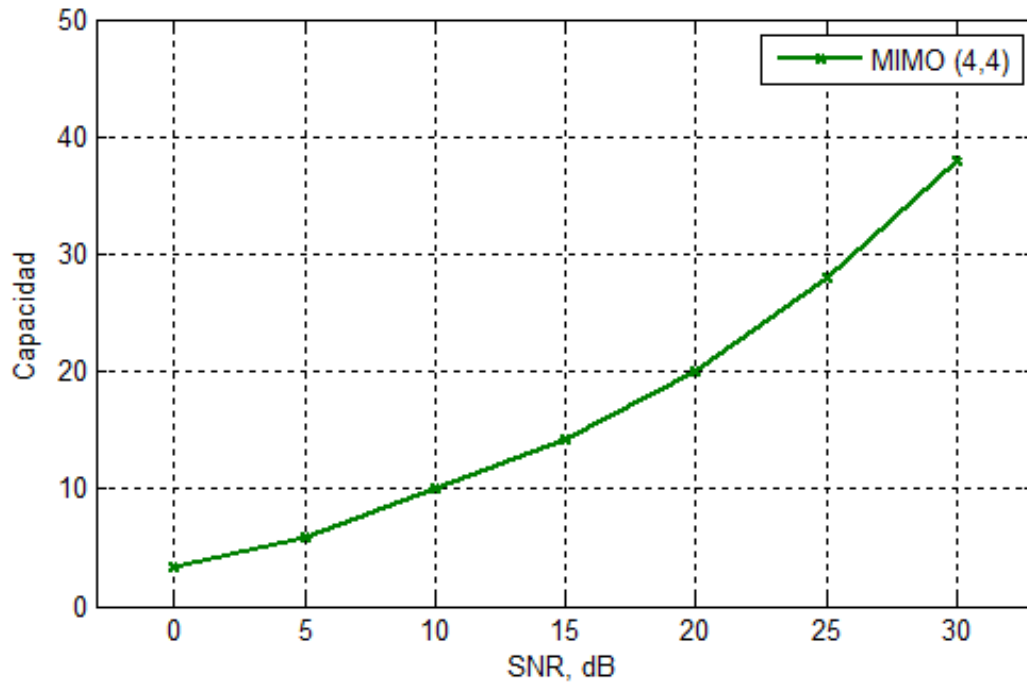


Figura 31: Evolución de la Capacidad para una configuración MIMO (4,4)

En la Figura 31 se aprecia el importante aumento de la capacidad, superando los umbrales de 10 bps/Hz sobre los 10 dB, 20 bps/Hz alrededor de los 20 dB y 30 bps/Hz en torno a los 26 dB.

Para terminar con las simulaciones de esta sección, se escoge una configuración de antena MIMO (8,8), que consiste en ocho antenas de transmisión por estación base y también ocho antenas de recepción por cada terminal de usuario desplegado en el escenario.

Al igual que en las dos configuraciones anteriores, MIMO (2,2) y MIMO (4,4), representamos la evolución de la tasa de error de bit y de la capacidad del sistema con la implementación de esta configuración de antena sobre nuestro sistema celular inalámbrico.

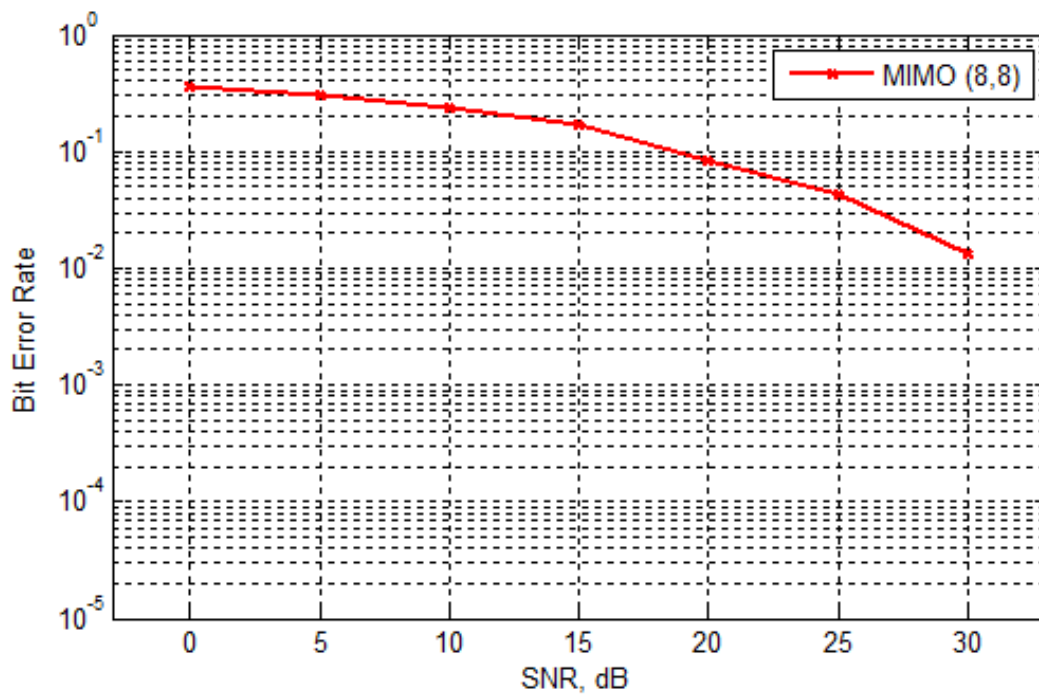


Figura 32: Evolución de la BER para una configuración MIMO (8,8)

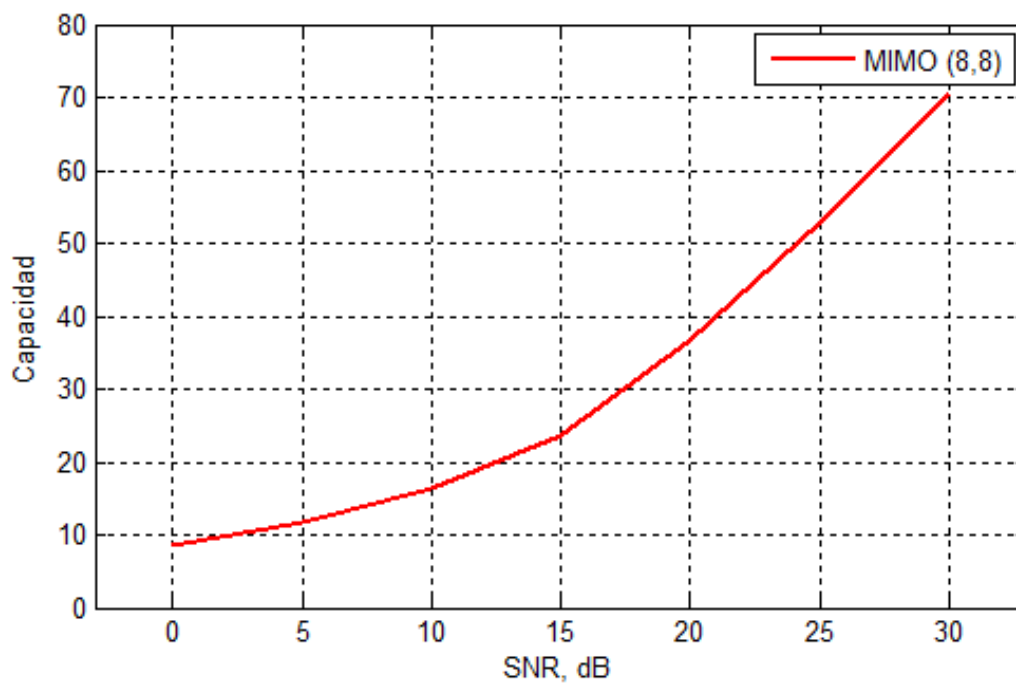


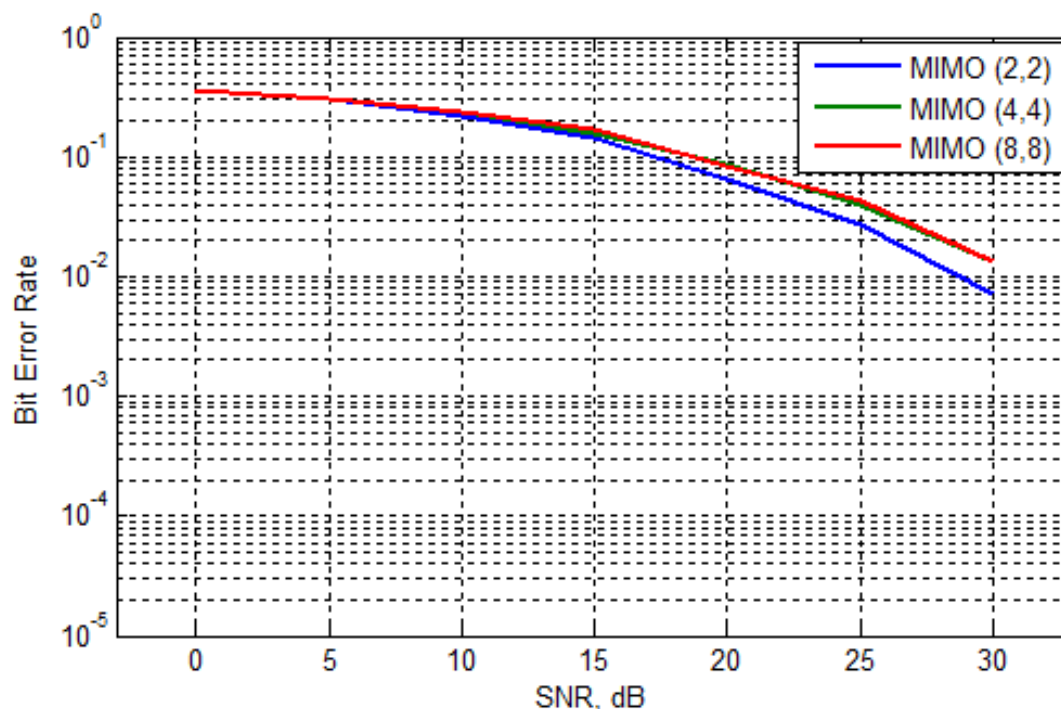
Figura 33: Evolución de la Capacidad para una configuración MIMO (8,8)



En la gráfica de la BER, vemos como la tasa de error de bit continúa presentando un lento decrecimiento entre 0 y 15 dB, aumentando progresivamente hasta llegar a los 30 dB de SNR.

En la *Figura 33*, el aumento de la capacidad del sistema alcanzada con la configuración MIMO (8,8) es bastante importante, con un crecimiento muy significativo que lleva a alcanzar una capacidad total de algo más de 70 bps/Hz para el último valor utilizado de relación señal a ruido, esto es 30 dB. Los altos valores de capacidad logrados, han provocado que hayamos tenido que aumentar la escala del eje vertical, que mide la capacidad, para poder representarla correctamente.

Finalmente, se comparan las tasas de error de bit conseguidas en las tres configuraciones MIMO propuestas: MIMO (2,2), MIMO (4,4) y MIMO (8,8).



*Figura 34: Comparativa de los valores de BER para configuraciones MIMO cuadradas*

De la gráfica superior se desprende el hecho de que a medida que se aumenta el número de antenas tanto en transmisión como en recepción, debido al efecto del precodificador de interferencia consciente, la tasa de error de bit se mantiene prácticamente constante. Se ve claramente puesto que la curva que describe la BER resultante de la configuración MIMO (4,4) es prácticamente igual que la obtenida para la configuración MIMO (8,8), conservándose de esta forma la misma probabilidad de error a pesar del aumento de antenas tanto en las BS como en los receptores.

A continuación se muestra una tabla que recoge los diversos valores de la tasa de error de bit obtenidos para las tres configuraciones MIMO cuadradas propuestas, con el objetivo de poder realizar también una comparación cuantitativa entre ellas:

Configuración de antenas	SNR [dB]						
	0	5	10	15	20	25	30
MISO (2,2)	0.3633	0.3070	0.2145	0.1413	0.0660	0.0275	0.0071
MISO (4,4)	0.3656	0.3092	0.2324	0.1539	0.0856	0.0402	0.0131
MISO (8,8)	0.3643	0.3056	0.2363	0.1680	0.0824	0.0429	0.0135

*Tabla 3: Comparación de los valores de BER para configuraciones MIMO cuadradas*

De la misma forma, se presenta una tabla comparativa que recoge los resultados de la capacidad del sistema conseguidos. A continuación de la tabla, se realiza también la comparativa gráfica de la evolución de la capacidad del sistema para las tres configuraciones de antena MIMO utilizadas, expresada en bps/Hz.

Configuración de antenas	SNR [dB]						
	0	5	10	15	20	25	30
MIMO (2,2)	1.4385	2.6282	4.7941	7.9430	11.782	15.465	20.438
MIMO (4,4)	3.4203	5.9253	4.9350	14.295	20.008	27.955	37.875
MIMO (8,8)	8.5901	11.666	18.364	23.545	36.556	52.875	70.465

Tabla 4: Comparación de los valores de Capacidad del sistema para configuraciones MIMO cuadradas

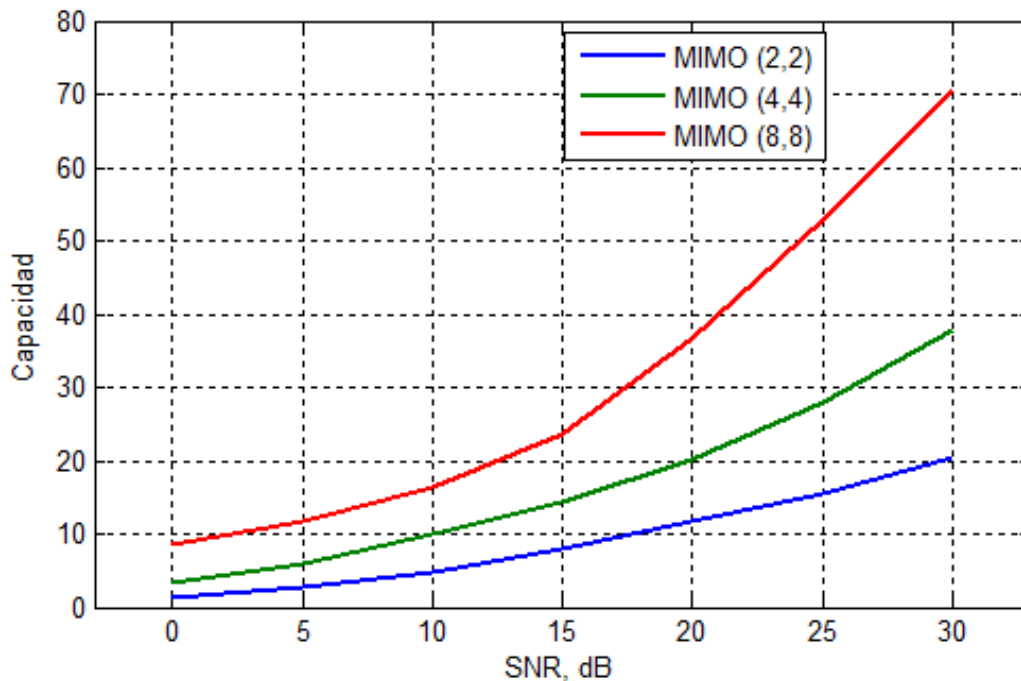


Figura 35: Comparativa de los valores de Capacidad del sistema para configuraciones MIMO cuadradas

Para el último valor de SNR utilizado, 30 dB, las capacidades alcanzadas aumentan muy significativamente, siendo de unos 20 bps/Hz para el caso de la configuración MIMO (2,2), cerca de 28 bps/Hz para MIMO (4,4) y finalmente algo más de 70 bps/Hz para MIMO (8,8).

Claramente podemos ver el impacto que la inclusión de múltiples antenas en transmisión y recepción tiene sobre la capacidad del sistema. La capacidad alcanzada aumenta progresivamente a medida que crece la SNR, pero cuanto mayor es el número de antenas tanto en transmisión como en recepción, mayor también es el crecimiento de la curva que define la capacidad lograda por el sistema celular inalámbrico en el enlace descendente.

#### **6.2.4 Precodificador de interferencia consciente vs Precodificador MMSE-C**

Esta sección cierra los resultados del escenario de simulación propuesto. En ella se va a comparar el rendimiento del precodificador de interferencia consciente, que es el utilizado en el modelo de sistema empleado para la implementación de este proyecto, frente al rendimiento logrado por el precodificador de mínimo error cuadrático medio, o MMSE.

En ambos casos, se implementaran los precodificadores con restricción de potencia, por lo que en realidad vamos a comparar nuestro precodificador de interferencia consciente con el precodificador MMSE-C (*MMSE-Constrained*), cuyas formulaciones han sido descritas previamente en el apartado de Precodificación.

Compararemos la capacidad de sistema obtenida en con ambos precodificadores como parte de nuestro sistema celular inalámbrico, y aún más importante la tasa de error de bit en ambos casos.

El precodificador de interferencia consciente está basado en la formulación del precodificador MMSE-C, pero incluye los términos de la interferencia dentro de su formulación para, de esta forma, conseguir combatir mejor la interferencia producida entre las células vecinas de un sistema celular inalámbrico. Trataremos de comprobar esta mejora, al evaluar los resultados obtenidos con la implementación de ambos precodificadores.

Las configuraciones de antena elegidas para las simulaciones serán diversas, para cubrir distintos escenarios posibles, pero se centrarán en configuraciones MIMO ya que la cancelación de la interferencia mediante el uso del precodificador de interferencia consciente junto con la utilización de la tecnología MIMO suponen en núcleo en el que se basa el presente proyecto.

La primera configuración de antena sobre la que se va a realizar una simulación con ambos precodificadores implementados, va a ser una configuración MIMO (2,2) que dispondrá de dos antenas de transmisión en cada estación base y otras dos antenas de recepción en cada uno de los terminales de usuario.

Calculamos por tanto la tasa de error de bit y la capacidad del sistema para ambos precodificadores con la configuración de antenas previamente descrita.

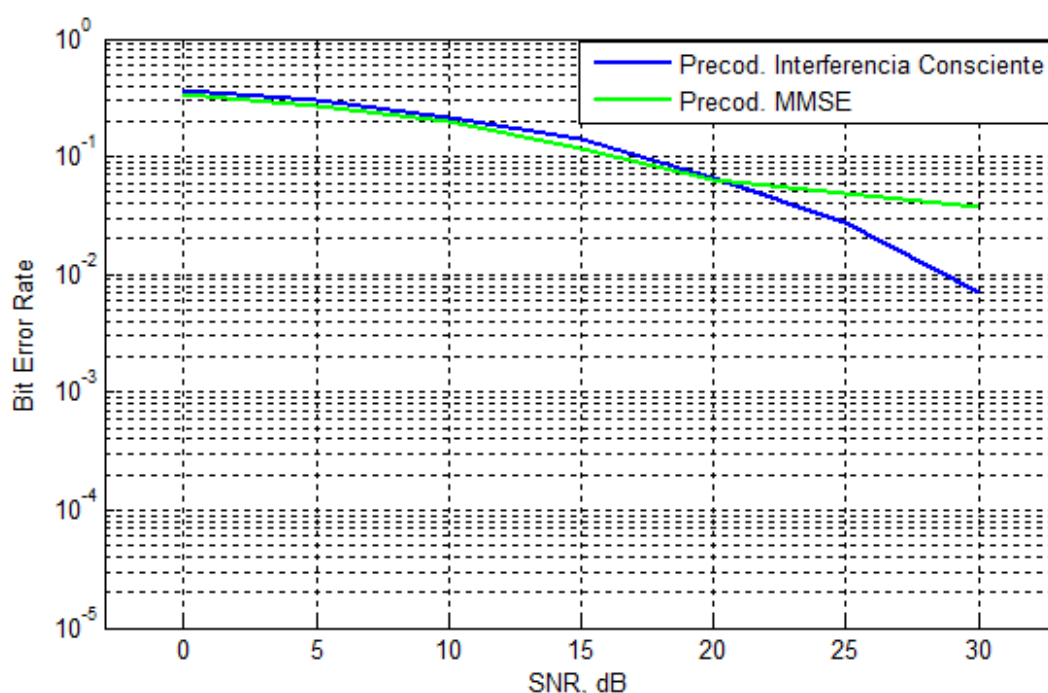
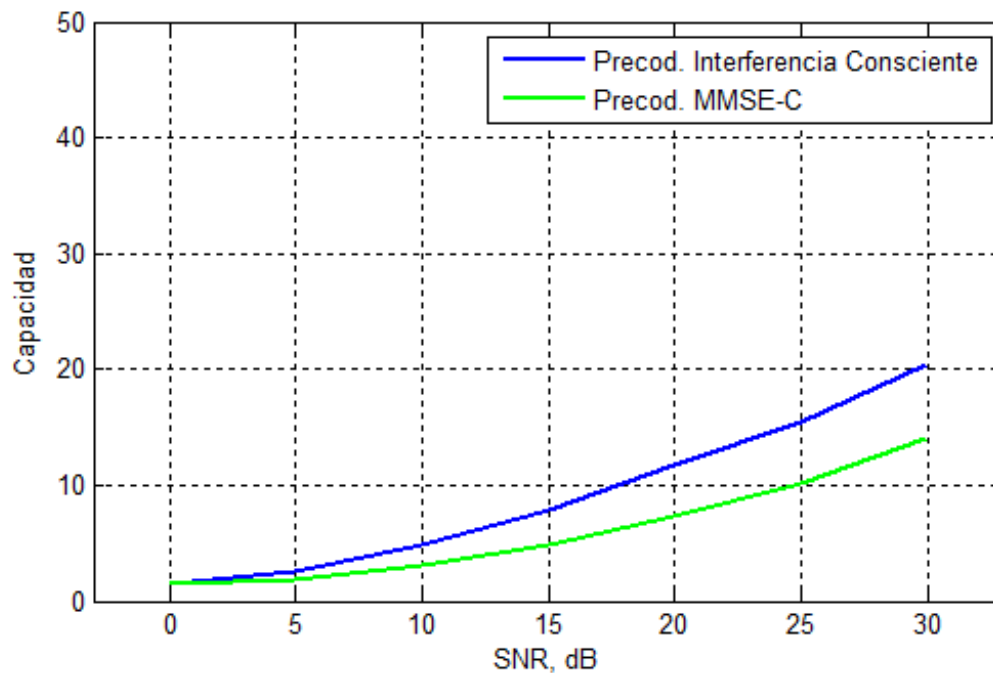


Figura 36: Comparativa de BER entre Precodificador de Interferencia Consciente y Precodificador MMSE-C para configuración MIMO (2,2)

Comparando la BER conseguida por ambos precodificadores, podemos ver como se mantiene muy pareja hasta los 20 dB donde el precodificador de interferencia consciente alcanza una mejor tasa de error de bit, llegando hasta el 0,7% de probabilidad de error frente al 3,7% logrado por el precodificador MMSE-C para un valor de SNR de 30 dB.



*Figura 37: Comparativa de Capacidad entre Precodificador de Interferencia Consciente y Precodificador MMSE-C para configuración MIMO (2,2)*

En la *Figura 37* advertimos como con la implementación del precodificador de interferencia consciente se consigue una mejor capacidad para el sistema celular inalámbrico, sobrepasando la barrera de 20 bps/Hz a los 30 dB, mientras que con el precodificador MMSE-C implementado se llega con la misma SNR hasta 14 bps/Hz.

La segunda configuración de antena a simular en nuestro escenario con ambos precodificadores, será una configuración MIMO (4,2), aumentando así el número de antenas de transmisión en cada BS, que pasara de dos a cuatro con respecto a la configuración anterior, y manteniendo el mismo número de antenas de recepción por cada usuario desplegado.

A continuación se presenta la gráfica que describe la evolución de la tasa de error de bit, resultado de implementar en nuestro escenario de simulación precodificadores de interferencia consciente y también precodificadores MMSE-C.

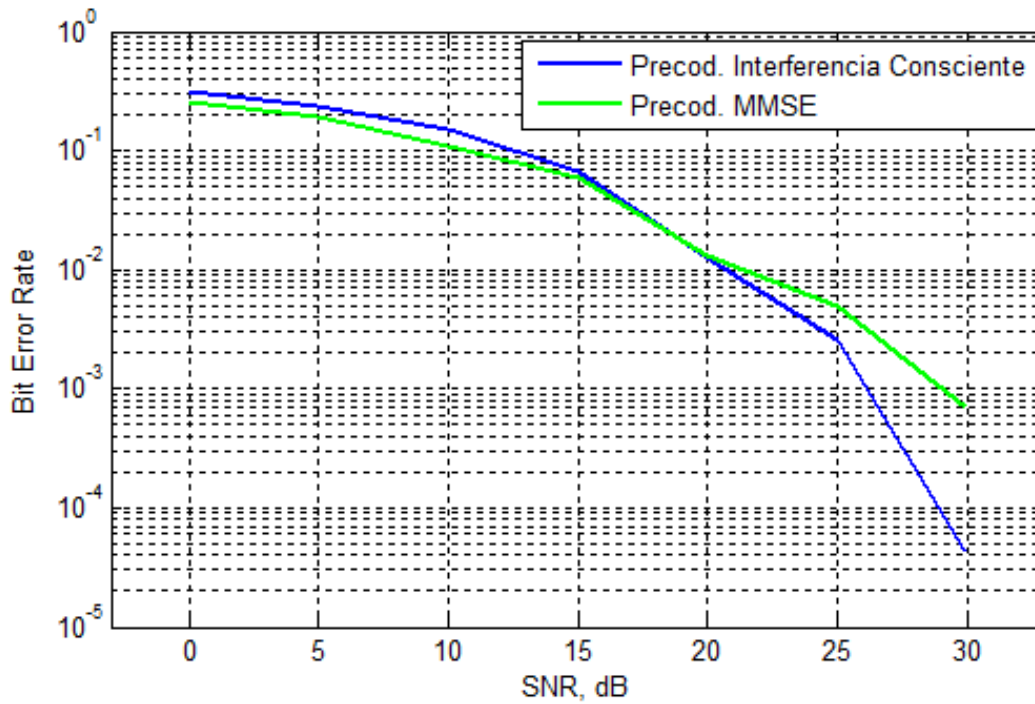


Figura 38: Comparativa de BER entre Precodificador de Interferencia Consciente y Precodificador MMSE-C para configuración MIMO (4,2)

En la siguiente figura comparamos la capacidad alcanzada, en bps/Hz, utilizando ambos precodificadores en nuestra implementación propuesta.

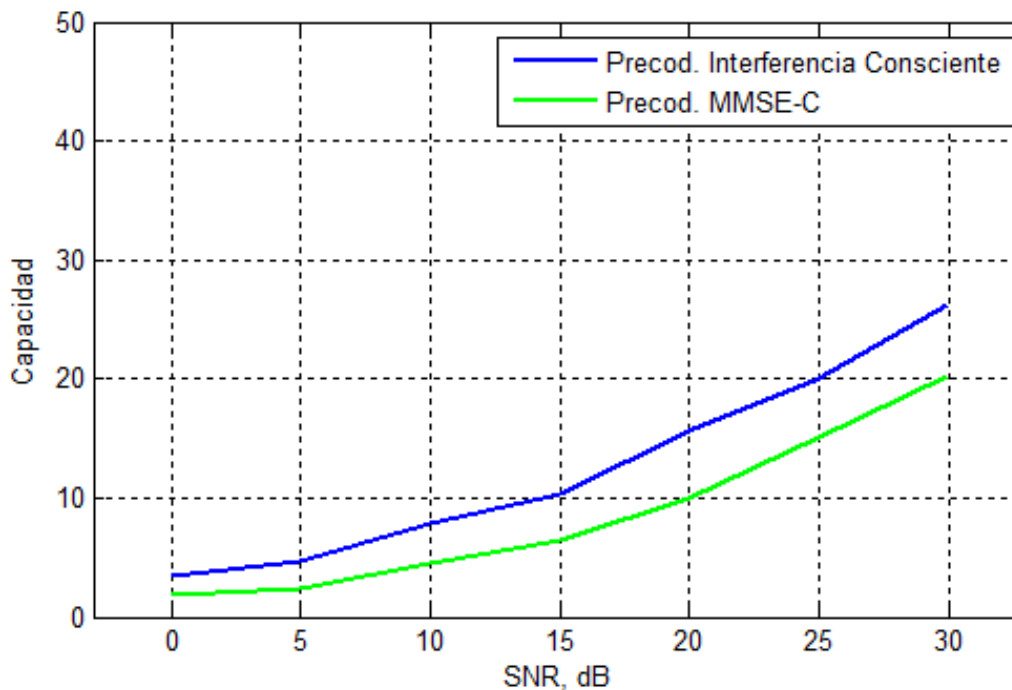
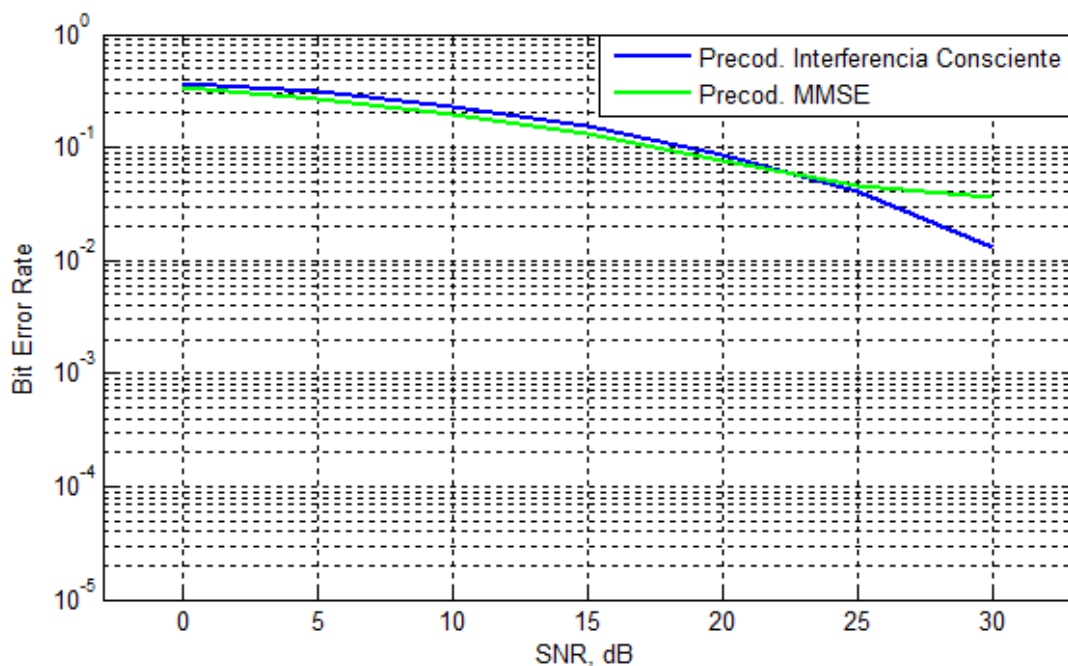


Figura 39: Comparativa de Capacidad entre Precodificador de Interferencia Consciente y Precodificador MMSE-C para configuración MIMO (4,2)

La diferencia de capacidad obtenida con el uso de ambos precodificadores aumenta a medida que crece la SNR, hasta lograrse unos 6 bps/Hz más con el precodificador de interferencia consciente respecto al precodificador MMSE-C para el último valor de SNR.

En la siguiente simulación de esta sección para la comparación del rendimiento de ambos tipos de precodificadores, se escoge como configuración de antenas un sistema MIMO cuadrado con cuatro antenas de transmisión por estación base y otras cuatro antenas de recepción por usuario, dando lugar a una configuración MIMO (4,4).

Como de costumbre representamos para ambos casos la evolución de la tasa de error de bit y de la capacidad total del sistema:



*Figura 40: Comparativa de BER entre Precodificador de Interferencia Consciente y Precodificador MMSE-C para configuración MIMO (4,4)*

En este caso, como se aprecia en la *Figura 40*, la curva que describe la evolución de la BER en el rango de SNR de 0 a 30 dB es muy pareja para ambos precodificadores, aunque la implementación del precodificador de interferencia consciente con restricción de potencia sigue arrojando un mejor rendimiento en cuanto a tasa de error de bit, en comparación con el precodificador MMSE-C.



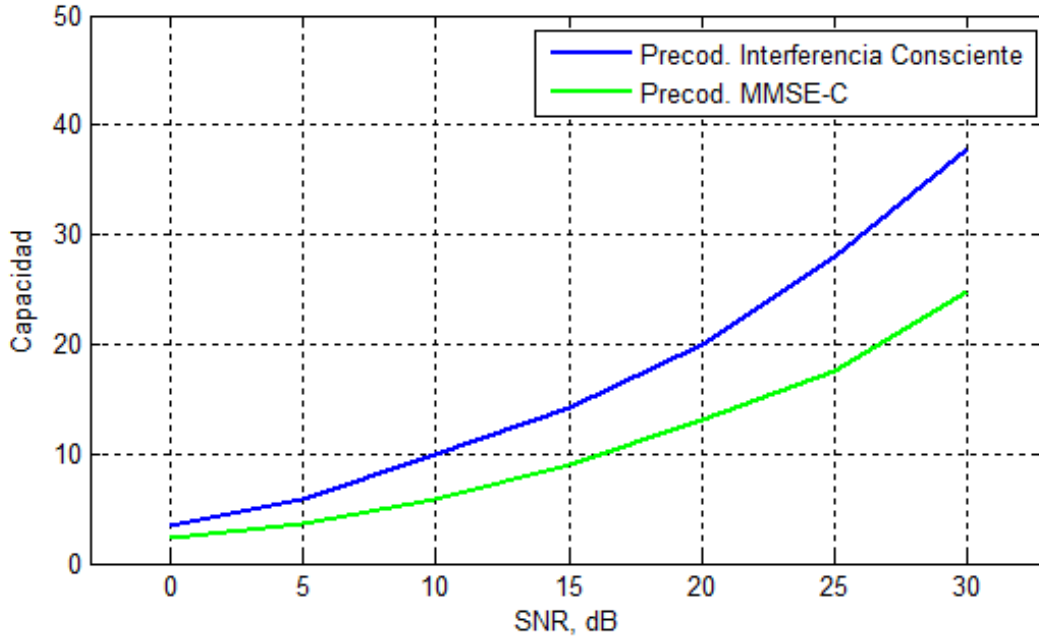


Figura 41: Comparativa de Capacidad entre Precodificador de Interferencia Consciente y Precodificador MMSE-C para configuración MIMO (4,4)

A pesar de que el rendimiento en cuanto a la BER obtenida era bastante similar con la implementación de ambos precodificadores, como puede verse en la gráfica anterior, en la comparación sobre la capacidad total, el precodificador de interferencia consciente es bastante mejor que el precodificador MMSE, puesto que llega a alcanzar hasta algo más de 37 bps/Hz, para el valor máximo de SNR, frente a los cerca de 25 bps/Hz que logra el MMSE-C.

La cuarta configuración de antena escogida para ser simulada en nuestro escenario con ambos precodificadores, será una configuración MIMO (8,4), duplicando por tanto el número de antenas de transmisión en cada estación base del escenario, respecto a la configuración anterior.

Evaluamos el impacto que tiene sobre el rendimiento del sistema el aumento de la cantidad de antenas de transmisión en cada una de las BS, implementando el precodificador de interferencia consciente, así como el precodificador de mínimo error cuadrático medio con restricción de potencia.

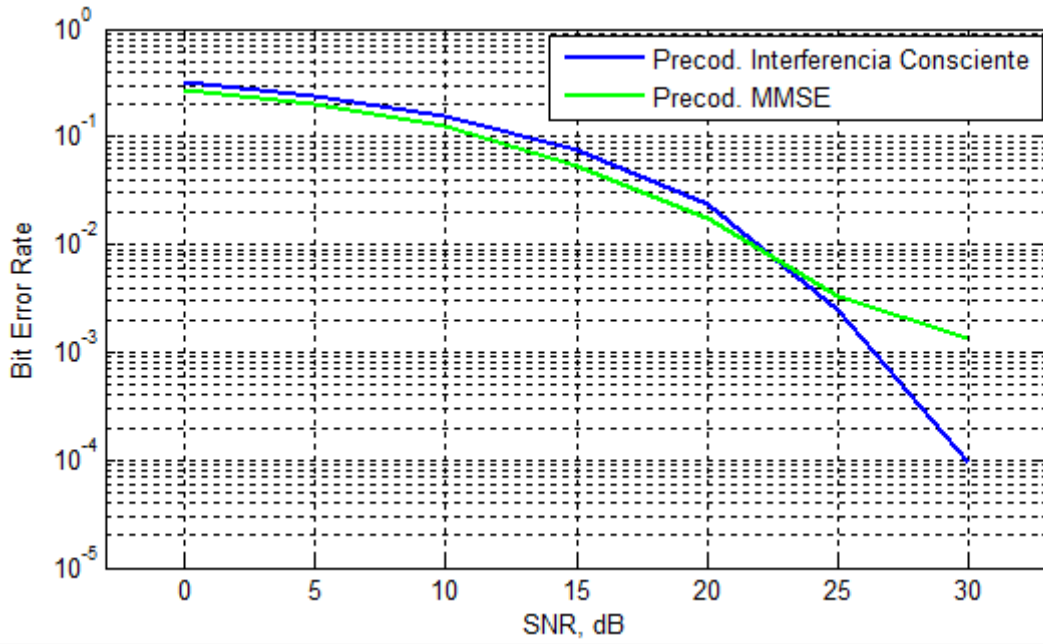


Figura 42: Comparativa de BER entre Precodificador de Interferencia Consciente y Precodificador MMSE-C para configuración MIMO (8,4)

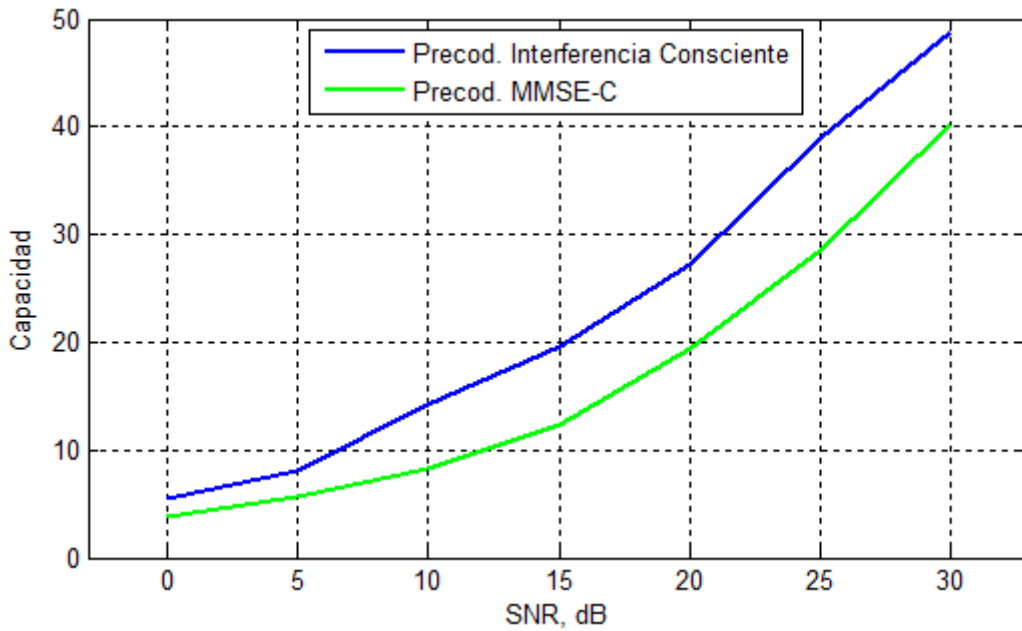


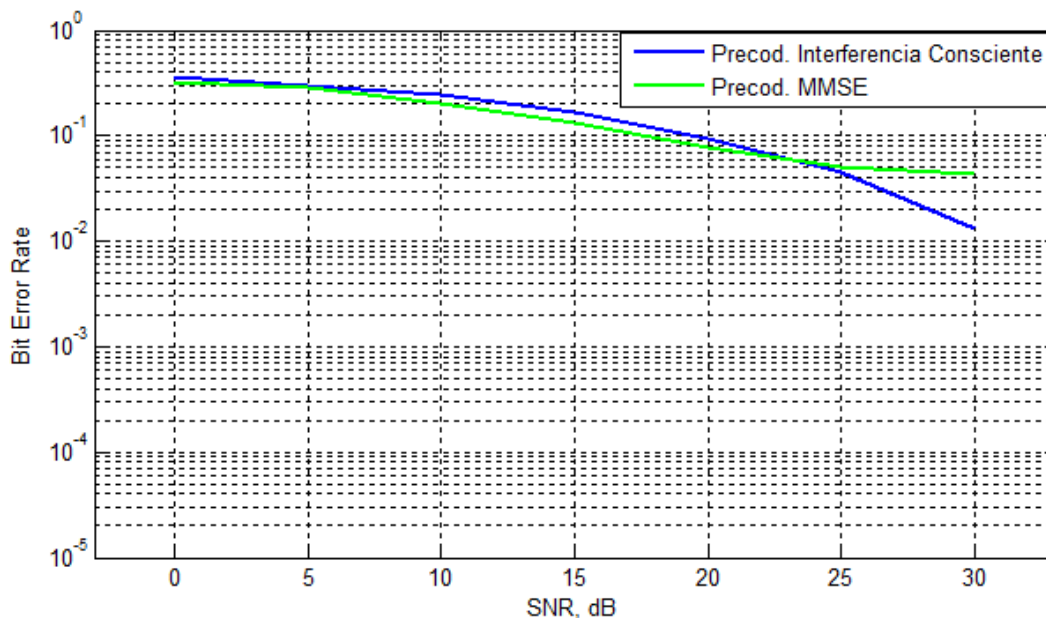
Figura 43: Comparativa de Capacidad entre Precodificador de Interferencia Consciente y Precodificador MMSE-C para configuración MIMO (8,4)

En la *Figura 42*, podemos observar como de nuevo el decrecimiento de la BER resultante es muy parejo para la implementación de ambos precodificadores, hasta que entre 25 y 30 dB de SNR, la BER del precodificador de interferencia consciente comienza a decrecer de forma más abrupta logrando mejores tasas de error de bit.

En la *Figura 43*, vemos como ambos precodificadores alcanzan altas capacidades a altos valores de SNR, no obstante con el precodificador MMSE-C se llegan a alcanzar los 40 bps/Hz, mientras que con el precodificador de interferencia consciente la capacidad lograda alcanza más de 48 bps/Hz mejorando al precodificador MMSE-C.

Finalmente, la última configuración de antena propuesta en este apartado para nuestro escenario de simulación será nuevamente una configuración MIMO cuadrada aumentando el número de antenas hasta tener ocho antenas por BS y otras ocho antenas por cada uno de los terminales de usuario.

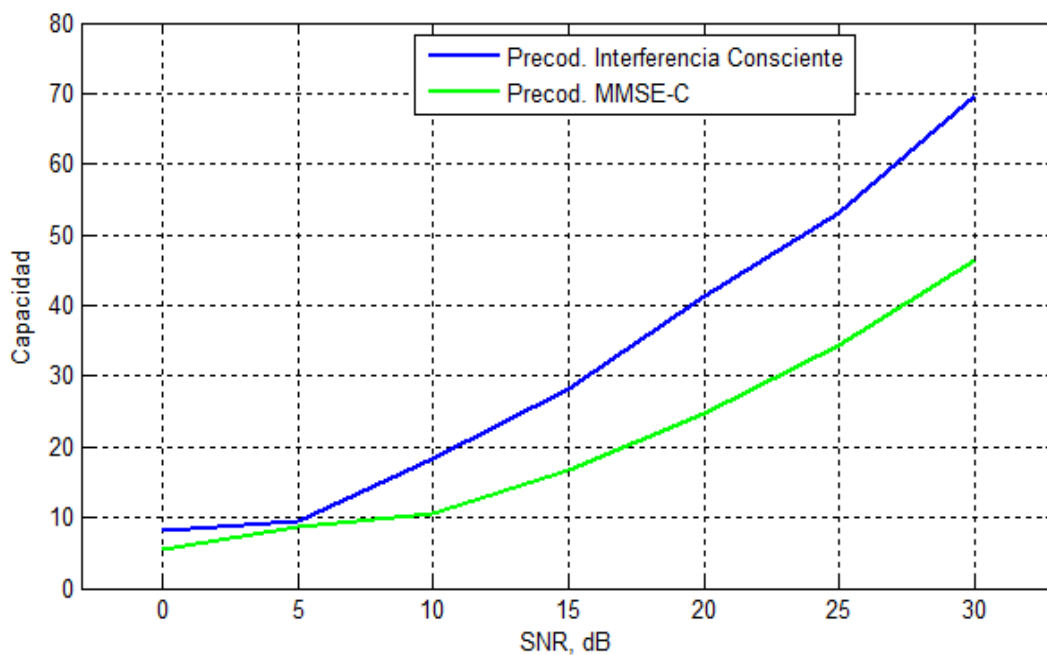
Por lo tanto, el sistema utilizado será un MIMO (8,8) y sobre él compararemos los resultados de BER y capacidad, en bps/Hz, obtenidos dentro del rango de valores de SNR definido, cuando se implementan precodificadores de interferencia consciente con restricción de potencia o bien precodificadores MMSE-C en nuestro sistema celular inalámbrico.



*Figura 44: Comparativa de BER entre Precodificador de Interferencia Consciente y Precodificador MMSE-C para configuración MIMO (8,8)*

En la *Figura 44*, comprobamos como a medida que aumentamos el número de antenas de recepción aumenta también la tasa de error de bit, puesto que las gráficas para ambos precodificadores presentan un crecimiento más lento que para las configuraciones simuladas anteriormente. No obstante, para altas SNR, sigue ofreciendo un mejor comportamiento el precodificador de interferencia consciente.

Presentamos a continuación la gráfica comparativa de la capacidad obtenida como resultado de la utilización de ambos precodificadores en el enlace descendente de nuestro sistema celular inalámbrico implementado:



*Figura 45: Comparativa de Capacidad entre Precodificador de Interferencia Consciente y Precodificador MMSE-C para configuración MIMO (8,8)*

Los valores de las capacidades del sistema alcanzadas para la configuración MIMO (8,8) propuesta son significativamente más altos que para las distintas configuraciones utilizadas en el resto de simulaciones.

La implementación con el precodificador MMSE-C provoca un rápido crecimiento de la capacidad a partir de 10 dB de SNR, alcanzando para 30 dB un valor de capacidad de algo más de 46 bps/Hz.

Sin embargo, una vez más, la implementación del precodificador de interferencia consciente con restricción de potencia en nuestro sistema celular inalámbrico mejora las prestaciones del precodificador MMSE-C. La curva de capacidad comienza a crecer rápidamente desde los 5 dB de SNR y a los 30 dB alcanza prácticamente 70 bps/Hz.

Se presentan dos tablas donde se recogen los resultados de tasa de error de bit derivados de la utilización de ambos precodificadores, para facilitar la comparativa entre ambos:

Configuración de antenas	Precodificador	SNR [dB]						
		0	5	10	15	20	25	30
MIMO (2,2)	Interferencia Consciente	0.3633	0.3070	0.2145	0.1413	0.0660	0.0275	0.0071
MIMO (4,2)	Interferencia Consciente	0.3099	0.2373	0.1528	0.6668	0.0128	0.0025	4.3e-05
MIMO (4,4)	Interferencia Consciente	0.3656	0.3092	0.2324	0.1539	0.0856	0.0402	0.0131
MIMO (8,4)	Interferencia Consciente	0.3169	0.2390	0.1582	0.1027	0.0236	0.0024	9.3e-05
MIMO (8,8)	Interferencia Consciente	0.3652	0.2981	0.2480	0.1656	0.0951	0.0456	0.0133

Tabla 5: Comparación de los valores de BER para el Precodificador de Interferencia Consciente

Configuración de antenas	Precodificador	SNR [dB]						
		0	5	10	15	20	25	30
MIMO (2,2)	MMSE-C	0.3397	0.2657	0.1967	0.1151	0.0629	0.0489	0.0368
MIMO (4,2)	MMSE-C	0.2554	0.1959	0.1108	0.0599	0.0130	0.0050	7.1e-04
MIMO (4,4)	MMSE-C	0.3358	0.2703	0.1929	0.1297	0.0769	0.0466	0.0367
MIMO (8,4)	MMSE-C	0.2723	0.2017	0.1272	0.0544	0.0172	0.0033	0.0014
MIMO (8,8)	MMSE-C	0.3267	0.2866	0.2049	0.1320	0.0783	0.0513	0.0425

Tabla 6: Comparación de los valores de BER para el Precodificador MMSE-C

De las tablas anteriores se desprende que a medida que aumenta el número de antenas tanto en transmisión como en recepción, la tasa de error de bit es mayor debido al aumento de la interferencia en el sistema celular.

Al comparar ambas tablas, se comprueba nuevamente como la implementación del precodificador de interferencia consciente ofrece un mejor comportamiento frente a la interferencia con respecto al precodificador MMSE-C, puesto que logra alcanzar mejores tasas de error de bit.

Para terminar, se presentan otras dos tablas en las que se incluyen los resultados de las capacidades obtenidas con ambos precodificadores, expresados en bps/Hz, para los distintos valores de SNR utilizados a lo largo de todas las simulaciones.

Configuración de antenas	Precodificador	SNR [dB]						
		0	5	10	15	20	25	30
<b>MIMO (2,2)</b>	<b>Interferencia Consciente</b>	1.4385	2.6282	4.7941	7.9430	11.782	15.465	20.438
<b>MIMO (4,2)</b>	<b>Interferencia Consciente</b>	3.5222	4.7529	7.9133	10.379	15.651	20.886	26.284
<b>MIMO (4,4)</b>	<b>Interferencia Consciente</b>	3.4203	5.9253	9.9801	14.295	20.008	27.955	37.875
<b>MIMO (8,4)</b>	<b>Interferencia Consciente</b>	5.4226	7.9986	14.227	19.683	27.289	38.871	48.750
<b>MIMO (8,8)</b>	<b>Interferencia Consciente</b>	8.0683	9.4418	18.422	28.208	41.342	53.101	69.611

*Tabla 7: Comparación de los valores de Capacidad para el Precodificador de Interferencia Consciente*

Configuración de antenas	Precodificador	SNR [dB]						
		0	5	10	15	20	25	30
MIMO (2,2)	MMSE-C	0.3397	0.2657	0.1967	0.1151	0.0629	0.0489	0.0368
MIMO (4,2)	MMSE-C	0.2554	0.1959	0.1108	0.0599	0.0130	0.0050	7.1e-04
MIMO (4,4)	MMSE-C	0.3358	0.2703	0.1929	0.1297	0.0769	0.0466	0.0367
MIMO (8,4)	MMSE-C	0.2723	0.2017	0.1272	0.0544	0.0172	0.0033	0.0014
MIMO (8,8)	MMSE-C	0.3267	0.2866	0.2049	0.1320	0.0783	0.0513	0.0425

*Tabla 8: Comparación de los valores de BER para el Precodificador MMSE-C*

Al comparar las capacidades obtenidas en ambas tablas aumentando tanto el número de antenas en transmisión por cada estación base, como el número de antenas en recepción por uno de los terminales de usuario desplegados, destaca la supremacía de la implementación del precodificador de interferencia consciente frente al precodificador MMSE-C, ya que el primero de ellos logra superar considerablemente los valores de capacidad conseguidos por el segundo.





# Capítulo VII

## Conclusiones y Líneas Futuras

### 7.1 Conclusiones

En este capítulo se pretende mostrar las conclusiones obtenidas de acuerdo a los objetivos marcados al principio del presente proyecto.

Tras la realización de las distintas simulaciones recogidas en el capítulo anterior, y a raíz de los resultados obtenidos en cada una de ellas, así como sus posteriores comparaciones, podemos afirmar que los supuestos presentados al inicio del proyecto han sido corroborados.

Podemos concluir por lo tanto, que la implementación de precodificadores de interferencia consciente con restricción de potencia en el sistema celular inalámbrico bajo estudio, ha conseguido un mayor rendimiento respecto al uso de precodificadores de mínimo error cuadrático medio con restricción de potencia, o MMSE-C.

El uso del precodificador de interferencia consciente ha conseguido mejores valores de tasa de error de bit, BER, lo que implica que el hecho de añadir los términos de interferencia en su formulación ha provocado que se consiga combatir la interferencia entre celdas vecinas de forma más eficiente, tratando de reducirla lo máximo posible.

Además, han quedado demostradas las ventajas que otorga el uso de la tecnología MIMO en sistemas celulares inalámbricos.

La introducción de diversidad de antenas en transmisión y recepción ha permitido que se consigan importantes mejoras sobre la capacidad del sistema celular inalámbrico, lo que implica una mayor tasa de transferencia de datos alcanzada.

Ambas hipótesis han sido confirmadas aportando mejoras sustanciales, sin embargo es necesario encontrar un equilibrio entre la capacidad alcanzada en el sistema ante el aumento del número de antenas en transmisión y recepción, y la probabilidad de error de bit debida al aumento de la interferencia, que provoca que se produzcan los errores en la detección de los símbolos en recepción.

## 7.2 Líneas Futuras

Los modelos utilizados en este proyecto se basan en precodificación como medio para combatir la interferencia entre células vecinas.

Se utilizan técnicas de precodificación lineal porque ofrecen un óptimo rendimiento con un bajo coste computacional, sin embargo a pesar de su alta complejidad de implementación, las técnicas de precodificación no lineales mejorarían aún más los resultados obtenidos sobre la cancelación de la interferencia, por lo que se propone su posible uso en futuros modelos.

Otra posible mejora a introducir sería utilizar el diseño de un filtro de recepción óptimo en el desarrollo, en lugar de utilizar un filtro de control de ganancia de la forma  $Wrx = \alpha I_r$ . De esta manera se mejoraría la recepción de los símbolos en el receptor, y con ello el rendimiento del sistema.

Adicionalmente, para mejorar la fidelidad de los resultados obtenidos, se podría implementar un escenario de simulación aún más parecido a un sistema celular inalámbrico real aumentando el número de celdas y el número de usuarios desplegados dentro de cada una de ellas.

Un paso más allá para futuros desarrollos sería implementar el escenario de simulación con usuarios no estáticos para conseguir así distintos escenarios en función del instante de tiempo seleccionado y donde las condiciones para cada usuario se vean modificadas según el momento de la comunicación elegido.

# Capítulo VIII

## Presupuesto

En este último capítulo del documento se presenta el presupuesto de los costes asociados al presente proyecto, donde se incluyen todos los gastos derivados de los recursos que se han utilizado para su realización.

Se distinguirán los gastos derivados de los recursos materiales de los asociados a los recursos humanos empleados.

Los gastos en recursos materiales incluyen la parte hardware, la parte software y los materiales de oficina empleados:

- Hardware: equipo informático utilizado, con un coste de 1000€
- Software: licencia del software de simulación empleado, en este caso Matlab, cuya licencia individual supone un coste de 2000€
- Material de oficina: que comprende los gastos debidos a las impresiones de las distintas copias de la memoria del proyecto, que ascienden a 200€

Estos valores ya incluyen los distintos impuestos aplicables. Sólo faltaría por distinguir la parte amortizable del equipo informático sobre el precio total.

Los gastos debidos a los recursos humanos, comprenden las horas de trabajo dedicadas a la documentación, la simulación y el análisis de los resultados para conformar el proyecto:

- Documentación: se estiman en total unas 250 horas empleadas en las distintas fases de la documentación, que incluyen la parte de investigación del estado del arte de las tecnologías empleadas y la redacción de la memoria.

- Simulación: para la simulación de los diferentes escenarios propuestos en el proyecto, así como para la evaluación de los resultados obtenidos, se han dedicado unas 650 horas

Por lo tanto, el tiempo total dedicado a la realización del presente proyecto asciende a 900 horas.

Al haber sido suprimidos los baremos orientativos que tradicionalmente publicaban los diferentes colegios debido a la Ley de Colegios Profesionales, siguiendo directivas europeas, los honorarios del ingeniero técnico proyectista se establecerán según el acuerdo alcanzado entre el profesional y el cliente. Por lo tanto, para este proyecto concreto, se considerarán unos honorarios de 60€ por hora trabajada.

Añadiendo el correspondiente 21% correspondiente al IVA, se tiene un salario de 72,6€/hora. Por consiguiente, los gastos derivados de los recursos humanos empleados en el proyecto ascenderán a 65.340€, teniendo en cuenta las 900 horas de trabajo necesarias.

A continuación, en la *Tabla 9* se muestra el desglose de los distintos conceptos que conforman el presupuesto.

<b>Recursos</b>	<b>Concepto</b>	<b>Importe (€)</b>
Materiales	Equipo informático	250
	Software de simulación	2000
	Material de oficina	200
Humanos	Documentación	18150
	Simulación	47190
		67790

*Tabla 9: Desglose del presupuesto del proyecto*

Como se puede ver en la tabla, el coste del equipo informático se ha estimado con un periodo de amortización de 4 años, por lo que al ser su coste de adquisición de 1000€, el coste asociado se quedará en 250€.

Finalmente, el coste total del proyecto asciende a la cantidad de 67.790€.

Leganés a 22 de Octubre de 2015

El ingeniero proyectista

# Bibliografía

- [1] GSM Association, *"The Mobile Economy 2015"*, 2015
- [2] Cisco, *"Cisco VNI Mobile 2015. The Cisco® Visual Networking Index (VNI) Global Mobile Data Traffic Forecast Update"*, 2015
- [3] Vasco Pereira and Tiago Sousa, *"Evolution of Mobile Wireless Communication Networks: 1G to 4G"*, Department of Informatics Engineering of the University of Coimbra, Julio 2004
- [4] Ajay R Mishra, *"Fundamentals of Cellular Network Planning and Optimisation 2G/2.5G/3G... Evolution to 4G"*, Ed John Wiley & Sons, 2004
- [5] Mário Marques da Silva Francisco A. Monteiro, *"MIMO Processing for 4G and Beyond: Fundamentals and Evolution"*, CRC Press, 2014
- [6] MARCOMBO S.A, *"Telecomunicaciones Móviles"*, Marcombo S.A, 1998
- [7] Jorge Cabrejas Peñuelas, Juan José Olmos Bonafé, Mario García Lozano, Ana Fernández Aguilera, *"3GPP LTE: Hacia la 4G móvil"*, Marcombo, 2012
- [8] Moray Rumney, *"LTE and the Evolution to 4G Wireless: Design and Measurement Challenges"*, Agilent Technologies, 2013
- [9] Georgios I. Papadimitriou, Andreas S. Pomportsis, P. Nicopolitidis, Mohammed S. Obaidat, *"Wireless Networks"*, John Wiley & Sons, 2003
- [10] Christopher Cox, *"An Introduction to LTE: LTE, LTE-Advanced, SAE and 4G Mobile Communications"*, John Wiley & Sons, 2012
- [11] Rec. UIT-R F.1399. *"Terminología del Acceso Inalámbrico"*, 1999-2001
- [12] Tzi-Dar Chiueh, Pei-Yun Tsai, I-Wei Lai, *"Baseband Receiver Design for Wireless MIMO-OFDM Communications"*, John Wiley & Sons, 2012
- [13] Jonathan Rodriguez, *"Fundamentals of 5G Mobile Networks"*, John Wiley & Sons, 2015

[14] Rec. UIT-T P.1407-1, "*Propagación por trayectos múltiples y parametrización de sus características*", 1999-2003

[15] Jerry R. Hampton, "*Introduction to MIMO Communications*", Cambridge University Press, 2013

[16] Siavash M. Alamouti, "*A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications*", IEEE Journal on Select Areas in, Vol. 16, Nº 8, Octubre 1998

[17] Gerard J. Foschini, "*Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas*", Bell Labs Technical Journal Vol. 1, Tema 2, Págs. 41–59, 1996

[18] G.D.Golden, C.J.Foschini, R.A.Valenzuela and P. W.Wolniansky, "*Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST space-time communication architecture*", Electronics Letters, 7th January 1999 Vol. 35 Nº 1

[19] Ramjee Prasad, "*OFDM for Wireless Communications Systems*", Norwood: Artech House, 2004

[20] Hermann Rohling, "*OFDM: Concepts for Future Communication Systems*", Springer Science & Business Media, 2011

[21] Felipe Linares López, "*Clustering Techniques for Base Station Coordination in a Wireless Cellular System*", PFC, Universidad Carlos II de Madrid, 2012

[22] Mamoru Sawahashi, Yoshihisa Kishiyama, Akihito Morimoto, Daisuke Nishikawa y Motohiro Tanno, "*Coordinated Multipoint Transmission/Reception Techniques for LTE-Advanced*", Tokyo City University y NTT DOCOMO, Inc, IEEE Wireless Communications, 2010, Nº de Vol. 17, Nº de revista 3

Otras publicaciones consultadas:

- Tri T. Ha, "*Theory and Design of Digital Communication Systems*", Cambridge University Press, 2010

- Christian Schlegel y Alex Grant, "*Coordinated Multiuser Communications*", Springer Science & Business Media, 2006

- Mario Marques da Silva, "*Multimedia Communications and Networking*", CRC Press, 2012

- Seo, DongBack, *“Evolution and Standardization of Mobile Communications Technology”*, IGI Global, 2013
- Stefan Panic, Mihajlo Stefanovic, Jelena Anastasov y Petar Spalevic, *“Fading and Interference Mitigation in Wireless Communications”*, CRC Press, 2013
- Savo Glisic, *“Advanced Wireless Communications. 4G Technologies”*, Universidad de Oulu, Finlandia, John Wiley & Sons, 2005