

**DPTO. DE TEORÍA DE LA SEÑAL Y COMUNICACIONES
UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID**



TESIS DOCTORAL

**Mejoras de diseño en sistemas inalámbricos
de última generación basados en MIMO:
estudio de terminales compactos y
gestión de interferencias en esquemas coordinados**

Autor: MARÍA LUZ PABLO GONZÁLEZ
Directoras: PROF. DRA. MATILDE SÁNCHEZ FERNÁNDEZ
PROF. DRA. ANA GARCÍA ARMADA

LEGANÉS, 2015

TESIS DOCTORAL:

Mejoras de diseño en sistemas inalámbricos de última generación basados en MIMO: estudio de terminales compactos y gestión de interferencias en esquemas coordinados

Autor:

MARÍA LUZ PABLO GONZÁLEZ

Directoras:

PROF. DR. MATILDE SÁNCHEZ FERNÁNDEZ

PROF. DR. ANA GARCÍA ARMADA

El tribunal nombrado para juzgar la tesis doctoral arriba citada, compuesto por los doctores

Presidente:

Vocal:

Secretario:

acuerda otorgarle la calificación de

Leganés, a

AGRADECIMIENTOS

Índice General

Lista de Figuras	xi
Índice de Tablas	xiii
1 Introducción y Motivación	1
1.1 Objetivos	3
1.2 Organización de la tesis	6
2 Sistemas MIMO (<i>Multiple Input-Multiple Output</i>)	9
2.1 Modelo general de señal MIMO	11
2.2 Estrategias de transmisión y recepción	19
2.3 Restricciones de potencia	21
3 Capacidad en Canales MIMO (<i>Multiple Input-Multiple Output</i>)	23
3.1 Teoría de matrices: descomposición de canales MIMO en valores singulares	25
3.2 Capacidad de canales SU-MIMO	26
3.2.1 Canal determinista	26
3.2.2 Canal aleatorio con desvanecimiento plano en frecuencia	31
3.2.3 Canal aleatorio con desvanecimiento selectivo en frecuencia	34
3.3 Capacidad de canales MU-MIMO genéricos	36
4 Modelado de canal	39
4.1 Modelo de canal SU-MIMO	42
4.2 Modelo de canal espacial SCM	52

4.2.1	Parámetros generales del modelo	53
4.2.2	Entornos de simulación	56
4.2.3	Generación de parámetros de usuario	57
4.2.4	Generación de los coeficientes de canal	62
5	Técnicas de mitigación de interferencia en sistemas MU-MIMO	67
5.1	Esquema de cancelación de ICI mediante BD	72
5.2	Esquemas de asignación de potencia	76
5.2.1	<i>Waterfilling</i> modificado	78
5.2.2	<i>Waterfilling</i>	78
5.3	ANEXO: BD	79
6	Simulaciones y Resultados	81
6.1	Estudio de terminales compactos en sistemas SU-MIMO	81
6.2	Estudio de la gestión de interferencias en esquemas MU-MIMO coordinados	86
6.2.1	Escenario con $M = N = 2$ y canal selectivo en frecuencia con PDP exponencial	91
6.2.2	Escenario con $M = N = 2$ y canal SCM	95
6.2.3	Escenario $M = N = 16$ con canal SCM	111
7	Conclusiones y Líneas Futuras	115
	Nomenclatura	117
	Bibliografía	120

Lista de Figuras

1.1	Procedimientos para aumentar la capacidad	3
1.2	Capacidad de un sistema MIMO	4
2.1	Sistema MIMO general	11
3.1	Precodificación en Transmisión y Conformado en Recepción	29
3.2	Descomposición del canal MIMO en subcanales paralelos	30
3.3	Algoritmo Waterfilling de asignación de potencia	31
3.4	División de un canal MIMO selectivo en frecuencia	35
4.1	Pérdidas, efecto “sombra” y multitrayecto como función de la distancia. . .	41
4.2	Clasificación de canales con desvanecimiento.	42
4.3	Antena Multimodo ideal	43
4.4	Modelo de sistema SU-MIMO con antenas multimodo	48
4.5	Escenarios propuestos con antenas multimodo en SU-MIMO	51
4.6	Generación del canal SCM: diagrama de bloques	53
4.7	Parámetros angulares del canal SCM	54
6.1	Eficiencia espectral con antenas multimodo y diversidad por polarización . .	83
6.2	Eficiencia espectral con antenas multimodo y diversidad por diagrama . . .	84
6.3	Esquema con diversidad espacial ($r = 4$) y antenas monomodo	85
6.4	Eficiencia espectral con antenas monomodo: mismo diagrama de radiación y polarizaciones alternas	85
6.5	Configuraciones de escenario 2BTS-2MS con canal SCM	87

6.6	Relación entre el radio de la celda (R), la apotema (a) y la distancia entre celdas (ISD)	89
6.7	Escenario hexagonal formado por 16 BTSs	89
6.8	Tasas medias alcanzables con canal exponencial ($\beta = 0.1$), $M = N = 2$, distintos valores de $t \times r$ y $\text{SNR} = 10\text{dB}$	92
6.9	Tasa media alcanzable en función de $t \times r$ con y sin coordinación para un canal exponencial, $M = N = 2$ y $\text{SNR} = 10\text{dB}$	94
6.10	Autovalores y potencias medias asignadas con canal exponencial: $t = 2$, $r = 2$	98
6.11	Autovalores y potencias medias asignadas con canal exponencial: $t = 4$, $r = 2$	99
6.12	Autovalores y potencias medias asignadas con canal exponencial: $t = 4$, $r = 4$	100
6.13	Autovalores y potencias medias asignadas con canal exponencial: $t = 6$, $r = 2$	101
6.14	Autovalores y potencias medias asignadas con canal exponencial: $t = 6$, $r = 6$	102
6.15	Tasas medias alcanzables con canal SCM <i>Urban Micro</i> NLOS, configuración 4, $M = N = 2$, distintos valores de $t \times r$ y $\text{SNR} = 10\text{dB}$	103
6.16	Tasa media alcanzable en función de $t \times r$ para las distintas configuraciones, con canal SCM <i>Urban Micro</i> NLOS, $M = N = 2$ y $\text{SNR} = 10\text{dB}$	104
6.17	Tasa media alcanzable en función de $t \times r$ con y sin coordinación, con canal SCM <i>Urban Micro</i> NLOS, $M = N = 2$ y $\text{SNR} = 10\text{dB}$: Configuración 1 .	105
6.18	Tasa media alcanzable en función de $t \times r$ con y sin coordinación, con canal SCM <i>Urban Micro</i> NLOS, $M = N = 2$ y $\text{SNR} = 10\text{dB}$: Configuración 2 .	106
6.19	Tasa media alcanzable en función de $t \times r$ con y sin coordinación, con canal SCM <i>Urban Micro</i> NLOS, $M = N = 2$ y $\text{SNR} = 10\text{dB}$: Configuración 3 .	107
6.20	Tasa media alcanzable en función de $t \times r$ con y sin coordinación, con canal SCM <i>Urban Micro</i> NLOS, $M = N = 2$ y $\text{SNR} = 10\text{dB}$: Configuración 4 .	108
6.21	Autovalores de canal SCM <i>Urban Micro</i> NLOS para configuración 2 con $t = 4$ y $r = 2$	108

6.22	Potencias medias asignadas con canal SCM <i>Urban Micro</i> NLOS para configuración 2 con $t = 4$ y $r = 2$	109
6.23	Autovalores de canal SCM <i>Urban Micro</i> NLOS para configuración 2 con $t = 4$ y $r = 4$	109
6.24	Potencias medias asignadas con canal SCM <i>Urban Micro</i> NLOS para configuración 2 con $t = 4$ y $r = 4$	110
6.25	CDF de las tasas alcanzables en los diferentes entornos SCM (<i>Suburban Macro</i> , <i>Urban Macro</i> y <i>Urban Micro</i>), con configuración 4, $M = N = t = r = 2$ y SNR = 10 y 20 dB	112
6.26	CDF de las tasas alcanzables en un entorno SCM <i>Urban Micro</i> NLOS, con $M = N = 16$, distribución aleatoria de los usuarios, SNR = 10dB y distintos valores de t y r	113

Índice de Tablas

4.1	Parametros del entorno	64
4.2	Offsets de los AoD y AoA	65

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN Y MOTIVACIÓN

Aunque el despliegue de sistemas de comunicaciones 4G se está iniciando hoy en día, ya se están poniendo todas las miras en el desarrollo de la tecnología 5G y de sus servicios. La evolución hacia 5G se plantea como un modo de superar los retos ya existentes en las actuales redes celulares: tasas de datos más elevadas, mejor funcionamiento extremo a extremo, menor latencia en hotspots y áreas muy pobladas, o menor consumo de energía. Para abordar estos retos, será necesario mejorar las soluciones de acceso radio ya existentes y complementarlas con otras nuevas. De esta forma, se espera que los sistemas 5G adopten una arquitectura multinivel heterogénea que permita servir a usuarios con distintos requerimientos de calidad de servicio (QoS) de un modo eficiente tanto desde el punto de vista energético como a nivel de espectro. En concreto, la gestión de recursos radio y de las interferencias será uno de los puntos clave en 5G ya que los métodos empleados hasta ahora, tales como la asignación de canal, el control de potencia o la compensación de carga, no serán eficientes en estos nuevos entornos [Hossain et al., 2014].

Aunque aún no se han especificado los parámetros que deben cumplir los sistemas 5G, algunos organismos ya han empezado a establecer algunos objetivos, lo que terminará influyendo en los futuros procesos de estandarización. Algunos de los requisitos que se proponen son los siguientes [Andrews et al., 2014]:

- Tasa de datos: la necesidad de soportar un alto nivel de tráfico de datos será algo incuestionable en 5G. Esta tasa puede medirse de distintas formas que pasamos a

enumerar:

- Capacidad: entendida como la cantidad total de datos que la red puede servir, se prevé que sea 1000 veces superior a la existente actualmente en 4G.
- Tasa de datos de pico: se espera que la mejor tasa de datos que un usuario puede alcanzar bajo una determinada configuración de red sea del orden de 10Gbps.
- Tasa al borde de la celda: definida como la peor tasa de datos razonable que un usuario puede recibir dentro del alcance de la red; se plantea que sea del orden de 100Mbps, lo que supone una mejora de dos órdenes de magnitud respecto a 4G, aunque el valor final dependerá de diversos factores como el tamaño de la celda o la carga de la misma.
- Latencia: aunque los 15ms de latencia existentes hoy en día son suficientes para la mayoría de los servicios actuales, las nuevas aplicaciones previstas para 5G (por ejemplo, aplicaciones de realidad virtual) necesitarán soportar tiempos de latencia menores a 1ms.
- Energía y coste: aunque idealmente, el coste y el consumo de energía en 5G deberían disminuir, lo que sí se debe buscar es que al menos no aumente a nivel de cada enlace.

De todos estos requerimientos, el que recibe mayor atención es el que tiene que ver con la capacidad del sistema. La mejora en tres órdenes de magnitud prevista se puede alcanzar fundamentalmente mediante la combinación de tres estrategias [Andrews et al., 2014] (ver Figura 1.1):

- Mejora de la eficiencia espectral: se obtendrá principalmente mediante avances en tecnología MIMO (*Multiple Input-Multiple Output*) y a través de la gestión de la interferencia mediante cooperación entre estaciones base.
- Uso optimizado del espectro: esto se consigue moviéndonos a la banda milimétrica y haciendo un mejor uso del espectro sin licencia de WiFi de los 5GHz.
- Densificación extrema: es decir, incrementar el número de estaciones base añadiendo más nodos activos por unidad de área y Hz.

Centrándonos en este aspecto, pasamos a describir los objetivos a estudiar en esta tesis.

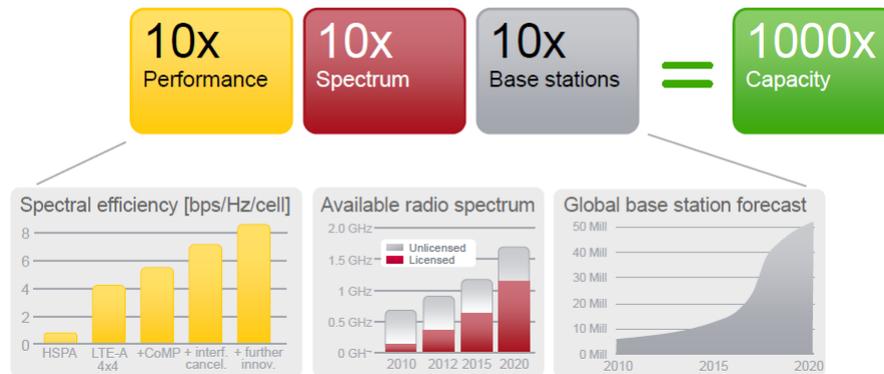


Figure 1.1: Procedimientos para aumentar la capacidad [Sanneck, 2012].

1.1 OBJETIVOS

Como hemos dicho anteriormente, una de las posibles tecnologías que permite mejorar la eficiencia espectral de los sistemas inalámbricos es la tecnología MIMO, la cual ya ha sido incorporada a los actuales estándares emergentes como es el caso de LTE (*Long Term Evolution*) [Li et al., 2010]. A través de ella, es posible un incremento en la capacidad proporcional al número de elementos radiantes [Goldsmith et al., 2003]. Básicamente, cuantas más antenas disponga el transmisor y/o receptor y más grados de libertad proporcione el canal, mejor funcionamiento en términos de tasa de datos o fiabilidad se alcanzará.

Sin embargo, la ganancia en eficiencia espectral que se puede alcanzar usando MIMO viene limitada por el menor número de antenas desplegadas en el transmisor y en el receptor, hasta tal punto que un sistema formado por dos antenas en ambos extremos supera a un sistema con un gran número de antenas en el transmisor y una sólo antena en el receptor [Papadias, 1999] (ver Figura 1.2).

Debido a las limitaciones de tamaño existentes en los terminales móviles, el factor que habitualmente condiciona la eficiencia espectral es el número de antenas que se pueden desplegar en ellos. Así, para poder aprovechar los beneficios de la tecnología MIMO en cuanto a eficiencia espectral se refiere, es necesario buscar estrategias que permitan superar dichas limitaciones de tamaño. Una posible forma es la implementación de terminales compactos. Este será uno de los objetivos de esta tesis: estudiar, en términos de eficiencia espectral, las

Alamouti Space-Time Code: Capacity

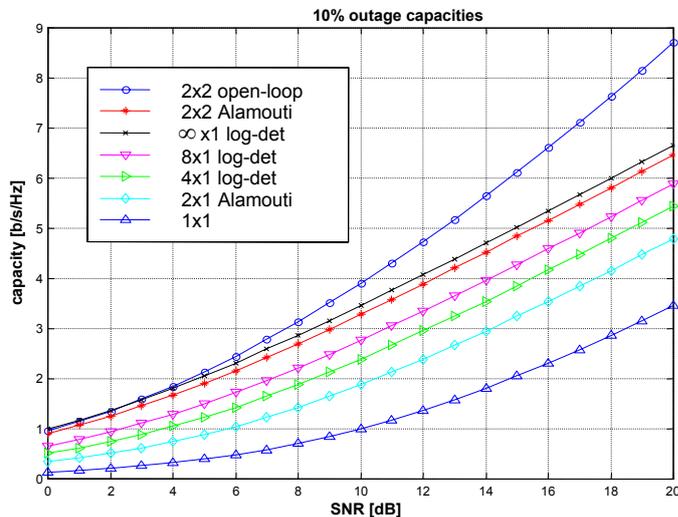


Figure 1.2: Capacidad de un sistema MIMO con diferente número de antenas.

Papadias, Alrabadi, Kalis: Parasitic Antenna Arrays for Compact MIMO Systems

20/93

prestaciones de un sistema MIMO con un sólo usuario basado en terminales compactos. Dichos terminales estarán formados por antenas multimodo tipo parche y permitirán combinar hasta tres tipos de diversidad: diversidad espacial, diversidad por polarización y diversidad por diagrama de radiación. Para modelar este sistema, se propondrá un modelo de canal lo más cercano posible a la realidad que permita estudiar la influencia que tienen la combinación de ciertas características de antena, como el diagrama de radiación o la polarización, en la eficiencia espectral del modelo propuesto.

Otro de los factores que influyen en la eficiencia espectral de un sistema MIMO es la relación señal a ruido interferencia o SINR (*Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio*). Mediante técnicas de mitigación de interferencia es posible mejorar la SINR aumentando así la eficiencia espectral del sistema. Estas técnicas de mitigación se suelen clasificar en tres estrategias [Boudeau et al., 2009] [Cho et al., 2010]:

- Coordinación, que incluye técnicas como Reuso Fraccional de Frecuencia (*Fractional Frequency Reuse FFR*), Reuso Suave de Frecuencia (*Soft Frequency Reuse SFR*), FFR Flexible (*Flexible Fractional Frequency Reuse FFFR*), FFR Adaptativo (*Adaptive Fractional Frequency Reuse AFFR*), Asignación Dinámica de Canal (*Dynamic Channel Allocation DCA*), etc.

- Aleatorización, mediante esquemas basados en Código de aleatorización específico de celda *Cell-Specific Scrambling*, Entrelazado Específico de Celda (*Cell-Specific Interleaving*) o Acceso Múltiple por División de Entrelazado (*Interleaved Division Multiple Access IDMA*), Salto en Frecuencia en OFDMA (*Frequency-Hopping OFDMA*), Asignación Aleatoria de Subportadora (*Random Subcarrier Allocation*), etc.
- Cancelación, que incluye técnicas IRC (*Interference Rejection Combining*) o esquemas basados en Detección Multiusuario IDMA (*IDMA Multiuser Detection*).

En los últimos años, han recibido una especial atención los esquemas de transmisión/recepción Coordinados Multipunto (Coordinated Multi-Point transmission/reception CoMP). Dichos esquemas han sido considerados por los organismos de estandarización como una herramienta para mitigar la interferencia entre celdas. La idea principal de CoMP es la siguiente: cuando se usan los mismos recursos espectrales un usuario puede recibir, de las BTSs (*Base Transceiver Station*) situadas en las celdas vecinas, señales con similar potencia a la de su señal deseada. Si la señalización transmitida desde dichas BTSs es coordinada, la interferencia puede ser mitigada consiguiéndose una mejora significativa en el funcionamiento del enlace. En esta tesis, nos centraremos en técnicas CoMP basadas en esquemas de diagonalización por bloques.

Resumiendo, la aportación de esta tesis será la siguiente:

1. Estudiar, en términos de eficiencia espectral, las prestaciones de un sistema MIMO basado en terminales compactos con antenas tipo parche. Para ello se propondrá un modelo de canal lo más cercano posible a la realidad que permita estudiar la influencia que tienen la combinación de ciertas características de antena, como el diagrama de radiación o la polarización, en la eficiencia espectral del modelo propuesto.
2. Formular el procesamiento cooperativo para la cancelación de la interferencia mediante técnicas de diagonalización por bloques, extendiendo dicha formulación a sistemas de banda ancha.
3. Definir un heurístico que permita obtener la asignación de potencia a transmitir por cada BTS de tal forma que se maximice la tasa suma ponderada del sistema respetándose siempre las limitaciones de potencia máxima impuestas por BTS.

1.2 ORGANIZACIÓN DE LA TESIS

La tesis está organizada de la siguiente forma:

- En el Capítulo 2 se hará, en primer lugar, una introducción a los sistemas MIMO que incluirá las distintas clasificaciones de dichas técnicas multiantena. A continuación se presentará el modelo general de un sistema MIMO formado por varios usuarios, para poder particularizar más adelante en los diferentes escenarios posibles. Seguidamente se estudiarán las diferentes estrategias de transmisión y recepción existentes, analizándose la estructura que adquieren las matrices de precodificación y conformado en los distintos escenarios MIMO. Finalmente, se analizarán las restricciones de potencia establecidas en el diseño de un sistema general MIMO formado por varios usuarios.
- En el Capítulo 3 se analizará la capacidad de sistemas MIMO. Para ello, se estudiará en primer lugar la teoría de descomposición de matrices en valores singulares que nos permitirá paralelizar el canal MIMO en subcanales independientes por los que multiplexar los datos a transmitir, mejorando así la velocidad del sistema. A partir de esta teoría de matrices, presentaremos la capacidad en canales MIMO de un sólo usuario, tanto si el canal es determinista, como cuando es aleatorio con desvanecimiento en frecuencia. Por último, mostraremos la capacidad de un sistema MIMO genérico formado por varios usuarios.
- En el Capítulo 4 se llevará a cabo el modelado de canal. En esta tesis se estudiarán dos tipos de canales. El primer modelo, para sistemas MIMO de un sólo usuario, permitirá estudiar la influencia que tienen la combinación de ciertas características de antena, como el diagrama de radiación o la polarización, en la eficiencia de un sistema con terminales compactos. El segundo permitirá modelar un canal MIMO multiusuario realista, el cuál será empleado en posteriores capítulos para analizar las técnicas de cancelación de interferencias y asignación de potencia propuestas en esta tesis.
- En el Capítulo 5 se expondrán brevemente las distintas técnicas de mitigación de interferencia existentes hoy en día. De todas ellas, nos centraremos en los esquemas de cancelación, concretamente en los esquemas de transmisión/recepción Coordinados

Multipunto basados en diagonalización por bloques. En este capítulo, se formulará el procesamiento cooperativo para la cancelación de la interferencia mediante técnicas de diagonalización por bloques, extendiendo dicha formulación a sistemas de banda ancha. Seguidamente, se definirá un heurístico que permita obtener la asignación de potencia a transmitir por cada BTS de tal forma que se maximice la tasa suma ponderada del sistema respetándose siempre las limitaciones de potencia máxima impuestas por BTS.

- En el Capítulo 6 se presentarán las distintas simulaciones realizadas junto con los resultados obtenidos. En primer lugar se estudiará la influencia que tiene la combinación de ciertas características de antena en la eficiencia espectral de un sistema MIMO de un sólo usuario donde lo que se busca es disponer de terminales compactos. Seguidamente pasaremos a estudiar las prestaciones de un sistema MIMO multiusuario basado en CoMP-BD OFDM. Dicho modelo incluirá tanto el procesamiento cooperativo para la cancelación de la interferencia como el heurístico encargado de realizar la asignación de potencia presentados en el capítulo anterior. Los modelos de canal empleados serán los propuestos también en el capítulo previo.
- Por último, en el Capítulo 7 se expondrán las conclusiones alcanzadas en esta tesis y las posibles líneas futuras.

1.2. ORGANIZACIÓN DE LA TESIS

CAPÍTULO 2

SISTEMAS MIMO (*Multiple Input-Multiple Output*)

La demanda de velocidades de transmisión cada vez más elevadas por parte de los sistemas de comunicaciones wireless y de las nuevas aplicaciones móviles ha hecho necesario encontrar métodos de transmisión más avanzados capaces de mejorar el funcionamiento del sistema. Una posible solución son los denominados sistemas MIMO que, mediante el empleo de múltiples antenas en el transmisor y/o receptor, permiten aumentar la capacidad del sistema sin necesidad de incrementar ni el ancho de banda ni la potencia con la que se transmite [Foschini, 1996][Telatar, 1999]. Los sistemas MIMO aprovechan la dimensión espacial para repartir la potencia total entre las distintas antenas y conseguir así ganancia de array (mejora la eficiencia espectral del sistema) o ganancia de diversidad (mejora la fiabilidad del enlace)

Las técnicas multiantena pueden clasificarse en dos grandes categorías [Golden et al., 1999]:

- *Técnicas de multiplexado espacial*: varios flujos de datos independientes son transmitidas simultáneamente desde distintas antenas, aumentando así la velocidad de transmisión del sistema.
- *Técnicas de diversidad espacio-tiempo*: la misma información se envía y/o recibe por múltiples antenas mejorando así la fiabilidad del sistema.

Empleando técnicas de multiplexado espacial es posible conseguir tasas de transmisión iguales a la capacidad de canal definida para ese sistema MIMO. Sin embargo, las velocidades alcanzables usando técnicas de diversidad pueden llegar a ser mucho menores que la capacidad establecida para dicho canal [Sandhu and Paulraj, 2000].

Atendiendo al escenario, es posible distinguir entre:

- SU-MIMO (*Single User MIMO*): escenario MIMO más sencillo formado por un sólo transmisor ($M = 1$ y t antenas transmisoras) y un sólo receptor ($N = 1$ y r antenas receptoras).

- MU-MIMO (*Multi User MIMO*) o MIMO colaborativo: escenario representativo de un esquema donde una sola BTS (*Base Transceiver Station*) sirve a varios usuarios. Pueden darse dos casos:
 - Escenario multisuario descendente donde un sólo transmisor ($M = 1$ y t antenas transmisoras) sirve a varios usuarios ($N > 1$).

 - Escenario multiusuario ascendente donde varios usuarios ($M > 1$) transmiten al mismo receptor ($N = 1$ y r antenas receptoras).

- MU-MIMO distribuído: es el caso más general y complejo donde varios transmisores ($M > 1$) sirven a varios usuarios ($N > 1$) simultáneamente. Este será el caso que estudiaremos a lo largo de esta tesis.

En este capítulo, se presentará en primer lugar el modelo general de un sistema MU-MIMO distribuído, para poder particularizar más adelante en los diferentes escenarios posibles. A continuación se estudiarán las diferentes estrategias de transmisión y recepción analizándose la estructura que adquieren las matrices de precodificación y conformado en los distintos escenarios MIMO. Finalmente se analizarán las restricciones de potencia establecidas en el diseño de un sistema MU-MIMO distribuído.

2.1 MODELO GENERAL DE SEÑAL MIMO

Consideremos un sistema general formado por M BTSs y N usuarios¹, con t antenas transmisoras y r antenas receptoras respectivamente² (ver Figura 2.1). Se trata de un sistema MU-MIMO distribuído compuesto por Mt antenas transmisoras y Nr antenas receptoras, con $Mt > Nr$ para no perder flujos de datos transmitidos.

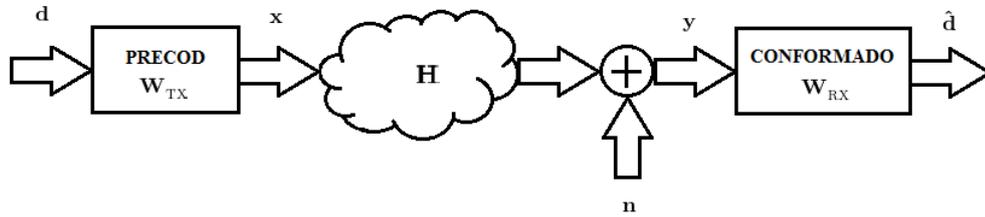


Figure 2.1: Sistema MIMO general: MU-MIMO distribuído.

Asumiremos un medio de propagación con reflectores y dispersores y sin interferencia entre símbolos (ISI). Esta suposición, válida para sistemas de banda estrecha afectados por desvanecimientos lentos y planos, es aplicable a cualquier sistema OFDM donde cada portadora se comporta como un subsistema de banda estrecha. Así, el canal vendrá representado por una matriz $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{Nr \times Mt}$ donde cada elemento h_{ki}^j representa el canal desde la antena transmisora j ($j = 1 \dots Mt$) a la antena receptora i ($i = 1, \dots, r$) del usuario k ($k = 1, \dots, N$).

En el caso más general, el procesamiento de señal es llevado a cabo tanto en el lado del transmisor como en el lado del receptor. Con el fin de alcanzar un compromiso entre complejidad y funcionamiento, a lo largo de este trabajo supondremos que los filtros presentes en el sistema son filtros lineales.

Llamaremos $\mathbf{d} \in \mathbb{C}^K$ al vector aleatorio que contiene los datos de los usuarios y cuya matriz de autocorrelación vendrá dada por $\mathbf{R}_d \in \mathbb{C}^{K \times K}$. El número máximo de tramas en

¹Aunque a lo largo de esta tesis vamos a estudiar el caso descendente, el modelo MIMO general presentado en este capítulo es extrapolable al caso ascendente

²Por simplicidad, se supondrá que todas las BTSs estarán formadas por el mismo número de antenas transmisoras t . Igualmente, se supondrá que todos los terminales móviles constarán de r antenas receptoras.

paralelo que se pueden transmitir debe ser igual al rango de la matriz de canal \mathbf{H} . Por ello se debe cumplir $K \leq \min(Mt, Nr)$ que, por la hipótesis inicial de $Mt \geq Nr$, implica que $K \leq Nr$. Dado que no suele ser habitual que el rango de la matriz de canal sea inferior a Nr , supondremos por simplicidad que $K = Nr$. Este vector de datos es precodificado mediante un filtro lineal de matriz $\mathbf{W}_{\text{TX}} \in \mathbb{C}^{Mt \times Nr}$ dando lugar al conjunto de símbolos a transmitir por las M BTSs y que agruparemos en el vector $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{Mt}$:

$$\mathbf{x} = \mathbf{W}_{\text{TX}} \mathbf{d} \quad (2.1)$$

Así, la señal recibida $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{Nr}$ vendrá dada por

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} = \mathbf{H}\mathbf{W}_{\text{TX}}\mathbf{d} + \mathbf{n} \quad (2.2)$$

donde $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{Nr}$ es el término de ruido aditivo blanco Gaussiano de matriz de autocorrelación $\mathbf{R}_{\mathbf{n}} \in \mathbb{C}^{Nr \times Nr}$. Finalmente, esta señal recibida es procesada por el receptor mediante un filtro lineal de matriz $\mathbf{W}_{\text{RX}} \in \mathbb{C}^{Nr \times Nr}$, obteniéndose a la salida del mismo una estimación $\hat{\mathbf{d}} \in \mathbb{C}^{Nr}$ de los datos originales:

$$\hat{\mathbf{d}} = \mathbf{W}_{\text{RX}}\mathbf{y} = \mathbf{W}_{\text{RX}}\mathbf{H}\mathbf{W}_{\text{TX}}\mathbf{d} + \mathbf{W}_{\text{RX}}\mathbf{n} \quad (2.3)$$

A continuación pasamos a analizar en detalle cada uno de los vectores y matrices involucrados en el sistema MIMO. El vector de símbolos \mathbf{d} puede escribirse como:

$$\mathbf{d} = \begin{bmatrix} \mathbf{d}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{d}_k \\ \vdots \\ \mathbf{d}_N \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

siendo $\mathbf{d}_k \in \mathbb{C}^r$ el vector que contiene los r símbolos del usuario k :

$$\mathbf{d}_k = \begin{bmatrix} d_{k1} \\ \vdots \\ d_{ki} \\ \vdots \\ d_{kr} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

La matriz de precodificación puede escribirse como:

$$\mathbf{W}_{\text{TX}} = \begin{bmatrix} (\mathbf{W}_{\text{TX}})_{1,1} & \cdots & (\mathbf{W}_{\text{TX}})_{1,k} & \cdots & (\mathbf{W}_{\text{TX}})_{1,N} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ (\mathbf{W}_{\text{TX}})_{m,1} & \cdots & (\mathbf{W}_{\text{TX}})_{m,k} & \cdots & (\mathbf{W}_{\text{TX}})_{m,N} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ (\mathbf{W}_{\text{TX}})_{M,1} & \cdots & (\mathbf{W}_{\text{TX}})_{M,k} & \cdots & (\mathbf{W}_{\text{TX}})_{M,N} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

La submatriz $(\mathbf{W}_{\text{TX}})_m \in \mathbb{C}^{t \times Nr}$ representa la parte del precodificador encargada de obtener los t símbolos a transmitir por la BTS m ($m = 1, \dots, M$):

$$(\mathbf{W}_{\text{TX}})_m = \begin{bmatrix} (\mathbf{W}_{\text{TX}})_{m,1} & \cdots & (\mathbf{W}_{\text{TX}})_{m,k} & \cdots & (\mathbf{W}_{\text{TX}})_{m,N} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

De igual forma, la submatriz $(\mathbf{W}_{\text{TX}})^k \in \mathbb{C}^{t \times r}$ es la parte de \mathbf{W}_{TX} encargada de obtener la señal a transmitir con la información de los r símbolos del usuario k :

$$(\mathbf{W}_{\text{TX}})^k = \begin{bmatrix} (\mathbf{W}_{\text{TX}})_{1,k} \\ \vdots \\ (\mathbf{W}_{\text{TX}})_{m,k} \\ \vdots \\ (\mathbf{W}_{\text{TX}})_{M,k} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

A través de esta matriz $(\mathbf{W}_{\text{TX}})^k$, la información correspondiente al usuario k (contenida en el vector \mathbf{d}_k) es repartida entre todas las BTSs.

Finalmente, $(\mathbf{W}_{\text{TX}})_{m,k} \in \mathbb{C}^{t \times r}$ es la submatriz que contiene los vectores de precodificación de la BTS m correspondientes a los r símbolos del usuario k . Esta submatriz define la contribución de los r símbolos del usuario k en los t símbolos enviados por la BTS m :

$$(\mathbf{W}_{\text{TX}})_{m,k} = \begin{bmatrix} w_{k1}^{(m-1)t+1} & \cdots & w_{ki}^{(m-1)t+1} & \cdots & w_{kr}^{(m-1)t+1} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{k1}^{(m-1)t+j'} & \cdots & w_{ki}^{(m-1)t+j'} & \cdots & w_{kr}^{(m-1)t+j'} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{k1}^{mt} & \cdots & w_{ki}^{mt} & \cdots & w_{kr}^{mt} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

donde $j' = 1 \dots t$ es el superíndice que permite hacer el barrido a lo largo de las t antenas de cada BTS. Nótese que el índice j engloba las t antenas transmisoras de las M BTSs, esto

es, $j = 1 \dots Mt$ mientras que el índice j' engloba las t antenas de una determinada BTS, es decir, $j' = 1 \dots t$.

Cada símbolo de usuario d_{ki} , llevará asociado un vector de precodificación $\mathbf{w}_{ki} \in \mathbb{C}^{Mt}$ que determinará la contribución de cada antena transmisora sobre dicho símbolo:

$$\mathbf{w}_{ki} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{ki}^1 \\ \vdots \\ \mathbf{w}_{ki}^m \\ \vdots \\ \mathbf{w}_{ki}^M \end{bmatrix} \quad \text{donde} \quad \mathbf{w}_{ki}^m = \begin{bmatrix} w_{ki}^{(m-1)t+1} \\ \vdots \\ w_{ki}^{(m-1)t+j'} \\ \vdots \\ w_{ki}^{mt} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Así, podemos reescribir la submatriz $(\mathbf{W}_{\text{TX}})^k$ en función de dichos vectores como:

$$(\mathbf{W}_{\text{TX}})^k = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{k1} & \cdots & \mathbf{w}_{ki} & \cdots & \mathbf{w}_{kr} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

y la matrix completa de precodificación \mathbf{W}_{TX} como:

$$\mathbf{W}_{\text{TX}} = \begin{bmatrix} (\mathbf{W}_{\text{TX}})^1 & \cdots & (\mathbf{W}_{\text{TX}})^k & \cdots & (\mathbf{W}_{\text{TX}})^N \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

El vector correspondiente a la señal transmitida puede escribirse en función de la matrix de precodificación \mathbf{W}_{TX} y de los símbolos de datos \mathbf{d} como:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{x}_m \\ \vdots \\ \mathbf{x}_M \end{bmatrix} = \mathbf{W}_{\text{TX}} \mathbf{d} \quad (2.13)$$

donde $\mathbf{x}_m \in \mathbb{C}^t$ es el vector que contiene el conjunto de símbolos enviados por la BTS m :

$$n\mathbf{x}_m = \begin{bmatrix} x^{(m-1)t+1} \\ \vdots \\ x^{(m-1)t+j'} \\ \vdots \\ x^{mt} \end{bmatrix} = (\mathbf{W}_{\text{TX}})_m \mathbf{d} = \sum_{k=1}^N (\mathbf{W}_{\text{TX}})_{m,k} \mathbf{d}_k \quad (2.14)$$

Como puede verse en (2.14), cada antena transmisora llevará información de todos y cada uno de los usuarios.

De la misma forma que se hizo con la matriz de precodificación \mathbf{W}_{TX} , la matriz de canal \mathbf{H} puede descomponerse en un conjunto de submatrices, teniendo en cuenta que, en este caso, la dimensiones están invertidas:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} (\mathbf{H})_1 \\ \vdots \\ (\mathbf{H})_k \\ \vdots \\ (\mathbf{H})_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\mathbf{H})_{1,1} & \cdots & (\mathbf{H})_{1,m} & \cdots & (\mathbf{H})_{1,M} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ (\mathbf{H})_{k,1} & \cdots & (\mathbf{H})_{k,m} & \cdots & (\mathbf{H})_{k,M} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ (\mathbf{H})_{N,1} & \cdots & (\mathbf{H})_{N,m} & \cdots & (\mathbf{H})_{N,M} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

La submatriz $(\mathbf{H})_k \in \mathbb{C}^{r \times Mt}$ contiene los canales vistos desde las t antenas transmisoras de las M BTSs a las r antenas receptoras del usuario k :

$$(\mathbf{H})_k = \begin{bmatrix} h_{k1}^1 & \cdots & h_{k1}^j & \cdots & h_{k1}^{Mt} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{ki}^1 & \cdots & h_{ki}^j & \cdots & h_{ki}^{Mt} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{kr}^1 & \cdots & h_{kr}^j & \cdots & h_{kr}^{Mt} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

donde h_{ki}^j es el canal desde la antena transmisora j a la antena receptora i del usuario k . Por otro lado, la submatriz $(\mathbf{H})^m \in \mathbb{C}^{Nr \times t}$ contiene los canales desde las t antenas transmisoras de la BTS m a las r antenas receptoras de los N usuarios. Por último, $(\mathbf{H})_{k,m} \in \mathbb{C}^{r \times t}$ contiene los canales vistos desde las t antenas transmisoras de la BTS m a las r antenas receptoras del usuario k :

$$(\mathbf{H})_{k,m} = \begin{bmatrix} h_{k1}^{(m-1)t+1} & \cdots & h_{k1}^{(m-1)t+j'} & \cdots & h_{k1}^{mt} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{ki}^{(m-1)t+1} & \cdots & h_{ki}^{(m-1)t+j'} & \cdots & h_{ki}^{mt} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{kr}^{(m-1)t+1} & \cdots & h_{kr}^{(m-1)t+j'} & \cdots & h_{kr}^{mt} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

donde $h_{ki}^{(m-1)t+j'}$ es el canal desde la antena transmisora j' ($j' = 1 \dots t$) de la BTS m a la antena receptora i del usuario k .

El vector \mathbf{n} contiene los vectores de ruido AWGN de cada usuario:

$$\mathbf{n} = \begin{bmatrix} \mathbf{n}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{n}_k \\ \vdots \\ \mathbf{n}_N \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

siendo $\mathbf{n}_k \in \mathbb{C}^r$ el ruido en las r antenas receptoras del usuario k .

De igual forma, el vector \mathbf{y} , que contiene las señales recibidas por cada usuario, puede escribirse como:

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{y}_k \\ \vdots \\ \mathbf{y}_N \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

donde $\mathbf{y}_k \in \mathbb{C}^r$ es la señal recibida por las r antenas receptoras del usuario k :

$$\mathbf{y}_k = (\mathbf{H})_k \mathbf{x} + \mathbf{n}_k = \begin{bmatrix} y_{k1} \\ \vdots \\ y_{ki} \\ \vdots \\ y_{kr} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Al asumir que el número de tramas de usuario es igual al número de antenas receptoras, la matriz \mathbf{W}_{RX} correspondiente al filtro receptor será una matriz cuadrada de dimensiones $Nr \times Nr$ que podremos escribir como:

$$\mathbf{W}_{\text{RX}} = \begin{bmatrix} (\mathbf{W}_{\text{RX}})_{1,1} & \cdots & (\mathbf{W}_{\text{RX}})_{1,k} & \cdots & (\mathbf{W}_{\text{RX}})_{1,N} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ (\mathbf{W}_{\text{RX}})_{k,1} & \cdots & (\mathbf{W}_{\text{RX}})_{k,k} & \cdots & (\mathbf{W}_{\text{RX}})_{k,N} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ (\mathbf{W}_{\text{RX}})_{N,1} & \cdots & (\mathbf{W}_{\text{RX}})_{N,k} & \cdots & (\mathbf{W}_{\text{RX}})_{N,N} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

La submatriz $(\mathbf{W}_{\text{RX}})_k \in \mathbb{C}^{r \times Nr}$ es la parte de \mathbf{W}_{RX} empleada para estimar los r símbolos del usuario k :

$$(\mathbf{W}_{\text{RX}})_k = \begin{bmatrix} (\mathbf{W}_{\text{RX}})_{k,1} & \cdots & (\mathbf{W}_{\text{RX}})_{k,k} & \cdots & (\mathbf{W}_{\text{RX}})_{k,N} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

De igual forma, la submatriz $(\mathbf{W}_{\text{RX}})^k \in \mathbb{C}^{Nr \times r}$ representa la contribución de la señal \mathbf{y}_k recibida por las r antenas del usuario k en la estimación completa de \mathbf{d} :

$$(\mathbf{W}_{\text{RX}})^k = \begin{bmatrix} (\mathbf{W}_{\text{RX}})_{1,k} \\ \vdots \\ (\mathbf{W}_{\text{RX}})_{k,k} \\ \vdots \\ (\mathbf{W}_{\text{RX}})_{N,k} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Por último, $(\mathbf{W}_{\text{RX}})_{k,k'} \in \mathbb{C}^{r \times r}$ es la submatriz de \mathbf{W}_{RX} que define la contribución de los r símbolos recibidos por el usuario k en la estimación de los r símbolos del usuario k' .

El vector $\hat{\mathbf{d}}$ con los símbolos estimados puede escribirse como:

$$\hat{\mathbf{d}} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{d}}_1 \\ \vdots \\ \hat{\mathbf{d}}_k \\ \vdots \\ \hat{\mathbf{d}}_N \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

donde $\hat{\mathbf{d}}_k \in \mathbb{C}^r$ contiene los r símbolos estimados del usuario k .

Como dijimos anteriormente, el vector \mathbf{d}_k contiene los r símbolos correspondientes al usuario k . Supondremos que dicho vector tiene una matriz de correlación genérica $\mathbf{R}_{\mathbf{d}_k} \in \mathbb{C}^{r \times r}$ y que los vectores \mathbf{d}_k y $\mathbf{d}_{k'}$ están incorrelados para todo $k \neq k'$. De esta forma, la matriz de correlación $\mathbf{R}_{\mathbf{d}}$ será una matriz diagonal de la forma:

$$\mathbf{R}_{\mathbf{d}} = \mathbb{E} \{ \mathbf{d} \mathbf{d}^H \} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{\mathbf{d}_1} & \cdots & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{R}_{\mathbf{d}_k} & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{R}_{\mathbf{d}_N} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Cada vector \mathbf{d}_k es codificado mediante la matriz de precodificación $(\mathbf{W}_{\text{TX}})^k$ asignada a dicho usuario, de modo que el vector \mathbf{x} se obtendrá como la suma de las contribuciones de dichos símbolos precodificados:

$$\mathbf{x} = \sum_{k=1}^N (\mathbf{W}_{\text{TX}})^k \mathbf{d}_k = \sum_{k=1}^N \sum_{i=1}^r \mathbf{w}_{ki} d_{ki} \quad (2.26)$$

A partir de la expresión anterior podemos apreciar que para calcular, en un caso genérico, el vector \mathbf{x}_m con las señales a enviar por las antenas de la BTS m es necesario conocer los símbolos de datos y las matrices de precodificación de todos los usuarios.

Como se puede ver en (2.20), el usuario k sólo se verá afectado por la parte del canal que él ve, es decir, por $(\mathbf{H})_k$. Sin embargo, para su cálculo en un caso general donde la matriz \mathbf{W}_{TX} no es diagonal bloque, es necesario conocer las señales enviadas desde todas las antenas transmisoras. El vector \mathbf{n}_k contiene el ruido presente en cada una de las r antenas del usuario k . Viene caracterizado por su matriz de autocorrelación $\mathbf{R}_{\mathbf{n}_k} \in \mathbb{C}^{r \times r}$, correspondiente a la submatriz k -ésima de la diagonal de la matriz de autocorrelación de \mathbf{n} , $\mathbf{R}_{\mathbf{n}}$.

Por último, la estimación del símbolo del usuario k se obtendrá como:

$$\hat{\mathbf{d}}_k = (\mathbf{W}_{\text{RX}})_k \mathbf{y} \quad (2.27)$$

Esta expresión muestra que para que el receptor k -ésimo estime el símbolo $\hat{\mathbf{d}}_k$ en un escenario donde \mathbf{W}_{RX} no sea diagonal bloque, es necesario tener acceso a la señal recibida por todas las antenas del sistema, incluso las correspondientes a otros usuarios.

Si no se aplicase ningún tipo de procesamiento de señal, todas las tramas de datos estarían acopladas debido a la matriz de canal \mathbf{H} . Por ello, es necesario encontrar aquellas matrices \mathbf{W}_{TX} y \mathbf{W}_{RX} que hagan que la cadena $\mathbf{W}_{\text{RX}} \mathbf{H} \mathbf{W}_{\text{TX}}$ se comporte como un conjunto de Nr subcanales paralelos independientes permitiendo así desacoplar a los diferentes usuarios. Sin embargo, las expresiones (2.14) y (2.27) muestran que para calcular \mathbf{x}_m y $\hat{\mathbf{d}}_k$ hace falta conocer los vectores \mathbf{d} e \mathbf{y} al completo. De ello se deduce que, para obtener el vector \mathbf{x} con las señales a transmitir por todas las BTSs y el vector $\hat{\mathbf{d}}$ con todos los símbolos estimados, será necesario algún tipo de coordinación entre las BTSs y/o los usuarios. Debido al elevado coste que supondría una coordinación entre terminales, y dado que en los transmisores se puede tener acceso fácilmente a la información del canal, lo que se hace

habitualmente es implementar en las BTSs una precodificación coordinada de las señales de los distintos usuarios. De esta forma se consigue que el procesamiento complejo se realice en la BTS, simplificando de manera significativa a los terminales de usuario.

2.2 ESTRATEGIAS DE TRANSMISIÓN Y RECEPCIÓN

El modelo presentado anteriormente es una representación genérica de un sistema MIMO con procesado lineal tanto en el trasmisor como en el receptor. Incluye diferentes escenarios, desde sistemas con un sólo transmisor y un sólo receptor con múltiples antenas en ambos extremos, hasta esquemas formados por varios transmisores y varios receptores con múltiples antenas en ellos. La principal diferencia entre ellos radica en el número de grados de libertad de los que se dispone a la hora de diseñar las matrices \mathbf{W}_{TX} y \mathbf{W}_{RX} y en las restricciones sobre la potencia transmitida impuestas al sistema. En esta sección vamos a particularizar este modelo para los escenarios descendente más habituales estudiando la estructura que adquieren las matrices de precodificación y filtrado en cada uno de los casos³. Para ello asumiremos reuso universal de frecuencia, con todos los elementos del sistema trabajando a la misma frecuencia.

Como mencionamos en la introducción de este capítulo, el esquema MIMO más sencillo es el denominado “*Single User*” formado por un sólo transmisor y un sólo receptor ($M = N = 1$), cada uno de ellos con varias antenas ($t \geq 1, r \geq 1$). En este caso, el diseño de la matriz de precodificación y el filtro en recepción está completamente resuelto en la literatura [Palomar et al., 2003][Scaglione et al., 2002][Joham et al., 2005]. Siguiendo la notación de (2.6), la estructura de \mathbf{W}_{TX} será la de una matriz donde $(\mathbf{W}_{\text{TX}})_{m,k} = \mathbf{0}$ para todo $m \neq 1$ y $k \neq 1$:

$$\mathbf{W}_{\text{TX}} = (\mathbf{W}_{\text{TX}})_{1,1} \quad (2.28)$$

donde la submatriz $(\mathbf{W}_{\text{TX}})_{1,1}$ define la contribución de las r tramas del usuario en los t símbolos enviados por la BTS. De igual forma, la matriz en recepción \mathbf{W}_{RX} seguirá una estructura equivalente que vendrá dada por:

$$\mathbf{W}_{\text{RX}} = (\mathbf{W}_{\text{RX}})_{1,1} \quad (2.29)$$

³Este mismo estudio de matrices puede extenderse al caso ascendente aplicando dualidad

Aumentando un grado la complejidad, el siguiente escenario a considerar es el caso “*Multi User*” donde una sola BTS ($M = 1$ y t antenas transmisoras) sirve a varios usuarios ($N > 1$). La matriz de precodificación en este caso tendrá la forma:

$$\mathbf{W}_{\text{TX}} = (\mathbf{W}_{\text{TX}})_1 = \left[(\mathbf{W}_{\text{TX}})_{1,1} \quad \cdots \quad (\mathbf{W}_{\text{TX}})_{1,k} \quad \cdots \quad (\mathbf{W}_{\text{TX}})_{1,N} \right] \quad (2.30)$$

donde $(\mathbf{W}_{\text{TX}})_1$ es una matriz fila bloque que representa la parte del precodificador encargada de obtener los t símbolos a transmitir por la BTS del sistema. Por otro lado, teniendo en cuenta que nunca habrá intercambio de información entre los terminales móviles, la matriz en el receptor será una matriz diagonal bloque expresada como

$$\mathbf{W}_{\text{RX}} = \begin{bmatrix} (\mathbf{W}_{\text{RX}})_{1,1} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & (\mathbf{W}_{\text{RX}})_{2,2} & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & (\mathbf{W}_{\text{RX}})_{N,N} \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

donde cada submatriz $(\mathbf{W}_{\text{RX}})_{k,k'}$ define la contribución de los r símbolos recibidos por el usuario k en la estimación de los r símbolos del usuario k' .

Por último, el caso más complejo y a su vez más general es aquel donde varias BTSs ($M > 1$) sirven a varios usuarios ($N > 1$) simultáneamente, ambos extremos con una o más antenas transmisoras/receptoras. Aunque es posible otros escenarios, por simplicidad supondremos $M = N$, donde cada usuario es servido por una BTS. En este escenario pueden darse dos situaciones: que cada BTS trabaje de forma independiente, o que por el contrario, exista coordinación entre BTSs. En el primer caso, la matriz de precodificación \mathbf{W}_{TX} será una matriz diagonal bloque de la forma:

$$\mathbf{W}_{\text{TX}} = \begin{bmatrix} (\mathbf{W}_{\text{TX}})_{1,1} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & (\mathbf{W}_{\text{TX}})_{2,2} & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & (\mathbf{W}_{\text{TX}})_{M,M} \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

donde la submatriz $(\mathbf{W}_{\text{TX}})_{m,k}$ define la contribución de los r símbolos del usuario k en los t símbolos enviados por la BTS m . Por su parte, \mathbf{W}_{RX} será una matriz diagonal bloque como la de la expresión (2.31).

En el segundo caso, conocido como “*Multi User*” distribuido, la información de canal disponible en las BTSs permitirá una precodificación coordinada de las señales de cada uno de los usuarios. Este escenario será con el que trabajaremos a lo largo de esta tesis. En este caso, la matriz \mathbf{W}_{TX} será una matriz completa expresada por (2.6) mientras que \mathbf{W}_{RX} será una matriz diagonal bloque como la indicada por (2.31).

Como dijimos en la sección anterior, la expresión (2.14) indica que, para calcular los símbolos a transmitir por la BTS m , es necesario conocer los Nr símbolos de todos los usuarios. Cuando el sistema consta sólo de una BTS ($M = 1$), no existe ningún problema ya que el transmisor tendrá acceso a los símbolos de todos los usuarios. Sin embargo, cuando estamos ante un escenario formado por varias BTSs y el número de transmisores es elevado, puede resultar inviable coordinarlas a todas. Es por este motivo por lo que a veces es necesario establecer restricciones a dicha coordinación. El caso más sencillo y a su vez más restrictivo consiste, como hemos dicho anteriormente, en imponer que no exista coordinación entre BTSs. En este caso, \mathbf{W}_{TX} será una matriz diagonal bloque donde $(\mathbf{W}_{\text{TX}})_{m,k} = \mathbf{0} \ \forall k \neq m$, es decir, $\mathbf{W}_{\text{TX}} = \text{diag} \left((\mathbf{W}_{\text{TX}})_{1,1} \dots (\mathbf{W}_{\text{TX}})_{M,M} \right)$. Una restricción más suave consiste en permitir la coordinación entre un cierto número L de BTSs que formarán un cluster. En este caso $(\mathbf{W}_{\text{TX}})_{m,k} = \mathbf{0}$ para aquellas BTSs m y k que pertenezcan a clusters diferentes. Por comodidad, numeraremos a todas las BTSs pertenecientes al mismo cluster con índices consecutivos de forma que la matriz \mathbf{W}_{TX} volverá a ser una matriz diagonal bloque de la forma $\mathbf{W}_{\text{TX}} = \text{diag} \left((\mathbf{W}_{\text{TX}}^{(c)})_{1,1} \dots (\mathbf{W}_{\text{TX}}^{(c)})_{S,S} \right)$ donde cada $(\mathbf{W}_{\text{TX}}^{(c)})_{m,m} \in \mathbb{C}^{Lt \times Lr}$ representa la matriz de precodificación coordinada para el cluster m y donde S corresponde al número total de clusters existentes en el sistema.

2.3 RESTRICCIONES DE POTENCIA

La potencia a transmitir es un parámetro fundamental a la hora de diseñar un sistema de comunicaciones ya que siempre habrá algún tipo de restricción sobre ella que será necesario satisfacer. Como ya se mencionó anteriormente, \mathbf{d} es un proceso estocástico modelado por su matriz de autocorrelación $\mathbf{R}_{\mathbf{d}}$ (ver expresión (2.25)). De (2.13) se tiene que la potencia media transmitida por la antena j de la BTS m vendrá dada por la entrada diagonal j -ésima de la matriz de autocorrelación $\mathbf{R}_{\mathbf{x}_m}$ del vector \mathbf{x}_m , donde $\mathbf{R}_{\mathbf{x}_m}$ es la submatriz m -ésima

de la diagonal de \mathbf{R}_x :

$$\mathbf{R}_x = E\{\mathbf{x}\mathbf{x}^H\} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{x_1} & \mathbf{R}_{x_1,x_2} & \cdots & \mathbf{R}_{x_1,x_M} \\ \mathbf{R}_{x_2,x_1} & \mathbf{R}_{x_2} & \cdots & \mathbf{R}_{x_2,x_M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{R}_{x_M,x_1} & \mathbf{R}_{x_M,x_2} & \cdots & \mathbf{R}_{x_M} \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

siendo los términos $\mathbf{R}_{x_m,x_{m'}}$ los correspondientes a la correlación cruzada entre x_m y $x_{m'}$, la cuál no influye en el cálculo de la potencia a transmitir.

Así, la potencia a transmitir por la BTS m vendrá dada por:

$$P_m = \text{Tr}(\mathbf{R}_{x_m}) \quad (2.34)$$

y la potencia total transmitida por las M BTSs será:

$$P_{tot} = \sum_{m=1}^M P_m = \text{Tr}(\mathbf{R}_x) \quad (2.35)$$

En nuestro caso, supondremos una potencia máxima por BTS igual a $P_{max,m}$ por lo que los símbolos a transmitir deberán cumplir

$$P_m \leq P_{max,m} \Leftrightarrow \text{Tr}(\mathbf{R}_{x_m}) \leq P_{max,m} \quad \forall m = 1 \dots M \quad (2.36)$$

Sustituyendo (2.13) en (2.33), podemos reescribir la matriz de autocorrelación \mathbf{R}_x en función de la matriz de precodificación como:

$$\mathbf{R}_x = \mathbf{W}_{TX} \mathbf{R}_d \mathbf{W}_{TX}^H \quad (2.37)$$

de donde se deduce que las restricciones de potencia impuestas al sistema van a afectar en el diseño de las matrices de precodificación.

CAPÍTULO 3

CAPACIDAD EN CANALES MIMO (*Multiple Input-Multiple Output*)

La creciente demanda que experimentan día a día las comunicaciones inalámbricas ha hecho imprescindible determinar los límites de capacidad que soportan este tipo de canales. Estos límites son los que establecen la tasa de datos máxima a la que se podrá transmitir sobre ellos con una probabilidad de error asintóticamente pequeña, sin que existan restricciones ni en el retardo ni en la complejidad del codificador y/o decodificador empleados. La capacidad de canal fue estudiada inicialmente por Claude Shannon a finales de 1940 a partir de una teoría matemática basada en el cálculo de la información mutua entre la entrada y al salida del canal [Shannon, 1948][Shannon, 1949][Shannon and Weaver, 1949]. Shannon definió la capacidad como la información mutua maximizada sobre todas las distribuciones de entrada posibles y estableció que, mediante esquemas de codificación adecuados, es posible conseguir tasas de datos cercanas a la capacidad de canal con una probabilidad de error arbitrariamente pequeña.

Comparado con los sistema SISO (*Single Input-Single Output*), la capacidad de canal en sistemas MIMO con t antenas transmisoras y r antenas receptoras puede incrementarse en un factor $\min(t, r)$ sin tener que aumentar para ello ni la potencia con que se transmite ni el ancho de banda del sistema [Foschini and Gans, 1998][Telatar, 1999]. Esto, junto con la alta demanda de servicios inalámbricos a velocidades de transmisión cada vez más elevadas,

ha hecho de los sistemas MIMO una tecnología idónea para este tipo de sistemas.

La capacidad de canal de un sistema MIMO depende fuertemente de las propiedades estadísticas del canal y de la correlación entre los elementos de antena [Goldsmith, 2005]. En general, dependiendo de las suposiciones que se hagan sobre el CSI (*Channel Side Information*) y la distribución estadística que sigan las entradas de \mathbf{H} , la capacidad de canal obtenida será diferente. Para un canal estático se suele asumir que el CSIR (*Channel Side Information at the Receiver*) es conocido, ya que las ganancias de canal pueden obtenerse fácilmente enviando una secuencia de pilotos que permita estimar el canal [Paulraj et al., 2003]. Si además se dispone de un camino de realimentación hacia el transmisor, el CSIR puede reenviarse a éste proporcionándole así conocimiento del CSIT (*Channel Side Information at the Transmitter*). Cuando el canal no se conoce ni en el transmisor ni en el receptor, es necesario asumir una cierta distribución para la matriz de canal. Lo más habitual es suponer que el canal sigue un modelo de distribución ZMSW (*Zero-Mean Spatially White*), donde las entradas de \mathbf{H} son variables aleatorias i.i.d. Gaussianas complejas (partes real e imaginarias independientes), circularmente simétricas¹ de media cero y varianza unidad. De esta forma se consigue modelar un entorno con desvanecimiento *Rayleigh* con suficiente separación entre las antenas en recepción y en transmisión como para asumir que los desvanecimientos entre cada par de antenas transmisora-receptora son independientes entre sí.

En este capítulo, se estudiará en primer lugar la capacidad de canales SU-MIMO. Para ello se presentará la teoría de matrices involucrada en su cálculo para posteriormente derivar las expresiones de capacidad tanto en canales deterministas como aleatorios. Por último, se extrapolará el cálculo al estudio de la capacidad en un sistema genérico MU-MIMO distribuido.

¹Un vector Gaussiano complejo \mathbf{x} es circularmente simétrico si

$$E \left\{ (\mathbf{x} - E \{ \mathbf{x} \}) (\mathbf{x} - E \{ \mathbf{x} \})^H \right\} = 0.5 \begin{bmatrix} \text{Re}(Q) & -\text{Im}(Q) \\ \text{Im}(Q) & \text{Re}(Q) \end{bmatrix}$$

para alguna matriz \mathbf{Q} definida no negativa y Hermítica.

3.1 TEORÍA DE MATRICES: DESCOMPOSICIÓN DE CANALES MIMO EN VALORES SINGULARES

Consideremos un canal MIMO formado por t antenas transmisoras y r antenas receptoras cuya matriz de ganancia \mathbf{H} es conocida tanto en transmisión como en recepción. Sea R_H el rango de dicha matriz \mathbf{H} . Dado que R_H no puede exceder ni el número de filas ni de columnas de \mathbf{H} , se cumple

$$R_H \leq \min(t, r) \quad (3.1)$$

Si la matriz de canal \mathbf{H} es de rango completo, lo que ocurre en canales altamente dispersivos, entonces $R_H = \min(t, r)$. De igual forma, entornos con una alta correlación entre las entradas de su matriz \mathbf{H} , darán lugar a canales con un bajo rango que puede incluso llegar a la unidad.

La teoría de matrices establece que toda matriz \mathbf{H} puede descomponerse en valores singulares (SVD *Singular Values Decomposition*) como [Goldsmith, 2005]

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H \quad (3.2)$$

donde $\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{r \times r}$ y $\mathbf{V} \in \mathbb{C}^{t \times t}$ son matrices unitarias² y donde $\mathbf{\Sigma} \in \mathbb{R}_+^{r \times t}$ es una matriz no negativa y diagonal cuyas entradas corresponden a los valores singulares $\{\sigma_i\}$ de \mathbf{H} . A partir de la descomposición SVD de \mathbf{H} , es posible escribir $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ como

$$\mathbf{H}\mathbf{H}^H = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{\Sigma}^H\mathbf{U}^H = \mathbf{Q}\mathbf{\Lambda}\mathbf{Q}^H \quad (3.3)$$

donde $\mathbf{Q} = \mathbf{U}$ de modo que $\mathbf{Q}^H\mathbf{Q} = \mathbf{I} \in \mathbb{R}^{r \times r}$, y donde $\mathbf{\Lambda}$ es una matriz compleja diagonal de dimensión $r \times r$ cuyas entradas vienen dadas por

$$\lambda_i = \begin{cases} \sigma_i^2, & \text{para } i = 1, 2, \dots, \min(t, r) \\ 0, & \text{para } i = \min(t, r) + 1, \dots, r \end{cases} \quad (3.4)$$

Como los elementos de la diagonal de $\mathbf{\Lambda}$ son los autovalores $\{\lambda_i\}$ de $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$, se deduce que los valores singulares de \mathbf{H} coinciden con la raíz cuadrada de los autovalores de la matriz

²Una matriz unitaria \mathbf{A} es una matriz compleja cuadrada de dimensión $n \times n$, que satisface

$$\mathbf{A}\mathbf{A}^H = \mathbf{A}^H\mathbf{A} = \mathbf{I} \in \mathbb{R}^{n \times n}$$

simétrica Hermítica $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$, o del mismo modo, de $\mathbf{H}^H\mathbf{H}$. De igual forma, las columnas de \mathbf{U} corresponden a los autovectores de $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$, y las columnas de \mathbf{V} a los autovectores de $\mathbf{H}^H\mathbf{H}$.

Esta descomposición en valores singulares es lo que va a permitir paralelizar el canal MIMO en subcanales independientes por los que multiplexar los datos a transmitir, mejorando así la velocidad del sistema.

3.2 CAPACIDAD DE CANALES SU-MIMO

En esta sección se estudiará la capacidad de Shannon de un canal SU-MIMO. Esta capacidad depende del conocimiento que el transmisor y/o receptor tengan de la matriz de canal o de su distribución. A lo largo de toda la sección se presupondrá que el receptor conoce la matriz \mathbf{H} . De hecho, en canales deterministas es posible obtener una buena estimación de la matriz de canal de forma relativamente sencilla mediante el envío de pilotos.

En primer lugar se estudiará el caso de un canal determinista, para seguidamente pasar a calcular la capacidad de canales aleatorios con desvanecimientos.

3.2.1 Canal determinista

La capacidad de un canal MIMO con entrada \mathbf{x} y salida \mathbf{y} puede expresarse, en términos de información mutua, como [Foschini, 1996][Telatar, 1999]:

$$C = \max_{p(\mathbf{x})} I(\mathbf{x}; \mathbf{y}) = \max_{p(\mathbf{x})} [H(\mathbf{y}) - H(\mathbf{y}|\mathbf{x})] \quad \text{bps/Hz} \quad (3.5)$$

siendo $H(\mathbf{y})$ y $H(\mathbf{y}|\mathbf{x})$ la entropía de \mathbf{y} y la entropía condicionada de \mathbf{y} dado \mathbf{x} respectivamente, y donde $p(\mathbf{x})$ es la distribución de probabilidad del vector de entrada \mathbf{x} .

En un sistema MIMO, donde la relación entre las variables \mathbf{x} e \mathbf{y} viene dada por (2.2), y donde las variables \mathbf{x} y \mathbf{n} son estadísticamente independientes, se obtiene que

$$H(\mathbf{y}|\mathbf{x}) = H(\mathbf{n}) \quad (3.6)$$

siendo $H(\mathbf{n})$ la entropía del ruido presente en el sistema. Dado que el ruido \mathbf{n} tiene una entropía fija independientemente de la entrada del canal, maximizar la información mutua será por tanto equivalente a maximizar la entropía de \mathbf{y} . Esta entropía $H(\mathbf{y})$ será máxima

cuando \mathbf{y} sea una variable Gaussiana compleja circularmente simétrica (ZMCSCG) que, a su vez, sólo será ZMCSCG si la entrada \mathbf{x} también es ZMCSCG [Telatar, 1999]. En este caso, su entropía vendrá dada por

$$H(\mathbf{y}) = \log_2 \det [\pi e \mathbf{R}_y] \quad (3.7)$$

donde \mathbf{R}_y es la matriz de covarianza de \mathbf{y} . En un modelo MIMO de banda estrecha, la matriz de covarianza de la señal de salida \mathbf{y} se calcula como

$$\mathbf{R}_y = E \{ \mathbf{y} \mathbf{y}^H \} = E \{ (\mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}) (\mathbf{x}^H \mathbf{H}^H + \mathbf{n}^H) \} = \mathbf{H} \mathbf{R}_x \mathbf{H}^H + \mathbf{R}_n \quad (3.8)$$

donde \mathbf{R}_x es la matriz de covarianza de \mathbf{x} y $\mathbf{R}_n = \sigma_n^2 \mathbf{I}_r$ la matriz de covarianza del ruido. Sustituyendo (3.8) en (3.7) y teniendo en cuenta que la entropía del ruido es $H(\mathbf{n}) = B \log_2 \det [\pi e \sigma_n^2 \mathbf{I}_r]$, la información mutua entre la entrada y la salida del canal vendrá dada por

$$I(\mathbf{x}; \mathbf{y}) = \log_2 \det \left[\mathbf{I} + \frac{1}{\sigma_n^2} \mathbf{H} \mathbf{R}_x \mathbf{H}^H \right] \text{ bps/Hz} \quad (3.9)$$

La capacidad MIMO se calculará maximizando la expresión (3.9) sobre todas las matrices de covarianza de entrada \mathbf{R}_x que satisfacen la restricción de potencia dada por (2.36)³, obteniéndose así

$$C = \max_{\mathbf{R}_x: \text{Tr}(\mathbf{R}_x) \leq P_{max}} \log_2 \det \left[\mathbf{I} + \frac{1}{\sigma_n^2} \mathbf{H} \mathbf{R}_x \mathbf{H}^H \right] \text{ bps/Hz} \quad (3.10)$$

De la expresión (3.10) se deduce que la maximización en términos de \mathbf{R}_x dependerá del conocimiento que el transmisor tenga de la matriz de canal \mathbf{H} .

CSI desconocido en el transmisor: Asignación Uniforme de Potencia

Cuando el transmisor no tiene ningún conocimiento del canal o de su distribución estadística, no es posible realizar un reparto óptimo de potencia en el transmisor. En este caso, parece intuitivo pensar que la mejor estrategia sería repartir la potencia máxima disponible, P_{max} , entre los distintos símbolos de entrada y transmitirlos de forma independiente por las t antenas transmisoras. Esto se traduce en una matriz de covarianza de entrada proporcional a la identidad y expresada como

$$\mathbf{R}_x = \frac{P_{max}}{t} \mathbf{I} \quad (3.11)$$

³Al tratarse de sistemas SU-MIMO (1 BTS - 1 MS), el índice correspondiente a la BTS es eliminado

En [Telatar, 1995] se demuestra, que esta matriz de covarianza maximiza la información mutua del canal. Con esta suposición, la capacidad de un sistema formado por t antenas transmisoras y r antenas receptoras viene dada por

$$C = \log_2 \det \left[\mathbf{I} + \frac{P_{max}}{t\sigma_n^2} \mathbf{H}\mathbf{H}^H \right] \quad \text{bps/Hz} \quad (3.12)$$

Sustituyendo la descomposición SVD de \mathbf{H} en (3.12), se obtiene

$$C = \sum_{i=1}^{R_H} \log_2 \left(1 + \frac{\gamma_i}{t} \right) \quad \text{bps/Hz} \quad (3.13)$$

donde $\gamma_i = \frac{P_{max}}{\sigma_n^2} \sigma_i^2$ se define como la SNR asociada al subcanal i -ésimo cuando se le asigna la máxima potencia disponible P_{max} , siendo σ_n^2 y σ_i la varianza total de ruido del sistema y los valores singulares del canal respectivamente, y donde R_H es el número de valores singulares de \mathbf{H} distintos de cero, es decir, el rango de la matriz \mathbf{H} . Como se puede ver en (3.13), el canal MIMO se ha convertido en R_H subcanales SISO virtuales cada uno de ellos con una potencia de transmisión igual a $\frac{P_{max}}{t}$ y una ganancia de σ_i para el canal SISO i -ésimo. Se observa también que la capacidad en este caso depende de las distintas realizaciones del canal, y, más concretamente, de sus valores singulares $\{\sigma_i\}$.

CSI conocido en el transmisor: *Waterfilling*

Como se indicó al comienzo de este capítulo, cuando tanto el transmisor como el receptor disponen de varias antenas, es posible mejorar el funcionamiento del sistema usando técnicas de multiplexado espacial. A partir de la SVD presentada en la Sección 3.1, es posible descomponer el canal MIMO \mathbf{H} en R_H subcanales paralelos independientes por los que multiplexar los datos a transmitir. A través de esta multiplexación se logra aumentar la tasa de datos en un factor R_H en comparación con sistemas formados exclusivamente por una antena transmisora y otra receptora. Este aumento en la tasa es lo que se conoce como ganancia por multiplexación.

Cuando el CSI es conocido en el transmisor, esta descomposición del canal se consigue aplicando precodificación sobre la entrada del sistema y un conformado sobre la salida del canal. La precodificación consiste en una transformación lineal sobre la señal de entrada \mathbf{d} del tipo $\mathbf{x} = \mathbf{V}\mathbf{d}$, siendo \mathbf{V} la matriz cuyas columnas contienen los autovectores de $\mathbf{H}^H\mathbf{H}$.

De igual forma, el conformado en recepción se realiza multiplicando la salida del canal \mathbf{y} por la matriz \mathbf{U}^H , donde las columnas de \mathbf{U} corresponden a los autovectores de $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ (ver Figura 3.1)

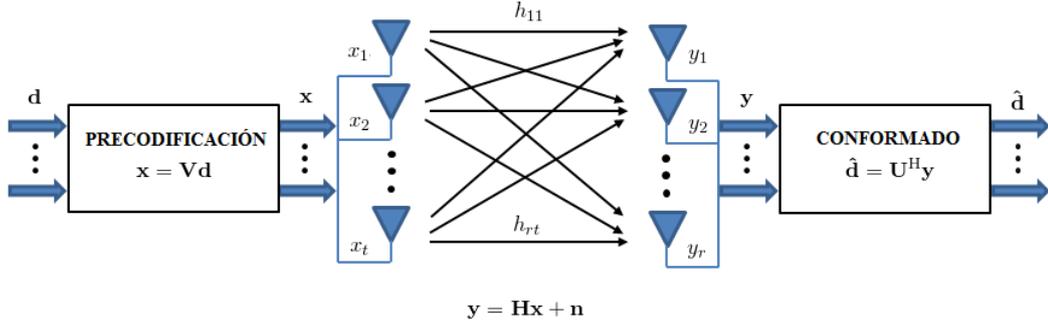


Figure 3.1: Precodificación en Transmisión y Conformado en Recepción.

Aplicando la SVD a \mathbf{H} , se obtiene:

$$\hat{\mathbf{d}} = \mathbf{U}^H \mathbf{y} = \mathbf{U}^H (\mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}) = \mathbf{U}^H (\mathbf{H}\mathbf{V}\mathbf{d} + \mathbf{n}) = \mathbf{U}^H (\mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H\mathbf{V}\mathbf{d} + \mathbf{n}) = \mathbf{\Sigma}\mathbf{d} + \tilde{\mathbf{n}} \quad (3.14)$$

donde $\tilde{\mathbf{n}} = \mathbf{U}^H \mathbf{n}$ y $\mathbf{\Sigma}$ es la matriz diagonal con los valores singulares σ_i de \mathbf{H} . Como la multiplicación de un vector por una matriz unitaria no modifica la distribución de dicho vector, las distribuciones de $\tilde{\mathbf{n}}$ y \mathbf{n} serán idénticas. De esta forma, la precodificación en transmisión y el conformado de recepción transforman el canal MIMO en R_H subcanales SISO paralelos (ver Figura 3.2), donde el subcanal i tiene d_i como entrada, \hat{d}_i como salida, un ruido \tilde{n}_i y una ganancia σ_i :

$$\hat{d}_i = \sigma_i d_i + \tilde{n}_i, \quad i = 1, 2, \dots, R_H \quad (3.15)$$

El envío de datos independientes a través de estos subcanales virtuales hace que el canal MIMO pueda soportar R_H veces la tasa de un sistema formado solamente por una antena transmisora y otra receptora, dando lugar a una ganancia por multiplexación de R_H . Si la potencia de transmisión de la antena i -ésima es P_i , la capacidad del subcanal SISO i -ésimo vendrá dada por:

$$C_i(P_i) = \log_2 \left(1 + \frac{\sigma_i^2}{\sigma_n^2} P_i \right), \quad i = 1, 2, \dots, R_H, \quad \text{bps/Hz} \quad (3.16)$$

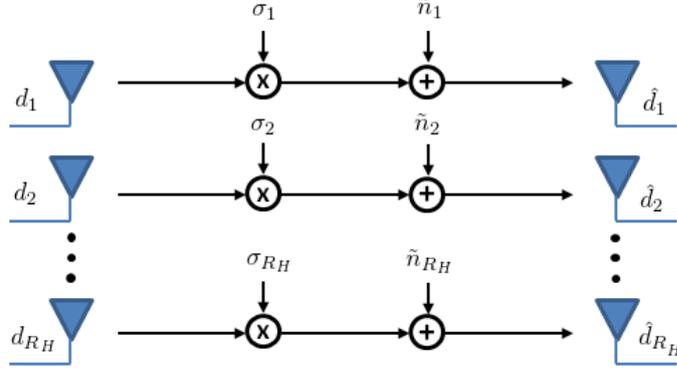


Figure 3.2: Descomposición del canal MIMO en subcanales paralelos.

Suponiendo como en los casos anteriores una restricción sobre la potencia total a transmitir de P_{max} , la capacidad total del canal MIMO se obtendrá maximizando la suma de las capacidades de los R_H subcanales SISO virtuales:

$$C = \max_{P_i: \sum_i P_i \leq P_{max}} \sum_{i=1}^{R_H} C_i(P_i) = \max_{P_i: \sum_i P_i \leq P_{max}} \sum_{i=1}^{R_H} \log_2 \left(1 + \frac{\sigma_i^2 P_i}{\sigma_n^2} \right), \quad \text{bps/Hz} \quad (3.17)$$

o en términos de los autovalores $\{\lambda_i\}$ de $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$

$$C = \max_{P_i: \sum_i P_i \leq P_{max}} \sum_{i=1}^{R_H} C_i(P_i) = \max_{P_i: \sum_i P_i \leq P_{max}} \sum_{i=1}^{R_H} \log_2 \left(1 + \frac{\lambda_i P_i}{\sigma_n^2} \right), \quad \text{bps/Hz} \quad (3.18)$$

Definiendo $\gamma_i = \sigma_i^2 P_{max} / \sigma_n^2 = \lambda_i P_{max} / \sigma_n^2$ como la SNR asociada al subcanal i -ésimo cuando se le asigna la máxima potencia disponible P_{max} , la expresión (3.17) puede expresarse como:

$$C = \max_{P_i: \sum_i P_i \leq P_{max}} \sum_{i=1}^{R_H} \log_2 \left(1 + \frac{P_i}{P_{max}} \gamma_i \right), \quad \text{bps/Hz} \quad (3.19)$$

Resolviendo el problema de optimización sobre las potencias P_i , se obtiene:

$$\frac{P_i}{P_{max}} = \begin{cases} \frac{1}{\gamma_0} - \frac{1}{\gamma_i}, & \gamma_i \geq \gamma_0 \\ 0 & \gamma_i < \gamma_0 \end{cases} \quad (3.20)$$

para un cierto valor umbral γ_0 , que se calcula a partir de la restricción de potencia (2.36) como

$$\sum_{\gamma_i \geq \gamma_0} \frac{P_i}{P_{max}} = \sum_{\gamma_i \geq \gamma_0} \left(\frac{1}{\gamma_0} - \frac{1}{\gamma_i} \right) = 1 \quad (3.21)$$

Como se puede ver, la solución dada por (3.20) que satisface (3.21) es la conocida solución de *Waterfilling*. De acuerdo a este algoritmo se asignará más potencia a los subcanales o modos con mayor SNR. Además, si una SNR está por debajo del nivel umbral fijado, los correspondientes modos no serán utilizados. En la Figura 3.2 se puede ver el funcionamiento del algoritmo. Sustituyendo (3.20) en (3.19) se obtiene

$$C = \sum_{i:\gamma_i \geq \gamma_0} \log_2 \left(\frac{\gamma_i}{\gamma_0} \right), \text{ bps/Hz} \quad (3.22)$$

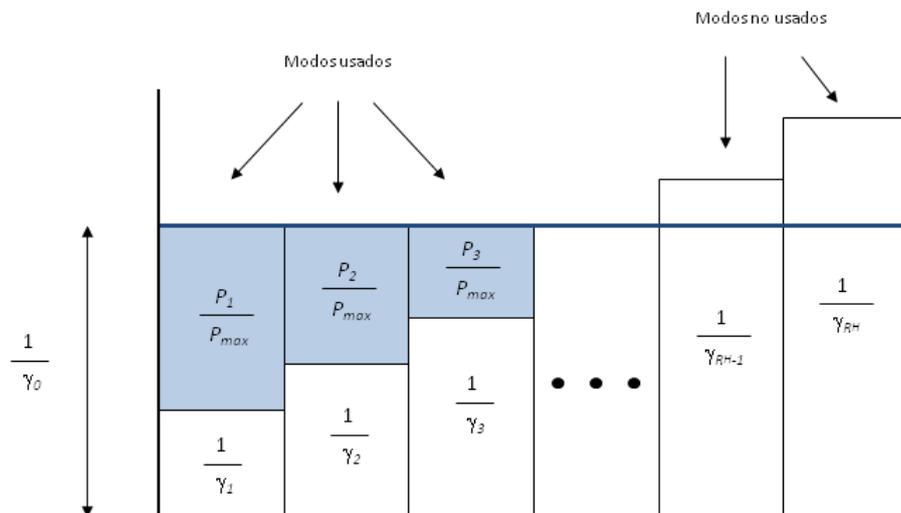


Figure 3.3: Algoritmo Waterfilling de asignación de potencia.

3.2.2 Canal aleatorio con desvanecimiento plano en frecuencia

En la Sección 3.2.1 se ha analizado la capacidad MIMO para un canal determinista. Sin embargo en la práctica, el canal sufre cambios aleatorios que se traducen en una capacidad de canal también aleatoria. Para analizar la capacidad en estos casos, suelen emplearse dos tipos de medidas estadísticas: capacidad ergódica, donde la capacidad del sistema se calcula promediando todas las realizaciones de la matriz de canal, y capacidad *outage*, que se define como la capacidad mínima garantizada durante un largo porcentaje de tiempo.

En este apartado supondremos que el canal \mathbf{H} varía con el tiempo de un modo tal que las

entradas $\{h_{ij}\}$ de su matriz experimentan desvanecimiento plano. Como en el caso del canal estático, la capacidad dependerá del conocimiento que el transmisor y/o receptor tengan del canal. A continuación pasamos a analizar cada uno de los casos.

CSI desconocido en el transmisor

Supongamos un canal MIMO aleatorio y variante en el tiempo cuya matriz \mathbf{H} es conocida por el receptor pero no por el transmisor. En primer lugar, supondremos que el transmisor asume que \mathbf{H} sigue una distribución ZMSW (*Zero Mean Spatially White*). La capacidad ergódica define la máxima tasa, promediada sobre todas las realizaciones del canal, que se puede alcanzar basándose solo en la distribución de \mathbf{H} . Esto conduce a encontrar la matriz de covarianza óptima de la señal de entrada que maximiza la capacidad del sistema bajo la restricción sobre la máxima potencia a transmitir, P_{max} . Matemáticamente, esto se traduce en encontrar el valor óptimo de \mathbf{R}_x que maximiza

$$C = E_{\mathbf{H}} \left\{ \max_{\mathbf{R}_x: \text{Tr}(\mathbf{R}_x) \leq P_{max}} \log_2 \det \left[\mathbf{I} + \frac{1}{\sigma_n^2} \mathbf{H} \mathbf{R}_x \mathbf{H}^H \right] \right\} \text{ bps/Hz} \quad (3.23)$$

donde el cálculo de la esperanza $E\{\cdot\}$ se realiza respecto a la distribución de la matriz \mathbf{H} , que para un modelo ZMSW es i.i.d. de media cero, varianza unidad y circularmente simétrica [Goldsmith, 2005].

Como en el caso de canales deterministas, la matriz de covarianza de entrada óptima que maximiza la capacidad ergódica para un modelo ZMSW es la matriz identidad escalada:

$$\mathbf{R}_x = \frac{P_{max}}{t} \mathbf{I} \quad (3.24)$$

es decir, la potencia transmitida se divide por igual entre todas las antenas transmisoras y los símbolos se transmiten por cada antena de forma independiente. Así, sustituyendo (3.24) en (3.23) y aplicando la SVD de \mathbf{H} , la expresión de la capacidad ergódica vendrá dada por

$$C = E_{\mathbf{H}} \left\{ \log_2 \det \left[\mathbf{I} + \frac{P_{max}}{t\sigma_n^2} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right] \right\} = E_{\mathbf{H}} \left\{ \sum_{i=1}^{R_H} \log_2 \left(1 + \frac{\gamma_i}{t} \right) \right\} \text{ bps/Hz} \quad (3.25)$$

donde $\gamma_i = \frac{P_{max}}{\sigma_n^2} \sigma_i^2$ se define como la SNR asociada al subcanal i -ésimo cuando se le asigna la máxima potencia disponible P_{max} y donde R_H es el rango de \mathbf{H} . Cuando el canal es Gaussiano pero no i.i.d. la media y la matriz de covarianza del canal podrán usarse en

el transmisor para aumentar la capacidad del sistema. En general, cuando el canal no es ZMSW, la capacidad dependerá de la distribución de los valores singulares de la matriz de canal [Goldsmith, 2005].

Otra medida estadística que suele emplearse es la capacidad *outage*. En este caso, el transmisor fija una cierta tasa de transmisión R junto con la probabilidad de *outage* asociada a la misma. La probabilidad de *outage* o de fallo para una cierta tasa de transmisión R se define como la probabilidad de que la información mutua del canal \mathbf{H} caiga por debajo de esa tasa R :

$$P_{out}(R) = \Pr(I \leq R) = \Pr\left(\mathbb{E}_{\mathbf{H}} \left\{ \log_2 \det \left[\mathbf{I} + \frac{1}{\sigma_n^2} \mathbf{H} \mathbf{R}_x \mathbf{H}^H \right] \right\} \leq R\right) \quad (3.26)$$

La capacidad *outage* al $q\%$, $C_{out,q}$, se definirá como la tasa por debajo de la cual se transmitirá el $q\%$ de las ocasiones (caso peor) [23]:

$$\Pr(I < C_{out,q}) = q\% \quad (3.27)$$

es decir, la mayor tasa que se puede garantizar con una probabilidad de *outage* menor de $q\%$.

CSI conocido en el transmisor

Cuando tanto el transmisor como el receptor disponen del CSI, es posible optimizar la estrategia de transmisión en cada realización del canal de forma análoga a cuando estamos ante un canal MIMO determinista (ver Sección 3.2.1). En este caso, la capacidad del sistema pasará a calcularse como el promedio de las capacidades asociadas a cada realización optimizando las potencias de cada antena transmisora. Esta capacidad media se conoce con el nombre de capacidad ergódica y se calcula como

$$C = \mathbb{E}_{\mathbf{H}} \left\{ \max_{\mathbf{R}_x: \text{Tr}(\mathbf{R}_x) \leq P_{max}} \log_2 \det \left[\mathbf{I} + \frac{1}{\sigma_n^2} \mathbf{H} \mathbf{R}_x \mathbf{H}^H \right] \right\} \quad \text{bps/Hz} \quad (3.28)$$

y aplicando la SVD sobre \mathbf{H} como se hizo en 3.2.1 se obtiene

$$C = \mathbb{E}_{\mathbf{H}} \left\{ \max_{P_i: \sum_i P_i \leq P_{max}} \sum_{i=1}^{R_H} \log_2 \left(1 + \frac{P_i}{P_{max}} \gamma_i \right) \right\}, \quad \text{bps/Hz} \quad (3.29)$$

siendo $\gamma_i = \sigma_i^2 P_{max} / \sigma_n^2 = \lambda_i P_{max} / \sigma_n^2$ la SNR asociada al subcanal i -ésimo cuando se le asigna la máxima potencia disponible P_{max} , y P_i la potencia de transmisión por el subcanal

virtual SISO i -ésimo. Como puede verse, las potencias óptimas P_i que maximizan la expresión (3.29) corresponden a la solución de *Waterfilling* y se calculan de forma idéntica a como se explicó para una canal determinista con conocimiento del canal tanto el transmisor como en el receptor (ver 3.2.1 para más detalles).

3.2.3 Canal aleatorio con desvanecimiento selectivo en frecuencia

Hasta ahora hemos supuesto que el canal MIMO era o bien determinista o bien aleatorio con desvanecimiento plano. La presencia de desvanecimiento plano es una suposición realista en sistemas de banda estrecha donde el ancho de banda de la señal es mucho más pequeño que el ancho de banda de coherencia del canal. Pero los sistemas de banda ancha involucran canales que experimentan desvanecimientos selectivos en frecuencia lo que da lugar a una interferencia intersimbólica (ISI) similar a la existente en canales SISO. Existen dos formas de manejar la ISI en sistemas MIMO. La primera de ellas consiste en utilizar un ecualizador de canal. Sin embargo, su complejidad en el caso de canales MIMO es elevada ya que la ecualización es necesario realizarla tanto en el dominio temporal como en el espacial. Además, cuando se combina con códigos espacio-tiempo, la naturaleza no lineal y no causal de los códigos complica aún más el diseño del ecualizador.

Una alternativa a la ecualización en este tipo de entornos consiste en dividir la banda de frecuencia de ancho de banda B en N_{OFDM} subcanales paralelos de ancho de banda B/N_{OFDM} . Si N_{OFDM} es suficientemente grande, se puede asumir que cada subcanal experimenta desvanecimiento plano (ver Figura 3.4). Denominando \mathbf{H}_i a la matriz $r \times t$ correspondiente al subcanal i ($i = 1, 2, \dots, N_{\text{OFDM}}$), la relación entre la entrada \mathbf{x}_i y la salida \mathbf{y}_i de dicho subcanal vendrá dada por

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{H}_i \mathbf{x}_i + \mathbf{n}_i \quad (3.30)$$

donde $\mathbf{y}_i \in \mathbb{C}^r$ es el vector con la señal recibida, $\mathbf{x}_i \in \mathbb{C}^t$ es el vector de la señal a transmitir y $\mathbf{n}_i \in \mathbb{C}^r$ el vector correspondiente al ruido del subcanal i . La matriz de canal total sería, por tanto, una matriz diagonal bloque donde cada entrada de la diagonal correspondería a las matrices \mathbf{H}_i . De esta forma, la capacidad total del sistema vendrá dada por el promedio de la capacidad de cada uno de estos subcanales, la cuál se calculará de forma independiente aplicando las técnicas explicadas en los apartados anteriores.

Así, cuando el canal es desconocido en el lado del transmisor, la potencia total P_{max} se

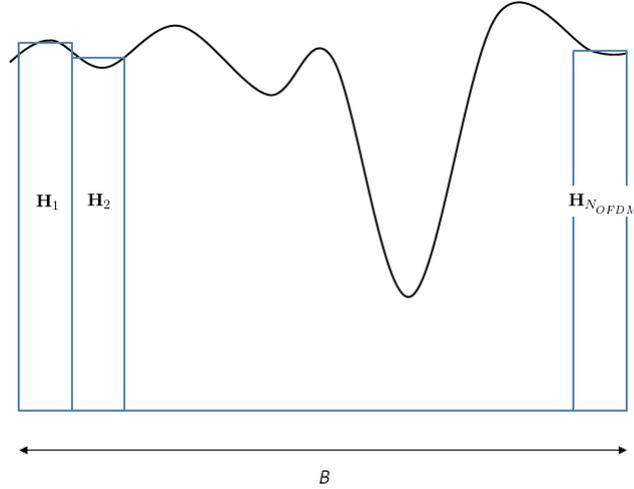


Figure 3.4: División de un canal MIMO selectivo en frecuencia en N_{OFDM} subcanales con desvanecimiento plano.

asignará uniformemente en espacio (a lo largo de las t antenas transmisoras) y en frecuencia (entre los N_{OFDM} subcanales). Como ocurría con canales aleatorios planos, las medidas estadísticas que se emplean son la capacidad ergódica y la capacidad *outage*. La capacidad ergódica vendrá dada por

$$C = E_{\mathbf{H}_i} \left\{ \frac{1}{N_{\text{OFDM}}} \sum_{i=1}^{N_{\text{OFDM}}} \log_2 \det \left[\mathbf{I} + \frac{P_{\text{max}}}{t N_{\text{OFDM}} \sigma_n^2} \mathbf{H}_i \mathbf{H}_i^H \right] \right\} \text{ bps/Hz} \quad (3.31)$$

Por su parte, la capacidad *outage* se calculará del mismo modo que en canales con desvanecimiento plano obteniéndose valores más altos de capacidad debido a la diversidad en frecuencia que presentan este tipo de entornos [Paulraj et al., 2004]. En [Bölcskei et al., 2002] se estudia en detalle la influencia en la capacidad ergódica y *outage* de parámetros físicos como el *delay spread*.

Cuando el canal es conocido en el transmisor el reparto de potencia debe optimizarse tanto en espacio como en frecuencia. Esta forma de *Waterfilling* se conoce con el nombre de *Waterfilling* espacio-frecuencia [Raleigh and Cioffi, 1998] y se emplea únicamente cuando los subcanales son ortogonales. Eso se consigue mediante técnicas OFDM que ortogonalicen canales con ISI y mediante descomposición en valores singulares que permiten ortogonalizar cada canal MIMO. Así, un canal \mathbf{H} selectivo en frecuencia conocido por el

transmisor puede descomponerse en R_H modos espacio-frecuencia de forma que su capacidad podrá expresarse como

$$C = \frac{1}{N_{\text{OFDM}}} \max_{P_i: \sum_{i=1}^{R_H} P_i \leq P_{\text{max}}} \sum_{i=1}^{R_H} \log_2 \left(1 + \frac{P_i}{\sigma_n^2} \lambda_i \right), \quad \text{bps/Hz} \quad (3.32)$$

donde λ_i representa los autovalores positivos de $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$, y donde P_i es la potencia asignada al modo espacio-frecuencia i -ésimo.

3.3 CAPACIDAD DE CANALES MU-MIMO GENÉRICOS

En esta sección se estudiará la capacidad para el modelo general MU-MIMO expuesto en la Sección 2.1. En este tipo de sistemas, la expresión (3.9) sólo tiene sentido como medida de las prestaciones generales del sistema, pero no da información de las calidades de servicio de cada uno de los usuarios. Por este motivo, vamos a definir una nueva medida de capacidad basada en la información mutua asociada a cada usuario, es decir, la información mutua entre los datos del usuario k ($k = 1 \dots N$), \mathbf{d}_k , y los símbolos \mathbf{y}_k recibidos por él. Como en SU-MIMO, esta información mutua puede calcularse como:

$$I(\mathbf{d}_k; \mathbf{y}_k) = H(\mathbf{y}_k) - H(\mathbf{y}_k | \mathbf{d}_k) \quad \text{bits/símbolo} \quad (3.33)$$

En un escenario genérico donde las matrices de precodificación son no diagonales, \mathbf{x} y en consecuencia \mathbf{y}_k (ver (2.26) y (2.20) respectivamente) llevan información de todos los usuarios presentes en el sistema. Para calcular la información mutua asociada al usuario k , resulta conveniente separar la parte de información correspondiente a dicho usuario de la del resto de terminales, los cuales serán considerados como interferentes. Así, podemos reescribir \mathbf{x} como:

$$\mathbf{x} = \sum_{k=1}^N (\mathbf{W}_{\text{TX}})^k \mathbf{d}_k = (\mathbf{W}_{\text{TX}})^k \mathbf{d}_k + \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^N (\mathbf{W}_{\text{TX}})^{k'} \mathbf{d}_{k'} \quad (3.34)$$

Sustituyendo (3.34) en (2.20):

$$\mathbf{y}_k = (\mathbf{H})_k \left[(\mathbf{W}_{\text{TX}})^k \mathbf{d}_k + \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^N (\mathbf{W}_{\text{TX}})^{k'} \mathbf{d}_{k'} \right] + \mathbf{n}_k \quad (3.35)$$

Así, en (3.35) podemos distinguir tres componentes: la asociada a los datos del usuario k , la asociada a la interferencia procedente de los datos del resto de usuario y que denominaremos \mathbf{I}_k , y el ruido:

$$\mathbf{y}_k = \underbrace{(\mathbf{H})_k (\mathbf{W}_{\text{TX}})^k \mathbf{d}_k}_{\text{Información usuario } k} + \underbrace{\sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^N (\mathbf{H})_k (\mathbf{W}_{\text{TX}})^{k'} \mathbf{d}_{k'}}_{\mathbf{I}_k} + \underbrace{\mathbf{n}_k}_{\text{Ruido}} \quad (3.36)$$

Una vez obtenida \mathbf{y}_k , pasamos a calcular las entropías $H(\mathbf{y}_k)$ y $H(\mathbf{y}_k | \mathbf{d}_k)$. Asumiendo señalización Gaussiana, $H(\mathbf{y}_k)$ se obtiene como:

$$H(\mathbf{y}_k) = \log_2 \det [\pi e \mathbf{R}_{\mathbf{y}_k}] \quad (3.37)$$

donde $\mathbf{R}_{\mathbf{y}_k}$ es la matriz de autocorrelación de \mathbf{y}_k . Esta matriz se calcula como:

$$\mathbf{R}_{\mathbf{y}_k} = E \{ \mathbf{y}_k \mathbf{y}_k^H \} \quad (3.38)$$

Sustituyendo (3.36) en (3.38):

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{\mathbf{y}_k} &= E \left\{ (\mathbf{H})_k (\mathbf{W}_{\text{TX}})^k \mathbf{d}_k \mathbf{d}_k^H \left((\mathbf{W}_{\text{TX}})^k \right)^H (\mathbf{H})_k^H \right\} + \\ &+ E \left\{ \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^N \sum_{\substack{k''=1 \\ k'' \neq k}}^N (\mathbf{H})_k (\mathbf{W}_{\text{TX}})^{k'} \mathbf{d}_{k'} \mathbf{d}_{k''}^H \left((\mathbf{W}_{\text{TX}})^{k''} \right)^H (\mathbf{H})_k^H \right\} + \\ &+ E \{ \mathbf{n}_k \mathbf{n}_k^H \} \end{aligned} \quad (3.39)$$

En (3.39), el término $E \{ \mathbf{d}_k \mathbf{d}_k^H \}$ corresponde a la matriz de correlación de \mathbf{d}_k que denotaremos como $\mathbf{R}_{\mathbf{d}_k}$, el término $E \{ \mathbf{d}_{k'} \mathbf{d}_{k''}^H \}$ es la matriz de correlación entre $\mathbf{d}_{k'}$ y $\mathbf{d}_{k''}$ que llamaremos $\mathbf{R}_{\mathbf{d}_{k'}, \mathbf{d}_{k''}}$, y el término $E \{ \mathbf{n}_k \mathbf{n}_k^H \}$ es la matriz de correlación de \mathbf{n}_k y que denotaremos como $\mathbf{R}_{\mathbf{n}_k}$. De esta forma, (3.39) puede reescribirse como:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{\mathbf{y}_k} &= (\mathbf{H})_k (\mathbf{W}_{\text{TX}})^k \mathbf{R}_{\mathbf{d}_k} \left((\mathbf{W}_{\text{TX}})^k \right)^H (\mathbf{H})_k^H + \\ &+ \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^N \sum_{\substack{k''=1 \\ k'' \neq k}}^N (\mathbf{H})_k (\mathbf{W}_{\text{TX}})^{k'} \mathbf{R}_{\mathbf{d}_{k'}, \mathbf{d}_{k''}} \left((\mathbf{W}_{\text{TX}})^{k''} \right)^H (\mathbf{H})_k^H + \\ &+ \mathbf{R}_{\mathbf{n}_k} \end{aligned} \quad (3.40)$$

Como ocurría en (3.35), la matriz de correlación $\mathbf{R}_{\mathbf{y}_k}$ está formada consta de tres componentes: la asociada a los datos del usuario k , la asociada a los datos del resto de usuarios que

3.3. CAPACIDAD DE CANALES MU-MIMO GENÉRICOS

generan interferencia en el usuario de interés y que denotaremos como $\mathbf{R}_{\mathbf{I}_k}$, y la asociada al ruido. Así, podemos reescribir (3.40) como:

$$\mathbf{R}_{\mathbf{y}_k} = (\mathbf{H})_k (\mathbf{W}_{\text{TX}})^k \mathbf{R}_{\mathbf{d}_k} \left((\mathbf{W}_{\text{TX}})^k \right)^{\text{H}} (\mathbf{H})_k^{\text{H}} + \mathbf{R}_{\mathbf{I}_k} + \mathbf{R}_{\mathbf{n}_k} \quad (3.41)$$

La información mutua asociada al usuario k será:

$$\begin{aligned} I(\mathbf{d}_k; \mathbf{y}_k) &= \log_2 \det \left[\frac{\mathbf{R}_{\mathbf{y}_k}}{\mathbf{R}_{\mathbf{I}_k} + \mathbf{R}_{\mathbf{n}_k}} \right] \\ &= \log_2 \det \left[\mathbf{I} + \frac{(\mathbf{H})_k (\mathbf{W}_{\text{TX}})^k \mathbf{R}_{\mathbf{d}_k} \left((\mathbf{W}_{\text{TX}})^k \right)^{\text{H}} (\mathbf{H})_k^{\text{H}}}{\sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^N \sum_{\substack{k''=1 \\ k'' \neq k}}^N (\mathbf{H})_{k'} (\mathbf{W}_{\text{TX}})^{k'} \mathbf{R}_{\mathbf{d}_{k'}, \mathbf{d}_{k''}} \left((\mathbf{W}_{\text{TX}})^{k''} \right)^{\text{H}} (\mathbf{H})_{k'}^{\text{H}} + \mathbf{R}_{\mathbf{n}_k}} \right] \end{aligned} \quad (3.42)$$

Así, la capacidad asociada al usuario k se calculará maximizando la expresión (3.42) sobre todas las distribuciones de entrada posibles.

CAPÍTULO 4

MODELADO DE CANAL

El entorno de propagación es uno de los elementos fundamentales que determinan el funcionamiento y las prestaciones de los sistemas inalámbricos. Su carácter dinámico e impredecible hace que un análisis exacto de este tipo de sistemas sea a menudo complicado. Sin embargo, es necesario encontrar modelos de canal que nos permitan simular su comportamiento de la forma más realista posible para poder optimizar así el diseño de los sistemas y mejorar sus prestaciones en términos de eficiencia, potencia o ancho de banda.

Junto a la degradación que sufre la señal debido a ruido presente en el sistema, la amplitud de la señal transmitida experimenta variaciones a lo largo del tiempo y la frecuencia; es lo que se conoce como desvanecimiento o *fading*. Este desvanecimiento puede deberse, entre otros factores, a la propagación multitrayecto, al movimiento del terminal o a las sombras provocadas por los obstáculos que interfieren en la propagación de la señal. El desvanecimiento puede clasificarse en dos grandes grupos [Goldsmith, 2005]:

- a) Desvanecimiento a gran escala: tiene lugar cuando la señal se transmite a distancias elevadas, del orden del tamaño de celda. Es originado por las pérdidas por distancia (*pathloss* PL) y por el efecto “sombra” (*shadowing*) debido a obstáculos grandes como edificios o vegetación. Dicho efecto es causado por los obstáculos existentes entre transmisor y receptor que atenúan la potencia de la señal debido a las absorciones, reflexiones, difracciones o dispersiones provocadas por los mismos. Se trata de un proceso de desvanecimiento lento caracterizado por la variación respecto del PL

medio entre transmisor y receptor en posiciones fijas. Existen varios esquemas que modelan ambos fenómenos:

- Modelo de PL en espacio libre.
 - Modelos de trazado de rayos, precisos cuando el número de componentes multitrayecto es pequeño y el entorno conocido. Dependen de la geometría y propiedades dieléctricas del medio.
 - Modelos empíricos basados en medidas en interiores y exteriores. Algunos ejemplos son el modelo de Okumura, el modelo de Hata, la extensión del COST 231 al modelo Hata o el IEEE 802.16d.
 - Modelo log-normal para simular el efecto “sombra”, etc.
- b) Desvanecimiento a pequeña escala: se debe a las variaciones rápidas que experimenta la señal debido a las interferencias constructivas y destructivas entre las distintas réplicas generadas por el multitrayecto cuando el terminal se mueve distancias pequeñas, del orden de la longitud de onda. Dependiendo del alcance del multitrayecto, el cual viene caracterizado por la dispersión temporal (*delay spread DS*), el desvanecimiento del canal se clasifica en selectivo en frecuencia (*frequency-selective fading*) o plano en frecuencia (*frequency flat fading*). De igual forma, según la velocidad del terminal, la cual viene caracterizada por la dispersión Doppler, el desvanecimiento se puede clasificar en rápido (*fast fading*) o lento (*slow fading*). En la Figura 4.1 se pueden observar los distintos tipos de desvanecimientos de canal.

En la Figura 4.2 se puede observar la relación entre los desvanecimientos a pequeña y a gran escala.

A la hora de analizar las prestaciones de un sistema inalámbrico, es necesario encontrar modelos de canal lo más realistas posibles. En el caso particular de sistemas MIMO, es necesario que esos modelos sean capaces de capturar las características espaciotemporales del medio de propagación. Además, en muchas ocasiones, aspectos importantes como el impacto de la polarización o la disposición de las antenas no son tenidos en cuenta. En este capítulo se van a presentar dos modelos de canal MIMO. El primero de ellos es un modelo SU-MIMO de banda estrecha que nos permitirá analizar el efecto

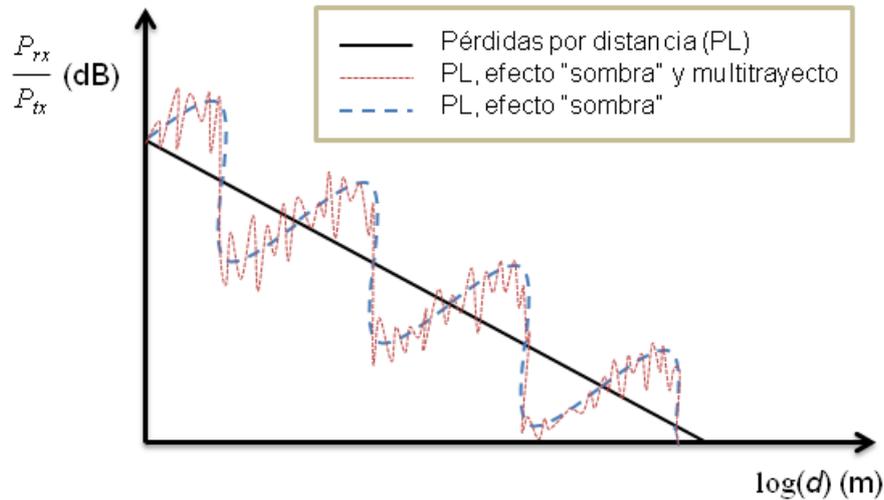


Figure 4.1: Pérdidas, efecto “sombra” y multitrayecto como función de la distancia.

que tienen ciertas características de antena, como el diagrama de radiación o la polarización, en la eficiencia de un sistema donde lo que se busca es la capacidad del terminal [Pablo-González et al., 2014][Sánchez-Fernández et al., 2008]. Se trata de un modelo estadístico basado en geometría, con desvanecimientos a pequeña escala y sin multitrayecto ni variación temporal. A continuación, se pasará a estudiar el caso multiusuario. Para ello se presentará un nuevo canal MU-MIMO implementado por el 3GPP junto con el 3GPP2 y que recibe el nombre de SCM (*Spatial Channel Model*). Se trata de un canal estandarizado de banda ancha que incluye tanto desvanecimientos a pequeña escala como los provocados por el multitrayecto y/o la variación temporal del entorno de propagación. El SCM es un modelo estocástico basado en rayos que permite modelar de forma realista las características de canales MU-MIMO incorporando parámetros importantes como perfiles retardo-potencia estadísticos, dispersión temporal, dispersión angular, desvanecimiento por efecto “sombra”, ángulos de salida y llegada (*Angle of Departure* AoD y *Angle of Arrival* AoA respectivamente), o efecto Doppler.

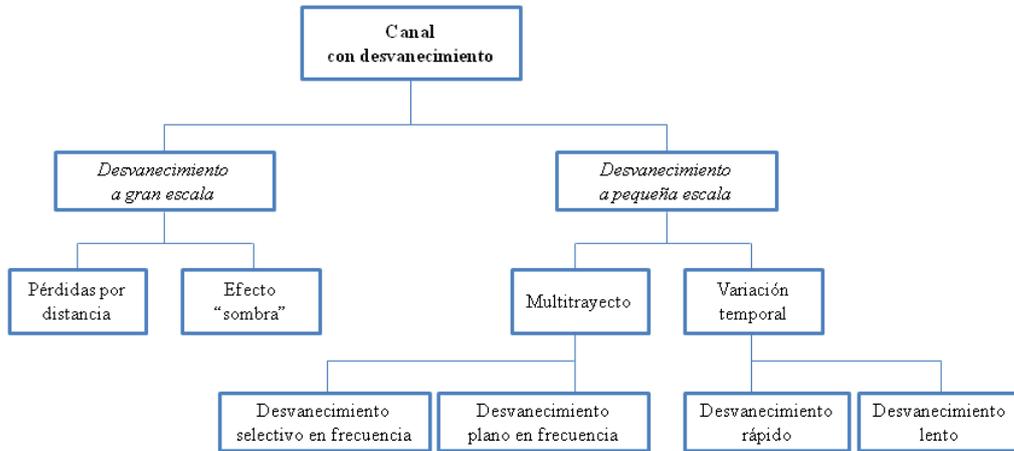


Figure 4.2: Clasificación de canales con desvanecimiento.

4.1 MODELO DE CANAL SU-MIMO

Todo sistema MIMO dispone para transmitir de unos grados de libertad que dependen del número de elementos de antena existentes en transmisión y recepción. Inicialmente, los sistemas MIMO explotaban principalmente la diversidad espacial, de forma que para alcanzar una eficiencia espectral elevada era necesario el uso de muchos elementos radiantes. Sin embargo, desde el punto de vista de implementación, es algo complicado de conseguir en el lado del terminal debido a las limitaciones de espacio existentes en él, no sólo por el número y tamaño de los elementos radiantes utilizados sino también por el espaciado necesario entre ellos. Esto es lo que ha motivado el empleo de nuevas formas de diversidad, como son la diversidad por polarización [Perez et al., 2004, Dong et al., 2005] o la obtenida a través de los diagramas de radiación de las antenas utilizadas [Dietrich et al., 2001][Svantesson, 2002][Sánchez-Fernández et al., 2008], métodos que resultan muy útiles en escenarios con limitaciones de espacio. Una forma de conseguir este último tipo de diversidad consiste en utilizar antenas con varios modos (cada modo alimentado por un puerto diferente), donde cada uno de ellos presentará un determinado diagrama de radiación [Dietrich et al., 2001][Svantesson, 2000][Lee et al., 1996][Forenza and Heath, 2006]. Así,

en [Sánchez-Fernández et al., 2008] se propone un sistema MIMO compacto formado por antenas multimodo tipo parche [Rajo-Iglesias et al., 2008] que combina, en el lado del terminal, tanto diversidad espacial como diversidad mediante diagrama de radiación. En términos de eficiencia, estos esquemas combinados presentan tres tipos de limitaciones:

- Correlación espacial [Lee, 1973][Shiu et al., 2000][Chizhik et al., 2000].
- Correlación modal [Svantesson, 2002].
- Acoplo mutuo [Fletcher et al., 2003][Kildal and Rosengren, 2004][Wallace and Jensen, 2004][Lau et al., 2004].

La ortogonalidad o separabilidad de los diagramas es fundamental a la hora de conseguir una diversidad completa. A medida que aumenta el número de modos, el solapamiento entre los diagramas es mayor, aumentando la correlación de la matriz de canal y disminuyendo, por tanto, la eficiencia espectral del sistema. Una forma de resolver este problema consiste en buscar la perpendicularidad de los diagramas añadiendo polarizaciones ortogonales a cada uno de ellos. En [Pablo-González et al., 2014] se extiende el modelo propuesto en [Sánchez-Fernández et al., 2008] para incluir diversidad de polarización a los dos tipos de diversidad ya existentes en el terminal. El modelo de antena empleado puede verse en la Figura 4.3

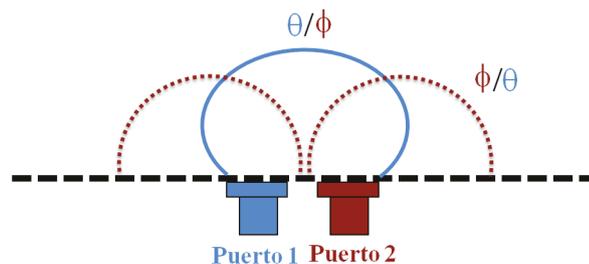


Figure 4.3: Antena ideal con diversidad por diagrama de radiación y por polarización.

El objetivo de esta sección es proponer un modelo de canal SU-MIMO lo más cercano posible a la realidad que permita estudiar la influencia que tienen la combinación de ciertas características de antena, como el diagrama de radiación o la polarización, en la eficiencia de un sistema con terminales compactos. A continuación pasamos a detallar el modelo de canal empleado en el esquema SU-MIMO propuesto en [Pablo-González et al., 2014].

La mayoría de los modelos de canal SU-MIMO presentes en la literatura especifican el canal entre las antenas del transmisor y del receptor asumiendo que sólo se emplea un diagrama de radiación por antena. De hecho en muchas ocasiones ni siquiera se tiene en cuenta al suponerse antenas omnidireccionales. En un esquema multimodo, donde el elemento básico ya no es la antena en sí, sino los diferentes modos, el modelo de canal debe especificar el fading existente entre los modos de las antenas transmisoras y los modos de las antenas receptoras. Como hemos dicho anteriormente, el modelo de canal que vamos a detallar en esta sección presenta tres tipos de diversidad:

- Diversidad espacial, dada por las diferentes posiciones de las antenas multimodo.
- Diversidad por diagrama de radiación, ya que los modos disponibles en cada antena pueden tener un diagrama de radiación diferente e, idealmente, sin solapamiento entre ellos.
- Diversidad por polarización, ya que cada diagrama puede incorporar una polarización distinta para aumentar la ortogonalidad entre modos.

En este modelo, el elemento básico del canal será, por tanto, el diagrama de radiación junto con su polarización. Es lo que se denominará modo. El número de antenas multimodo en el transmisor y en el receptor es t y r respectivamente. Por simplicidad supondremos que todas las antenas en el transmisor tienen D_t modos y D_r modos para las antenas del lado del receptor. Suponiendo desvanecimientos plano, el canal SU-MIMO vendrá definido por una matriz \mathbf{H} de dimensiones $rD_r \times tD_t$, donde $h_{i(a)}^{j(b)}$ describe el fading desde el puerto b ($b = 1 \dots D_t$) de la antena transmisora j al puerto a ($a = 1 \dots D_r$) de la antena receptora i .

El coeficiente $h_{i(a)}^{j(b)}$ se puede modelar como una función de Green [Chizhik, 2004] muestreada en la posición de la i -ésima antena receptora, \mathbf{r}'_i , dado que la antena transmisora j está situada en la posición \mathbf{r}_j :

$$h_{i(a)}^{j(b)} = \int \mathbf{G}'_{i(a)}(\mathbf{k}') \cdot \mathbf{E}_r(\mathbf{k}', \mathbf{r}_j, b) e^{j\mathbf{k}' \cdot \mathbf{r}'_i} d\mathbf{k}' \quad (4.1)$$

donde $\mathbf{G}'_{i(a)}(\mathbf{k}')$ es el diagrama de campo del modo a -ésimo de la antena receptora i en la dirección dada por el vector \mathbf{k}' , y donde $\mathbf{E}_r(\mathbf{k}', \mathbf{r}_j, b)$ es el campo eléctrico recibido originado en el puerto b -ésimo de la antena transmisora j que se encuentra situada en la posición

\mathbf{r}_j . Hay que destacar que el diagrama de campo lleva información tanto de la polarización como del diagrama de radiación de las antenas multimodo. Por otra parte, el campo eléctrico recibido $E_r(\mathbf{k}', \mathbf{r}_j, b)$ se puede modelar como la superposición del campo transmitido dispersado $E_t(\mathbf{k}, \mathbf{r}_j, b)$:

$$E_r(\mathbf{k}', \mathbf{r}_j, b) = \int \mathbf{S}(\mathbf{k}', \mathbf{k}) \cdot E_t(\mathbf{k}, \mathbf{r}_j, b) d\mathbf{k} \quad (4.2)$$

donde $\mathbf{S}(\mathbf{k}', \mathbf{k})$ es la transformación dyad que cambia aleatoriamente la dirección del campo transmitido de \mathbf{k} a \mathbf{k}' [Svantesson, 2001]. Como el campo transmitido $E_t(\mathbf{k}, \mathbf{r}_j, b)$ es una superposición de ondas planas con dirección \mathbf{k} , originadas por la antena situada en \mathbf{r}_j y diagrama de campo $\mathbf{G}_{j(b)}(\mathbf{k})$, la expresión (4.2) puede reescribirse como:

$$E_r(\mathbf{k}', \mathbf{r}_j, b) = \int \mathbf{S}(\mathbf{k}', \mathbf{k}) \cdot \mathbf{G}_{j(b)}(\mathbf{k}) e^{-j\mathbf{k} \cdot \mathbf{r}_j} d\mathbf{k} \quad (4.3)$$

El vector de espacio puede muestrearse en L ondas planas en el transmisor, dando lugar a los vectores de dirección \mathbf{k}_l con $l = 1 \cdots L$, y en L' ondas planas en el receptor, generando los vectores $\mathbf{k}'_{l'}$ con $l' = 1 \cdots L'$, y cubriendo así todo el espacio. Así, de las ecuaciones (4.1) y (4.3), la matriz de canal se puede descomponer como el producto de tres matrices:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} (\mathbf{H})_{\text{RX}_1}^{\text{TX}_1} & \cdots & (\mathbf{H})_{\text{RX}_1}^{\text{TX}_j} & \cdots & (\mathbf{H})_{\text{RX}_1}^{\text{TX}_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ (\mathbf{H})_{\text{RX}_i}^{\text{TX}_1} & \cdots & (\mathbf{H})_{\text{RX}_i}^{\text{TX}_j} & \cdots & (\mathbf{H})_{\text{RX}_i}^{\text{TX}_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ (\mathbf{H})_{\text{RX}_r}^{\text{TX}_1} & \cdots & (\mathbf{H})_{\text{RX}_r}^{\text{TX}_j} & \cdots & (\mathbf{H})_{\text{RX}_r}^{\text{TX}_t} \end{bmatrix} = \mathbf{B}_{\text{RX}}^{\mathbf{H}} \cdot \mathbf{S} \cdot \mathbf{B}_{\text{TX}} \quad (4.4)$$

donde $(\mathbf{H})_{\text{RX}_i}^{\text{TX}_j} \in \mathbb{C}^{D_r \times D_t}$ es la submatriz de canal entre los modos de la antena transmisora j y los modos de la antena receptora i definida como

$$(\mathbf{H})_{\text{RX}_i}^{\text{TX}_j} = \begin{bmatrix} h_{i(1)}^{j(1)} & \cdots & h_{i(1)}^{j(b)} & \cdots & h_{i(1)}^{j(D_t)} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{i(a)}^{j(1)} & \cdots & h_{i(a)}^{j(b)} & \cdots & h_{i(a)}^{j(D_t)} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{i(D_r)}^{j(1)} & \cdots & h_{i(D_r)}^{j(b)} & \cdots & h_{i(D_r)}^{j(D_t)} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

donde $\mathbf{B}_{\text{RX}} \in \mathbb{C}^{rD_r \times L'}$ y $\mathbf{B}_{\text{TX}} \in \mathbb{C}^{L \times tD_t}$ son matrices de *beamforming* rectangulares deterministas que dependen básicamente de la geometría y de los diagramas de radiación de

las antenas, y donde $\mathbf{S} \in \mathbb{C}^{L' \times L}$ contiene las transformaciones dyad que definen el cambio de amplitud y polarización que experimenta la onda incidente debido a los dispersores. La matriz de *beamforming* en transmisión, \mathbf{B}_{TX} , puede escribirse como:

$$\mathbf{B}_{\text{TX}} = \left[(\mathbf{B}_{\text{TX}})_1 \quad \cdots \quad (\mathbf{B}_{\text{TX}})_j \quad \cdots \quad (\mathbf{B}_{\text{TX}})_t \right] \quad (4.6)$$

donde $(\mathbf{B}_{\text{TX}})_j \in \mathbb{C}^{L \times D_t}$ es la submatriz de \mathbf{B}_{TX} correspondiente a la antena transmisora j y que viene dada por:

$$(\mathbf{B}_{\text{TX}})_j = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{j(1)}(\mathbf{k}_1) e^{-j\mathbf{k}_1 \mathbf{r}_j} & \cdots & \mathbf{G}_{j(b)}(\mathbf{k}_1) e^{-j\mathbf{k}_1 \mathbf{r}_j} & \cdots & \mathbf{G}_{j(D_t)}(\mathbf{k}_1) e^{-j\mathbf{k}_1 \mathbf{r}_j} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{G}_{j(1)}(\mathbf{k}_l) e^{-j\mathbf{k}_l \mathbf{r}_j} & \cdots & \mathbf{G}_{j(b)}(\mathbf{k}_l) e^{-j\mathbf{k}_l \mathbf{r}_j} & \cdots & \mathbf{G}_{j(D_t)}(\mathbf{k}_l) e^{-j\mathbf{k}_l \mathbf{r}_j} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{G}_{j(1)}(\mathbf{k}_L) e^{-j\mathbf{k}_L \mathbf{r}_j} & \cdots & \mathbf{G}_{j(b)}(\mathbf{k}_L) e^{-j\mathbf{k}_L \mathbf{r}_j} & \cdots & \mathbf{G}_{j(D_t)}(\mathbf{k}_L) e^{-j\mathbf{k}_L \mathbf{r}_j} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Por su parte, la matriz en recepción, \mathbf{B}_{RX} , viene dada por:

$$\mathbf{B}_{\text{RX}} = \begin{bmatrix} (\mathbf{B}_{\text{RX}})_1 \\ \vdots \\ (\mathbf{B}_{\text{RX}})_i \\ \vdots \\ (\mathbf{B}_{\text{RX}})_r \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

donde $(\mathbf{B}_{\text{RX}})_i \in \mathbb{C}^{D_r \times L'}$ es la submatriz de \mathbf{B}_{RX} correspondiente a la antena receptora i definida como:

$$(\mathbf{B}_{\text{RX}})_i = \begin{bmatrix} \mathbf{G}'_{i(1)}(\mathbf{k}'_1) e^{-j\mathbf{k}'_1 \mathbf{r}_j} & \cdots & \mathbf{G}'_{i(1)}(\mathbf{k}'_{l'}) e^{-j\mathbf{k}'_{l'} \mathbf{r}_j} & \cdots & \mathbf{G}'_{i(1)}(\mathbf{k}'_{L'}) e^{-j\mathbf{k}'_{L'} \mathbf{r}_j} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{G}'_{i(a)}(\mathbf{k}'_1) e^{-j\mathbf{k}'_1 \mathbf{r}_j} & \cdots & \mathbf{G}'_{i(a)}(\mathbf{k}'_{l'}) e^{-j\mathbf{k}'_{l'} \mathbf{r}_j} & \cdots & \mathbf{G}'_{i(a)}(\mathbf{k}'_{L'}) e^{-j\mathbf{k}'_{L'} \mathbf{r}_j} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{G}'_{i(D_r)}(\mathbf{k}'_1) e^{-j\mathbf{k}'_1 \mathbf{r}_j} & \cdots & \mathbf{G}'_{i(D_r)}(\mathbf{k}'_{l'}) e^{-j\mathbf{k}'_{l'} \mathbf{r}_j} & \cdots & \mathbf{G}'_{i(D_r)}(\mathbf{k}'_{L'}) e^{-j\mathbf{k}'_{L'} \mathbf{r}_j} \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

La matriz \mathbf{S} , por su parte, viene dada por:

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}(\mathbf{k}'_1, \mathbf{k}_1) & \cdots & \mathbf{S}(\mathbf{k}'_1, \mathbf{k}_l) & \cdots & \mathbf{S}(\mathbf{k}_1, \mathbf{k}_L) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{S}(\mathbf{k}'_{l'}, \mathbf{k}_1) & \cdots & \mathbf{S}(\mathbf{k}'_{l'}, \mathbf{k}_l) & \cdots & \mathbf{S}(\mathbf{k}_{l'}, \mathbf{k}_L) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{S}(\mathbf{k}'_{L'}, \mathbf{k}_1) & \cdots & \mathbf{S}(\mathbf{k}'_{L'}, \mathbf{k}_l) & \cdots & \mathbf{S}(\mathbf{k}_{L'}, \mathbf{k}_L) \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

siendo $\mathbf{S}(\mathbf{k}_{l'}, \mathbf{k}_l)$ el dyad que define la amplitud y polarización de la onda que, incidiendo en la dirección \mathbf{k}_l , se propaga en la dirección $\mathbf{k}_{l'}$ debido al dispersor.

Como se puede ver en las expresiones anteriores, los elementos de las matrices de *beam-forming* no son escalares sino vectores, mientras que las transformaciones dyad de la matriz \mathbf{S} pueden verse como matrices de las mismas dimensiones que los elementos de \mathbf{B}_{TX} y \mathbf{B}_{RX} donde cada columna corresponde a las coordenadas de un vector. Así, el producto de matrices definido en (4.4) es en realidad un artificio matemático donde los productos involucrados son en realidad productos escalares entre vectores. Así, de las ecuaciones (4.1) y (4.3) se obtiene:

$$h_{i(a)}^{j(b)} = \sum_{l, l'} \mathbf{G}'_{i(a)}(\mathbf{k}'_{l'}) \cdot \mathbf{S}(\mathbf{k}'_{l'}, \mathbf{k}_l) \cdot \mathbf{G}_{j(b)}(\mathbf{k}_l) e^{-j\mathbf{k}_l \cdot \mathbf{r}_j} e^{j\mathbf{k}'_{l'} \cdot \mathbf{r}_i} \quad (4.11)$$

En la Figura 4.4 se puede observar el modelo de sistema dado por la ecuación (4.11).

Para caracterizar la transformación dyad $\mathbf{S}(\mathbf{k}'_{l'}, \mathbf{k}_l)$ de (4.2) se asumirá que las entradas del canal son Gaussianas y que los dispersores son independientes y cambian la dirección de la onda incidente de \mathbf{k}_l a $\mathbf{k}'_{l'}$. Además, se asumirá un modelo de espectro angular de potencia (PAS) separable [Xu et al., 2004], esto es $\mathcal{P}(\mathbf{k}'_{l'}, \mathbf{k}_l) = \mathcal{P}'(\mathbf{k}'_{l'}) \mathcal{P}(\mathbf{k}_l)$, y un ángulo entre el diagrama de campo en el transmisor/receptor y el campo eléctrico dispersado denotado por δ_l and $\delta'_{l'}$, respectivamente.

Como hemos dicho anteriormente, el diagrama de campo \mathbf{G} (en recepción \mathbf{G}') de cada antena multimodo puede proporcionar dos fuentes de diversidad, por diagrama y por polarización, ya que cada diagrama de campo llevará asociado un diagrama de radiación \mathcal{G} (\mathcal{G}' en recepción) con una determinada polarización en la dirección de radiación máxima. La introducción de estas polarizaciones permitirá evitar los solapamientos que dan lugar a las altas correlaciones de canal [Sánchez-Fernández et al., 2008], o disminuir la distancia entre antenas multimodo. Así, dependiendo del tipo de polarización (horizontal o vertical), la

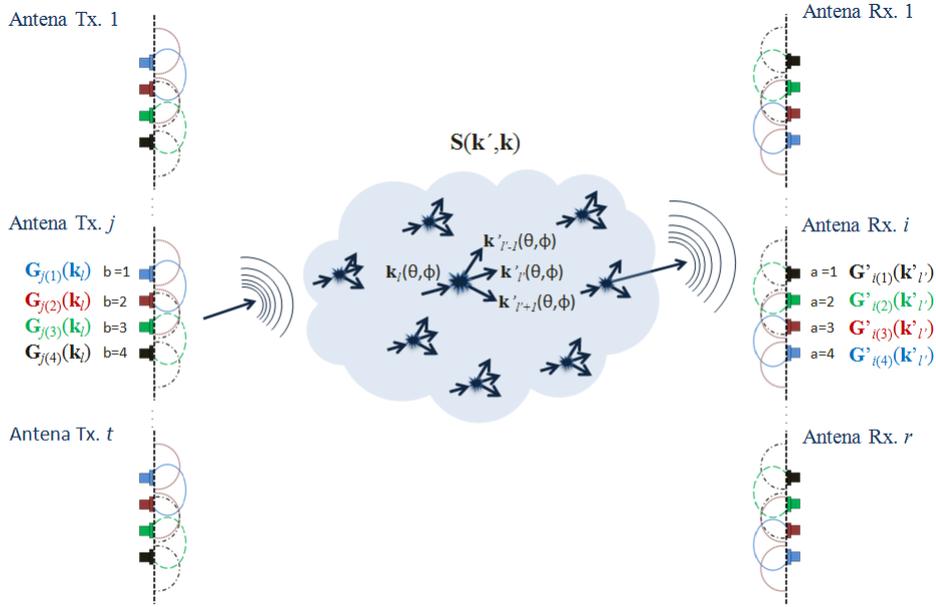


Figure 4.4: Modelo de sistema SU-MIMO con antenas multimodo.

expresión (4.11) puede reescribirse como:

$$h_{i(a)}^{j(b)} = \sum_{l,l'} \mathcal{G}'_{i(a)}(\mathbf{k}'_{l'}) \begin{Bmatrix} \cos(\delta'_{l'}) \\ \sin(\delta'_{l'}) \end{Bmatrix} \mathcal{P}'(\mathbf{k}'_{l'}) g_{vl} \mathcal{P}(\mathbf{k}_l) \begin{Bmatrix} \cos(\delta_l) \\ \sin(\delta_l) \end{Bmatrix} \mathcal{G}_{j(b)}(\mathbf{k}_l) e^{-j\mathbf{k}_l \cdot \mathbf{r}_j} e^{j\mathbf{k}'_{l'} \cdot \mathbf{r}'_i} \quad (4.12)$$

donde g_{vl} es una variable aleatoria Gaussiana compleja de media cero y varianza unidad.

Dependiendo de las distintas combinaciones de diversidad que se realicen (espacial/polarización/diagrama), tendremos una serie de particularizaciones en (4.12) que darán lugar a los siguientes escenarios¹:

- Escenario I (espacial/diagrama):
 - El número de antenas es $N > 1$.
 - Todos los modos tienen la misma polarización.

¹Por simplicidad nos centraremos en estudiar la diversidad en el lado del terminal, aunque las mismas conclusiones pueden extrapolarse en el lado del transmisor

- El número de modos es $D_r > 1$ por lo que cada diagrama de campo $\mathbf{G}'_{i(a)}(\mathbf{k}'_l)$ tendrá un diagrama de radiación asociado $\mathcal{G}'_{i(a)}(\mathbf{k}'_l)$ diferente para cada modo.
- Escenario II (espacial/polarización):
 - El número de antenas es $N > 1$.
 - Se asumen dos polarizaciones ortogonales en cada antena, por lo que, al no existir diversidad por diagrama de radiación, el número de modos será $D_r = 2$.
 - Los diagramas de campo de ambos modos, $\mathbf{G}'_{i(1)}(\mathbf{k}'_l)$ y $\mathbf{G}'_{i(2)}(\mathbf{k}'_l)$, tendrán un único diagrama de radiación común denotado como $\mathcal{G}'_{i(1)}(\mathbf{k}'_l) = \mathcal{G}'_{i(2)}(\mathbf{k}'_l) = \mathcal{G}'_i(\mathbf{k}'_l)$.
- Escenario III (diagrama/polarización):
 - El número de antenas es $N = 1$.
 - El número de modos vendrá dado por las distintas combinaciones de diagrama de radiación y polarización. Así, si suponemos dos posibles diagramas de radiación, esto es $\mathcal{G}'_{i,1}(\mathbf{k}'_l)$ y $\mathcal{G}'_{i,2}(\mathbf{k}'_l)$, cada uno con dos polarizaciones distintas y ortogonales, el número de modos será $D_r = 4$.
- Escenario IV (espacial/diagrama/polarización): este escenario tiene dos posibles implementaciones, en ambos casos con $N > 1$.
 - a) Si reducimos el número de posibles diagramas de radiación a 2, esto es $\mathcal{G}'_{i,1}(\mathbf{k}'_l)$ y $\mathcal{G}'_{i,2}(\mathbf{k}'_l)$, cada uno con una polarización distinta, tendremos que los diagramas de campo $\mathbf{G}'_{i(1)}(\mathbf{k}'_l)$ y $\mathbf{G}'_{i(2)}(\mathbf{k}'_l)$ serán ortogonales y que el número de modos será $D_r = 2$.
 - b) Si como en el caso a) reducimos el número de posibles diagramas de radiación a 2, esto es $\mathcal{G}'_{i,1}(\mathbf{k}'_l)$ y $\mathcal{G}'_{i,2}(\mathbf{k}'_l)$, pero en cada uno implementamos las dos posibles polarizaciones, tendremos que $D_r = 4$ donde $\mathbf{G}'_{i(1)}(\mathbf{k}'_l)$ y $\mathbf{G}'_{i(2)}(\mathbf{k}'_l)$ compartirán el mismo diagrama de radiación $\mathcal{G}'_{i,1}(\mathbf{k}'_l)$ pero cada uno con diferente polarización, mientras que $\mathbf{G}'_{i(3)}(\mathbf{k}'_l)$ y $\mathbf{G}'_{i(4)}(\mathbf{k}'_l)$ tendrán $\mathcal{G}'_{i,2}(\mathbf{k}'_l)$ como diagrama de radiación cada uno también con distinta polarización.

En las Figuras 4.5 se muestran los cuatro escenarios propuestos.

A continuación, presentamos las expresiones de algunos de los coeficientes $h_{i(a)}^{j(b)}$ para los distintos escenarios, asumiendo el mismo tipo de diversidad tanto en transmisión como en recepción.

$$\begin{aligned}
 \text{Escenario I} \quad h_{i(a)}^{j(b)} &= \sum_{l,l'} \mathcal{G}'_{i(a)}(\mathbf{k}'_{l'}) \mathcal{P}'(\mathbf{k}'_{l'}) g_{l'l} \mathcal{P}(\mathbf{k}_l) \mathcal{G}_{j(b)}(\mathbf{k}_l) e^{-j\mathbf{k}_l \cdot \mathbf{r}_j} e^{j\mathbf{k}'_{l'} \cdot \mathbf{r}'_i} \\
 \text{Escenario II} \quad h_{i(1)}^{j(1)} &= \sum_{l,l'} \mathcal{G}'_i(\mathbf{k}'_{l'}) \cos(\delta'_{l'}) \mathcal{P}'(\mathbf{k}'_{l'}) g_{l'l} \mathcal{P}(\mathbf{k}_l) \cos(\delta_l) \mathcal{G}_j(\mathbf{k}_l) e^{-j\mathbf{k}_l \cdot \mathbf{r}_j} e^{j\mathbf{k}'_{l'} \cdot \mathbf{r}'_i} \\
 h_{i(2)}^{j(2)} &= \sum_{l,l'} \mathcal{G}'_i(\mathbf{k}'_{l'}) \sin(\delta'_{l'}) \mathcal{P}'(\mathbf{k}'_{l'}) g_{l'l} \mathcal{P}(\mathbf{k}_l) \sin(\delta_l) \mathcal{G}_j(\mathbf{k}_l) e^{-j\mathbf{k}_l \cdot \mathbf{r}_j} e^{j\mathbf{k}'_{l'} \cdot \mathbf{r}'_i} \\
 h_{i(2)}^{j(1)} &= \sum_{l,l'} \mathcal{G}'_i(\mathbf{k}'_{l'}) \sin(\delta'_{l'}) \mathcal{P}'(\mathbf{k}'_{l'}) g_{l'l} \mathcal{P}(\mathbf{k}_l) \cos(\delta_l) \mathcal{G}_j(\mathbf{k}_l) e^{-j\mathbf{k}_l \cdot \mathbf{r}_j} e^{j\mathbf{k}'_{l'} \cdot \mathbf{r}'_i} \\
 h_{i(1)}^{j(2)} &= \sum_{l,l'} \mathcal{G}'_i(\mathbf{k}'_{l'}) \cos(\delta'_{l'}) \mathcal{P}'(\mathbf{k}'_{l'}) g_{l'l} \mathcal{P}(\mathbf{k}_l) \sin(\delta_l) \mathcal{G}_j(\mathbf{k}_l) e^{-j\mathbf{k}_l \cdot \mathbf{r}_j} e^{j\mathbf{k}'_{l'} \cdot \mathbf{r}'_i} \\
 \text{Escenario III y IVb)}^2 \quad h_{i(1)}^{j(1)} &= \sum_{l,l'} \mathcal{G}'_{i,1}(\mathbf{k}'_{l'}) \cos(\delta'_{l'}) \mathcal{P}'(\mathbf{k}'_{l'}) g_{r,l} \mathcal{P}(\mathbf{k}_l) \cos(\delta_l) \mathcal{G}_{j,1}(\mathbf{k}_l) e^{-j\mathbf{k}_l \cdot \mathbf{r}_j} e^{j\mathbf{k}'_{l'} \cdot \mathbf{r}'_i} \\
 h_{i(2)}^{j(2)} &= \sum_{l,l'} \mathcal{G}'_{i,1}(\mathbf{k}'_{l'}) \sin(\delta'_{l'}) \mathcal{P}'(\mathbf{k}'_{l'}) g_{r,l} \mathcal{P}(\mathbf{k}_l) \sin(\delta_l) \mathcal{G}_{j,1}(\mathbf{k}_l) e^{-j\mathbf{k}_l \cdot \mathbf{r}_j} e^{j\mathbf{k}'_{l'} \cdot \mathbf{r}'_i} \\
 h_{i(3)}^{j(3)} &= \sum_{l,l'} \mathcal{G}'_{i,2}(\mathbf{k}'_{l'}) \cos(\delta'_{l'}) \mathcal{P}'(\mathbf{k}'_{l'}) g_{r,l} \mathcal{P}(\mathbf{k}_l) \cos(\delta_l) \mathcal{G}_{j,2}(\mathbf{k}_l) e^{-j\mathbf{k}_l \cdot \mathbf{r}_j} e^{j\mathbf{k}'_{l'} \cdot \mathbf{r}'_i} \\
 h_{i(4)}^{j(4)} &= \sum_{l,l'} \mathcal{G}'_{i,2}(\mathbf{k}'_{l'}) \sin(\delta'_{l'}) \mathcal{P}'(\mathbf{k}'_{l'}) g_{r,l} \mathcal{P}(\mathbf{k}_l) \sin(\delta_l) \mathcal{G}_{j,2}(\mathbf{k}_l) e^{-j\mathbf{k}_l \cdot \mathbf{r}_j} e^{j\mathbf{k}'_{l'} \cdot \mathbf{r}'_i} \\
 \text{Escenario IVa)} \quad h_{i(1)}^{j(1)} &= \sum_{l,l'} \mathcal{G}'_{i,1}(\mathbf{k}'_{l'}) \cos(\delta'_{l'}) \mathcal{P}'(\mathbf{k}'_{l'}) g_{l'l} \mathcal{P}(\mathbf{k}_l) \cos(\delta_l) \mathcal{G}_{j,1}(\mathbf{k}_l) e^{-j\mathbf{k}_l \cdot \mathbf{r}_j} e^{j\mathbf{k}'_{l'} \cdot \mathbf{r}'_i} \\
 h_{i(2)}^{j(2)} &= \sum_{l,l'} \mathcal{G}'_{i,2}(\mathbf{k}'_{l'}) \sin(\delta'_{l'}) \mathcal{P}'(\mathbf{k}'_{l'}) g_{l'l} \mathcal{P}(\mathbf{k}_l) \sin(\delta_l) \mathcal{G}_{j,2}(\mathbf{k}_l) e^{-j\mathbf{k}_l \cdot \mathbf{r}_j} e^{j\mathbf{k}'_{l'} \cdot \mathbf{r}'_i} \\
 h_{i(2)}^{j(1)} &= \sum_{l,l'} \mathcal{G}'_{i,2}(\mathbf{k}'_{l'}) \sin(\delta'_{l'}) \mathcal{P}'(\mathbf{k}'_{l'}) g_{l'l} \mathcal{P}(\mathbf{k}_l) \cos(\delta_l) \mathcal{G}_{j,1}(\mathbf{k}_l) e^{-j\mathbf{k}_l \cdot \mathbf{r}_j} e^{j\mathbf{k}'_{l'} \cdot \mathbf{r}'_i} \\
 h_{i(1)}^{j(2)} &= \sum_{l,l'} \mathcal{G}'_{i,1}(\mathbf{k}'_{l'}) \cos(\delta'_{l'}) \mathcal{P}'(\mathbf{k}'_{l'}) g_{l'l} \mathcal{P}(\mathbf{k}_l) \sin(\delta_l) \mathcal{G}_{j,2}(\mathbf{k}_l) e^{-j\mathbf{k}_l \cdot \mathbf{r}_j} e^{j\mathbf{k}'_{l'} \cdot \mathbf{r}'_i}
 \end{aligned} \tag{4.13}$$

Hay que mencionar que en nuestro modelo no se considera el acoplo mutuo entre modos. Sin embargo, podría incluirse fácilmente mediante una matriz de acoplo \mathbf{C} como se muestra en [Fletcher et al., 2003].

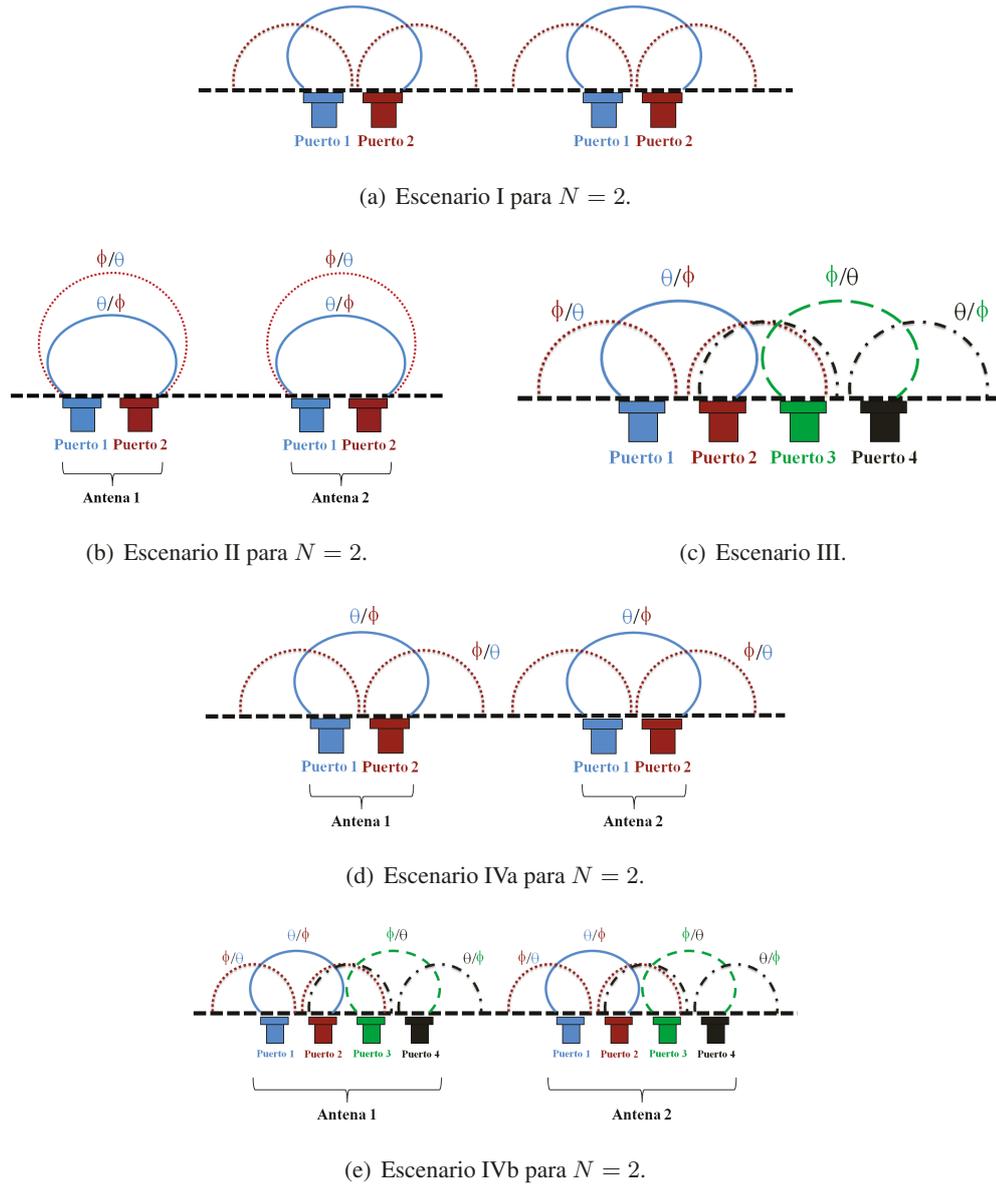


Figure 4.5: Escenarios propuestos con antenas multimodo en SU-MIMO.

4.2 MODELO DE CANAL ESPACIAL SCM

Con el fin de modelar de forma realista las características del canal MIMO, el 3GPP desarrolló, junto con el 3GPP2, un modelo basado en geometría denominado SCM [TR25.996, 2012]. El SCM incluye sencillos modelos retardo-potencia, basados en registros de desplazamiento, para tareas de calibración, y un modelo estocástico basado en geometría para simulaciones a nivel de sistema. En este capítulo nos centraremos en este último caso ya que será el que empleemos en la parte de simulaciones. Se trata de un modelo estocástico que permite modelar de forma realista la correlación espacial tanto en la BTS como en el terminal. El análisis de prestaciones, como por ejemplo la tasa, se lleva a cabo sobre D realizaciones. Durante cada realización, donde se prefijan el número de sectores/celdas, BTSs, terminales y tramas sobre las que realizar la simulación, el canal experimenta desvanecimientos rápidos según el movimiento de los terminales. Dichos terminales pueden realimentar el CSI de forma que las BTSs aprovechen dicha información para realizar la asignación de recursos y determinar así el usuario al que transmitir. A lo largo de estas D realizaciones, el diseñador celular y el despliegue de las BTSs se mantienen fijas mientras que las posiciones de los terminales se van variando de forma aleatoria al comienzo de cada realización.

El objetivo de esta sección es definir los parámetros y la metodología a seguir para generar los coeficientes de canal espaciales y temporales entre las BTSs y los terminales, con el fin de emplearse en simulaciones a nivel de sistema. Para ello, supondremos un escenario descendente formado por varios sectores/celdas, varias BTSs y varios terminales. Las BTSs y los terminales están formadas por arrays de t y r antenas respectivamente. Así, los coeficientes de canal para la componente multitrayecto l -ésima ($l = 1, \dots, N_{path}$) vendrán dados por una matriz $r \times t$ de amplitudes complejas que denotaremos como $\mathbf{H}_l(t)$. Se trata de una función que depende del tiempo ya que los coeficientes experimentan un desvanecimiento rápido en función del movimiento del terminal. El procedimiento para generar estas matrices de canal consta de tres pasos:

1. Especificar un entorno.
2. Obtener los parámetros asociados a cada entorno.
3. Generar los coeficientes de canal basándose en esos parámetros.

El SCM incluye tres entornos de propagación: *Urban Micro*, *Urban Macro* y *Suburban Macro*. Adicionalmente, estos escenarios básicos pueden modificarse añadiendo más opciones como componente LOS (*Line Of Sight*) al caso *Urban Micro*, y modelado de edificios elevados (*canyon urban*) en el caso *Urban Macro*. La Figura 4.6 muestra en un diagrama de bloques los pasos a seguir a la hora de generar la matriz de canal SCM. A continuación, pasamos a describir más en detalle dicho proceso.

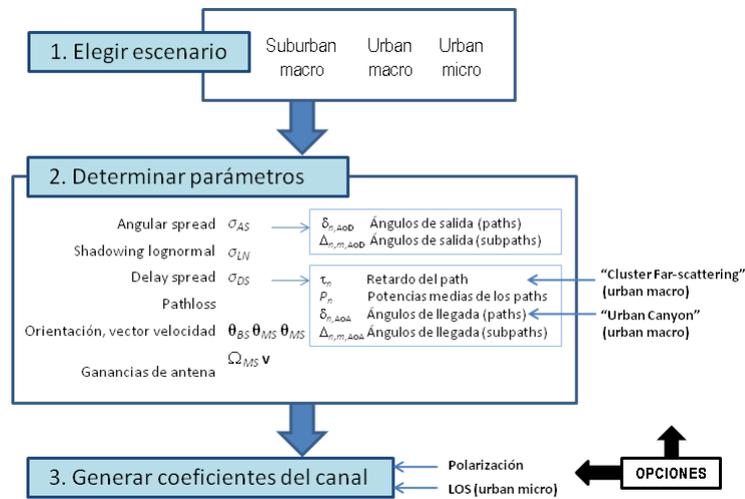


Figure 4.6: Generación del canal SCM: diagrama de bloques.

4.2.1 Parámetros generales del modelo

Debido al multitrayecto presente en el sistema, la señal recibida en el terminal estará formada por N_{path} réplicas de la señal transmitida. Estos N_{path} rayos, constan a su vez de N_{spath} subrayos, y se definen mediante una serie de potencias y retardos elegidos de forma aleatoria según el procedimiento de generación del canal que más adelante describiremos. El SCM se basa en los modelos SISO de la ITU [ITU-R M.1225, 1997] (ITU *Pedestrian A*, ITU *Pedestrian B*, ITU *Vehicular A*) por lo que el número de rayos en cada entorno será 6.

En la Figura 4.7 se muestran los parámetros angulares empleados en el modelo y que pasamos a describir a continuación:

Ω_{BS} Orientación del array en la BTS: diferencia entre la dirección *broadside* de

- de dicho array y el Norte de referencia (N).
- θ_{BS} Ángulo formado entre la dirección LOS y la dirección *broadside* de la BTS.
 - $\delta_{l,AoD}$ Ángulo de salida AoD del rayo l -ésimo ($l = 1, \dots, N_{path}$) con respecto a θ_{BS} .
 - $\Delta_{l,s,AoD}$ Offset del subrayo s -ésimo ($s = 1, \dots, N_{spath}$) del l -ésimo rayo respecto a $\delta_{l,AoD}$.
 - $\theta_{l,s,AoD}$ Ángulo AoD total del subrayo s -ésimo del rayo l -ésimo de la BTS respecto a la dirección *broadside* de la misma.
 - Ω_{MS} Orientación del array en el terminal: diferencia entre la dirección *broadside* de dicho array y el Norte de referencia (N).
 - θ_{MS} Ángulo formado entre la dirección LOS y la dirección *broadside* del terminal.
 - $\delta_{l,AoA}$ Ángulo de llegada AoA del rayo l -ésimo ($l = 1, \dots, N_{path}$) respecto a θ_{MS} .
 - $\Delta_{l,s,AoA}$ Offset del subrayo s -ésimo ($s = 1, \dots, N_{spath}$) del rayo l -ésimo con respecto a $\delta_{l,AoA}$.
 - $\theta_{l,s,AoA}$ Ángulo AoA total del subrayo s -ésimo del l -ésimo rayo del terminal respecto a la dirección *broadside* del mismo.
 - \mathbf{v} Vector velocidad del terminal.
 - θ_v Ángulo del vector velocidad respecto a la dirección *broadside* del terminal.

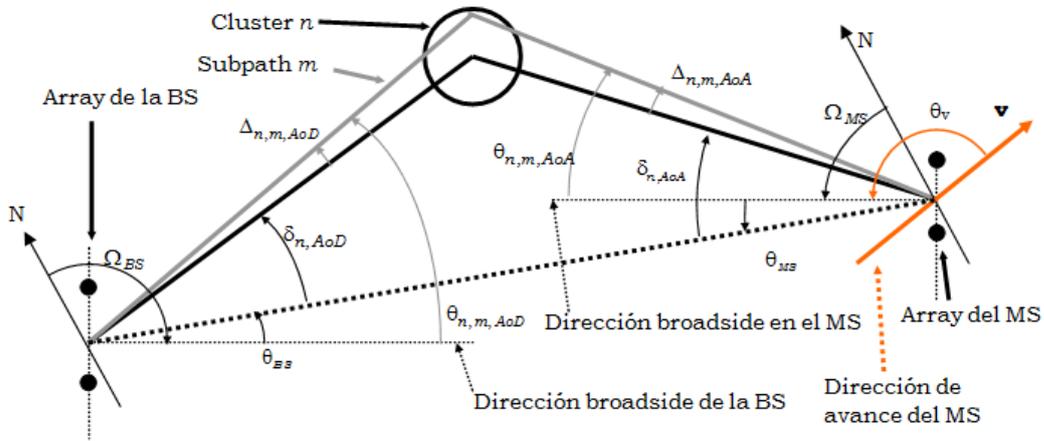


Figure 4.7: Parámetros angulares del canal SCM.

Para simulaciones a nivel de sistema, el desvanecimiento rápido en cada rayo variará con el tiempo, pero parámetros como la dispersión angular (*angular spread* AS), la dispersión temporal (*delay spread* DS), el desvanecimiento por sombra (*shadowing fading* SF) y la posición del terminal permanecerán fijos durante cada realización.

Independientemente del entorno, se tendrán en cuenta las siguientes suposiciones:

- a) Reciprocidad 'Enlace ascendente - Enlace descendente': los valores AoD/AoA son idénticos tanto en el enlace ascendente como en el descendente.
- b) El DS, el AS y el SF son variables aleatorias con distribución lognormal. Los desvanecimientos debido ellos, que dependiendo del escenario pueden estar correlados, se aplican a todos los sectores o a todas las antenas de una determinada BTS.
- c) El AS está formada por 6×20 subrayos cada uno de ellos con un cierto ángulo de salida desde la BTS. A cada ángulo le corresponderá una ganancia de antena distinta.
- d) El SF es común entre todas las antenas o sectores de la BTS.
- e) Para simplificar el modelo, se presupone que el SF entre diferentes terminales está incorrelado. En la práctica, si los móviles estuviesen muy cerca, esta suposición no podría realizarse.
- f) Las direcciones de los dispersores son variables aleatorias con distribución normal.
- g) La dispersión en elevación no se modela.
- h) En sistemas FDD, las fases aleatorias de los subrayos para el enlace ascendente y el descendente están incorreladas. En sistemas TDD en cambio, la correlación es total.
- i) El modelo SCM permite cualquier configuración de antena (su tamaño ha de ser más pequeño que la distancia de coherencia por SF). Se asumen arrays lineales, aunque el procedimiento puede generalizarse a cualquier otro tipo de configuración de array.

A continuación, pasamos a describir los distintos entornos de simulación que permite este modelo.

4.2.2 Entornos de simulación

Como hemos dicho anteriormente, el modelo SCM incluye tres entornos de propagación:

- a) *Suburban Macrocell*: aproximadamente 3 Km de distancia entre BTSs.
- b) *Urban Macrocell*: aproximadamente 3 Km de distancia entre BTSs.
- c) *Urban Microcell*: menos de 1 Km de distancia entre BTSs.

La tabla 4.1 describe los parámetros usados en cada uno de dichos entornos de simulación. En los entornos *Macrocell* se asume que las antenas de las BTSs están situadas por encima de los tejados, mientras que en el caso *Microcell*, las antenas de las BTSs se encuentran a una altura igual a los tejados del escenario a simular. En nuestro caso, dado que la mayoría de los estudios se han realizado para un entorno *Microcell*, sólo vamos a centrarnos en explicar la generación de los parámetros de canal correspondiente al mismo. Los detalles para los otros dos entornos pueden verse en [TR25.996, 2012].

Para el caso *Microcell* se parte de las siguientes suposiciones:

- a) Las pérdidas por distancia para el caso NLOS (*Non Line Of Sight*) se basa en el modelo NLOS COST 231 Walfisch-Ikegami. Los parámetros empleados son los siguientes:
 - Altura de antena en BTS: 12.5 m
 - Altura de edificios: 12 m
 - Distancia entre edificios: 50 m
 - Anchura de la calle : 25 m
 - Altura de antena en el terminal: 1.5 m
 - Orientación de 30° para todos los rayos
 - Selección de centro metropolitano

Con estos valores, el modelo de PL queda simplificado a:

$$PL(dB) = -55.9 + 38 \log_{10}(d) + (24.5 + 1.5f_c/925) \log_{10}(f_c)$$

donde d es la distancia entre la BTS y el terminal (debe ser al menos de 20 metros) y f_c la frecuencia de portadora.

Para el caso LOS, el PL se basa en el modelo *street canyon* del NLOS COST 231 Walfisch-Ikegami, empleando los mismos parámetros que en el caso NLOS:

$$PL(dB) = -35.4 + 26 \log_{10}(d) + 20 \log_{10}(f_c)$$

- b) Los diagramas de antena en las BTS son los mismos que los empleados en el estándar para tareas de calibración (cláusula 4.5.1. en [TR25.996, 2012])
- c) La correlación celda a celda (*site-to-site*) es $\zeta = 0.5$. Este parámetro es empleado en el cálculo de las variables correspondientes al AS, al DS y al SF.
- d) Se supone un despliegue formado por celdas hexagonales.

4.2.3 Generación de parámetros de usuario

A continuación pasamos a describir los pasos a seguir para generar los parámetros de usuario, tales como las potencias y retardos de los rayos, o los ángulos de salida y llegada de cada subrayo.

- **PASO 1. Determinar los parámetros de distancia y orientación:**
 - La posición del terminal con respecto a cada BTS viene determinada por el diseño del escenario, a partir del cual se calculan la distancia entre el terminal y la BTS (d) y las direcciones LOS con respecto a la BTS y al terminal (θ_{BS} y θ_{MS} respectivamente).
 - A partir de d , se calcula el PL asociado.
 - La orientación del array en el terminal ³ sigue una distribución i.i.d. uniforme entre 0° y 360° : $\Omega_{MS} \sim U(0^\circ, 360^\circ)$.
 - El ángulo del vector velocidad \mathbf{v} del terminal sigue una distribución uniforme entre 0° y 360° : $\theta_v \sim U(0^\circ, 360^\circ)$.
- **PASO 2. Determinar el DS, el AS y el SF:** tanto el DS como el AS y el SF siguen una distribución log-normal existiendo además correlación entre los tres factores

³La orientación del array en la BTS, Ω_{BS} , no se ha tenido en cuenta en el desarrollo de este modelo

[TR25.996, 2012]. Dicha correlación está formada por dos términos: correlación intra-celda (*intra-site*) y correlación inter-celda (*inter-site*). La matriz intra-celda viene dada por:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{\alpha\beta} & \rho_{\gamma\alpha} \\ \rho_{\alpha\beta} & 1 & \rho_{\gamma\beta} \\ \rho_{\gamma\alpha} & \rho_{\gamma\beta} & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0.5 & -0.6 \\ 0.5 & 1 & -0.6 \\ -0.6 & -0.6 & 1 \end{bmatrix}$$

donde

$\rho_{\alpha\beta}$ es la correlación intra-celda entre DS y AS.

$\rho_{\gamma\beta}$ es la correlación intra-celda entre SF y AS.

$\rho_{\gamma\alpha}$ es la correlación intra-celda entre SF y DS.

Por otra parte, la matriz inter-celda viene dada por:

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \zeta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.5 \end{bmatrix}$$

donde ζ es la correlación inter-celda correspondiente al término de SF.

El objetivo es calcular los valores de DS, AS y SF correspondientes a la BTS m -ésima ($m = 1 \dots M$) respecto a un determinado usuario móvil. Estos valores, dados por $\sigma_{DS,m}$, $\sigma_{AS,m}$ y $\sigma_{SF,m}$ respectivamente, son función de una serie de variables aleatorias Gaussianas correladas α_m , β_m y γ_m generadas a su vez a partir de dos conjuntos de variables aleatorias Gaussianas independientes denotadas por $\omega_m = [\omega_{m1} \ \omega_{m2} \ \omega_{m3}]^T$ y $\xi = [\xi_1 \ \xi_2 \ \xi_3]^T$. La relación entre los tres conjuntos de variables aleatorias viene dada por:

$$\begin{bmatrix} \alpha_m \\ \beta_m \\ \gamma_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{\alpha\beta} & \rho_{\gamma\alpha} \\ \rho_{\alpha\beta} & 1 & \rho_{\gamma\beta} \\ \rho_{\gamma\alpha} & \rho_{\gamma\beta} & 1 - \zeta \end{bmatrix}^{1/2} \begin{bmatrix} \omega_{m1} \\ \omega_{m2} \\ \omega_{m3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{\zeta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \xi_{m1} \\ \xi_{m2} \\ \xi_{m3} \end{bmatrix}$$

A partir de estas variables aleatorias α_m , β_m y γ_m , la distribución del DS para la BTS m -ésima viene dada por:

$$\sigma_{DS,m} = 10^{\epsilon_{DS} \alpha_m + \mu_{DS}}$$

donde μ_{DS} es la media logarítmica de la distribución del DS, y ϵ_{DS} la desviación estándar logarítmica de la distribución del DS.

De igual forma, la distribución del AS es generada como:

$$\sigma_{AS,m} = 10^{\epsilon_{AS}\beta_m + \mu_{AS}}$$

donde μ_{AS} es la media logarítmica de la distribución del AS, y ϵ_{AS} la desviación estándar logarítmica de la distribución del AS.

Por último, la distribución del SF viene dada por:

$$\sigma_{SF,m} = 10^{\sigma_{SF}\gamma_m/10}$$

donde σ_{SF} es la desviación estándar del SF en dB.

- **PASO 3. Determinar los retardos aleatorios de cada uno de los N_{path} rayos:** estos retardos son generados como variables aleatorias según la siguiente expresión:

$$\tau'_l = -r_{DS}\sigma_{DS} \ln(z_l) \quad l = 1, \dots, N_{path}$$

donde el valor de r_{DS} viene dado en la Tabla 4.1, σ_{DS} es el parámetro obtenido en el paso 2 y z_l ($l = 1, \dots, N_{path}$) son variables aleatorias i.i.d. con distribución uniforme $U(0, 1)$. A continuación, se ordenan de mayor a menor, se les resta el retardo de menor valor y se cuantifican al intervalo de chip 1/16-ésimo más cercano:

$$\tau_l = \frac{T_c}{16} \cdot \text{floor} \left(\frac{\tau'_l - \tau'_1}{T_c/16} + 0.5 \right), \quad l = 1, \dots, N_{path}$$

donde $\text{floor}(x)$ es la parte entera de x , y T_c es el intervalo de chip ($T_c = 1/(3.84 \cdot 10^6)$ s en LTE). La cuantificación a 1/16 es el valor por defecto, pero puede modificarse cuando las implementaciones requieren unos valores de cuantificación más elevados. Por otra parte, cuando se emplea el model LOS, el retardo de la componente directa ha de ser igual al primer rayo con retardo $\tau_1 = 0$

- **PASO 4. Determinar las potencias medias aleatorias de cada componente multitrayecto:** dependiendo del escenario, su cálculo será diferente. Así, en el caso *Microcell*, dichas potencias sin normalizar, vienen dadas por la siguiente expresión:

$$P'_l = 10^{-(\tau_l + z_l/10)}, \quad l = 1, \dots, N_{path}$$

donde τ_l son los retardos sin cuantificar en microsegundos y $z_l(l = 1, \dots, N_{path})$ son variables aleatorias Gaussianas i.i.d. de media 0 y desviación estándar 3dB. Estas potencias medias son normalizadas a la potencia media total de los N_{path} rayos:

$$P_l = \frac{P'_l}{\sum_{j=1}^{N_{path}} P'_j}$$

En el caso LOS, la normalización de las potencias P'_l tiene en cuenta además la potencia correspondiente a la componente directa, P_D , de forma que entre el rayo directo y los reflejados exista una relación de K :

$$P_l = \frac{P'_l}{(K + 1) \sum_{j=1}^{N_{path}} P'_j}, \text{ donde } K = \frac{P_D}{1 - P_D}$$

- **PASO 5. Determinar los AoDs de cada componente multirrayecto:** como en el paso anterior, dependiendo del escenario, la generación de estos ángulos de salida se realiza de forma diferente. Para el caso *Microcell*, los ángulos de salida respecto a la dirección LOS se obtienen como variables aleatorias i.i.d. uniformes entre -40 y 40 grados:

$$\delta_{l,AoD} \sim U(-40^\circ, 40^\circ), \quad l = 1, \dots, N_{path}$$

A continuación, el ángulo de salida correspondiente al rayo l -ésimo es asignado a la potencia P_l de ese mismo rayo. En entornos *Microcell* no es necesario ordenar los ángulos antes de realizar la asignación. En escenarios LOS, el AoD de la componente directa ha de ser igual a la dirección del trayecto LOS.

- **PASO 6. Asociar los retardos de cada uno de los rayos con los AoDs:** en escenarios *Microcell*, la asignación $\tau_l \Leftrightarrow \delta_{l,AoD}$ se hace de forma aleatoria.
- **PASO 7. Determinar las potencias, fases y desfases angulares de los N_{spath} subrayos que componen cada rayo en la BTS:**
 - A los 20 subrayos asociados a cada rayo se les asigna la misma potencia, esto es, $P_l/20$ donde P_l es la potencia del rayo l -ésimo calculado en el paso 4.
 - Las fases de cada subrayo, $\phi_{l,s}$, son variables aleatorias i.i.d. uniformes entre 0 y 360 grados:

$$\phi_{l,s} \sim U(0^\circ, 360^\circ), \quad l = 1, \dots, N_{path}; \quad s = 1, \dots, N_{spath}$$

- Los desfases angulares de cada subrayo se obtienen de la Tabla 4.2.
- En el modelo LOS, no existe AS por rayo.

- **PASO 8. Determinar los AoAs de cada componente multirrayecto:** Los AoAs son variables aleatorias i.i.d. Gaussianas,

$$\delta_{l,AoA} \sim \eta(0, \sigma_{l,AoA}^2)$$

donde $\sigma_{l,AoA} = 104.12 [1 - \exp(-0.265 |10 \log_{10}(P_l)|)]$ siendo P_l la potencia relativa del rayo l -ésimo obtenido en el Paso 4. Cuando se emplea el modelo LOS, el AoA de la componente directa ha de ser igual a la dirección LOS.

- **PASO 9. Determinar los desfases de los AoAs en el terminal para cada uno de los subrayos de cada trayecto:** En la recomendación del 3GPP, estos desfases, definidos en la Tabla 4.2, sólo están especificados para un AS de 35° .
- **PASO 10. Asociar los rayos y subrayos de las BTSs y de los terminales:** El rayo l -ésimo de cada BTS (definido por su retardo τ_l , su potencia P_l y su AoD $\delta_{l,AoD}$) se asocia al rayo l -ésimo de su terminal (definido por su AoA $\delta_{l,s,AoS}$). A continuación, dentro de cada pareja, se asocia aleatoriamente cada uno de los N_{spath} subrayos de la BTS (definidos por los desfases $\Delta_{l,s,AoD}$) con uno de los subrayos del terminal (definidos por los desfases $\Delta_{l,s,AoA}$). Cada subpareja de subrayos se realiza de forma que se obtengan las fases $\Phi_{l,s}$ definidas en el Paso 7.
- **PASO 11. Definir las ganancias de antena en la BTS y en el terminal como una función dependiente de sus respectivos AoDs y AoAs:** Para el rayo l -ésimo, el AoD del subrayo s -ésimo (con respecto a la dirección *broadside* de la antena de la BTS) viene dado por:

$$\theta_{l,s,AoD} = \theta_{BS} + \delta_{l,AoD} + \Delta_{l,s,AoD}$$

De igual forma, el AoA del subrayo s -ésimo del rayo l -ésimo (con respecto a la dirección *broadside* de la antena del terminal) es:

$$\theta_{l,s,AoA} = \theta_{MS} + \delta_{l,AoA} + \Delta_{l,s,AoA}$$

Así, las ganancias de antena tanto en la BTS como en el terminal serán funciones dependientes de estos AoDs y AoAs: $G_{BS}(\theta_{l,s,AoD})$ y $G_{MS}(\theta_{l,s,AoA})$

- **PASO 12.** Aplicar el PL calculado en el Paso 1 y el SF obtenido en el Paso 2 a las potencias de cada uno de los subrayos.

4.2.4 Generación de los coeficientes de canal

Para un array lineal en la BTS formado por t antenas transmisoras y un array lineal en el terminal con r antenas receptoras, los coeficientes de canal para la componente del multitrayecto l -ésimo ($l=1, \dots, N_{path}$) vienen dados por una matriz compleja de dimensión $r \times t$ que denotaremos como $\mathbf{H}_l(t)$ y cuyos elementos (i,j) ($j=1, \dots, t, i=1, \dots, r$) se calculan como:

$$h_{i,j,l}(t) = \sqrt{\frac{P_l \sigma_{SF}}{M}} \sum_{s=1}^{N_{spath}} \left(\begin{array}{l} \sqrt{G_{BS}(\theta_{l,s,AoD})} \exp [j (kd_j \sin(\theta_{l,s,AoD}) + \Phi_{l,s})] \times \\ \sqrt{G_{MS}(\theta_{l,s,AoA})} \exp [jkd_i \sin(\theta_{l,s,AoA})] \times \\ \exp [jk \|\mathbf{v}\| \cos(\theta_{l,s,AoA} - \theta_v) t] \end{array} \right)$$

donde

P_l	potencia del l -ésimo rayo (Paso 4).
σ_{SF}	SF (Paso 2) aplicado a los N_{path} rayos.
N_{spath}	número de subrayos por rayo.
$\theta_{l,s,AoD}$	AoD correspondiente al subrayo s -ésimo del l -ésimo rayo.
$\theta_{l,s,AoA}$	AoA correspondiente al subrayo s -ésimo del l -ésimo rayo.
$G_{BS}(\theta_{l,s,AoD})$	ganancia de antena de cada elemento del array de la BTS.
$G_{MS}(\theta_{l,s,AoA})$	ganancia de antena de cada elemento del array del terminal.
k	número de onda $2\pi/\lambda$ donde λ es la longitud de onda de portadora expresada en metros.
d_j	distancia, en metros, de la antena transmisora j desde la antena de referencia $j = 1$ de la BTS. Para dicha antena de referencia $d_1 = 0$.
d_i	distancia, en metros, de la antena receptora i del terminal desde la antena de referencia $i = 1$. Para dicha antena de referencia $d_1 = 0$.
$\Phi_{l,s}$	fase del subrayo s -ésimo del rayo l -ésimo.
$\ \mathbf{v}\ $	módulo del vector velocidad del terminal.
θ_v	ángulo del vector velocidad del terminal.

Los términos de PL y de SF se aplican de forma conjunta a todos los subrayos de los N_{path} rayos que forman el canal.

CAPÍTULO 4. MODELADO DE CANAL

Como dijimos anteriormente, en el caso de escenarios *Urban Microcell* el modelo SMC incluye la opción LOS, basada en distribución Ricean. Para más detalles sobre su generación, ver [TR25.996, 2012].

4.2. MODELO DE CANAL ESPACIAL SCM

Table 4.1: Parámetros del entorno.

ESCENARIO	Suburban Macro	Urban Macro	Urban Micro
Número de rayos (N_{path})	6	6	6
Número de subrayos (N_{spath})	20	20	20
Media del AS en la BTS AS en la BTS es una v.a. lognormal $\sigma_{AS} = 10^{(\epsilon_{AS}x + \mu_{AS})}$, $x \sim \eta(0, 1)$	$E(\sigma_{AS}) = 5^\circ$ $\mu_{AS} = 0.69$ $\epsilon_{AS} = 0.13$	$E(\sigma_{AS}) = 8^\circ, 15^\circ$ $8^\circ : \mu_{AS} = 0.810$ $\epsilon_{AS} = 0.34$ $15^\circ : \mu_{AS} = 1.18$ $\epsilon_{AS} = 0.210$	NLOS: $E(\sigma_{AS}) = 19^\circ$ N/A
$r_{AS} = \sigma_{AoD} / \sigma_{AS}$	1.2	1.3	N/A
AS por rayo en la BTS	2°	2°	5° (LOS y NLOS)
Distribución de AoD por rayo en la BTS	$\eta(0, \sigma_{AoD}^2)$ donde $\sigma_{AoD} = r_{AS} \sigma_{AS}$	$\eta(0, \sigma_{AoD}^2)$ donde $\sigma_{AoD} = r_{AS} \sigma_{AS}$	$U(-40^\circ, 40^\circ)$
Media del AS en el terminal	$E(\sigma_{AS,MS}) = 68^\circ$	$E(\sigma_{AS,MS}) = 68^\circ$	$E(\sigma_{AS,MS}) = 68^\circ$
AS por rayo en el terminal	35°	35°	35°
Distribución de AoA por rayo en el terminal	$\eta(0, \sigma_{AoA}^2(Pr))$	$\eta(0, \sigma_{AoA}^2(Pr))$	$\eta(0, \sigma_{AoA}^2(Pr))$
DS es una v.a. lognormal $\sigma_{DS} = 10^{(\epsilon_{DS}x + \mu_{DS})}$, $x \sim \eta(0, 1)$	$\mu_{DS} = -6.80$ $\epsilon_{DS} = 0.288$	$\mu_{DS} = -6.18$ $\epsilon_{DS} = 0.18$	N/A
Media del DS	$E(\sigma_{DS}) = 0.17\mu s$	$E(\sigma_{DS}) = 0.65\mu s$	$E(\sigma_{DS}) = 0.251\mu s$
$r_{DS} = \sigma_{delays} / \sigma_{DS}$	1.4	1.7	N/A
Distribución de los retardos de los rayos			$U(0, 1.2\mu s)$
Desviación estándar del SF lognormal σ_{SF}	8dB	8dB	NLOS: 10dB LOS: 4dB
Modelo PL en dB ($f_c = 1.9GHz$, d en metros)	$31.5 + 35 \log_{10}(d)$	$34.5 + 35 \log_{10}(d)$	NLOS: $34.53 + 38 \log_{10}(d)$ LOS: $30.18 + 26 \log_{10}(d)$

Table 4.2: Offsets de los AoD y AoA.

Nº subpath (s)	Offset para $AS = 5^\circ$ en BS en BS (Microcell) $\Delta_{l,s,AoD}$ (grados)	Offset para $AS = 35^\circ$ en MS $\Delta_{l,s,AoA}$ (grados)
1, 2	± 0.2236	± 1.5649
3, 4	± 0.7064	± 4.9447
5, 6	± 1.2461	± 8.7224
7, 8	± 1.8578	± 13.0045
9, 10	± 2.5642	± 17.9492
11, 12	± 3.3986	± 23.7899
13, 14	± 4.4220	± 30.9538
15, 16	± 5.7403	± 40.1824
17, 18	± 7.5974	± 53.1816
19, 20	± 10.7753	± 75.4274

4.2. MODELO DE CANAL ESPACIAL SCM

CAPÍTULO 5

TÉCNICAS DE MITIGACIÓN DE INTERFERENCIA EN SISTEMAS MU-MIMO

Debido a la demanda de tasas de datos cada vez más elevadas y de mayor movilidad en las redes inalámbricas, OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) se ha convertido en una posible solución al problema de transmisión sobre canales inalámbricos con alta dispersión temporal [Bingham, 1990]. Esta tecnología ha sido adoptada por numerosos estándares como DAB (*Digital Audio Broadcasting*), DVB-T (*Digital Video Broadcasting-Terrestrial*), IEEE 802.11a, IEEE 802.16a y ha resultado fundamental en el enlace descendente de sistemas 4G como LTE (*Long Term Evolution*) y LTE-A (*Long Term Evolution Advanced*).

En canales selectivos en frecuencia, OFDM puede combinarse con arrays de antenas tanto en el transmisor como en el receptor con el fin de aumentar la capacidad del sistema y/o conseguir una diversidad adicional sin aumentar para ello el ancho de banda necesario [Kühn, 2006][Foschini and Gans, 1998]. Sin embargo, conseguir en las actuales redes celulares un aumento de capacidad empleando técnicas MIMO obliga a unos importantes requisitos de relación señal-a-ruido-interferencia (*Signal-to-Noise-plus-Interference Ratios* SINR), del orden de 15dB, que sólo pueden alcanzarse en las proximidades de las BTSs.

Además, en redes celulares basadas en OFDM, los usuarios de celdas vecinas reusan el espectro de frecuencias con el fin de mejorar la tasa del sistema. Esto conlleva a que usuarios de celdas vecinas con la misma asignación de frecuencia experimenten una elevada interferencia entre celdas (*Inter-Cell Interference ICI*), en particular en los bordes de la misma, dando lugar a una disminución de la capacidad. Por este motivo, al ser la ICI el factor que más limita el funcionamiento de los sistemas inalámbricos basados en OFDM, es necesario encontrar técnicas que consigan disminuir dicha interferencia mejorando así el procesamiento MIMO en estos entornos.

En los últimos años se han realizado numerosos estudios sobre técnicas de mitigación de interferencia con el fin de mejorar la capacidad en redes 4G. De acuerdo a la literatura y a los estándares, las técnicas de mitigación de ICI incluyen [Boudreau et al., 2009] [Cho et al., 2010]:

- Coordinación de la ICI, que incluye técnicas como Reuso Fraccional de Frecuencia (*Fractional Frequency Reuse FFR*), Reuso Suave de Frecuencia (*Soft Frequency Reuse SFR*), FFR Flexible (*Flexible Fractional Frequency Reuse FFR*), FFR Adaptativo (*Adaptive Fractional Frequency Reuse AFFR*), Asignación Dinámica de Canal (*Dynamic Channel Allocation DCA*), etc.
- Aleatorización de la ICI, mediante esquemas basados en Código de aleatorización específico de celda *Cell-Specific Scrambling*, Entrelazado Específico de Celda (*Cell-Specific Interleaving*) o Acceso Múltiple por División de Entrelazado (*Interleaved Division Multiple Access IDMA*), Salto en Frecuencia en OFDMA (*Frequency-Hopping OFDMA*), Asignación Aleatoria de Subportadora (*Random Subcarrier Allocation*), etc.
- Cancelación de la ICI, que incluye técnicas IRC (*Interference Rejection Combining IRC*) las cuales pueden verse como una generalización del MRC (*Maximum Ratio Combining*) al que incorpora las características espaciales de la señal recibida para eliminar la interferencia en el receptor, o los esquemas basados en Detección Multiusuario IDMA (*IDMA Multiuser Detection*).

A continuación pasamos a describir brevemente algunas de ellas.

CAPÍTULO 5. TÉCNICAS DE MITIGACIÓN DE INTERFERENCIA EN SISTEMAS MU-MIMO

La estrategia clásica para manejar la interferencia en sistemas celulares ha sido el FFR, consistente en dividir el espectro utilizable en un cierto número de subbandas y asignar, de forma coordinada, cada subbanda a una parte de la celda de forma que se minimice la interferencia entre celdas. Así, a usuarios situados en el borde de celdas vecinas se les asignarán fracciones no solapadas del ancho de banda disponible, mientras que a los usuarios dentro de una celda se le asignarán las mismas fracciones solapadas de ancho de banda. Sin embargo, esta mejora en cuanto al manejo de la interferencia se lleva a cabo a expensas de una pérdida de eficiencia espectral. Para mejorar dicha eficiencia, se pueden asignar distintos niveles de potencia a las diferentes subbandas dependiendo de la posición del usuario: potencias altas a las subbandas asignadas a usuarios situados en el contorno de la celda, y potencias bajas a las subbandas de usuarios posicionados en el centro de la celda, manteniéndose siempre la ortogonalidad entre subbandas como en FFR. Esta técnica se conoce como SFR. Se pueden lograr mayores mejoras en la SINR adaptando las asignaciones de FFR en función de los niveles de interferencia y asignando las subbandas a los usuarios en función de las medidas de calidad de canal enviadas a las BTSs por los terminales. Es lo que se conoce como AFFR. En general, a cada celda se la asigna un número fijo de subbandas. Este número puede asignarse de forma dinámica dependiendo del tráfico y de la variación que experimenta el canal. Es lo que se conoce como DCA. El inconveniente de estas técnicas reside en el alto coste de implementación debido a la elevada señalización entre BTSs y al alto coste computacional necesario (no sólo hay que estimar el canal de banda ancha sino que es necesario una rápida reasignación del mismo). Sin embargo, el hecho de que en OFDM la información de canal y los niveles de interferencia en cada subportadora pueden medirse fácilmente, hace de DCA una técnica eficiente para sistemas celulares basados en OFDM.

Siempre que en sistemas celulares basados en OFDM se pueda mantener la sincronización dentro de cada celda y entre celdas, cada subcanal puede considerarse independiente del resto debido a la ortogonalidad entre subportadoras. Sin embargo, las interferencias provenientes de celdas adyacentes, pueden provocar una importante degradación en el funcionamiento del sistema. Para solucionar este problema es posible introducir un código específico de celda que permita aleatorizar la señal interferente. El proceso es el siguiente: la señal transmitida desde cada celda se multiplica por un código de aleatorización que es asignado de forma unívoca a cada celda. Multiplicando la señal recibida por este mismo

código, es posible blanquear las interferencias provenientes de celdas vecinas. La ventaja de estas técnicas es que la eficiencia espectral no se ve afectada. Otra forma de blanquear la interferencia consiste en utilizar entrelazados específicos de celda. Es lo que se conoce como técnicas IDMA. Cuando se utiliza detección multiusuario, estas técnicas son más eficientes que las que emplean códigos ya que las interferencias se irán cancelando de forma iterativa. Otras alternativas son las técnicas basadas en Salto en Frecuencia o en Asignación Aleatoria de Subportadora. Todos estos esquemas de aleatorización para blanquear la ICI pueden no resultar muy efectivos en entornos de alta carga.

En esta tesis nos centraremos en los esquemas de cancelación, propuestos como estrategia para mejorar la tasa y el funcionamiento en situaciones de alta ICI (quitar la sig frase: al borde de la celda del sistema). La idea básica consiste en detectar las señales interferentes y a continuación cancelarlas de la señal deseada. En [Mikami and Fujii, 2008][Mikami and Fujii, 2009][Mikami et al., 2010] se presentan esquemas de transmisión para el enlace descendente con procesamiento de cancelación ICI basado en la detección conjunta de la señal deseada y de las interferentes en sistemas MIMO-OFDM. El inconveniente de estos esquemas es la enorme carga computacional que necesitan los terminales de usuario debido a la no linealidad de los algoritmos que se emplean. La decodificación por esferas (*Sphere Decoding*) y las técnicas Dirty Paper son dos algoritmos de decodificación potencialmente aplicables a sistemas 4G [Boudreau et al., 2009]. La decodificación por esferas basa su proceso de decodificación en la búsqueda a lo largo de una hiper-esfera N -dimensional. Su interés radica en el hecho de conseguir resultados cercanos a la decodificación ML (*Maximum Likelihood*) con una complejidad mucho menor que la que tienen este tipo de decodificadores. *Dirty Paper Coding* (DPC) es otra estrategia de eliminación de interferencias en sistemas donde la decodificación conjunta no es posible. La idea es precodificar cada transmisión de modo que la señal deseada sea mapeada en un espacio código conocido por el receptor lo que le permitirá decodificar la señal deseada en presencia de ICI. El inconveniente de esta estrategia reside en su elevada complejidad de implementación.

En los últimos años, han recibido una especial atención los esquemas de transmisión/recepción Coordinados Multipunto (*Coordinated Multi-Point transmission/reception* CoMP). Dichos esquemas han sido considerados por el 3GPP como una herramienta para

mitigar la ICI mejorando la cobertura, la tasa al borde de celda, y/o la eficiencia del sistema en redes 4G [TR36.814, 2010]. La idea principal de CoMP es la siguiente: cuando se usan los mismos recursos espectrales (reuso de frecuencia uno), un usuario situado al borde de una celda puede recibir señales con similar potencia de las BTSs situadas en las celdas vecinas. Si la señalización transmitida desde dichos emplazamientos es coordinada (intercambio entre las BTSs de indicadores sobre la calidad o el estado del canal, CQI y CSI respectivamente), la ICI puede ser mitigada consiguiéndose una mejora significativa en el funcionamiento del enlace descendente. Esta coordinación puede realizarse de forma sencilla, como sucede con las técnicas enfocadas simplemente a anular la interferencia, o más compleja cuando los datos de los usuarios son transmitidos de forma coherente desde múltiples celdas que cooperan obteniéndose en este último caso mayores mejoras de funcionamiento. Dependiendo del tipo de información intercambiada entre las BTSs, el 3GPP clasifica las técnicas CoMP en el enlace descendente en dos categorías:

- Conformado de haz/Asignación de recursos coordinado (*Coordinated Beamforming/Scheduling CS/CB*): compartiendo sólo datos de control como el CQI o el CSI, las BTSs son capaces de ajustar, de forma coordinada, la asignación de recursos o el conformado de haz reduciendo así la interferencia entre celdas adyacentes. En CS/BS, los datos destinados a un determinado usuario están sólo disponibles en un sector/celda llamada celda servidora. Eson datos son transmitidos de forma instantánea desde una de las BTSs, mientras que las decisiones de de asignación de recursos se llevan a cabo de forma coordinada con el fin de controlar la interferencia generada en el conjunto de celdas que cooperan.
- Procesamiento conjunto (*Joint Processing JP*): cuando además de los datos de control, las BTSs comparten los datos de usuario, las BTSs coordinadas forman, junto con los usuarios que comparten recursos, un sistema MIMO virtual (if eNBs share user data, JP can be applied, where coordinated eNBs form a virtual MIMO system together with the users that are assigned to the same transmission resources**). En este caso, BTSs de diferentes sectores/celdas transmiten conjuntamente los datos al usuario de forma que las señales procedentes de otras celdas dejan de considerarse ICI para poder ser tratadas como señales útiles al usuario en cuestión. Como resultado de este procesamiento conjunto, las señales recibidas en el terminal serán combinadas de

forma coherente o no-coherente según el caso.

CoMP es similar a los esquemas MU-MIMO explicados en la Sección 2.1; la principal diferencia radica en que la cancelación de la interferencia se lleva a cabo de forma coordinada. Esto implica el diseño conjunto del precodificador por parte de todas las BTS que cooperan (matriz \mathbf{W}_{TX} completa; ver (2.6)) y un diseño individual de la matriz receptora (matriz \mathbf{W}_{RX} diagonal bloque; ver (2.31)). Además, la gestión de potencia es, en consecuencia, mucho más compleja ya que involucra a todas las BTSs que cooperan en el sistema. En [Foschini and Gans, 1998] [Karakayli et al., 2006] se proponen varios esquemas coordinados JP basados en DPC y en algoritmos de diagonalización por bloques (*Block Diagonalization* BD). En ellos se lleva a cabo la cancelación de la ICI para, posteriormente, obtener las potencias óptimas de cada BTS que maximizan la tasa de todos los usuarios. Esta asignación de potencia se calcula mediante técnicas de optimización convexa, obteniéndose importantes mejoras en términos de eficiencia espectral.

En esta tesis nos centraremos en técnicas CoMP-JP basadas en BD. Los estudios estarán centrados en el enlace descendente de un sistema MU-MIMO distribuído basado en OFDM con reuso de frecuencia unidad. El objetivo que se persigue es la maximización de la tasa suma ponderada (*Weighted Sum Rate*, WSR) en este tipo de sistemas. Para ello, en esta tesis haremos dos aportaciones :

- Formular el procesamiento cooperativo para la cancelación de la ICI mediante técnicas BD, extendiendo dicha formulación a sistemas de banda ancha.
- Definir un heurístico que permita obtener la asignación de potencia a transmitir por cada BTS de tal forma que se maximice la WSR del sistema y se respete las limitaciones de potencia máxima impuestas por BTS.

5.1 ESQUEMA DE CANCELACIÓN DE ICI MEDIANTE BD

El proceso de cancelación de ICI se va a llevar a cabo aplicando técnicas BD: la matriz de precodificación \mathbf{W}_{TX} debe ser tal que cada usuario consiga transmitir en un espacio ortogonal al espacio generado por los canales del resto de usuario. Por otro lado, en cuanto al problema de optimización de potencia, se derivarán dos esquemas de asignación basados en

el conocido modelo de *Waterfilling*. Estos esquemas fueron propuestos inicialmente para modulaciones de banda estrecha en [Armada et al., 2009]. Uno de los objetivos de esta tesis ha sido extender dichos modelos, junto con la formulación BD, a sistemas OFDM.

El modelo de sistema propuesto asume un escenario celular CoMP OFDM donde M BTS coordinadas sirven a N usuarios. Cada BTS tiene t antenas transmisoras y cada usuario r antenas receptoras, siendo también r el número de tramas de información dirigidas a cada terminal (una trama dirigida a cada antena receptora). Se presupone que cada BTS lleva asociado un sólo terminal, por lo que $M = N$. Como es sabido, el principio de OFDM consiste en dividir una trama de datos de alta tasa en tramas de tasa más baja, las cuales son transmitidas simultáneamente sobre un determinado número de subportadoras ortogonales. De esta forma, cada subportadora experimentará un desvanecimiento plano en frecuencia pudiendo ser tratada de forma independiente respecto a las otras. Vamos a considerar que el canal completo es conocido por todas las BTSs. Este suele ser la situación habitual en un sistema de transmisión bidireccional donde el CSI, tras una estimación en recepción, está disponible tanto en el lado del receptor como en el del transmisor gracias al reenvío del mismo mediante un canal de señalización. Asumiremos un canal lineal invariante en el tiempo con desvanecimiento selectivo en frecuencia y ruido aditivo blanco Gaussiano AWGN. Siempre que la longitud elegida para el prefijo cíclico sea mayor que la respuesta al impulso del canal más largo, el canal visto por cada usuario k ($k = 1 \dots N$) puede descomponerse en N_{OFDM} subcanales planos independientes con respuesta en frecuencia \mathbf{H}_k^p , siendo p ($p = 1 \dots N_{\text{OFDM}}$) el índice del subcanal. Dicho subcanal sería el equivalente a la submatriz $(\mathbf{H})_k$ expuesta en la Sección 2.1 para un canal de banda estrecha (ver expresión (2.16)).

A pesar de parecer que, al estar cada BTS emparejada con un sólo terminal, cada BTS sólo sirve a ese usuario, en esquemas CoMP donde se emplea la cooperación para eliminar la ICI, todas las BTSs prestan servicio a todos los usuarios. Así, consideraremos que la señal transmitida por un determinada BTS llega, después de experimentar diferentes condiciones de propagación (pérdidas por distancia y desvanecimiento), a todos los usuarios del sistema. Bajo esta premisa, el canal sobre cada subportadora p , al que denominaremos \mathbf{H}^p (su equivalente en banda estrecha sería (2.15)), puede modelarse mediante una matriz $Nr \times Mt$ donde cada coeficiente de la matriz representa el desvanecimiento desde cada antena transmisora

de todas las BTSs a cada antena receptora de todos los usuarios. Con este planteamiento, la señal recibida en la portadora p -ésima vendrá dada por:

$$\mathbf{y}^p = \mathbf{H}^p \mathbf{x}^p + \mathbf{n}^p \quad (5.1)$$

donde \mathbf{y}^p es el vector $Nr \times 1$ que contiene las señales recibidas en las Nr antenas receptoras, \mathbf{x}^p es el vector $Mt \times 1$ con las señales transmitidas por las antenas de las M BTSs, y \mathbf{n}^p el vector $Nr \times 1$ con las componentes i.i.d. complejas de ruido Gaussiano de varianza $\sigma_{n_p}^2$, todos ellos sobre la portadora p -ésima. Si definimos \mathbf{H}_k^p como la submatriz de canal $r \times Mt$ vista por el usuario k en la subportadora p , entonces

$$\mathbf{H}^p = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1^p \\ \vdots \\ \mathbf{H}_k^p \\ \vdots \\ \mathbf{H}_N^p \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

De forma equivalente a lo presentado en la Sección 2.1 para sistemas de banda estrecha, el vector \mathbf{x}^p con las señales a transmitir sobre la portadora p se define como:

$$\mathbf{x}^p = \mathbf{W}_{\text{TX}}^p \mathbf{d}^p = \sum_{k=1}^N \sum_{i=1}^r \mathbf{w}_{ki}^p d_{ki}^p \quad (5.3)$$

donde d_{ki}^p es el símbolo de la trama i -ésima ($i = 1 \dots r$) sobre la portadora p del usuario k , con potencia P_{ki}^p , y donde \mathbf{w}_{ki}^p son los vectores de precodificación para la trama i -ésima del usuario k en la portadora p :

$$\mathbf{w}_{ki}^p = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{ki}^{p,1} \\ \vdots \\ \mathbf{w}_{ki}^{p,m} \\ \vdots \\ \mathbf{w}_{ki}^{p,M} \end{bmatrix} \quad \text{donde} \quad \mathbf{w}_{ki}^{p,m} = \begin{bmatrix} w_{ki}^{p,(m-1)t+1} \\ \vdots \\ w_{ki}^{p,(m-1)t+j'} \\ \vdots \\ w_{ki}^{p,mt} \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

siendo $w_{ki}^{p,(m-1)t+j'}$ el peso de la antena transmisora j' ($j' = 1 \dots t$) de la BTS m para el símbolo i -ésimo del usuario k transmitido sobre la portadora p .

La matriz de precodificación \mathbf{W}_{TX}^p , que puede escribirse en función de los vectores de precodificación como:

$$\mathbf{W}_{\text{TX}}^p = [(\mathbf{w}_{11}^p, \dots, \mathbf{w}_{1r}^p) \dots (\mathbf{w}_{k1}^p, \dots, \mathbf{w}_{kr}^p) \dots (\mathbf{w}_{N1}^p, \dots, \mathbf{w}_{Nr}^p)] \quad (5.5)$$

se obtendrá mediante el criterio BD como en [Karakayli et al., 2006][Foschini et al., 2006], de forma que se cumpla ¹:

$$\mathbf{H}_k^p \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{q1}^p & \mathbf{w}_{q2}^p & \dots & \mathbf{w}_{qr}^p \end{bmatrix} = \begin{cases} \mathbf{0} & : k \neq q \\ \mathbf{U}_k^p \boldsymbol{\Sigma}_k^p & : k = q \end{cases}, \quad (5.6)$$

$$\|\mathbf{w}_{ki}^p\|^2 = 1, \quad k = 1, \dots, N, \quad i = 1, \dots, r, \quad p = 1, \dots, N_{\text{OFDM}}$$

donde \mathbf{U}_k^p es una matriz unitaria y $\boldsymbol{\Sigma}_k^p$ es una matriz diagonal que contiene las raíces cuadradas de los autovalores no nulos de la matriz $\mathcal{Q}_k^p \mathcal{Q}_k^{pH}$, siendo \mathcal{Q}_k^p la parte de la matriz \mathbf{H}_k^p ortogonal al subespacio generado por las matrices del resto de usuarios, esto es, H_q^p siendo $q \neq k$:

$$\boldsymbol{\Sigma}_k^p = \begin{bmatrix} (\lambda_{k1}^p)^{1/2} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & (\lambda_{k2}^p)^{1/2} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & (\lambda_{kr}^p)^{1/2} \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

Tanto \mathbf{U}_k^p como $\boldsymbol{\Sigma}_k^p$ se obtienen de la SVD de la matriz \mathcal{Q}_k^p (ver Sección 3.1).

Así, la señal recibida en la portadora p vendrá dada por:

$$\mathbf{y}^p = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_1^p \boldsymbol{\Sigma}_1^p & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{U}_2^p \boldsymbol{\Sigma}_2^p & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{U}_N^p \boldsymbol{\Sigma}_N^p \end{bmatrix} \mathbf{d}^p + \mathbf{n}^p \quad (5.8)$$

y, en concreto, la recibida por el usuario k :

$$\mathbf{y}_k^p = \mathbf{U}_k^p \boldsymbol{\Sigma}_k^p \mathbf{d}_k^p + \mathbf{n}_k^p \quad (5.9)$$

Observando la expresión (5.8) se deduce que, mediante un filtro receptor \mathbf{W}_{RX} adecuado, cada usuario podrá, de manera independiente del resto de usuarios, rotar la señal recibida

¹Para más detalles sobre el cálculo de los pesos BD ver Anexo 5.3

y desacoplar las diferentes tramas. Así, tomando como filtro para el usuario k la matriz unitaria \mathbf{U}_k^{pH} , la señal estimada por dicho usuario en la portadora p será:

$$\tilde{\mathbf{y}}_k^p = \mathbf{U}_k^{pH} \mathbf{y}_k^p = \mathbf{U}_k^{pH} \mathbf{U}_k^p \sum_k^p \mathbf{d}_k^p + \tilde{\mathbf{n}}_k^p = \begin{bmatrix} (\lambda_{k1}^p)^{1/2} d_{k1}^p \\ \vdots \\ (\lambda_{kr}^p)^{1/2} d_{kr}^p \end{bmatrix} + \tilde{\mathbf{n}}_k^p \quad (5.10)$$

donde el ruido $\tilde{\mathbf{n}}_k^p$ se mantiene AWGN con la misma varianza debido a que la transformación es unitaria. Así, de la expresión (5.10) se deduce que, empleando técnicas CoMP basadas en BD, el sistema completo presentado en esta tesis se comporta como un conjunto de canales paralelos no interferentes.

5.2 ESQUEMAS DE ASIGNACIÓN DE POTENCIA

Como hemos dicho anteriormente, el objetivo de diseño será maximizar la WSR del sistema propuesto. De la expresión (5.10) se obtiene que, en un escenario MU-MIMO-OFDM basado en técnicas BD, las tasas alcanzables por cada usuario vendrán dadas por:

$$R_k = \frac{1}{N_{\text{OFDM}}} \sum_{p=1}^{N_{\text{OFDM}}} \sum_{i=1}^r \log_2 \left(1 + \frac{\lambda_{ki}^p P_{ki}^p}{\sigma_{n_p}^2} \right) \quad (5.11)$$

Así, la WSR podrá expresarse como

$$\text{WSR} = \sum_{k=1}^N \alpha_k R_k = \frac{1}{N_{\text{OFDM}}} \sum_{k=1}^N \alpha_k \sum_{p=1}^{N_{\text{OFDM}}} \sum_{i=1}^r \log_2 \left(1 + \frac{\lambda_{ki}^p P_{ki}^p}{\sigma_{n_p}^2} \right) \quad (5.12)$$

donde los pesos α_k , que han de cumplir

$$\sum_{k=1}^N \alpha_k = 1, \quad \alpha_k \in [0, 1], \quad (5.13)$$

pueden verse como indicadores de la prioridad que tiene cada usuario: cuanto más cercano esté α_k de 1, mayor será la prioridad del usuario k . En el caso particular en el que $\alpha_k = 1/N$ para todo k , la WSR alcanzable será la mayor posible***.

La maximización de la WSR implica resolver, en términos de la potencia P_{ki}^p asignada a cada trama i del usuario k , el siguiente problema de optimización:

$$\max_{P_{ki}^p} \text{WSR} = \max_{P_{ki}^p} \left\{ \frac{1}{N_{\text{OFDM}}} \sum_{k=1}^N \alpha_k \sum_{p=1}^{N_{\text{OFDM}}} \sum_{i=1}^r \log_2 \left(1 + \frac{\lambda_{ki}^p P_{ki}^p}{\sigma_{n_p}^2} \right) \right\} \quad (5.14)$$

bajo la siguiente restricción sobre la potencia máxima disponible por BTS²:

$$P_m = \underbrace{\sum_{j'=1}^t \sum_{p=1}^{N_{\text{OFDM}}} \sum_{k=1}^N \sum_{i=1}^r P_{ki}^p \left| w_{ki}^{p, (m-1)t+j'} \right|^2}_{\text{Potencia de la antena transmisora } j' \text{ de la BTS } m} \leq P_{max}, \quad \forall m = 1 \dots M \quad (5.15)$$

El problema dado por (5.14) es un problema de optimización convexo ya que la función logaritmo es cóncava en las asignaciones de potencia, la operación suma mantiene la concavidad y las restricciones (5.15) con lineales. Por tanto, puede resolverse aplicando técnicas estándar de optimización convexa como las utilizadas en [Boyd and Vandenberghe, 2004]. Sin embargo, es aconsejable encontrar soluciones cerradas (closed-form**) que, aunque subóptimas, permitan reducir el tiempo computacional y los recursos necesarios para la optimización. Una posible alternativa consiste en el empleo de los multiplicadores de Lagrange (ver [] para más detalles). Mediante la aplicación de esta técnica se llega a la siguiente solución general:

$$\begin{cases} P_{ki}^p = \sigma_{n_p}^2 \left[\frac{\alpha_k}{\ln(2)L_{ki}^p} - \frac{1}{\lambda_{ki}^p} \right]^+ \\ L_{ki}^p = - \sum_{m=1}^M \sum_{j'=1}^t \mu_m \left| w_{ki}^{p, (m-1)t+j'} \right|^2 \\ \sum_{j'=1}^t \sum_{p=1}^{N_{\text{OFDM}}} \sum_{k=1}^N \sum_{i=1}^r P_{ki}^p \left| w_{ki}^{p, (m-1)t+j'} \right|^2 = P_{max} \end{cases} \quad (5.16)$$

donde $\mu = [\mu_1, \dots, \mu_M]$ es el vector que contiene los multiplicadores de Lagrange. Esta solución es similar a la obtenida mediante *Waterfilling*. Sin embargo, en este caso el nivel de agua viene dado por

$$\frac{\sigma_{n_p}^2 \alpha_k}{\ln(2)L_{ki}^p} \quad (5.17)$$

es decir, el nivel de agua es diferente para cada símbolo i transmitido hacia cada usuario k sobre cada portadora p . Aunque los valores de nivel de agua puedan encontrarse de nuevo aplicando técnicas de optimización convexa, la complejidad computacional seguiría siendo elevada, por lo que es deseable encontrar nuevas soluciones que reduzcan dicha carga.

²Supondremos que la potencia máxima disponible en cada BTS es la misma. Siguiendo la notación de (2.36) esto implica $P_{max,m} = P_{max}$

5.2.1 *Waterfilling* modificado

Considerando en la expresión (5.15) la condición más restrictiva, podemos reducir el problema a una BTS “equivalente” donde los pesos correspondientes a cada símbolo i de cada usuario k se calcularán como:

$$\Omega_{ki}^p = \max_{m=1, \dots, M} \left(\sum_{j'=1}^t \left| w_{ki}^{p, (m-1)t+j'} \right|^2 \right) \quad (5.18)$$

Aplicando el multiplicador de Lagrange, obtenemos una nueva solución al problema de optimización dada por:

$$P_{ki}^p = \left[K \frac{\alpha_k}{\Omega_{ki}^p} - \frac{\sigma_{n_p}^2}{\lambda_{ki}^p} \right]^+ \quad \text{con} \quad K = \frac{-\sigma_{n_p}^2}{\ln(2)\mu} \quad (5.19)$$

donde $[\cdot]^+$ denota el máximo entre 0 y el argumento. Esta expresión corresponde de nuevo a una distribución *Waterfilling* con nivel de agua variable. Sin embargo, para unas prioridades de usuario α_k dadas, y unas determinadas realización de canal λ_{ki}^p y Ω_{ki}^p , el problema se reduce a encontrar una constante K que puede resolverse con los mismos algoritmos que resuelven el problema *Waterfilling* estándar (ver por ejemplo [Cioffi,]).

5.2.2 *Waterfilling*

Para simplificar aún más la solución al problema de optimización, es posible considerar el hecho de que en la práctica los valores de Ω_{ki}^p son similares para todo k, i y p . Así, podemos simplificar la solución dada por (5.19) dando lugar a:

$$P_{ki}^p = \left[K \alpha_k - \frac{\sigma_{n_p}^2}{\lambda_{ki}^p} \right]^+ \quad (5.20)$$

que corresponde a la solución *Waterfilling* donde el nivel de agua sólo depende de la prioridad de los usuarios. En particular, para usuarios con la misma prioridad ($\alpha_k = 1/N$) se obtiene la solución *Waterfilling* estándar.

En el siguiente capítulo, pasamos a presentar los estudios realizados junto con los resultados obtenidos.

5.3 ANEXO: BD

En un sistema CoMP basado en BD, la señal \mathbf{x}^p transmitida por todas las BTSs viene dada por (5.3). Dicha señal puede descomponerse en dos partes: una correspondiente a los datos del usuario k bajo test, y otro término correspondiente al resto de usuarios q ($q = 1 \dots N$; $q \neq k$):

$$\mathbf{x}^p = \sum_{i=1}^r \mathbf{w}_{ki}^p d_{ki}^p + \sum_{q \neq k} \sum_{i=1}^r \mathbf{w}_{qi}^p d_{qi}^p \quad (5.21)$$

Así, la señal recibida por el usuario k será:

$$\mathbf{y}_k^p = \mathbf{H}_k^p \mathbf{x}^p + \mathbf{n}_k^p = \mathbf{H}_k^p \left(\sum_{i=1}^r \mathbf{w}_{ki}^p d_{ki}^p + \sum_{q \neq k} \sum_{i'=1}^r \mathbf{w}_{qi'}^p d_{qi'}^p \right) \quad (5.22)$$

A partir de esta expresión podemos ver que, para anular la interferencia, se debe cumplir:

$$\begin{cases} \mathbf{H}_k^p \mathbf{w}_{qi'}^p = \mathbf{0}, & \forall k \neq q \\ \|\mathbf{w}_{qi'}^p\|^2 = 1 \end{cases}, \quad (5.23)$$

para todo $k = 1, \dots, N$, $q = 1, \dots, N$, con $q \neq k$, $i = 1, \dots, r$, $i' = 1, \dots, r$ y $p = 1, \dots, N_{\text{OFDM}}$. Esto es equivalente a decir que los vectores de pesos asignados a un cierto usuario tienen que ser ortogonales al subespacio generado por los canales del resto de usuarios. Llamaremos \mathbf{h}_{ki}^p a la fila i -ésima de la matriz \mathbf{H}_k^p . Dicho vector representa el canal que va desde todas las antenas transmisoras a la antena receptora i del usuarios k :

$$\mathbf{H}_k^p = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{k1}^p \\ \vdots \\ \mathbf{h}_{ki}^p \\ \vdots \\ \mathbf{h}_{kr}^p \end{bmatrix} \quad \text{con} \quad \mathbf{h}_{ki}^p = \begin{bmatrix} h_{ki}^{p,1} & \dots & h_{ki}^{p,j} & \dots & h_{ki}^{p,Mt} \end{bmatrix} \quad (5.24)$$

Vamos a expresar este vector como la suma de dos componentes ortogonales \mathbf{q}_{ki}^p y \mathbf{q}'_{ki}^p :

$$\mathbf{h}_{ki}^p = \mathbf{q}_{ki}^p + \mathbf{q}'_{ki}^p \quad (5.25)$$

donde \mathbf{q}'_{ki}^p es la proyección de \mathbf{h}_{ki}^p sobre el subespacio generado por los canales del resto de usuarios. Así, podemos reescribir la matriz \mathbf{H}_k^p como:

$$\mathbf{H}_k^p = \mathbf{Q}_k^p + \mathbf{Q}'_k^p \quad (5.26)$$

donde \mathbf{q}_{ki}^p y \mathbf{q}'_{ki}^p son las filas i -ésimas de \mathcal{Q}_k^p y \mathcal{Q}'_k^p respectivamente. Con BD, las transmisiones del usuario k tienen que estar confinadas en el subespacio generado por las filas de la matriz \mathcal{Q}_k^p . Mediante su descomposición SVD, podemos expresar \mathcal{Q}_k^p como:

$$\mathcal{Q}_k^p = \mathbf{U}_k^p \boldsymbol{\Sigma}_k^p \mathbf{V}_k^p \mathbf{H}_k^p \quad (5.27)$$

donde \mathbf{V}_k^p es una matriz cuadrada unitaria cuyas r primeras columnas son los vectores singulares del subespacio fila de \mathcal{Q}_k^p . Estos vectores forman la base del subespacio fila de \mathcal{Q}_k^p en el que tienen que estar confinadas las transmisiones hacia el usuario k . Por tanto, estos vectores base serán los vectores peso asociados a dicho usuario k , \mathbf{w}_{ki}^p .

Los pasos para calcular dicha matriz \mathcal{Q}_k^p son los siguientes:

- 1 Dada la matriz completa de canal \mathbf{H}^p , construimos la matriz \mathbf{H}_q^p con las filas de \mathbf{H}^p que no corresponden al usuario k .
- 2 Calculamos la base que genera el espacio formado por las filas de \mathbf{H}_q^p .
- 3 Proyectamos las filas de \mathbf{H}_k^p sobre la base calculada anteriormente. Cada proyección será una fila de la matriz \mathcal{Q}'_k^p .
- 4 Calculamos \mathcal{Q}_k^p como:

$$\mathcal{Q}_k^p = \mathbf{H}_k^p - \mathcal{Q}'_k^p$$

- 5 Por último, calculamos la SVD de \mathcal{Q}_k^p , obteniéndose la matriz \mathbf{V}_k^p y de ella los vectores peso correspondientes al usuario k .

CAPÍTULO 6

SIMULACIONES Y RESULTADOS

A continuación pasamos a presentar los estudios realizados en esta tesis. En primer lugar se estudiará la influencia que tiene la combinación de ciertas características de antena, como el diagrama de radiación o la polarización, en la eficiencia espectral de un sistema SU-MIMO donde lo que se busca es disponer de terminales compactos. Para ello, se utilizará el modelo de sistema presentado en la Sección 4.1 (ver Figura 4.4) que incluye tres tipos de diversidad: diversidad espacial, diversidad por diagrama de radiación y diversidad por polarización. Seguidamente pasaremos a estudiar las prestaciones de un sistema MU-MIMO basado en CoMP-BD OFDM. Dicho modelo incluirá tanto el procesamiento cooperativo presentado en la Sección 5.1 para la cancelación de la ICI, como el heurístico definido en la Sección 5.2 encargado de realizar la asignación de potencia. Con el fin de conseguir un modelo lo más cercano posible a la realidad, se empleará el modelo de canal SCM descrito en la Sección 4.2.

6.1 ESTUDIO DE TERMINALES COMPACTOS EN SISTEMAS SU-MIMO

El objetivo de esta sección es estudiar, en términos de eficiencia espectral, las prestaciones de un sistema SU-MIMO cuando se combinan en el mismo terminal tres tipos de diversidad, diversidad espacial, diversidad por polarización y diversidad por diagrama de radiación,

permitiendo así el diseño de terminales compactos, objetivo principal de esta subsección. Enfocándonos en el enlace descendente, cualquier simulación de capacidad necesita varias realizaciones del canal \mathbf{H} . Esto implica muestrear los vectores de espacio \mathbf{k} y \mathbf{k}' dando lugar a los vectores de dirección \mathbf{k}_l ($l = 1 \cdots L$) y $\mathbf{k}'_{l'}$ ($l' = 1 \cdots L'$). Dado que las medidas de dispersión angular en elevación son mucho menores que las correspondientes a la dispersión azimutal [Xu et al., 2001], sólo se van a tener en cuenta en las simulaciones el ángulo azimutal el cuál será muestreado uniformemente entre 0 y 2π . Se considerarán también arrays lineales con una separación entre antenas de $d_t = d_r = 0.5\lambda$, a no ser que se especifiquen otros valores. Las simulaciones evaluarán la eficiencia espectral como:

$$C = E \left\{ \log_2 \det \left[\mathbf{I} + \frac{SNR}{tD_r} \mathbf{H}\mathbf{H}^H \right] \right\} \quad \text{bps/Hz} \quad (6.1)$$

donde \mathbf{I} es la matriz identidad de dimensión rD_r . Las simulaciones se han llevado a cabo generando 5000 muestras independientes de la matriz de canal y promediándolas. Los resultados muestran el funcionamiento de los diferentes escenarios de diversidad propuestos en la Sección 4.1 (ver Figura 4.5). Estos escenarios sólo son implementados en el lado del receptor, que es donde se persigue la capacidad. En el transmisor se han empleado antenas omnidireccionales ($D_t = 1$) con $t = 4$. En algunas de las figuras se incluirán también dos escenarios de referencia en el lado del receptor: el esquema MIMO clásico con $r = 4$ antenas omnidireccionales y el mismo esquema pero con $r - 1$ antenas ($D_r = 1$ en ambos casos).

Asumiremos un primer caso en el que las antenas disponen de dos puertos, ambos con el mismo diagrama de radiación *broadside* pero con polarizaciones ortogonales (Escenario II en la Figura 4.5). Estas antenas pueden implementarse fácilmente combinando dipolos y ranuras de anillo***. Para reducir aún más el tamaño de antena, se propone otro esquema con una sólo antena multimodo de 4 puertos con dos diagramas de radiación diferentes y polarizaciones ortogonales en cada uno de los puertos (Escenario III en la Figura 4.5). Los resultados se muestran en la Figura 6.1. Se puede observar que para las dos propuestas se consigue un funcionamiento similar al obtenido con el escenario de referencia de 4 antenas omnidireccionales y un importante incremento de tasa respecto al esquema con 3 antenas, sin olvidar la importante disminución de tamaño conseguida en el terminal al emplear sólo $r = 2$ o $r = 1$ antenas en recepción.

A continuación, vamos a estudiar el efecto de incluir diversidad por diagrama de ra-

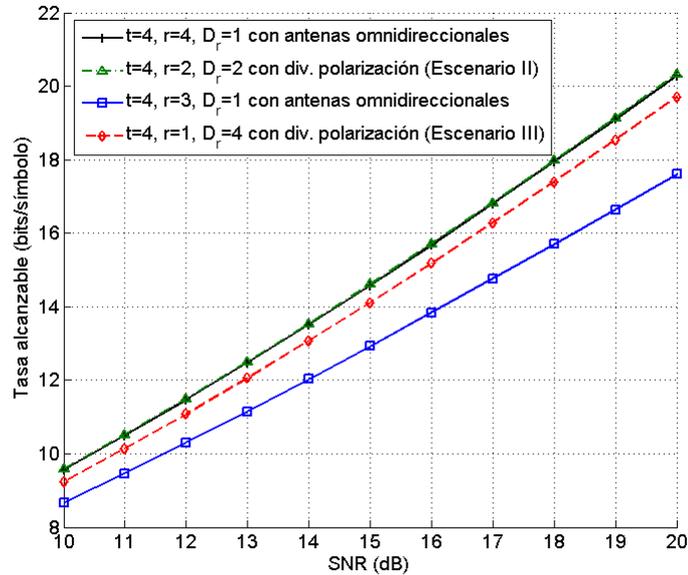


Figure 6.1: Eficiencia espectral con antenas multimodo y diversidad por polarización.

diación en el modelo. Estos resultados son presentados en la Figura 6.2. En ésta gráfica estudiamos el caso de dos antenas con dos diagramas de radiación distintos pero con la misma polarización (Escenario I en la Figura 4.5) y el mismo esquema pero añadiendo polarizaciones ortogonales a cada puerto (Escenario IVa en la Figura 4.5). El añadir, en este segundo caso, polarizaciones ortogonales permite eliminar la correlación debida al solapamiento entre diagramas. Además, es el esquema más completo al combinarse los tres tipos de diversidad: diversidad espacial, diversidad por diagrama y diversidad por polarización. En la gráfica se puede apreciar un funcionamiento similar entre el esquema con diversidad por diagrama y el caso de cuatro antenas con el mismo espaciado entre ellas consiguiendo de nuevo una reducción en el tamaño del terminal. Además, comparando los dos esquemas de antenas multimodo, se verifica que el añadir diversidad por polarización mejora las prestaciones del sistema en términos de tasa.

Cuando uno de los requisitos es la simplicidad, el empleo de antenas multimodo puede no resultar adecuado. En ese caso, el diseño de terminales compactos se puede conseguir disminuyendo la distancia entre elementos en lugar de reducir el número de elementos radi-

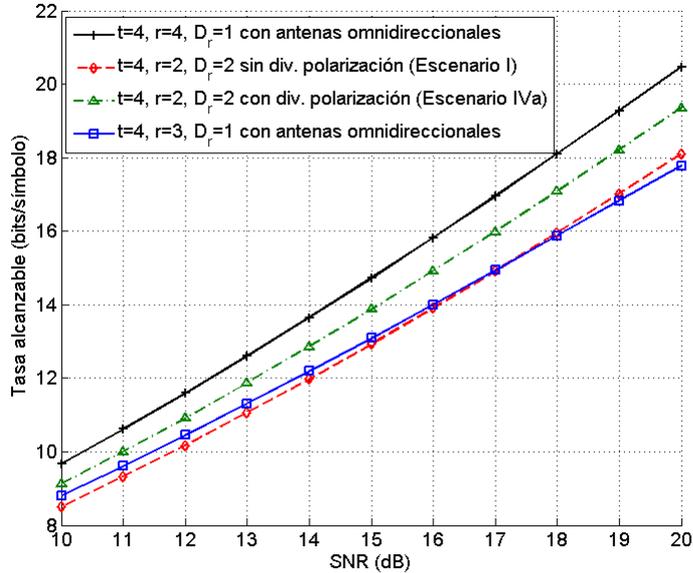


Figure 6.2: Eficiencia espectral con antenas multimodo y diversidad por diagrama.

antes. Con esta finalidad, pasamos a estudiar si el uso de antenas monomodo con distintas polarizaciones puede suponer alguna ventaja. En concreto, proponemos alternar dos polarizaciones ortogonales manteniendo el mismo diagrama de radiación en todas las antenas las cuales estarán alimentadas exclusivamente por un sólo puerto (ver Figura 6.3). Para este estudio hemos trabajado con diagramas de radiación *broadside* y con dos valores de distancia entre elementos: $d_t = d_r = 0.3\lambda$ y $d_t = d_r = 0.5\lambda$. Los resultados se muestran en la Figura 6.4. A partir de ésta gráfica podemos concluir que es posible reducir significativamente la distancia entre elementos radiantes y que, añadiendo diversidad por polarización, se pueden conseguir valores de capacidad más elevados. Para distancias $d_t = d_r \geq 0.5\lambda$, el empleo o no de diversidad por polarización no aporta ninguna ventaja más.

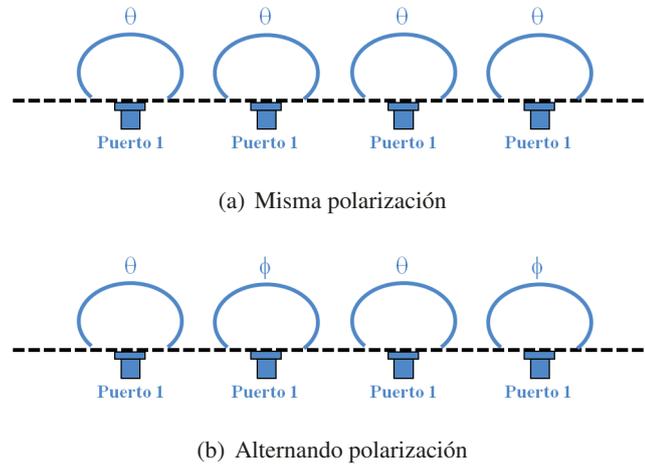


Figure 6.3: Esquema con diversidad espacial ($r = 4$) y antenas monomodo.

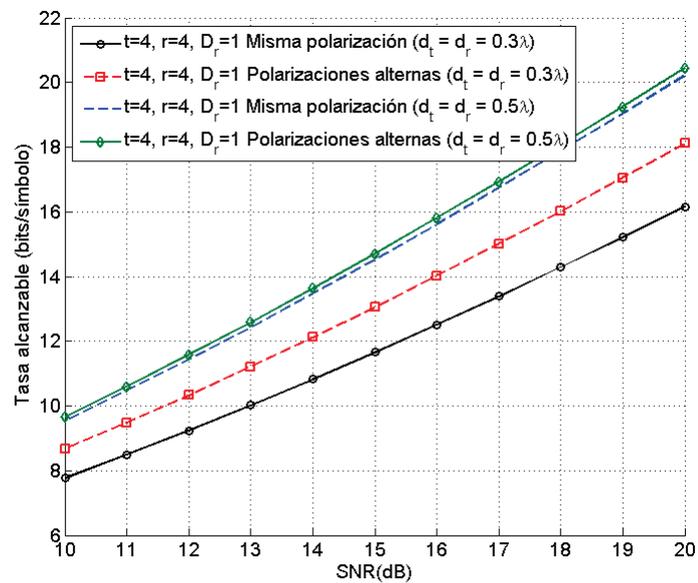


Figure 6.4: Eficiencia espectral cuando se emplean elementos monomodo con el mismo diagrama de radiación y polarizaciones alternas.

A partir de estos resultados se observa que la introducción de más de un tipo de diversidad permite reducir el número de elementos radiantes consiguiendo así terminales mucho más compactos.

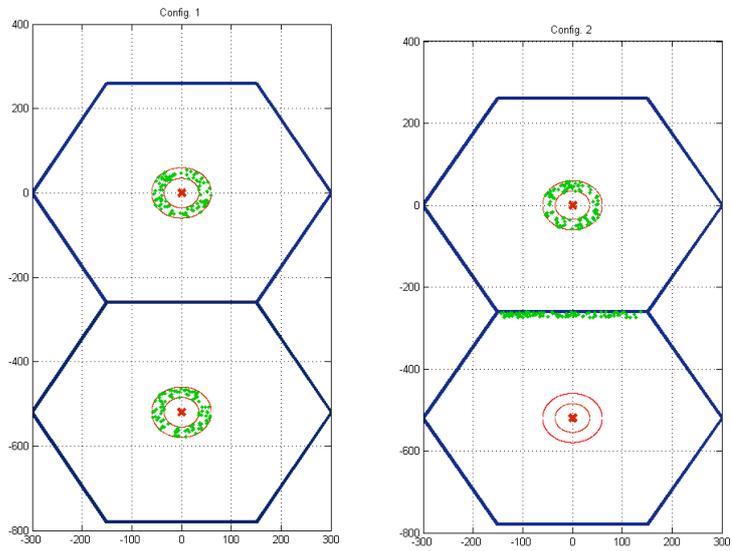
6.2 ESTUDIO DE LA GESTIÓN DE INTERFERENCIAS EN ESQUEMAS MU-MIMO COORDINADOS

En esta sección, analizaremos el funcionamiento de los esquemas de asignación de potencia propuestos en la Sección 5.2 (*Waterfilling* WF y *Waterfilling* modificado MWF). Lo compararemos con la solución óptima obtenida mediante técnicas de optimización convexa (CVX) y con las tasas alcanzadas cuando se realiza una asignación uniforme de potencia (UP). Además, estudiaremos en qué situaciones resulta adecuado coordinar las BTSs con el fin de cancelar la interferencia y mejorar así las prestaciones del sistema. Para ello simularemos el enlace descendente de un sistema MU-MIMO distribuido basado en OFDM. Como técnica de coordinación para cancelar las interferencias se empleará el esquema CoMP basado en BD presentado en la Sección 5.1. Los estudios se llevarán a cabo sobre dos escenarios de despliegue BTS-MS diferentes:

a) Escenario de celdas hexagonales formado por 2 pares BTS-MS ($M = N = 2$), con una sólo BTS centrada en cada celda. En este caso, los usuarios se podrán distribuir por la celda siguiendo cuatro posibles configuraciones, lo cual nos permitirá estudiar la influencia que tiene la posición del terminal dentro de la celda¹ (ver Figura 6.5):

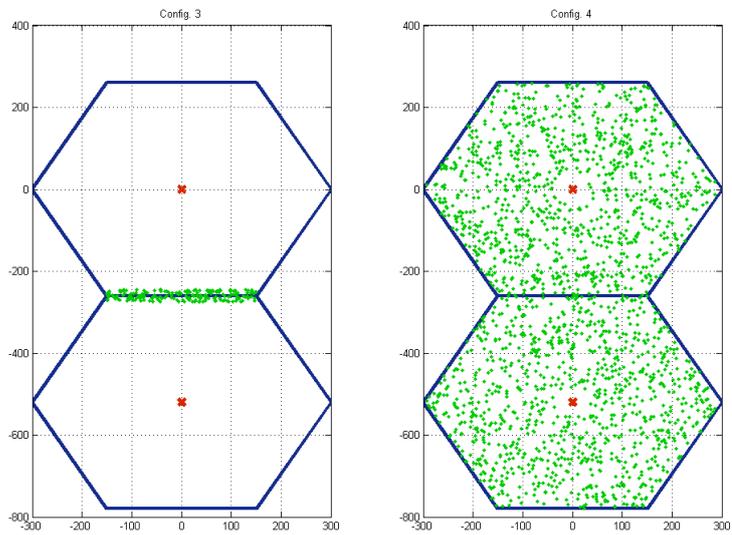
- Configuración 1: en este caso los terminales estarán situados alrededor de la BTS asignada. Para ello, se definirá un disco centrado en cada BTS dentro del cuál estarán situados los usuarios de forma que la señal dominante recibida por cada usuario procederá de la BTS asignada. Los radios de dicho disco dependerán del modelo de canal empleado. Así, el radio externo R_{ext} se ha elegido de tal forma que sea igual al 20% del radio de la celda R , mientras que el radio interno R_{int} dependerá de la distancia mínima a la que podrá estar situado el terminal de su

¹La posición del terminal dentro de la celda sólo se va a estudiar con canales SCM.



(a) Configuración 1

(b) Configuración 2



(c) Configuración 3

(d) Configuración 4

Figure 6.5: Configuraciones de escenario 2BTS-2MS con canal SCM.

6.2. ESTUDIO DE LA GESTIÓN DE INTERFERENCIAS EN ESQUEMAS MU-MIMO COORDINADOS

BTS².

- Configuración 2: en esta configuración, uno de los terminales estará situado entorno a su BTS (como en la configuración 1), mientras que el segundo terminal estará situado cerca de la frontera entre celdas, a una distancia ϵ de la misma. Concretamente, se ha elegido un valor para ϵ igual al 1% del radio de la celda.
 - Configuración 3: en este caso, ambos terminales estarán situados cerca de la frontera entre celdas ($1\%R$).
 - Configuración 4: en esta última configuración, los terminales se distribuirán aleatoriamente por la celda, respetando siempre la distancia mínima a la que tiene que estar situado el usuario de su BTS de acuerdo al modelo de canal empleado.
- b) Escenario general de celdas hexagonales formado por 16 pares BTS-MS ($M = N = 16$), con una sólo BTS centrada en cada celda (ver Figura 6.7). En este caso los usuarios estarán distribuidos aleatoriamente por toda la celda. Como uno de los objetivos será analizar la interferencia intercelular, se supondrá que cada celda tendrá un sólo anillo interferente concéntrico. Esto hace que surja el siguiente problema: los usuarios situados en las celdas de los extremos tendrán menos interferencia al no estar rodeados completamente por BTSs. Para solucionarlo y evitar los problemas que pueden surgir a la hora

²Sobre los valores de R_{ext} y R_{int} en SCM: El radio de la celda R y la distancia mínima a la que el terminal puede estar situado de su BTS, dependen del entorno SCM empleado [TR25.996, 2012]. Por un lado, observando la Figura 6.6 se puede ver que R es función de la distancia entre BTSs (ISD). En entornos *Micro*, la ISD debe ser menor a 1Km, mientras que en entornos *Macro*, dicha distancia es aproximadamente de 3Km. Teniendo en cuenta que, en una celda hexagonal, la relación entre su apotema³ a y su radio R viene dada por:

$$R = \frac{2a}{\sqrt{3}}$$

los radios de celda para cada entorno serán:

$$R_{micro} < 577m; R_{macro} \cong 1732m$$

A partir de (2), hemos tomado para las simulaciones los siguientes valores de radio de celda:

$$R_{micro} = 300m; R_{macro} = 1700m$$

En cuanto a la distancia mínima a la que el terminal debe estar situado de su BTS, en [TR25.996, 2012] se especifica que, en entornos *Micro*, esa distancia tiene que ser al menos de 20m mientras que en entornos *Macro* debe ser de 35m.

de estudiar los bordes de la red, se plegará el escenario en forma toroidal hasta formar una esfera. De esta forma, todas las estaciones base tendrán el mismo número de BTSs contiguas tal y como se muestra en la Figura 6.7.

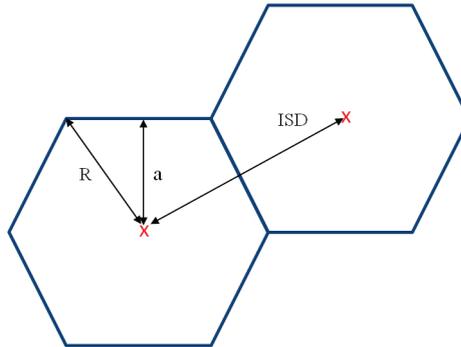


Figure 6.6: Relación entre el radio de la celda (R), la apotema (a) y la distancia entre celdas (ISD).

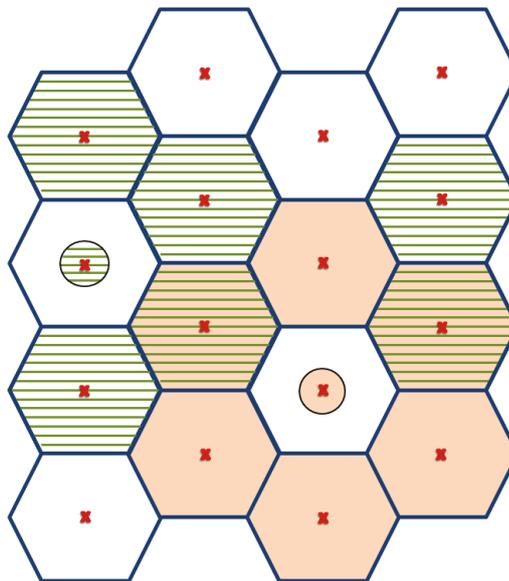


Figure 6.7: Escenario hexagonal formado por 16 BTSs.

Los modelos de canal que se van a emplear son los siguientes:

- Canal selectivo en frecuencia con perfil retardo potencia (PDP) de tipo exponencial.

6.2. ESTUDIO DE LA GESTIÓN DE INTERFERENCIAS EN ESQUEMAS MU-MIMO COORDINADOS

Este modelo simplificado, que nos dará una idea general del comportamiento de los algoritmos de potencia propuestos, consta de $N_{path} = 6$ rayos y no tiene en cuenta ni la correlación espacial ni la temporal. Cada rayo l -ésimo se modela como una matriz de variables aleatorias Gaussianas complejas i.i.d. donde su potencia viene dada por:

$$PDP(l) = \frac{e^{-\beta l}}{\left(\sum_{c=1}^{N_{path}} e^{-2\beta c}\right)^{1/2}} = \left(\frac{1 - e^{-2\beta}}{1 - e^{-2\beta N_{path}}}\right)^{1/2} e^{-\beta l} \quad (6.2)$$

siendo β es el factor que indica la velocidad de disminución de la potencia del rayo.

- Canal selectivo en frecuencia SCM (ver Sección 4.2). Como dijimos, se trata de un modelo de banda ancha mucho más completo que incorpora parámetros importantes como perfiles retardo-potencia estadísticos, dispersión temporal, dispersión angular, desvanecimiento por efecto “sombra” o efecto Doppler. Las potencias y retardos de cada rayo, así como las propiedades angulares en ambos lados del enlace son modeladas como variables aleatorias con correlación cruzada entre ellas. Consta de 6 rayos formados, a su vez, por 20 subrayos. Como ya dijimos, el SCM permite modelar tres posibles entornos: *Urban Micro* LOS y NLOS, *Suburban Macro* y *Urban Macro*. La mayoría de los estudio presentados en esta tesis se han llevado a cabo para el canal SCM *Urban Micro* NLOS.

Otros parámetros generales empleados en las simulaciones son:

- Número de portadoras OFDM: 8.
- SNR: 10 y 20dB ⁴.

⁴Sobre el cálculo de la SNR para canal SCM: para realizar las simulaciones y poder comparar los resultados con equidad (de una manera justa), se ha seleccionado para todas las configuraciones aquella varianza de ruido por portadora que, en la configuración 4 (distribución uniforme de los usuarios por la celda), genera una SNR igual a 10 o 20dB según el caso. Esta SNR se ha calculado como:

$$SNR = E_k \{SNR_k\}$$

$$SNR_k = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{max} E_{p,iter} \left\{ \text{Tr} \left(\mathbf{H}_{k,k}^p \mathbf{H}_{k,k}^{pH} \right) \right\}}{rt\sigma_{n_p}^2} \right)$$

donde $E_k \{ \cdot \}$ es la media realizada en el dominio de los usuarios, SNR_k es la SNR media en dBs correspondiente al usuario k , P_{max} la potencia máxima por BTS, $E_{p,iter} \{ \cdot \}$ es la media realizada en el dominio de las portadoras

- Potencia máxima por BTS: $P_{max,m} = P_{max} = 10\text{dB}$.
- Para el canal exponencial: $\beta = 0.1$.
- Para el canal SCM:
 - o Frecuencia de portadora: 2GHz.
 - o Velocidad del MS: 10m/s.
 - o Se presuponen arrays lineales tanto en la BTS como en el terminal, con una separación entre antenas igual a 0.5λ . Los diagramas de campo en ambos extremos son constantes en todo el ángulo azimutal, con una ganancia de 0dB en la BTS y de 10.3dB en el MS [Foschini et al., 2006].
 - o El resto de parámetros necesarios para generar el canal SCM se han seleccionado de acuerdo a lo especificado en la Sección 4.2.

A continuación, pasamos a describir los distintos estudios realizados y a analizar los resultados en cada uno de los casos.

6.2.1 Escenario con $M = N = 2$ y canal selectivo en frecuencia con PDP exponencial

En este apartado, vamos a simular un escenario formado por 2 BTSs y 2 MSs ($M = N = 2$) con canal selectivo en frecuencia y PDP exponencial para una SNR de 10dB. No se tendrá en cuenta ni la posición del terminal respecto a su BTS ni la geometría del entorno. El objetivo es tener una visión general del comportamiento de los algoritmos explicados en el Capítulo 5.

En primer lugar, vamos a calcular el contorno de la región de tasas alcanzables para cada esquema propuesto. En nuestro caso, dicha región es un conjunto convexo en el cuadrante positivo limitado por hiperplanos y que puede expresarse como:

$$R = \{(R_1, R_2) \in R_2^+ : \alpha R_1 + (1 - \alpha) R_2 \leq B(\alpha), \forall \alpha \in [0, 1]\} \quad (6.3)$$

y de las realizaciones de canal, $\text{Tr}\{\cdot\}$ es la traza de la matriz, $\mathbf{H}_{k,k}^p$ es el canal entre el usuario k y su BTS en la portadora p , r el número de antenas receptoras existentes en cada terminal, t el número de antenas transmisoras por BTS y $\sigma_{n_p}^2$ la varianza de ruido por portadora. La varianza de ruido por portadora en el caso de distribución aleatoria de usuarios, será aquella que garantice la SNR de 10 o 20dB para el 90% de los usuarios.

6.2. ESTUDIO DE LA GESTIÓN DE INTERFERENCIAS EN ESQUEMAS MU-MIMO COORDINADOS

Para calcular esta región, asignaremos a cada usuario distintas prioridades α_k , de forma que $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$. Para cada pareja de valores (α_1, α_2) calcularemos la tasa alcanzable por cada usuario con los distintos esquemas de asignación de potencia propuestos (CVX, MWF y WF) y la compararemos con la obtenida empleando asignación uniforme de potencia (UP).

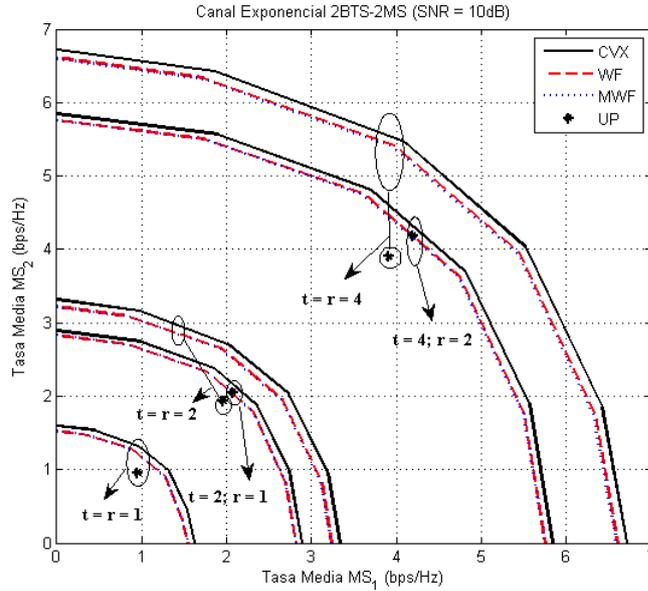


Figure 6.8: Tasas medias alcanzables con canal exponencial ($\beta = 0.1$), $M = N = 2$, distintos valores de $t \times r$ y $\text{SNR} = 10\text{dB}$.

En la Figura 6.8 se ha representado cada pareja (R_1, R_2) para distintos valores de t y r . En ella se muestra que las tasas alcanzables con WF y MWF son muy cercanas a la solución óptima CVX y, en la mayoría de los casos, están alejadas del funcionamiento con UP. Sin embargo, es interesante destacar el comportamiento de UP en los escenarios en los que $r < t$. Para ello, vamos a representar los autovalores y la asignación de potencia realizada por cada algoritmo en las configuraciones $(t = 2, r = 2)$ (Figura 6.10), $(t = 4, r = 2)$ (Figura 6.11), $(t = 4, r = 4)$ (Figura 6.12), $(t = 6, r = 2)$ (Figura 6.13) y $(t = 6, r = 6)$ (Figura 6.14).

Como se puede ver, en las configuraciones en las que $r < t$, (ver Figuras 6.11 y 6.13), los resultados con WF y MWF son similares al caso UP. Esto se debe a que, en estas situaciones,

las magnitudes de los autovalores del canal, λ_{ki}^p , tienen el mismo orden de magnitud, esto es, $\lambda_{k1}^p \approx \lambda_{k2}^p \approx \dots \approx \lambda_{kr}^p$, por lo que la asignación de potencia que lleven a cabo los algoritmos basados en WF será similar a una distribución uniforme obteniéndose, por tanto, valores de tasa similares. Sin embargo, cuando $r \geq t$ (ver Figuras 6.10, 6.12 y 6.13), existen claramente autovalores dominantes a los cuales, los algoritmos WF y MWF les asignarán más potencia, no desperdiciándose así potencia en autovalores prácticamente inactivos.

Por otro lado, vamos a representar, para usuarios con la misma prioridad ($\alpha_1 = \alpha_2 = 0.5$), la tasa media alcanzable con los distintos esquemas en función de t y r (ver Figura 6.9). La compararemos con la tasa conseguida en un esquema de máxima potencia con transmisión individual (*Full Power Single Base Transmission*, FP-SBT) donde no se realiza ningún tipo de coordinación entre las BTSs para mitigar la interferencia. En este modelo FP-SBT cada BTS transmite, a su usuario asignado, con la máxima potencia permitida. Así, cada usuario recibirá la señal proveniente de su BTS asignada junto con la señal interferente proveniente de todas las demás BTSs situadas en celdas contiguas. Para calcular dicha tasa sin coordinación, escribimos la expresión correspondiente a la señal recibida por el usuario k como:

$$\mathbf{y}_k = (\mathbf{H})_k \mathbf{x} + \mathbf{n}_k = (\mathbf{H})_{k,k} \mathbf{x}_k + \left(\sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^N (\mathbf{H})_{k,k'} \mathbf{x}_{k'} \right) + \mathbf{n}_k \quad (6.4)$$

donde $(\mathbf{H})_{k,k}$ es el canal existente entre el usuario k y su BTS asignada, \mathbf{x}_k la señal transmitida por la BTS asignada al usuario k , $(\mathbf{H})_{k,k'}$ es el canal existente entre el usuario k y las BTSs asignadas al resto de usuarios k' , y $\mathbf{x}_{k'}$ la señal transmitida por las BTSs asignadas al resto de usuarios. El primer término del sumatorio corresponde a la parte de información del usuario k mientras que el término entre paréntesis representa las interferencias que llegan al usuario k provenientes de las BTSs vecinas. En este sencillo modelo, las estaciones base desconocen tanto el estado del canal como la información transmitida por las celdas vecinas. Esto, junto con la condición de máxima potencia en transmisión, convierte a la señal \mathbf{x}_k en una Gaussiana de covarianza $P_{max}\mathbf{I}/t$, dando lugar a una tasa de usuario que viene dada por [Foschini et al., 2006]:

6.2. ESTUDIO DE LA GESTIÓN DE INTERFERENCIAS EN ESQUEMAS MU-MIMO COORDINADOS

$$R_{k,sc}^p = \log_2 \left\{ \det \left[\mathbf{I} + \frac{P_{max}}{tN_{OFDM}} \mathbf{H}_{k,k}^p \mathbf{H}_{k,k}^{p,H} \mathcal{I}^{-1} \right] \right\}$$

donde $\mathcal{I} = \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^N \frac{P_{max}}{tN_{OFDM}} \mathbf{H}_{k,k'}^p \mathbf{H}_{k,k'}^{p,H} + \mathbf{I}_{\sigma_{n_p}^2}$ (6.5)

En la Figura 6.9, se puede apreciar con mayor claridad cómo cuando $r \geq t$, las tasas medias que se alcanzan con los esquemas basados en WF son similares al CVX y muy alejadas del caso UP. Si comparamos los resultados con el caso sin coordinación, podemos ver también como las tasas medias alcanzables usando coordinación son muy superiores a las conseguidas si no se emplea ningún método de cancelación de interferencia.

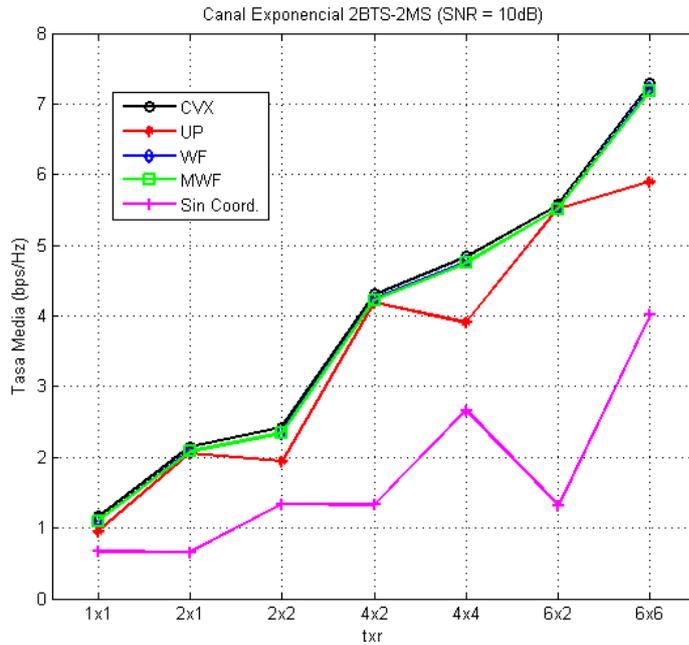


Figure 6.9: Tasa media alcanzable en función de $t \times r$ con y sin coordinación para un canal exponencial, $M = N = 2$ y $\text{SNR} = 10\text{dB}$.

A continuación, pasamos a estudiar las prestaciones del sistema cuando estamos ante un canal más realista como es el SCM.

6.2.2 Escenario con $M = N = 2$ y canal SCM

En este caso, vamos a estudiar las prestaciones de un sistema formado por 2 BTSs y 2 MSs en presencia de un canal SCM. En primer lugar, y como hicimos en la sección 6.2.1, vamos a estudiar las tasas medias alcanzables por cada algoritmo en función de la prioridad asignada a cada usuario. Para ello, simularemos un escenario con $M = N = 2$ y canal SCM *Urban Micro* NLOS y una SNR de 10dB. Supondremos además que los usuarios se distribuyen aleatoriamente por la celda (Configuración 4). En la Figura 6.15 se representan dichas tasas para distintos valores de t y r .

Como se puede apreciar en la Figura 6.15, las características del canal hacen que, mientras $\alpha_1 < 0.5$, la tasa media del MS 1 conseguida con los algoritmos basados en *Waterfilling* permanece prácticamente constante y similar a la conseguida con el CVX^{5****}. Por otro lado, si nos fijamos en el comportamiento de los algoritmos cuando ambos usuarios tienen la misma prioridad, podemos extraer las mismas conclusiones que las obtenidas en la sección 6.2.1 con canal selectivo en frecuencia y PDP exponencial: cuando $r < t$, las magnitudes de los distintos autovalores del canal tienen el mismo orden de magnitud entre sí, por lo que la asignación de potencia realizada por los algoritmos WF y MWF será similar a la de UP, obteniéndose, por tanto, valores de tasa similares.

A continuación, vamos a representar la tasa media obtenida por cada usuario con cada algoritmo para distintos valores de t y r y distintas configuraciones. Se presupone la misma prioridad para los dos usuarios y una varianza de ruido tal que, en la configuración 4, genera una SNR de 10dB. Como se puede ver, las mayores tasas se alcanzan cuando los usuarios están situados cerca de su BTS. Si nos fijamos en la gráfica correspondiente a la configuración 2, se puede apreciar que las peores tasas las tendrán los usuarios situados cerca de la frontera entre celdas. Esto se debe a que los autovalores del canal visto por los usuarios en la frontera son mucho más pequeños que los del canal visto por el resto de usuarios, por lo que los algoritmos les asignarán menos potencia, obteniéndose por tanto tasas más pequeñas***.

A continuación, pasamos a estudiar por separado las gráficas correspondientes a cada configuración (ver Figuras 6.17, 6.18, 6.19 y 6.20). Conjuntamente representaremos también la tasa obtenida cuando no existe coordinación entre las BTSs para cancelar las

⁵Conclusión extrapolable al MS 2

6.2. ESTUDIO DE LA GESTIÓN DE INTERFERENCIAS EN ESQUEMAS MU-MIMO COORDINADOS

interferencias. Esto nos permitirá estudiar en qué casos será conveniente o no realizar coordinación. En las cuatro configuraciones se puede ver que las tasas alcanzables con los algoritmos basados en WF propuestos son muy similares a las obtenidas con el esquema óptimo CVX. Si comparamos los resultados con WF con los conseguidos con UP se puede observar lo siguiente:

- En la Configuración 1 (Figura 6.17), donde los dos usuarios están situados cerca de su BTS asignada, las tasas con WF y MWF son similares a las obtenidas con UP cuando $r < t$ excepto en el caso $2 \times 2^{***}$.
- En la Configuración 2 (Figura 6.18), donde el usuario 1 está situado cerca de su BTS asignada mientras que el usuario 2 está cerca de la frontera común a las dos celdas, las tasas del usuario 1 con WF y MWF son similares a las obtenidas con UP cuando $r < t$, mientras que las tasas del usuario 2 con WF y MWF son similares a las obtenidas con UP cuando $r < t$ salvo en el caso $2 \times 2^{***}$.
- En la Configuración 3 (Figura 6.19), donde ambos usuarios están situados cerca de la frontera común a las dos celdas, los resultados con WF y MWF son siempre mejores que en el caso de UP.
- En la Configuración 4 (Figura 6.20), donde ambos usuarios están situados aleatoriamente por la celda, las tasas con WF y MWF son similares a las obtenidas con UP cuando $r < t$.

El motivo por el que los resultados con WF y MWF son iguales a los obtenidos con UP cuando $r < t$ radica en la distribución de los autovalores activos, tal y como se explicó en la sección anterior para el canal exponencial. Como ejemplo, en las Figuras 6.21 y 6.22 se muestran los autovalores del canal y las potencias asignadas por cada algoritmo para la Configuración 2 en un esquema 4×2 , mientras que en las Figuras 6.23 y 6.24 se muestran los autovalores del canal y las potencias asignadas por cada algoritmo para la Configuración 2 en un esquema 4×4 .

Si comparamos ahora los resultados obtenidos con WF y MWF, con las tasas alcanzadas cuando no se emplea ningún tipo de cancelación de interferencias, podemos extraer las siguientes conclusiones:

- En la Configuración 1: cuando $r < t$ es mejor coordinar, mientras que para el resto de configuraciones de antenas no se aprecia ninguna mejora en cuanto a tasa alcanzable por el hecho de cancelar la interferencia.
- En la Configuración 2: para el usuario 1, cuando $r < t$ no hay mejora por coordinar, mientras que cuando $r \geq t$ resulta más adecuado no coordinar. Para el usuario 2, en cambio, cuando $r < t$ es mejor coordinar, mientras que cuando $r \geq t$ no existe ninguna mejora por cancelar la interferencia.
- En la Configuración 3: cuando $r < t$ resulta adecuado coordinar, mientras que cuando $r \geq t$ es más conveniente no coordinar. En el caso 2×2 no se aprecia realmente una mejora por el hecho de cancelar la interferencia.
- En la Configuración 4: cuando $r < t$ resulta más adecuado cancelar la interferencia. Para los casos 4×4 y 6×6 es más conveniente no cancelar ICI, y en los casos 1×1 y 2×2 no hay una mejora apreciable por realizar coordinación.

Una conclusión que se puede extraer de estos resultados es que cuando el nivel de interferencia que un usuario recibe es similar al nivel de señal deseada, puede resultar adecuado gastar recursos en cancelar la interferencia para tratar de mejorar la tasa. Este sería el caso por ejemplo del usuario 2 en la Configuración 2 o de la Configuración 3.

6.2. ESTUDIO DE LA GESTIÓN DE INTERFERENCIAS EN ESQUEMAS MU-MIMO COORDINADOS

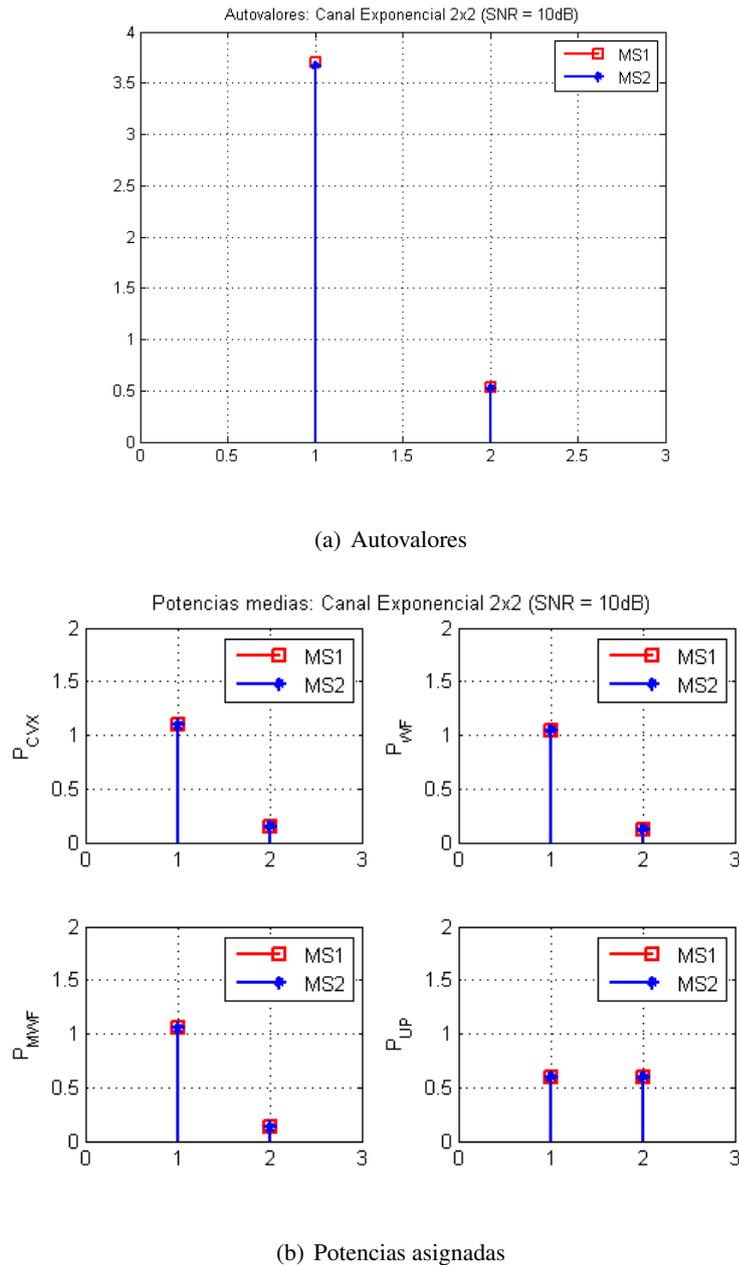
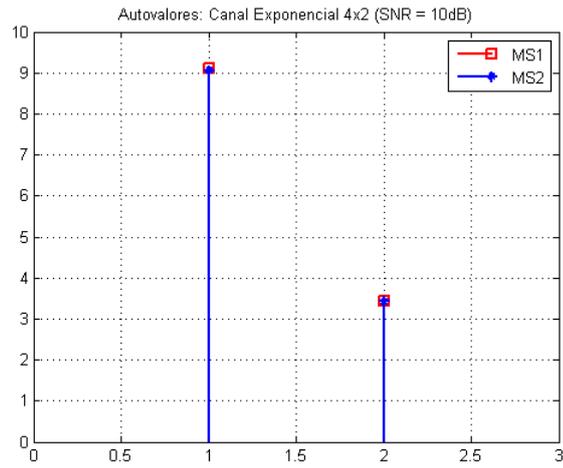
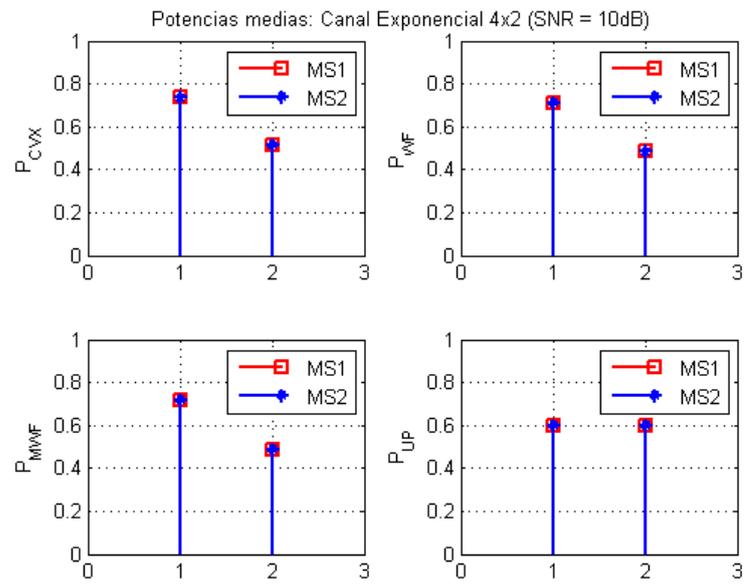


Figure 6.10: Autovalores y potencias medias asignadas con canal exponencial: $t = 2, r = 2$.



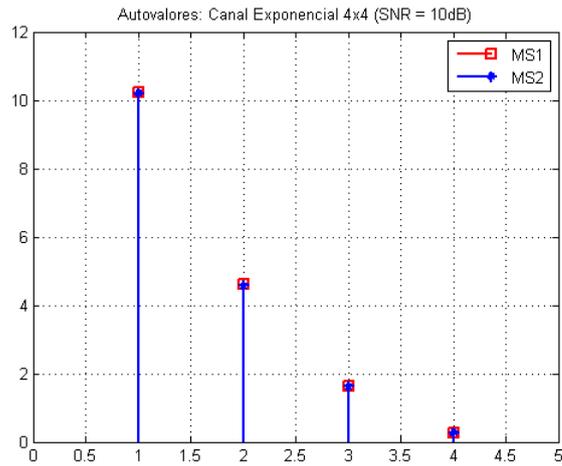
(a) Autovalores



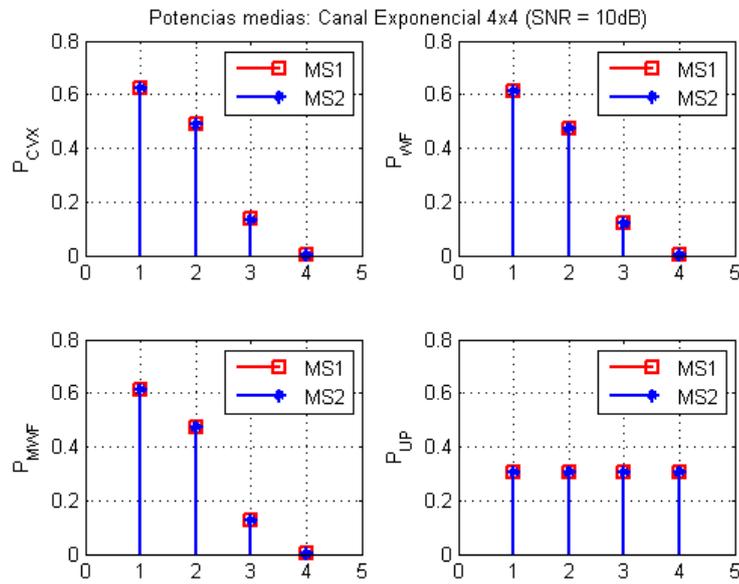
(b) Potencias asignadas

Figure 6.11: Autovalores y potencias medias asignadas con canal exponencial: $t = 4, r = 2$.

6.2. ESTUDIO DE LA GESTIÓN DE INTERFERENCIAS EN ESQUEMAS MU-MIMO COORDINADOS

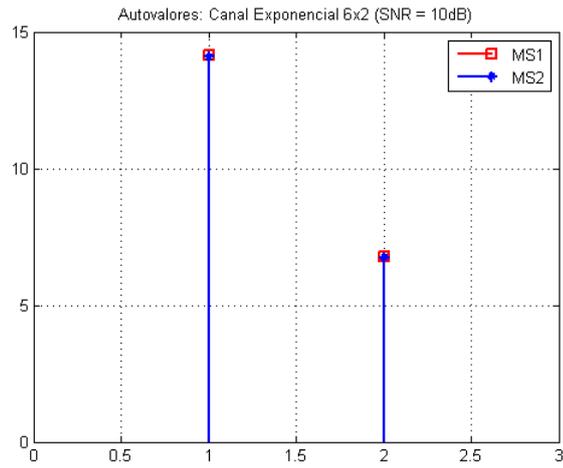


(a) Autovalores

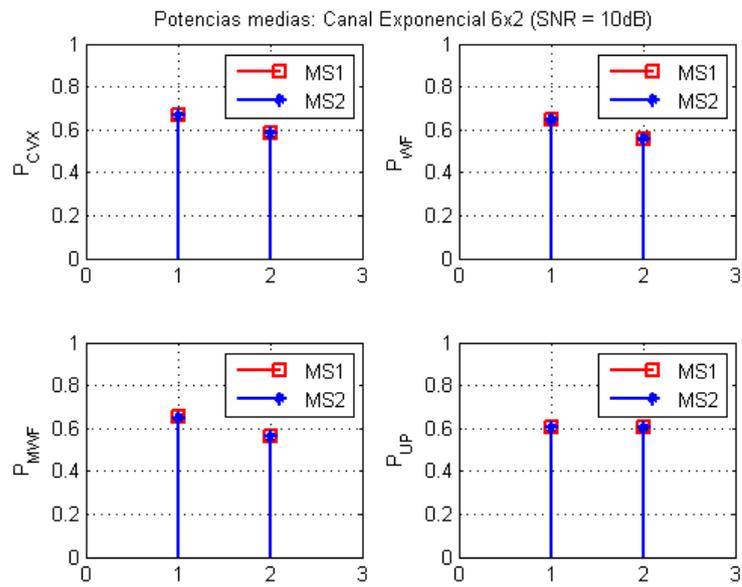


(b) Potencias asignadas

Figure 6.12: Autovalores y potencias medias asignadas con canal exponencial: $t = 4$, $r = 4$.



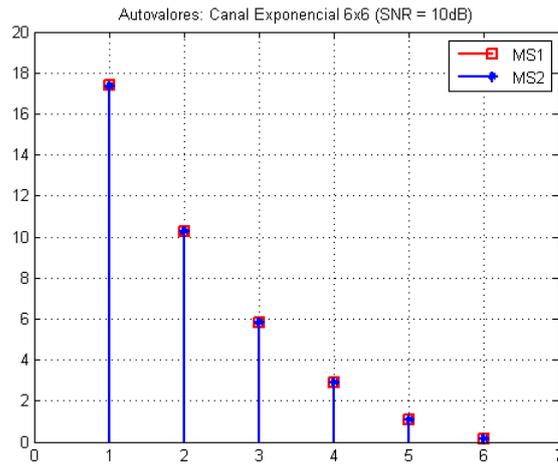
(a) Autovalores



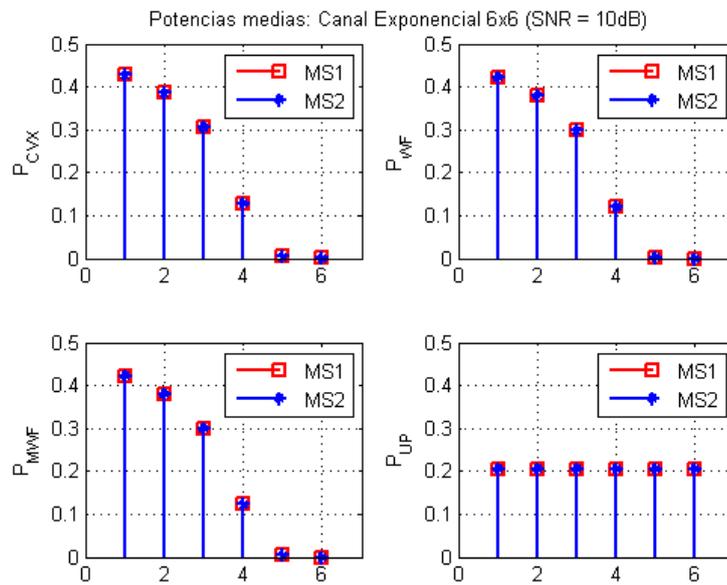
(b) Potencias asignadas

Figure 6.13: Autovalores y potencias medias asignadas con canal exponencial: $t = 6, r = 2$.

6.2. ESTUDIO DE LA GESTIÓN DE INTERFERENCIAS EN ESQUEMAS MU-MIMO COORDINADOS



(a) Autovalores



(b) Potencias asignadas

Figure 6.14: Autovalores y potencias medias asignadas con canal exponencial: $t = 6$, $r = 6$.

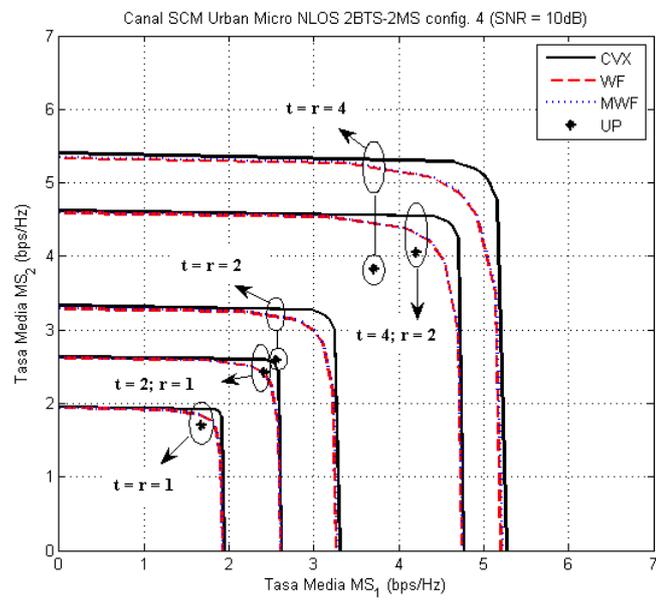


Figure 6.15: Tasas medias alcanzables con canal SCM *Urban Micro* NLOS, configuración 4, $M = N = 2$, distintos valores de $t \times r$ y SNR = 10dB.

6.2. ESTUDIO DE LA GESTIÓN DE INTERFERENCIAS EN ESQUEMAS MU-MIMO COORDINADOS

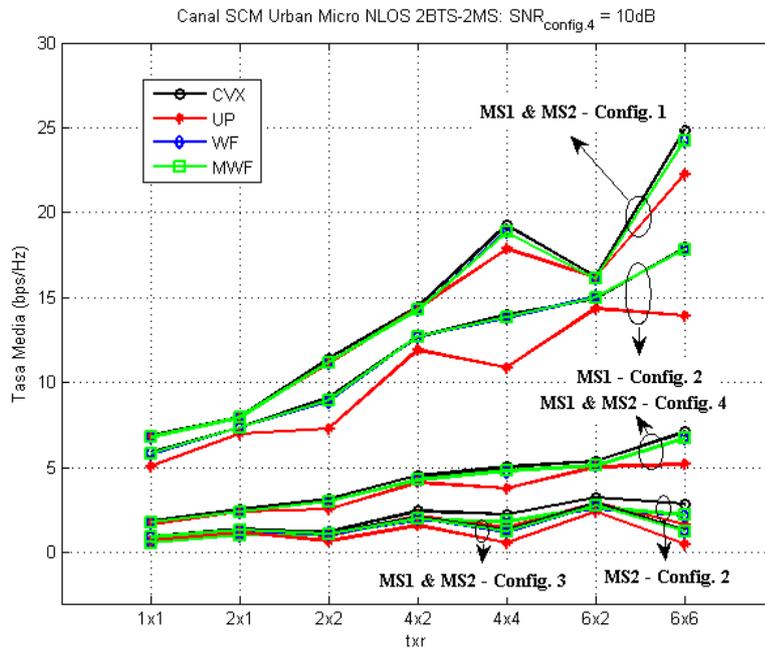


Figure 6.16: Tasa media alcanzable en función de $t \times r$ para las distintas configuraciones, con canal SCM *Urban Micro* NLOS, $M = N = 2$ y $\text{SNR} = 10\text{dB}$.

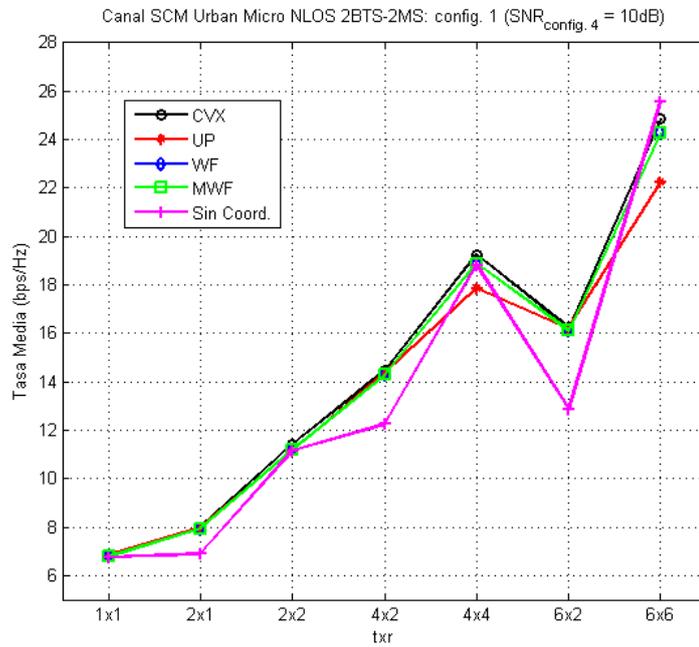


Figure 6.17: Tasa media alcanzable en función de $t \times r$ con y sin coordinación, con canal SCM *Urban Micro* NLOS, $M = N = 2$ y $\text{SNR} = 10\text{dB}$: Configuración 1.

6.2. ESTUDIO DE LA GESTIÓN DE INTERFERENCIAS EN ESQUEMAS MU-MIMO COORDINADOS

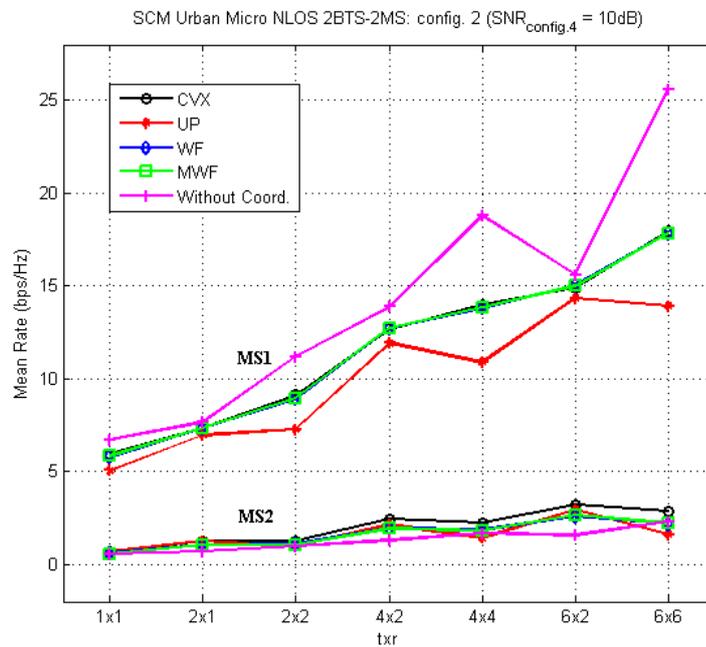


Figure 6.18: Tasa media alcanzable en función de $t \times r$ con y sin coordinación, con canal SCM Urban Micro NLOS, $M = N = 2$ y $\text{SNR} = 10\text{dB}$: Configuración 2.

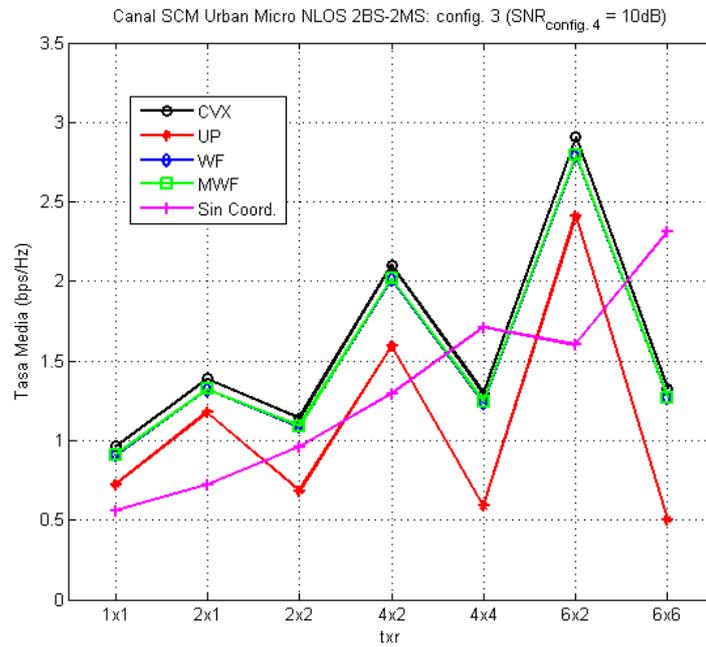


Figure 6.19: Tasa media alcanzable en función de $t \times r$ con y sin coordinación, con canal SCM *Urban Micro* NLOS, $M = N = 2$ y SNR = 10dB: Configuración 3.

6.2. ESTUDIO DE LA GESTIÓN DE INTERFERENCIAS EN ESQUEMAS MU-MIMO COORDINADOS

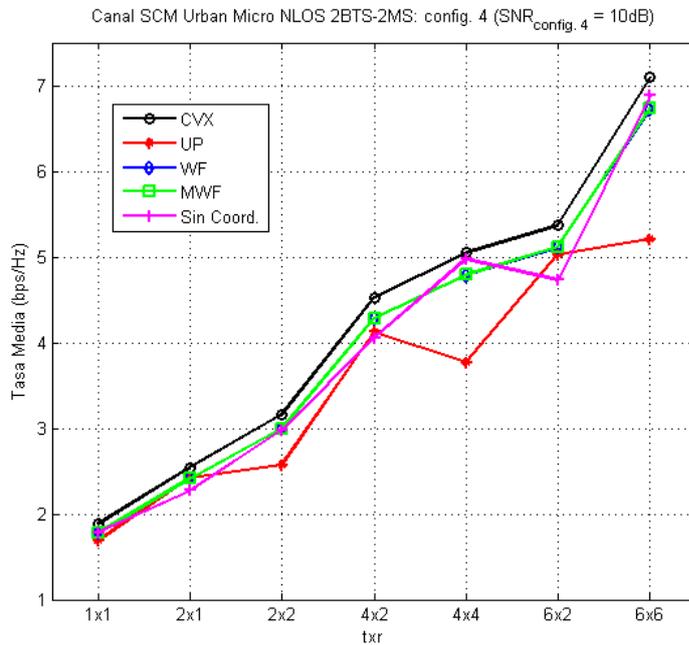


Figure 6.20: Tasa media alcanzable en función de $t \times r$ con y sin coordinación, con canal SCM *Urban Micro* NLOS, $M = N = 2$ y $\text{SNR} = 10\text{dB}$: Configuración 4.

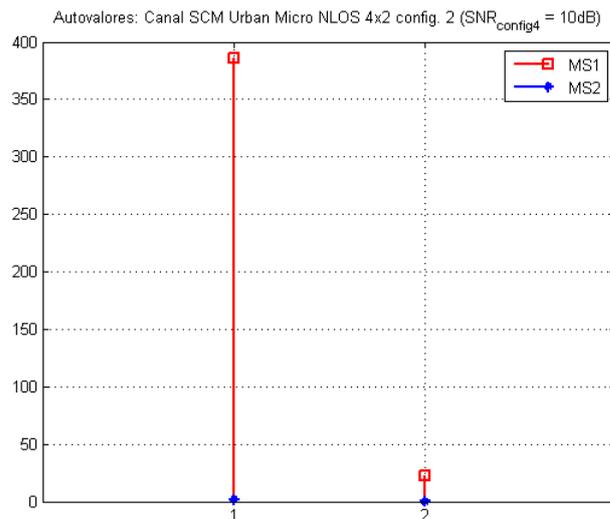


Figure 6.21: Autovalores de canal SCM *Urban Micro* NLOS para configuración 2 con $t = 4$ y $r = 2$.

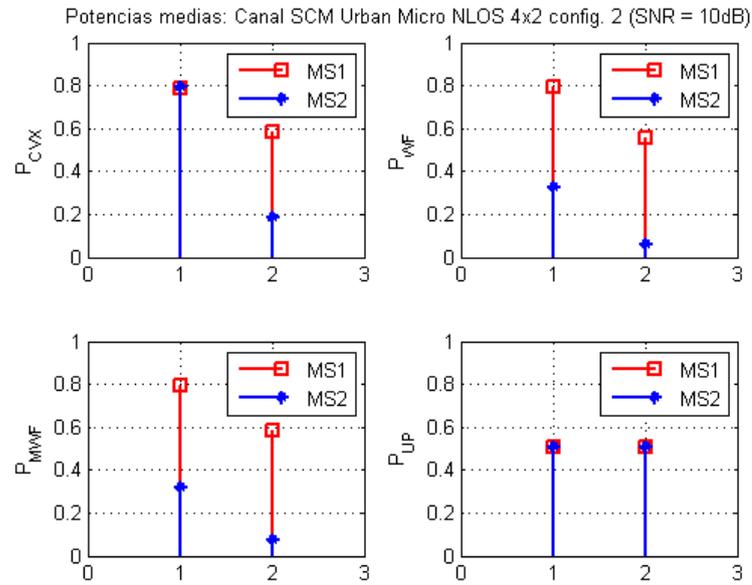


Figure 6.22: Potencias medias asignadas con canal SCM *Urban Micro* NLOS para configuración 2 con $t = 4$ y $r = 2$.

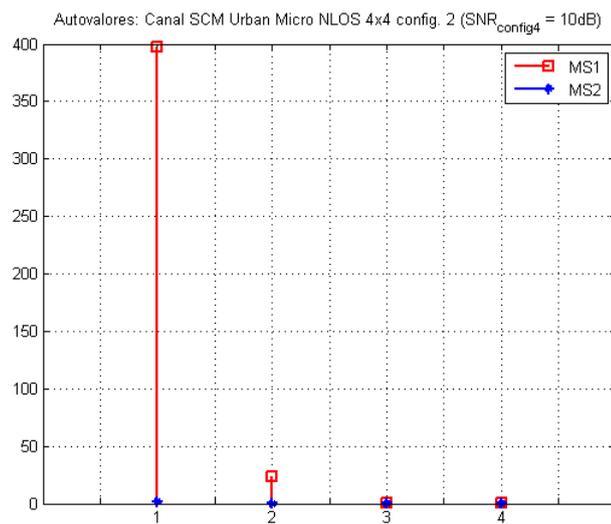


Figure 6.23: Autovalores de canal SCM *Urban Micro* NLOS para configuración 2 con $t = 4$ y $r = 4$.

6.2. ESTUDIO DE LA GESTIÓN DE INTERFERENCIAS EN ESQUEMAS MU-MIMO COORDINADOS

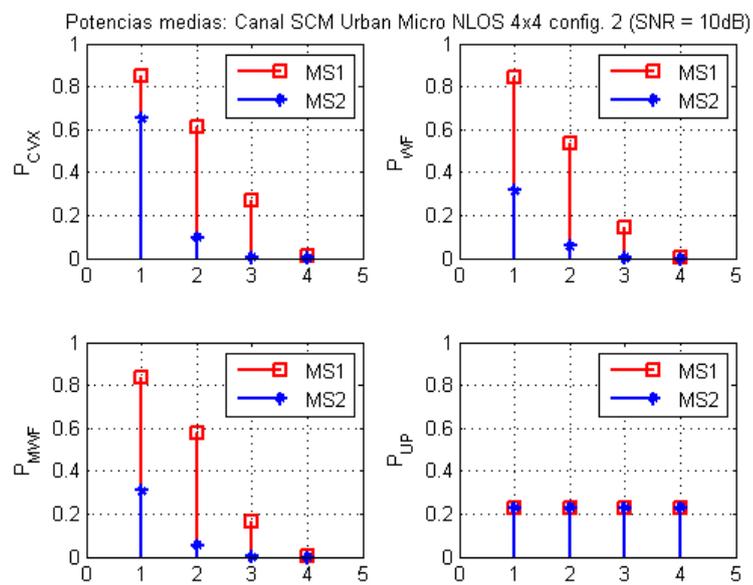


Figure 6.24: Potencias medias asignadas con canal SCM *Urban Micro* NLOS para configuración 2 con $t = 4$ y $r = 4$.

A continuación pasamos a representar las CDFs (*Cumulative Distribution Function*) de todos los entornos SCM propuestos en [TR25.996, 2012]⁶ (ver Figura 6.25). Las gráficas se han obtenido para $M = N = t = r = 2$ y una varianza de ruido tal que, la SNR obtenida con una configuración 4, sería de 10 y 20dB. Los usuarios están distribuidos siguiendo la configuración 2 por lo que las CDFs representadas corresponden únicamente a las del usuario 1. En dicha Figura se puede ver de nuevo que los esquemas de asignación de potencia propuestos en esta tesis tienen un comportamiento muy próximo al CVX.

6.2.3 Escenario $M = N = 16$ con canal SCM

Por último, vamos a considerar un escenario más realista formado por $M = N = 16$ celdas hexagonales organizadas en forma toroidal como se explicó al comienzo de esta sección. Esta forma evita los efectos de contorno que harían que las celdas situadas en los bordes del despliegue recibiesen menos interferencia. Para este último caso, los usuarios estarán desplegados aleatoriamente por el escenario y se asegurará una SNR de 10dB para al menos el 90% de los usuarios. En la Figura 6.26 se muestra la CDF de las tasas alcanzables en distintas configuraciones de antenas para un canal SCM *Urban Micro* NLOS. Como se puede ver, los algoritmos propuestos tienen un comportamiento muy cercano al óptimo y alcanzan mejores resultados que el esquema UP.

⁶Para el caso *Urban Macro* se ha seleccionado el AS de 80

6.2. ESTUDIO DE LA GESTIÓN DE INTERFERENCIAS EN ESQUEMAS MU-MIMO COORDINADOS

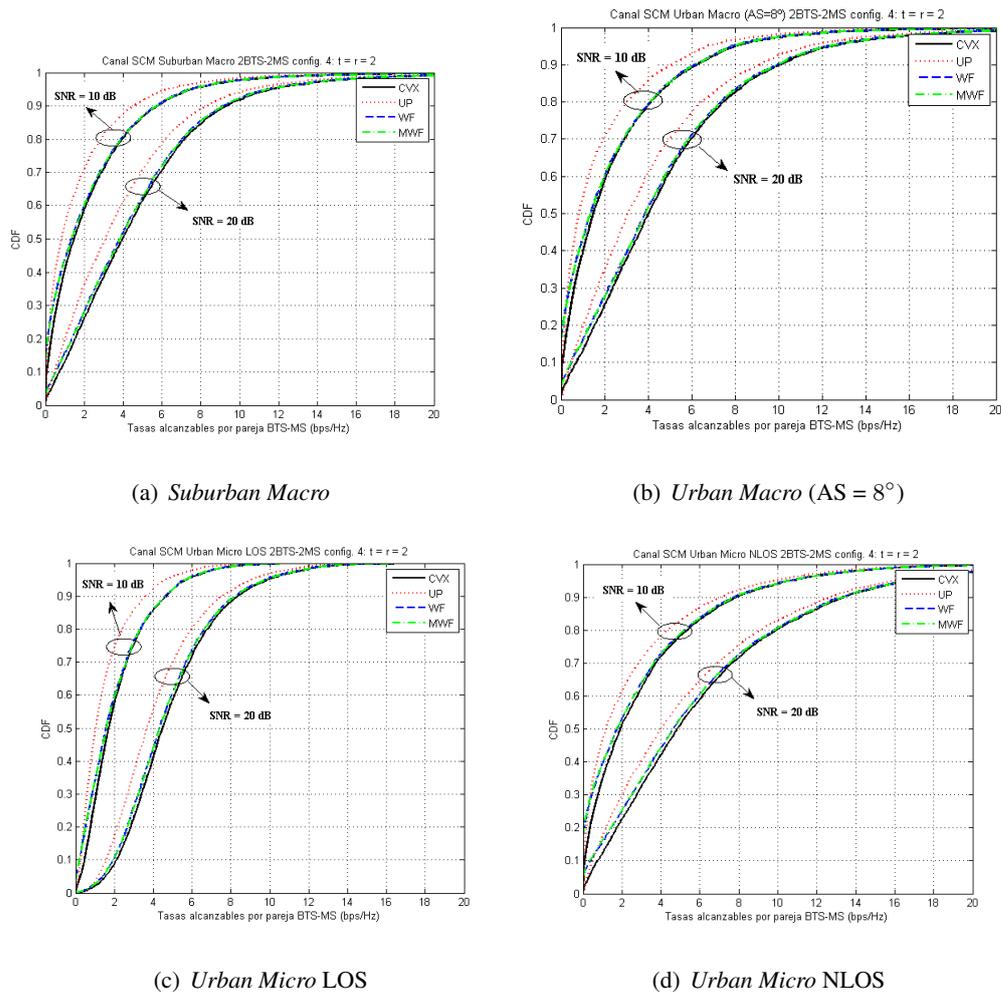


Figure 6.25: CDF de las tasas alcanzables en los diferentes entornos SCM (*Suburban Macro*, *Urban Macro* y *Urban Micro*), con configuración 4, $M = N = t = r = 2$ y SNR = 10 y 20 dB.

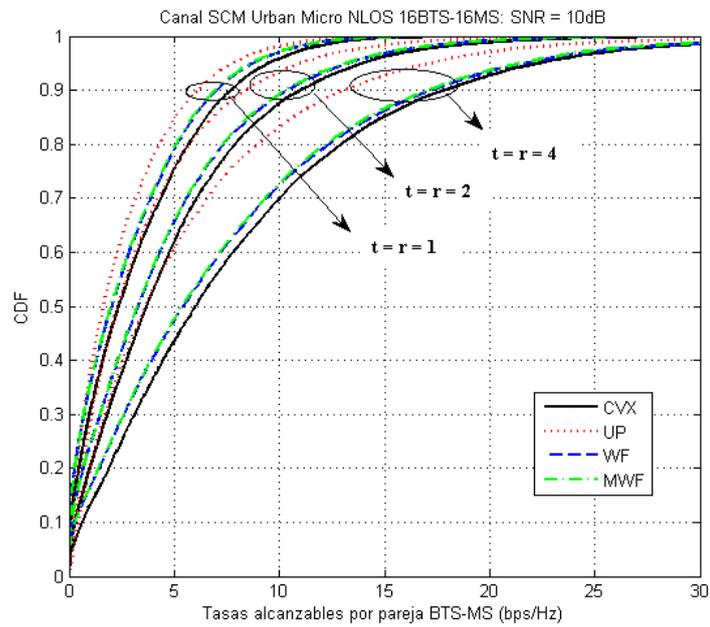


Figure 6.26: CDF de las tasas alcanzables en un entorno SCM *Urban Micro* NLOS, con $M = N = 16$, distribución aleatoria de los usuarios, SNR = 10dB y distintos valores de t y r .

6.2. ESTUDIO DE LA GESTIÓN DE INTERFERENCIAS EN ESQUEMAS MU-MIMO COORDINADOS

CAPÍTULO 7

CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

Aunque aún no se han especificado los parámetros que deben cumplir los sistemas 5G, está claro que uno tendrá que ver con mejorar la capacidad del sistema entendida como la cantidad total de datos que la red puede servir, la cuál se prevé que sea 1000 veces superior a la existente actualmente en 4G. Existen diversos métodos para tratar de conseguir esta mejora, entre los cuales se encuentran:

- Conseguir mejoras en lo que a tecnología MIMO se refiere, por ejemplo, incorporando terminales móviles compactos que permitan aumentar el número de elementos radiantes en esquemas con limitaciones de tamaño.
- Gestionar la interferencia mediante cooperación entre estaciones base mejorando así la SINR y, en consecuencia, la eficiencia espectral del sistema.

Con este fin, la aportación de esta tesis ha sido la siguiente:

- Estudiar, en términos de eficiencia espectral, las prestaciones de un sistema SU-MIMO basado en terminales compactos con antenas tipo parche. Para ello se propuso un modelo de canal lo más cercano posible a la realidad que permitise estudiar la influencia que tienen la combinación de ciertas características de antena, como el diagrama de radiación o la polarización, en la eficiencia espectral del modelo propuesto.

-
- Estudiar, en términos de eficiencia espectral, las prestaciones de un sistema MU-MIMO basado en CoMP-BD OFDM. En este punto se han llevado a cabo dos contribuciones:
 - Formular el procesamiento cooperativo para la cancelación de la interferencia mediante esquemas de transmisión/recepción Coordinados Multipunto basados en diagonalización por bloques, extendiendo dicha formulación a sistemas de banda ancha.
 - Definir un heurístico que permita obtener la asignación de potencia a transmitir por cada BTS de tal forma que se maximice la tasa suma ponderada del sistema respetándose siempre las limitaciones de potencia máxima impuestas por BTS.

El modelo de canal empleado en este caso ha sido el SCM.

Nomenclatura

M :	Número total de BTSs.
m :	Índice de la BTS: $m = 1 \dots M$.
t :	Número de antenas transmisoras por BTS.
j :	Índice total de la antena transmisora: $j = 1 \dots Mt$.
N :	Número total de usuarios/MSs.
k :	Índice del usuario/MS: $k = 1 \dots N$.
r :	Número de antenas receptoras por usuario/MS.
i :	Índice de la antena receptora: $i = 1 \dots r$.
b :	Índice del modo en la antena transmisora: $b = 1 \dots D_t$.
a :	Índice del modo en la antena receptora: $a = 1 \dots D_r$.
D_t :	Número total de modos por antena transmisora.
D_r :	Número total de modos por antena receptora.
\mathbf{d} :	Vector con los r símbolos de los N usuarios (Dimensión: $Nr \times 1$).
\mathbf{d}_k :	Vector con los r símbolos del usuario k (Dimensión: $r \times 1$).
d_{ki} :	Símbolo i del usuario k .
\mathbf{W}_{TX} :	Matriz de precodificación (Dimensión: $Mt \times Nr$).
$(\mathbf{W}_{\text{TX}})_{m,k}$:	Submatriz de \mathbf{W}_{TX} que contiene los vectores de precodificación de la BTS m correspondientes a los r símbolos del usuario k (Dimensión: $t \times r$). Define la contribución de los r símbolos del usuario k en los t símbolos enviados por la BTS m .
$(\mathbf{W}_{\text{TX}})_m$:	Submatriz fila de \mathbf{W}_{TX} que permite obtener los t símbolos a transmitir por la BTS m (Dimensión: $t \times Nr$).
$(\mathbf{W}_{\text{TX}})^k$:	Submatriz columna de \mathbf{W}_{TX} correspondiente a los r símbolos del usuario k (Dimensión: $Mt \times r$).
\mathbf{w}_{ki} :	Vector de precodificación asociado al símbolo d_{ki} (Dimensión: $Mt \times 1$).

w_{ki}^j	Elemento j del vector \mathbf{w}_{ki} . Corresponde al peso de precodificación en la antena transmisora j asociado al símbolo d_{ki}
\mathbf{x} :	Vector que contiene los símbolos a transmitir por todas las BTSs (Dimensión: $Mt \times 1$).
\mathbf{x}_m :	Vector con los t símbolos a transmitir por la BTS m (Dimensión: $t \times 1$).
x^j :	Símbolo transmitido por la antena transmisora j .
\mathbf{H} :	Matriz de canal (Dimensión: $Nr \times Mt$).
$(\mathbf{H})_{k,m}$:	Submatriz de \mathbf{H} que contiene los canales vistos desde las t antenas transmisoras de la BTS m a las r antenas receptoras del usuario k (Dimensión: $r \times t$).
$(\mathbf{H})_k$:	Submatriz fila de \mathbf{H} que contiene los canales desde las t antenas transmisoras de las M BTSs a las r antenas receptoras del usuario k (Dimensión: $r \times Mt$).
$(\mathbf{H})^m$:	Submatriz columna de \mathbf{H} que contiene los canales desde las t antenas transmisoras de la BTS m a las r antenas receptoras de los N usuarios (Dimensión: $Nr \times t$).
h_{ki}^j :	Canal desde la antena transmisora j a la antena receptora i del usuario k .
$h_{i(a)}^{j(b)}$:	Canal desde el modo b de la antena transmisora j al modo a de la antena receptora i en un sistema SU-MIMO.
\mathbf{y} :	Vector que contiene los símbolos recibidos en las r antenas receptoras de los N usuarios (Dimensión: $Nr \times 1$).
\mathbf{y}_k :	Vector con los símbolos recibidos en las r antenas del usuario k (Dimensión: $r \times 1$).
y_{ki} :	Símbolo recibido en la antena i del usuario k .
\mathbf{W}_{RX} :	Matriz del filtro receptor (Dimensión: $Nr \times Nr$).
$(\mathbf{W}_{\text{RX}})_{k,k'}$:	Submatriz de \mathbf{W}_{RX} que define la contribución de los r símbolos recibidos por el usuario k en la estimación de los r símbolos del usuario k' (Dimensión: $r \times r$).
$(\mathbf{W}_{\text{RX}})_k$:	Submatriz fila de \mathbf{W}_{RX} empleada para estimar los r símbolos del usuario k (Dimensión: $r \times Nr$).
$(\mathbf{W}_{\text{RX}})^k$:	Submatriz columna de \mathbf{W}_{RX} que representa la contribución de \mathbf{y}_k en la estimación completa de \mathbf{d} (Dimensión: $Nr \times r$).
$\hat{\mathbf{d}}$:	Vector con los r símbolos estimados de los N usuarios.

$\hat{\mathbf{d}}_k$: Vector con los r símbolos estimados del usuario k .



Bibliografía

- [Andrews et al., 2014] Andrews, J. G., Buzzi, S., Choi, W., Hanly, S., Lozano, A., Soong, A. C. K., and Zhang, J. C. (2014). What will 5g be? *Journal on Selected Areas in Communications, IEEE*, 32(6):1065–1082.
- [Armada et al., 2009] Armada, A. G., Sánchez-Fernández, M., and Corvaja, R. (2009). Waterfilling Schemes for Zero-Forcing Coordinated Base Station Transmission. In *IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM 2009)*.
- [Bingham, 1990] Bingham, J. (1990). Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come. *Communications Magazine, IEEE*, 28(5):5 – 14.
- [Bölcskei et al., 2002] Bölcskei, H., Gesbert, D., and Paulraj, A. J. (2002). On the capacity of OFDM-based spatial multiplexing systems. *IEEE Transactions on Communications*, 50(2):225–234. There is a correction to this paper: [Link to document](#).
- [Boudreau et al., 2009] Boudreau, G., Panicker, J., Guo, N., Changa, R., Wang, N., and Vrzic, S. (2009). Interference coordination and cancellation for 4g networks. *Communications Magazine, IEEE*, 47(4):74 – 81.
- [Boyd and Vandenberghe, 2004] Boyd, S. and Vandenberghe, L. (2004). *Convex Optimization*. Cambridge University Press.
- [Chizhik, 2004] Chizhik, D. (2004). Slowing the time-fluctuating MIMO channel by beam forming. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 3(5):1554 – 1565.
- [Chizhik et al., 2000] Chizhik, D., Rashid-Farrokhi, F., Ling, J., and Lozano, A. (2000). Effect of antenna separation on the capacity of blast in correlated channels. *Communications Letters, IEEE*, 4(11):337 – 339.
- [Cho et al., 2010] Cho, Y., Kim, J., Yang, W., and Kang, C. (2010). *MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB*. Wiley.
- [Cioffi,] Cioffi, J. Advanced Digital Communications, EE379c.

- [Dietrich et al., 2001] Dietrich, C., Dietze, K., Nealy, J., and Stutzman, W. (2001). Spatial, polarization, and pattern diversity for wireless handheld terminals. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, 49(9):1271 – 1281.
- [Dong et al., 2005] Dong, L., Choo, H., Jr., R. H., and Ling, H. (2005). Simulation of MIMO channel capacity with antenna polarization diversity. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 4(4):1869 – 1873.
- [Fletcher et al., 2003] Fletcher, P., Dean, M., and Nix, A. (2003). Mutual coupling in multi-element array antennas and its influence on MIMO channel capacity. *Electronics Letters*, 39(4):342 – 344.
- [Forenza and Heath, 2006] Forenza, A. and Heath, R. (2006). Benefit of pattern diversity via 2-element array of circular path antennas in indoor clustered MIMO channels. *IEEE Transactions on Communications*, 54(4):760 – 760.
- [Foschini, 1996] Foschini, G. (1996). Layered space-time architecture for wireless communication in fading environments when using multielement antennas. *Bell Labs Technical Journal*, pages 41 – 59.
- [Foschini et al., 2006] Foschini, G., Karakayali, K., and Valenzuela, R. (2006). Coordinating multiple antenna cellular networks to achieve enormous spectral efficiency. *IEE Proceedings Communications*, 153(4):548–555.
- [Foschini and Gans, 1998] Foschini, G. J. and Gans, M. J. (1998). On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. *Wireless Personal Communications*, 6:311–335.
- [Golden et al., 1999] Golden, G., Holmdel, N., Foschini, C., Valenzuela, R., and Wolniansky, P. (1999). Detection algorithm and initial laboratory results using v-blast space-time communication architecture. *Electronics Letters, IEEE*, 35(1):14 – 16.
- [Goldsmith, 2005] Goldsmith, A. (2005). *Wireless Communications*. Cambridge University Press New York.
- [Goldsmith et al., 2003] Goldsmith, A., Jafar, S., Jindal, N., and Vishwanath, S. (2003). Capacity limits of MIMO channels. *JSAC, IEEE*, 21.
- [Hossain et al., 2014] Hossain, E., Rasti, M., Tabassum, H., and Abdelnasser, A. (2014). Evolution toward 5g multi-tier cellular wireless networks: An interference management perspective. *Wireless Communications, IEEE*, 21(3):118–127.
- [ITU-R M.1225, 1997] ITU-R M.1225 (1997). Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for imt-2000. ITU-R M.1225, International Telecommunication Union.

BIBLIOGRAFÍA

- [Joham et al., 2005] Joham, M., W., U., and Nosseck, J. (2005). Linear transmit processing in mimo communications systems. *Transactions on Signal Processing, IEEE*, 53(8):2700 – 2712.
- [Karakayli et al., 2006] Karakayli, K., Foschini, G., and Valenzuela, R. (2006). Network coordination for spectrally efficient communications in cellular systems. *Wireless Personal Communications, IEEE*, 13(4):56 – 61.
- [Kildal and Rosengren, 2004] Kildal, P. and Rosengren, K. (2004). Correlation and capacity of mimo systems and mutual coupling, radiation efficiency, and diversity gain of their antennas: simulations and measurements in a reverberation chamber. *IEEE Communication Magazine*, 42(12):104–112.
- [Kühn, 2006] Kühn, V. (2006). *Wireless Communications over MIMO Channels*. Wiley.
- [Lau et al., 2005] Lau, B., Ow, M., Kristensson, G., and Molisch, A. (2005). Capacity analysis for compact MIMO systems. In *61st IEEE Vehicular Technology Conference (VTC 2005-Spring)*, volume 1, pages 165 – 170.
- [Lee et al., 1996] Lee, T., Chen, C.-T., and Lin, T.-T. (1996). Design of pattern diversity antenna for mobile communications. In *Antennas and Propagation Society International Symposium*, volume 1, pages 518 – 521.
- [Lee, 1973] Lee, W. (1973). Effects on correlation between two mobile radio base-station antennas. *IEEE Transactions on Communications*, 21(11):1214 – 1224.
- [Li et al., 2010] Li, Q., Li, G., Lee, W., il Lee, M., Mazzaresse, D., Clerckx, B., and Li, Z. (2010). MIMO techniques in WiMAX and LTE: a feature overview. *Communications Magazine, IEEE*, 48.
- [Mikami and Fujii, 2008] Mikami, M. and Fujii, T. (2008). A downlink transmission method for OFDM cellular systems with intercell interference cancellation using simplified MLD based MMSE QRDM algorithm. In *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC 2008-Spring)*, pages 2011 – 2015.
- [Mikami and Fujii, 2009] Mikami, M. and Fujii, T. (2009). Iterative MIMO signal detection with intercell interference cancellation for downlink transmission for coded OFDM cellular systems. In *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC 2009-Spring)*.
- [Mikami et al., 2010] Mikami, M., Yoshino, H., and T.Fujii (2010). Effect of inter-cell interference canceller for downlink transmission in MIMO/OFDM cellular systems. In *2010 IEICE Gen. Conf.*, page 536.

- [Pablo-González et al., 2014] Pablo-González, M., Sánchez-Fernández, M., and Rajo-Iglesias, E. (2014). Combination of the three types of diversity to design high capacity compact MIMO terminals. *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*.
- [Palomar et al., 2003] Palomar, D., Cioffi, J., and Lagunas, M. (2003). Joint tx-rx beamforming design for multicarrier MIMO channels: A unified framework for convex optimization. *Transactions on Signal Processing, IEEE*, 51(9):2381 – 2401.
- [Papadias, 1999] Papadias, C. B. (1999). On the spectral efficiency of space-time spreading schemes for multiple antenna CDMA systems. volume 1.
- [Paulraj et al., 2003] Paulraj, A., Nabar, R., and Gore, D. (2003). *Introduction to Space-Time Wireless Communications*. Cambridge University Press.
- [Paulraj et al., 2004] Paulraj, A. J., Gore, D. A., Nabar, R. U., and Bölcskei, H. (2004). An overview of MIMO communications - a key to gigabit wireless. *Proceedings of the IEEE*, 92(2):198–218.
- [Perez et al., 2004] Perez, J., Ibanez, J., Vielva, L., and Santamaria, I. (2004). Approximate closed-form expression for the ergodic capacity of polarisation-diversity MIMO systems. *Electronics Letters*, 40(19):1192 – 1194.
- [Rajo-Iglesias et al., 2008] Rajo-Iglesias, E., Quevedo-Teruel, O., and Sánchez-Fernández, M. (2008). Compact multimode patch antennas for MIMO applications. *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, 50(2):197–205.
- [Raleigh and Cioffi, 1998] Raleigh, G. and Cioffi, J. (1998). Spatio-temporal coding for wireless communication. *Transactions on Communications, IEEE*, 46(3):357–366.
- [Sánchez-Fernández et al., 2008] Sánchez-Fernández, M., Rajo-Iglesias, E., Quevedo-Teruel, O., and Pablo-González, M. (2008). Spectral efficiency in MIMO systems using space and pattern diversities under compactness constraints. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 57(3):1637–1645.
- [Sandhu and Paulraj, 2000] Sandhu, S. and Paulraj, A. (2000). Space-time block codes: a capacity perspective. *Communications Letters, IEEE*, 4(12):384 – 386.
- [Sanneck, 2012] Sanneck, H. (2012). Self-Organization in Heterogeneous Wireless Networks. In *Keynote at International Conference on Intelligence in Next Generation Networks (ICIN)*.
- [Scaglione et al., 2002] Scaglione, A., Stoica, P., Barbarossa, S., Giannakis, G., and Sampath, H. (2002). Optimal designs for space-time linear precoders and decoders. *Transactions on Signal Processing, IEEE*, 50(5):1051 – 1064.

BIBLIOGRAFÍA

- [Shannon, 1948] Shannon, C. (1948). A mathematical theory of communication. *Bell System Technical Journal*, 27:379–423, 623–656.
- [Shannon, 1949] Shannon, C. E. (1949). Communication in the presence of noise. *Proc. Institute of Radio Engineers*, 37(1):10–21.
- [Shannon and Weaver, 1949] Shannon, C. E. and Weaver, W. (1949). *The Mathematical Theory of Communication*. University of Illinois Press.
- [Shiu et al., 2000] Shiu, S., Foschini, G., Gans, M., and Kahn, J. (2000). Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna systems. *IEEE Transactions on Communications*, 48(3):502 – 513.
- [Svantesson, 2000] Svantesson, T. (2000). On the potential of multimode antenna diversity. In *IEEE Vehicular Technology Conference*, volume 5, pages 2368 – 2372.
- [Svantesson, 2001] Svantesson, T. (2001). A physical MIMO radio channel model for multi-element multi-polarized antenna systems. In *IEEE Vehicular Technology Conference*, volume 2, pages 1083 – 1087.
- [Svantesson, 2002] Svantesson, T. (2002). Correlation and channel capacity of MIMO systems employing multimode antennas. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 51(6):1304 – 1312.
- [Telatar, 1995] Telatar, E. (1995). Capacity of multi-antenna gaussian channels. *ATT-Bell Labs Internal Memo.*, pages 585–595.
- [Telatar, 1999] Telatar, E. (1999). Capacity of multi-antenna gaussian channels. *European Transactions on Telecommunications*, 10:585–596.
- [TR25.996, 2012] TR25.996 (2012). Spatial channel model for multiple input multiple output (MIMO) simulations. TR 25.996 v11.0.0, 3rd Generation Partnership Project 3GPP, Technical Specification Group Radio Access Network.
- [TR36.814, 2010] TR36.814 (2010). Evolved universal terrestrial radio access (E-UTRA); further advancements for E-UTRA physical layer aspects. TR 36.814 v9.0.0, 3rd Generation Partnership Project 3GPP, Technical Specification Group Radio Access Network.
- [Wallace and Jensen, 2004] Wallace, J. and Jensen, M. (2004). Mutual coupling in MIMO wireless systems: a rigorous network theory analysis. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 3(4):1317 – 1325.
- [Xu et al., 2004] Xu, H., Chizhik, D., Huang, H., and Valenzuela, R. (2004). A generalized space-time multiple-input multiple-output (MIMO) channel model. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 3(3):966 – 975.

- [Xu et al., 2001] Xu, H., Gans, M., Amitay, N., Valenzuela, R., Sizer, T., Storz, R., Taylor, D., McDonald, M., and Tran, C. (2001). MIMO channel capacityt for fixed wireless: measurements and models. *IEEE Vehicular Technology Conference*, 2:1068 – 1072.