



Universitat de les
Illes Balears



Trabajo Fin de Grado

GRAU D'ENGINYERIA TELEMÀTICA

Multi-layer precoding for full-dimensional massive MIMO systems

MATÍAS SEBASTIÁN SUÁREZ CAMPIONE

Tutores

Guillem Femenias Nadal

Felip Riera Palou

Escola Politècnica Superior
Universitat de les Illes Balears
Palma, 2 de julio de 2018

Quisiera agradecer a todo el personal docente de la Escuela Politécnica Superior, especialmente a aquellos que imparten materias en el Grado de Ingeniería Telemática por todo el esfuerzo que realizan para mejorar la calidad de los estudios. Quiero agradecer a mis tutores Guillem Femenias y Felip Riera todo el apoyo y la ayuda que me han brindado durante este año. Han solucionado todos los problemas que han ido surgiendo siempre con una sonrisa y buen humor. Han estado disponibles siempre que lo he necesitado. Gracias a ellos, el proyecto se ha hecho más llevadero y mi interés por las redes móviles ha ido aumentando continuamente durante estos últimos meses.

ÍNDICE GENERAL

Índice general	iii
Índice de figuras	v
Acrónimos	vii
Resumen	ix
1 Introducción	1
1.1 MIMO	2
1.2 Principales problemas de <i>massive</i> MIMO	5
1.3 <i>Beamforming</i>	7
1.4 Problema que se intenta resolver en este TFG	8
1.5 Estructura de la memoria	9
1.6 Notación matemática	10
2 Modelo del sistema y canal	11
2.1 Modelo del sistema	11
2.2 Modelo de canal	12
2.2.1 Modelo de Correlación	14
2.2.2 Modelo de Pérdidas	14
2.3 Multi-Layer Precoding	15
2.3.1 Concepto	15
2.3.2 Diseño y descripción matemática	16
3 Resultados	21
3.1 Modificando el número de elementos de la antena	22
3.2 Impacto del área de cobertura y de la altura de la BS	25
3.3 Impacto del número de usuarios por celda	28
3.4 Probabilidad de cobertura	29
3.5 Eficiencia espectral según la distancia al centro de la celda	30
4 Conclusiones	33
Bibliografía	35

ÍNDICE DE FIGURAS

1.1	Estimación del crecimiento de dispositivos móviles a nivel global hasta el año 2021. [1]	1
1.2	Diagrama de bloques para el canal de bajada en un sistema de <i>massive</i> MIMO.	3
1.3	Trama del protocolo TDD para <i>massive</i> MIMO.	4
1.4	Esquema de la contaminación de piloto y su posterior interferencia intercelular.	7
1.5	<i>Conjugate beamforming</i> en el canal de bajada de un sistema <i>massive</i> MIMO [3].	8
2.1	Modelo esquemático del sistema celular.	12
2.2	Canal de bajada 3D con los ángulos de azimuth y elevación. [2]	13
2.3	<i>Array</i> de antenas bidimensional de dimensiones 6×6	15
2.4	Ángulo de tilt y ancho de haz de la antena.	16
2.5	Esquema de la sucesión de capas del precodificador y la reducción de las dimensiones del canal \mathbf{h}_{bck}^T tras la aplicación de cada una de las capas.	17
3.1	Eficiencia espectral modificando las antenas horizontales (N_H), con $N_V = 30$	23
3.2	Eficiencia espectral modificando las antenas horizontales (N_V).	24
3.3	Eficiencia espectral modificando el radio de la celda (r_{celda}).	25
3.4	Eficiencia espectral modificando la altura de las BSs (h_R).	26
3.5	Eficiencia espectral modificando la altura de las BSs (h_R) y el ángulo de <i>tilt</i> (θ_c^{tilt}).	27
3.6	Eficiencia espectral modificando el número de usuarios por celda (N_M).	28
3.7	Probabilidad de cobertura del sistema.	29
3.8	Eficiencia espectral en función de la distancia de la MS al centro de la celda.	31
3.9	Eficiencia espectral en función de la distancia de la MS al centro de la celda (variando θ_c^{tilt}).	32

ACRÓNIMOS

BS	Estación Base
CCDF	Complementary Cumulative Distribution Function
CSI	Channel State Information
FD	Full-dimensional
FDD	Frequency Division Duplex
LTE	Long Term Evolution
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
MS	Estación Móvil
MU-MIMO	Multi-User MIMO
PDF	Probability Density Function
RF	Radiofrecuencia
SINR	Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio
TDD	Time Division Duplex
TFG	Trabajo Final de Grado
UPA	Uniform Planar Array
ZF	Zero-Forcing

RESUMEN

Durante la última década, las redes de comunicaciones móviles han logrado una adaptación tecnológica asombrosa a la gran demanda surgida por el progresivo aumento del número de dispositivos móviles conectados a la red. En los últimos años, la adaptación tecnológica de las redes móviles se debe principalmente a su estructura celular formada por celdas independientes con una estación base (BS), la cual funciona como un punto de acceso para los usuarios del sistema, y la gestión eficiente de las interferencias producidas por las otras BSs. Sin embargo, tras la aparición de terminales móviles más potentes y nuevos servicios de red, se requiere una capacidad de transmisión de datos más elevada y una latencia menor para poder ofrecer dichos servicios con la mejor calidad posible. En consecuencia, las nuevas generaciones móviles deben aumentar las tasas de transmisión mejorando la eficiencia espectral por usuario.

En la quinta generación móvil (5G) se han estudiado diferentes modelos de sistemas que aumenten la eficiencia espectral y sean mucho más eficientes que las generaciones precedentes. Este Trabajo Final de Grado (TFG) se centra en uno de esos modelos, *massive* MIMO, en especial, *full-dimensional massive* MIMO (FD-MIMO). *Massive* MIMO se caracteriza por aumentar considerablemente el número de antenas equipadas en cada una de las BSs para poder conseguir una mayor eficiencia espectral para cada uno de los usuarios a los que se da servicio simultáneamente. FD-MIMO es un sistema en el que las antenas equipadas en la BS se ubican en un *array* bidimensional para solucionar el problema del espacio limitado que tienen algunas BSs. Además, al situar las antenas en un plano bidimensional se consiguen grados de libertad para poder diferenciar mejor a los usuarios debido a que los canales entre las BSs y los usuarios son tridimensionales. Esto proporciona una dimensión adicional para identificar el canal en comparación a los *arrays* que tienen todas sus antenas situadas en el plano horizontal.

Aún con todas las ventajas que tiene *massive* MIMO, uno de los problemas más graves es el producido por la interferencia intercelular y por la contaminación de pilotos. La primera es debida a la reutilización de las bandas frecuenciales en células vecinas y la segunda es causada por la reutilización de secuencias de entrenamiento en el canal de subida entre diferentes usuarios, las cuales sirven para poder estimar el estado del canal entre el usuario y la BS. Al reutilizarse las secuencias de entrenamiento, las BSs estiman el canal erróneamente causando que transmitan parte de la información dirigida a un usuario hacia otro no deseado que utiliza la misma secuencia de entrenamiento. En este proyecto se simula un sistema celular con un modelo de precodificación que solventa ambos problemas. El modelo en cuestión consta de una matriz de precodificación obtenida del producto de tres matrices de precodificación, cada una con una función determinada. Para evaluar su comportamiento, se realiza un estudio de las prestaciones

de los usuarios modificando diferentes parámetros del sistema. En concreto, se analizan dos métricas: la eficiencia espectral media por usuario y la probabilidad de cobertura. Finalmente, estos resultados se comparan con un sistema donde no hay interferencias para obtener un límite superior con el que comparar. Se concluye que el modelo propuesto permite eliminar, en condiciones ideales, tanto la interferencia intercelular como la contaminación de pilotos. Además, el diseño del modelo de precodificación propuesto elimina la interferencia intercelular basándose en el ángulo de elevación del canal entre la BS y el usuario. Por esta razón, el rendimiento del sistema obtiene mejoras significativas al incrementar el número de antenas verticales, las cuales añaden grados de libertad en el ángulo de elevación provocando que el modelo de precodificación pueda diferenciar mejor a los usuarios de las celdas vecinas de los usuarios situados al borde de la celda.

INTRODUCCIÓN

La explosión de los datos móviles ha conllevado la búsqueda de mayores velocidades para satisfacer las demandas de servicios como *streaming*, contenidos multimedia, videollamadas... Al mismo tiempo, el surgimiento de dispositivos electrónicos tales como ordenadores portátiles, *smartphones*, *tablets*,... junto al desarrollo de programas y aplicaciones para mejorar la calidad de vida, han provocado que se realicen la gran mayoría de acciones de forma digital (transacciones, facturas, trabajos, contratos, ...). Según [1], se prevé que en el año 2021 habrá una media de 1,5 dispositivos móviles por persona, debido a que, tal y como se ve en la Fig. 1.1, se calcula que habrá un total de 11.600 millones de dispositivos móviles conectados, excediendo así la población mundial que se prevé en el año 2021 (7.800 millones aproximadamente). Además, se estima que el 75% de todos estos dispositivos móviles conectados a la red serán dispositivos “inteligentes”. Por tanto, se estima que el tráfico generado por estos dispositivos “inteligentes” compondrá un 98% del tráfico total generado por dispositivos móviles en el año 2021.

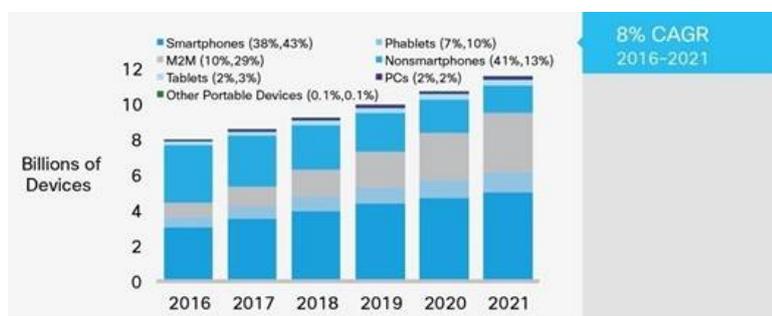


Figura 1.1: Estimación del crecimiento de dispositivos móviles a nivel global hasta el año 2021. [1]

Con el crecimiento de plataformas de vídeo y *streaming* como *Youtube*, *Netflix*, *HBO*... se prevé que un 78% del tráfico total generado por dispositivos móviles será contenido audiovisual en el año 2021, aproximadamente 9 veces más que en el año 2016. Con todo ello, el 53% del total de conexiones móviles serán 4G, generando el 79% del tráfico total en el año 2021. Ante el auge tecnológico y el crecimiento de Internet, las redes destinadas a la comunicación móvil empiezan a soportar un tráfico muy elevado de datos (se prevé un total de 49 exabytes¹ al mes para el año 2021) y a requerir una eficiencia espectral mayor por usuario.

Uno de los problemas es la falta de ancho de banda disponible, ya que en redes inalámbricas la cantidad de espectro electromagnético es limitada [3]. El tener dicha limitación motiva la búsqueda de soluciones para poder aumentar la eficiencia espectral de los usuarios sin poder ampliar el medio físico por donde se transmite la información. Según [3] hay tres posibilidades diferentes para mejorar la capacidad de los usuarios: la primera consiste en explotar nuevas bandas frecuenciales como *mmWave* (bandas frecuenciales entre 30 GHz y 300 GHz)[4, 5, 6]; la segunda trata de instalar más puntos de acceso para los usuarios y reducir el área de cobertura de cada Estación Base (BS); y por último, instalar más antenas en dichas BSs. En este Trabajo Final de Grado (TFG) únicamente se estudiará la última solución que se centra en el concepto Multiple-Input Multiple-Output (MIMO). En las siguientes secciones se explicarán conceptos introductorios sobre MIMO y algunos puntos clave de este proyecto.

1.1 MIMO

Como su propio nombre indica, el concepto de MIMO se centra en sistemas con múltiples antenas tanto en transmisión como en recepción. Al añadir más antenas en ambos lados de la comunicación se consigue un aumento en la capacidad del sistema. Esta tecnología ha sido ampliamente estudiada y aplicada durante las últimas dos décadas desde su aparición [3, 7]. Sin embargo, la capacidad de un sistema MIMO clásico está limitada por el extremo de la comunicación donde hay menos antenas (los usuarios). Por tanto, la búsqueda de sistemas MIMO más avanzados ha conllevado a que uno de los sistemas más utilizados en los últimos años sea Multi-User MIMO (MU-MIMO), el cual supera esta restricción siendo capaz de transmitir a múltiples usuarios simultáneamente. Un sistema MU-MIMO consiste generalmente en una BS con N múltiples antenas que da servicio a N_M usuarios con múltiples antenas. Estos sistemas al tener una gran eficiencia espectral han sido utilizados en estándares de comunicaciones en redes inalámbricas como 802.11 (WiFi), WiMAX (4G) y Long Term Evolution (LTE) (4G).

El problema del MU-MIMO convencional es la necesidad de que tanto el usuario como la BS deban conocer el estado del canal en todo momento. Por tanto, cuando el número de antenas o el número de usuarios crece, los recursos temporales, frecuenciales y energéticos para obtener esta información del canal crecen considerablemente. Además, un sistema convencional de MU-MIMO tiene un número de antenas transmisoras relativamente pequeño (menos de diez antenas) y funcionan con Frequency Division Duplex (FDD). Al utilizar FDD, los canales de subida y bajada utilizan diferentes bandas frecuenciales. Por esta razón, la Channel State Information (CSI) del canal tanto de bajada como de subida será diferente [7]. Para conocer el estado del canal

¹Un exabyte equivale a un millón de terabytes

de subida se utilizan secuencias de entrenamiento (o *pilotos de entrenamiento*), las cuales son ortogonales y distribuidas por las BSs entre los N_M usuarios a los que dan servicio. Entonces, estos usuarios envían la secuencia asignada a las BSs, las cuales estiman el estado del canal de subida con la señal recibida y la original. En cambio, para obtener la CSI del canal de bajada, las N antenas de cada BS transmiten los pilotos de entrenamiento a los N_M usuarios. Entonces, los usuarios obtienen la CSI de cada canal de bajada (un canal por cada antena de la BS) y, posteriormente, transmiten la CSI de cada canal a la BS. Por tanto, para que la BS obtenga la CSI de los canales de bajada se requiere un tiempo proporcional al número de antenas de la BS [8]. Finalmente, a medida que aumenta el número de antenas, el número de símbolos de entrenamiento que se transmiten aumentará causando que se transmitan un menor número de símbolos de información.

Una de las versiones de MU-MIMO que más fuerza ha tomado recientemente es *massive* MIMO. A diferencia de un sistema convencional de MU-MIMO, *massive* MIMO es escalable debido a tres razones diferenciales entre los dos sistemas: primero, únicamente la BS conoce la información del canal; segundo, el número de antenas transmisoras es mucho más grande que el de usuarios; y tercero, se utiliza un procesamiento lineal de la señal en ambos canales de subida y bajada [9].

Además, *massive* MIMO es un sistema que proporciona servicio a una gran cantidad de usuarios utilizando Time Division Duplex (TDD). Aunque en el modo TDD también sea necesario el conocimiento del estado de los canales de subida y bajada, el hecho de que los dos canales ocupen la misma banda frecuencial permite asumir que los dos canales tengan una característica clave para explotar, la reciprocidad. Gracias a esta simetría entre los dos canales, se puede utilizar la CSI del canal de subida obtenida por los pilotos de entrenamiento de subida para diseñar el precodificador del canal de bajada. Por tanto, el tiempo que se necesita para obtener la CSI de los canales de subida y bajada depende del número de usuarios del sistema y no del número de antenas de la BS, como ocurre en FDD.

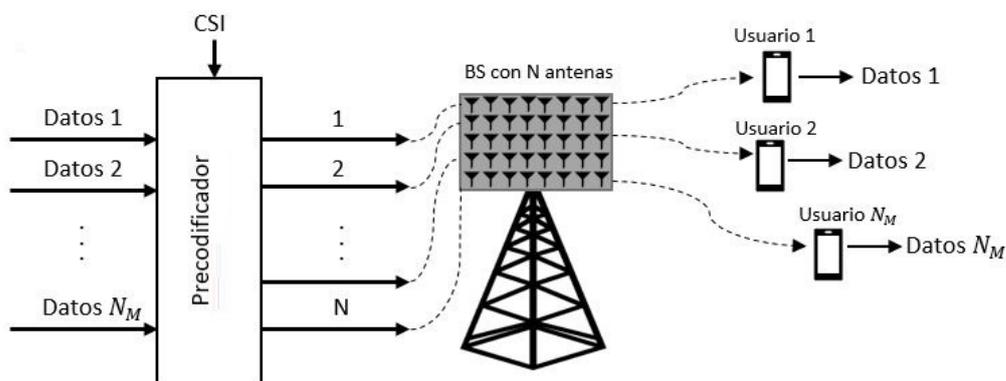


Figura 1.2: Diagrama de bloques para el canal de bajada en un sistema de *massive* MIMO.

Estas diferencias se pueden observar con más detalle en la Fig. 1.2, donde se mues-

tran las operaciones sobre el canal de bajada en un sistema *massive* MIMO. Se muestra el procesamiento lineal de precodificación basándose en la CSI que únicamente posee la BS, para después transmitir esa señal a través del *array* de antenas hacia los diferentes usuarios. Una de las ventajas de *massive* MIMO es que un gran número de antenas conlleva que los canales entre diferentes usuarios sean, aproximadamente, ortogonales [10]. Al ser ortogonales los canales de los diferentes usuarios se consigue un escenario deseable al tener una capacidad elevada. Por tanto, bajo esta condición ideal, la señal destinada al usuario k se transmite a través de las N antenas del *array* y llega al usuario k , el cual recibe la señal destinada a él con una interferencia mínima de las señales destinadas a los demás usuarios.

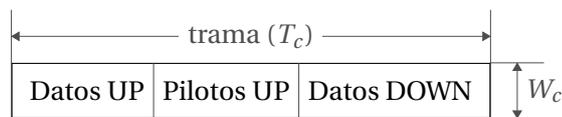


Figura 1.3: Trama del protocolo TDD para *massive* MIMO.

En la Fig. 1.3 se puede observar la estructura de la trama del protocolo TDD propuesto en [11] para *massive* MIMO. Se divide en 3 *slots*: en el primero, todos los usuarios de todas las celdas envían las señales con información a las BSs (Uplink); en el segundo, los usuarios envían sus pilotos de entrenamiento a las BSs que los utilizan para estimar la CSI de los usuarios situados en sus respectivas celdas; y, por último, las BSs utilizan la CSI estimada para detectar la información que han recibido en el primer periodo y generan los vectores de *beamforming* necesarios para enviar la información correctamente hacia los usuarios (Downlink). Destacar que la longitud de la trama siempre tiene que ser inferior al tiempo de coherencia del canal (T_c), el cual determina el intervalo de tiempo en el que un canal no sufre cambios significativos, es decir, las respuestas impulsionales del canal están altamente correlacionadas. Tras el vencimiento del tiempo de coherencia del canal, este puede variar considerablemente y es necesario realizar otro entrenamiento del canal.

Sin embargo, uno de los problemas de incrementar el número de antenas en las BSs es su colocación en los *arrays* de antenas que se utilizan en LTE (4G) [12]. Aunque el mejor rendimiento se consigue colocando las antenas en el plano horizontal, un gran número de antenas imposibilita la colocación de un *array* horizontal de grandes dimensiones en una BS debido a sus dimensiones limitadas. Por ejemplo, para utilizar la frecuencia más baja de LTE (700 MHz), equipando ocho antenas en horizontal separadas por una distancia de $\lambda/2$ para evitar interferencias entre ellas, se necesita un *array* de 1,7 metros aproximadamente, un espacio que pocas BSs tienen. Por tanto, para un sistema de *massive* MIMO donde se pretende equipar una BS con más de un centenar de antenas, será imposible equiparlas en un *array* de antenas horizontal. Esto es debido a que un conjunto de las bandas frecuenciales que se pretenden utilizar en *massive* MIMO son bandas menores a los 6 MHz. Por ejemplo, si se utilizara un sistema con la banda frecuencial de 4 GHz, colocar 100 antenas horizontales conllevaría un *array* de 37,5 metros aproximadamente, el cual sería imposible de equipar en una BS.

Para solucionar dicho problema, uno de los avances más novedosos que ha emergido con gran fuerza para los sistemas de 5G es Full-dimensional (FD) *massive* MIMO.

En este sistema celular de comunicación inalámbrica, se colocan las antenas en un *array* de antenas bidimensional, el cual conlleva a un canal espacial definido en 3D. En este proyecto se utiliza este tipo de sistema y el modelo del canal 3D se analizará con más detalle en el siguiente capítulo.

1.2 Principales problemas de *massive* MIMO

Aunque *massive* MIMO es uno de los sistemas más prometedores para el futuro y ya hay algunos prototipos reales, *massive* MIMO tiene numerosos problemas que estudiar [7, 13]. En esta sección se describirán una serie de estos problemas.

1. Contaminación de pilotos. Como se ha comentado anteriormente, *massive* MIMO utiliza principalmente TDD para aprovechar la reciprocidad entre los canales de subida y bajada y obtener la CSI gracias a los pilotos de subida enviados por los usuarios. Los pilotos distribuidos entre los usuarios son ortogonales entre sí, pero el problema es que hay un menor número de pilotos ortogonales que usuarios. La longitud de los pilotos está limitada por el tiempo (T_c) y del ancho de banda (W_c) de coherencia del canal. El producto de estos dos parámetros define el número símbolos disponibles para ser transmitidos en el intervalo de coherencia del canal. Según [14], no se deben utilizar más de la mitad de los símbolos disponibles para transmitir los pilotos de entrenamiento. Así pues, la longitud total de los pilotos dependerá del número de usuarios y de la longitud de cada secuencia de entrenamiento, es decir, según la longitud de cada piloto de entrenamiento se podrán conocer los canales de más o menos usuarios simultáneos. La longitud de cada piloto de entrenamiento depende de la precisión en la estimación del canal que se quiere tener en el sistema, para una precisión máxima se necesitarán longitudes más grandes y para una más moderada, menor longitud. Por tanto, al tener limitados los pilotos disponibles, estos se tendrán que reutilizar, es decir, algunos usuarios de celdas próximas utilizarán el mismo piloto. Asimismo, un piloto no se podrá reutilizar en usuarios de la misma celda debido a que la BS asigna un piloto diferente a cada usuario para poder obtener la CSI de cada uno correctamente. Esto conlleva al problema llamado *contaminación de piloto*. Como se puede ver en la Fig. 1.4, las BSs al recibir un piloto p de un determinado usuario k , también recibirán las señales de los usuarios de las otras celdas que utilizan ese mismo piloto p . Al realizar la estimación del canal para el usuario k , ésta se verá afectada por la combinación lineal de las señales de los usuarios con el mismo piloto. Al tener en cuenta las señales de los usuarios de las celdas exteriores en la estimación del canal, la BS emitirá una señal de interferencia intercelular a estos usuarios tras el *beamforming*. La interferencia es debida a que la señal emitida tiene una pequeña parte en fase con el usuario situado fuera de la celda que utiliza el mismo piloto p que el usuario k .
2. Impedimentos de *hardware*. En los pocos estudios que se han llevado a cabo acerca de los problemas derivados del *hardware* se ha demostrado que la exactitud de la estimación de canal está lejos de ser perfecta, conllevando una limitación de la capacidad del canal [15][16]. Este problema es más acusado en el extremo de los usuarios que en las BSs. En [16] se ha demostrado que las deficiencias del *hardware* limitan la precisión de la CSI obtenida y la capacidad, tanto en la bajada como

la subida, de cada usuario. Asimismo, la capacidad está únicamente limitada por el *hardware* de la Estación Móvil (MS) a medida que el número total de antenas aumenta. Por tanto, es posible utilizar *hardware* de menor calidad en las BSs cuando el número de antenas aumenta debido a que el impacto de las deficiencias del *hardware* en las BSs es mínimo.

3. *Array* de antenas. Uno de los problemas prácticos de *massive* MIMO es la configuración y el despliegue de los *arrays* de antenas, el cual está limitado a las reducidas dimensiones de las BSs causando que se tengan que estudiar nuevos diseños y estrategias para realizar el despliegue del gran número de antenas sin causar pérdidas en el rendimiento del sistema. Otro gran problema que tiene todo sistema de telecomunicaciones es el efecto de acomplamiento mutuo. Este efecto se debe al estar múltiples antenas transmitiendo, las cuales recibirán las señales transmitidas de las otras antenas. Se puede solucionar separando las antenas a una distancia de la mitad de la longitud de onda del sistema, pero en los sistemas de *massive* MIMO, al tener gran cantidad de antenas (del orden de 100-1000), deben estar en un espacio más reducido. Por tanto, al no poder separarlas convenientemente, este problema no puede ser ignorado. Finalmente, un problema relacionado con el primero es el coste computacional, del *hardware* y el mantenimiento de un *array* de antenas relativamente grande.
4. TDD vs FDD. Como se ha introducido anteriormente, *massive* MIMO utiliza mayoritariamente TDD en lugar de FDD, aunque hay alguna propuesta para poder utilizar FDD. Existen varias buenas razones para operar en modo TDD. En primer lugar, solo la BS necesita conocer los canales para procesar las antenas de manera coherente. En segundo lugar, la sobrecarga de estimación del canal de subida es proporcional al número de usuarios, pero es independiente del número de antenas, lo que hace que el protocolo sea totalmente escalable con respecto al número de antenas y BSs. En cambio, FDD necesita conocer los canales de subida en el lado del usuario resultando en envíos de pilotos desde la BS a los usuarios. Añadiendo los pilotos de bajada se produce un aumento del tiempo para conocer el canal derivando en una reducción del tiempo en el que se podría enviar información de los usuarios, hecho que conlleva una pérdida de eficiencia espectral.
5. Compatibilidad con los estándares anteriores. Es necesario un estándar que pueda ser compatible con los actuales debido a que se necesita poder utilizar cualquier sistema (de 2G a 5G) para poder tener mayor eficiencia en la red móvil. Además, las BSs deberán modificarse para poder utilizar el sistema llevando a un coste muy elevado adicional. Se necesitarán nuevos estándares debido a que en LTE el estado del canal es asumido. Una opción en LTE en el canal de bajada es transmitir, desde la BS, la misma secuencia en siete *beams* diferentes. Entonces, el usuario envía el *beam* que ha llegado con más fuerza y la BS utiliza dicho *beam* en el canal de bajada para la transmisión de información. En cambio, en *massive* MIMO el estado del canal es estimado, es decir, es calculado por la BS a partir de la señal recibida en el período de transmisión de pilotos de entrenamiento.

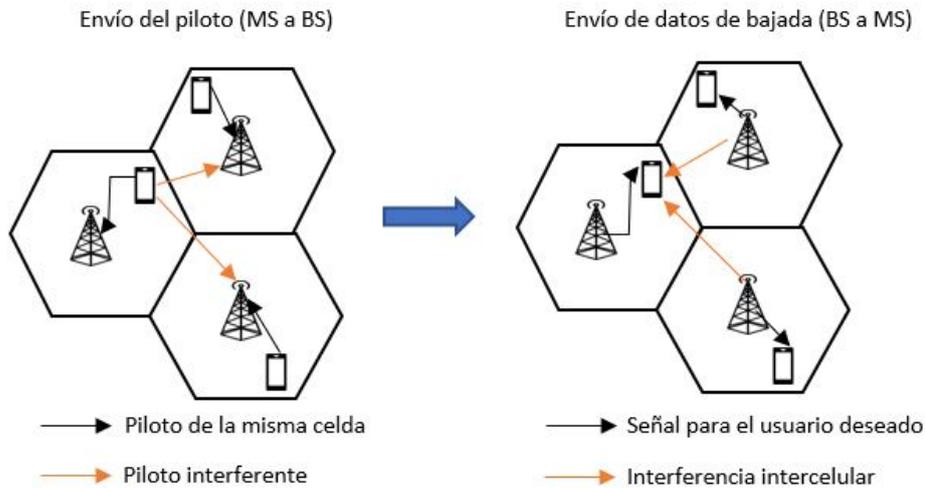


Figura 1.4: Esquema de la contaminación de piloto y su posterior interferencia intercelular.

1.3 Beamforming

El *beamforming* es una técnica de procesamiento espacial utilizada en *arrays* de antenas para direccionar las señales transmitidas. Los *arrays* de antenas generan señales que sean constructivas en una región muy concreta del espacio y que a su vez sean destructivas en otras ubicaciones (controlando la fase y la amplitud de cada señal). Gracias a esta técnica es posible diferenciar la señal deseada de la interferente aún compartiendo la misma banda temporal-frecuencial, ya que tienen direcciones diferentes.

En este proyecto se utilizan dos técnicas de *beamforming*: *conjugate beamforming* y *Zero-Forcing (ZF) beamforming*.

- (a) *Conjugate beamforming*. Es la forma más simple de precodificación lineal en el canal de bajada. Se asignan pesos a la fase y a la amplitud del usuario al que se quiere dirigir la señal para que la reciba con más potencia que las otras señales que no van dirigidas a este usuario. Tal y como se puede ver en la Fig. 1.5, consiste en combinar el símbolo de un usuario k (q_k) con el conjugado del canal estimado entre la antena n y este usuario, \hat{g}_{nk}^* . El resultado $q_k \hat{g}_{nk}^*$ se suma con todas las señales de los otros usuarios que van a ser enviados a través de la misma antena n . El proceso se realiza en las N antenas de la BS y se envían las señales a los usuarios.

El usuario, en recepción, eliminará las señales de los otros usuarios debido a que tienen una fase y amplitud diferente. Se quedará con la señal que tiene más potencia debido a la distribución de pesos que ha asignado a la fase y la amplitud de ese canal el *beamformer* para dirigir la señal hacia él. Tras obtener la señal, la decodificará y obtendrá el símbolo estimado \hat{q}_k con la información.

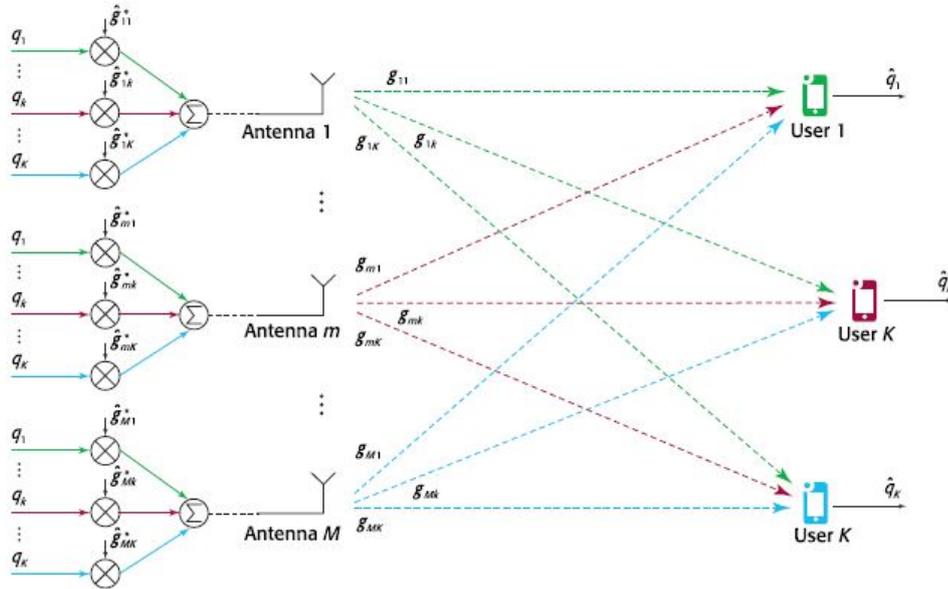


Figura 1.5: *Conjugate beamforming* en el canal de bajada de un sistema *massive* MIMO [3].

- (b) *ZF beamforming*. Es un método de precodificación utilizado para anular la interferencia multiusuario en redes inalámbricas. Para ello, se añaden pesos a las diferentes señales de los usuarios interferentes para que se obtenga una salida de señales cuya suma ponderada sea cero en el dominio frecuencial. Así, la BS podrá enviar la señal dirigida a un usuario en concreto sin interferencias de otros usuarios. El rendimiento de la técnica depende directamente de la precisión de la información del estado del canal. Por tanto, se necesitará un conocimiento muy preciso del canal y que se actualice con una frecuencia muy alta para no generar errores. La principal forma de expresar una matriz ZF es realizando la pseudoinversa

$$\mathbf{ZF} = \mathbf{G}(\mathbf{G}^H \mathbf{G})^{-1},$$

donde G es la matriz que caracteriza los canales de todos los usuarios que sirve la BS.

1.4 Problema que se intenta resolver en este TFG

Debido al gran problema de mitigar la interferencia intercelular en los sistemas de *massive* MIMO. El principal origen de las interferencias es la contaminación del piloto, para la cual se han proporcionado diferentes soluciones en trabajos previos. En algunos utilizan estrategias de ZF en múltiples celdas, pero este tipo de estrategias requiere que las BS tengan un conocimiento del estado del canal muy preciso. Otras estrategias se basan en precodificar los pilotos de entrenamiento en el canal de subida, pero el inconveniente es compartir la información de precodificación entre las diferentes celdas para poder operar eficientemente.

Por tanto, una de las estrategias que más está cobrando importancia es la precodificación por etapas. Este tipo de precodificación divide el problema general en diferentes etapas con problemas más pequeños siendo más sencillo resolverlos por separado. Finalmente, el conjunto de etapas permite resolver el problema general. Algunos trabajos previos dividen la precodificación en dos etapas: la primera, consiste en aumentar la potencia de la señal deseada de cada usuario y, la segunda, consiste en tratar la interferencia multiusuario de una misma celda.

El objetivo de este TFG es intentar mitigar la interferencia intercelular implementando el modelo de precodificación propuesto en [17]. Dicho modelo está basado en los trabajos anteriormente explicados, en especial la precodificación por etapas. El modelo implementa una estrategia de precodificación en las BSs, en las cuales se utilizará una matriz de precodificación compuesta por el producto de tres matrices diferentes denominadas capas. Además de eliminar la interferencia intercelular, el modelo propuesto también elimina la interferencia multiusuario y aumenta la potencia de la señal efectiva de todos los usuarios de la celda.

Con este modelo se simulará una red celular con un sistema FD *massive* MIMO. Se estudiarán los parámetros de eficiencia espectral de usuario y la probabilidad de cobertura del sistema. Para analizar el rendimiento del sistema se compararán los resultados con un sistema donde hay un único usuario donde no habrá interferencias. Este usuario estará ubicado en la celda central del sistema (donde se obtienen los resultados) y en las celdas próximas habrá N_M usuarios por celda.

1.5 Estructura de la memoria

La estructura de la memoria será la descrita a continuación:

1. En el capítulo 2 se introduce el modelo del sistema y los modelos de canal que se han utilizado. Después se explicará el modelo de precodificación propuesto en [17] y utilizado en este proyecto. Al tratarse de tres capas diferentes, se explicarán una a una junto con su descripción matemática.
2. En el capítulo 3 se concentrarán todos los resultados obtenidos durante las simulaciones llevadas a cabo en este proyecto. Los resultados se presentarán mediante gráficas, donde se modificarán diferentes elementos del sistema (número de antenas, número de usuarios, radio de la celda, ...) para analizar el rendimiento del modelo. Una vez presentados los resultados donde se modifican estos elementos, se analizará la probabilidad de cobertura del sistema. Dicha probabilidad viene definida por la probabilidad de que, dado un umbral de eficiencia espectral R_{th} , la eficiencia espectral de un usuario escogido aleatoriamente R_{ck} sea mayor que dicho umbral. Finalmente, se estudiará la eficiencia espectral media por usuario según su distancia al centro de la celda.
3. Finalmente, en el último capítulo se debatirán las principales ideas y resultados obtenidos durante el desarrollo de este proyecto. Además, se proponen algunas modificaciones y trabajos futuros.

1.6 Notación matemática

Al haber numerosas fórmulas matemáticas y diversas notaciones, a continuación se definirá la notación utilizada en este TFG. Las matrices serán representadas por letras mayúsculas en negrita \mathbf{R} , los vectores columna por minúsculas en negrita \mathbf{r} , los escalares por minúsculas sin negrita r , \mathcal{K} es un subconjunto, y $[\mathbf{R}]_{:,m}$ representa la columna m de la matriz \mathbf{R} . La matriz Hermítica y la transpuesta serán identificadas como \mathbf{R}^H y \mathbf{R}^T , respectivamente. La matriz identidad de dimensiones $N \times N$ será identificada como \mathbf{I}_N . $\mathcal{N}_{\mathbb{C}}(m, q)$ es un vector aleatorio complejo Gaussiano con media m y covarianza q . $\mathbb{E}[\bullet]$ representa la esperanza estadística.

MODELO DEL SISTEMA Y CANAL

En este capítulo se describen el sistema y los modelos de los canales utilizados. Se presenta el sistema FD *massive* MIMO utilizado en este proyecto. Además, se detalla la solución propuesta para reducir, en la medida de lo posible, las interferencias producidas por los usuarios de celdas colindantes. En este proyecto se ha implementado el modelo de precodificación propuesto en [17]. Dicho modelo implementa una estrategia de precodificación en las BSs, en las cuales se utiliza una matriz compuesta por el producto de tres matrices diferentes denominadas capas. Cada una de ellas realiza una determinada función como se detalla en el resto del capítulo.

2.1 Modelo del sistema

Tal como se muestra de forma esquemática en la Fig. 2.1, en este proyecto se considera un sistema celular formado por un conjunto de 7 celdas hexagonales. Cada celda cuenta con una única BS situada en el centro de la misma y proporciona servicio a N_M MSs con una única antena. Las BSs están equipadas con un *array* de antenas rectangular uniforme, con N_V antenas verticales y N_H antenas horizontales resultando en un total de $N = N_V N_H$ antenas en el *array*.

Como se hace habitualmente en los sistemas *massive* MIMO, supondremos que se utiliza un protocolo de duplexación TDD que permite aprovechar la reciprocidad entre los canales de subida (MS-BS) y bajada (BS-MS) en el proceso de estimación del canal. Tal y como se ha explicado anteriormente, el canal de subida estimado por las BSs se puede utilizar para diseñar el precodificador para el canal de bajada gracias a la reciprocidad entre los canales. La estimación del canal de subida se obtiene mediante los pilotos de entrenamiento que transmiten las MSs del sistema a las BSs durante el *slot* de tiempo asignado para realizar la transmisión de pilotos.

Este proyecto se centra en el estudio del canal de bajada. Por tanto, si \mathbf{h}_{bck}^T es el canal de bajada de dimensiones $1 \times N$ desde una BS b a un usuario k en la célula c , la señal recibida por este usuario se puede expresar de la siguiente forma

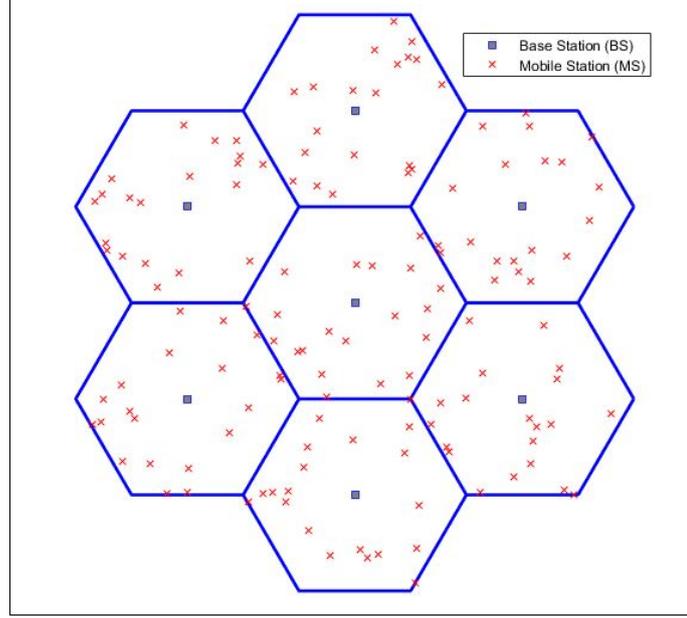


Figura 2.1: Modelo esquemático del sistema celular.

$$y_{ck} = \underbrace{\mathbf{h}_{cck}^T [\mathbf{F}_c]_{:,k} s_{c,k}}_{S_1} + \underbrace{\sum_{m \neq k} \mathbf{h}_{cck}^T [\mathbf{F}_c]_{:,m} s_{c,m}}_{S_2} + \underbrace{\sum_{b \neq c} \mathbf{h}_{bck}^T \mathbf{F}_b \mathbf{s}_b}_{S_3} + n_{ck}, \quad (2.1)$$

donde $\mathbf{s}_b = [s_{b,1} \dots s_{b,N_M}]^T$ es el vector de los símbolos transmitidos, $\mathbf{F}_b \in \mathbb{C}^{N \times N_M}$ es el precodificador utilizado por la BS b , $[\mathbf{F}_c]_{:,m}$ representa la columna m de la matriz \mathbf{F}_c que es la que afecta al usuario analizado, y $n_{ck} \sim \mathcal{N}_{\mathbb{C}}(0, \sigma^2)$ es el ruido blanco Gaussiano complejo del usuario k de la célula c . Tal y como se muestra en la ecuación 2.1, S_1 representa la señal deseada para el usuario, S_2 representa las interferencias provocadas por las señales de los usuarios de la misma celda b , y S_3 representa las interferencias causadas por las señales de los usuarios de celdas colindantes a la celda b .

2.2 Modelo de canal

Los canales \mathbf{h}_{bck} tienen estructura tridimensional al usarse el *array* de antenas bidimensional de las BSs. El *array* de antenas elegido hace que los canales dependan de la distancia, el ángulo de elevación ($\theta_{t,u}$) y el ángulo de azimuth ($\phi_{t,u}$) entre el emisor y el receptor (en el caso de este proyecto, entre BS y MS), como se puede ver detalladamente en la Fig. 2.2.

Con esta estructura de canal se pueden modelar los canales utilizando el modelo de correlación basado en el producto de Kronecker, el cual está definido por, siendo \mathbf{A} una

matriz de dimensiones $n \times p$, $\mathbf{A} = \begin{pmatrix} a_{1,1} & \dots & a_{1,p} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ a_{n,1} & \dots & a_{n,p} \end{pmatrix}$ y \mathbf{B} una matriz $m \times q$, entonces se

define la matriz de dimensiones $nm \times pq$, $\mathbf{A} \otimes \mathbf{B} = \begin{pmatrix} a_{1,1}\mathbf{B} & \cdots & a_{1,p}\mathbf{B} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ a_{n,1}\mathbf{B} & \cdots & a_{n,p}\mathbf{B} \end{pmatrix}$.

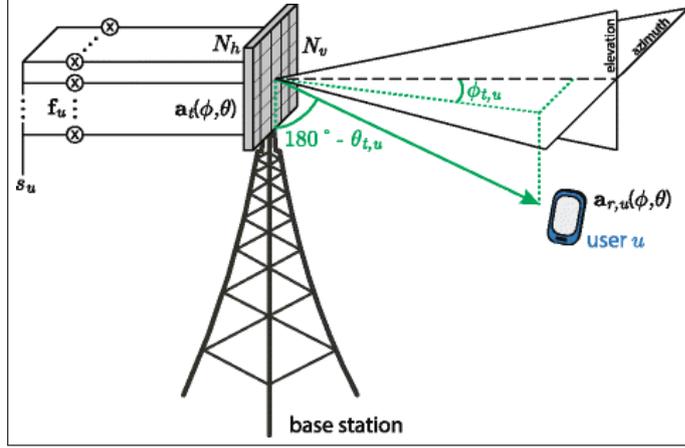


Figura 2.2: Canal de bajada 3D con los ángulos de azimuth y elevación. [2]

Este modelo permite una aproximación muy fiable de las matrices de correlación 3D [18]. Por tanto, la matriz de covarianza \mathbf{R}_{bck} del canal \mathbf{h}_{bck} se puede representar de la siguiente forma

$$\mathbf{R}_{bck} = \mathbb{E}[\mathbf{h}_{bck}\mathbf{h}_{bck}^H] \approx \mathbf{R}_{bck}^{Az} \otimes \mathbf{R}_{bck}^{El}, \quad (2.2)$$

donde \mathbf{R}_{bck}^{Az} y \mathbf{R}_{bck}^{El} representan las matrices de covarianza en azimuth y elevación, respectivamente. Por tanto, utilizando la descomposición en valores singulares reducida, las matrices de correlación en azimuth y elevación se pueden expresar de la siguiente forma

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{bck}^{Az} &= \mathbf{U}_{bck}^{Az} \mathbf{\Lambda}_{bck}^{Az} \mathbf{U}_{bck}^{AzH}, \\ \mathbf{R}_{bck}^{El} &= \mathbf{U}_{bck}^{El} \mathbf{\Lambda}_{bck}^{El} \mathbf{U}_{bck}^{ElH}, \end{aligned} \quad (2.3)$$

donde \mathbf{U}_{bck}^{Az} y \mathbf{U}_{bck}^{El} son las matrices que contienen los vectores asociados a los valores singulares, y $\mathbf{\Lambda}_{bck}^{Az}$ y $\mathbf{\Lambda}_{bck}^{El}$ son las matrices diagonales que contienen los valores singulares no nulos en sus diagonales principales.

Entonces, combinando las ecuaciones (2.2) y (2.3), el canal \mathbf{h}_{bck} se puede expresar de forma más detallada como

$$\mathbf{h}_{bck} = \left[\mathbf{U}_{bck}^{Az} \mathbf{\Lambda}_{bck}^{Az \frac{1}{2}} \otimes \mathbf{U}_{bck}^{El} \mathbf{\Lambda}_{bck}^{El \frac{1}{2}} \right] \mathbf{w}_{bck}, \quad (2.4)$$

donde $\mathbf{w}_{bck} \sim \mathcal{N}_{\mathbb{C}}\left(0, 10^{\frac{-PL_{ck}}{10}} \mathbf{I}\right)$, siendo PL_{ck} las pérdidas de propagación entre el usuario k y la BS de la celda c (incluyendo ganancias de las antenas emisora y receptora y los efectos del shadowing).

2.2.1 Modelo de Correlación

Para este TFG se ha utilizado el modelo de correlación propuesto en [18]. La correlación en elevación entre los elementos k y p viene dada por

$$[\mathbf{R}^{El}]_{k,p} = e^{j\frac{2\pi d_1}{\lambda}(p-k)\cos\theta} e^{-\frac{1}{2}\left(\xi\frac{2\pi d_1}{\lambda}\right)^2(p-k)^2\sin^2\theta}, \quad (2.5)$$

y la correlación en azimuth entre los elementos l y q ,

$$[\mathbf{R}^{Az}]_{l,q} = \frac{1}{\sqrt{D_5}} e^{-\frac{D_3^2\cos^2\phi}{2D_5}} e^{j\frac{D_2\cos\phi}{D_5}} e^{-\frac{(D_2\tilde{\sigma})^2}{2D_5}}, \quad (2.6)$$

donde θ y ϕ son los ángulos de elevación y azimuth, respectivamente. $\xi = \arctan\left(\frac{\delta_{c,m}^{El}}{d}\right)$ y $\sigma = \arctan\left(\frac{\delta_{c,m}^{Az}}{d}\right)$ son las desviaciones estándar de los ángulos de elevación y azimuth, respectivamente, donde $\delta_{c,m}^{El}$ y $\delta_{c,m}^{Az}$ representan la desviación estándar de la distancia entre la MS y los *scatterers* circundantes de la BS en los ángulos de elevación y azimuth. Además, $\tilde{\sigma} = \sigma \sin\phi$. Finalmente, D_2 , D_3 y D_5 vienen descritas por las siguientes fórmulas

$$D_2 = \frac{2\pi d_2}{\lambda} (q-l) \sin\theta, \quad (2.7)$$

$$D_3 = \xi \frac{2\pi d_2}{\lambda} (q-l) \cos\theta, \quad (2.8)$$

$$D_5 = D_3^2 \tilde{\sigma}^2 + 1, \quad (2.9)$$

donde λ es la longitud de onda del sistema y, d_2 y d_1 en la ecuación (2.5) representan la distancia entre las antenas del *array* bidimensional tal como se muestra en la Fig. 3.1. En este proyecto se ha considerado $d_2 = d_1$, por tanto, es indiferente si una es la distancia entre las antenas de una columna y la otra entre las antenas de una fila, o viceversa.

2.2.2 Modelo de Pérdidas

El modelo utilizado de pérdidas en el canal debido a la propagación entre la BS de la célula c y el usuario k ha sido el propuesto en [19]

$$PL_{ck} = (44,9 - 6,55 \log_{10}(h_c)) \log_{10}(d_{ck}) + 34,46 + 5,83 \log_{10}(h_c) + 23 \log_{10}(f_0/5) - G_{Rck} - G_{Tc}(\theta_{ck}) + X_{ck}, \quad (2.10)$$

donde h_c es la altura de la antena (en metros) de la BS de la celda c , d_{ck} es la distancia (en metros) entre la BS de la célula c y el usuario k , f_0 es la frecuencia de portadora (en GHz) del sistema, G_{Rck} es la ganancia de la antena receptora (en dB) del usuario k de la célula c , $X_{ck} \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2)$ son las pérdidas por shadowing¹ (en dB) en el canal entre el usuario k y la BS de la célula c , y $G_{Tc}(\theta_{ck})$ es la ganancia de la antena transmisora

¹ Fenómeno que se produce debido a los obstáculos que pueden estar en el trayecto de propagación entre el emisor y el receptor tales como: edificios, árboles, etc.

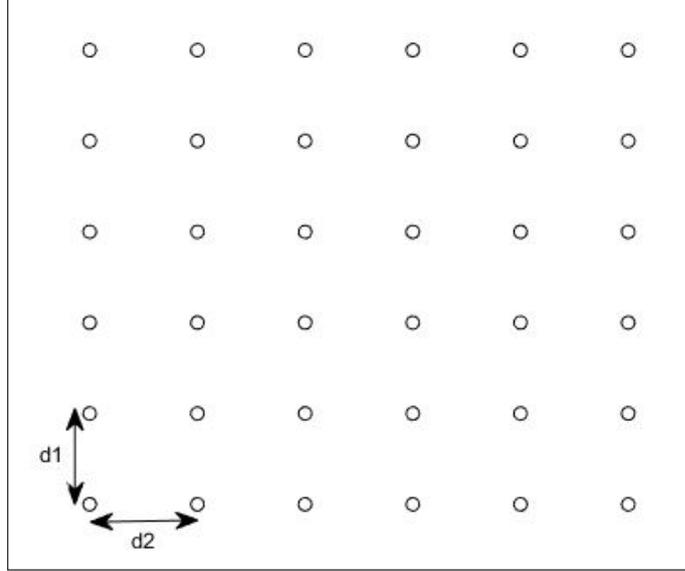


Figura 2.3: Array de antenas bidimensional de dimensiones 6×6 .

(en dB) de la BS de la célula c en dirección del ángulo de elevación del usuario k cuya expresión es

$$G_{Tc}(\theta_{ck}) = G_{Tc}^{max} - \min \left(12 \left(\frac{\theta_{ck} - \theta_c^{tilt}}{\theta_c^{3dB}} \right)^2, A_c^{BL} \right), \quad (2.11)$$

donde G_{Tc}^{max} es la ganancia máxima de la antena transmisora, A_c^{BL} es la atenuación del *back-lobe* de la antena, θ_c^{tilt} y θ_c^{3dB} son el ángulo de *tilt* y el ancho de haz a -3dB de la antena, respectivamente.

El ángulo de *tilt* y el ancho de haz a -3dB de la antena se pueden apreciar de manera más detallada en la Fig. 2.4. En dicha figura se pueden observar las alturas de ambas antenas (BS y MS) y la distancia al centro de la célula de la antena receptora.

2.3 Multi-Layer Precoding

2.3.1 Concepto

Tal como se muestra en la Figura 2.5, la solución propuesta es una matriz de precodificación F_c proveniente del producto de tres matrices diferentes, siendo c la celda en la que se aplica la matriz de precodificación. Cada matriz de precodificación (capa) tiene una determinada función con relación al canal de bajada. Además, la estructura de capas propuesta, tal y como se mostrará a continuación, obtiene diversas ventajas respecto al canal y la complejidad en la arquitectura.

En cuanto a las funciones de cada capa, el diseño está realizado para ejercer una función de precodificación determinada y dividir los problemas de precodificación en tres problemas más sencillos. La primera capa está diseñada para eliminar las interferencias de los usuarios de celdas próximas. La segunda capa maximiza la potencia de

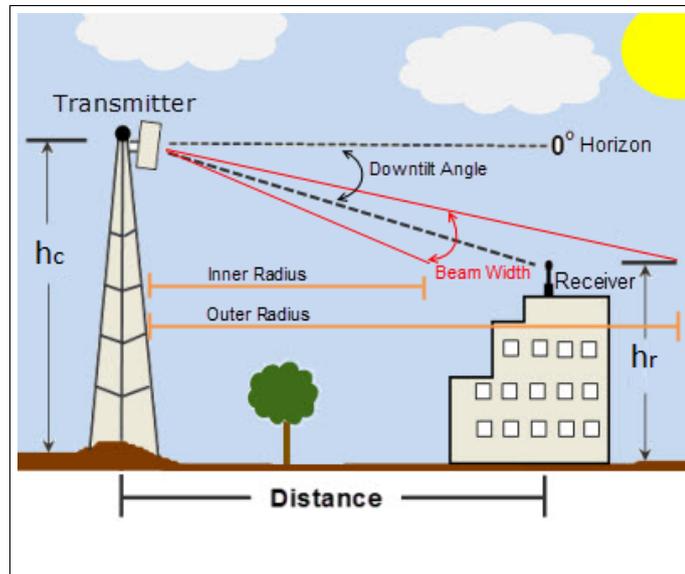


Figura 2.4: Ángulo de tilt y ancho de haz de la antena.

la señal efectiva del usuario para poder facilitar el trabajo de la tercera y última capa. Siendo esta última capa la encargada de eliminar las interferencias de los usuarios de la misma celda.

El orden de las capas está diseñado según la información del canal que se necesita para realizar dichas funciones y la frecuencia en que debe llevarse a cabo el proceso de actualización de esta información. Dicho esto, la primera capa se basará en el conocimiento de características estadísticas del canal que sufren variaciones a medio y largo plazo. La última capa, en cambio, se basará en un conocimiento perfecto del estado instantáneo del canal equivalente a la salida de las dos primeras capas de precodificación. Por tanto, el orden propuesto de las capas va desde la actualización de la información del canal más lenta (interferencia de celdas colindantes) a la más rápida (interferencia de la misma celda).

Las necesidades de conocimiento de información sobre el estado del canal se van reduciendo a medida que se aplican las capas, las cuales reducen las dimensiones del canal en comparación al original. Esta reducción de las dimensiones provoca que las matrices siguientes tengan dimensiones más pequeñas y permitan reducir la complejidad del proceso de estimación. También provoca que las matrices de precodificación sean fácilmente implementadas utilizando arquitecturas híbridas (analógicas/digitales) con menor número de cadenas de Radiofrecuencia (RF).

2.3.2 Diseño y descripción matemática

En esta sección se introducirá el diseño propuesto de precodificador por capas para el modelo de sistema y canal anteriormente descrito de FD *massive* MIMO. Se describirán cada una de las capas del precodificador propuesto y se realizará un breve resumen de las ventajas y funciones de cada capa. En referencia a lo explicado en la anterior

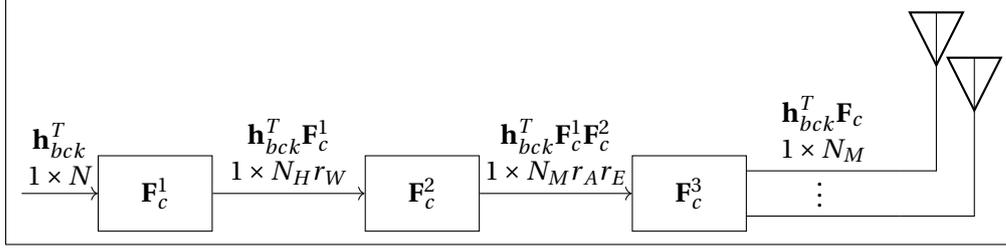


Figura 2.5: Esquema de la sucesión de capas del precodificador y la reducción de las dimensiones del canal \mathbf{h}_{bck}^T tras la aplicación de cada una de las capas.

sección, la matriz de precodificación propuesta \mathbf{F}_b de la celda b tiene unas dimensiones de $N \times K$ y se puede expresar de la siguiente forma

$$\mathbf{F}_b = \mathbf{F}_b^{(1)} \mathbf{F}_b^{(2)} \mathbf{F}_b^{(3)}, \quad (2.12)$$

donde $\mathbf{F}_b^{(1)}$ representa la primera capa de precodificación encargada de eliminar la interferencia intercelular, $\mathbf{F}_b^{(2)}$ representa la segunda capa de precodificación encargada de aumentar la potencia de la señal dedicada a los subespacios de los canales de los usuarios donde se aplica el efecto de la primera capa para facilitar el trabajo de la tercera capa, y $\mathbf{F}_b^{(3)}$ es la tercera capa encargada de suprimir las interferencias provocadas por los usuarios de la misma celda b .

Otra forma de expresar el canal de bajada de la ecuación (2.1) es separar la señal recibida por la BS de la misma celda de las señales recibidas de las BSs de otras celdas. Entonces, la señal recibida por el usuario k en la celda c , sustituyendo \mathbf{F}_c de (2.1) por la expresión de (2.12), se puede expresar de la siguiente forma

$$y_{ck} = \underbrace{\mathbf{h}_{cck}^T \mathbf{F}_c^{(1)} \mathbf{F}_c^{(2)} \mathbf{F}_c^{(3)} \mathbf{s}_c}_{\text{señal recibida de la BS de la misma celda}} + \underbrace{\sum_{b \neq c} \mathbf{h}_{bck}^T \mathbf{F}_b^{(1)} \mathbf{F}_b^{(2)} \mathbf{F}_b^{(3)} \mathbf{s}_b}_{\text{señal recibida de las BSs de otras celdas}} + n_{ck}. \quad (2.13)$$

Primera capa. Eliminación de la interferencia intercelular

Tal y como se ha introducido anteriormente, la primera matriz de precodificación tiene la única función de eliminar las interferencias causadas por las señales recibidas de otras BSs de las celdas próximas, también conocida como interferencia intercelular. Esencialmente se desea eliminar el segundo término de (2.13). Para ello se ha diseñado la capa utilizando el producto Kronecker con la siguiente forma

$$\mathbf{F}_b^{(1)} = \mathbf{F}_b^{Az^{(1)}} \otimes \mathbf{F}_b^{El^{(1)}}. \quad (2.14)$$

Combinando la ecuación anterior y modificando (2.4) con $\bar{\mathbf{w}}_{bck} = \left(\mathbf{\Lambda}_{bck}^{Az^{\frac{1}{2}}} \otimes \mathbf{\Lambda}_{bck}^{El^{\frac{1}{2}}} \right) \mathbf{w}_{bck}$, podemos expresar el segundo término de (2.13) de la siguiente forma

$$\sum_{b \neq c} \mathbf{h}_{bck}^T \mathbf{F}_b^{(1)} \mathbf{F}_b^{(2)} \mathbf{F}_b^{(3)} \mathbf{s}_b = \sum_{b \neq c} \bar{\mathbf{w}}_{bck}^T \left(\mathbf{U}_{bck}^{Az^T} \mathbf{F}_b^{Az^{(1)}} \otimes \mathbf{U}_{bck}^{El^T} \mathbf{F}_b^{El^{(1)}} \right) \mathbf{F}_b^{(2)} \mathbf{F}_b^{(3)} \mathbf{s}_b. \quad (2.15)$$

Para poder eliminar este segundo término, uno de los dos términos del producto Kronecker ($\mathbf{U}_{bck}^{Az^T} \mathbf{F}_b^{Az^{(1)}}$ ó $\mathbf{U}_{bck}^{El^T} \mathbf{F}_b^{El^{(1)}}$) debe ser igual a $\mathbf{0}$, $\forall k$. En este proyecto se ha decidido igualar a $\mathbf{0}$ el segundo término, el cual viene definido en la dirección de elevación. Se ha propuesto eliminar este término porque, utilizando modelos con un número elevado de antenas verticales, las matrices de covarianza en elevación de los usuarios de la celda c y los usuarios de celdas colindantes suelen ocupar diferentes subespacios. Por tanto, es más sencillo separar los usuarios de la celda c de los del resto de celdas en la dirección de elevación que en la de azimuth.

Para poder eliminar el término señalado se ha diseñado $\mathbf{F}_c^{El^{(1)}}$ para que esté en el espacio nulo de todas las matrices de covarianza en elevación de los canales de los usuarios de otras celdas conectados con la BS c . El espacio nulo (o kernel) de una matriz \mathbf{A} de dimensiones $m \times n$ se puede definir como

$$Ker(\mathbf{A}) = \{\mathbf{x} \in \mathbb{R}^n | \mathbf{A}\mathbf{x} = \mathbf{0}\}. \quad (2.16)$$

Esto es, el conjunto de todas las soluciones del sistema $\mathbf{A}\mathbf{x} = \mathbf{0}$. Por tanto, en este proyecto y tal y como propone [17] se ha utilizado

$$\mathbf{W}_c^{(1)} = \mathbf{F}_c^{El^{(1)}} = Null \left(\mathbb{E} \left[\sum_{b \neq c} \sum_{k \in \mathcal{K}_b} \mathbf{R}_{bck}^{El} \right] \right), \quad (2.17)$$

donde \mathcal{K}_b representa el subconjunto N_M formado por los usuarios servidos por la BS de la celda b , $b \neq c$. Cabe destacar que la función $Null(\mathbf{A})$ de MATLAB da como resultado una base ortonormal del espacio nulo de la matriz \mathbf{A} . Siendo $\mathbf{F}_c^{Az^{(1)}} = \mathbf{I}_{N_H}$ y utilizando (2.17), la ecuación (2.14) que define la primera capa en la celda c se puede expresar como

$$\mathbf{F}_c^{(1)} = \mathbf{I}_{N_H} \otimes \mathbf{W}_c^{(1)}, \quad (2.18)$$

de dimensiones $N \times r_W N_H$, donde r_W es el número de columnas de la matriz $\mathbf{W}_c^{(1)}$.

La primera capa del precodificador actúa como un filtro que elimina la interferencia intercelular en la dirección de elevación. Aunque su aplicación afecte levemente a la señal recibida de los usuarios de la BS c a causa de utilizar el mismo subespacio que algún usuario de otra celda, su uso es muy práctico en sistemas con un *array* de antenas bidimensional con numerosas antenas verticales. Esto es debido a que los sistemas anteriormente mencionados obtienen como resultado matrices de covarianza con bajo rango en la dirección del ángulo de elevación. Al tener bajos rangos en las matrices de covarianza, el espacio nulo de los usuarios de otras celdas tendrán un gran solapamiento, causando que sea más sencillo eliminar la interferencia intercelular.

Segunda capa. *Beamforming* de la señal deseada.

La segunda capa tiene la función de dirigir la potencia transmitida a los canales de los usuarios de la celda c , es decir, en los subespacios de estos canales donde la primera

capa ha sido aplicada y ya no tienen la interferencia intercelular. Para ello, se ha definido la matriz compuesta por los vectores singulares efectivos (incluyendo la primera capa) de los usuarios de la celda c como

$$\bar{\mathbf{U}}_{cck} = \left(\mathbf{U}_{cck}^{Az} \otimes \mathbf{W}_c^{(1)H} \mathbf{U}_{cck}^{El} \right). \quad (2.19)$$

Utilizando esta matriz, la segunda capa está diseñada como una matriz de *conjugate beamforming* expresada de la siguiente forma

$$\mathbf{F}_c^{(2)} = [\bar{\mathbf{U}}_{cc1} \dots \bar{\mathbf{U}}_{ccN_M}], \quad (2.20)$$

de dimensiones $N_{HR} \times N_{MA} r_E$.

Al margen del objetivo principal de la segunda capa, también tiene varias funciones relevantes. Una de ellas es reducir las dimensiones de los canales originales gracias a la aplicación sucesiva de las dos capas hasta ahora definidas. Las dimensiones se ven reducidas al aplicarse las matrices de precodificación provocando que el *overhead* de entrenamiento de los canales donde se han aplicado las dos capas se vea reducido.

Tercera Capa. Interferencia en la misma celda

Finalmente, tras eliminar la interferencia intercelular y dirigiendo la potencia transmitida a los subespacios efectivos de los usuarios de la misma celda, la tercera y última capa será diseñada para reducir la interferencia de los usuarios de la misma celda. Definiendo

$$\bar{\mathbf{H}}_{ck} = \mathbf{F}_c^{(2)H} \left[\bar{\mathbf{U}}_{cc1} \bar{\mathbf{w}}_{cc1}^T \dots \bar{\mathbf{U}}_{ccN_M} \bar{\mathbf{w}}_{ccN_M}^T \right], \quad (2.21)$$

y diseñando la tercera capa de precodificación como una matriz ZF

$$\mathbf{F}_c^{(3)} = \bar{\mathbf{H}}_c \left(\bar{\mathbf{H}}_c^H \bar{\mathbf{H}}_c \right)^{-1} \mathbf{Y}_c, \quad (2.22)$$

donde $\bar{\mathbf{H}}_c = \left[\bar{\mathbf{H}}_{c1}^T \dots \bar{\mathbf{H}}_{cN_M}^T \right]^T$ es el canal MIMO equivalente tras las dos capas de precodificación de la celda c , y \mathbf{Y}_c es una matriz diagonal encargada de distribuir la potencia entre los usuarios a la vez que se garantiza que la matriz de precodificación global cumpla con las restricciones de potencia de transmisión $\|[\mathbf{F}_b]_{:,k}\|^2 = 1$. Las dimensiones de la última matriz de precodificación son $N_{MA} r_E \times N_M$. Como se ha comentado anteriormente, las matrices ZF requieren de un conocimiento perfecto del estado instantáneo del canal equivalente a la salida de las dos capas anteriores. Para obtener un conocimiento perfecto se necesitará actualizar dicha información del canal con una frecuencia mayor a la necesaria en las dos capas anteriores. El canal equivalente a la salida de las dos primeras capas de precodificación tendrá unas dimensiones menores comparadas con las dimensiones del canal original debido a la aplicación de las dos capas previas. Además, al tener unas dimensiones más reducidas, el *overhead* necesario para entrenar la matriz de la tercera capa de precodificación será inferior.

Con el diseño de la tercera capa, la señal recibida por el usuario k de la celda c se puede expresar de la siguiente forma

$$y_{ck} = [\mathbf{Y}_c]_{k,k} s_{c,k} + n_{c,k}, \quad (2.23)$$

resultando en una Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio (SINR) que puede expresarse como

$$SINR_{c,k} = \frac{[\mathbf{Y}_c]_{k,k}^2 P_{Tc}}{N_M \sigma_n^2}, \quad (2.24)$$

donde P_{Tc} es la potencia transmitida por la BS de la celda c y σ_n^2 es la potencia del ruido y se puede expresar de la siguiente forma

$$\sigma_n^2 = k_B * T_e q * W * 10^{(NF_R/10)}, \quad (2.25)$$

donde k_B es la constante de Boltzmann, $T_e q$ es la temperatura equivalente de ruido de las MSs, W es el ancho de banda del sistema y NF_R es el *Noise Figure* de la MS.

Finalmente, la capacidad (en bps/Hz) del canal entre el usuario k de la celda c y su BS central se puede definir de la siguiente forma

$$R_{c,k} = \log_2(1 + SINR_{c,k}) = \log_2\left(1 + \frac{[\mathbf{Y}_c]_{k,k}^2 P_{Tc}}{N_M \sigma_n^2}\right). \quad (2.26)$$

RESULTADOS

A continuación se analizarán los diferentes resultados obtenidos de las simulaciones efectuadas para evaluar el modelo propuesto de precodificación. Los resultados se han obtenido observando las prestaciones de los usuarios de la celda central, los cuales tienen más interferencia intercelular. El análisis del rendimiento del precodificador se dividirá en dos métricas: eficiencia espectral (en bps/Hz), definida como la capacidad media que la BS de la celda c puede ofrecer a cada uno de los N_M usuarios conectados a ella; y la probabilidad de cobertura, definida como la probabilidad de que la tasa instantánea (R_{ck}) que proporciona la BS de la celda c a una MS genérica k sea mayor que un umbral determinado R_{th} , es decir, la probabilidad de que $R_{ck} \geq R_{th}$. Además, también se incluirán resultados de la eficiencia espectral en función de la distancia de la MS al centro de la celda. Para la realización de las simulaciones se ha utilizado la herramienta MATLAB, con la cual se han elaborado diferentes gráficas que ilustrarán los resultados obtenidos durante el proceso de este TFG.

Para estudiar el rendimiento del modelo propuesto se compararán sus resultados con los de un sistema con un único usuario. El sistema en cuestión tendrá un único usuario en la celda central c en una posición aleatoria de la celda mientras que en las otras celdas habrá N_M usuarios en cada una de ellas. Con el escenario planteado, la BS central podrá calcular las matrices de precodificación y correlación de los usuarios de las otras celdas para poder obtener los resultados del canal de bajada del único usuario al que da servicio la BS de la celda central. Al haber un único usuario en la celda central, éste no tendrá interferencias de los usuarios de la misma celda. Por tanto, al eliminarse la interferencia intercelular con la primera capa de precodificación, el usuario único no tendrá ninguna interferencia en los canales de subida y bajada entre él y la BS central. Así pues, las prestaciones de este sistema se presentarán como un límite superior para las prestaciones del sistema con más de un usuario.

En las simulaciones llevadas a cabo se considera un sistema celular compuesto por N_C celdas hexagonales con una BS situada a h_c metros de altura, y que proporciona servicio a N_M usuarios en un radio de celda de r_{celda} metros distribuidos aleatoriamente. Las BSs tendrán un límite de potencia P_{Tc} y operarán con una frecuencia de

3. RESULTADOS

portadora f_0 .

A excepción de algunos valores utilizados para obtener diferentes resultados, los cuales se indicarán en las siguientes secciones, la lista de parámetros y sus valores utilizados por defecto en las simulaciones de este proyecto están definidos en la Tabla 3.1.

Parámetro	Valor
Número de celdas	$N_C = 7$
Número total de usuarios por celda	$N_M = 20$
Altura de la BS	$h_c = 35$ m
Altura de la MS	$h_r = 1,5$ m
Radio de la celda	$r_{celda} = 100$ m
Potencia de transmisión de la BS	$P_{Tc} = 17$ dBm
Ganancia máxima de la BS	$G_{Tc}^{max} = 17$ dBi
Ganancia de la MS	$G_{Rck} = 3$ dBi
Noise Figure de la MS	$NF_R = 7$ dB
Desviación estándar del shadowing	$\sigma^2 = 8$ dB
Frecuencia de portadora	$f_0 = 4$ GHz
Ancho de banda	$W = 10$ MHz
Temperatura equivalente de ruido de la MS	$T_{eq} = 270^\circ\text{K}$
Distancia entre elementos del array de antenas	$d_1 = d_2 = \lambda/2$
Atenuación del <i>back-lobe</i> de la antena	$A_c^{BL} = 30$ dB
Ancho de haz a -3dB de la antena	$\theta_c^{3dB} = 13\pi/36$ rad
Ángulo de <i>tilt</i>	$\theta_c^{tilt} = -\pi/30$ rad
Desviación estándar de la distancia en azimuth	$\delta_{c,m}^{Az} = 1,5$ m
Desviación estándar de la distancia en elevación	$\delta_{c,m}^{El} = 0,9$ m

Tabla 3.1: Parámetros del sistema

3.1 Modificando el número de elementos de la antena

El primer análisis que se realizará sobre el modelo propuesto consiste en fijar un número determinado de antenas verticales en el *array* de antenas uniforme y estudiar la capacidad media de los usuarios de la celda c variando el número de antenas horizontales. *A priori*, la capacidad media debería aumentar según aumenta el número de antenas horizontales debido a que hay más elementos en el *array* de antenas.

Como se puede comprobar en el resultado que se muestra en la Fig. 3.1, al aumentar el número de antenas horizontales la eficiencia espectral aumenta. Este fenómeno ocurre en los dos casos que se estudian, tanto en el escenario con el usuario único como el del sistema con más de un usuario. Se puede comprobar que la eficiencia espectral puede aumentar sin ningún límite teórico al aumentar el número de antenas horizontales o la potencia de transmisión. Sin embargo, el aumento de capacidad es cada vez más pequeño debido a que el número de antenas verticales no se modifica. Por tanto, al no modificar el número de antenas verticales, el ángulo de elevación de los usuarios no variará debido a que no se obtienen más grados de libertad en el ángulo de

3.1. Modificando el número de elementos de la antena

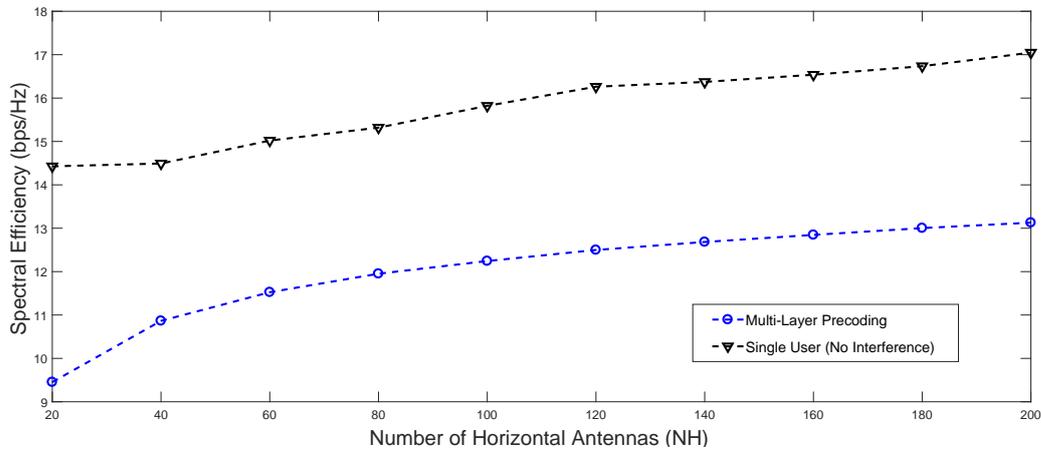


Figura 3.1: Eficiencia espectral modificando las antenas horizontales (N_H), con $N_V = 30$.

elevación para poder diferenciar correctamente a los usuarios situados en el borde de la celda y aquellos que están situados en una celda interferente debido a que tienen un ángulo de elevación similar. Al modificar únicamente las antenas horizontales se obtienen grados de libertad en el ángulo de azimuth, el cual permite aumentar la capacidad de los usuarios de una forma más modesta debido a que la primera capa del modelo de precodificación está diseñado para eliminar la interferencia intercelular centrándose en diferenciar a los usuarios utilizando el ángulo de elevación.

Por tanto, al diseñarse la primera capa centrándose en la dirección de elevación en lugar de la de azimuth, el aumento de capacidad será más grande si se obtienen grados de libertad en el ángulo de elevación en lugar del ángulo de azimuth. En definitiva, el sistema será más eficiente si se modifica el número de antenas verticales en lugar de las antenas horizontales.

Para enfatizar la conclusión realizada anteriormente se realizará el mismo estudio pero fijando ahora un determinado número de antenas horizontales mientras se varía el número de antenas verticales del *array* de antenas de las BSs. El resultado se puede ver en la Fig. 3.2 con $N_H = 30$.

Como en el anterior estudio, el aumento de antenas verticales en el *array* de antenas produce un aumento considerable en la capacidad media de los usuarios de la celda central. Además, como pasaba en el caso anterior, el aumento de capacidad no tiene ningún límite teórico al aumentar las antenas verticales o la potencia de transmisión. Sin embargo, se puede destacar que el crecimiento que sufre la eficiencia espectral en comparación al anterior estudio es mucho mayor. En el caso del sistema con más de un usuario (Multi-Layer Precoding) aumenta desde un valor menor a 8 bps/Hz hasta los 20 bps/Hz, una diferencia mucho mayor que en el caso anterior, el cual aumentaba desde los 9 bps/Hz hasta los 13.5 bps/Hz aproximadamente. La diferencia entre los dos casos anteriores es causada por el aumento del número de antenas verticales. Al principio del segundo caso, al tener un número tan pequeño de antenas verticales se reducen los grados de libertad en el ángulo de elevación causando que sea más complejo diferenciar a los usuarios situados al borde de la celda de los usuarios situados en

3. RESULTADOS

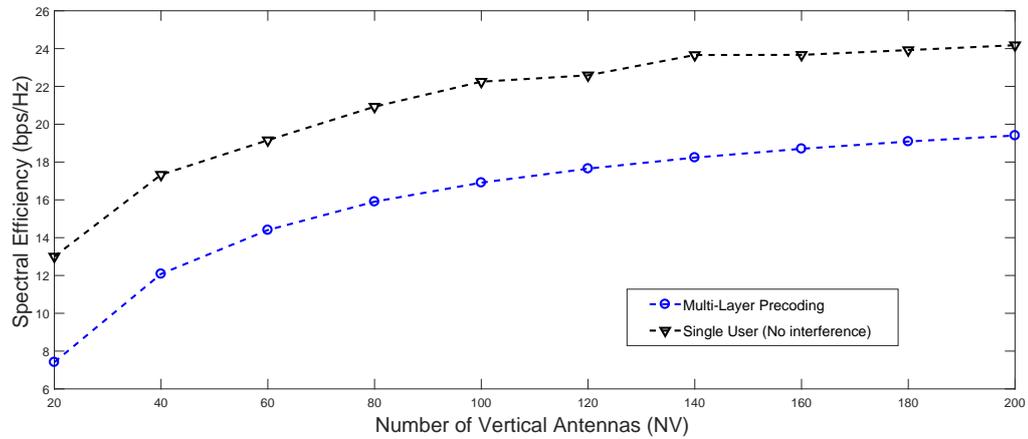


Figura 3.2: Eficiencia espectral modificando las antenas horizontales (N_V).

celdas interferentes. Al no poder diferenciar a los usuarios correctamente, la primera capa de precodificación cancela la información destinada a los usuarios situados en el borde de la celda como si fuera interferencia intercelular, provocando que dichos usuarios tengan una capacidad nula reduciendo de esta manera la capacidad media por usuario del sistema. Sin embargo, al aumentar las antenas verticales se consigue una mayor capacidad que en el primer caso debido a que se consiguen más grados de libertad en elevación permitiendo diferenciar con más exactitud a los usuarios más alejados de la BS central. En cambio, al aumentar las antenas horizontales no se consigue diferenciar con precisión a los usuarios más alejados del centro de la celda. Por tanto, la diferencia en el crecimiento de la capacidad entre el primer y segundo caso es causado por el aumento de capacidad de los usuarios más alejados de la BS en el segundo caso.

También se puede destacar que el crecimiento que tiene la gráfica de la Fig. 3.2 es más apreciable a primera vista. Empieza en un valor más pequeño que el caso anterior, pero obtiene más capacidad a partir de dimensiones de 60×30 antenas en el *array* que con unas dimensiones de 30×200 . Esta particularidad se debe a que al aumentar el número de antenas verticales, el sistema puede transmitir en el espacio nulo de las celdas colindantes. Como se ha explicado anteriormente, esto es debido a que al tener un gran número de antenas verticales, las matrices de covarianza en el ángulo de elevación tienen un rango más bajo, el cual provoca que el espacio nulo de los usuarios de las celdas colindantes tengan un solapamiento mayor. Al solaparse los espacios nulos, es más sencillo eliminar la interferencia intercelular con la primera capa aumentando de esta manera la capacidad media de los usuarios del sistema.

Finalmente, tras estudiar las dos posibilidades se puede destacar que aumentar el número de antenas verticales es más eficiente que aumentar el número de antenas horizontales. Por otro lado, a partir de un cierto número de antenas verticales (120-140) el incremento de capacidad es muy reducido. Por tanto, es importante considerar que al aumentar el número de antenas, el efecto de acomplamiento mutuo que sufren aumenta, causando posibles interferencias entre las antenas del *array*. Así pues, el

efecto de acoplamiento mutuo debe ser tratado convenientemente. Además, el coste (tanto *hardware* como computacional) y de mantenimiento de las antenas crece al tener más antenas que . Por tanto, en las simulaciones donde se modifiquen otros parámetros del sistema, las dimensiones del *array* de antenas serán con mayor número de antenas verticales que horizontales.

3.2 Impacto del área de cobertura y de la altura de la BS

En esta sección el análisis se centra en el impacto sobre la eficiencia espectral cuando el radio de la celda y la altura de la BS se modifican. Para ello, se han hecho varias simulaciones con diferentes radios de celda con unas dimensiones del *array* de antenas de 120×30 . En la primera parte se modifica el radio de la celda y se mantiene la altura de la BS, y en la segunda se modifica la altura y se mantiene el radio de la celda $r_{celda} = 200$ m.

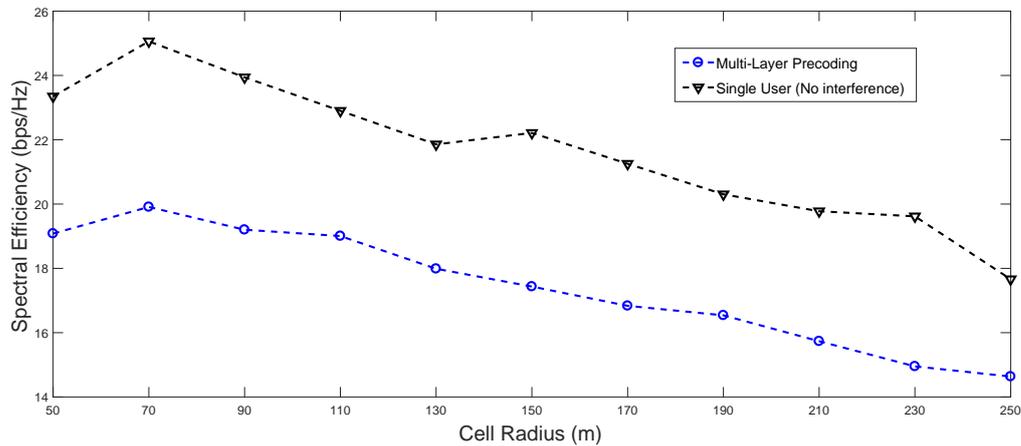


Figura 3.3: Eficiencia espectral modificando el radio de la celda (r_{celda}).

Tal y como se puede ver en la Fig. 3.3, aumentar el radio de la celda causa una reducción de la eficiencia espectral de los usuarios de la celda central. Se puede observar que la eficiencia espectral media de los usuarios es igual con un radio de 50 metros que con uno de 90. Esto es debido al diagrama de radiación de la antena, donde un usuario situado muy cerca de la BS no obtiene una radiación óptima debida al ángulo de *tilt* utilizado. Por ello, el radio de celda más conveniente desde el punto de vista de la eficiencia espectral es el de 70 metros.

La reducción de la eficiencia espectral al aumentar el radio de la celda es debido a múltiples causas. Una de las posibles causas es debido a la variación de los ángulos de elevación de los usuarios más alejados del centro de la celda. Al aumentar considerablemente el radio, los usuarios situados al borde de la celda tienen un ángulo de elevación muy similar al de los usuarios de las celdas interferentes. Por tanto, el espacio nulo de estos usuarios también será muy similar al de los usuarios de las celdas exteriores. Al situar la transmisión en el espacio nulo en el ángulo de elevación de los usuarios de las celdas interferentes, el canal de los usuarios al borde de la celda se verá

3. RESULTADOS

afectado o incluso bloqueado totalmente. Otra de las causas, y la que más influye, del decrecimiento de la eficiencia espectral al aumentar el radio de la celda es el aumento de las pérdidas de propagación del canal entre la MS y la BS central. Las pérdidas por propagación son mayores al haber más distancia entre la BS y el usuario.

Estos resultados son trasladables a la gráfica mostrada en la Fig. 3.4. Al tener una baja altura en las BSs se produce el mismo problema que al tener grandes radios de celda, los ángulos de elevación de los usuarios al borde de la celda son casi idénticos a los ángulos de elevación de los usuarios de las celdas interferentes. A medida que la altura aumenta, los ángulos de elevación se van diferenciando poco a poco causando una mejora en la eficiencia espectral de los usuarios al borde de la celda.

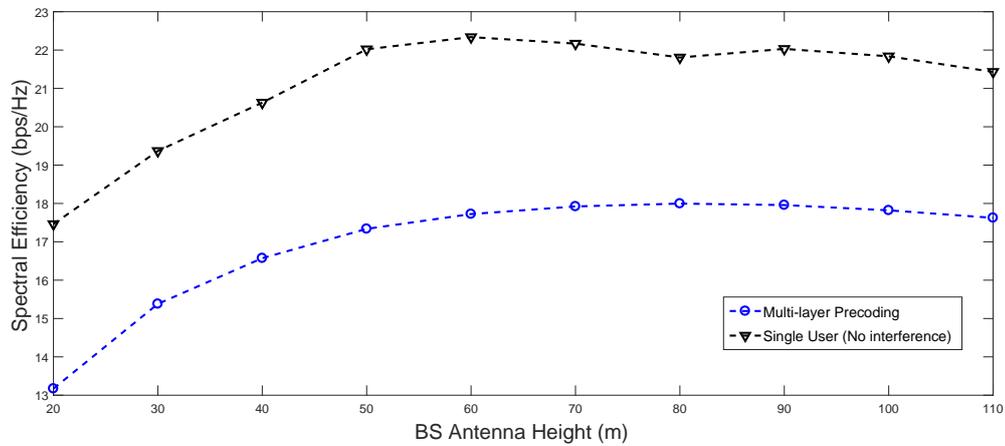


Figura 3.4: Eficiencia espectral modificando la altura de las BSs (h_R).

En la Fig. 3.4 cabe destacar que a partir de una cierta altura, la eficiencia espectral se reduce levemente. Este efecto puede ser debido al diagrama de radiación de la antena utilizado donde se utiliza un ángulo de *tilt* de 6 grados. Al tener un radio de 200 metros y un ángulo de *tilt* tan pequeño, la radiación de la antena hacia un usuario situado al borde de la celda no es tan grande como un usuario situado a 60 metros de la antena. Esto hace que la capacidad de los usuarios afectados por este problema se vea reducida provocando que la capacidad media de los usuarios de la celda central se reduzca. Así mismo, como ocurría en el caso anterior, la reducción de la eficiencia espectral se debe principalmente a las pérdidas de propagación del canal debido al aumento de la distancia entre la MS y el *array* de antenas al aumentar la altura a la que está situado dicho *array*.

Por tanto, desde el punto de vista de la eficiencia espectral es más eficiente situar el *array* de antenas a una altura de 60-70 metros en el caso estudiado. Además, cabe destacar que una antena de más de 80 metros de altura conlleva un coste de despliegue y mantenimiento más alto bajo el punto de vista económico, y un impacto visual más severo desde el punto de vista medioambiental que una antena situada a menor altura.

Para explicar la influencia sobre la capacidad de los usuarios según el ángulo de *tilt* utilizado, se han realizado varias simulaciones modificando dicho ángulo con el mismo estudio de la Fig. 3.4.

3.2. Impacto del área de cobertura y de la altura de la BS

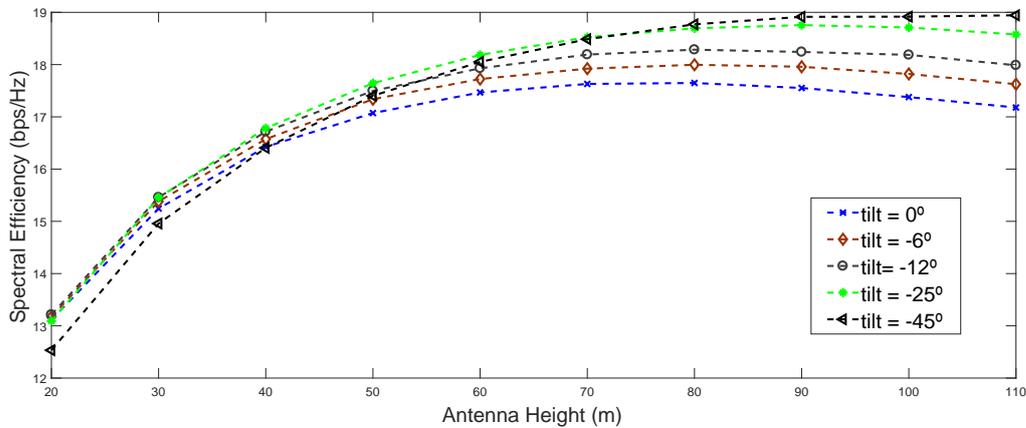


Figura 3.5: Eficiencia espectral modificando la altura de las BSs (h_R) y el ángulo de *tilt* (θ_c^{tilt}).

Como se puede observar en la Fig. 3.5, el resultado obtenido muestra una pequeña diferencia de eficiencia espectral entre los diferentes resultados para BSs situadas a menos de 60 metros de altura. Como se ha explicado anteriormente, las alturas mayores de 70 metros pueden obviarse debido a las diferentes dificultades que presenta situar una BS a esa altura. Por tanto, para alturas moderadamente bajas (20 metros), es independiente el ángulo de *tilt* en un rango de 0 a 25 grados debido a que la eficiencia espectral es similar. Esto es causado por el gran radio de la celda (200 metros) frente a una altura relativamente baja (20 metros), donde los usuarios situados en el borde de la celda tendrán la misma radiación independientemente del ángulo de *tilt* utilizado. Por tanto, en este caso, la eficiencia espectral de dichos usuarios solo puede mejorar si se reduce el radio de la celda o se aumenta la altura de la BS como se puede comprobar en los resultados obtenidos.

Donde se empieza a ver una clara diferencia es a partir de los 50 metros de altura, donde la mayor eficiencia espectral se obtiene utilizando un ángulo de *tilt* de -25 grados, superado por el sistema con un ángulo de -45 grados a partir de los 70 metros. El sistema con un ángulo de -45 grados es el más eficiente con mayores alturas porque al estar a más altura se necesita un ángulo que dirija la radiación hacia los usuarios de la celda, los cuales están situados muy abajo respecto de la antena. Si se tiene un ángulo menor (0 grados), la radiación irá recta y, al estar a 100 metros de altura, los usuarios recibirán menor radiación causando una reducción en la eficiencia espectral. Sin embargo, el inconveniente de tener un ángulo de -45 grados se puede ver en las alturas menores a 60 metros. Se observa que es el sistema con menor eficiencia espectral debido a que al estar a esa altura, la antena radia directamente hacia abajo, mejorando la capacidad de los usuarios más cercanos a la antena pero empeorando la de los usuarios más alejados.

En los sistemas actuales de 4G se utiliza un ángulo de *tilt* de aproximadamente -6 grados, por tanto el análisis de este estudio en concreto es solo para observar el comportamiento del sistema con ángulos diferentes de los que se utilizan en la práctica. Asimismo, la diferencia de capacidad del sistema con -6 grados y uno con -25 grados

es de décimas con las alturas utilizadas en la realidad (unos 40 metros). Por tanto, con un ángulo de -6 grados podemos asegurar un buen rendimiento para los usuarios sin tener que afectar significativamente a los que están más alejados de la BS

3.3 Impacto del número de usuarios por celda

Para seguir con el análisis del modelo de precodificación propuesto, se ha estudiado el impacto sobre la eficiencia espectral de los usuarios al incrementar el número de usuarios a los que dan servicio las BSs del sistema en cada una de las celdas. Para ello, se ha utilizado un *array* de antenas de dimensiones 80×30 .

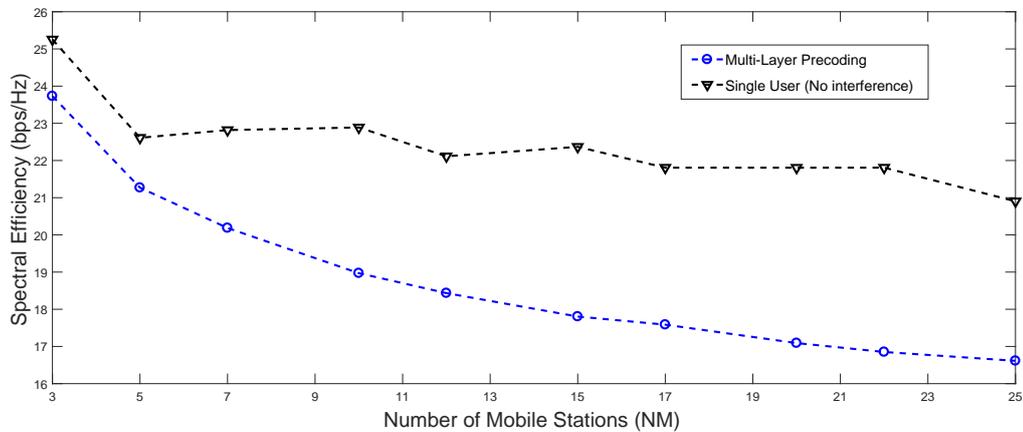


Figura 3.6: Eficiencia espectral modificando el número de usuarios por celda (N_M).

Al observar en la Fig. 3.6 los resultados obtenidos se puede considerar que al haber más usuarios en la red celular se produce una disminución de la capacidad media por usuario. Para el caso en el que se lanza un único usuario en la celda central, N_M representa el número de usuarios que se lanzan en las celdas exteriores.

Como se podía prever la capacidad media de los pocos usuarios servidos en el sistema con más de un usuario se asemeja al sistema con un único usuario en la celda central. Al haber pocos usuarios en todo el sistema, la interferencia, tanto intercelular como intracelular, es baja. Provocando una eficiencia espectral de los usuarios muy elevada que se mantiene hasta tener aproximadamente una decena de usuarios, donde comienza a reducirse notablemente.

Aunque la capacidad media por usuario se reduzca debido a que el sistema necesita dar servicio a más usuarios, se puede comprobar que la eficiencia espectral total de todos los usuarios del sistema aumenta. Por tanto, pese a haber un aumento de usuarios y una reducción de la capacidad media de cada usuario, el sistema proporciona un mejor servicio. Es decir, el sistema es capaz de explotar de forma eficiente la denominada diversidad multiusuario. Esta consiste en aprovechar que diferentes usuarios experimentarán un canal distinto para que, en un momento determinado, transmita (o reciba) el usuario que tiene las mejores condiciones de canal, quedando sin transmitir (o recibir) los otros usuarios debido a que tienen peor eficiencia espectral en ese mo-

mento. El sistema explota eficientemente esta diversidad debido a que al aumentar los usuarios del sistema, la probabilidad de encontrar un usuario experimentando buenas condiciones de canal aumenta. De este modo, siempre habrá algún usuario que pueda transmitir en buenas condiciones, conllevando un incremento en la capacidad total del sistema.

3.4 Probabilidad de cobertura

En esta sección se estudiará la probabilidad de cobertura del sistema. Como se ha explicado anteriormente, será la probabilidad de que la eficiencia espectral de un usuario k de la celda c (R_{ck}) elegido aleatoriamente entre los usuarios de la celda supere un valor de eficiencia espectral determinado (R_{th}). Para analizarla se utilizará la Complementary Cumulative Distribution Function (CCDF) de la capacidad instantánea por usuario. La CCDF de una variable aleatoria real (R_{ck}) es la probabilidad de que esta variable tome valores superiores a R_{th} . La CCDF de la variable aleatoria R_{ck} es la función $F_{R_{ck}} : \mathbb{R} \rightarrow [0, 1]$ definida por

$$F_{R_{ck}}(R_{th}) = P(R_{ck} > R_{th}) = \int_{R_{th}}^{\infty} f(R_{th}) dR_{th}, \quad (3.1)$$

donde $f(R_{th})$ es la Probability Density Function (PDF) de la variable aleatoria (R_{ck}).

Los resultados han sido calculados utilizando un *array* de antenas de dimensiones 120×30 ($N_V = 120$ y $N_H = 30$) y con otro de 30×120 ($N_V = 30$ y $N_H = 120$) para comprobar que la conclusión extraída de la sección 3.1 es correcta.

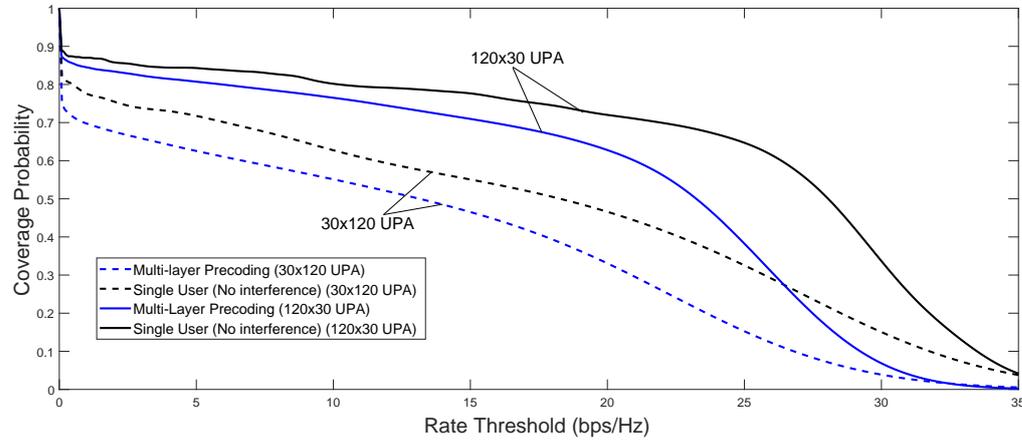


Figura 3.7: Probabilidad de cobertura del sistema.

Como se puede observar en la Fig. 3.7 hay una gran probabilidad de que algunos usuarios no tengan servicio con un Uniform Planar Array (UPA) de 30×120 , es decir, la BS bloquea la transmisión hacia algunas de las MSs. La probabilidad de bloquear a MSs se observa en la primera parte de la gráfica, ya que la probabilidad de que se cumpla $R_{ck} \geq R_{th}$ cuando $R_{th} \sim 0$ bps/Hz es menor a uno. Con lo cual se indica que hay una probabilidad cerca de 0.3 de que un usuario para un UPA de 30×120 tenga una eficiencia

espectral aproximadamente igual a cero, es decir, no tenga servicio. En cambio, para un UPA de 120×30 esta probabilidad se reduce a un 0.12 aproximadamente, aunque sigue siendo bastante alta.

Este bloqueo de algunos usuarios de la celda es debido al problema de dar servicio a usuarios situados al borde de la celda. La primera capa de precodificación está diseñada para eliminar la interferencia intercelular, es decir, bloquea las transmisiones de los usuarios de las celdas exteriores. Al tener un ángulo similar de elevación los usuarios de celdas exteriores y los que están situados en el borde de la celda, la BS no puede distinguirlos y, al aplicar la primera capa, también bloquea a estos usuarios del borde de la celda aunque estén dentro de la celda central. Por tanto, estos usuarios tendrán una baja eficiencia espectral al bloquearle la transmisión todas las BSs cercanas.

Asimismo, la probabilidad de cobertura con el UPA de 120×30 es mucho más alta que la del sistema con el otro UPA. Como se había concluido anteriormente, los sistemas con más antenas verticales serán más eficientes porque permiten más grados de libertad en el ángulo de elevación, lo que permite que se diferencien mejor los usuarios del borde de la celda que los de las celdas exteriores. También se ha explicado que al haber un mayor número de antenas verticales se produce un solapamiento del espacio nulo de los usuarios de las celdas interferentes. Al solaparse los espacios nulos, es más sencillo eliminar la interferencia intercelular con la primera capa de precodificación aumentando de esta manera la capacidad media de los usuarios del sistema. Dicho aumento es causado por el aumento de la capacidad de los usuarios situados al borde de la celda debido a que las BSs pueden diferenciar a estos usuarios de los usuarios de las celdas interferentes con más precisión.

3.5 Eficiencia espectral según la distancia al centro de la celda

En esta sección se analizará la eficiencia espectral por MS en función de su distancia respecto al centro de la celda. Para realizar el estudio se ha hecho una media de la capacidad de los usuarios situados dentro de un anillo concéntrico donde se modifica el radio de este anillo. Al igual que en la sección anterior, se ha realizado el estudio con dos UPAs diferentes, uno de 120×30 y otro de 30×120 .

El resultado obtenido se muestra en la Fig. 3.8. Tal y como se explicaba en la sección anterior, los usuarios bloqueados son aquellos que están situados a mayor distancia del centro. Por lo tanto, un usuario situado en el borde de la celda (cerca de los 85 metros), se verá bloqueado.

Por otro lado, los usuarios situados justo debajo de la BS con el UPA de 30×120 , donde la distancia es menor a 20 metros, tienen una capacidad menor que los usuarios más alejados (alrededor de 30 metros). La diferencia se debe al diagrama de radiación de la antena, donde los usuarios situados justo debajo de la antena no reciben una radiación óptima, ya que para tenerla, la antena tendría que apuntar hacia abajo directamente. En cambio, en el otro caso, la capacidad se mantiene estable hasta los 60 metros de distancia.

Como se podía prever, el sistema con el *array* con más antenas verticales tiene una eficiencia mucho mejor que el otro *array*. En el caso donde hay más antenas horizontales, la capacidad comienza a reducirse a partir de los 45 metros de distancia. En cambio, para el caso con más antenas verticales la reducción no empieza hasta

3.5. Eficiencia espectral según la distancia al centro de la celda

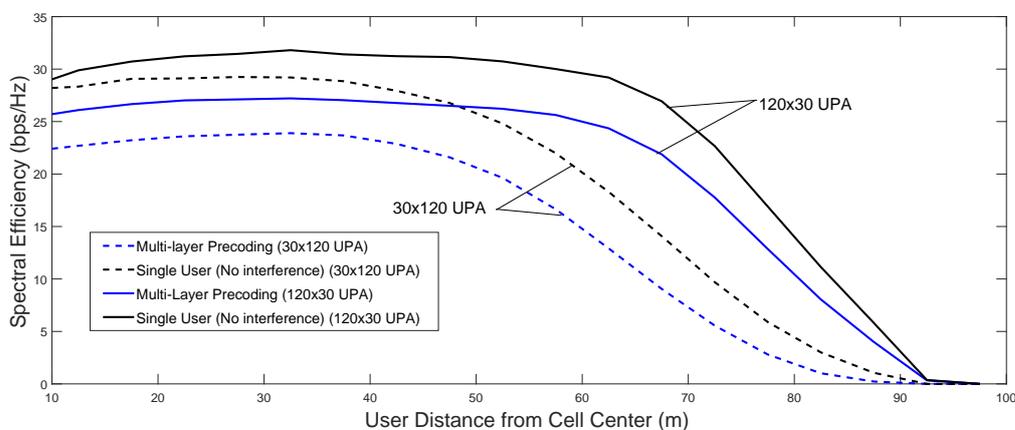


Figura 3.8: Eficiencia espectral en función de la distancia de la MS al centro de la celda.

los 60 metros. Para el UPA de 30×120 es más difícil distinguir los usuarios a partir de 50 metros debido a que al tener tan pocas antenas verticales, es más complicado diferenciar a los usuarios según su ángulo de elevación. Al contrario pasa en el otro caso, donde se puede distinguir fácilmente a los usuarios hasta los 70 metros para tener la misma capacidad que el UPA de 30×120 porque hay más grados de libertad en elevación y permiten una mayor distinción entre ellos.

En el caso del UPA de 120×30 los usuarios situados a 80 metros tienen una capacidad de 12 bps/Hz aproximadamente mucho mayor que en el otro caso, donde dichos usuarios sufren un bloqueo de transmisión con una capacidad cercana a 1 bps/Hz.

En anteriores secciones se ha estudiado la influencia del ángulo de *tilt* en el comportamiento del sistema. En este estudio en concreto, se ha decidido mostrar el impacto del ángulo utilizado sobre la eficiencia espectral de los usuarios según su distancia al centro.

Anteriormente se ha llegado a la conclusión de que el ángulo de *tilt* utilizado influye más notablemente a los usuarios situados cerca de la antena situada a una altura próxima a los 40 metros. Esto es debido a que la capacidad de estos usuarios aumenta cuando se utiliza un ángulo de *tilt* más grande porque la antena emite una mejor radiación hacia ellos. Sin embargo, al tener un ángulo de *tilt* más grande, los usuarios más alejados del centro de la celda sufren una reducción de la capacidad.

Como se puede ver en la Fig. 3.9, los resultados son muy similares en distancias mayores de 45 metros. Se puede observar que un usuario situado a una distancia de 10 metros, obtendrá una capacidad mayor cuando se tiene un ángulo de *tilt* más grande (-60 grados). La diferencia entre utilizar un ángulo de *tilt* tan grande y el utilizado normalmente en 4G (aproximadamente -6 grados) es de 4 bps/Hz aproximadamente. La diferencia se va reduciendo poco a poco hasta que en los 40 metros es de 2 bps/Hz.

Tal y como se muestra en la ampliación, a una distancia de 75 metros, el ángulo más eficiente es el de -25 grados. El segundo más eficiente es el de -6 grados, el utilizado en los sistemas reales, que ya ha superado en eficiencia a los ángulos más grandes (-45 y -60 grados).

3. RESULTADOS

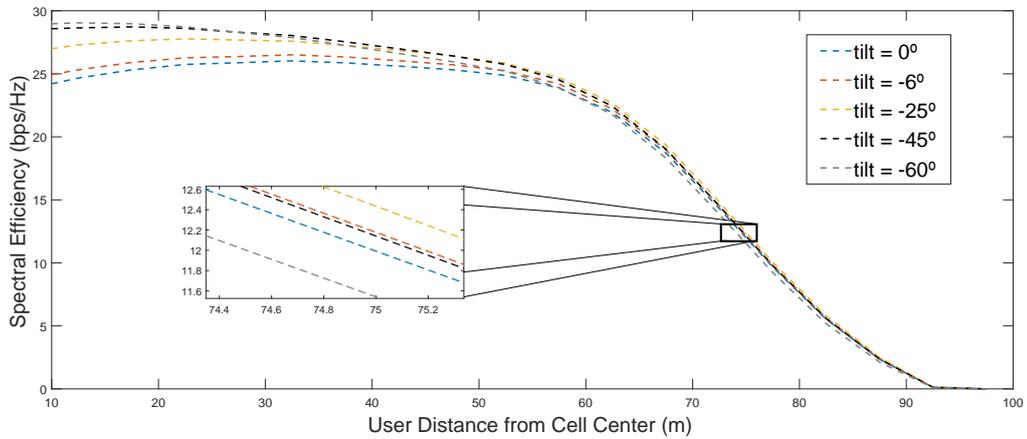


Figura 3.9: Eficiencia espectral en función de la distancia de la MS al centro de la celda (variando θ_c^{tilt}).

Por tanto, se puede llegar a la conclusión de que el ángulo de *tilt* utilizado en un sistema sí que influye en la eficiencia espectral de los usuarios, pero no es determinante. Debido a esto, es más eficiente seguir utilizando un ángulo de -6 grados para no perjudicar tanto a los usuarios situados más lejos del centro de la celda. Asimismo, el ángulo solo influye notablemente a los usuarios situados justo debajo de la celda. También es recomendable utilizar el ángulo de -6 grados porque la capacidad de los usuarios situados entre 10 y 60 metros es muy similar (entre 24 y 26 bps/Hz). En cambio, para ángulos mayores, la diferencia entre estos usuarios es de aproximadamente 3 bps/Hz en el caso de un ángulo de -25 grados. Por tanto, utilizando ángulos mayores se beneficiaría más a unos usuarios que a otros, y con un ángulo de -6 grados se beneficiaría a todos los usuarios por igual.

CONCLUSIONES

En este TFG se ha estudiado el rendimiento del modelo de precodificación propuesto en [17] para solucionar la problemática de la interferencia intercelular y de la contaminación de pilotos en sistemas FD *massive* MIMO. Este diseño gestiona eficientemente los problemas relacionados con la contaminación de los pilotos durante el proceso de estimación del canal y los diferentes tipos de interferencia estudiados, intercelular e intracelular. Todo ello se consigue con un modelo de precodificación de baja complejidad que aprovecha el conocimiento de las estadísticas del canal a medio y largo plazo.

Se ha demostrado con los diferentes resultados obtenidos que el modelo propuesto obtiene un mejor rendimiento al incrementar el número de antenas. Sin embargo, el rendimiento es mayor cuando se incrementan las antenas verticales en lugar de las horizontales debido al diseño de la primera capa de precodificación, el cual está centrado en eliminar la interferencia intercelular basándose en la dirección del ángulo de elevación. Al haber un gran número de antenas verticales es posible diferenciar con mejor precisión a los usuarios situados al borde de la celda de los situados en celdas vecinas. En cambio, al incrementar las antenas horizontales no se consigue diferenciar a estos usuarios debido a que su ángulo de elevación no varía. Cabe destacar que se requieren un gran número de antenas verticales (entre 80 y 140 antenas) para realizar una gestión adecuada de la interferencia intercelular y aumentar la eficiencia espectral de los usuarios del sistema.

En este proyecto también se ha estudiado el rendimiento del modelo propuesto en función de la altura de la BS y el radio de la celda. Los resultados han demostrado que el sistema reduce su rendimiento a medida que aumenta la altura de la BS o la celda cubre un área mayor. Este efecto se debe a las pérdidas de propagación del canal, las cuales se incrementan debido a que la distancia entre la MS y la BS aumenta. También, se ha estudiado el impacto del ángulo de *tilt* utilizado en el diagrama de radiación de la antena para analizar su influencia sobre el sistema. En el estudio se ha comprobado que el *tilt* elegido afecta de forma más determinante para alturas de más de 70 metros. En estos casos, cuanto más grande sea el ángulo de *tilt* utilizado, se observa un mejor

4. CONCLUSIONES

rendimiento del sistema. Sin embargo, también se ha demostrado que para alturas menores a 60 metros, los ángulos más grandes proporcionan peor servicio que los pequeños. Por tanto, es más eficiente utilizar un ángulo de *tilt* moderado (entre -4 y -12 grados).

Respecto al impacto del número de usuarios por celda en el sistema, se ha demostrado que el sistema aumenta la eficiencia espectral total a medida que se incrementa el número de usuarios. Por tanto, el sistema es capaz de explotar de forma eficiente la denominada diversidad multiusuario.

También se ha estudiado la probabilidad de cobertura del sistema utilizando dos distribuciones diferentes de antenas: en la primera se han utilizado 120 antenas verticales y 30 horizontales, y en la segunda, 30 antenas verticales y 120 horizontales. Los resultados demuestran que se consigue una mayor probabilidad de cobertura utilizando la primera distribución, dado que la dimensión vertical juega un papel preponderante para dicha métrica. Se ha resaltado que en los dos casos existe una probabilidad de bloqueo de usuarios, los cuales no obtienen servicio al situarse en los bordes de la celda. En el primer caso hay una probabilidad de 0.12 de que un usuario sea bloqueado por la BS y en el segundo caso, hay una probabilidad mucho mayor, aproximadamente igual a 0.3.

Finalmente, se ha estudiado el impacto de la distancia de los usuarios respecto al centro de la celda utilizando las dos distribuciones mencionadas anteriormente. Como se ha podido comprobar, en el primer caso se obtiene un mayor rendimiento que en el segundo. Cabe destacar que a partir de los 85 metros de distancia un usuario queda bloqueado por la BS. Además, se ha estudiado el impacto del ángulo de *tilt*, el cual influye de forma más determinante en los usuarios más próximos al centro. Se ha demostrado que utilizando ángulos de *tilt* pequeños, los usuarios más próximos al centro obtienen una eficiencia espectral inferior que utilizando un ángulo de *tilt* más grande. Sin embargo, los usuarios más alejados obtienen mayor eficiencia espectral utilizando un *tilt* pequeño.

A pesar del gran rendimiento demostrado por el modelo de precodificación utilizado, existen varios problemas aún por estudiar. Para trabajos futuros se plantean diferentes aspectos a estudiar: aumentar la eficiencia espectral de los usuarios situados al borde de la celda, optimizar la implementación del modelo de capas de precodificación, y analizar el rendimiento de *massive* MIMO en bandas frecuenciales correspondientes a ondas milimétricas (30-300 GHz).

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Cisco, “Cisco visual networking index: Global mobile data traffic forecast update, 2016-2021.” [Online]. Available: <https://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/service-provider/visual-networking-index-vni/mobile-white-paper-c11-520862.html> (document), 1, 1.1
- [2] S. J. Schwarz, “Robust full-dimension mimo transmission based on limited feedback angular-domain csit,” 2018. (document), 2.2
- [3] T. Marzetta, “Massive MIMO: an introduction.” *Bell Labs Technical Journal*, 20, pp. 11–22, 2015. (document), 1, 1.1, 1.5
- [4] T. Rappaport, S. Sun, R. Mayzus, H. Zhao, Y. Azar, K. Wang, G. Wong, J. Schulz, M. Samimi, and F. Gutierrez, “Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work!” vol. 1, pp. 335–349, 01 2013. 1
- [5] T. Rappaport, Y. Xing, G. MacCartney, A. Molisch, E. Mellios, and J. Zhang, “Overview of Millimeter Wave Communications for Fifth-Generation (5G) Wireless Networks-with a focus on Propagation Models,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, August 2017. 1
- [6] A. Windlehurst, E. Ayanoglu, P. Heydari, and F. Capolino, “Millimeter-Wave massive MIMO: the next wireless revolution?” *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 9, pp. 56–62, September 2014. 1
- [7] L. Lu, G. Y. Li, A. L. Swindlehurst, A. Ashikhmin, and R. Zhang, “An overview of massive MIMO; Benefits and challenges,” *IEEE journal of selected topics in signal processing*, 8(5), pp. 742–758, 2014. 1.1, 1.2
- [8] H. Q. Ngo, “Massive MIMO: Fundamentals and System Designs,” 2015. 1.1
- [9] T. L. Marzetta, E. G. Larsson, H. Yang, and N. Q. Ngo., “Fundamentals of Massive MIMO,” *Cambridge University Press*, 2016. 1.1
- [10] F. Rusek, D. Persson, B. K. Lau, E. G. Larsson, T. L. Marzetta, O. Edfors, and F. Tufvesson, “Scaling up MIMO: Opportunities and challenges with very large arrays,” *IEEE Signal Processing Magazine*, 30(1), pp. 40 – 60, 2013. 1.1
- [11] T. Marzetta, “How much training is required for multiuser MIMO?” *Proc. 40th Asilomar Conf. Signals, Syst., Comput. (ACSSC)*, pp. 359–363, October 2006. 1.1

- [12] Y. H. Nam, B. L. Ng, K. Sayana, Y. Li, J. Zhang, Y. Kim, and J. Lee, “Full-dimension MIMO (FD-MIMO) for next generation cellular technology,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 51, no. 6, pp. 172–179, June 2013. 1.1
- [13] E. G. Larsson, O. Edfors, F. Tufvesson, and T. L. Marzetta, “Massive MIMO for next generation wireless systems,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 2, pp. 186 – 195, February 2014. 1.2
- [14] E. Björnson, E. G. Larsson, and M. Debbah, “Massive MIMO for Maximal Spectral Efficiency: How Many Users and Pilots Should Be Allocated?” *IEEE Transactions on Wireless Communications*. 1
- [15] E. Björnson, J. Hoydis, M. Kountouris, and M. Debbah, “Hardware impairments in large-scale MIMO systems: Energy efficiency, estimation, and capacity limits,” *Proc. Int. Conf. Digital Signal Process. (DSP)*, July 2013. 2
- [16] E. Björnson, J. Hoydis, M. Kountouris, and M. Debbah, “Massive MIMO systems with non-ideal hardware: Energy efficiency, estimation, and capacity limits,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, 2013. 2
- [17] A. Alkhateeb, G. Leus, and R. W. H. Jr., “Multi-Layer Precoding: A Potential Solution for Full-Dimensional Massive MIMO Systems,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol.16, No.9, pp. 5810–5824, September 2017. 1.4, 1, 2, 2.3.2, 4
- [18] D. Ying, T. A. Thomas, D. J. Love, F. W. Vook, and A. Ghosh, “Kronecker Product Correlation Model and Limited Feedback Codebook Design in a 3D Channel Model,” *IEEE Wireless Communications Symposium*, pp. 5865 – 5870, June 2014. 2.2, 2.2.1
- [19] P. Kyösti *et al.*, “WINNER II Channel Models - Part I: Channel Models,” *Deliverable IST-4-027756 WINNER II - D1.1.2 V1.2*, September 2007. 2.2.2