

Redes Multi-Celda Coordinadas con Información de Canal Limitada en el Transmisor

Autor: Fernando Domene Oltra

Director: Dra. Gema Piñero Sipán

Resumen

Las redes coordinadas están consideradas como una de las principales técnicas para mejorar la eficiencia espectral de los futuros sistemas de comunicaciones de banda ancha. En un sistema multi-celda coordinado, varias estaciones base transmiten a los usuarios y pueden intercambiar datos de usuario, información local de canal y otra información necesaria para la sincronización. Desde el punto de vista del usuario, la información del canal debe ser realimentada a las estaciones base para posibilitar el diseño de la precodificación. Uno de los mayores desafíos que presentan estas redes es el diseño de algoritmos eficientes que reduzca la complejidad del sistema. En este trabajo, se estudian las bases de estos sistemas y se proponen dos esquemas de coordinación basadas en un conocimiento limitado del canal por parte del transmisor: *red con coordinación distribuida*, donde sólo se dispone de información local del canal en cada estación base, y *red con coordinación parcial*, donde además no todas las estaciones base transmiten a los usuarios. Los resultados de las simulaciones muestran que estos esquemas mejoran significativamente las prestaciones de las redes convencionales en entornos limitados por la interferencia multi-usuario.

Abstract

Network coordination is considered as one of the fundamental techniques to improve the spectral efficiency of future broadband communication systems. In a coordinated multi-cell system, several base stations transmit to users and are able to exchange user data, local channel state information and other information for synchronization issues. From the user point of view, estimated channel state information needs to be fed back to its base stations to make precoding design possible. One of the major challenges associated with network coordination is the design of efficient algorithms which can result in lower complexity requirements. In this work, the background of these systems are studied and two network coordination schemes that rely on the use of limited channel state information at the transmitter side are proposed: *distributed network coordination*, where only local channel state information is available at each base station, and *partial network coordination*, where not all base stations are allowed to transmit to the users. Simulation results show that these schemes achieve significant gains when compared to conventional non-coordinated networks in multi-user interference-limited scenarios.

Autor: Domene Oltra, Fernando, email: ferdool@iteam.upv.es

Director: Piñero Sipán, Gema, email: gpinyero@dcom.upv.es

Fecha de entrega: 15-09-09

Índice general

1. Introducción	1
1.1. Sistemas MIMO	1
1.2. Redes coordinadas	2
1.3. Contenidos de la tesina	2
2. Capacidad de los Sistemas MIMO	4
2.1. Información mutua y capacidad del canal	4
2.1.1. Definición matemática de capacidad	4
2.1.2. Canales multi-user	5
2.2. MIMO Single-user	6
2.2.1. Modelo del sistema	6
2.2.2. Capacidad del canal	7
2.3. MIMO Multi-user	8
2.3.1. Región de capacidad del <i>Multiple Access Channel</i>	9
2.3.2. Técnicas en el enlace <i>uplink</i>	10
2.3.3. Región de capacidad del <i>Broadcast Channel</i>	12
2.3.4. Técnicas en el enlace <i>downlink</i>	15
3. Redes Multi-Celda Coordinadas	17
3.1. Modelo de Red con Coordinación Centralizada	20
3.2. Modelo de Red con Coordinación Distribuida	22
3.3. Modelo de Red con Coordinación Parcial	23
4. Simulaciones y Resultados	26
5. Conclusiones	33
6. Agradecimientos	35
Bibliografía	36

Capítulo 1

Introducción

1.1. Sistemas MIMO

Los sistemas de comunicaciones con múltiples antenas (*Multiple-Input Multiple-Output*, MIMO), han evolucionado muy rápidamente durante la última década debido al gran interés que han despertado sus prestaciones. Inicialmente, estos sistemas fueron propuestos para enlaces punto a punto pero, hoy en día, están considerados como una posible solución tecnológica para los futuros sistemas de comunicaciones inalámbricas o celulares, puesto que permiten el incremento de la tasa binaria sin variar la potencia ni el ancho de banda [1, 2].

En general, un sistema de comunicaciones MIMO es un sistema que dispone de varias antenas en transmisión y recepción, ya sea en un mismo usuario o distribuidas en varios usuarios. De este modo, se introduce una dimensión espacial en el procesamiento de la señal, dando paso al procesamiento espacio-temporal. Los sistemas MIMO se pueden dividir en tres categorías: *beamforming*, multiplexación espacial y diversidad de código.

El *beamforming* es un conformado de haz que se consigue al transmitir la misma señal por todas las antenas transmisoras con la fase y ganancia adecuada en cada una de ellas. Los pesos que ponderan la señal en cada una de las antenas, se eligen en función del objetivo que se persigue, como maximizar la relación señal a ruido (*Signal-to-Noise Ratio*, SNR) en recepción, reducir el efecto multicamino, etc. Hay que destacar que este procesamiento requiere información del estado del canal (*Channel State Information*, CSI) en el transmisor.

La multiplexación espacial permite enviar señales independientes de forma simultánea sobre el canal MIMO. De esta forma, una señal de elevada tasa binaria se puede dividir en varias señales de una tasa binaria menor y transmitir utilizando el mismo canal en frecuencia. Del mismo modo, en caso de existir varios usuarios en el sistema, se puede transmitir distinta información a cada usuario utilizando el mismo medio físico. Si los canales están lo suficientemente incorrelados y tienen una firma espacial lo suficiente-

mente separable, los canales se podrán separar en recepción y, de esta forma, tener varios canales *Single-Input Single-Output* (SISO) paralelos.

Por último, la diversidad de código es utilizada cuando no se dispone de CSI en el transmisor. La forma de potenciar la diversidad de la señal se consigue mediante la transmisión de la misma señal a través de distintos canales con desvanecimientos incorrelados. Estas técnicas se conocen comúnmente como codificación espacio-temporal.

1.2. Redes coordinadas

La próxima generación de redes inalámbricas debe proveer servicios de banda ancha, como difusión de video e Internet, junto con servicios de baja tasa habituales, como la comunicación por voz. Mientras la demanda de servicios inalámbricos aumenta, los recursos de radio cada vez son más escasos. Como principal ejemplo de estos recursos encontramos la limitación en ancho de banda en un espectro cada vez más saturado, y la limitación en potencia transmitida en dispositivos portátiles y móviles, con baterías cada vez más pequeñas. De esta forma, la eficiencia espectral es el principal requisito para los sistemas de comunicaciones inalámbricas del futuro.

En la actualidad, existe un interés creciente en sistemas multi-celda que aprovechan el enlace de alta capacidad o *backbone* entre estaciones base (*Base Stations*, BSs) para implementar una transmisión o recepción conjunta. En estos sistemas, un conjunto de BSs actúan como un array de antenas distribuidas espacialmente y, de esta manera, los datos son transmitidos a cada usuario simultáneamente desde las distintas BSs. Esta forma de procesamiento multi-celda cooperativo, conocida como *Network Coordination* [3, 4], ha demostrado que puede ofrecer la eficiencia espectral requerida por los futuros sistemas de comunicaciones inalámbricos. De hecho, esta técnica ya está incluida en los nuevos esquemas de transmisión del 3GPP bajo el nombre de procesamiento conjunto o *joint processing* [5].

1.3. Contenidos de la tesina

La estructura que presenta la presente tesina es la siguiente:

En el Capítulo 2 se realiza una revisión sobre los principales resultados de capacidad de canales desde el punto de vista de la Teoría de la Información. Así mismo, se definen los modelos para sistemas MIMO *single-user* y *multi-user*, y se introducen las principales técnicas para éstos últimos.

En el Capítulo 3 se exponen los modelos y las técnicas utilizadas por los tres esquemas de redes coordinadas propuestos. En el Capítulo 4 se muestran las simulaciones y resultados obtenidos por los sistemas presentados anteriormente, y en el Capítulo 5 se presentan un breve resumen y las conclusiones de esta tesina.

En el apéndice se muestra el resumen y la primera página del artículo al que ha dado lugar este trabajo y que se encuentra en la fase de revisión en estos momentos:

- F. Domene, G. Piñero, C. Botella, M. Diego and A. González, "Joint Processing for the Downlink of Multi-Cell Networks with reduced Channel Knowledge Requirements at the Transmitter Side", Submitted to *Wireless Communications and Mobile Computing 2009*.

Por último, el apéndice lo completan dos publicaciones que están directamente relacionados con la presente tesina. En el primero se expone un algoritmo de control de potencia y *beamforming* de baja complejidad en redes coordinadas W-CDMA, mientras que el segundo trata la Cuantificación Vectorial en el canal de *feedback* por parte de los usuarios en sistemas OFDM:

- C. Botella, F. Domene, G. Piñero and Tommy Svensson, "A Low-complexity Joint Power Control and Beamforming Algorithm for the Downlink of Multi-user W-CDMA Coordinated Systems", in *Proc. IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, June 2009, pp. 226-230.
- M. Moisson, G. Piñero and F. Domene, "Estudio de la Cuantificación Vectorial en Canales OFDM con Restricciones de *Limited Feedback*" in *XXIV Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2009)*, 2009.

Capítulo 2

Capacidad de los Sistemas MIMO

Como se ha comentado en el Capítulo 1, los sistemas MIMO consiguen gran ganancia en términos de capacidad. Este hecho ha provocado un importante aumento en el desarrollo de técnicas de transmisión y recepción que permitan obtener estos beneficios de capacidad, manteniendo un compromiso entre diversidad y multiplexación. En este capítulo se va a estudiar el límite de capacidad de Shannon para sistemas MIMO *single-user* y *multi-user*. Este límite determina la tasa máxima a la que se puede transmitir sobre un canal MIMO con una tasa de error arbitrariamente pequeña, es decir, tan pequeña como se desee. Para ello, no se tiene en cuenta la complejidad del codificador ni del decodificador.

2.1. Información mutua y capacidad del canal

La capacidad del canal, representada por C , fue introducida por Shannon en 1948 [6]. Con ella demostró que para cualquier tasa $R < C$, existe un código de canal con una probabilidad de error arbitrariamente baja. De esta forma, para cualquier tasa $R < C$ se puede conseguir cualquier probabilidad de error $P_e > 0$. Sin embargo, dicho código puede tener una longitud de bloque alta y la complejidad de codificación y decodificación puede ser muy elevada. De hecho, la longitud de bloque se incrementa conforme P_e disminuye y/o R se acerca a C . Además, Shannon demostró la imposibilidad de conseguir probabilidades de error arbitrariamente pequeñas para tasas $R > C$.

2.1.1. Definición matemática de capacidad

En [6], Shannon explicó que la capacidad de un canal puede ser caracterizada en términos de la información mutua entre la entrada y la salida del canal. El modelo básico de canal está formado por una entrada aleatoria X , una salida aleatoria Y , y una relación entre X e Y que, generalmente, viene caracterizada por la distribución condicional $f(y|x)$.

La información mutua de un canal *single-user* con una entrada aleatoria X y una salida aleatoria Y se define como:

$$I(X; Y) = \sum_{x \in X} \sum_{y \in Y} p(x, y) \log_2 \left(\frac{p(x, y)}{p(x)p(y)} \right), \quad (2.1)$$

donde $p(x, y)$ es la función de distribución de probabilidad conjunta de las variables aleatorias (VA) X e Y , y $p(x)$ y $p(y)$ son las funciones de distribución de probabilidad marginal de X e Y respectivamente. En el caso de VA continuas, basta con reemplazar los sumatorios por una integral doble definida. Introduciendo el concepto de entropía, que indica la cantidad media de información de una VA y se define como:

$$H(X) = \sum_{x \in Z} p(x) \log_2 \frac{1}{p(x)}, \quad (2.2)$$

se puede reescribir (2.1) en términos de la entropía de la entrada o salida del canal, X o Y , y su entropía condicional:

$$I(X; Y) = H(X) - H(X|Y) = H(Y) - H(Y|X). \quad (2.3)$$

De esta forma, la información mutua $I(X; Y)$ se puede ver como la reducción de incertidumbre de X debido al conocimiento de Y . Para un canal sin memoria, Shannon demostró que la capacidad del canal es igual a la información mutua del canal maximizada sobre todas las posibles distribuciones de entrada:

$$C = \max_{p(x)} I(X; Y). \quad (2.4)$$

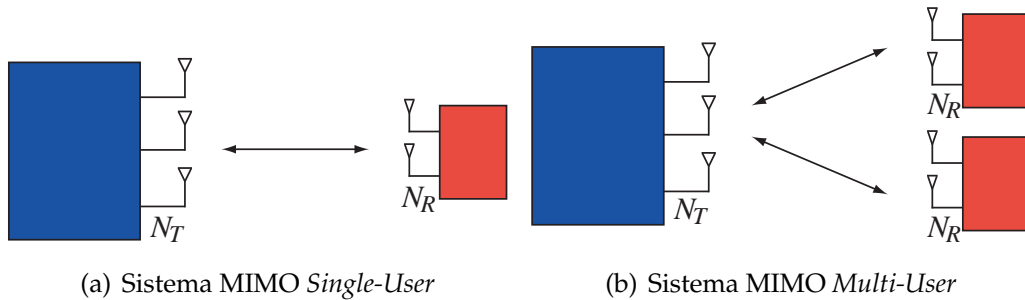
En un canal con ruido blanco gaussiano aditivo (AWGN, *Additive White Gaussian Noise*) invariante con un ancho de banda B y una relación señal-ruido SNR recibida γ , la capacidad obtenida en bits por segundo es:

$$C = B \log_2(1 + \gamma) \quad (2.5)$$

La definición de entropía y de información mutua es la misma cuando la VA de entrada y salida son vectores en lugar de escalares, como en un canal MIMO. Por lo tanto, la capacidad de un canal MIMO AWGN está basada en la máxima información mutua entre los vectores de entrada y salida.

2.1.2. Canales multi-user

En canales *multi-user*, la capacidad es una región M -dimensional en lugar de un escalar. Esta región está definida como el conjunto de los vectores de tasas (R_1, \dots, R_M) que los M usuarios pueden alcanzar simultáneamente. Sin embargo, las regiones de capacidad en los sistemas MIMO *multi-user* son muy difíciles de encontrar incluso para canales invariantes en el tiempo. En la actualidad se disponen de muy pocos resultados, todos ellos con suposiciones que se alejan de sistemas reales.


 Figura 2.1: Sistemas de comunicaciones MIMO *Single-User* y *Multi-User*

2.2. MIMO Single-user

En este apartado se va a tratar la capacidad de un sistema MIMO *single-user*. Los resultados de sistemas con un único usuario son importantes ya que, a parte de ser el caso MIMO más sencillo, un sistema MIMO multi-usuario se puede reducir a varios sistemas con un único usuario, sin más que asignar recursos ortogonales a los usuarios servidos.

2.2.1. Modelo del sistema

El sistema está formado por un transmisor que dispone de N_T antenas transmisoras y un único receptor equipado con N_R antenas receptoras. El canal se puede representar mediante una matriz \mathbf{H} de $N_R \times N_T$ elementos, donde $\mathbf{H}_{(i,j)}$ representa la ganancia desde la antena transmisora j hasta la antena receptora i . La señal recibida se representa como un vector columna \mathbf{y} de N_R elementos obtenido como:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}, \quad (2.6)$$

donde \mathbf{x} es la señal transmitida representada por un vector columna de N_T elementos y \mathbf{n} es un vector columna de N_R elementos que representa un ruido AWGN en cada una de las antenas receptoras. Se asume que el transmisor está sujeto a un límite sobre la potencia que pueden transmitir sus antenas, $E[\mathbf{x}^H \mathbf{x}] \leq P$. Si la potencia del ruido está normalizada a la unidad, la constante P representa la relación señal a ruido SNR.

Para obtener todas las prestaciones de los sistemas MIMO, es necesario que tanto transmisor como receptor dispongan de CSI, es decir, conozcan la matriz de canal \mathbf{H} . Si ambos extremos de la transmisión disponen de esta información, se dice que se dispone de un CSI perfecto. Si sólo el receptor o transmisor disponen de ésta, se dispone de un sistema con CSIR o CSIT respectivamente.

2.2.2. Capacidad del canal

Como se ha dicho antes, la capacidad de un canal invariante en el tiempo y para un único usuario se define como la máxima información mutua entre la entrada y la salida del canal. Sin embargo, ésta será distinta según el conocimiento que se tenga del canal por parte del transmisor y/o receptor.

Capacidad del sistema *single-user* MIMO sin CSIT

Si no se dispone de CSIT y se mantiene una restricción de potencia máxima en transmisión, la capacidad del sistema MIMO viene dada por [1]:

$$C = \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{\rho}{N_T} \mathbf{H}\mathbf{H}^H \right) \right] \quad (2.7)$$

donde la potencia de transmisión se divide equitativamente entre las antenas transmisoras.

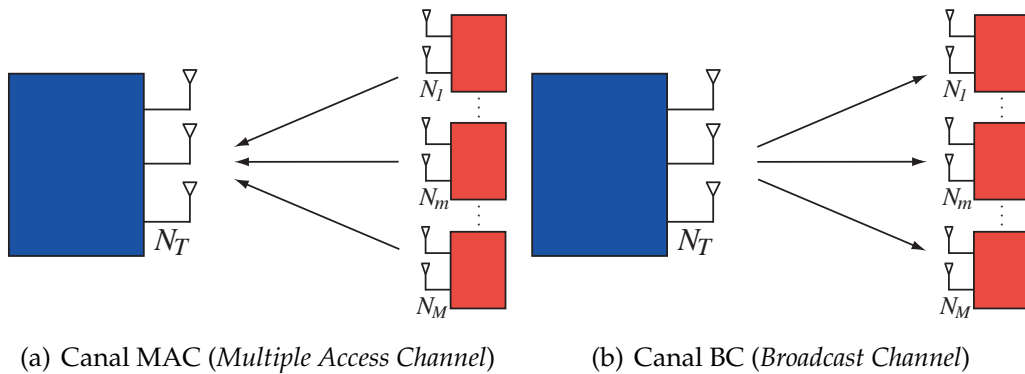
En (2.7), la capacidad se presenta como una variable aleatoria. Habitualmente, para caracterizarla se utiliza la capacidad media o ergódica, que es un promedio de la capacidad sobre todos los estados posibles del canal, o la capacidad de fallo u *outage*. La capacidad de *outage* es una medida que indica la fiabilidad del sistema, es decir, los valores que soporta el sistema un determinado tanto por ciento de tiempo. También hay que tener en cuenta que el modelo de canal es determinante e influye en la capacidad del sistema. Generalmente, la capacidad de un sistema MIMO se analiza en un entorno quasi-estático, donde se asume que el canal permanece fijo el tiempo suficiente para que se transmitan los símbolos necesarios para que tengan sentido los límites de teoría de la información.

Capacidad del sistema *single-user* MIMO con CSIT y CSIR

En un sistema como el definido en (2.6), con CSI perfecto tanto en transmisión como en recepción y una restricción en potencia de P , la capacidad viene dada por:

$$C = \max_{\mathbf{Q}: \text{tr}(\mathbf{Q})=P} \log_2 \det(\mathbf{I}_{N_R} + \mathbf{H}\mathbf{Q}\mathbf{H}^H) \quad (2.8)$$

donde la optimización se realiza sobre la matriz de covarianza $\mathbf{Q} = E[\mathbf{x}\mathbf{x}^H]$. Realizando la descomposición en valores singulares (*Singular Value Decomposition*, SVD) sobre la matriz de canales \mathbf{H} , de dimensiones $[N_R \times N_T]$, el canal se puede convertir en $\min(N_T, N_R)$ canales SISO no interferentes [7]. La descomposición SVD permite reescribir \mathbf{H} como $\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H$, donde \mathbf{U} y \mathbf{V} son unitarias y $\mathbf{\Sigma}$ es una matriz diagonal formada por los valores singulares de la matriz \mathbf{H} . La matriz de covarianza que maximiza (2.8) viene dada por $\mathbf{Q} = \mathbf{V}\mathbf{P}\mathbf{V}^H$, donde \mathbf{P} es una matriz diagonal que contiene los pesos obtenidos en el algoritmo de *water-filling* [7].

Figura 2.2: Sistema MIMO *Multi-user*

2.3. MIMO Multi-user

La configuración básica de un sistema MIMO multi-usuario comprende un transmisor equipado con N_T antenas que se comunica con M usuarios, que disponen de múltiples antenas en recepción. Por sencillez, un sistema MIMO multi-usuario también puede interpretarse como un sistema *single-user* MIMO donde las N_R antenas receptoras se distribuyen espacialmente en M usuarios, cada uno con N_m antenas disponibles, de forma que $N_R = \sum_{m=1}^M N_m$. Las N_m antenas de cada usuario permiten mitigar la interferencia entre usuarios y aumentan los grados de libertad disponibles para separarlos espacialmente.

Sin embargo, existen diferencias esenciales entre los sistemas *single-user* MIMO y los MIMO multi-usuario. El hecho de distribuir espacialmente las N_R antenas receptoras, implica que no sea posible coordinar las muestras que reciben los distintos usuarios. Al mismo tiempo, aparecen múltiples restricciones de potencia, una por usuario. Por otro lado, esta distribución de las antenas provoca que el enlace estación base-usuarios, *downlink* (DL), o *Broadcast Channel* (BC), sea distinto al enlace usuarios-estación base, *uplink* (UL), o *Multiple Access Channel* (MAC). En el enlace UL, la BS tiene que separar las señales que provienen de los distintos usuarios, mientras que en el enlace DL, los usuarios son los que experimentan interferencias entre ellos. Es necesario remarcar que N_T designa el número de antenas en la estación base, independientemente de si está transmitiendo o recibiendo.

Las ventajas de los sistemas MIMO multi-usuario comprenden, entre otras, una mayor robustez frente a limitaciones como el condicionamiento de la matriz de canal, o la posibilidad de utilizar la técnica de multiplexado espacial incluso si los usuarios disponen de una única antena, con lo que el coste de diseño de los receptores puede reducirse. El gran problema de los sistemas MIMO multi-usuario es que necesitan de CSIT para diseñar técnicas o esquemas de transmisión en DL. En los sistemas que obtienen la CSIT mediante un canal de realimentación dedicado, la eficiencia espectral del sistema disminuye, especialmente cuando aumenta el número de usuarios M . Esto es especialmente

crítico en sistemas de banda ancha o de alta movilidad como WiMax. Por otra parte, en el *fairness* o tratamiento equitativo de usuarios reside otro problema ya que los usuarios presentan distintas condiciones de canal. Además, el algoritmo de *scheduling*, mediante el cual se selecciona un grupo de M usuarios de entre todos los usuarios presentes en el sistema, puede colaborar a que el reparto de capacidad no sea homogéneo.

2.3.1. Región de capacidad del *Multiple Access Channel*

En el canal de múltiple acceso (*Multiple Access Channel*, MAC) (Fig. 2.2(a)), la señal recibida \mathbf{v} será un vector columna de N_T elementos:

$$\mathbf{v} = \sum_{m=1}^M \mathbf{H}_m^H \mathbf{u}_m + \mathbf{w} = \mathbf{H}^H \begin{bmatrix} \mathbf{u}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{u}_M \end{bmatrix} + \mathbf{w}, \quad (2.9)$$

donde

$$\mathbf{H}^H = [\mathbf{H}_1^H \cdots \mathbf{H}_M^H], \quad (2.10)$$

\mathbf{H}_m es la matriz de canal del usuario m -ésimo, de dimensiones $[N_m \times N_T]$, \mathbf{u}_m es la señal $[N_m \times 1]$ transmitida por el usuario m -ésimo y \mathbf{w} es el vector de ruido AWGN. Se asume que el usuario m -ésimo conoce perfectamente la matriz de canal \mathbf{H}_m . La matriz $\mathbf{H}^H = [\mathbf{H}_1^H \cdots \mathbf{H}_M^H]$ facilita la representación del modelo dotándolo de un carácter matricial. En el canal MAC, cada usuario está sujeto a una restricción de potencia individual, P_m . La matriz de correlación de cada usuario, $\mathbf{Q}_m = E[\mathbf{u}_m \mathbf{u}_m^H]$, define la restricción de potencia, $\text{Tr}[\mathbf{Q}_m] \leq P_m \forall m$.

La región de capacidad del canal MAC es conocida, tanto para un canal constante como para canales con desvanecimientos, bajo distintas suposiciones de CSI. Para un conjunto de potencias *uplink*, $\mathbf{P} = (P_1, \dots, P_M)$, y suponiendo que el usuario m -ésimo transmite una señal Gaussiana de media nula y matriz de correlación \mathbf{Q}_m , cada conjunto de matrices $(\mathbf{Q}_1, \dots, \mathbf{Q}_M)$ define una región M -dimensional:

$$\left\{ (R_1, \dots, R_M) : \sum_{m=1}^M R_m \leq \log_2 \left[\det(\mathbf{I} + \sum_{m=1}^M \mathbf{H}_m^H \mathbf{Q}_m \mathbf{H}_m) \right] \right\} \quad (2.11)$$

La región de capacidad para una realización determinada del canal es la unión, sobre todas las matrices \mathbf{Q}_m que cumplen la restricción en potencia, de todas las regiones resultantes:

$$C_{MAC}(\mathbf{P}, \mathbf{H}^H) = \bigcup_{\substack{\mathbf{Q}_m \geq 0, \\ \text{Tr}[\mathbf{Q}_m] \leq P_m, \forall m}} \left\{ (R_1, \dots, R_M) : \sum_{m=1}^M R_m \leq \log_2 \left[\det(\mathbf{I} + \sum_{m=1}^M \mathbf{H}_m^H \mathbf{Q}_m \mathbf{H}_m) \right] \right\} \quad (2.12)$$

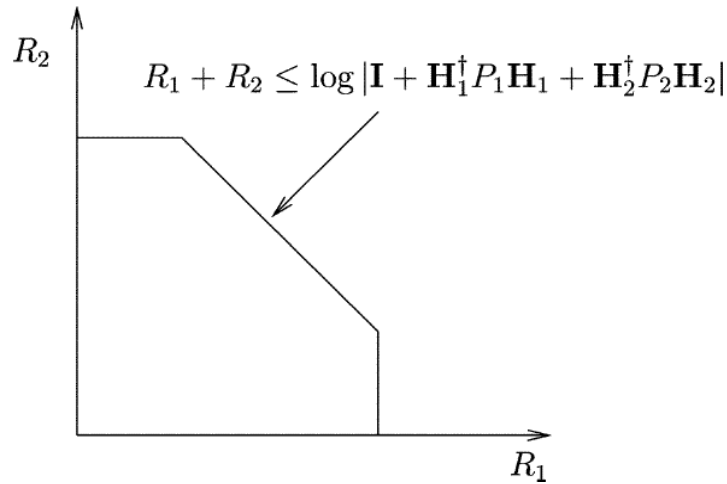


Figura 2.3: Región de capacidad MAC, $M = 2$, $N_m = 1$

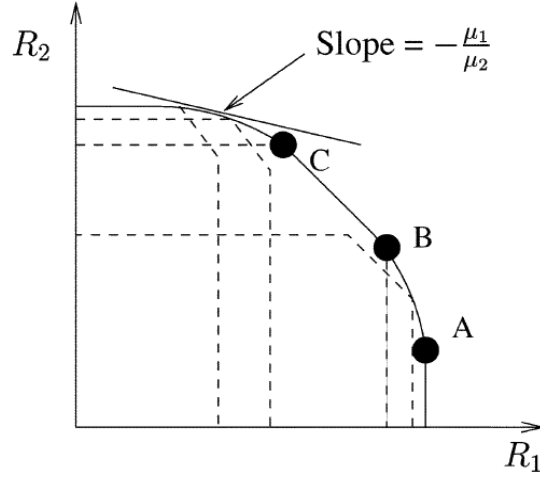
Esta región de capacidad es la unión de muchos pentágonos. Los puntos de las esquinas de los pentágonos se obtienen mediante *successive decoding*, donde las señales de cada usuario se decodifican y se restan de la señal recibida de forma sucesiva. Para el caso concreto de un sistema MIMO con 2 usuarios, cada conjunto de matrices de correlación se corresponde con un pentágono.

La figura 2.3 muestra la región de capacidad del canal MAC para un sistema MIMO con 2 usuarios si ambos disponen de $N_m = 1$ antenas [8]. En este caso, la matriz de correlación de cada usuario es un escalar que coincide con P_m . Obviamente, cada usuario debe transmitir a potencia máxima.

La figura 2.4 muestra la región de capacidad MAC cuando los usuarios tienen más de una antena, $N_m > 1$ [8]. La región es ahora la unión de varios pentágonos, donde cada pentágono se corresponde con un conjunto de matrices de correlación en transmisión. El límite de la región de capacidad es una línea curva, excepto en la zona de *sum-capacity*, donde es una línea recta (zona entre los puntos B y C de la figura). En [9] se propone una técnica eficiente para obtener las matrices de correlación \mathbf{Q}_m óptimas para maximizar el *sum-rate* del sistema, denominada *waterfilling* iterativo.

2.3.2. Técnicas en el enlace *uplink*

En este apartado se explican brevemente las técnicas utilizadas en la BS para mejorar las prestaciones del enlace UL. A partir del modelo de sistema (2.9) y para el caso en el que los usuarios disponen de una antena, $N_m = 1$, cada usuario transmite la señal $u_m = \sqrt{q_m} s_m$, siendo s_m la señal original de datos a transmitir de potencia unidad y q_m la potencia con la que el usuario m -ésimo transmite la señal s_m .


 Figura 2.4: Región de capacidad MAC, $M = 2$, $N_m > 1$

Técnicas lineales

Las técnicas lineales consisten básicamente en aplicar un *beamforming* o filtrado lineal en la estación base:

$$\mathbf{z} = \mathbf{W}^H \mathbf{v} = \mathbf{W}^H \mathbf{H}^H \sqrt{\mathbf{Q}} \mathbf{s} + \mathbf{W}^H \mathbf{w}, \quad (2.13)$$

donde \mathbf{W}^H es la matriz de *beamforming*, compleja y de dimensiones $[M \times N_t]$, \mathbf{H}^H es la matriz de canales, ya definida en anteriormente en (2.10), y $\mathbf{Q} = \text{diag}([q_1 \dots q_M])$ es una matriz que incluye las potencias a las que transmite cada usuario.

Técnicas no lineales

El método óptimo de detección es el detector ML, en el cual el receptor compara todas las posibles combinaciones de símbolos que podrían haberse transmitido con lo que recibe. Si $\mathbf{s} = [s_1 \dots s_M]^T$:

$$\hat{\mathbf{s}} = \arg \min_{\mathbf{s} \in \mathcal{A}} \left\{ \|\mathbf{v} - \mathbf{H}^H \sqrt{\mathbf{Q}} \mathbf{s}\|^2 \right\}, \quad (2.14)$$

donde \mathcal{A} es el alfabeto de símbolos de la modulación.

Múltiples antenas por usuario

En el caso en el que los usuarios disponen de más de una antena, $N_m \geq 1$, las técnicas se reducen a la implementación de un esquema de *beamforming* por parte de los usuarios en el caso de disponer de CSI o a la utilización de códigos espacio temporales en caso de no disponerlo.

2.3.3. Región de capacidad del *Broadcast Channel*

En el canal *broadcast* (*Broadcast Channel*, BC), la señal recibida por el usuario m -ésimo, \mathbf{y}_m , de dimensiones $[N_m \times 1]$, quedaría:

$$\mathbf{y}_m = \mathbf{H}_m \mathbf{x} + \mathbf{n}_m, \quad m = 1, \dots, M \quad (2.15)$$

donde \mathbf{H}_m es la matriz $[N_m \times N_T]$ de canal del enlace DL, \mathbf{x} es la señal transmitida en DL de dimensiones $[N_T \times 1]$ y \mathbf{n}_m es el ruido AWGN en el usuario m -ésimo, de dimensiones $[N_m \times 1]$. Nuevamente, se asume que el usuario m -ésimo conoce perfectamente su propia matriz de canal, \mathbf{H}_m .

La señal transmitida en DL, \mathbf{x} , es una combinación de las señales transmitidas a todos los usuarios que, en el caso más sencillo, toma la siguiente forma:

$$\mathbf{x} = \sum_{m=1}^M \mathbf{x}_m \quad (2.16)$$

La potencia con la que se transmite a cada usuario viene dada por $p_m = \text{Tr}[\boldsymbol{\Sigma}_m]$, donde $\boldsymbol{\Sigma}_m$ es la matriz de correlación de la señal para el usuario m -ésimo, $\boldsymbol{\Sigma}_m = E[\mathbf{x}_m \mathbf{x}_m^H]$. Se asume que existe una restricción en la potencia total transmitida, $\sum_{m=1}^M p_m \leq P_{\text{máx}}$.

Determinar la región de capacidad de un canal BC general es, actualmente, uno de los problemas más importantes en teoría de la información. Cuando los usuarios de un canal pueden ordenarse del más fuerte al más débil, se dice que el canal es degradado. Por ejemplo, el canal SISO Gaussiano es degradado, puesto que los usuarios se pueden ordenar según la SNR recibida. En estos casos, la región de capacidad BC ya es conocida.

Como se ha comentado anteriormente, los canales MIMO multi-usuario se caracterizan por tener una matriz de canal entre el transmisor y cada usuario. Los usuarios no se pueden ordenar, puesto que no existe un orden natural matricial, y por tanto, el canal MIMO multi-usuario es no degradado. El canal MIMO BC Gaussiano de (2.15), aunque es no degradado, ofrece una estructura que permite caracterizar su región de capacidad bajo ciertas suposiciones.

Con CSIT perfecta, el transmisor conoce la interferencia que va a recibir el usuario, puesto que el transmisor genera todas las señales y al mismo tiempo conoce las distintas matrices de canal. Por tanto, teóricamente, el transmisor podría eliminar la interferencia antes de transmitir, aunque esta cancelación puede provocar un aumento de la potencia de la señal. Sin embargo, Costa [10] demostró con el *Dirty Paper Coding* (DPC) que cuando la interferencia y el ruido son Gaussianos, si el transmisor conoce perfectamente la interferencia en el canal, se obtiene la misma capacidad que en el caso en el que el receptor también conociese la interferencia. De esta forma, la capacidad del canal es la misma que si no hubiera interferencia aditiva. Así, se puede eliminar la interferencia antes de transmitir sin aumentar con ello la potencia de transmisión.

Caire y Shamai [11] demostraron que con la técnica de DPC se conseguía alcanzar la *sum-capacity* del canal MIMO BC con $M = 2$ usuarios y $N_t = 2$ antenas transmisoras. Posteriormente se demostró que esta técnica alcanza este límite con cualquier número de usuarios y de antenas transmisoras y receptoras [12, 13]. Finalmente, en [14] se concluye que la técnica de DPC consigue caracterizar toda la región de capacidad de un canal MIMO BC Gaussiano, cuando el canal es constante y se dispone de CSIT perfecta.

En el canal BC, la técnica de DPC puede aplicarse utilizando distintas palabras código para cada usuario. El transmisor elige la palabra para el primer usuario (\mathbf{x}_1). A continuación, la palabra para el segundo usuario, (\mathbf{x}_2), se elige conociendo \mathbf{x}_1 . Por tanto, la palabra del primer usuario puede eliminarse antes de transmitir de forma que el segundo usuario no la interprete como interferencia. De forma similar, la palabra para el tercer usuario se elige de forma que éste no interprete las señales de los dos primeros usuarios, ($\mathbf{x}_1 + \mathbf{x}_2$), como interferencia. Este proceso continúa para los M usuarios.

Asumiendo una determinada ordenación en los usuarios, si $\pi(1)$ es el primer usuario que se codifica, seguido de $\pi(2)$, hasta llegar al usuario $\pi(M)$, el vector de tasas de transmisión que puede alcanzarse para una determinada realización del canal sería:

$$R_{\pi(m)} = \log_2 \left[\frac{\det \left(\mathbf{I} + \mathbf{H}_{\pi(m)} \left(\sum_{j \geq m} \Sigma_{\pi(j)} \right) \mathbf{H}_{\pi(m)}^H \right)}{\det \left(\mathbf{I} + \mathbf{H}_{\pi(m)} \left(\sum_{j > m} \Sigma_{\pi(j)} \right) \mathbf{H}_{\pi(m)}^H \right)} \right], \quad m = 1, \dots, M, \quad (2.17)$$

donde $\Sigma_{\pi(j)}$ se corresponde con la matriz de correlación de la señal transmitida al usuario $\pi(j)$.

La región de capacidad definida por la técnica DPC se define como la unión de todos los posibles vectores de tasas de transmisión de datos, sobre todas las posibles matrices de correlación Σ_m positivas, que cumplen la restricción en potencia:

$$\text{Tr}[\Sigma_1 + \dots + \Sigma_M] \leq P_{\text{máx}}, \quad (2.18)$$

y sobre todas las posibles permutaciones, $(\pi(1), \dots, \pi(M))$, que determinan el orden de los usuarios:

$$C_{\text{DPC}}(P_{\text{máx}}, \mathbf{H}) = \bigcup_{\pi, \Sigma_m} \mathbf{R}(\pi, \Sigma_m), \quad (2.19)$$

donde $\mathbf{R}(\pi, \Sigma_m)$ viene dada por (2.17). La figura 2.5 muestra la región de capacidad BC utilizando la técnica de DPC para un sistema MIMO con 2 usuarios, cuando el transmisor dispone de $N_t = 2$ y ambos usuarios de $N_m = 1$ antenas [8].

En la práctica, encontrar la región de capacidad mediante la técnica de DPC es numéricamente complejo, puesto que requiere una búsqueda exhaustiva sobre todas las posibles matrices de correlación en transmisión que cumplen la restricción de potencia. En [12], la región de capacidad dada por (2.19) se calcula utilizando la dualidad que existe entre los problemas BC y MAC: aprovechando que la región de capacidad del problema MAC es

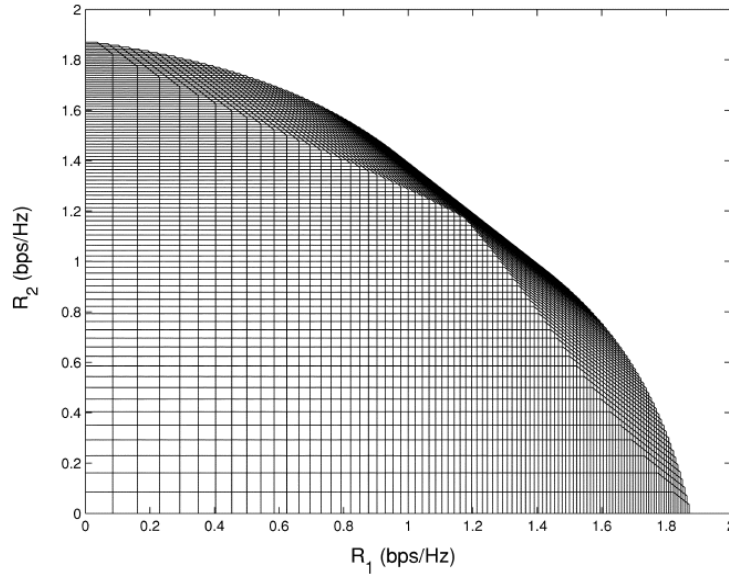


Figura 2.5: Región de capacidad BC con DPC, $M = 2$, $N_t = 2$, $N_m = 1$

mucho más sencillo de resolver, la región DPC del BC con múltiples antenas y con una restricción de potencia $P_{\text{máx}}$ es igual a la unión de las regiones de capacidad del problema dual MAC, donde la unión considera que la suma de las P_m potencias individuales es igual a $P_{\text{máx}}$:

$$C_{\text{DPC}}(P_{\text{máx}}, \mathbf{H}) = \bigcup_{\mathbf{P}: \sum_m P_m = P_{\text{máx}}} C_{\text{MAC}}(P_1, \dots, P_M, \mathbf{H}^H) \quad (2.20)$$

La unión de las regiones de capacidad MAC en (2.20) coincide con (2.12) si se aplica una restricción de potencia total sobre todos los usuarios en lugar de imponer restricciones de potencia individuales a cada usuario, es decir, ambas regiones de capacidad coinciden si en (2.12) se sustituye la restricción $\text{Tr}[\mathbf{Q}_m] \leq P_m$, $\forall m$, por $\sum_m \text{Tr}[\mathbf{Q}_m] \leq P_{\text{máx}}$. En este caso, las matrices de correlación óptimas en transmisión se obtienen a partir de transformar las matrices óptimas en el canal MAC, bien mediante algoritmos específicos o a partir de técnicas basadas en el algoritmo de *waterfilling* iterativo.

La figura 2.6 representa la relación de la ecuación (2.20), donde las regiones de capacidad MAC, $C_{\text{MAC}}(P_1, P_{\text{máx}} - P_1, h_1, h_2)$, se representan en función del valor de P_1 . El límite de la región de capacidad BC se representa sombreado. Hay que destacar que los límites de cada región MAC coinciden con los del BC.

En la práctica, la región de capacidad del canal BC se obtiene mediante simulaciones de Monte-Carlo. En [15], se analizan los límites del canal MIMO BC desde un punto de vista práctico, estudiando cómo varía en función de distintos parámetros del sistema, como por ejemplo, M , N_t , N_m y $P_{\text{máx}}$, y analizando también la influencia de aspectos como errores en la estimación de canal o efectos de la correlación espacial del canal.

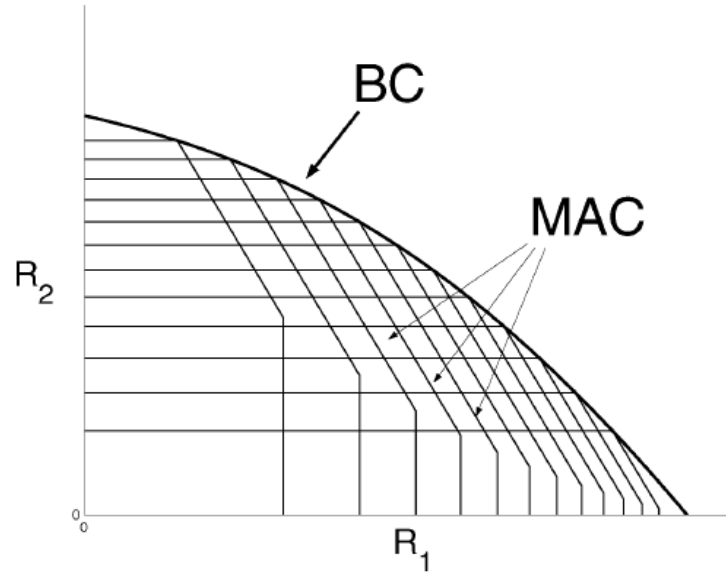


Figura 2.6: Dualidad MAC-BC

2.3.4. Técnicas en el enlace *downlink*

Como se ha comentado, mediante la teoría de la información se sabe que la técnica que maximiza el *sum-rate* en el enlace DL es el DPC. No obstante, la implementación de esta técnica es complicada en el ámbito real. En este apartado se presentan distintas técnicas que, aunque son subóptimas en cuanto a maximización del *sum-rate* y requieren de CSIT, sí que son implementables.

Técnicas lineales

Las técnicas lineales suponen una solución intermedia entre complejidad y prestaciones, ya que no son muy complejas pero no consiguen alcanzar resultados óptimos.

En el caso de un sistema en el que los usuarios disponen de una única antena y separando el *beamforming* de la asignación de potencias entre usuarios, la señal transmitida por la BS es:

$$\mathbf{x} = \mathbf{W}\sqrt{\mathbf{P}}\mathbf{s}, \quad (2.21)$$

donde \mathbf{W} es la matriz de *beamforming* de dimensiones $[N_t \times M]$, $\mathbf{P} = \text{diag}([p_1 \dots p_M])$ es la matriz de asignación de potencias en DL y $\mathbf{s} = [s_1 \dots s_M]^T$ representa los símbolos transmitidos a los usuarios. La señal recibida por los usuarios viene dada por un vector columna de M elementos (2.15):

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{W}\sqrt{\mathbf{P}}\mathbf{s} + \mathbf{n}. \quad (2.22)$$

Las técnicas de *beamforming* más utilizadas son el *Zero Forcing* (ZF) o *channel inversion*, en el que la matriz de *beamforming* se elige a partir de la pseudoinversa de la matriz de canales, y el *Minimum Mean Square Error* (MMSE) o *regularized channel inversion*, en el que se realiza una inversión regularizada. Cuando la matriz de canales es deficiente en rango, el *beamforming* ZF junto con la limitación en la potencia transmitida provoca una disminución de la potencia recibida por los usuarios, por lo que hace que la señal sea más vulnerable al ruido. El *beamforming* MMSE suaviza el problema mejorando el condicionamiento de la matriz. En [16] se realiza un análisis más detallado de estas dos técnicas.

Para el caso en el que los usuarios disponen de múltiples antenas, la técnica de *Block Diagonalization* (BD) [17] es una extensión de la técnica de ZF en el que la matriz de canales se invierte por bloques, haciendo uso de la descomposición en valores singulares.

Técnicas no lineales

Las prestaciones de las técnicas lineales pueden quedar muy lejos de la solución óptima cuando el número de usuarios M es pequeño. Las técnicas no lineales mejoran los resultados obtenidos a cambio de aumentar ligeramente la complejidad. Dos de las técnicas más habituales son la precodificación Tomlinson-Harashima (*Tomlinson-Harashima Precoding*, THP) y el *Vector-Perturbation* (VP).

La técnica THP fue inicialmente propuesta para la ecualización de la interferencia entre símbolos en sistemas SISO, pero puede ser fácilmente extendida a canales MIMO. Con esta técnica se consigue una extensión periódica de los símbolos de la constelación y permite elegir, en cada caso, el símbolo que minimiza la potencia de la señal entre todos los símbolos equivalentes [18].

Con la técnica VP se introduce una perturbación en la señal transmitida que permita evitar los problemas que se tienen con las técnicas lineales cuando el canal es deficiente en rango. Esta perturbación, que no requiere ser conocida por los usuarios para la decodificación de la señal, se obtiene resolviendo un problema de minimización de la potencia transmitida [19]. En [20] se consigue reducir la complejidad de la minimización utilizando *Lattice Reduction* [21].

Capítulo 3

Redes Multi-Celda Coordinadas

En distintos estudios de sistemas de comunicaciones multi-celda coordinados o *Joint Processing* se han extendido las técnicas MIMO multiusuario descritas en el apartado 2.3 bajo condiciones ideales como un *backbone* con capacidad ilimitada entre BSs [22, 23, 24, 25]. Las BSs del sistema necesitan intercambiar CSI local de cada una (que se obtiene normalmente usando canales de realimentación o *feedback* por parte de los usuarios), datos del usuario e información de sincronización. Debido a esto, los dos principales inconvenientes a la hora de implementar este procesado es la complejidad de las técnicas MIMO multiusuario y el volumen de señalización necesario que deben intercambiar las BSs. Este último inconveniente ha abierto importantes líneas de investigación [26, 27, 28, 29].

Los actuales trabajos en el enlace *downlink* de los sistemas multi-celda coordinados se dividen principalmente en dos líneas de investigación: por una parte, aspectos prácticos sobre la implementación de estos sistemas [30, 31, 32], y por otra, los problemas de señalización sobre el *backhaul* [33, 34, 35, 36, 37, 38].

Muchos de estos estudios asumen una recepción síncrona de las distintas señales por parte de los usuarios. Sin embargo, la señal de llegada experimenta distintos retardos de propagación al provenir de las distintas BSs, por lo que la señal es asíncrona. Aunque la mayoría de estudios asumen una recepción síncrona de la señal, otros sí que tienen en cuenta la diferencia de retardos. En [30] se propone un modelo matemático que incluye la recepción asíncrona mientras que en [39] se asume un ecualizador espacial en cada receptor. Por otra parte, es necesario disponer de CSI perfecto en las BSs para implementar las distintas técnicas de *beamforming*, que en [31] se hace mediante secuencias de entrenamiento. Por último, en [32] se proponen códigos espacio-temporales que pueden soportar la naturaleza asíncrona de las señales de sistemas distribuidos.

La segunda línea de investigación se centra en conseguir sistemas multi-celda coordinados que sean abordables en términos de complejidad. En este contexto, algunos autores señalan un importante compromiso entre las prestaciones del sistema y la señalización necesaria a través del *backhaul* [33, 38, 39, 40, 41]. Esta relación entre prestaciones y com-

plejidad es una de las principales razones por la que las redes totalmente coordinadas o el *Centralized Joint Processing* sólo se aplica en redes muy pequeñas. En su lugar, las redes parcialmente coordinadas están experimentando un crecimiento importante a nivel de investigación bajo el nombre de *limited network coordination*.

En una red parcialmente coordinada, la coordinación o *joint processing* está sólo permitida sobre un conjunto o *cluster* de celdas. La formación del *cluster* puede ser estática [34, 35, 40] o dinámica [36, 37], donde se tiene en cuenta la variación del canal con el tiempo. La señalización puede ser aún más reducida si en los *clusters* de BSs se utilizan técnicas de *active set* [38, 39]. A pesar de esto, el problema de optimización de recursos en este tipo de redes todavía continúa abierto.

En [42] se propusieron esquemas de transmisión de baja complejidad y soluciones para determinados aspectos prácticos en un sistema multi-celda coordinado. En esta tesis, la coordinación es analizada desde un punto de vista distinto: se hacen distintas suposiciones ideales, como recepción de señales síncronas, con el objetivo de evaluar la tasa media del sistema cuando se aplica la técnica Zero-Forcing Dirty Paper Coding (ZF-DPC) [11, 43] en las distintas BSs.

La capacidad obtenida por la técnica DPC [10] ha sido estudiada en sistemas multi-celda con *joint processing* bajo distintas suposiciones y limitaciones de potencia [22, 23, 24, 25, 35, 40, 41]. Como se ha dicho anteriormente, la coordinación en sistemas multi-celda incrementa notablemente la complejidad del sistema. Además, la precodificación DPC es una técnica capaz de eliminar el efecto de la interferencia pero de gran complejidad. De este modo, el sistema que pretende implementar DPC en un entorno multi-celda coordinado resulta de una complejidad inabordable. En este trabajo, se va a considerar un *cluster* de BSs estático, en el que se va a comparar el rendimiento del ZF-DPC sobre tres esquemas distintos de *joint processing*. Cada uno de estos esquemas tendrá distintos requisitos de intercambio de información y señalización entre BSs, así como distinta cantidad de información a realimentar por parte de los usuarios. Los tres esquemas son:

Red con Coordinación Centralizada En este primer esquema, cada BS necesita tener un CSI global. De esta forma, la precodificación puede ser implementada conjuntamente por todas las BSs que forman el *cluster* (coordinación). Este sistema tiene el nombre de centralizada ya que necesita una unidad central para llevar a cabo el diseño de la precodificación. Esta unidad central puede ser un elemento adicional asociado al *cluster*, o bien una BS puede realizar esta función. Debido a su elevada complejidad, este esquema sólo se expone para obtener un límite superior como referencia.

Red con Coordinación Distribuida En este esquema, las BSs sólo conocen los canales entre los usuarios y ella misma, es decir, las BSs disponen de CSI local. De esta forma, la precodificación se lleva a cabo localmente en cada BS (distribuida) y los usuarios reciben contribuciones de señal de todas las BSs que forman el *cluster* (coordina-

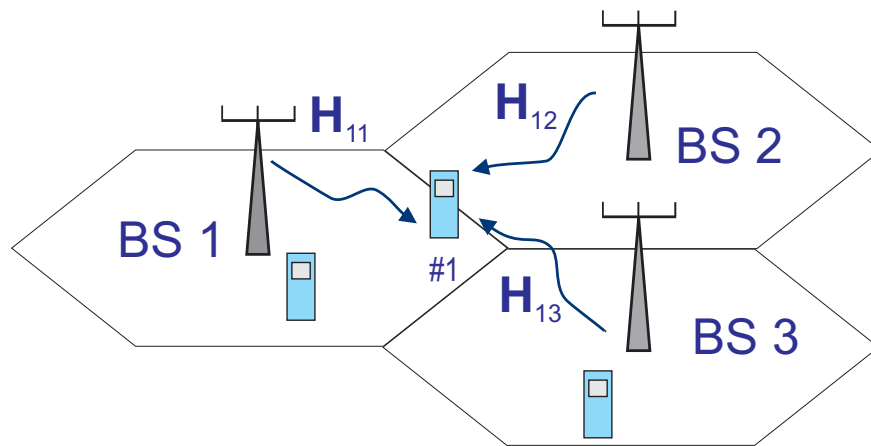


Figura 3.1: Ejemplo de *distributed joint processing* en un *cluster* de 3 BSs.

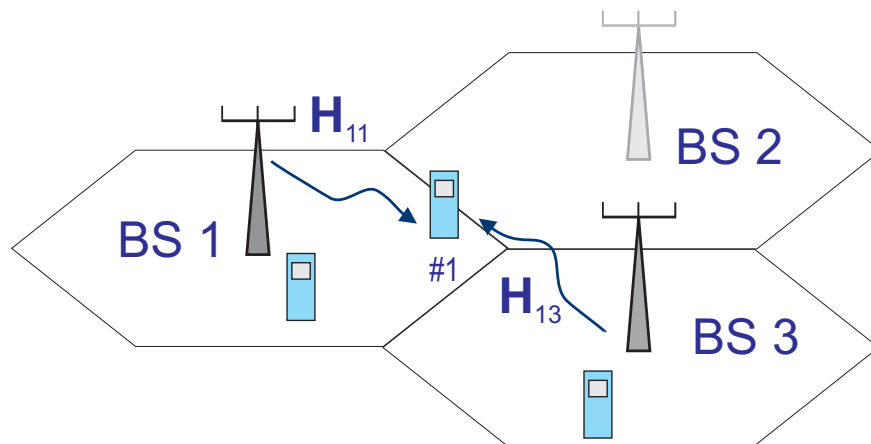


Figura 3.2: Ejemplo de *partial joint processing* en un *cluster* de 3 BSs. El *active set* del usuario #1 está formada por la BS 1 y la BS 3.

ción), como se puede ver en la Fig. 3.1. En este caso, cada usuario todavía tiene que realimentar el sistema con todos los canales, pero se reduce el tráfico en el *backbone* ya que las BSs no tienen que compartir dicha información.

Red con Coordinación Parcial Este esquema es un caso particular del *distributed joint processing*, ya que se pueden definir diferentes grados de coordinación entre las BSs. Este grado de coordinación se obtiene mediante un *active set* o subconjunto de BSs para cada usuario en un *cluster*. De esta forma, un usuario sólo recibe señal de las BSs que están incluidas en su *active set* [44] (Fig. 3.2).

3.1. Modelo de Red con Coordinación Centralizada

El sistema está formado por un cluster de N estaciones base (BSs) distribuidas espacialmente, equipadas con N_a antenas cada una de ellas y M usuarios con una única antena cada uno. En este sistema se realiza un procesamiento conjunto entre BSs, por lo que un total de $N \cdot N_a$ ¹ antenas transmiten coordinadamente a un total de $M \leq N \cdot N_a$ usuarios dentro del cluster. La señal recibida por los M usuarios puede expresarse de forma matricial como:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (3.1)$$

donde $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ y $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{M \times N \cdot N_a}$ es la matriz de canales, en la que el elemento de la fila m -ésima y columna l -ésima, $\mathbf{H}_{(m,l)}$, representa la ganancia del canal entre la antena l -ésima y el usuario m -ésimo. El vector $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N \cdot N_a \times 1}$ es la señal transmitida, con la correspondiente codificación. El vector $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ se corresponde con el ruido recibido, cuya matriz de covarianza es $\sigma\mathbf{I}$. El ruido es espacial y temporalmente blanco e incorrelado también con las señales.

Como se ha comentado anteriormente, el algoritmo utilizado para cancelar las interferencias es el *Zero-Forcing Dirty Paper Coding* del mismo modo que en [3]. Esta técnica permite anular la interferencia que sufre un usuario por parte del resto de usuarios pre-cancelándola en el transmisor. Dada una cierta ordenación de los usuarios, la matriz de canal se puede expresar como $\mathbf{H} = \mathbf{L}\mathbf{Q}$ por medio de una variación en la factorización QR en el que la ortogonalización de Gram-Schmidt se aplica a las filas de \mathbf{H} en lugar de aplicarse a las columnas, donde $\mathbf{L} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ es triangular inferior y $\mathbf{Q} \in \mathbb{C}^{M \times N \cdot N_a}$ tiene filas ortonormales ($\mathbf{Q}\mathbf{Q}^H = \mathbf{I}$). Precodificando la señal con la matriz \mathbf{Q}^H , $\mathbf{x} = \mathbf{Q}^H\mathbf{z}$, se anula la interferencia en el usuario m -ésimo causada por los usuarios con índice $j > m$:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} = \mathbf{L}\mathbf{Q}\mathbf{x} + \mathbf{n} = \mathbf{L}\mathbf{z} + \mathbf{n}, \quad (3.2)$$

donde \mathbf{z} es el vector de símbolos DPC. La señal recibida por el usuario m -ésimo viene dada por:

$$y_m = l_{mm}z_m + \sum_{j < m} l_{mj}z_j + n_m, \quad (3.3)$$

donde l_{mj} es el elemento (m, j) de la matriz \mathbf{L} y z_j es el elemento j -ésimo del vector \mathbf{z} . En la expresión anterior, $\sum_{j < m} l_{mj}z_j$ es la interferencia no causal que es conocida en la BS y puede ser eliminada utilizando una codificación *dirty paper* sucesiva sobre (z_1, \dots, z_M) . El uso de DPC no es trivial para más de dos usuarios y las prestaciones obtenidas dependen en gran medida de la ordenación de los usuarios, es decir, de la ordenación de las filas en la matriz de canales \mathbf{H} . En esta tesina se ha considerado la ordenación propuesta en [3], que ha demostrado ser una forma eficiente de aplicar DPC a múltiples usuarios. Una ordenación alternativa más compleja es el algoritmo de ordenación V-Blast [45].

¹En un sistema multiportadora, se podrían servir hasta $N \cdot N_a$ usuarios por portadora

Una vez que el término de interferencia no causal ha sido eliminado en (3.3), la SNR medida en el usuario m -ésimo puede ser fácilmente calculada como:

$$\text{SNR}_m = \frac{l_{mm}^2 |z_m|^2}{\sigma^2}, \quad (3.4)$$

donde $|\cdot|$ representa el valor absoluto o módulo de un número complejo.

Volviendo a la expresión (3.1), la potencia máxima transmitida está limitada en los sistemas reales. En este modelo centralizado, se asume que las BSs pueden cooperar en potencia y, de esta forma, la suma de las potencias de las BSs están limitadas [25]:

$$\|\mathbf{x}\|_2^2 = \|\mathbf{Q}^H \mathbf{z}\|_2^2 = \|\mathbf{z}\|_2^2 \leq P_{\text{máx}}. \quad (3.5)$$

Como el objetivo es comparar el rendimiento del ZF-DPC sobre los diferentes esquemas coordinados, se fija la potencia de la señal transmitida a la potencia máxima $P_{\text{máx}}$, por lo tanto, $\|\mathbf{x}\|_2^2 = \|\mathbf{z}\|_2^2 = P_{\text{máx}}$. Bajo estas condiciones, la SNR de la señal recibida por el usuario m -ésimo (3.4) se puede reescribir como:

$$\text{SNR}_m = \frac{P_{\text{máx}}}{\sigma^2} l_{mm}^2 \frac{|z_m|^2}{\|\mathbf{z}\|_2^2}. \quad (3.6)$$

Finalmente, el *sum-rate* medio del *cluster* del sistema con coordinación centralizada se puede expresar como:

$$\mathcal{R}^{\text{cent}} = E_{\mathbf{H}} \left[\sum_{m=1}^M \log_2 \left(1 + \frac{P_{\text{máx}}}{\sigma^2} l_{mm}^2 \frac{|z_m|^2}{\|\mathbf{z}\|_2^2} \right) \right], \quad (3.7)$$

donde $E_{\mathbf{H}}$ representa la esperanza matemática con respecto a la matriz de canales \mathbf{H} .

Analizando la ecuación (3.7), el término $\frac{P_{\text{máx}}}{\sigma^2}$ es constante y no depende del esquema de coordinación, l_{mm}^2 es un número real que representa el elemento m -ésimo de la diagonal de la matriz \mathbf{L} , y $\frac{|z_m|^2}{\|\mathbf{z}\|_2^2}$ es el factor de escalado de potencia introducido por la codificación *Dirty Paper*. En el trabajo original de Costa [10] se afirma que es posible realizar una cancelación de la interferencia sin que esto conlleve un incremento de potencia de la señal, es decir, que los símbolos DPC, z_m , tienen la misma potencia que los símbolos sin codificar, s_m . Sin embargo, esta codificación todavía no se ha podido llevar a la práctica, por lo que la limitación de potencia se impone al vector de señal codificada \mathbf{z} como en [23, 43].

Por otra parte, cabe destacar que la expresión (3.7) puede ser optimizada usando técnicas de distribución de potencia, como por ejemplo *waterfilling* [11]. Sin embargo, esta técnica puede provocar que algunos usuarios no sean servidos debido a la baja calidad de sus canales. En esta tesina se pretende comparar distintos esquemas de coordinación sobre el mismo número de usuarios activos, por lo que dado un conjunto de M usuarios activos en una determinada dimensión ortogonal y bajo una distribución de potencia *fairness*, todos ellos deben ser servidos por el *cluster* de BSs.

3.2. Modelo de Red con Coordinación Distribuida

El conocimiento global e instantáneo de todos los canales envueltos en un sistema con coordinación total puede ser inabordable cuando las BSs están distribuidas espacialmente en varias celdas. De este modo, esquemas de coordinación que requieran CSI local y/o *feedback* reducido por parte de los usuarios puede resultar interesante por ser un esquema más realista para aprovechar las prestaciones de los sistemas coordinados.

Como se ha comentado anteriormente, en el sistema con coordinación distribuida sólo se dispone de CSI local en las BSs, por lo que el ZF-DPC se aplica localmente en cada BS para los M usuarios que forman el sistema. La factorización LQ ahora se calcula en cada BS para la matriz de canales local \mathbf{H}_k , $\mathbf{H}_k = \mathbf{L}_k \mathbf{Q}_k$. Así, el máximo número de usuarios que pueden ser servidos sobre la dimensión espacial es ahora $M \leq N_a$. Bajo estas suposiciones, el vector de señal recibido por los M usuarios, \mathbf{y} , se puede expresar como:

$$\mathbf{y} = \sum_{k=1}^N \mathbf{H}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{n} = \sum_{k=1}^N \mathbf{L}_k \mathbf{z}_k + \mathbf{n}, \quad (3.8)$$

donde \mathbf{y} y \mathbf{n} ya se han definido en la ecuación (3.1); $\mathbf{H}_k \in \mathbb{C}^{M \times N_a}$ y $\mathbf{x}_k \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ son la matriz de canales y el vector de símbolos precodificados de la BS k -ésima. Ahora, la señal recibida por el usuario m -ésimo viene dada por:

$$y_m = \sum_{k=1}^N \left(l_{kmm} z_{k_m} + \sum_{j < m} l_{k_m j} z_{k_j} \right) + n_m, \quad (3.9)$$

donde $\sum_{k=1}^N \sum_{j < m} l_{k_m j} z_{k_j}$ es la interferencia no causal conocida por las BSs y z_k es igualmente calculada mediante DPC sucesivo en la BS k -ésima. Destacar que ahora $l_{kmm} = \mathbf{L}_{k(m,m)}$ y que z_{k_j} es el elemento j -ésimo del vector z_k .

Teniendo en cuenta la limitación de potencia de la ecuación (3.5), una limitación de potencia realista para este esquema es limitar la potencia de cada una de las BSs a $P_{\text{máx}}/N$:

$$\|\mathbf{z}_k\|_2^2 = P_{\text{máx}}/N. \quad (3.10)$$

De este modo, la SNR de la señal recibida por el usuario m -ésimo se puede expresar como:

$$\text{SNR}_m = \frac{P_{\text{máx}}}{\sigma^2} \frac{1}{N} \left| \sum_{k=1}^N l_{kmm} \frac{z_{k_m}}{\|\mathbf{z}_k\|_2} \right|^2, \quad (3.11)$$

y el *sum-rate* medio del *cluster* del sistema con coordinación distribuida viene dado por:

$$\mathcal{R}^{\text{dist}} = \mathbb{E}_{\mathbf{H}} \left[\sum_{m=1}^M \log_2 \left(1 + \frac{P_{\text{máx}}}{\sigma^2} \frac{1}{N} \left| \sum_{k=1}^N l_{kmm} \frac{z_{k_m}}{\|\mathbf{z}_k\|_2} \right|^2 \right) \right]. \quad (3.12)$$

Comparando la ecuación (3.12) con la obtenida para el sistema con coordinación total (3.7), la SNR recibida por cada usuario ahora se calcula como la suma del cuadrado de los términos calculados localmente $\left(l_{k_{mm}} \frac{z_{k_m}}{\|\mathbf{z}_k\|_2}\right)$. Cabe resaltar que el término $l_{k_{mm}}$ es siempre real y que los distintos z_{k_m} se suman en fase para las distintas BSs. Para maximizar el *sum-rate* conviene que todos los elementos de la diagonal tengan el mismo signo, ya que se van a sumar. La factorización LQ es esencialmente única, por lo que se puede forzar a que los elementos de la diagonal sean positivos.

Básicamente hay dos técnicas para imponer que los valores $l_{k_{mm}}$ sean positivos. La primera técnica consiste en obtener una factorización LQ de la manera más eficiente sin ninguna restricción sobre la diagonal. El resultado obtenido son las matrices \mathbf{L}_{0_k} y \mathbf{Q}_{0_k} que son multiplicadas por una matriz diagonal \mathbf{C}_k , donde los elementos distintos de cero deben ser 1 o -1 dependiendo del signo de $l_{k_{mm}}$ ($c_{kk} = \text{sign}(l_{k_{mm}})$):

$$\mathbf{H}_k = \mathbf{L}_{0_k} \mathbf{Q}_{0_k} = \mathbf{L}_{0_k} \mathbf{C}_k \mathbf{C}_k^H \mathbf{Q}_{0_k} = \mathbf{L}_k \mathbf{Q}_k. \quad (3.13)$$

En la expresión anterior, \mathbf{C}_k es una matriz unitaria ($\mathbf{C}_k \mathbf{C}_k^H = \mathbf{I}$), $\mathbf{L}_k = \mathbf{L}_{0_k} \mathbf{C}_k$ tiene la diagonal principal positiva y $\mathbf{Q}_k = \mathbf{C}_k^H \mathbf{Q}_{0_k}$ contiene los nuevos pesos del *beamforming*. La segunda estrategia consiste en utilizar la matriz \mathbf{C}_k como una matriz de codificación adicional sobre la señal DPC, es decir, se transmite $\mathbf{C}_k \mathbf{z}_k$ en lugar de \mathbf{z}_k en la ecuación (3.8).

Por último, volviendo a la expresión (3.12) y comparándola con la expresión del *sum-rate* obtenido por el sistema con coordinación total (3.7), cabe destacar que la pérdida debida al conocimiento limitado del CSI por parte de las BSs puede calcularse comparando los términos internos al sumatorio de ambas expresiones. Desde un punto de vista algebraico, la magnitud de los elementos l_{mm} en (3.7) será mayor que la de los elementos $l_{k_{mm}}$ de (3.12), ya que los l_{mm} han sido obtenidos a partir de la matriz de canales global \mathbf{H} de $N \cdot N_a$ columnas, mientras que los $l_{k_{mm}}$ han sido obtenidos a partir de la matriz de canales local \mathbf{H}_k de N_a columnas [46].

3.3. Modelo de Red con Coordinación Parcial

En el modelo del sistema coordinado distribuido expresado en la ecuación (3.8), las matrices de canales \mathbf{H}_k deben ser localmente conocidas en cada BS para poder aplicar un ZF-DPC local. Teniendo en cuenta que el usuario m -ésimo estima los coeficientes de canal $\mathbf{H}_{k(m, \cdot)}$ y los envía a la estación base k -ésima, parte del canal *uplink* debe estar reservado para el envío de esta información. Con el objetivo de reducir el *feedback* necesario, se propone un sistema más realista en el que la atenuación que sufre un usuario desde dos BSs distintas puede variar desde unos pocos dB hasta más de 60 dBs. Desde el punto de vista del usuario, las contribuciones de BSs que tienen una atenuación elevada son despreciables frente a las que tienen baja atenuación. Además, la BS estará desperdiciando potencia

intentando transmitir por un canal con elevada atenuación. La solución propuesta en este apartado es una coordinación parcial basada en la calidad de los enlaces experimentada por los usuarios.

Para definir el *active set* de BSs para un usuario, inicialmente se asume que todas las BSs transmiten a ese usuario, como en el sistema con coordinación distribuida. En segundo lugar, el usuario estima la ganancia de los canales recibidos por cada una de las BSs, define como referencia la BS por la que recibe mayor nivel de señal y selecciona un umbral relativo a este enlace referencia. Finalmente, sólo las BSs cuya ganancia está por encima del umbral están incluidas en el *active set*. De esta forma, las BSs que tienen canales de baja calidad no transmiten a los usuarios, por lo que cada usuario puede ser servido por un número distinto de BSs, dependiendo de las condiciones de sus canales. Diferentes grados de coordinación se pueden conseguir modificando el valor del umbral relativo, por lo que se puede evaluar la relación entre prestaciones y requerimientos de señalización y *overhead* sobre el *backhaul*. Tanto éste como la mayoría de algoritmos para la formación de *clusters* se basan en las condiciones del canal, es decir, un usuario se asocia con el *cluster* o BS que le proporciona mejor canal [34, 36, 40].

Los beneficios de este esquema sobre los sistemas con coordinación distribuida son básicamente dos: reducción del *feedback* (los usuarios sólo tienen que realimentar los coeficientes de los canales que tienen un cierto nivel), menor información de intercambio entre las BSs (los datos de usuario sólo son necesarios en aquellas BSs que pertenecen al *active set* del usuario) y una distribución más eficiente de la potencia (se ahorra potencia al no transmitir por canales de baja calidad y esta potencia se aprovecha sobre canales mejores). Por otra parte, el inconveniente de esta técnica es la introducción de interferencia multi-usuario. Sin embargo, esta interferencia no resultará tan crítica ya que los canales por la cual se reciben presentan una gran atenuación con respecto al canal de referencia de cada usuario.

Con el objetivo de presentar el modelo del sistema con coordinación parcial, se denota \mathcal{BS}_m al *active set* de BSs que da servicio al usuario m -ésimo, y \mathcal{M}_k es el conjunto de usuarios que son servidos por la BS k -ésima. El número de elementos del conjunto \mathcal{BS}_m debe cumplir $1 \leq |\mathcal{BS}_m| \leq N$, de forma que todos los usuarios son servidos por al menos una BS, mientras que el número de elementos de \mathcal{M}_k debe cumplir $0 \leq |\mathcal{M}_k| \leq M$. Aplicando en primer lugar el modelo del sistema coordinado distribuido presentado en la ecuación (3.8) y aplicando el *active set*, la señal recibida por el usuario m -ésimo se puede expresar como un sumatorio de las señales de interés, otro sumatorio de las señales interferentes y el ruido:

$$y_m = \sum_{k \in \mathcal{BS}_m} \mathbf{H}_{k(m,:)} \mathbf{x}_k + \sum_{j \in \overline{\mathcal{BS}_m}} \mathbf{H}_{j(m,:)} \mathbf{x}_j + n_m, \quad (3.14)$$

donde $\overline{\mathcal{BS}_m}$ es el complemento del conjunto \mathcal{BS}_m , y $\mathbf{H}_{j(m,:)}$ es el canal entre la BS j -ésima y el usuario m -ésimo. En la expresión anterior se asume que los coeficientes relativos a

los canales interferentes no pueden ser estimados por el usuario m -ésimo, ya que no están incluidos en su active set \mathcal{BS}_m . Por lo tanto, este término es considerado como interferencia que no puede ser eliminada por el detector y, a diferencia de los esquemas anteriores, se necesita considerar la Relación Señal a Ruido e Interferencia (*Signal-to-Interference-plus-Noise*, SINR).

Teniendo en cuenta que el ZF-DPC es calculado localmente en cada BS sobre el conjunto de usuarios servidos, \mathcal{M}_k , el primer término de la expresión (3.14) representa la señal de interés, y puede expresarse, de la misma forma que en el apartado 3.2, como:

$$y_m^S = \sqrt{\frac{P_{\text{máx}}}{N}} \sum_{k \in \mathcal{BS}_m} l_{kmm} \frac{z_{km}}{\|\mathbf{z}_k\|_2}. \quad (3.15)$$

En cuanto a la interferencia multiusuario para cada BS vista en la expresión (3.14), la expresión de \mathbf{x}_j es similar a la obtenida en el apartado 3.1, y se puede expresar como:

$$\mathbf{x}_j = \mathbf{Q}_j^H \mathbf{z}_j, \quad (3.16)$$

donde el vector \mathbf{z}_j es la señal enviada por la BS j -ésima a sus usuarios, \mathcal{M}_j . Sustituyendo (3.16) en (3.14), la contribución de la interferencia multi-usuario sobre la señal recibida por el usuario m -ésimo se puede expresar como:

$$y_m^I = \sum_{j \in \overline{\mathcal{BS}}_m} \mathbf{H}_{j(m,:)} \mathbf{Q}_j^H \mathbf{z}_j. \quad (3.17)$$

Con los modelos de señal de interés e interferencia presentados, se puede calcular la potencia de ambas contribuciones. La potencia de señal de interés se puede obtener fácilmente de (3.15) como:

$$P_m^S = \frac{P_{\text{máx}}}{N} \left| \sum_{k \in \mathcal{BS}_m} l_{kmm} \frac{z_{km}}{\|\mathbf{z}_k\|_2} \right|^2, \quad (3.18)$$

mientras que la potencia de la interferencia se puede expresar a partir de (3.17) como:

$$P_m^I = \left| \sum_{j \in \overline{\mathcal{BS}}_m} \sum_{l \in \mathcal{M}_j} \mathbf{H}_{j(m,:)} \mathbf{Q}_{j(:,l)}^H z_{jl} \right|^2. \quad (3.19)$$

Finalmente, la SINR de la señal recibida por el usuario m -ésimo viene dada por:

$$\text{SINR}_m = \frac{\frac{P_{\text{máx}}}{N} \left| \sum_{k \in \mathcal{BS}_m} l_{kmm} \frac{z_{km}}{\|\mathbf{z}_k\|_2} \right|^2}{\left| \sum_{j \in \overline{\mathcal{BS}}_m} \sum_{l \in \mathcal{M}_j} \mathbf{H}_{j(m,:)} \mathbf{Q}_{j(:,l)}^H z_{jl} \right|^2 + \sigma^2}, \quad (3.20)$$

y el *sum-rate* medio del cluster para una coordinación parcial puede expresarse como:

$$\mathcal{R}^{\text{par}} = \mathbb{E}_{\mathbf{H}} \left[\sum_{m=1}^M \log_2 (1 + \text{SINR}_m) \right]. \quad (3.21)$$

Capítulo 4

Simulaciones y Resultados

En esta sección, se van a presentar los resultados de las simulaciones comparando las prestaciones ofrecidas por ZF-DPC combinado con los esquemas de red con coordinación centralizada, distribuida y parcial. Para una completa comparación, el *sum-rate* medio ha sido calculado para diferentes números de usuarios activos, diferentes combinaciones de números de BSs y antenas dentro del *cluster* y diferentes grados de coordinación entre BSs.

Todos los canales *downlink* se han generado de acuerdo a una distribución aleatoria de los usuarios sobre el área del *cluster* (Figura 3.1), es decir, considerando distancias entre el usuario y las BSs desde 10 hasta 500 metros. La matriz de canales se ha generado incluyendo un *path-loss* con $\gamma = 2$, un *shadowing* descrito como una distribución log-normal con varianza de 8 dB ($\log -\mathcal{N}(0, 8 \text{ dB})$), un *fading* a pequeña escala descrito por componentes complejas Gaussianas i.i.d. con distribución normal $\mathcal{N}(0, 1)$ y una correlación entre antenas transmisoras de 0.5.

En las simulaciones, se han seleccionado *clusters* de $N = 2$ y $N = 3$ BSs equipadas con $N_a = 3$ o $N_a = 4$ antenas cada una. En las figuras 4.1 - 4.4 se muestra el *sum-rate* medio para los sistemas de comunicaciones con coordinación total, distribuida y parcial. Para el sistema con coordinación parcial, los valores del umbral se han fijado en 0, 10 y 30 dB. Cabe destacar que un umbral de 0 dB es equivalente a una red convencional sin coordinación donde cada usuario selecciona la mejor BS. Los sistemas con coordinación distribuida y parcial pueden soportar un máximo de N_a usuarios, $M \leq N_a$, mientras que los sistemas con coordinación total pueden soportar hasta $M \leq N \cdot N_a$ usuarios. Para que la comparación sea más justa, se ha decidido fijar el número de usuarios en un valor permitido por los tres sistemas, por lo que el número de usuarios del sistema con coordinación total también será el mismo.

Se puede observar como el *sum-rate* medio de los sistemas con coordinación total y distribuida experimenta un incremento lineal con la SNR (definida como energía media de bit dividido por la potencia de ruido, E_b/N_0) para todas las configuraciones, mien-

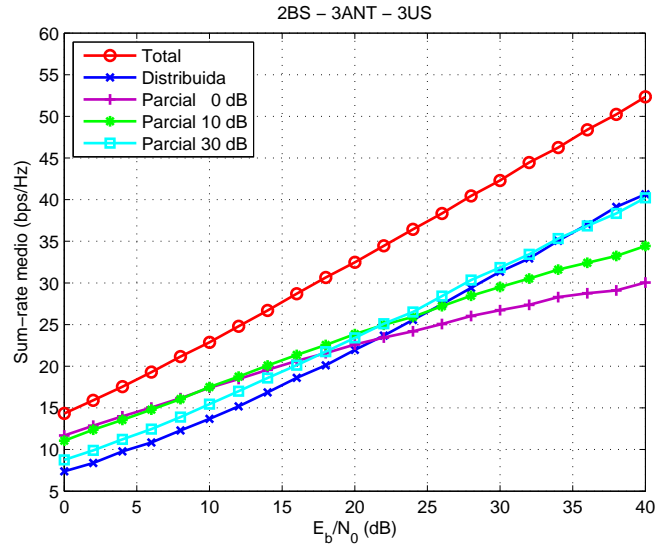


Figura 4.1: *Sum-rate* medio de un *cluster* con $N = 2$ BSs con $N_a = 3$ antenas cada una y $M = 3$ usuarios.

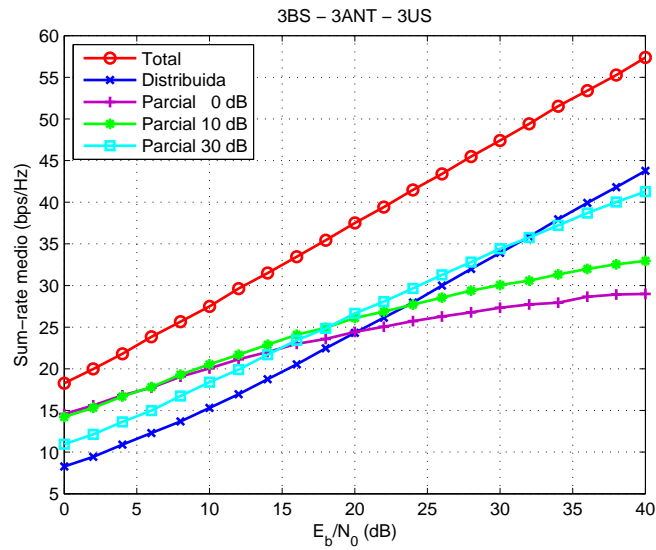


Figura 4.2: *Sum-rate* medio de un *cluster* con $N = 3$ BSs con $N_a = 3$ antenas cada una y $M = 3$ usuarios.

tras que el sistema con coordinación parcial experimenta un comportamiento diferente dependiendo del valor de SNR. Esto es debido a que, dependiendo del nivel de SNR de la señal, el efecto dominante puede ser el ruido o la interferencia. Para niveles bajos de SNR, la potencia de ruido es mayor que la de la interferencia en el denominador de (3.20). Además, el factor de escalado de potencia $\frac{|z_{km}|^2}{\|z_k\|_2}$ es mayor que el de (3.12) debido a que

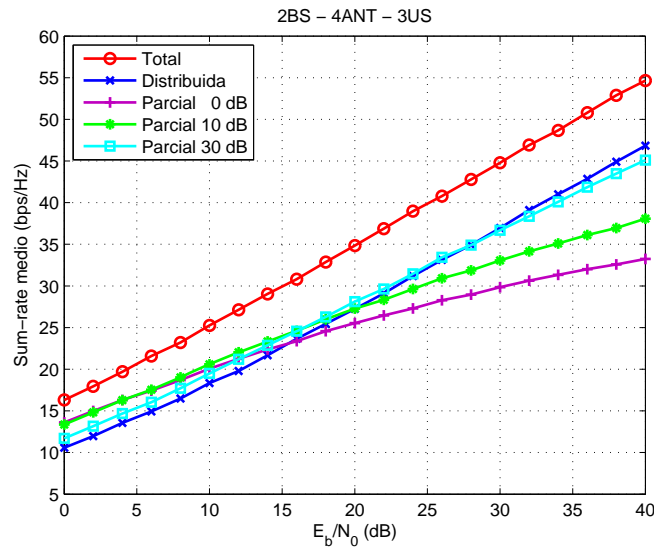


Figura 4.3: *Sum-rate* medio de un *cluster* con $N = 2$ BSs con $N_a = 4$ antenas cada una y $M = 3$ usuarios.

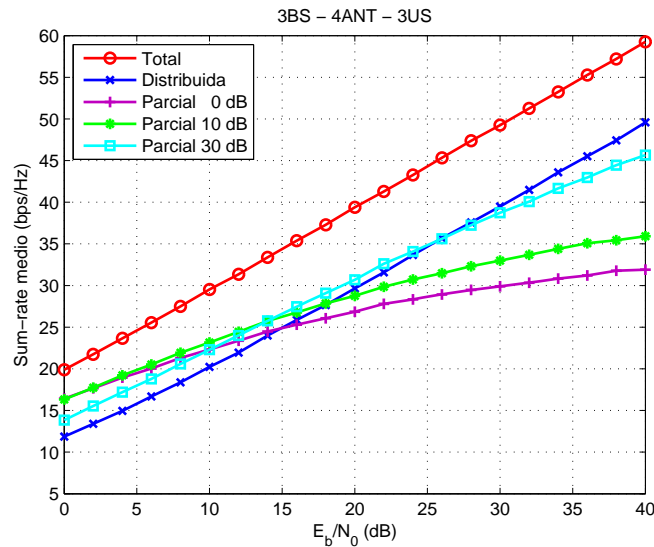


Figura 4.4: *Sum-rate* medio de un *cluster* con $N = 3$ BSs con $N_a = 4$ antenas cada una y $M = 3$ usuarios.

el número medio de usuarios servidos por BS es menor y a que la potencia en cada BS es distribuida entre los usuarios activos. Esto hará que $\|z_k\|_2$ sea menor en el caso de coordinación parcial que en el de distribuida. De esta forma, en la zona limitada por el ruido no es recomendable el uso de coordinación en transmisión, ya que la mejor técnica es emplear toda la potencia a través del canal más inmune al ruido. Por otra parte, en la zona de

elevada SNR, la potencia de la señal interferente puede estar varios ordenes de magnitud por encima de la potencia de ruido en un sistema con coordinación parcial, por lo que el efecto dominante es la interferencia multi-usuario (3.19). En este caso, la técnica para mejorar el *sum-rate* medio del *cluster* pasa por reducir dicha interferencia aumentando el grado de coordinación de la red.

Finalmente, cabe destacar que el valor de SNR donde las curvas de los sistemas coordinados distribuidos y parciales se cruzan disminuye al pasar de configuraciones con $N_a = 3$ antenas a configuraciones con $N_a = 4$ antenas. Este efecto es debido al grado de libertad adicional obtenido en el diseño de la precodificación ZF-DPC debido a que $N_a > M$. El hecho de que la falta de grados de libertad ($M = N_a$) en la precodificación perjudique más al sistema con coordinación distribuida que al parcial juega en favor de éste último, ya que en los sistemas reales se pretende servir al máximo número posible de usuarios.

En las figuras 4.5 y 4.6 se ha representado la probabilidad de *outage* para un *cluster* formado por $N = 3$ BSs con $N_a = 4$ antenas cada una, $M = 3$ usuarios, $E_b/N_0 = 20$ dB y $E_b/N_0 = 30$ dB. La probabilidad de *outage* para un cierto *sum-rate* umbral se define como la probabilidad de que el *sum-rate* ofrecido por el sistema no alcance el valor umbral. Como hemos visto en las gráficas anteriores, el grado de libertad adicional debido a que $M < N_a$ pueden ser mejor aprovechado por el sistema con coordinación distribuida. A pesar de esto, en la Figura 4.5 se puede ver que para cualquier umbral de *sum-rate*, la probabilidad de *outage* ofrecida por el sistema con coordinación parcial y umbral de 30 dB

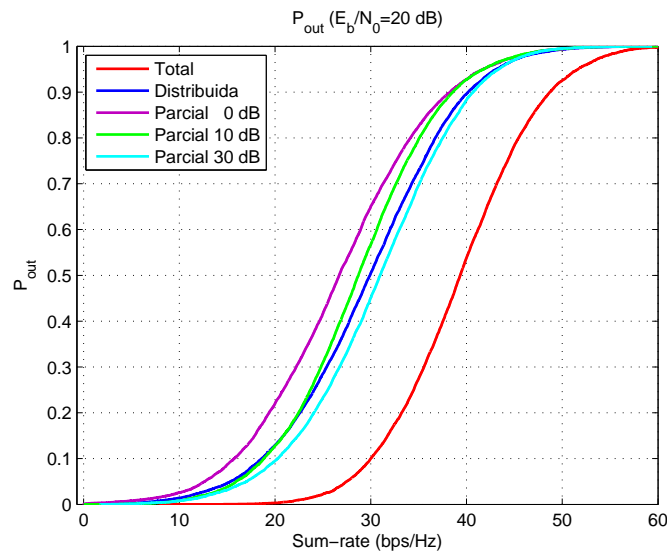


Figura 4.5: Probabilidad de *outage* de un *cluster* con $N = 3$ BSs con $N_a = 4$ antenas cada una y $M = 3$ usuarios para una $E_b/N_0 = 20$ dB.

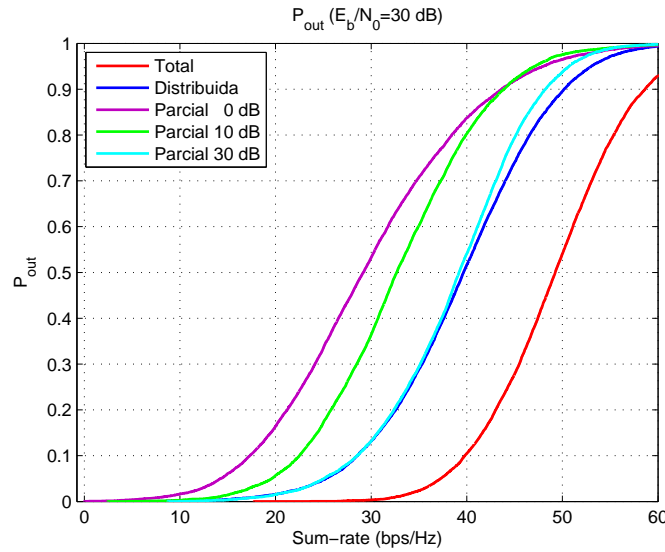


Figura 4.6: Probabilidad de *outage* de un *cluster* con $N = 3$ BSs con $N_a = 4$ antenas cada una y $M = 3$ usuarios para una $E_b/N_0 = 30$ dB.

es siempre inferior a la del sistema con coordinación distribuida. Aumentando la SNR, en la Figura 4.6 se muestra que ambos sistemas comparten la probabilidad de *outage* hasta alcanzar casi $P_{out} = 0,5$, esto es, comparten prestaciones en el margen útil de probabilidad de *outage*.

En cuanto a la cantidad de información a realimentar en el sistema coordinado parcial, la Figura 4.7 muestra el número de coeficientes a realimentar por usuario respecto al valor del umbral para *clusters* de $N = 2$ y $N = 3$ BSs. Es evidente que en el esquema con coordinación distribuida, cada usuario necesita realimentar con respecto a todas las BS en el *cluster* [47], y de esta forma, 2 o 3 coeficientes son realimentados dependiendo del número de celdas que forman el *cluster*. Un coeficiente realimentado se entiende como todos los canales desde la BS hasta el usuario, es decir, cada canal se corresponde con una fila completa de la matriz de canales, \mathbf{H}_k . En el caso de una red con coordinación distribuida, la cantidad media de coeficientes a realimentar viene determinada por la elección del umbral. Como se ha comentado previamente, un umbral de 0 dB equivale a una red convencional sin coordinación donde cada usuario es servido por una BS. Para este caso, el número de coeficientes realimentados por usuario es 1. Se puede observar que la relación entre el número de coeficientes y el valor del umbral es prácticamente lineal. Cabe destacar la traza correspondiente al *cluster* con $N = 3$ BSs, $N_a = 4$ antenas y $M = 3$ usuarios analizada en las figuras anteriores. Se puede ver que para un umbral de 30 dB en el sistema con coordinación parcial, en el que las prestaciones eran superiores al sistema con coordinación distribuida, el número de coeficientes medios a realimentar se sitúa en 2.5 coeficientes. Esto supone un ahorro del 17% con respecto al sistema distribuido

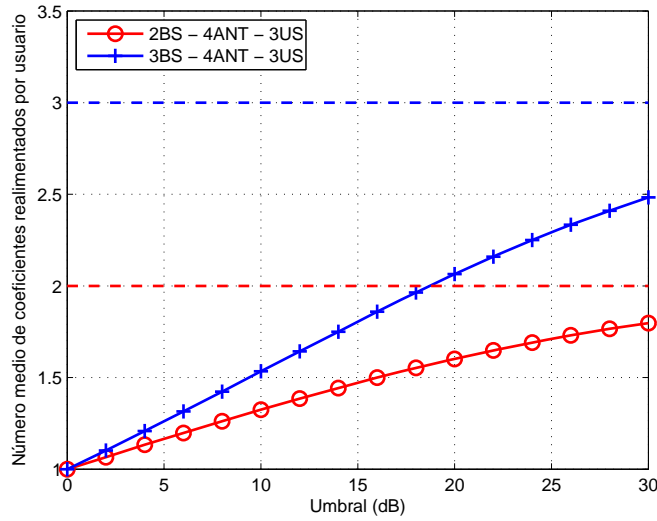


Figura 4.7: Número medio de coeficientes del canal realimentados por usuario en el esquema con coordinación parcial respecto al nivel del umbral. Los resultados se muestran para *clusters* de $N = 2$ y $N = 3$ BSs con arrays de $N_a = 4$ antenas cada uno y $M = 3$ usuarios. Las líneas discontinuas representan el número de coeficientes alimentados por el sistema con coordinación distribuida.

de la cantidad media de información a realimentar por parte de los usuarios, o lo que es lo mismo, los usuarios del sistema distribuido necesitan realimentar un 20% más de información.

En la Figura 4.8 se representa el *sum-rate* medio respecto al número de coeficientes medio realimentados por usuario para distintas SNR y para las configuraciones de $N = 2$ y $N = 3$ BSs con $N_a = 4$ antenas transmisoras y $M = 3$ usuarios. Estas curvas son útiles desde el punto de vista de conocer la información a realimentar necesaria para obtener un determinado *sum-rate* dentro del *cluster*.

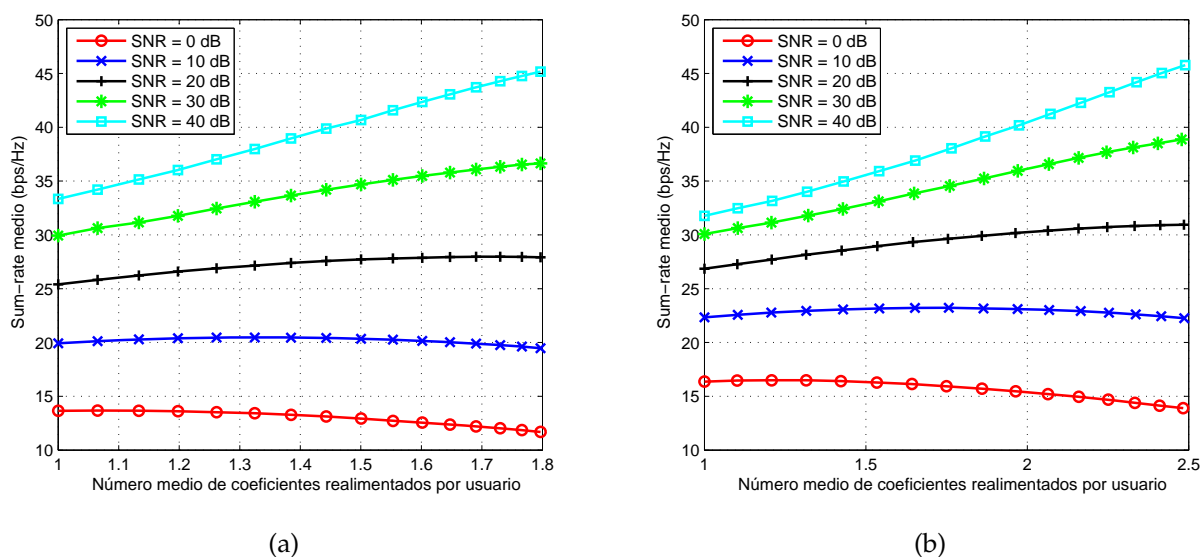


Figura 4.8: *Sum-rate* medio respecto al número de coeficientes necesarios a realimentar en el sistema con coordinación parcial. Los resultados se muestran para SNR desde 0 dB hasta 40 dB y *clusters* de (a) $N = 2$ BSs y (b) $N = 3$ BSs con *arrays* of $N_a = 4$ antenas cada uno, y $M = 3$ usuarios.

Capítulo 5

Conclusiones

Esta tesina se centra en la evaluación de distintos esquemas de sistemas de comunicaciones inalámbricos coordinados. El objetivo es reducir la gran cantidad de información necesaria a realimentar por los usuarios y a intercambiar entre las estaciones base en un sistema con coordinación total, que hace inabordable su implementación, sin que afecte excesivamente a sus prestaciones.

En primer lugar, se han comentado las características que deben tener los sistemas de comunicaciones inalámbricas futuros. Éstos deben poseer una elevada eficiencia espectral debido a la saturación del espectro electromagnético, y deben ser eficientes también en potencia debido a la batería reducida que utilizan los dispositivos portátiles y móviles.

En el capítulo 2, se han revisado los principales resultados de Teoría de la Información sobre la capacidad de un canal. Estos resultados se han aplicado sobre los canales MIMO y se ha comprobado que estos sistemas ofrecen la eficiencia necesaria para los futuros sistemas de comunicaciones. También se han explicado brevemente los distintos tipos de sistemas MIMO, sus características y algunas de sus técnicas.

En el capítulo 3 se han presentado las principales características de los sistemas de comunicaciones coordinados. Así mismo, se ha descrito el modelo de red con coordinación total y los esquemas alternativos que permiten reducir el tráfico sobre el canal *feedback* de los usuarios y sobre el *backhaul* entre estaciones base, obteniendo para cada uno de ellos expresiones del *sum-rate*. Estas expresiones han permitido explicar el distinto comportamiento de los sistemas según el nivel de relación señal a ruido recibido.

En el capítulo 4 se muestran los resultados de las simulaciones realizadas sobre los 3 esquemas de red propuestos. Las simulaciones tienen como objetivo obtener los resultados tanto del *sum-rate* obtenido por los distintos esquemas, como del volumen de información a realimentar por los usuarios. Observando los resultados, se han confirmado el comportamiento que se había previsto en el capítulo anterior. El sistema con coordinación total supera ampliamente las prestaciones de los sistemas con coordinación distribuida y parcial a cambio de requerir más información del estado del canal y más complejidad

en el sistema. El sistema con coordinación distribuida, que requiere un conocimiento local del canal en lugar de global, requiere menos complejidad que el total y ofrece unas prestaciones muy superiores a las redes convencionales en sistemas multi-celda limitados por la interferencia. Sin embargo, la señalización y la información intercambiada sobre el *backhaul* que une las estaciones base puede ser todavía más reducida con un sistema con coordinación parcial, manteniendo prácticamente las mismas o mejores prestaciones para casi toda la banda de valores de relación señal a ruido simulados. En este caso, se han obtenido el número de coeficientes de canal a realimentar por usuario para distintos grados de coordinación de la red.

Estos resultados se han expuesto en el artículo:

- F. Domene, G. Piñero, C. Botella, M. Diego and A. González, "Joint Processing for the Downlink of Multi-Cell Networks with reduced Channel Knowledge Requirements at the Transmitter Side", Submitted to *Wireless Communications and Mobile Computing 2009*,

cuya primera página se muestra en el anexo y que en estos momentos se encuentra en proceso de revisión.

En cuanto a líneas futuras sobre coordinación de redes, al ser un sistema muy reciente, existe mucho campo de investigación. Las principales líneas de investigación se centran en la obtención de nuevas técnicas que permitan acercar la tasa obtenida a la región DPC, técnicas de baja complejidad que sean capaces de mantener las prestaciones, técnicas de *Limited Feedback* que hagan más eficiente el sistema, etc. Otra importante línea de investigación que surge a continuación de esta tesina es la implementación de los algoritmos utilizados sobre Unidades de Procesamiento Gráfico (*Graphics Processing Units*, GPUs). La potencia de cálculo de estas nuevas arquitecturas permite resolver problemas complejos que requieren computación intensiva en computadores personales, si se desarrollan los algoritmos de altas prestaciones apropiados.

Capítulo 6

Agradecimientos

Este trabajo ha sido realizado gracias a la financiación de la Universidad Politécnica de Valencia a través de su *Programa de Apoyo a la Investigación y Desarrollo 2008* (PAID-08) y a la financiación de la Generalitat Valenciana a través del proyecto PROMETEO/2009/013.

Bibliografía

- [1] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas," *Wireless Personal Communications*, pp. 311–335, 1998.
- [2] I. E. Telatar, "Capacity of Multi-Antenna Gaussian Channels," *European Transactions on Telecommunications*, vol. 10, no. 6, pp. 585–595, November 1999.
- [3] M. K. Karakayali, G. J. Foschini, and R. A. Valenzuela, "Network Coordination for Spectrally Efficient Communications in Cellular Systems," *IEEE Wireless Communications*, pp. 56–61, August 2006.
- [4] G. Foschini, K. Karakayali, and R. Valenzuela, "Coordinating multiple antenna cellular networks to achieve enormous spectral efficiency," *IEE Proceedings - Communications*, vol. 153, no. 4, pp. 548–555, August 2006.
- [5] 3GPP TR 36.814, "3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Further Advancements for E-UTRA Physical Layer Aspects (Release 9)," 3GPP, Tech. Rep., February 2009.
- [6] C. E. Shannon, "A Mathematical Theory of Communication," *Bell System Technical Journal*, vol. 27, no. 3, pp. 379–423, 1948.
- [7] A. J. Goldsmith, *Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2005.
- [8] A. Goldsmith, S. Jafar, N. Jindal, and S. Vishwanath, "Capacity limits of MIMO channels," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 21, no. 5, pp. 684–702, June 2003.
- [9] W. Yu, W. Rhee, S. Boyd, and J. M. Cioffi, "Iterative Water-Filling for Gaussian Vector Multiple-Access Channels," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 50, no. 1, pp. 145–152, January 2004.
- [10] M. Costa, "Writing on Dirty Paper," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 29, no. 3, pp. 439–441, May 1983.

- [11] G. Caire and S. Shamai, "On the Achievable Throughput of a Multiantenna Gaussian Broadcast Channel," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49, no. 7, pp. 1691–1706, July 2003.
- [12] P. Vishwanath and D. Tse, "Sum capacity of the vector Gaussian broadcast channel and uplink-downlink duality," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49, no. 8, pp. 1912–1921, August 2003.
- [13] S. Vishwanath, N. Jindal, and A. Goldsmith, "Duality, Achievable Rates, and Sum-Rate Capacity of Gaussian MIMO Broadcast Channels," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49, no. 10, pp. 2658–2668, October 2003.
- [14] H. Weingarten, Y. Steinberg, and S. Shamai, "The capacity region of the Gaussian multiple-input multiple-output broadcast channel," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 52, no. 9, pp. 3936–3964, September 2006.
- [15] B. Hassibi and M. Sharif, "Fundamental limits in MIMO broadcast channels," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 25, no. 7, pp. 1333–1344, September 2007.
- [16] C. B. Peel, B. Hochwald, and A. L. Swindlehurst, "A Vector-Perturbation Technique for Near-Capacity Multi-Antenna Multi-User Communication - Part I: Channel Inversion and Regularization," vol. 53, no. 1, January 2005. [Online]. Available: http://mars.bell-labs.com/cm/ms/what/mars/papers/mod_precoding/
- [17] Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst, and M. Haardt, "Zero-Forcing Methods for Downlink Spatial Multiplexing in Multiuser MIMO Channels," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 52, no. 2, pp. 461–471, February 2004.
- [18] C. Windpassinger, R. F. H. Fischer, T. Vencel, and J. B. Huber, "Precoding in Multi-antenna and Multiuser Communications," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 3, no. 4, pp. 1305–1316, July 2004.
- [19] B. Hochwald, C. B. Peel, and A. L. Swindlehurst, "A Vector-Perturbation Technique for Near-Capacity Multi-Antenna Multi-User Communication - Part I: Channel Inversion and Regularization," vol. 53, no. 3, March 2005. [Online]. Available: http://mars.bell-labs.com/cm/ms/what/mars/papers/mod_precoding/
- [20] C. Windpassinger, R. F. H. Fischer, and J. B. Huber, "Lattice-Reduction-Aided Broadcast Precoding," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 52, no. 12, pp. 2057–2060, December 2004.
- [21] A. K. Lenstra, H. W. Lenstra, and L. Lovász, "Factoring Polynomials with Rational Coefficients," *Math. Ann.*, vol. 261, pp. 515–534, 1982.

- [22] S. Shamai and B. Zaidel, "Enhancing the cellular downlink capacity via co-processing at the transmitting end," in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference*, 2001.
- [23] S. Jafar and A. Goldsmith, "Transmitter optimization for multiple antenna cellular system," in *Proc. IEEE International Symposium on Information Theory*, 2002.
- [24] S. Jafar, G. Foschini, and A. Goldsmith, "Phantomnet: exploring optimal multicellular multiple antenna systems," in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference*, 2002.
- [25] H. Zhang and H. Dai, "Cochannel interference mitigation and cooperative processing in downlink multicell multiuser MIMO networks," *EURASIP Journal on Applied Signal Proc.*, vol. 5, pp. 591–604, 2004.
- [26] P. Marsch and G. Fettweis, "A framework for optimizing the downlink performance of distributed antenna systems under constrained backhaul," in *Proc. European Wireless Conference*, 2007.
- [27] O. Simeone, O. Somekh, H. V. Poor, and S. Shamai, "Local base station cooperation via finite-capacity links for the uplink of linear cellular networks," *IEEE Transactions on Information Theory*, 2009.
- [28] P. Marsch and G. Fettweis, "A framework for optimizing the uplink performance of distributed antenna systems under constrained backhaul," in *Proc. European Wireless Conference*, 2007.
- [29] S. Shamai, O. Somekh, O. Simeone, A. Sanderovich, B. M. Zaidel, and H. V. Poor, "Cooperative multi-cell networks: Impact of limited-capacity backhaul and inter-users links," in *Proc. Joint Workshop on Coding and Communications*, 2007.
- [30] H. Zhang, N. Mehta, A. Molisch, J. Zhang, and H. Dai, "Asynchronous interference mitigation in cooperative base station systems," *IEEE Transactions on Information Theory*, 2009.
- [31] B. Zarikoff and J. Cavers, "Multiple frequency offset estimation for the downlink of coordinated MIMO systems," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 26, no. 6, pp. 901–912, August 2008.
- [32] H. Papadopoulos and C.-E. Sundberg, "Space-time codes for MIMO systems with non-collocated transmit antennas," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 26, no. 6, pp. 927–937, August 2008.

- [33] H. Skjevling, D. Gesbert, and A. H. Rungnes, "Low-complexity distributed multibase transmission and scheduling," *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 2008.
- [34] S. Venkatesan, "Coordinating base stations for greater uplink spectral efficiency in a cellular network," in *Proc. IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 2007.
- [35] F. Boccardi and H. Huang, "Limited downlink network coordination in cellular networks," in *Proc. IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 2007.
- [36] A. Papadogiannis, D. Gesbert, and E. Hardouin, "A dynamic clustering approach in wireless networks with multi-cell cooperative processing," in *Proc. IEEE International Conference on Communications*, 2008.
- [37] F. Boccardi, H. Huang, and A. Alexiou, "Network mimo with reduced backhaul requirements by mac coordination," *IEEE Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, 2008.
- [38] A. Papadogiannis, H. Bang, D. Gesbert, and E. Hardouin, "Downlink overhead reduction for multi-cell cooperative processing enabled wireless networks," in *Proc. IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 2008.
- [39] C. Botella, G. P. Nero, A. González, and M. de Diego, "Coordination in a multi-cell multi-antenna multi-user W-CDMA system: a beamforming approach," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 7, no. 11, pp. 4479–4485, November 2008.
- [40] H. Huang and M. Trivellato, "Performance of multiuser MIMO and network coordination in downlink cellular networks," in *International Symposium on Modeling and Optimization in Mobile, Ad Hoc, and Wireless Networks and Workshops*, 2008.
- [41] S. Jing, D. Tse, J. Soriaga, J. Hou, J. Smee, and R. Padovani, "Multicell downlink capacity with coordinated processing," *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 2008.
- [42] C. Botella, F. Domene, G. Piñero, and T. Svensson, "A Low-complexity Joint Power Control and Beamforming Algorithm for the Downlink of Multi-user W-CDMA Coordinated Systems," in *Proc. IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, June 2009, pp. 226–230.

- [43] K. Karakayali, G. J. Foschini, R. A. Valenzuela, and R. Yates, "On the Maximum Common Rate Achievable in a Coordinated Network," in *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications (ICC '06)*, vol. 9, June 2006, pp. 4333–4338.
- [44] G. Piñero, C. Botella, A. González, M. de Diego, and N. Cardona, "Downlink power control and beamforming for a cooperative wireless system," in *Proc. IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 2, 2004, pp. 974–978.
- [45] H. Zhu, Z. Lei, and F. Chin, "On interference cancellation ordering of V-BLAST detectors," *Information, Communications and Signal Processing (ICICS)*, vol. 2, pp. 902–906, December 2003.
- [46] G. H. Golub and C. F. V. Loan, *Matrix Computations*, 3rd ed. Johns Hopkins University Press, 1996.
- [47] A. Papadogiannis, E. Hardouin, and D. Gesbert, "A framework for decentralising multicell cooperative processing on the downlink," in *Proc. IEEE Proc. IEEE Global Communications Conference*, 2008.



Joint Processing for the Downlink of Multi-Cell Networks with reduced Channel Knowledge Requirements at the Transmitter Side

Fernando Domene^{1*}, Gema Piñero¹, Carmen Botella², María de Diego¹, Alberto González¹

¹*Instituto de Telecomunicaciones y Aplicaciones Multimedia (iTEAM), Universidad Politécnica de Valencia, Spain.*

²*Department of Signals and Systems, Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden.*

Summary

Joint processing between multiple transmission points has been identified as one of the fundamental techniques for mitigating inter-cell interference in future broadband communication systems. In this approach, base stations or access points exchange user data, local channel state information and information for synchronization issues. Additionally, channel state information estimated by the users needs to be fed back to the base stations. Therefore, one of the major challenges associated with joint multi-cell processing is the design of efficient algorithms with reduced data exchange and low complexity requirements. Following this idea, this paper explores two joint processing schemes that rely on the use of limited channel knowledge at the transmitter side. In the *Distributed Joint Processing* approach, only local channel state information is required at each base station. Channel knowledge requirements can be further reduced by considering a *Partial Joint Processing* approach, where base stations related to poor quality channels are not allowed to transmit to a user. In the paper, expressions for the average system sum-rate when Zero-Forcing Dirty Paper Coding is implemented at the base stations are provided for both distributed and partial joint processing approaches and compared to a system with *Centralized Joint Processing*. Simulation results show that the distributed and partial joint processing schemes achieve significant gains when compared to conventional multi-cell systems in interference-limited scenarios. Copyright © 2009 John Wiley & Sons, Ltd.

KEY WORDS: Joint multi-cell processing; Zero-Forcing Dirty Paper Coding; Limited feedback

1. Introduction

Multi-user MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) strategies are seen as one of the key techniques for future broadband communication systems [1]. Recently, there has been increasing interest to consider a generalization for multi-cellular networks, which exploits a high-capacity backbone among

Base Stations (BSs) to perform joint transmission or reception between them. In this paper, we consider the downlink of such a system, where a group of BSs acts as a single and distributed antenna array and hence, data to a single user is simultaneously transmitted from more than one BS. This form of multi-cell cooperative processing has been referred to as *network coordination* [2], but ongoing work in the 3GPP renames the network coordination concept as joint transmission or processing between BSs, which is included in the more general framework of

*Correspondence to: Fernando Domene, iTEAM, Universidad Politécnica de Valencia, 46022 Valencia, Spain.

†E-mail: ferdool@iteam.upv.es

A LOW-COMPLEXITY JOINT POWER CONTROL AND BEAMFORMING ALGORITHM FOR THE DOWNLINK OF MULTI-USER W-CDMA COORDINATED SYSTEMS

Carmen Botella

Fernando Domene, Gema Piñero

Tommy Svensson

Signals and Systems
Chalmers University of Technology
SE-412-96 Göteborg, Sweden
carmenb@chalmers.se

Institute of Telecomm. and Multimedia Applications
Universidad Politécnica de Valencia
Camino de Vera s/n, 46022, Valencia, Spain
{ferdool, gpinyero}@iteam.upv.es

Signals and Systems
Chalmers University of Technology
SE-412-96 Göteborg, Sweden
tommy.svensson@chalmers.se

ABSTRACT

The downlink of a system with phase coherent coordination between several base stations is considered throughout this paper. Within the framework of the power minimization problem, two Joint Power Control and Optimal Beamforming (JPCOB) algorithms have already been proposed in previous works. However, one of the major challenges associated with network coordination is the design of algorithms which result in low-complexity requirements as the number of users increases. In this paper, one of the previous JPCOB algorithms is modified in order to obtain a low-complexity solution by reducing the amount of feedback required from single antenna users in the system. The performance of this algorithm is then compared with the previous JPCOB solutions. Simulation results in a W-CDMA scenario show that the low-complexity algorithm equals the performance of the previous solutions for a given number of coordinated base stations. However, it suffers a severe penalty for scenarios with high SINR requirements at the users. In order to overcome this drawback, two iterative schemes based on the particular structure of the matrices involved in the power control updating step are proposed. Moreover, these schemes could be seen as efficient and computationally simple scheduling techniques.

1. INTRODUCTION

Recently, an advanced signal processing based cooperative scheme has been shown to significantly improve spectral efficiency of cellular systems [1]. In this approach, coordination is achieved by connecting several Base Stations (BSs) via a high-speed backbone, which allows perfect data cooperation between them. By doing so, the antennas from different BSs transmit coordinately and each user receives its intended signal from several BSs (see Fig. 1). Basically, BSs may exchange user data, local channel state information or information for synchronization issues. From the user point of view, estimated channel state information needs to be fed back to its assigned BSs.

One of the major practical drawbacks of coordinated multi-cell systems is the large signaling overhead required for the inter-base information exchange and the amount of feedback required from the users for systems with a large number of users and BSs. In our previous work [2], two Joint Power Control and Optimal Beamforming (JPCOB) algorithms, JPCOB-DL and JPCOB-VUL, were pro-

posed for the downlink of coordinated multi-cell systems. These algorithms followed a two-step iteration structure: first, beamformer optimization was performed, and second, power updating was obtained from a set of linear equations. The framework of this work was the power minimization problem, where the objective is to minimize the total transmitted power in the system subject to Signal to Interference plus Noise Ratio (SINR) constraints at the users. However, these JPCOB algorithms followed idealizing assumptions, e.g., both channel state information and receiver features were available at BSs.

In this paper, we modify the transmit beamformer design of the JPCOB-DL algorithm in order to optimize the Minimum Mean Square Error (MMSE) criterion *before* the combining process at the receivers. By doing so, both the amount of feedback required from the users and the inter-base information exchange are reduced. Hence, a lower complexity JPCOB algorithm is obtained. However, simulation results show that the convergence properties of this low-complexity JPCOB algorithm suffer a severe penalty for scenarios implying total coordination between BSs (that is, coordination is applied to the set of all available BSs in the system) and high SINR requirements at the users. In order to mitigate this effect without increasing the complexity of the solution, two iterative schemes based, respectively, on the desired signal and on the interference points of view of the power control updating step are also proposed. Interestingly, simulation results indicate that these schemes could be seen as efficient scheduling techniques.

2. SYSTEM MODEL

Consider a W-CDMA coordinated multi-cell system with K Base Stations (BSs), each one equipped with N_t antennas, and M single antenna users. In the coordinated scenario, users may receive their information signals from several BSs simultaneously (see Fig. 1). Taking into account that a JPCOB algorithm is implemented by the BSs, the output signal of the m th user can be written as the weighted sum (beamforming and power control matrices) of the $[M \times 1]$ vector symbol $\mathbf{a} = [a_1 \dots a_M]^T$ (see [2] for detailed equations):

$$y_m = \mathbf{v}_m^H \mathbf{H}_{R_{xm}} \mathbf{H}_{Chm} \mathbf{P} \mathbf{H}_{T_x} \mathbf{a} + \mathbf{v}_m^H \mathbf{n}_m. \quad (1)$$

Beamforming matrix \mathbf{H}_{T_x} presents a diagonal structure, $\mathbf{H}_{T_x} = \text{diag}\{\mathbf{h}_{T_x1} \dots \mathbf{h}_{T_xM}\}$, where:

$$\mathbf{h}_{T_xm} = \text{vec}\left\{ \underbrace{\{\mathbf{w}_{m1} \dots \mathbf{w}_{mK}\}}_{\text{BS}_1} \right\}.$$

¹C. Botella performed most of the work while at Universidad Politécnica de Valencia. F. Domene's work is supported through PAID-FPI program of UPV. This work has been partially supported by VINNOVA.

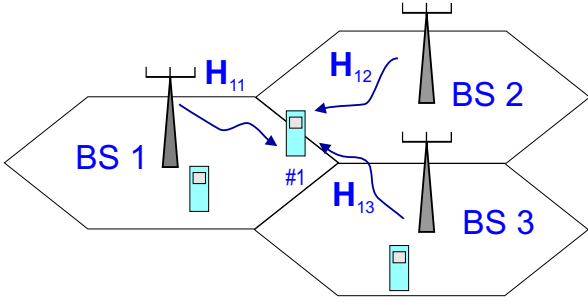


Fig. 1. Example of a coordinated multi-cell system with 3 BSs.

$\text{vec}\{\cdot\}$ stands for the stacking vectorization operator and \mathbf{w}_{mk} is the $[N_t \times 1]$ transmit beamformer for the link between the m th user and k th BS pair. Similarly, matrix $\mathbf{P} = \text{diag}\{\mathbf{P}_1 \dots \mathbf{P}_M\}$ includes the $[KN_t \times KN_t]$ \mathbf{P}_m sub-matrices allocating the per-base station root-squared transmit powers to each user:

$$\mathbf{P}_m = \text{diag} \left\{ \left[\sqrt{p_{m1}} \dots \sqrt{p_{mK}} \right]^T \otimes \mathbf{1}_{N_t} \right\},$$

where \otimes stands for the Kronecker product and $\mathbf{1}_{N_t}$ denotes a $[N_t \times 1]$ all ones column vector. The K multi-path channels between the BSs and a given user m are included in matrix $\mathbf{H}_{\text{Ch}m}$:

$$\mathbf{H}_{\text{Ch}m} = \mathbf{I}_M \otimes [\mathbf{H}_{m1} \dots \mathbf{H}_{mK}], \quad (2)$$

where \mathbf{I}_M is a $[M \times M]$ identity matrix, whereas $[L \times N_t]$ matrices \mathbf{H}_{mk} are defined by the power delay profile of each of the L -path channels received by user m .

Regarding reception at the user, a Rake receiver is built as a bank of Q correlators. Therefore, the product $\mathbf{v}_m^H \mathbf{H}_{\text{R}xm}$ represents the despreading and combining process carried out by the m th user: $[Q \times ML]$ matrix $\mathbf{H}_{\text{R}xm}$ includes the autocorrelation and cross-correlation values of the code set used in the system ($\rho_{mi}^{q_l}$), whereas $[1 \times Q]$ vector \mathbf{v}_m^H includes the Rake weights applied at the correlator outputs (see [2] and references therein for optimized code assignment schemes). After the correlation process, noise is added to the model (\mathbf{n}_m).

3. SIMPLIFIED DOWNLINK-BASED JPCOB ALGORITHM

Downlink-based and *Virtual Uplink-based* JPCOB algorithms, JPCOB-DL and JPCOB-VUL, respectively, were proposed in [2] for the downlink of coordinated multi-cell systems. These algorithms share a common power control updating mechanism, but they obtain transmit beamformers for each user in the system from two opposite points of view.

JPCOB-VUL algorithm can be seen as a suboptimal approach from the point of view of coordination, since it designs local transmit beamformers at each BS. Transmit beamformer design is based on the virtual uplink duality [3], where each \mathbf{w}_{mk} is designed to maximize the average virtual SINR received at the BS k from the user m [2]:

$$\mathbf{w}_{mk} = \arg \max \text{SINR}_{m^k}^{\text{vu}}. \quad (3)$$

On the other hand, JPCOB-DL algorithm introduces a multi-base MMSE beamformer design, where the set of all BSs antennas are taken into account. Multi-base transmit beamformers can be ob-

tained by minimizing the following MMSE criterion (see [2] for detailed equations):

$$\mathbf{H}_{\text{T}x}^{\text{MMSE}} = \arg \min_{\mathbf{H}_{\text{T}x}} E[\|\mathbf{a} - \mathbf{y}\|^2]. \quad (4)$$

Then, multi-base transmit beamformers for each user are obtained applying the following expression:

$$\mathbf{h}_{\text{T}xm}^{\text{MMSE}} = (\mathbf{H}\mathbf{Q}_m)^\dagger \mathbf{e}_m, \quad m = 1, \dots, M, \quad (5)$$

where $\mathbf{H} = \mathbf{V}^H \mathbf{H}_{\text{R}x} \mathbf{H}_{\text{Ch}} \mathbf{P}$, $\mathbf{Q}_m = [\mathbf{e}_m \otimes \mathbf{I}_{KN_t}]$, $(\cdot)^\dagger$ denotes the pseudo-inverse operation and \mathbf{e}_m is a $[M \times 1]$ zeros column vector with a one at the m th element.

In a coordinated multi-cell system, each user receives the signals from the multiple BSs in an asynchronous manner. In order to deal with this asynchronicity, a Maximum Ratio Combining (MRC) criterion is assumed at the receivers in the JPCOB-DL algorithm. At the Rake receiver, each of the Q Rake weights is synchronized with the highest gain path of each of the K multi-path channels ($Q = K$) (2). Thus, \mathbf{v}_m stands for:

$$[\mathbf{v}_m]_q = [\mathbf{H}_{mkq}]_{(l,\cdot)} \mathbf{w}_{mkq}, \quad (6)$$

where $[\mathbf{v}_m]_q$ is the q th element of vector \mathbf{v}_m and $[\mathbf{H}_{mkq}]_{(l,\cdot)}$ stands for the gain of the l th channel path. k_q is the BS synchronized to the q th correlator.

It should be noted here that the multi-base MMSE beamformer expression (5) requires the MRC weights of the users to be available at the K BSs (matrix $\mathbf{V} = \text{diag}\{\mathbf{v}_1 \dots \mathbf{v}_M\}$). Then, although JPCOB-DL algorithm outperforms JPCOB-VUL algorithm both in terms of average total transmitted power and convergence properties [2], it increases the amount of information that needs to be fed back from each user in the system (each user would need to feed back at least Q Rake weights in addition to K channel coefficients) and the inter-base information exchange. Moreover, following expression (6), it should be pointed out that a joint optimization of the multi-base transmit beamformers and Rake weights would further increase the complexity of the solution. Therefore, a *simplified* version of JPCOB-DL algorithm is here obtained in order to reduce the complexity related to the JPCOB-DL algorithm.

Simplified Downlink-based JPCOB algorithm (JPCOB-SDL) modifies the MMSE criterion of (4) as follows:

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{\text{T}x}^{\text{MMSE}} &= \arg \min_{\mathbf{H}_{\text{T}x}} E[\|\mathbf{B}\mathbf{a} - \mathbf{y}^S\|^2] \\ &= \arg \min_{\mathbf{H}_{\text{T}x}} \|\mathbf{B} - \mathbf{H}^S \mathbf{H}_{\text{T}x}\|_F^2, \end{aligned} \quad (7)$$

with $\mathbf{B} = [\mathbf{I}_M \otimes \mathbf{1}_Q]$, and where \mathbf{y}^S is a $[MQ \times 1]$ vector defined as:

$$\mathbf{y}^S = \mathbf{H}^S \mathbf{H}_{\text{T}x} \mathbf{a} = \mathbf{H}_{\text{R}x} \mathbf{H}_{\text{Ch}} \mathbf{P} \mathbf{H}_{\text{T}x} \mathbf{a}. \quad (8)$$

This formulation implies that no assumption is made at the BSs about the receiver structure. In this case, the objective is to optimize the MMSE criterion before the combining process. Hence, the above MMSE criterion assures that the required SINR will be achieved before the combining process, and therefore, it is independent of the subsequent processing. In addition, with this assumption we can model a coordinated multi-cell systems where several and possibly different combining criteria are used at the receivers.

Following the steps of JPCOB-DL algorithm in [2], the MMSE optimization problem of (7) can be divided into M independent optimization subproblems:

$$\begin{aligned} &\|\text{vec}\{\mathbf{B}\} - (\mathbf{I}_M \otimes \mathbf{H}^S) \text{vec}\{\mathbf{H}_{\text{T}x}\}\|^2 \\ &= \sum_{m=1}^M \|\mathbf{e}_m \otimes \mathbf{1}_Q - \mathbf{H}^S \mathbf{Q}_m \mathbf{h}_{\text{T}xm}\|^2. \end{aligned}$$

Finally, the optimal multi-base beamformer for the m th user is obtained from the least square solution:

$$\mathbf{h}_{\text{Tx}m}^{\text{MMSE}} = (\mathbf{H}^S \mathbf{Q}_m)^\dagger (\mathbf{e}_m \otimes \mathbf{1}_Q), \quad m = 1, \dots, M. \quad (9)$$

3.1. Downlink Power Control

Within the framework of the power minimization problem, JPCOB-SDL, JPCOB-VUL and JPCOB-DL algorithms include the same power control updating mechanism [2]. It has been shown in [3] that the minimum transmitted power is achieved for $\text{SINR}_m = \gamma_m, \forall m$, where γ_m is the required SINR for each user, or in matrix form:

$$\mathbf{D}\mathbf{p} = \mathbf{F}\mathbf{p} + \mathbf{u}. \quad (10)$$

However, the JPCOB-SDL algorithm rearranges above matrices and vectors when compared to the JPCOB-DL and JPCOB-VUL power control updating mechanism. Vector \mathbf{p} is rewritten as a $[KM \times 1]$ column vector:

$$\mathbf{p} = \underbrace{[p_{11} \dots p_{M1} \dots p_{1K} \dots p_{MK}]^T}_{\text{BS}_1} \dots \underbrace{\phantom{[p_{11} \dots p_{M1} \dots p_{1K} \dots p_{MK}]^T}}_{\text{BS}_K}, \quad (11)$$

whereas matrices \mathbf{D} and \mathbf{F} , with $[M \times KM]$ dimensions, present a particular partition of K $[M \times M]$ submatrices \mathbf{D}_k and \mathbf{F}_k :

$$\mathbf{D} = [\mathbf{D}_1 \mid \mathbf{D}_2 \mid \dots \mid \mathbf{D}_K] \quad (12)$$

$$[\mathbf{D}_k]_{(m,i)} = \begin{cases} \|\sum_{q=1}^Q [\mathbf{v}_m]_q^H [\mathbf{H}_{mk}]_{(q,:)} \mathbf{w}_{mk}\|^2, & m = i, \\ 0, & m \neq i. \end{cases} \quad (13)$$

$$\mathbf{F} = [\mathbf{F}_1 \mid \mathbf{F}_2 \mid \dots \mid \mathbf{F}_K] \quad (14)$$

$$[\mathbf{F}_k]_{(m,i)} = \begin{cases} \gamma_m \|\sum_{q=1}^Q [\mathbf{v}_m]_q^H \sum_l \rho_{mi}^{ql} [\mathbf{H}_{mk}]_{(l,:)} \mathbf{w}_{ik}\|^2, & m \neq i, \\ \gamma_m \|\sum_{q=1}^Q [\mathbf{v}_m]_q^H \sum_{l \neq q} \rho_{mm}^{ql} [\mathbf{H}_{mk}]_{(l,:)} \mathbf{w}_{mk}\|^2, & m = i, \end{cases} \quad (15)$$

and vector \mathbf{u} is defined as $\mathbf{u} = [\gamma_1 \sigma_1^2 \dots \gamma_M \sigma_M^2]^T$, where σ_m^2 stands for the noise power term at the m th user.

The power control expression (10) is *feasible*, that is, it converges to $\mathbf{p} = (\mathbf{I}_{KM} - \mathbf{D}^\dagger \mathbf{F})^{-1} \mathbf{D}^\dagger \mathbf{u}$, and \mathbf{p} is element-wise positive, iff [4]:

$$\rho(\mathbf{D}^\dagger \mathbf{F}) \leq 1, \quad (16)$$

where $\rho(\cdot)$ denotes the spectral radius of the product $[\mathbf{D}^\dagger \mathbf{F}]$. The power control expression can be alternatively solved by means of a fixed-point iterative method [4]:

$$\mathbf{p}(n_{it} + 1) = \mathbf{D}^\dagger (\mathbf{F}\mathbf{p}(n_{it}) + \mathbf{u}), \quad (17)$$

where n_{it} represents the iteration index. It should be pointed out that the block-diagonal structure of matrix \mathbf{D} simplifies the computation of its pseudo-inverse as [5]:

$$\mathbf{D}^\dagger = \mathbf{D}^T \tilde{\Sigma}^{-2}, \quad (18)$$

where $\tilde{\Sigma}$ is a $[M \times M]$ diagonal matrix containing the M singular values of matrix \mathbf{D} . Following the approach of [5], the pseudo-inverse of matrix \mathbf{D} in (18) is computed using the relation:

$$\tilde{\Sigma}^2 = \mathbf{D}\mathbf{D}^T. \quad (19)$$

Then, inverse of each of the elements of $\tilde{\Sigma}^2$ is calculated to form $\tilde{\Sigma}^{-2}$, and finally the result is multiplied by \mathbf{D}^T . In this way, no matrix inversion neither singular value decomposition is needed.

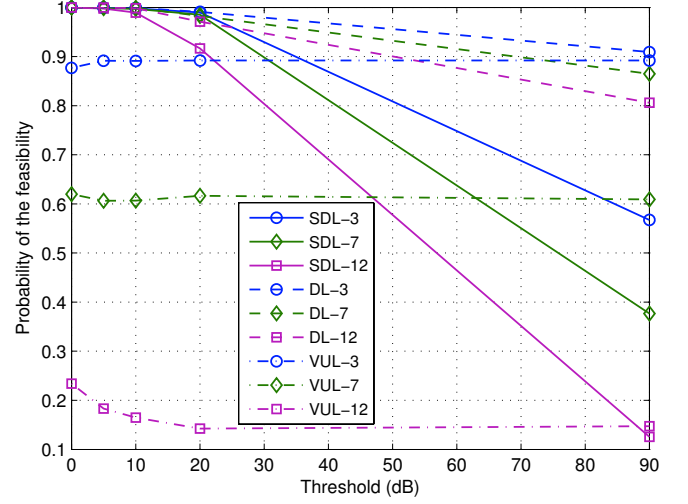


Fig. 2. Probability of the feasibility for JPCOB-SDL, JPCOB-DL and JPCOB-VUL algorithms when $M = 4$ co-channel users are active in the system.

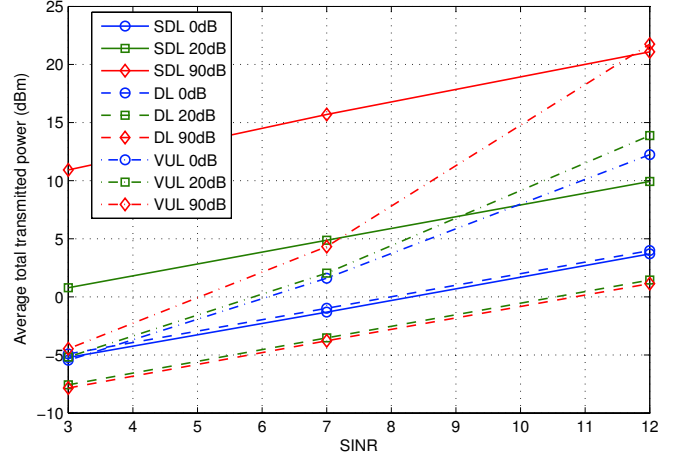


Fig. 3. Average total transmitted power for JPCOB-SDL, JPCOB-DL and JPCOB-VUL algorithms when $M = 4$ co-channel users are active in the system.

3.2. Performance investigation of the JPCOB-SDL algorithm

Consider the three-cell scenario of Fig. 1: $K = 3$ BSs equipped with linear arrays of $N_t = 3$ antennas each are located at the center of the cells. Then, $M = 4$ co-channel users are uniformly distributed over the central area shared between the cells. Channel matrix elements have been generated including path loss ($\beta_p = r_{mk}^{-2}$), shadow fading as a random variable described by log-normal distribution $\mathcal{CN}(0, 8 \text{ dB})$, and small-scale fading with i.i.d. complex Gaussian values according to $\mathcal{CN}(0, 1)$. W-CDMA signals with a spreading factor of 32 are used and the per-base station power constraint is set to 43 dBm.

The objective of the simulations is to compare the performance of the JPCOB-SDL algorithm with the results of the JPCOB-DL and

the JPCOB-VUL algorithms. Moreover, several partial coordination degrees are simulated over the system of Fig. 1: a user only receives its data from the subset of BSs included in its *active set* [2]. Basically, the number of BSs included in the active set of one user depends on a threshold value, which is specified by the system. In this case, threshold values of 0, 5, 10, 20 and 90 dB have been simulated, which stand for an average of 1, 1.2, 1.5, 2 and 3 BSs included in the active set of each user, respectively (that is, in the case of threshold = 0 dB, each user receives its signal from one BS, whereas threshold = 90 dB implies total coordination between BSs).

Fig. 2 shows the probability of the feasibility for the JPCOB algorithms when the required SINR at the users is set to 3, 7 and 12 dB after despreading. The probability of feasibility is here defined as the number of simulations in which one algorithm achieves the required SINR in all the users within a maximum of 30 iterations and within the per-base station power constraints, divided by the total number of independent runs (3000). The JPCOB-SDL algorithm suffers a severe penalty for high SINR requirements and total coordination between BSs. However, it outperforms the JPCOB-VUL algorithm for all SINR requirements when partial coordination is applied to the system (threshold < 20 dB). It should be pointed out that the JPCOB-SDL and the JPCOB-DL algorithms achieve the same probability of feasibility for threshold < 20 dB, while the JPCOB-SDL algorithm requires less feedback bits than the JPCOB-DL algorithm. However, as seen in Fig. 3, this lower complexity significantly increases the average total transmitted power of JPCOB-SDL compared to JPCOB-DL algorithm. Thus, JPCOB-SDL algorithm should be seen as a suboptimal approach within the framework of the power minimization problem.

4. IMPROVING THE FEASIBILITY OF JPCOB-SDL

From Fig. 2, it follows that JPCOB-SDL cannot be considered for systems with total coordination between BSs. However, taking into account the expression (16), it is straightforward to see that by modifying the matrix product $[\mathbf{D}^\dagger \mathbf{F}]$, the value of the spectral radius is then modified and the probability of the feasibility could be increased. Moreover, the spectral radius of the product $[\mathbf{D}^\dagger \mathbf{F}]$ is strongly connected with the total transmitted power in the system. Several works have analyzed the influence of the spectral radius in different optimization problems. For example, reference [6] evaluates the gradient of the spectral radius in order to modify its value. In [7], a geometrical interpretation of the feasibility of the power minimization problem is provided for the uplink of a 2-users single-cell system. The aim of this Section is thus to obtain low-complexity schemes for improving the probability of feasibility of JPCOB-SDL algorithm for systems with threshold > 20 dB values. To this end, the particular structure of the matrices involved in the downlink power control iteration is exploited.

In a totally coordinated system with K BSs and M users, there are $K \cdot M$ possible active links. Once a non-feasible situation is given, the proposed schemes reduce the number of active links (hence, reducing the number of BSs that transmit to a user and the coordination of the system) until the problem becomes feasible, that is, until relation (16) is fulfilled. By doing so, we assure that the number of active links in the system remains as high as possible. Moreover, these schemes are not allowed to drop users and thus, at least one link must remain active for each user.

4.1. F-based scheme

As matrix \mathbf{F} (14) includes the interference terms of the power control iteration, the **F**-based scheme iteratively cancels the links that introduce highest interference in the coordinated multi-cell system.

In order to appropriately choose these links, the following relationship between the spectral radius and the norm $\|\cdot\|_\infty$ of a matrix is used:

$$\rho(\mathbf{A}) \leq \|\mathbf{A}\|_\infty = \max_i \sum_j [\mathbf{A}]_{(i,j)}. \quad (20)$$

Therefore, canceling the mk user-BS links which produce the largest row sums of matrix $[\mathbf{D}^\dagger \mathbf{F}]$ can also reduce the spectral radius. From (13) and (15), it can be observed that the j th row of matrix $[\mathbf{D}^\dagger \mathbf{F}]$ is directly related to the transmit beamformer \mathbf{w}_j , with $j = (k-1)M + m$, where k is a given BS and m is a given user.

Therefore, for non-feasible scenarios, the **F**-based scheme is described as follows:

1. For $n_{it} = 1, 2, \dots$, until convergence ($\rho(\mathbf{D}^\dagger \mathbf{F}) < 1$) do:
 - 1.1. Compute column vector \mathbf{s} [$KM \times 1$] as the sum of $[\mathbf{D}^\dagger \mathbf{F}]$ row elements: $[s]_j = \sum_{i=1}^{KM} [\mathbf{D}^\dagger \mathbf{F}]_{(j,i)}$. Sort $[s]_j$, $j = 1, \dots, KM$, in descending order.
 - 1.2. Set to zero the transmit beamformer \mathbf{w}_j related to the largest row sum ($[s]_1$).
 - 1.3. Compute the new $[\mathbf{D}^\dagger \mathbf{F}]$, where \mathbf{D}^\dagger is recalculated using (18) and the new \mathbf{F} is just the previous \mathbf{F} with the j th column set to zero.

Theoretically, the following condition could also be used as a stopping criterion:

$$\|\mathbf{D}^\dagger \mathbf{F}\|_\infty < 1. \quad (21)$$

This condition does not make use of the spectral radius evaluation and hence it is computationally simpler. However, the above norm inequality is too strict. There may be scenarios such that:

$$\rho(\mathbf{D}^\dagger \mathbf{F}) < 1, \|\mathbf{D}^\dagger \mathbf{F}\|_\infty > 1. \quad (22)$$

In these cases, the **F**-based algorithm cancels more links than the strictly necessary.

4.2. D-based scheme

From a different point of view, as matrix \mathbf{D} (12) contains all the desired contributions to each user, the **D**-based scheme nulls links with poor signal contributions.

The **D**-based scheme makes use of the efficient formulation of \mathbf{D}^\dagger (18):

$$\mathbf{D}^\dagger = \begin{bmatrix} \mathbf{D}_1^{-1} \\ \mathbf{D}_2^{-1} \\ \vdots \\ \mathbf{D}_K^{-1} \end{bmatrix}. \quad (23)$$

It should be noted that \mathbf{D}_k^{-1} are diagonal matrices. Moreover, the elements placed at the diagonal are directly related to a given link mk :

$$[\mathbf{D}_k^{-1}]_{(m,m)} \propto \frac{(\alpha_k \mathbf{w}_{mk})^H}{\sum_k \|\beta_k \mathbf{w}_{mk}\|^2}, \quad (24)$$

where factors α_k and β_k can be inferred from (13).

Therefore, taking into account (24), the objective in the **D**-based approach is to suppress those links that provide less power signal to the users by setting the appropriate \mathbf{w}_{mk} to zero.

D-based scheme can be summarized as follows:

1. In $n_{it} = 0$: Column vector \mathbf{d} [$KM \times 1$] is a stack of the non-zero elements of \mathbf{D} in ascending order.

2. For $n_{it} = 1, 2, \dots$, until convergence ($\rho(\mathbf{D}^\dagger \mathbf{F}) < 1$) do:

2.1. Set to zero the transmit beamformer \mathbf{w}_j related to the n_{it} th element of \mathbf{d} .

2.2. Compute the new $[\mathbf{D}^\dagger \mathbf{F}]$, where \mathbf{D}^\dagger is recalculated using (18) and the new \mathbf{F} is just the previous \mathbf{F} with the j th column set to zero.

4.3. Simulation results

In this Section, the number of co-channel users is set to $M = 12$ ($M > KN_t$) in order to force non-feasible scenarios for the JPCOB-SDL algorithm. Fig. 4 analyzes the probability of the feasibility for several symmetric SINR requirements across all users. The *no coordination* curve represents the case when only one link is active for each user (threshold = 0 dB), whereas the *total coordination* curve stands for the situation in which the K links are active for each user (threshold = 90 dB). It can be observed that allowing coordination between BSs results in a significant improvement of the probability of the feasibility. This probability can be even enhanced with the **D**-based and **F**-based schemes. Although the results are quite similar for both schemes, their behavior is completely different. **F**-based scheme cancels the links that introduce the highest interference in the system, which introduces a large perturbation in the matrices involved in power control iteration. However, **D**-based scheme cancels the links that are less contributing to the signal received by the users. This ensures that only a small perturbation is introduced in matrices \mathbf{D} and \mathbf{F} . These facts indicate that the **F**-based scheme may present a faster convergence than the **D**-based algorithm. On the other hand, it is possible to find situations where all the users in the system have only one active link and still the expression (16) is not fulfilled. Thus, the only option to obtain a feasible scenario is to allow **D**-based and **F**-based schemes to remove one user in the following iteration. Fig. 4 also shows the probability of the feasibility for the **D**-based and **F**-based schemes when both schemes are allowed to drop up to 2 users. It should be pointed out that the **D**-based and **F**-based schemes cannot be regarded as pure scheduling techniques, such as the proposal of [8]. However, simulation results show that the proposed schemes could be seen as efficient and computationally simple scheduling techniques.

5. CONCLUSION

A low-complexity joint power control and beamforming algorithm (JPCOB-SDL) has been here proposed for the downlink of a W-CDMA coordinated multi-cell system. The performance of this low-complexity algorithm has been compared with previous joint power control and optimal beamforming solutions. Simulation results show that the proposed JPCOB-SDL equals the performance of previous solutions for a given number of coordinated base stations, while requiring less feedback bits from the users. However, this reduced complexity increases the average total transmitted power in the system and therefore, JPCOB-SDL algorithm should be seen as a sub-optimal approach from the point of view of the power minimization problem. On the other hand, JPCOB-SDL algorithm suffers a severe penalty for scenarios with high SINR requirements at the users. In order to overcome this drawback, two iterative schemes based on the structure of the matrices involved in the power control updating

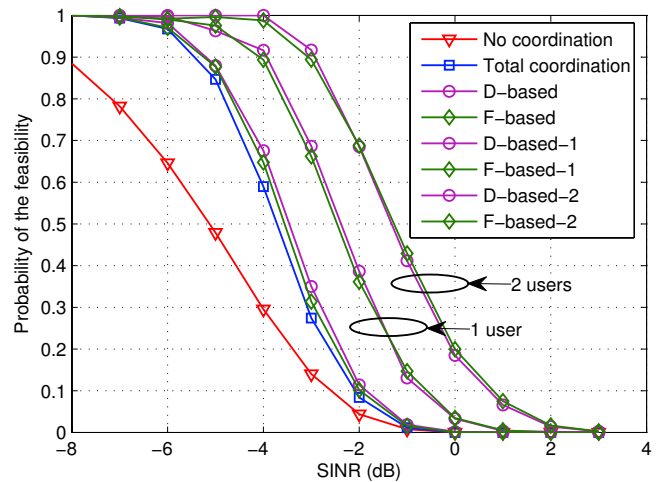


Fig. 4. Probability of the feasibility of **D**-based and **F**-based schemes. Results for **D**-based and **F**-based schemes when 1 or 2 users can be dropped are also represented.

step have been proposed. Finally, these schemes have been shown through simulations to act as efficient scheduling techniques.

6. REFERENCES

- [1] M.K. Karakayali, G.J. Foschini, R.A. Valenzuela, "Network coordination for spectrally efficient communications in cellular systems," *IEEE Wireless Comm.*, vol. 13, no. 4, pp. 56-61, August 2006.
- [2] C. Botella, G. Piñero, A. González, M. de Diego, "Coordination in a multi-cell multi-antenna multi-user W-CDMA system: a beamforming approach," *IEEE Trans. Wireless Comm.*, vol. 7, no. 11, pp. 4479-4485, November 2008.
- [3] F. Rashid-Farrokhi, K.J. Ray Liu, L. Tassiulas, "Transmit beamforming and power control for cellular wireless systems," *IEEE J. Sel. Areas in Comm.*, vol. 16, no. 8, pp. 1437-1450, October 1998.
- [4] T.K. Moon, W.C. Stirling, "Mathematical methods and algorithms for signal processing," Prentice Hall, 2000.
- [5] G. Piñero, A. González, C. Botella, M. de Diego, N. Cardona, "An efficient algorithm for downlink cooperative transmission using joint power control and beamforming," *Proc. IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Proc. Workshop (SAM)*, 2004.
- [6] A. Mercado, K.J. Ray Liu, "Adaptive QoS for wireless multimedia networks using power control and smart antennas," *IEEE Trans. on Veh. Tech.*, vol. 51, no. 5, pp. 1223-1233, September 2002.
- [7] H. Boche, M. Schubert, "Convergence behavior of matrix-based iterative transceiver optimization," *Proc. IEEE Int. Workshop on Sig. Proc. Advances in Wireless Comm. (SPAWC)*, 2006.
- [8] R. Stridh, M. Bengtsson, B. Ottersten, "System evaluation of optimal downlink beamforming with congestion control in wireless communication," *IEEE Trans. on Wireless Comm.*, vol. 5, no. 4, pp. 743-751, April 2006.

A Low-complexity Joint Power Control and Beamforming Algorithm for the Downlink of Multi-user W-CDMA Coordinated Systems

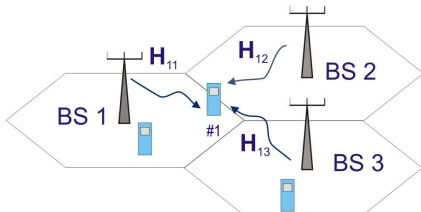
Carmen Botella¹, Fernando Domene², Gema Piñero², Tommy Svensson¹

¹Department of Signals and Systems, Chalmers University of Technology (SWEDEN)

²Institute of Telecommunications and Multimedia Applications, Universidad Politécnica de Valencia (SPAIN)

Abstract

- ❖ The downlink of a system with phase coherent coordination between several base stations is considered in this paper.
- ❖ One of the major challenges is the design of algorithms with low-complexity requirements.
- ❖ Within the framework of the power minimization problem, we modify one previous Joint Power Control and Optimal Beamforming (JPCOB) algorithm to reduce the amount of feedback required from the users.
- ❖ In the proposed solution, the transmit beamformer design optimizes the MMSE criterion *before* the combining process at the receivers.



$$y_m = \mathbf{v}_m^H \mathbf{H}_{Rxm} \mathbf{H}_{Chm} \mathbf{P} \mathbf{H}_{Tx} \mathbf{a} + \mathbf{v}_m^H \mathbf{u}_m$$

Simplified Downlink-based JPCOB Algorithm

- ❖ Virtual Uplink-based JPCOB algorithm (JPCOB-VUL): local beamformer

$$\mathbf{w}_{mk} = \arg \max \text{SINR}_m^{\text{vu}}$$

- ❖ Downlink-based JPCOB algorithm (JPCOB-DL): multi-base beamformer

$$\mathbf{H}_{Tx}^{\text{MMSE}} = \arg \min_{\mathbf{H}_{Tx}} E[\|\mathbf{a} - \mathbf{y}\|^2] \quad \rightarrow \quad \mathbf{h}_{Txm}^{\text{MMSE}} = (\mathbf{H}\mathbf{Q}_m)^\dagger \mathbf{e}_m, m = 1, \dots, M$$

$$\mathbf{H} = \mathbf{V}^H \mathbf{H}_{Rx} \mathbf{H}_{Ch} \mathbf{P}$$

$$[\mathbf{v}_m]_q = [\mathbf{H}_{mk_q}]_{(l,i)} \mathbf{w}_{mk_q}$$

- ❖ Simplified Downlink-based JPCOB algorithm (JPCOB-SDL): multi-base beamformer

$$\mathbf{H}_{Tx}^{\text{MMSE}} = \arg \min_{\mathbf{H}_{Tx}} E[\|\mathbf{B}\mathbf{a} - \mathbf{y}^S\|^2] \quad \rightarrow \quad \mathbf{h}_{Txm}^{\text{MMSE}} = (\mathbf{H}^S \mathbf{Q}_m)^\dagger (\mathbf{e}_m \otimes \mathbf{1}_Q), m = 1, \dots, M$$

$$= \arg \min_{\mathbf{H}_{Tx}} \|\mathbf{B} - \mathbf{H}^S \mathbf{H}_{Tx}\|_F^2$$

$$\mathbf{y}^S = \mathbf{H}^S \mathbf{H}_{Tx} \mathbf{a} = \mathbf{H}_{Rx} \mathbf{H}_{Ch} \mathbf{P} \mathbf{H}_{Tx} \mathbf{a}$$

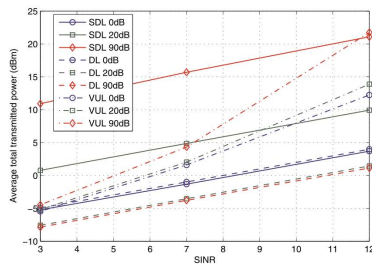
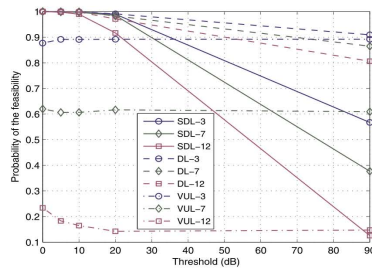
- ❖ Downlink power control

$$\mathbf{D}\mathbf{p} = \mathbf{F}\mathbf{p} + \mathbf{u}$$

- ❖ Feasibility of the power control expression

$$\rho(\mathbf{D}^\dagger \mathbf{F}) \leq 1$$

JPCOB-SDL: Performance analysis



Threshold = 0 dB -> 1 BS
 Threshold = 5 dB -> 1.2 BS
 Threshold = 10 dB -> 1.5 BS
 Threshold = 20 dB -> 2 BS
 Threshold = 90 dB -> 3 BS

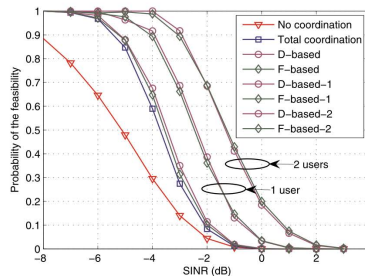
SIMULATIONS

3 coordinated base stations equipped with 3 antennas each, 4 co-channel users.

Several *partial coordination* degrees are simulated. A user only receives its data from a subset of base stations. The number of base stations included in this subset depends on a threshold value.

- ❖ JPCOB-SDL equals the performance of previous solutions for a given number of coordinated base stations. However, it suffers a severe penalty for scenarios with high SINR requirements at the users.
- ❖ Two iterative schemes based on the structure of the matrices involved in the power control iteration are proposed. These schemes can be seen as efficient and computationally simple scheduling techniques.

Improving the feasibility of JPCOB-SDL algorithm



F-based scheme

$$\rho(\mathbf{A}) \leq \|\mathbf{A}\|_\infty = \max_i \sum_j |\mathbf{A}|_{(i,j)}$$

D-based scheme

$$\mathbf{D}^\dagger = \begin{bmatrix} \mathbf{D}_1^{-1} \\ \mathbf{D}_2^{-1} \\ \vdots \\ \mathbf{D}_K^{-1} \end{bmatrix} \quad [\mathbf{D}_k^{-1}]_{(m,m)} \propto \frac{(\alpha_k \mathbf{w}_{mk})^H}{\sum_k \|\beta_k \mathbf{w}_{mk}\|^2}$$

Estudio de la Cuantificación Vectorial en Canales OFDM con Restricciones de *Limited Feedback*

Mathieu Moisson, Gema Piñero, Fernando Domene

E-mail: mmoisson@insa-rennes.fr, gpinyero@iteam.upv.es, ferdool@iteam.upv.es

Instituto de Telecomunicaciones y Aplicaciones Multimedia

Universidad Politécnica de Valencia

Camino de Vera s/n, 46022 Valencia.

Abstract—It is well known that to reach large improvements in wireless communications, to adapt the signal to the channel conditions is the most valuable technique. However, the knowledge of the channel state at the transmitter cannot be obtained from traditional techniques such as pilot training, so some kind of feedback from the receiver is needed. Furthermore, the cost of the feedback in the uplink should be limited and kept in the minimum values to get a suitable adaptation of the downlink signal. In this paper we provide a preliminary research on the use of vector quantization of the downlink for a point to point OFDM channel. We study the quantization of the time and frequency channel response and evaluate their respective mean squared error and number of feedback bits needed. Some conclusions are given in order to make an efficient use of vector quantization.

I. INTRODUCCIÓN

En los sistemas de comunicaciones inalámbricos proporcionar altas tasas de información con buena calidad de servicio es un reto cada vez más difícil de superar. Como muchos estudios han demostrado, el conocimiento del estado del canal (*Channel State Information*, CSI) para poder adaptar la señal en la estación base (*Base Station*, BS) es una de las tareas más importantes a la hora de conseguir un enlace fiable en términos de calidad de servicio (*Quality of Service*, QoS) y tasa de error (*Bit Error Rate*, BER). La idea reside en aplicar una pre-codificación sobre la señal a transmitir con el objeto de cancelar la introducida por el canal. Para conseguir dicho objetivo, la estación móvil (*Mobile Station*, MS) tiene que enviar a la BS información (*feedback*) acerca de la estimación realizada.

En el contexto de comunicaciones móviles o inalámbricas, el recurso dedicado al envío de este CSI, normalmente tiempo o espacio, se resta de lo que el usuario podría utilizar, por lo que se necesita comprimir la información al máximo para minimizar el consumo de dicho recurso. Por otro lado, el valor añadido del *feedback* es mayor en aquellos escenarios en los que el canal introduce distorsiones que no puede gestionar un único receptor (por ejemplo, interferencia multi-usuario, interferencias espaciales, etc.) y en sistemas FDD en los que el canal de subida y de bajada difieren en la frecuencia de portadora [1]. Por todo esto, la investigación en las técnicas más eficientes de realimentación del CSI es un campo reciente pero intenso, como demuestra el hecho de que el *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* dedicara su número de octubre de 2008 [2] a este tema.

Una de las técnicas habituales para la compresión de información es la cuantificación vectorial (*Vector Quantization*, VQ) [3], tradicionalmente usada en la compresión de señales de audio y vídeo. Dicha técnica se puede aplicar también en el contexto que nos interesa con diferentes enfoques y así encontrar un compromiso entre prestación y número de bits necesarios para transmitir la estimación del canal.

En general, la cuantificación vectorial se ha aplicado a cualquier información de relevancia que necesite ser retransmitida a la BS para poder aplicar distintas técnicas: modulación adaptativa, control de potencia, *scheduling*, etc. Para un amplio listado de referencias en este campo se recomienda consultar la extensa bibliografía de [1]. En el estudio que se presenta a continuación, se pretende sin embargo utilizar la VQ para re-transmitir la respuesta completa del canal downlink, ya sea en el tiempo o en la frecuencia. Este conocimiento completo del CSI es interesante en escenarios donde el canal se pueda considerar prácticamente constante respecto a la tasa de realimentación, ya que permitiría técnicas óptimas de pre-codificación y *scheduling* a fin de optimizar la capacidad del sistema en entornos multiusuario [4].

Por último, cabe destacar que el trabajo aquí presentado considera un sistema de transmisión punto a punto con una antena en cada extremo sobre un canal inalámbrico OFDM con el objetivo de centrar el análisis en los efectos y prestaciones de cada etapa, desde la estimación del canal hasta la igualación. Sin embargo, pretende extrapolar los resultados en un futuro inmediato a un entorno multiusuario con múltiples antenas en la BS.

II. MODELO DEL SISTEMA

Tal y como se ha comentado anteriormente, el sistema de comunicaciones es de una única antena punto a punto. Al estar dedicado a una aplicación inalámbrica, nuestro modelo de canal debería tener en cuenta los distintos efectos debido a la variabilidad en tiempo, la propagación multicamino y el ruido. Sin embargo, la aplicación aquí considerada asume que el canal es invariante en el tiempo considerado, es decir, el tiempo de coherencia del canal es suficientemente grande como para que el valor del canal estimado sea válido tras el proceso de *feedback*, tal y como se muestra en la figura 1, por lo que solo se tendrán en cuenta los efectos de la propagación multicamino y el ruido.

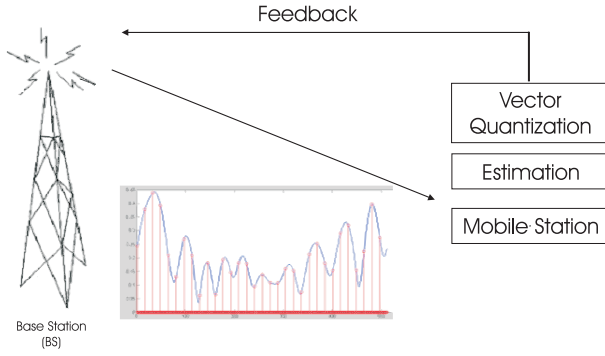


Fig. 1. Modelo de sistema con realimentación.

Consideremos asimismo que se utiliza una modulación OFDM, por lo que el modelo de transmisión para la portadora k -ésima sería el siguiente:

$$Y[k] = H[k]X[k] + N[k] \quad (1)$$

donde $Y[k]$ es el símbolo recibido por la estación móvil (MS), $H[k]$ es un valor complejo aleatorio gaussiano con distribución $\mathcal{C}(0, 1)$, que representa la respuesta del canal para la frecuencia de portadora f_k , $X[k]$ es el símbolo original transmitido por la estación base (BS) y $N[k]$ es el ruido blanco gaussiano generado en el receptor.

El receptor realiza entonces la estimación del canal $H[k]$ de (1) mediante la siguiente expresión:

$$\mathbf{H}_{LS} = \text{diag}(\mathbf{X})^{-1}\mathbf{Y}, \quad (2)$$

donde \mathbf{H}_{LS} es un vector cuyos elementos son la estimación de Mínimos Cuadrados (*Least Square*, LS) [5] del canal $H[k]$ en cada subportadora, al que denominaremos respuesta del canal en frecuencia (*Channel Frequency Response*, CFR). \mathbf{X} es un vector cuyos elementos son los símbolos piloto, mientras que \mathbf{Y} son los símbolos recibidos. El operador $\text{diag}(\cdot)$ genera una matriz diagonal cuya diagonal principal está compuesta por el argumento.

III. CUANTIFICACIÓN VECTORIAL DE LA RESPUESTA DEL CANAL

Una vez realizada la estimación del canal, existen varias opciones en el proceso de realimentación (*feedback*): Dado que el método de estimación de canal es conocido por el transmisor, se puede pensar en enviar directamente los valores piloto a través del enlace *feedback* para que la interpolación del canal se haga de nuevo en la BS. Otra forma alternativa es la de estimar el canal completo en la MS y tras una transformada inversa de Fourier, enviar la respuesta del canal en el tiempo, o respuesta al impulso (*Channel Impulse Response*, CIR) que, en principio, es más corta que la respuesta en frecuencia CFR. A estas dos posibilidades, se le añaden los diferentes parámetros propios de la cuantificación vectorial que intervienen en el resultado final.

En este sentido, la fidelidad en la representación del canal mediante VQ depende principalmente del número de bits utilizados y que se corresponde con el número de *codewords* disponibles [6], [7]. El número de *codewords* que se pueden utilizar viene dado por la siguiente ecuación:

$$N_{CB} = 2^{N_{VQ}}, \quad (3)$$

donde N_{CB} es el número de *codewords* y N_{VQ} el número de bits disponibles.

En la literatura se pueden encontrar estudios de cuantos bits de realimentación serían necesarios utilizando VQ aleatoria para conseguir aproximarse a la máxima capacidad del canal entendida como aquella que proporcionaría un conocimiento del canal perfecto (CSI perfecta en transmisión) [8], [9]. En [8] se extraen conclusiones muy interesantes para el caso de múltiples antenas en transmisión y un entorno multiusuario, en donde se afirma que el CSI en la BS debe ser más exacto a fin de mitigar los efectos nocivos de la interferencia multiusuario. Por ejemplo, para un canal MIMO Rayleigh, serían necesarios 20 bits para igualar una CSI perfecta en un escenario de 10 dB de SNR. Sin embargo, esos 20 bits en un entorno de 25 dB no alcanzarían más que la mitad de la capacidad posible. Esto nos indica, por tanto, que en entornos multi-usuario el coste por alcanzar una CSI casi perfecta en transmisión puede ser alto, pero a cambio se pueden conseguir altas tasas de capacidad en el sistema.

Teniendo en cuenta que se deberán usar un número de bits de realimentación alto, la cuestión está en como usarlos. En este artículo se ha planteado una nueva forma de usar estos bits para la VQ. La idea es segmentar la respuesta del canal en vectores de una corta longitud y cuantificar separadamente cada uno de estos segmentos. De esta forma, el cuantificador vectorial utiliza un número pequeño de *codewords* aleatorios, por lo que el entrenamiento y la búsqueda son poco costosos, y el número de bits necesarios para representar cada segmento es pequeño.

Por otro lado, la forma de los vectores a cuantificar influye sobre la calidad de la cuantificación en el algoritmo de entrenamiento del VQ. Se ha podido comprobar que para un determinado número de bits y *codewords* del codificador, la cuantificación obtenida es mejor para vectores correlados. Por ejemplo, en una cuantificación con vectores de longitud $L_{vec} = 4$, para 64 *codewords* y después de un entrenamiento ligero, obtenemos resultados muy diferentes si se trata de cuantificar una respuesta en frecuencia (512 portadoras) (Fig. 2) o en tiempo (16 taps) (Fig. 3).

Para paliar el efecto de las grandes variaciones en la respuesta temporal del canal, se debe realizar una interpolación sobre la CIR estimada previa a su cuantificación por segmentos. Por tanto, se añade un parámetro suplementario a las opciones del VQ: el factor de interpolación que aplicamos antes de cuantificar y al que denominamos r . Debido al aumento del número de valores a cuantificar en CIR, resulta todavía más importante calcular el coste del *feedback* para un canal en número de bits, según todas las variables, y según el método

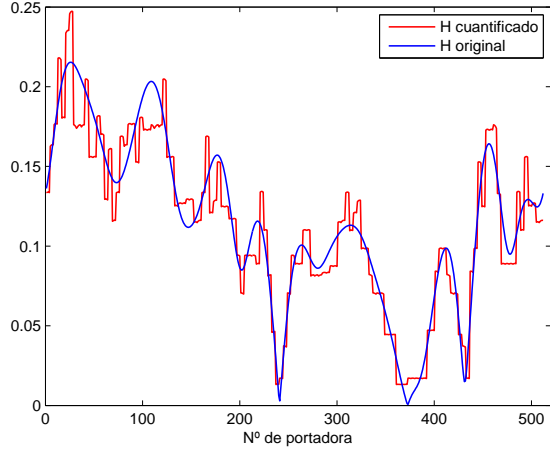


Fig. 2. Cuantificación de la CFIR

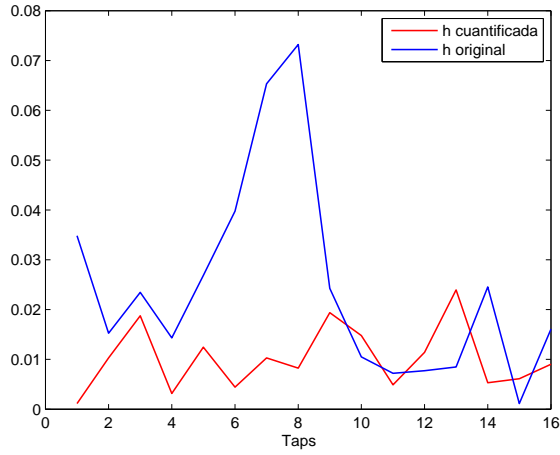


Fig. 3. Cuantificación de la CIR

empleado.

En las Tablas I y II se presentan las distintas opciones y parámetros a determinar para cada simulación. L_{vec} representa la longitud de los vectores del codificador (igual a la longitud del segmento base), r es el factor de interpolación utilizado, L_{tot} es la longitud total en bits de la información a transmitir, que se corresponde con el producto del número de taps del CIR¹ y el factor de interpolación. N_{tramas} representa el número de tramas que serían necesarias para retransmitir el canal completo si en cada trama va la información de un segmento ($N_{tramas} = L_{tot}/L_{vec}$), mientras que N_{VQ} representa el número de bits asignado para designar los vectores de la VQ. Por último, N_{bits} es el número de bits totales de realimentación necesarios para retransmitir el canal completo, y que será igual a

¹en el estudio se ha dejado fijo una longitud de 16 taps para la respuesta al impulso del canal

L_{vec}	r	L_{tot}	N_{tramas}	N_{bits}			
				N_{VQ}			
				6	8	10	12
4	3	48	12	72	96	120	144
	4	64	16	96	128	160	192
	5	80	20	120	160	200	240
8	3	48	6	36	48	60	72
	4	64	8	48	64	80	96
	5	80	10	60	80	100	120
16	3	48	3	18	24	30	36
	4	64	4	24	32	40	48
	5	80	5	30	40	50	60
32	4	64	2	12	16	20	24
	8	128	4	24	32	40	48
	10	160	5	30	40	50	60
32	12	192	6	36	48	60	72
	16	256	8	48	64	80	96

TABLE I

CÁLCULO DEL COSTE PARA TRANSMITIR UNA CIR DE 16 TAPS PARA DISTINTOS PARÁMETROS DEL CUANTIFICADOR Y DISTINTOS FACTORES DE INTERPOLACIÓN r .

L_{vec}	r	L_{tot}	N_{tramas}	N_{bits}			
				N_{VQ}			
				6	8	10	12
4	3	96	24	144	192	240	288
	3	96	12	72	96	120	144
	4	128	16	96	128	160	192
8	5	160	20	120	160	200	240
	3	96	6	36	48	60	72
	4	128	8	48	64	80	96
16	5	160	10	60	80	100	120
	6	192	12	72	96	120	144
	8	256	14	84	112	140	168
32	4	128	4	24	32	40	48
	8	256	8	48	64	80	96
	10	320	10	60	80	100	120
32	12	384	12	72	96	120	144
	16	512	16	96	128	160	192

TABLE II

CÁLCULO DEL COSTE PARA TRANSMITIR UNA CFR PARCIAL (32 SUBPORTADORAS PILOTOS FRENTE A UN TOTAL DE 512 SUBPORTADORAS) PARA DISTINTOS PARÁMETROS DEL CUANTIFICADOR Y DISTINTOS FACTORES DE INTERPOLACIÓN r .

$$N_{bits} = N_{VQ} \cdot N_{tramas}, \quad (4)$$

Observando ambas tablas se aprecia que el número de bits de realimentación necesarios se vuelve prohibitivo en longitudes pequeñas del segmento base y altos factores de interpolación, mientras que es más pequeño cuando el factor de interpolación es pequeño.

IV. SIMULACIONES

Teniendo en cuenta que nuestro objetivo es limitar al máximo el feedback, pero manteniendo unas prestaciones

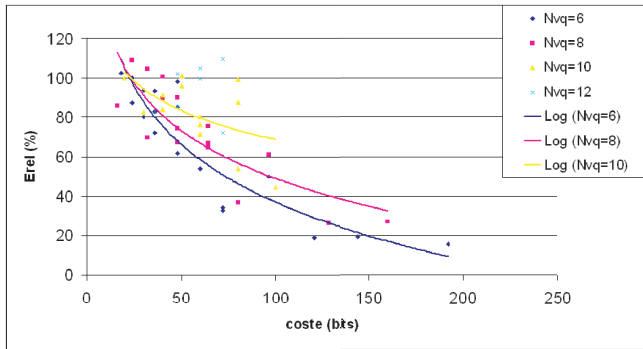


Fig. 4. Error relativo en función del coste para el envío del CIR a la BS.

adecuadas, se han realizado una serie de simulaciones en las que cualquier combinación de parámetros (número de bits del codificador, N_{VQ} , longitud de los vectores, L_{vec} y factor de interpolación r) limita el un coste a 80 bits por estimación de canal transmitida, empezando por la transmisión de un CIR que es la manera que resulta más sencilla para parámetros iguales.

En el caso del envío del CIR sobre el enlace de feedback, en términos de error relativo total (error de la VQ a la cual se añade el error de la estimación), obtenemos que un error relativo inferior al 50 % en el CSI supone un coste de más de 50 bits de realimentación (Fig. 4).

En la figura 4 se ha representado también una curva de ajuste logarítmica en función del número de bits del codificador, N_{VQ} . Se puede apreciar que valores de 6 y 8 bits necesitan una mayor número de bits totales pero permiten reducir el error por debajo del 30 % para un valor de 120 bits en adelante. Tal y como se puede comprobar en la Tabla I, estaríamos utilizando segmentos muy pequeños ($L_{vec} = 4$) y factores de interpolación de $r = 4, 5$, lo que implica una correlación bastante alta en los valores a cuantificar.

Para poder considerar el coste en BER que suponen errores tan altos en la estimación del canal se han realizado algunas simulaciones ejemplo para unos determinados parámetros, tal y como se muestra en la Tabla III. El sistema consistía en un igualador del canal basado en la estimación del canal, sin ningún tipo de igualación o procesado en el receptor (como ocurriría en un entorno multiusuario con la interferencia). Estas pruebas preliminares muestran que la manera de combinar los diferentes parámetros influye también sobre el resultado, ya que, determinadas combinaciones obtienen mejores resultados que otras combinaciones más costosas.

Coste	72	80	120	128
Erel	50.51	57.44	24.41	47.25
BER (%)	0.2	0.36	0	0.024

TABLE III

TABLE 3. BER OBTENIDO PARA DISTINTAS COMBINACIONES DEL VQ SOBRE 3000 REALIZACIONES CON UN SNR EN LA MS DE 30 dB.

Una vez encontrado el mejor compromiso para el en-

lace punto a punto en OFDM, el objetivo de este estudio será generalizar este resultado a un sistema MIMO-OFDM para después aplicarlo en sistemas celulares coordinados y analizar la ganancia de servicio que se puede conseguir.

V. CONCLUSIONES

En este trabajo se ha presentado un nuevo enfoque de como realimentar a la BS por parte de la MS el conocimiento obtenido del canal downlink. Este conocimiento del canal puede llegar a ser crítico, como sucede en los entornos FDD y con servicio multiusuario en donde cada uno de los usuarios es incapaz de eliminar la interferencia si no lo hace la BS. Más aún, se sabe que la única posibilidad de alcanzar las capacidades predichas por Shannon para sistemas multiusuario es utilizando costosas técnicas de pre-codificación y *scheduling* en el transmisor. En este trabajo se pretende re-transmitir el canal completo que ha estimado el usuario, y para ello se propone dividir el canal en segmentos de pequeña longitud, introducir correlación mediante interpolación a fin de mejorar la calidad de la cuantificación, y todo ello manteniendo un error en la estima suficientemente pequeño. Se ha podido comprobar mediante simulaciones que, dado el carácter aleatorio del canal y del VQ que debe representarlo, para un mismo número de bits del cuantificador es preferible utilizar vectores de poca longitud y con factores de interpolación altos a fin de reducir el error de estimación en la BS a valores por debajo del 30 %.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido realizado gracias a la financiación de la Universidad Politécnica de Valencia a través de su *Programa de Apoyo a la Investigación y Desarrollo 2008 (PAID-08)*.

REFERENCES

- [1] D.J. Love, R.W. Heath Jr., V.K.N. Lau, D. Gesbert, B.D. Rao and M. Andrews "An Overview of Limited Feedback in Wireless Communication Systems" IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 26, no. 8, pp. 1341-1365, Oct. 2008.
- [2] R.W. Heath Jr., D.J. Love, V.K.N. Lau, D. Gesbert, B.D. Rao and M. Andrews "Guest Editorial" IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 26, no. 8, pp. 1337-1340, Oct. 2008.
- [3] A. Buzo, A.H. Gray Jr, R.M. Gray and J.D. Markel, "Speech Coding based upon Vector Quantization" IEEE Trans. on Acoustics, Speech and Signal Processing, vol. 28, no. 5, pp. 562-574, Oct. 1980.
- [4] G. Caire and S. Shamai "On the achievable throughput of a multiantenna Gaussian broadcast channel" IEEE Trans. on Information Theory, vol. 49, no. 7, pp. 1691-1706, Jul. 2003.
- [5] M.K. Ozdemir, H. Arslan, "Channel Estimation for Wireless OFDM systems" IEEE Communications Surveys & Tutorials, vol. 9, no. 2, pp. 18-48, Second Quarter 2007.
- [6] S. Arya and D.M. Mount, "Algorithms for Fast Vector Quantization" Proc. of DCC '93: Data Compression Conference, IEEE Press, pp. 381-390, 1993.
- [7] <http://www.data-compression.com/vq.html>
- [8] N. Jindal "MIMO broadcast channels with finite-rate feedback" IEEE Trans. on Information Theory, vol. 52, no. 11, pp. 5045-5060, Nov. 2006.
- [9] C.K. Au-Yeung and D.J. Love "On the Performance of Random Vector Quantization Limited Feedback Beamforming in a MISO System" IEEE Trans. on Wireless Communications, vol. 6, no. 2, pp. 458-462, Feb. 2007.