

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA DE COMUNICACIONES



TESIS DOCTORAL

**Caracterización Experimental y Modelado de Canal
MIMO para aplicaciones WLAN y WMAN**

Autor: Oscar Fernández Fernández

Directores: Marta Domingo Gracia y Rafael P. Torres Jiménez

**Tesis Doctoral presentada en la Universidad de Cantabria para la
obtención del título de Doctor por la Universidad de Cantabria**

Santander, Mayo de 2007

Capítulo 2

Introducción a los sistemas MIMO

2.1 Introducción

El auge de Internet y de las comunicaciones multimedia demanda mayores velocidades de transmisión y anchos de banda superiores. En las comunicaciones inalámbricas, el canal radio es un medio de transmisión hostil debido a los desvanecimientos generados por la propagación multicamino, que reduce la calidad y fiabilidad del canal y en consecuencia la velocidad de comunicación. Por otra parte, el espectro radio es un recurso limitado y saturado que impide libres asignaciones de ancho de banda. Los sistemas de múltiples transmisores y múltiples receptores (sistemas MIMO) permiten superar estas limitaciones y satisfacer la demanda de altas tasas de transmisión de datos. Tales son sus prestaciones que los sistemas MIMO se presentan como opcionales o recomendados en los principales estándares y proyectos que se desarrollan actualmente como 3GPP - HSDPA, IEEE 802.11n, IEEE 802.16, IEEE 802.20 o IS-856 (evolución de cdma2000).

Los sistemas MIMO constituyen una de las tecnologías más prometedoras para conseguir altas velocidades de transmisión, en las comunicaciones inalámbricas, sin necesidad de aumentar el ancho de banda disponible ni la potencia transmitida. A diferencia de lo que ocurre en los sistemas SISO tradicionales, en los sistemas MIMO el *scattering* [1, 2] y la dispersión del retardo [3] contribuyen a aumentar las tasas de transmisión.

Winters [4], Foschini [5] y Telatar [6] establecen las bases de los sistemas MIMO y su capacidad para incrementar la eficiencia espectral. Estos sistemas aprovechan las propiedades espaciales del canal multicamino para obtener un alto rendimiento, por lo que, para conocer el comportamiento del canal MIMO y su rendimiento, es necesario caracterizarlas.

La diversidad espacial [8-10] es una técnica muy utilizada en el extremo receptor para mejorar el rendimiento del canal, ya que incrementa la relación señal a ruido resultante. En el extremo transmisor también existen precedentes de diversidad; Wittneben [7] propone un sistema de diversidad en el que se transmite un símbolo por una antena y posteriormente el mismo símbolo se transmitirá por la otra en el instante siguiente; Jakes [8] propone un sistema de selección de la antena transmisora en función de la relación señal a ruido en el receptor. Sin embargo, el uso más completo y efectivo de la diversidad de antena en el extremo transmisor se realiza mediante la codificación espacio-temporal o la multiplexación espacial.

La codificación espacio-temporal, en sus dos versiones principales, de bloques STBC [11, 12] y Trellis STTC [13], tiene por objeto mejorar la fiabilidad y calidad del enlace, reduciendo la tasa de error en bit (BER). Esta reducción permite el uso de esquemas de modulación superiores y mejora la eficiencia espectral. El esquema de codificación espacio-temporal más utilizado por su sencillez y efectividad es el código de Alamouti. En [11] propuso un esquema de codificación espacio temporal de bloque para sistemas 2×1 y 2×2 . Este sistema fue ampliado a sistemas $M \times N$ por Tarokh [12]. La codificación espacio-temporal Trellis es más eficiente que la de bloques e introduce ganancia por codificación pero añade mayor complejidad.

La multiplexación espacial, principalmente impulsada por Bell Labs [5], transmite diferentes flujos de información por las distintas antenas transmisoras. En recepción, los flujos de información se separan a través del correspondiente procesado aumentando así la eficiencia espectral.

El uso de múltiples antenas en transmisión y recepción [14, 15] da lugar a la generación de subcanales equivalentes paralelos e independientes cuya ganancia viene dada por los valores propios de la matriz de Wishart ($\mathbf{H}\mathbf{H}^H$). La magnitud de estos valores propios depende tanto de las características del canal como de las antenas utilizadas y resultan muy útiles para caracterizar el canal MIMO. Por ejemplo [16] estudia la distribución del mayor valor propio para obtener expresiones de probabilidad de outage del canal, mientras que [17] estudia la distribución del menor valor propio dado que determina la distancia mínima entre los vectores recibidos y en general su conocimiento marca la estrategia de transmisión y transmisión-recepción.

Si se conoce el estado del canal en el transmisor, valores y vectores propios, es posible transmitir de forma eficiente, repartiendo adecuadamente la potencia entre los valores propios mediante una técnica conocida como *water-filling* [18]. Si se desconoce el estado del canal en transmisión, el reparto de potencia entre antenas se realizará de manera uniforme y por tanto de manera menos efectiva. Según Andersen [14] el conocimiento del canal en transmisión y recepción permite conformar el sistema MIMO apoyándose en el *eigenbeamforming* óptimo en transmisión y recepción. Aunque es un esquema que no necesita codificación espacio temporal o multiplexado espacial para separar los canales presenta un gran inconveniente, necesita un canal de realimentación de alta velocidad para conocer en cada instante el estado del canal y adaptar la estrategia de transmisión-recepción. Este inconveniente hace que este método sea poco práctico.

El rendimiento del canal MIMO se mide a través de la capacidad del canal, es decir, de la eficiencia espectral máxima que ofrece el mismo. Telatar [6] cuantificó la capacidad del canal a partir de las expresiones de capacidad propuestas por Shannon para canales SISO; la capacidad del canal MIMO solo dependerá de la relación señal a ruido en el receptor y de la matriz de canal, independientemente del esquema de transmisión o codificación utilizado. Foschini [1] y Telatar [2] presentan la enorme eficiencia espectral que aportan los sistemas MIMO, en canales Gaussianos, en condiciones ideales de funcionamiento.

Eficiencias espectrales próximas a la capacidad del canal solo se obtienen bajo un esquema de codificación y modulación adecuado. El multiplexado espacial aprovecha el dominio espacial para obtener altas tasas de transferencia, próximas a la capacidad del canal. Por otra parte la codificación espacio-temporal está más orientada a mejorar la fiabilidad y calidad del enlace, mediante el uso de la diversidad espacial desde su concepción más clásica, es decir, transmitiendo y recibiendo múltiples réplicas de cada símbolo. Se puede hablar de ganancia por multiplexación espacial o por diversidad espacial a la mejora introducida en la tasa de transmisión o en la relación señal a ruido en recepción al utilizar múltiples antenas en transmisión y recepción.

La correlación espacial, al igual que en los sistemas clásicos de diversidad en recepción, es un factor que limita el rendimiento del canal MIMO, reduciendo la capacidad respecto de la ideal obtenida por [1, 2]. Jakes [8] presenta un amplio estudio sobre diversidad espacial en recepción, sentando las bases sobre correlación entre antenas. Sin embargo, diversos autores [19-22] muestran como esta correlación, en muchos escenarios, se desvía de las bases propuestas por Jakes, dependiendo de otra serie de factores del propio canal multicamino, como el espectro de potencia en azimut [23-25], las características de los arrays de antenas, la topología del array [26] o la orientación relativa entre el array transmisor y el receptor [22, 27, 28].

En este capítulo se introducirán los sistemas MIMO y su significado físico. Se mostrará el origen de la ganancia de los sistemas MIMO frente a los sistemas SISO describiendo la mejora de la fiabilidad, la velocidad de transmisión o de la ganancia de los arrays. Posteriormente se presenta una introducción a los esquemas clásicos de diversidad en recepción y esquemas de diversidad en transmisión prestando especial atención a los sistemas de codificación espacio temporal y a los sistemas BLAST que permiten usar eficientemente el uso de múltiples antenas en transmisión. A continuación se presentará el modelo equivalente del canal MIMO, una interpretación física más intuitiva de las ventajas introducidas por el uso de múltiples antenas en transmisión y recepción. Por último se presentará una pequeña introducción a la correlación espacial y a la capacidad de canal, que se desarrollarán en capítulos posteriores.

2.2 Introducción a los sistemas MIMO

En un sistema MIMO de M antenas transmisoras y N antenas receptoras, sistema $M \times N$, se generan MN subcanales entre el array transmisor y el array receptor. La respuesta al impulso de un canal MIMO en banda estrecha se expresa en forma matricial como:

$$\mathbf{H}(t) = \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) & \dots & h_{1M}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) & \dots & h_{2M}(t) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{N1}(t) & h_{N2}(t) & \dots & h_{NM}(t) \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

Cada uno de los elementos $h_{ij}(t)$ representa el canal generado entre la antena transmisora j , con $j=1, \dots, M$ y la antena receptora i , con $i=1, \dots, N$. Para simplificar los desarrollos y asumiendo canales invariantes en el tiempo, se elimina de la notación la dependencia temporal de los subcanales. El canal MIMO descrito por la expresión (2.1) se representa en la Figura 2.1 en la cual puede verse las M antenas transmisoras y las N antenas receptoras y como se generan MN subcanales.

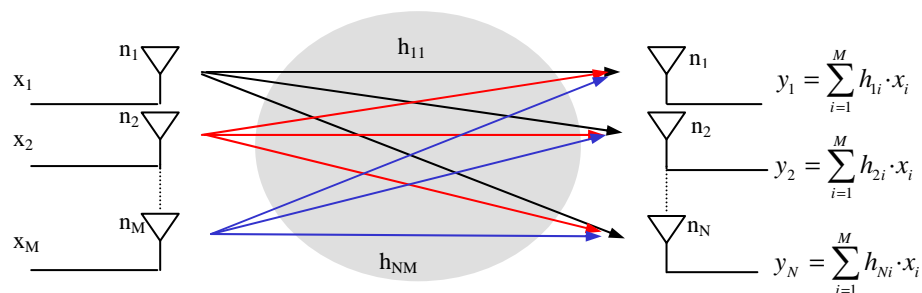


Figura 2.1. Esquema de canal MIMO $M \times N$

Si transmisor y receptor se encuentran en un entorno rico en *scattering*, los elementos de la matriz \mathbf{H} presentan baja correlación; en estas circunstancias, el canal MIMO proporciona alta eficiencia espectral.

2.3 Bases de los sistemas MIMO

Las altas velocidades de transmisión de los sistemas MIMO [29] dependen de diversos factores que bien mejoran los esquemas de transmisión, bien mejoran la fiabilidad del enlace. Los primeros, como por ejemplo la multiplexación espacial, utilizan múltiples antenas para generar subcanales paralelos por los que transmitir flujos de información independientes. La mejora obtenida a partir de estos sistemas se denomina ganancia por multiplexación espacial. Los segundos factores mejoran las características del canal minimizando la probabilidad de error y mejorando la relación señal a ruido lo que permite el uso de velocidades de transmisión más altas a través de esquemas de codificación superiores, aumentar el alcance o reducir la potencia transmitida. Entre estos sistemas destacan la codificación espacio temporal que introduce ganancia por diversidad o la combinación de la señal en transmisión y/o en recepción que aporta ganancia por array.

A continuación se describe la ganancia por multiplexación espacial, la ganancia por diversidad espacial y por array así como su contribución a la mejora del sistema.

2.3.1 Ganancia por multiplexación en el espacio

La multiplexación espacial consiste en la transmisión de flujos de información independientes por las diferentes antenas de manera simultánea. Matemáticamente el número de subcanales equivalentes K viene dado por el número de valores singulares distintos de cero de la matriz de canal \mathbf{H} , es decir, el rango de la matriz \mathbf{H} , el cual está acotado el número de transmisores o de receptores ($K = \text{rank}(\mathbf{H}) \leq \min\{M, N\}$). La magnitud de los valores singulares elevada al cuadrado (valor propio de $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$) representa la ganancia en potencia de cada uno de los subcanales. El multiplexado de la información en K canales consigue, en teoría, aumentar la velocidad global de transmisión de datos en un factor K sin mayores requerimientos de potencia ni ancho de banda, consiguiendo una eficiencia espectral próxima a la capacidad del canal y sin necesidad de conocer el estado del canal (*Channel State Information CSI*) en el transmisor. En condiciones de riqueza de *scattering*, que generalmente implica correlación baja, y rango de \mathbf{H} alto, el receptor puede separar los distintos flujos de información multiplexados.

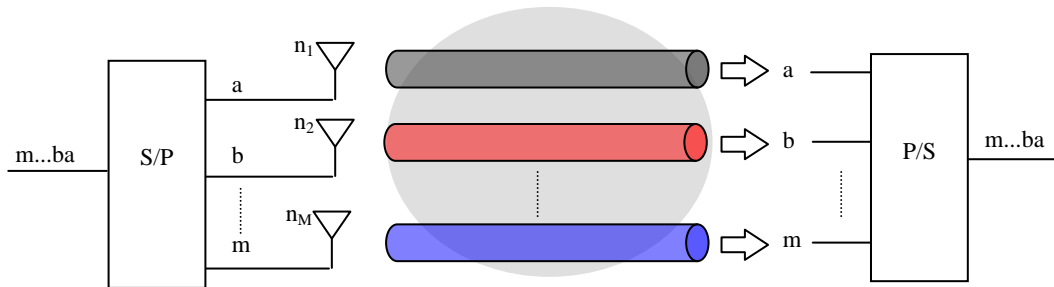


Figura 2.2. Esquema de multiplexación espacial

Un esquema de codificación [29] con una tasa de transmisión R en función de la relación señal a ruido (SNR) tiene una ganancia de multiplexación r dada por:

$$\lim_{SNR \rightarrow \infty} \frac{R(SNR)}{\log(SNR)} = r \quad (2.2)$$

La máxima ganancia por multiplexación espacial de un canal MIMO $M \times N$ viene dada por $r_{\max} = \min(M, N)$.

2.3.2 Ganancia por diversidad

Al transmitir y recibir por varias antenas simultáneamente, se puede mejorar la fiabilidad del enlace, mitigando los desvanecimientos y disminuyendo la probabilidad de error. Si los MN enlaces del canal MIMO sufren desvanecimientos de manera independiente y la señal transmitida se construye de una manera adecuada, el receptor puede combinar las señales recibidas tal que la resultante compense en gran medida los desvanecimientos del canal SISO, mejorando así la relación señal a ruido (SNR) de la señal recibida.

La ganancia por diversidad en el sistema MIMO representa la mejora en la SNR, promediada en el tiempo, con respecto a la SNR del mejor canal SISO. La idea de ganancia por diversidad está unida al concepto de fiabilidad el cual se analiza mejor desde el análisis de la probabilidad de outage del canal (probabilidad de que la SNR se encuentre por debajo de un cierto nivel umbral que haga que el sistema no esté disponible), indicando así la calidad del rendimiento del canal garantizada con un cierto nivel de probabilidad [30]. Por tanto la definición de ganancia por diversidad está condicionada por el valor mínimo de referencia de la SNR. Por ejemplo, en la Figura 2.3 se muestra la función de densidad de probabilidad acumulada (CDF) de la SNR en un sistema SIMO. Se observa que la ganancia por diversidad para una probabilidad outage de 1% es superior a la probabilidad de outage 5%.

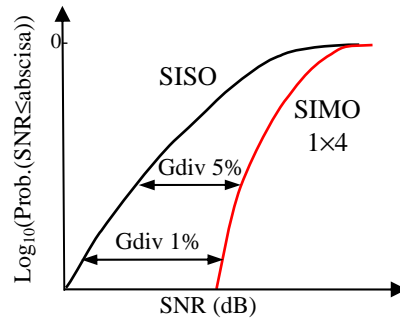


Figura 2.3. Ejemplo de ganancia por diversidad en recepción [15][31]

Según Weichelsberger [31] la ganancia por diversidad es una mejora en la probabilidad de outage del canal. Esta mejora afecta a la capacidad del canal, aumentando la capacidad mínima garantizada un cierto porcentaje amplio de tiempo o reduciendo la probabilidad de que la capacidad se encuentre por debajo de un cierto valor umbral. A este valor se le conoce como capacidad de indisponibilidad o de outage. Esta ganancia por diversidad no afecta a la capacidad media dado que ésta representa un promedio de las capacidades a lo largo del tiempo.

Desde el punto de vista de probabilidad de error, la ganancia por diversidad se obtiene de (2.3). Así, la probabilidad de error cae según SNR^{-d} mientras que en un sistema SISO cae según SNR^{-1} [32]. De manera intuitiva, la ganancia por diversidad se corresponde con el número de caminos independientes que recorre un símbolo, es decir, el número de subcanales que se pueden promediar para detectar el símbolo. Por tanto la ganancia por diversidad está limitada al grado de diversidad espacial ofrecido por el canal. En condiciones ideales, el orden de diversidad de un sistema MIMO $M \times N$ es de MN , luego $d_{\max} = MN$.

$$\lim_{SNR \rightarrow \infty} \frac{\log P_e(SNR)}{\log(SNR)} = -d \quad (2.3)$$

Obtener ganancia de diversidad en el transmisor, sin conocer el canal en el mismo, es posible codificando las señales transmitidas de una manera adecuada. Esta técnica se conoce como Codificación Espacio Temporal (STC), Alamouti [11], Tarokh [13].

2.3.3 Ganancia de array

Andersen define la ganancia de array como el valor medio de la potencia recibida en un sistema MIMO respecto a la potencia recibida en un sistema SISO [33, 34 pag. 200]. La ganancia de array se obtiene a través del procesado de las señales en el transmisor y en el receptor. Combinando coherentemente la señal en el transmisor o en el receptor se consigue un aumento de la relación señal a ruido media recibida. Dado que se pesa la

señal transmitida/recibida por cada antena, en ocasiones la ganancia en array también se conoce como ganancia por conformación de haz (*beamforming*). Para realizar la combinación es necesario conocer el estado instantáneo del canal (CSI) en el extremo correspondiente para obtener los pesos [31].

Se puede conocer el estado del canal en el receptor mediante las secuencias de entrenamiento, sin embargo conocerlo en el transmisor es más complicado ya que se requiere un canal de realimentación. En este sentido se distinguen dos tipos de sistemas para un canal MIMO $M \times N$: sin realimentación o de lazo abierto y con realimentación o de lazo cerrado. Al usar en recepción combinación por razón máxima, MRC, los sistemas de lazo cerrado aportan una ganancia en array de $10\log_{10}MN$ mientras que, en los de lazo abierto, la ganancia de array es de $10\log_{10}N$ [11, 29 pag. 238]. Los de lazo cerrado serán adecuados para escenarios de baja movilidad (canal de realimentación menos rápido) mientras que los de lazo abierto son más adecuados en escenarios de alta movilidad.

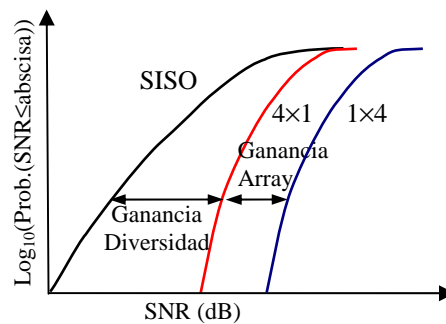


Figura 2.4. Ejemplo de diversidad en transmisión y de ganancia en diversidad y de array en recepción [31,35]

En recepción la ganancia por diversidad y en array están interrelacionadas. Así mientras que la ganancia por diversidad de un sistema $M \times 1$ es igual a la de un sistema $1 \times M$, este último aporta una ganancia en array de $10\log_{10}M$, tal como se representa en la Figura 2.4.

2.3.4 Solución de compromiso

Estas tres propiedades presentadas, diversidad espacial, multiplexación espacial y ganancia en array, no se pueden aplicar simultáneamente. Si se persigue una ganancia por diversidad alta se sacrifica parte de la ganancia por multiplexado y viceversa, siendo posible una solución de compromiso entre la ganancia por diversidad y la ganancia por multiplexado [29, 32]. Para bloques de información de tamaño $N_b > M+N-1$ la curva que define la ganancia de diversidad d en función de la ganancia por multiplexado k viene dada por la siguiente expresión:

$$d(k)=(M-k)(N-k) \quad (2.4)$$

Esta relación, que se representa en la Figura 2.5, implica que se pueden utilizar $N-k$ antenas receptoras y $M-k$ antenas transmisoras para proporcionar diversidad y utilizar k antenas para proporcionar ganancia de multiplexado. Esto se traduce en un compromiso entre probabilidad de error y tasa de transmisión de datos.

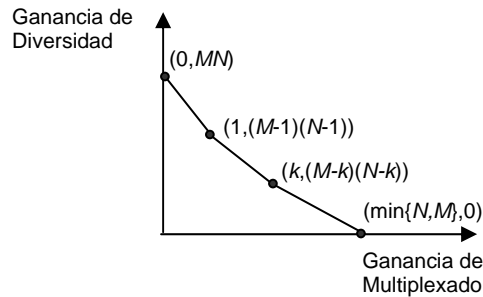


Figura 2.5. Compromiso entre ganancia de diversidad y de multiplexado

Esta relación no depende del tamaño del bloque de codificación siempre y cuando se mantenga que $N_b > N+M-1$. Al codificar sobre bloques de longitud mayor no se obtiene mayor ganancia en diversidad.

2.4 Diversidad espacial en recepción

La diversidad en recepción es una técnica comúnmente utilizada y ampliamente estudiada desde la década de los 50 [36]. La diversidad espacial en recepción se desarrolla con el objeto de mitigar los desvanecimientos generados por el efecto multicamino y mejorar la SNR. La diversidad espacial utiliza varias antenas separadas una cierta distancia; cada una de las antenas recibe una réplica escalada de la señal transmitida. Si la separación entre antenas receptoras es suficiente, el desvanecimiento sufrido por cada uno de los canales será independiente, siendo muy probable que ambas señales recibidas no sufran un desvanecimiento simultáneamente. Así, el éxito del esquema de diversidad dependerá del grado de correlación entre las distintas ramas. Según Jakes [8], coeficientes de correlación en potencia entre los canales de hasta 0.7 permiten que el sistema de diversidad aporte una mejora significativa respecto al sistema sin diversidad.

Se han desarrollado diversas técnicas para combinar las señales de las antenas receptoras y así obtener una señal recibida de calidad. A continuación se describen las más importantes.

- **Diversidad por selección (*Selection combining*)**

En este esquema sólo la señal con mejor SNR se pasa al decodificador. Este algoritmo se usa en receptores simples con pocos requerimientos de procesamiento. Una variante de este método [36, 37], selecciona la señal con mayor SNR y la mantiene, sin hacer más sondeos, hasta que la relación cae por debajo de un cierto umbral; en este instante se vuelve a seleccionar la antena con mejor SNR recibida. En la práctica, se usa la señal cuya suma de potencia de señal más potencia de ruido sea máxima, dado que es difícil medir la SNR [8, 37]. Aunque no se obtiene constantemente la máxima SNR si se mejora con respecto al uso de una sola antena [9].

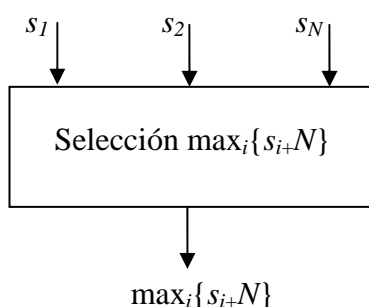


Figura 2.6. Selection/switched combining

Según Jakes [8 pag. 315], un sistema en un canal Rayleigh incorrelado con dos ramas de diversidad introduce una mejora en la SNR respecto al caso de no diversidad de 10 dB con una probabilidad del 99%, es decir, en un sistema 1x1 en el 99% del tiempo la diferencia entre la SNR instantánea y la SNR media será inferior a 20 dB mientras que en el sistema 1x2 en el 99% del tiempo esta diferencia será inferior a 10dB, ver Figura 2.7. Si el sistema dispone de cuatro ramas la mejora pasa a 16 dB.

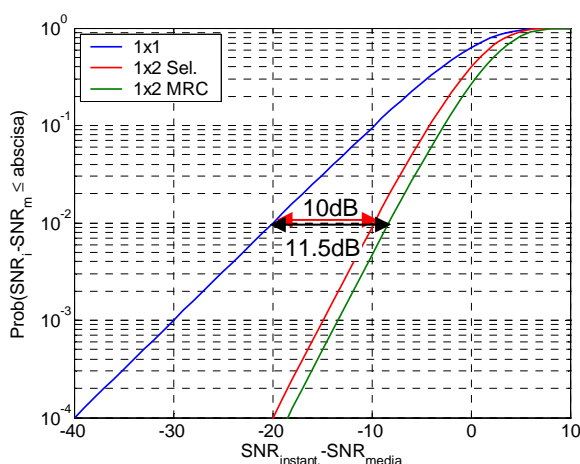


Figura 2.7. Distribución de probabilidad de la SNR instantánea respecto a la SNR media para un sistema de diversidad por selección o MRC de dos ramas

- **Combinación por razón máxima (Maximal Ratio Combining)**

El método de combinación por razón máxima (MRC) pesa las señales recibidas por cada antena y las combina coherentemente para maximizar la SNR de la señal resultante. Esta técnica asigna a cada receptor un peso proporcional al nivel cuadrático medio, *rms*, de la señal e inversamente proporcional a la potencia del ruido n^2 . Cada una de las entradas s_i , con $i=1, \dots, N$, se puede expresar como $s_i \cdot e^{j\phi_i} = x \cdot h_i \cdot e^{j\phi_i}$, donde x es la señal transmitida y $h_i \cdot e^{j\phi_i}$ es la respuesta del canal entre la antena transmisora y la antena receptora i -ésima. El peso de cada entrada será del tipo $\alpha_i = s_i^*/n^2$ donde $(\cdot)^*$ representa la operación complejo conjugado necesaria para alinear en fase todas las entradas. A la salida se obtiene la suma de las entradas pesadas.

La relación señal a ruido media es equivalente a la SNR media en una rama multiplicada por el número de ramas. Para un sistema Rayleigh incorrelado la ganancia respecto al sistema sin diversidad en el 99% de las ocasiones es de 11.5 dB en un sistema de dos ramas, Figura 2.7, y de 19 dB en un sistema de 4 ramas [8].

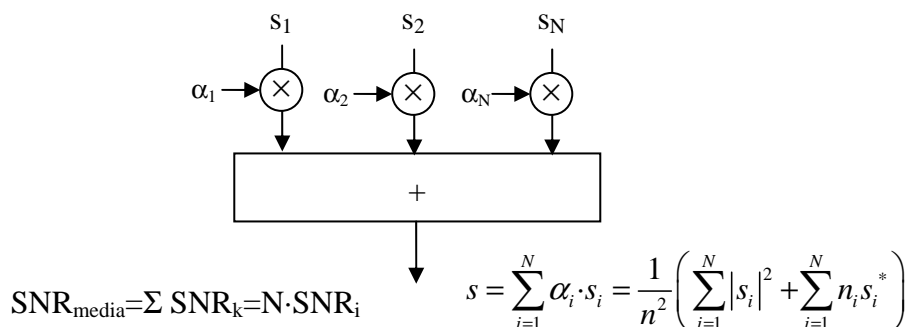


Figura 2.8. Combinación por razón máxima MRC

- **Combinación con misma ganancia (Equal Gain Combining)**

Equal Gain Combining, EGC, es un método similar al MRC. De hecho usa los mismos pesos que MRC pero con amplitud unitaria [10]. Las mejoras introducidas por el EGC respecto al sistema sin diversidad son muy similares a las de MRC. Presenta una reducción de rendimiento frente al MRC cuando una de las señales tiene una SNR baja. Dado que todas se pesan igual, la combinación de las señales degrada la relación señal a ruido comparada con el caso MRC.

De los tres esquemas descritos, el MRC es el que obtiene una SNR óptima. Este método produce una señal con una SNR media igual a la suma de las SNR individuales [10]. Por su parte, EGC también tiene un alto rendimiento pero con la ventaja de que su

diseño es mucho más sencillo [9]. Gracias a la selección de los pesos, se lleva todas las señales a una referencia de fase común, permitiendo una suma constructiva de las señales, que en el caso de la suma del ruido se convierte en destructiva.

En estos esquemas de diversidad surgen dos tipos de problemas principalmente. En primer lugar motivados por errores de combinación y en segundo lugar debido a la correlación entre las ramas. Desde el punto de vista de correlación Jakes muestra que para una correlación compleja alta, de módulo 0.9, la ganancia del sistema de diversidad por selección baja de 10dB a 7 dB mientras que en el sistema MRC baja de 11.5 dB a 8 dB. Cuando la correlación se encuentra por debajo de 0.5 o 0.7 se considera que su influencia es poco notable.

Los errores de combinación son debidos a fallos en la selección de los pesos para extraer la mejor SNR. Los errores de combinación afectan principalmente a la probabilidad de outage del sistema [8]. Así si se produce un error en la combinación la diferencia entre la SNR instantánea y la SNR media pasa de ser inferior a 7 dB el 99.99% del tiempo a serlo únicamente el 99.6%.

2.5 Diversidad espacial en transmisión

El objetivo tradicional de la diversidad en transmisión es el mismo que en recepción, reducir los desvanecimientos [29]. Sin embargo, dada su complejidad, la diversidad en transmisión hasta hace pocos años es un aspecto que ha recibido poca atención. Por una parte, las señales transmitidas se combinan espacialmente antes de llegar al receptor, por eso es necesario un procesado en transmisión y recepción para conseguir separar las señales recibidas y conseguir ganancia por diversidad. Si no se dispone de un canal de realimentación, el transmisor desconoce el estado del canal y no puede adaptar la estrategia de transmisión al estado del canal.

Wittneben, [7] y posteriormente Seshadri y Winters [38], proponen uno de los primeros esquemas de diversidad en transmisión. Este sistema, para el caso de dos antenas transmisoras, consiste en transmitir un símbolo por una de las antenas y posteriormente una réplica, retardada un tiempo de símbolo, por la otra antena. Este esquema de transmisión consigue aumentar el multicamino de manera artificial. La respuesta al impulso del canal es [34]:

$$h[k]=h_1\delta[k]+h_2\delta[k-1] \quad (2.5)$$

Siendo h_i el canal entre la antena transmisora i y el receptor. Un detector de máxima verosimilitud permite obtener máxima ganancia por diversidad (orden 2). El inconveniente que presenta es que al necesitar 2 tiempos de símbolos para transmitir un símbolo, la tasa del código es de $\frac{1}{2}$. Gracias a que mejora la fiabilidad del canal, se pueden utilizar esquemas de modulación superiores para mitigar la pérdida de eficiencia espectral. Este esquema proporciona buenos resultados en canales con desvanecimiento plano, pero en canales con desvanecimiento selectivo en frecuencia introduce mayor complejidad en el ecualizador de máxima verosimilitud, dado que el retardo entre replicas debe ser mayor para que no se produzca interferencia entre ellas, [29 pag. 238].

Otra propuesta de diversidad en transmisión es la selección de antena transmisora. En este sistema, se dispone de múltiples antenas en transmisión, pero sólo una antena se usa en un instante dado para transmitir [8, 38]. Este esquema requiere de realimentación para que el receptor informe al transmisor sobre qué antena utilizar en función del estado del canal estimado. Se han desarrollado métodos que requieren muy poca información de realimentación para seleccionar la/s antena/s que deben ser usadas para transmitir [39-42]. El inconveniente de este sistema es que requiere de un canal de realimentación.

Las investigaciones realizadas por Foschini [1] y Telatar [2] muestran como el uso de múltiples antenas transmisoras y receptoras permite aumentar la eficiencia espectral del canal. Este hecho ha llevado al desarrollo de nuevos esquemas que utilizan múltiples antenas en transmisión y recepción bien implementando esquemas de diversidad en ambos extremos, bien implementando codificación y procesado avanzado de señal que aproveche el uso de múltiples antenas separándose del concepto clásico de diversidad. Entre estos esquemas destacan las propuestas orientadas a mejorar la fiabilidad del enlace que usan diversidad espacial (codificación espacio-temporal (STTC, STBC)) o las orientadas directamente a aumentar la eficiencia espectral (multiplexado espacial).

2.5.1 Codificación espacio temporal

La codificación espacio temporal tiene como objetivo maximizar la ganancia por diversidad espacial (disminuir la tasa de error media) del canal MIMO mediante la generación de códigos espacio temporales adecuados [29, 34]. La codificación se realiza tanto en el espacio como en el tiempo para introducir correlación entre señales transmitidas desde varias antenas en diferentes periodos temporales [37]. Esta correlación espacio-temporal se usa para aprovechar los desvanecimientos del canal MIMO y minimizar errores introducidos por el canal.

Así la codificación espacio-temporal mejora el rendimiento del enlace al conseguir diversidad espacial en transmisión sin tener que aumentar el ancho de banda. Además ofrece otras ventajas como no necesitar realimentación pues no es necesario conocer el CSI en el transmisor, puede combinarse con codificación de canal para obtener también ganancia por codificación o no necesitar múltiples antenas en recepción, aspecto útil en receptores compactos y circuitualmente ligeros. Por otra parte los códigos espacio-temporales se han mostrado robustos ante condiciones no ideales de funcionamiento como, correlación de antenas, errores en la estimación del canal y efecto doppler [29]. Se han propuesto diversos esquemas de codificación espacio temporal (ST) los cuales se basan en dos conceptos básicos, ST-Trellis Codes [13] y ST-Block Codes , [11, 12].

2.5.1.1 Codificación espacio temporal Trellis (STTC)

En esta codificación propuesta por Tarokh [13], los símbolos se codifican de acuerdo a la antena transmisora. La decodificación se realiza usando un decodificador de máxima verosimilitud (ML). Es un esquema muy efectivo dado que combina los beneficios de la codificación para corrección de errores FEC (ganancia en codificación), con la diversidad en transmisión (ganancia por diversidad), proporcionando ganancias considerables en el rendimiento. Su inconveniente es que necesita un procesamiento adicional que aumenta exponencialmente en función de la eficiencia espectral y del orden de diversidad [13].

2.5.1.2 Codificación espacio temporal de bloque (STBC)

Esta codificación propuesta por Alamouti [11] para sistemas 2×1 y 2×2 y generalizada por Tarokh [12] a sistemas $M \times N$, es una codificación espacio temporal de bloque que reduce la complejidad de la codificación STTC. La codificación STBC se realiza mapeando un bloque de símbolos de entrada en el dominio temporal y espacial, creando secuencias ortogonales que se transmiten desde antenas diferentes. El receptor está compuesto por una etapa de estimación de canal, otra de combinación de las señales (en el dominio del espacio y del tiempo) y finaliza con una etapa de detección de máxima verosimilitud.

El código de Alamouti, por su sencillez y efectividad, es el más utilizado. Se aplica a sistemas de dos antenas transmisoras y una o dos antenas receptoras. En este esquema dos símbolos diferentes, s_1 y s_2 , se transmiten simultáneamente desde las antenas 1 y 2 respectivamente, en el primer periodo de símbolo. Posteriormente, en el segundo periodo de símbolo se transmiten los símbolos, $-s_2^*$ y s_1^* , desde 1 y 2 (s^* representa el complejo de s). Se asume que el canal es plano en frecuencia siendo cada uno de los subcanales

variables aleatorias Gaussianas complejas de media cero y varianza unidad, independientes e idénticamente distribuidas. Mediante el esquema de Alamouti se consigue un orden de diversidad de 2 para el caso de sistema 2×1 . Este sistema aporta las siguientes ventajas:

- la tasa del código es 1 dado que se transmiten dos símbolos en dos intervalos
- no requiere de un canal de realimentación para conseguir diversidad en transmisión.

Como inconvenientes presenta que, a diferencia de STTC, no introduce ganancia en codificación y además al aumentar el orden del sistema disminuye la tasa del código.

2.5.2 Multiplexado espacial

Foschini [5] propuso el uso del multiplexado espacial mediante la arquitectura *BLAST* (*Bell Labs Layered Space Time Architecture*) para explotar los sistemas de múltiples antenas. El objetivo del multiplexado espacial, a diferencia de la codificación espacio-temporal, es maximizar la tasa de transmisión, es decir, la eficiencia espectral. Transmite flujos de información independientes por cada antena, ocupando todos ellos el mismo ancho de banda y el mismo slot temporal. Gracias a la descorrelación entre canales producida por el multicamino y al conocimiento del canal en el receptor es posible separar los distintos flujos de información. Así en un sistema $M \times N$, M símbolos independientes se transmiten simultáneamente en un periodo de símbolo, luego la tasa del código para una longitud de trama unitaria es M .

Se describen varias opciones de codificación junto con la multiplexación espacial [34]:

- Codificación Horizontal HE (*H-BLAST*).

El flujo de bits a transmitir se demultiplexa inicialmente en M flujos de datos separados. Cada uno de estos flujos se codifica temporalmente de manera independiente al resto, se mapea en el símbolo correspondiente, se pasa por el “*interleaver*” y es transmitido por su correspondiente antena. Permite únicamente diversidad en recepción de orden N , dado que un bit se transmite por una única antena y se recibe por todas (N). La ganancia en codificación depende de la ganancia de codificación del código temporal aplicado a cada flujo de datos.

- Codificación Vertical VE (*V-BLAST*).

En este caso la codificación temporal, el mapeo de símbolos y el interleaver se aplican a todo el flujo de bits para luego de multiplexarse por las M antenas transmisoras. Mediante esta codificación sí se puede conseguir ganancia de diversidad total, con orden de diversidad MN , dado que cada bit es transmitido por todas las antenas y recibido también por todas. Este esquema requiere una decodificación conjunta de los flujos, lo que complica el receptor

- Combinación de HE y VE (*D-BLAST*).

Se puede aplicar combinaciones de ambos esquemas horizontal y vertical para aprovechar las ventajas de ambos. Una de estas combinaciones es la arquitectura *D-BLAST* (*Diagonal-BLAST*). Es un esquema similar a HE pero que va rotando la asociación entre cada flujo de datos y la antena transmisora. De esta manera es capaz de transmitir los mismos símbolos por las distintas antenas. Obtiene ganancia completa por diversidad (orden de diversidad NM) pero manteniendo la complejidad del HE. Las señales se combinan únicamente en recepción por lo que la ganancia por array es de N .

2.6 Modelo equivalente del canal MIMO

En este apartado se presenta el modelo equivalente del canal MIMO obtenido a partir de la interpretación física de la matriz de canal. La respuesta al impulso matricial de un canal MIMO $M \times N$, donde M es el número de antenas transmisoras y N el número de antenas receptoras se representa en (2.1). Si se transmite un vector $\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_M]^T$, la señal recibida \mathbf{r} por el array receptor es:

$$\mathbf{r} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (2.6)$$

siendo \mathbf{n} un vector columna $N \times 1$ cuyos elementos son ruido blanco Gaussiano de media cero y varianza unidad. Realizando la descomposición en valores singulares de \mathbf{H} (SVD), de la expresión (2.6) se obtiene:

$$\mathbf{r} = \mathbf{U} \mathbf{D} \mathbf{V}^H \cdot \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (2.7)$$

donde \mathbf{D} es una matriz diagonal y positiva del mismo orden que \mathbf{H} (N filas \times M columnas), \mathbf{U} y \mathbf{V} son matrices de orden $N \times N$ y $M \times M$, respectivamente y cumplen que $\mathbf{U}\mathbf{U}^H = \mathbf{I}$, $\mathbf{V}^H\mathbf{V} = \mathbf{I}$. Las columnas de la matriz \mathbf{V} representan los vectores propios de entrada de \mathbf{H} y las columnas de \mathbf{U} los vectores propios de salida de \mathbf{H} . La matriz central \mathbf{D} es una matriz diagonal cuyos elementos son los valores singulares de \mathbf{H} .

Se pueden definir tres nuevos vectores de señal recibida, señal transmitida y ruido mediante las expresiones presentadas en (2.8) [37].

$$\mathbf{r}' = \mathbf{U}^H \mathbf{r}, \quad \mathbf{s}' = \mathbf{V}^H \mathbf{s}, \quad \mathbf{n}' = \mathbf{U}^H \mathbf{n} \quad (2.8)$$

Los tres vectores verifican que las trazas de sus matrices de covarianza son iguales a los correspondientes vectores originales \mathbf{r} , \mathbf{s} y \mathbf{n} . Esta propiedad implica que los nuevos vectores representan señales con la misma potencia que los originales. Sustituyendo los nuevos vectores se obtiene la relación entre las tres nuevas señales:

$$\mathbf{r}' = \mathbf{D}\mathbf{s}' + \mathbf{n}' \quad (2.9)$$

El rango de la matriz \mathbf{H} indica el número de valores singulares distintos de cero, es decir los grados de libertad. Para un sistema $M \times N$ el rango de H verificará (2.10).

$$\text{rango}(\mathbf{H}) = K \leq \min\{M, N\} \quad (2.10)$$

A partir de (2.9) y de la definición de rango de la matriz, se puede escribir para cada señal recibida las expresiones (2.11) y (2.12) dependiendo del número elementos transmisores M y receptores N .

- Si $N > M$ (número receptores $>$ número de transmisores)

$$\begin{aligned} r'_i &= \sqrt{\lambda_i} x'_i + n'_i, \quad i = 1, 2, \dots, K \\ r'_i &= 0, \quad i = K + 1, K + 2, \dots, M \end{aligned} \quad (2.11)$$

En la expresión anterior λ_i representa el valor propio i -ésimo de la matriz $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$, y su raíz cuadrada positiva es el valor singular i -ésimo de la matriz \mathbf{H} .

La ecuación (2.11) muestra que únicamente las K primeras señales equivalentes recibidas r'_i , contribuyen al sistema MIMO. Así esta ecuación representa un sistema de K canales desacoplados, donde la ganancia en potencia viene dada por los valores propios

de la matriz $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$. A cada uno de estos canales desacoplados se le denomina subcanal equivalente, y sólo existen K subcanales equivalentes con ganancia distinta de cero.

- Si $N < M$ (número receptores < número de transmisores)

$$r'_i = \sqrt{\lambda_i} x'_i + n'_i, \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (2.12)$$

En este caso sólo las señales transmitidas equivalentes s'_i con $i=1, \dots, K$ contribuyen al sistema, mientras que el resto, $M-K$ subcanales, consumen potencia de manera innecesaria. Para un canal MIMO 5×3 la expresión (2.9) se expresa como (2.13).

$$\begin{pmatrix} r'_1 \\ r'_2 \\ r'_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{\lambda_1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{\lambda_2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{\lambda_3} & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s'_1 \\ s'_2 \\ s'_3 \\ s'_4 \\ s'_5 \end{pmatrix} \quad (2.13)$$

Se observa en este ejemplo como las señales transmitidas equivalentes s'_4 y s'_5 no contribuyen al conjunto de señales recibidas, representando un gasto de potencia inútil.

La Figura 2.9 representa gráficamente el canal MIMO equivalente descrito en este apartado. Según este modelo, el canal MIMO se puede descomponer en K subcanales equivalentes paralelos e independientes con ganancia en potencia λ_i , con $i=1, \dots, K$.

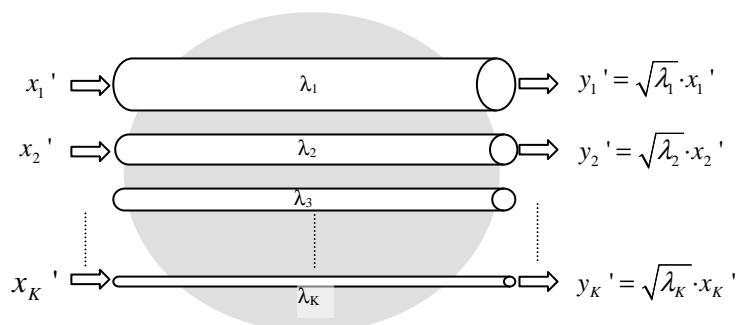


Figura 2.9. Canal MIMO equivalente. $K = \text{rank}(H) \leq \min(N, M)$. $\lambda_1 > \lambda_2 > \dots > \lambda_K > 0$. [35 pag 14]

El número y la ganancia de los subcanales equivalentes depende de la correlación existente entre los caminos creados por cada par de antenas transmisora y receptora. La presencia de correlación hace que la ganancia en potencia de los subcanales generados (los valores propios) reduzca su valor llegando incluso a reducir el número de canales significativos generados, es decir, se reduce el rango de la matriz de canal. Se define así el concepto de grados efectivos de libertad K_0 (*Effective degrees of freedom*, EDof) [26,

43] como el número de subcanales equivalentes que realmente aportan al canal. K_0 se puede obtener como la variación de la capacidad al incrementar la potencia transmitida por un factor 2^δ según la expresión (2.14).

$$EDOF = K_0 = \left. \frac{d}{d\delta} C_q(2^\delta P_{tx}) \right|_{\delta=0} \quad (2.14)$$

Así, si K_0 es bajo debido a la alta correlación o a una SNR baja, menos canales aportan de manera significativa luego el rendimiento del sistema se ve reducido. Debido a este comportamiento, resulta importante estudiar el escalado de las prestaciones del canal en función de la correlación y la SNR.

2.7 Correlación Espacial

Al igual que los sistemas clásicos de diversidad, los sistemas MIMO requieren que los distintos subcanales o ramas de diversidad sean lo más independientes posible. La presencia de correlación reduce la ganancia por diversidad y por tanto parte del potencial ofrecido por los sistemas MIMO.

El impacto de la correlación dentro del sistema MIMO equivalente se refleja en la ganancia de los subcanales equivalentes generados, es decir, en la magnitud de los valores propios. A medida que aumenta la correlación, la dispersión entre valores propios es mayor. Así, en un sistema MIMO $M \times N$ con valores propios ordenados $\lambda_1 > \lambda_2 > \dots > \lambda_K > 0$, con $K = \text{rank}(\mathbf{H})$, los valores propios más bajos se reducen respecto al sistema incorrelado, disminuyendo así los grados efectivos de libertad.

La correlación es por tanto uno de los factores limitadores del rendimiento del sistema de diversidad. Jakes en [8] presenta un amplio estudio de la correlación espacial en recepción; la correlación entre canales separados espacialmente una distancia eléctrica d/λ sigue la expresión $J(2\pi d/\lambda)$ donde $J(\cdot)$ representa la función de Bessel de orden cero. Esta expresión es válida para situaciones de gran riqueza de *scattering*, en los que la señal multicamino alcanza al receptor de manera uniforme e isotrópica en azimut, espectro azimutal en potencia (PAS) uniforme. Sin embargo se ha mostrado [22-24] que los escenarios no gozan siempre de esa riqueza de *scattering* y que por tanto el PAS no es siempre uniforme. Al presentar el multicamino distribuciones diferentes a la uniforme e isotrópica, la correlación espacial se separa de la modelada por Jakes.

La correlación espacial también está influenciada por otros factores como la separación entre elementos del array o la orientación entre arrays [22, 27, 28], la topología del array [26] o incluso el diagrama de radiación de la antena.

Dada la importancia que tiene la correlación sobre el rendimiento del canal MIMO, y la dependencia de ésta con el escenario y con la configuración del array, se presentará en el capítulo 4 un estudio de la correlación espacial en diferentes escenarios y para diferentes separaciones entre elementos y orientaciones del array lineal.

2.8 Capacidad

La medida del rendimiento de un canal MIMO se estudia bien a través de la probabilidad de error en bit o bien mediante la capacidad del canal. En esta memoria se analiza el rendimiento del canal a través de la capacidad. Ésta representa la eficiencia espectral máxima y, a diferencia de la probabilidad de error en bit, permite evaluar el canal con independencia del esquema de transmisión y codificación utilizados.

A partir de las expresiones de capacidad desarrolladas por Telatar [6], equivalentes a las presentadas por Shannon para canales MIMO, es posible cuantificar el rendimiento del canal en diferentes escenarios y situaciones. Como se mostrará, la capacidad del canal depende tanto de la relación señal a ruido en el receptor como de los valores propios de $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$.

La correlación entre los subcanales es uno de los factores que afecta al comportamiento de la capacidad. La presencia de correlación disminuye el grado de diversidad y reduce la capacidad del canal con respecto del canal incorrelado. Los valores propios son los encargados de trasladar el efecto de la correlación entre subcanales a la cuantificación de la eficiencia espectral máxima. Por tanto, los valores propios permiten evaluar el rendimiento del canal MIMO sin la complejidad que introduce el estudio de la correlación ni la dependencia de la capacidad con la relación señal a ruido.

En el capítulo 5 se describirá la capacidad de los canales MIMO, estudiando de manera experimental la capacidad obtenida en escenarios de diferentes características y en distintas condiciones.

2.9 Bibliografía

- [1] G. J. Foschini, M.J. Gans, "On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas," *Wireless Personal Communications*, Vol. 6, Issue 3, Marzo 1998, pp. 311-335.
- [2] I. E. Telatar, "Capacity of multiple antenna Gaussian channels," *European Transactions on Communications*, Vol. 10, No. 6, Nov./Dec. 1999, pg 585-595.
- [3] G. G. Railegh y J. M. Cioffi, "Spatio – Temporal Coding for Wireless Communications," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 46, Issue: 3, Marzo 1998, pp. 357-366.
- [4] J. Winters, "On the capacity of radio communication systems with diversity in a Rayleigh fading environment," *IEEE Journal on Selected Areas on Communications*, Vol. 5, pp. 871-878, Junio 1987
- [5] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in fading environments when using multi-element antennas," *Bell Labs Technology Journal*, pp-41-59, 1996
- [6] I. E. Telatar, "Capacity of Multi-Antenna Gaussian Channels," AT&T Bell Laboratories, BL0 112 170-950 615-07TM, 1995
- [7] Wittneben, "A new bandwidth efficient transmit antenna diversity for linear digital modulation," *Proceedings ICC*, pp. 1630-1634, 1993.
- [8] W. C. Jakes, *Microwave Mobile Communications*, IEEE reissue 1994.
- [9] Parsons J.D., Henze M., Ratcliff P.A., Withers M.J., "Diversity Techniques for Mobile Radio Reception," *IEEE Transactions on Vehicular Technology* Vol.VT-25, No. 3, Aug 1976, pg. 75-84.
- [10] Rappaport T.S., *Wireless Communications: Principles and Practice*, New Jersey: Prentice-Hall Inc, 1996.
- [11] S. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE Journal on Selected Areas on Communications*, Vol. 16, Oct. 1998, pg. 1451-1458
- [12] V. Tarokh, H. Jafarkhani y A. Calderbank, "Space-Time block coding for wireless communications: Performance results," *IEEE Journal on Selected Areas on Communications*," Vol. 17, No. 3, Mar. 1999, pg. 451-460.
- [13] V. Tarokh, N. Seshadri y A. Calderbank, "Space-Time codes for high data rate wireless communications: Performance criterion and code construction," *IEEE*

- Transactions on Information Theory*, Vol. 44, Mar. 1998, pg. 744-765.
- [14] J. B. Andersen, "Antenna Arrays in Mobile Communications: Gain, Diversity, and Channel Capacity," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 42, No. 2, Abril 2000, pp.12-16
- [15] R. Vaughan y J. B. Andersen, *Channels, Propagation and Antennas for Mobile Communications*, The Institution of Electrical Engineers – IEE publications 2003
- [16] M. Kang, M.-S. Alouini, "Largest Eigenvalue of Complex Wishart Matrices and Performance Analysis of MIMO MRC Systems," *IEEE Journal on Selected Areas on Communications*, vol. 21, No. 3, Abril 2003.
- [17] G. Burel, "Statistical Análisis of the smallest singular value in MIMO transmission systems," *WSEAS Inf. Conf. on Signal, Speech and Image Processing*, Skiathos Island, Greece, Septiembre 25-28, 2002
- [18] T. M. Cover y J. A. Thomas, *Elements of Information Theory*, New York: Wiley, 1991.
- [19] Jakes K. Anim-Appiah, "Complex envelope correlations for non isotropic scattering," *Electronics Letters*, vol. 34, No. 9, pg. 918-919. Apr. 1998
- [20] G. Durgin, T.S. Rappaport, "Basic relationship between multipath angular spread and narrowband fading in wireless channels," *Electronics Letters*, vol 34, No. 25, pp. 2431-2432. Dec. 1998.
- [21] G. D. Durgin, T.S. Rappaport, "Effects of multipath angular spread on the spatial cross-correlation of received voltage envelopes," *49th Vehicular Technology Conference*, 1999, vol. 2, pp. 996-1000. 1999
- [22] W. C. Lee, "Effects on Correlation Between Two Mobile Radio Base-Station Antennas," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. COM-21, No. 11, Nov. 1973
- [23] K. I. Pedersen, P. E. Mogensen y B. H. Fleury, "Power azimuth spectrum in outdoor environments," *IEE Electronics Letters*, Vol 33, N0. 18 Agosto 1997, pp1583-1584
- [24] A. Tang, K. Gong, "Study on power Azimuth spectrum of wireless channel in microcell environments" *Proceedings del IEEE 2003 International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 2003, pp.685-687
- [25] L. Schumacher, K. Pedersen, P. E. Mogensen, "From Antenna Spacings to Theoretical Capacities – Guidelines for simulating MIMO systems," *PIMRC 2002* pp. 587 – 592
- [26] D. Shiu, G. Foschini, M. Gans, J. Khan, "Fading Correlation And Its Effect On The

- Capacity Of Multielement Antenna Systems,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, pp. 502-513, Mar. 2000
- [27] O. Fernández, M. Domingo, R.P. Torres, “Empirical Analysis of the Correlation of MIMO Channels in Indoor Scenarios at 2GHz,” *IEE Proceedings Communications*, Vol. 152, No. 1, February 2005, pp. 82 -88
- [28] P. Almers, F. Tufvesson, P. Karlsson, A. F. Molisch, “The Effect of Horizontal Array Orientation on MIMO Channel Capacity,” *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Vol. 1, pp. 34-38, April 2003
- [29] S. N. Diggavi, N. Al-Dhahir, A. Stamoulis, A.R. Calderbank, “Great Expectations: The Value of Spatial Diversity in Wireless Networks,” *Proceedings of the IEEE*, Vol. 92, No. 2, Feb 2004, pg. 219-270.
- [30] Rohit U. Nabar, Helmut Bölcskei, y Arogyaswami J. Paulraj, “Outage Properties Of Space-Time Block Codes In Correlated Rayleigh Or Rician Fading Environments,” *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 2002 (ICASSP '02). Vol. 3 pp. III-2381- III-2384.
- [31] W. Weichselberger, “Spatial Structure of Multiple Antenna Radio Channels. A signal Processing Viewpoint,” Tesis doctoral, Universidad Técnica de Viena, Diciembre 2003.
- [32] L. Zheng y D. N. C. Tse, “Diversity and Multiplexing: A Fundamental Tradeoff in Multiple-Antenna Channels,” *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 49, No. 5 Mayo 2003, pp. 1073-1096.
- [33] J. Bach Andersen, “Antenna Arrays in Mobile Communications: Gain, Diversity, and Channel Capacity,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, April, 2000, vol 42, No 2, pp 12-16
- [34] A. J. Paulraj, D. A. Gore, R. U. Nabar, H. Bölcskei, “An Overview of MIMO Communications- A Key to Gigabit Wireless,” *Proceedings of the IEEE*, Vol. 92, No. 2, Feb 2004, pg. 198-218.
- [35] J. Kermaol, “Measurement, Modelling and Performance Evaluation of the MIMO Radio Channel,” Tesis doctoral, Aalborg University, Dinamarca, Agosto 2002
- [36] D. G. Brennan, “Linear Diversity Combining Techniques,” *Proceedings of the IRE* Vol. 47, No. 1, Junio 1959, pp. 1075-1102
- [37] B. Vucetic, J. Yuan, *Space-time coding*, John Wiley & Sons, cop. 2003
- [38] N. Seshadri and J. Winters, “Two signaling schemes for improving the error performance of frequency-division duplex (FDD) transmission systems using transmitter antenna diversity,” *Int. Journal on Wireless Information Networks*, vol. 1,

1994, pp. 49-60.

- [39] J.H. Winters, "Switched diversity for feedback with DPSK mobile radio systems," *IEEE Transactions on Vehicular technology*, vol.VT-32, Feb 1983, pg. 134-150.
- [40] R.W. Heath Jr., S. Sandhu, A. J. Paulraj, "Antenna selection for spatial multiplexing systems with linear receivers," *IEEE Communications Letters*, vol.5, pg. 142-144, Apr 2001.
- [41] A. Wittneben, "A new bandwidth efficient transmit antenna modulation diversity scheme for linear digital modulation," *Proceedings IEEE ICC 93*, Vol. 3, Geneva Switzerland, 1993, pp. 1630-1634.
- [42] R.S. Blum, J.W. Winters, "On optimum MIMO with antenna selection," *IEEE International Conference on Communications*, vol.1, pg.386-390, May 2002.
- [43] P. Kyritsi, "Multiple Element Antenna Systems in an Indoor Environment," Tesis doctoral, Stanford University, Noviembre 2001