

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN
UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA



Proyecto Fin de Carrera

**Implementación de los algoritmos V-BLAST y
D-BLAST y comparación con los
Space-Time Codes para sistemas MIMO**



AUTOR: Alberto Ramos Paniagua
DIRECTOR: José María Molina García-Pardo

Cartagena, Marzo 2006



Autor	Alberto Ramos Paniagua
E-mail del Autor	alberto.rp@gmail.com
Director(es)	José María Molina García-Pardo
E-mail del Director	josemaria.molina@upct.es
Título del PFC	Implementación de los algoritmos V-BLAST y D-BLAST y comparación con los <i>Space-Time Codes</i> para sistemas MIMO
Descriptor(es)	MIMO, BLAST, MATLAB
<p>Resumen</p> <p>La demanda de crecientes tasas de transmisión en tecnologías móviles y redes de área local inalámbricas (WLAN) ha impulsado la búsqueda de nuevas técnicas de transmisión que no comprometan el limitado ancho de banda disponible.</p> <p>Las tecnologías <i>Multiple-Input Multiple-Output</i> (MIMO) han concentrado la mayor parte de los esfuerzos investigadores en esa línea. Las técnicas de multiplexación espacial conocidas como BLAST son una de las propuestas más atractivas, pues prometen eficiencias espectrales inalcanzables con los sistemas tradicionales.</p> <p>El objetivo de este proyecto será el estudio de las versiones D-BLAST y V-BLAST, y de sus ventajas y limitaciones reales. Veremos qué ofrecen frente a las técnicas de diversidad espacial conocidas como <i>Space-Time Codes</i>. Con esta finalidad se ofrece una interfaz de simulación en MATLAB que facilitará la comparación de estas técnicas multiantena.</p>	
Titulación	Ingeniero de Telecomunicación
Intensificación	Sistemas y Redes de Telecomunicación
Departamento	Tecnologías de la Información y las Comunicaciones
Fecha de Presentación	Marzo – 2006

Índice

1	Introducción	1
1.1	Fundamentos del Proyecto	1
1.2	Objetivos	1
1.3	Contenido.	2
2	Conceptos Teóricos Previos	3
2.1	Introducción	3
2.2	Características de Propagación del Canal Radio	4
2.2.1	Atenuación	4
2.2.2	Propagación Multitrayecto	5
2.2.3	Efecto Doppler	5
2.2.4	Desvanecimiento	6
2.2.5	Modelos de Desvanecimiento	6
2.3	El Canal <i>Multiple-Input Multiple-Output</i> (MIMO)	8
2.3.1	Modelo del Canal MIMO	8
2.3.2	Estimación del Canal MIMO	10
2.3.3	Diversidad	12
2.3.4	Perspectiva Histórica sobre la Diversidad en Transmisión	14
2.3.5	Capacidad de los Sistemas MIMO	16
3	<i>Space-Time Codes</i>	19
3.1	Introducción	19
3.2	<i>Maximal-Ratio Receive Combining</i> (MRRC)	20
3.3	Esquema de Alamouti	22
4	Arquitectura BLAST	27
4.1	Introducción	27
4.2	<i>Vertical</i> -BLAST	28
4.2.1	El Proceso de Detección	29
4.2.2	Orden de Detección Óptimo	30

4.2.3	Criterio ZF	31
4.2.4	Criterio MMSE	31
4.2.5	Algoritmo de Detección	32
4.2.6	Análisis de Coste Computacional	33
4.3	Diagonal-BLAST	34
4.3.1	Codificación D-BLAST	35
4.3.2	Decodificación D-BLAST	35
4.3.3	Capacidad de los Criterios ZF y MMSE	36
4.4	Debilidades de la Arquitectura BLAST	37
5	Resultados	40
5.1	Entorno de Simulación	40
5.2	Sobre la Interfaz de Simulación	41
5.3	Resultados de las Simulaciones	44
5.3.1	Relación Señal a Ruido	44
5.3.1	Eficiencia Espectral	51
6	Conclusiones	55
6.1	Conclusiones	55
6.2	Líneas Futuras	56
	Anexo: Funciones MATLAB	57
	Relación de Acrónimos	65
	Referencias	66

Capítulo 1

Introducción

1.1 Fundamentos del Proyecto

El proyecto se desarrolla en el marco de la intensa labor investigadora del grupo de investigación SiCoMo (Sistemas de Comunicaciones Móviles) en los sistemas móviles de cuarta generación MIMO. En esa línea ya se han realizado diversos estudios sobre medidas del canal MIMO en diversos entornos. Este proyecto pretende hacer su aportación en el estudio de diversas técnicas de transmisión multiantena que proporcionan mayores tasas de transmisión y robustez a través de la multiplexación espacial y la ganancia en diversidad.

1.2 Objetivos

El propósito de este proyecto es el de estudiar y comparar el rendimiento de los dos algoritmos para canales *Multiple-Input Multiple-Output* (MIMO) basados en multiplexación espacial propuestos por Gerard J. Foschini en 1996 y 1998, las arquitecturas *Diagonal-Bell Labs Layered Space-Time* (D-BLAST) y *Vertical-BLAST*, respectivamente. En los sistemas propuestos el flujo de datos a transmitir se divide en bloques que son distribuidos entre las antenas transmisoras. La diferencia entre las dos arquitecturas es la forma en que se distribuyen los bloques entre las antenas. En V-BLAST esta distribución se realiza de forma secuencial, mientras que en D-BLAST los bloques de datos van siendo rotados circularmente entre las antenas. Estudiaremos cuáles son las ventajas e inconvenientes de cada versión.

Con el presente proyecto se pretende así mismo comparar el rendimiento de los sistemas BLAST con el de las técnicas de diversidad espacial conocidas como *Space-Time Codes*, y en especial los algoritmos de Alamouti y *Maximal-Ratio Receive Combining*

(MRRC). Con este fin se tratará de ofrecer una interfaz de simulación GUIDE en MATLAB que facilite su comparación efectiva.

1.3 Contenido

El capítulo 2 ofrece una revisión de conceptos teóricos básicos para la comprensión del proyecto. En primer lugar se comentan brevemente los principales problemas a los que se enfrenta la transmisión no guiada. A continuación se caracteriza el canal *Multiple-Input Multiple-Output*.

En el tercer capítulo se resumen los *Space-Time Codes*, con especial atención a los dos algoritmos con los que se compararán las técnicas BLAST.

El capítulo 4 realiza un estudio completo de las versiones diagonal y vertical de la arquitectura BLAST.

En el capítulo 5 se exponen los resultados más significativos obtenidos a través de la interfaz de simulación de técnicas multiantena.

Las principales conclusiones del proyecto se recogen en el sexto capítulo junto a posibles líneas futuras de trabajo y una breve revisión del estado de implantación actual de la arquitectura BLAST en las nuevas tecnologías.

Por último, en el anexo, se presentan las funciones MATLAB programadas. Se ofrece un resumen de las abreviaturas utilizadas a lo largo del texto y las referencias bibliográficas en las que se ha basado el presente estudio.

Capítulo 2

Conceptos Teóricos Previos

2.1 Introducción

Los dispositivos inalámbricos, tales como los teléfonos móviles, han ganado en pocos años una enorme popularidad. Aunque en los primeros teléfonos el único servicio portador ofrecido era el de voz, pronto se añadió el servicio de texto (SMS, *Short Message Service*), y más recientemente un conjunto de servicios multimedia que incluye la transmisión de imágenes y videos, internet, etc. Su creciente demanda y el aumento de la tasa de transmisión requerida por dichos servicios, junto con la también creciente popularidad de las redes locales inalámbricas (WLAN), han impulsado enormemente la investigación en este campo, proponiendo nuevas técnicas de transmisión que consiguen aumentar la tasa de transmisión sin comprometer el limitado ancho de banda disponible, es decir, aumentando la eficiencia espectral.

La capacidad máxima de un canal radio con un ancho de banda dado está limitada por la conocida fórmula de Shannon [1]. El límite de Shannon proporciona el límite de capacidad pero no nos dice nada acerca de cómo alcanzarlo. Las técnicas multiantena BLAST propuestas por Foschini se acercan mucho al límite de capacidad, que tendremos que redefinir para sistemas multiantena. Antes de describir dichas técnicas introduciremos algunos conceptos previos que nos ayuden a situarnos y comprender estos métodos de transmisión. Se comentarán brevemente los problemas a los que se enfrenta una transmisión radioelétrica, y a continuación se detallará el modelo de canal utilizado en las simulaciones.

2.2 Características de Propagación del Canal Radio

En un entorno real las ondas radio procedentes de dispositivos móviles se transmiten a través del aire, edificios y otros obstáculos. Las reflexiones en diferentes objetos hacen que las ondas recorran diferentes caminos hasta alcanzar el receptor. El movimiento de objetos en el propio canal o el del propio receptor causan un aparente desplazamiento en la frecuencia portadora. Un sistema de comunicación fiable intenta solventar u obtener ventaja de estas perturbaciones del canal.

2.2.1 Atenuación

La atenuación es la pérdida de potencia media en la señal. Los factores responsables de la atenuación son los obstáculos entre transmisor y receptor, las propiedades físicas del medio en que se transmite, los fenómenos atmosféricos, etc. La atenuación debida únicamente a la distancia entre los extremos aumenta exponencialmente, y en adición a esto aparece otro tipo de atenuación debida a obstáculos de gran tamaño como edificios, montañas, etc. conocida como desvanecimiento log-normal. Se han propuesto algunos modelos geométricos para explicar estas pérdidas a gran escala, pero es más habitual utilizar modelos estadísticos que describen de forma precisa entornos particulares. Estadísticamente, se considera la atenuación como una variable aleatoria con una distribución conocida. Una fórmula común para modelar la atenuación es

$$P(d)[dB] = \bar{P}(d_0) + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma \quad (2.1)$$

donde, X es una variable aleatoria gaussiana de media cero (en dB) y desviación típica σ (también en dB) que modela el efecto del desvanecimiento log-normal. Las pérdidas a una distancia arbitraria d se describen estadísticamente en relación a un punto de referencia d_0 , el exponente de pérdidas n y la desviación típica σ . El exponente n puede variar desde 1.6 (en interior y con visión directa) hasta 6 (en entorno urbano).

2.2.2 Propagación Multitrayecto

Las ondas radioeléctricas que llegan al receptor tras recorrer caminos distintos lo hacen en diferentes instantes y fases aleatorias, y pueden combinarse constructiva o destructivamente. El resultado inmediato es una fluctuación en la amplitud de la señal. Sin embargo, la atenuación media a gran escala permanecerá constante.

La cuantificación del fenómeno de la propagación multitrayecto en un canal la proporciona el valor *RMS delay spread* o valor cuadrático medio de la dispersión de retardo (τ). Tradicionalmente se dice que el canal ofrece una atenuación selectiva en frecuencia si este valor es superior al periodo de símbolo. En [2] son más estrictos al considerar que esto se cumple cuando el producto ancho de banda-dispersión del retardo satisface, $B \times \tau \geq 0.1$. En las simulaciones realizadas en este proyecto se asumirá que el canal es no-selectivo en frecuencia.

El desvanecimiento multitrayecto ha sido tradicionalmente considerado uno de los mayores problemas a los que tienen que enfrentarse las transmisiones inalámbricas. Los sistemas MIMO estudiados en este proyecto explotan este fenómeno para convertirlo en una ventaja para el usuario, hasta el punto de que se comportarán mejor cuanto más dispersivo sea el canal, aumentando las velocidades de transmisión [3].

2.2.3 Efecto Doppler

Cuando existe movimiento relativo entre el transmisor y el receptor, este percibe un cambio en la frecuencia portadora; este fenómeno es conocido como el efecto Doppler. El desplazamiento de frecuencia depende de la velocidad relativa, la dirección del movimiento y la frecuencia portadora. En términos matemáticos:

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \times \cos \theta \quad (2.2)$$

siendo v la velocidad relativa, λ la longitud de onda de la portadora y θ el ángulo entre la dirección de movimiento y la de propagación de la onda.

2.2.4 Desvanecimiento

El resultado de la propagación multicamino y el desplazamiento Doppler es el llamado desvanecimiento, que consiste en la variación rápida o a pequeña escala de la señal (en una pequeña distancia o intervalo de tiempo), siguiendo constante la atenuación a gran escala.

El desvanecimiento puede ser selectivo en frecuencia o tener respuesta plana dependiendo de la estructura multicamino del canal, y puede ser lento o rápido en función del efecto Doppler. El desvanecimiento selectivo en frecuencia es fuente común de errores en comunicaciones móviles debido a la interferencia entre símbolos, ISI (*Inter-Symbol Interference*). En la actualidad se estudia la aplicación en MIMO de técnicas de modulación (como OFDM) que utilizan subcanales de pequeño ancho de banda, de forma que el desvanecimiento se puede considerar de respuesta frecuencial plana.

La velocidad con la que cambia el canal en comparación a las variaciones de la señal determina un desvanecimiento lento o rápido, causado por el efecto Doppler. En las simulaciones realizadas a lo largo de este trabajo, así como en las principales referencias bibliográficas utilizadas se considera un desvanecimiento lento. En concreto, el modelo de canal utilizado será cuasi-estacionario, es decir, se convendrá que el canal no cambia al menos durante la transmisión de una ráfaga de datos.

2.2.5 Modelos de Desvanecimiento

El fenómeno de desvanecimiento se suele describir estadísticamente mediante la distribución de Rayleigh. La función de densidad de probabilidad (FDP) de una distribución Rayleigh viene dada por

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right), & (0 \leq r \leq \infty) \\ 0, & (r < 0) \end{cases} \quad (2.3)$$

donde σ es el valor cuadrático medio (amplitud) de la señal recibida y σ^2 es su potencia media.

Otra distribución habitual del desvanecimiento utilizada cuando existe una fuerte componente recibida en visión directa, es la distribución de Rice, cuya FDP sigue la ecuación:

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{(r^2 + A^2)}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right), & (0 \leq r \leq \infty) \\ 0, & (r < 0) \end{cases} \quad (2.4)$$

donde A es la amplitud de pico del trayecto dominante e I_0 representa la función de Bessel de primera especie y orden cero. Para el caso particular en que $A=0$ no tenemos componente determinista y la función es la de Rayleigh. La figura 2.1 muestra las FDP de las distribuciones Rayleigh y Rice.

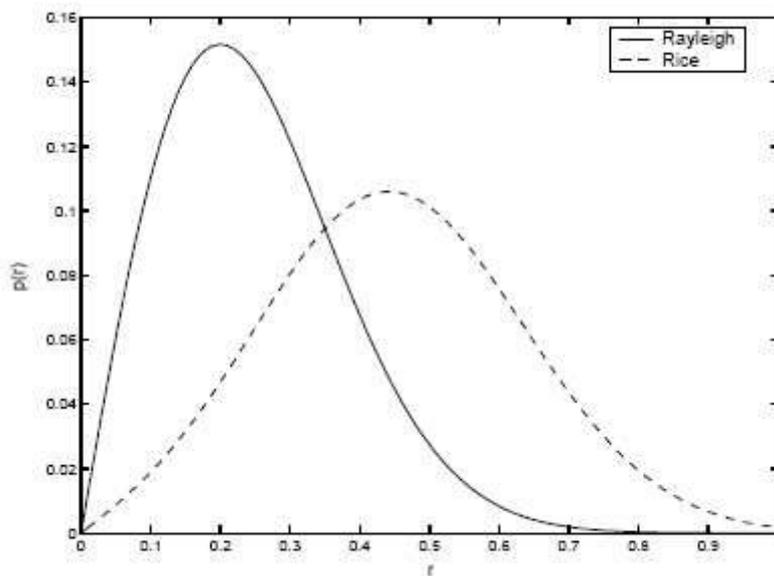


Figura 2.1: FDP de las distribuciones Rayleigh y Rice

2.3 El Canal *Multiple-Input Multiple-Output* (MIMO)

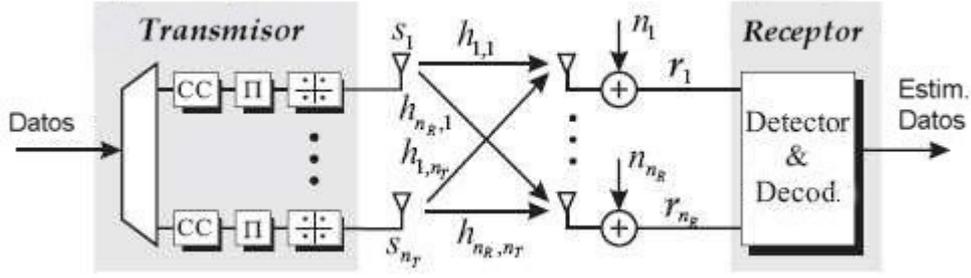
El término MIMO fue utilizado por primera vez por Jack Winters en 1987 para referirse a dos tipos de sistemas: los que implicaban una comunicación entre varios móviles y una estación base con varias antenas, y la comunicación entre dos móviles equipados con varias antenas cada uno. De forma más general, se pueden utilizar múltiples antenas bien en transmisión, en recepción o en ambos. A esas configuraciones nos referimos como MISO (*Multiple-Input Single-Output*) en el primer caso, SIMO (*Single-Input Multiple-Output*) en el segundo, y MIMO. Utilizando esta denominación, los sistemas habituales con una única antena en cada extremo reciben el nombre de SISO (*Single-Input Single-Output*).

Las arquitecturas SIMO y MISO corresponden a esquemas de diversidad en recepción y transmisión, respectivamente. Aunque podemos utilizar la arquitectura MIMO para obtener una combinación de diversidad en transmisión y recepción, este proyecto se centrará en la aplicación de la tecnología multiantena a la transmisión paralela de datos, o multiplexación espacial. Esta tecnología ofrece la posibilidad de conseguir grandes prestaciones ocupando un pequeño ancho de banda, punto de vital importancia para los reguladores del espectro radioeléctrico.

Para abordar el estudio de la arquitectura MIMO, se estudiará el modelo del canal, introduciendo la nomenclatura utilizada por los principales autores, y a continuación se presentará el concepto de diversidad y se estudiará la capacidad de estos sistemas.

2.3.1 Modelo del Canal MIMO

Consideramos un canal MIMO con N_t antenas transmisoras y N_r antenas receptoras, cuyo esquema podemos encontrar en la figura 2.2:


 Figura 2.2: modelo de un sistema MIMO con $N_t \times N_r$ antenas

La respuesta al impulso del canal entre la antena transmisora j -ésima ($j = 1, 2, \dots, N_t$) y la antena receptora i -ésima ($i = 1, 2, \dots, N_r$) se denota por $h_{ij}(\tau, t)$. De forma más precisa, se trata de la respuesta en el instante t a un impulso aplicado en el instante $t - \tau$. Por lo tanto, consideraremos el canal una red donde cada uno de los transmisores está conectado a cada uno de los receptores. El canal MIMO resultante estará representado por la matriz $N_r \times N_t$, $\mathbf{H}(\tau, t)$:

$$\mathbf{H}(\tau, t) = \begin{bmatrix} h_{11}(\tau, t) & h_{12}(\tau, t) & \cdots & h_{1N_t}(\tau, t) \\ h_{21}(\tau, t) & h_{22}(\tau, t) & \cdots & h_{2N_t}(\tau, t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r1}(\tau, t) & h_{N_r2}(\tau, t) & \cdots & h_{N_r N_t}(\tau, t) \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

El vector $[h_{1j}(\tau, t) \quad h_{2j}(\tau, t) \quad \dots \quad h_{N_r j}(\tau, t)]^T$ representa la respuesta espacio-temporal inducida por la antena transmisora j -ésima en el conjunto de antenas receptoras. Con esta consideración, si la antena j -ésima transmite la señal $s_j(t)$, la señal recibida en la antena receptora i -ésima estará dada por

$$r_i(t) = \sum_{j=1}^{N_t} h_{ij}(\tau, t) * s_j(t) + n_i(t), \quad i = 1, 2, \dots, N_r \quad (2.6)$$

donde $n_i(t)$ representa el ruido AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) en el receptor i -ésimo y “ $*$ ” significa convolución.

Antes de continuar convendría realizar algunas precisiones. La notación $h(t)$ se utiliza para la forma normalizada de la respuesta al impulso $g(t)$. La ecuación básica que describe el efecto del canal en la señal es

$$\mathbf{r} = \mathbf{g} * \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (2.7)$$

que es una simplificación de la ecuación (2.6), donde los tres vectores son complejos y Nr -dimensionales. Asumiendo banda estrecha (lo que permite considerar un desvanecimiento plano), la transformada de Fourier del canal, \mathbf{G} , puede ser tratada como una matriz constante sobre la banda de interés. Así, g representa el valor distinto de cero de la respuesta al impulso del canal, suprimiendo la dependencia temporal en $g(t)$. Lo mismo se puede aplicar a h y su transformada de Fourier \mathbf{H} [4]. De forma normalizada, (2.7) pasa a ser (con ρ como relación señal a ruido, SNR)

$$\mathbf{r} = \sqrt{\rho / N_r} \cdot \mathbf{h} \cdot \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (2.8)$$

Para simplificar podemos prescindir de la constante que acompaña a h . La normalización implica que la potencia de pérdidas media en \mathbf{H} es la unidad. De esta forma, las componentes de la matriz aleatoria \mathbf{H} serán variables independientes e idénticamente distribuidas (iid), complejas y con una distribución normal de media cero y varianza unidad:

$$H_{ij} = \text{Normal}(0,1/\sqrt{2}) + \sqrt{-1} \cdot \text{Normal}(0,1/\sqrt{2}) \quad (2.9)$$

Por lo tanto, podemos expresar finalmente la ecuación que describe el efecto del canal de la forma:

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (2.10)$$

2.3.2 Estimación del Canal MIMO

Para la detección coherente en sistemas MIMO se requiere estimar el canal (representado por su matriz de transferencia). Una forma simple habitualmente implementada es el uso de secuencias de entrenamiento.

Durante la fase de entrenamiento, se transmiten secuencias de longitud L_t , obteniéndose en el otro extremo una estimación del canal, $\hat{\mathbf{H}}$. Durante la fase de gestión se transmiten secuencias de datos de L_d símbolos, conteniendo informaciones necesarias, como podría ser la longitud de la secuencia de entrenamiento. Por tanto, se define L_t como la *longitud de entrenamiento* y $L = L_d + L_t$ como el *intervalo de entrenamiento*.

Al encontrarse el canal en un desvanecimiento continuo, el canal real se desviará progresivamente de la estima obtenida en el instante $i = L$. El rendimiento en cuanto a BER (“*Bit Error Rate*”, tasa de error de bit) se verá influenciada principalmente por la peor estimación de canal. Por tanto, se puede considerar $\hat{\mathbf{H}} - \mathbf{H}_L$ como una medida del error de estimación del canal, donde \mathbf{H}_L representa la estimación realizada al final del periodo de entrenamiento.

Definiciones

Si definimos la diferencia entre el canal en el instante i y el instante L

$$\Delta\mathbf{H}_i = \mathbf{H}_i - \mathbf{H}_L \quad (2.11)$$

podemos reescribir la ecuación (2.10) de esta forma:

$$\mathbf{r}_i = \mathbf{H}_L \mathbf{s}_i + \Delta\mathbf{H}_i \mathbf{s}_i + \mathbf{n}_i \quad (2.12)$$

Sea \mathbf{E} la matriz de símbolos de entrenamiento, $\mathbf{E} = [\mathbf{e}_1 \ \mathbf{e}_2 \ \dots \ \mathbf{e}_{L_t}]$, donde \mathbf{e}_i , con $1 \leq i \leq L_t$, es el vector $M \times 1$ de símbolos de entrenamiento en el instante i . Si la matriz de señales recibidas en el periodo de entrenamiento es $\mathbf{R} = [\mathbf{r}_1 \ \mathbf{r}_2 \ \dots \ \mathbf{r}_{L_t}]$, y la matriz de ruido es $\mathbf{N} = [\mathbf{n}_1 \ \mathbf{n}_2 \ \dots \ \mathbf{n}_{L_t}]$, entonces:

$$\mathbf{R} = \mathbf{H}_L \mathbf{E} + \mathbf{N} \times \mathbf{E}^* + [\Delta\mathbf{H}_1 \mathbf{e}_1 \ \Delta\mathbf{H}_2 \mathbf{e}_2 \ \dots \ \Delta\mathbf{H}_{L_t} \mathbf{e}_{L_t}] \quad (2.13)$$

Error de estimación de canal

En canales considerados cuasi-estacionarios o con desvanecimiento de bloque la estimación se mantiene durante un bloque o trama de cierta longitud, para cambiar a otra es-

timación independiente en el siguiente bloque. El estimador de canal ML o de máxima verosimilitud (*Maximum Likelihood*) es:

$$\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{R} \cdot \mathbf{E}^* \cdot (\mathbf{E} \mathbf{E}^*)^{-1} \quad (2.14)$$

y las secuencias de entrenamiento óptimas que minimizan el error cuadrático medio de la estimación son ortogonales en todas las antenas, es decir:

$$\mathbf{E} \mathbf{E}^* = L_t \mathbf{I}_M \quad (2.15)$$

donde \mathbf{I}_M es la matriz identidad $M \times M$. Una condición necesaria para la inversión de matriz $(\mathbf{E} \mathbf{E}^*)^{-1}$ es que $L_t \geq M$.

Las ecuaciones (2.14) y (2.15) son subóptimas, pero también se utilizan en canales con desvanecimiento plano. Aplicándolas a la ecuación (2.13), obtenemos:

$$\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{H}_L + \Delta \mathbf{H}_{\text{ruido}} + \Delta \mathbf{H}_{\text{Doppler}} \quad (2.16)$$

donde

$$\Delta \mathbf{H}_{\text{ruido}} = \frac{1}{L_t} \mathbf{N} \mathbf{E}^* \quad (2.17)$$

es el error de estimación debido al ruido, y

$$\Delta \mathbf{H}_{\text{Doppler}} = \frac{1}{L_t} \sum_{i=1}^M \Delta \mathbf{H}_i \cdot (\mathbf{e}_i \mathbf{e}_i^*) \quad (2.18)$$

es el error de estimación debido a la variación del canal por el efecto Doppler.

Algunos estudios indican que el error de estimación debido al efecto Doppler aumenta de forma cuadrática con la frecuencia Doppler. El error también dependerá de la longitud de entrenamiento L_t , el intervalo de entrenamiento L y las secuencias de entrenamiento \mathbf{e}_i .

2.3.3 Diversidad

A diferencia de un canal gaussiano, un canal inalámbrico sufre atenuación debido a contribuciones destructivas debidas a la propagación multitrayecto y a las interferencias provenientes de otros usuarios. Esta atenuación hace imposible que el receptor pueda de-

terminar la señal transmitida a menos que alguna réplica menos atenuada de dicha señal sea proporcionada al receptor. Este recurso se denomina diversidad y es la contribución más importante para establecer comunicaciones inalámbricas. Las técnicas de diversidad se dividen en:

- **Diversidad espacial:** se utiliza más de una antena en el receptor, el transmisor o ambos. Las señales tratadas por antenas separadas una distancia de media longitud de onda o superior se pueden considerar incorreladas [5]. Cuando asumimos un canal con desvanecimiento multicamino importante, la posibilidad de que exista visión directa es pequeña, y la mayoría de trayectos son producto de reflexiones o difracciones en obstáculos. Según Gesbert [3], la diversidad espacial implica que en este tipo de entorno la posibilidad de perder la señal se reduce exponencialmente con el número de antenas incorreladas que se estén usando.
- **Diversidad en polarización:** las polarizaciones horizontal y vertical de las ondas electromagnéticas están incorreladas, lo que permite transmitir datos de forma independiente. Con una misma antena podemos transmitir utilizando las dos formas de polarización, sin penalización en cuanto a eficiencia espectral.
- **Diversidad en frecuencia:** las frecuencias espaciadas respetando el ancho de banda de coherencia del canal sufren desvanecimientos independientes. La diversidad en frecuencia aprovecha esto para transmitir con más de una frecuencia portadora.
- **Diversidad temporal:** en esta técnica se transmiten los mismos símbolos en diferentes intervalos o *slots*, con la intención de que sufran diferente desvanecimiento y el receptor pueda utilizar esta redundancia de forma apropiada. La diversidad temporal es apropiada en entornos con desvanecimiento rápido, pero no es efectiva cuando existe desvanecimiento lento a menos que se pueda tolerar un retraso importante en la decodificación.

Cuando sea posible, los sistemas celulares deben ser diseñados para soportar todas las formas de diversidad. Por ejemplo, los sistemas celulares normalmente utilizan codificación de canal combinada con división temporal para conseguir de alguna forma diversidad

temporal. En sistemas TDMA, la diversidad en frecuencia se consigue utilizando un ecualizador no lineal cuando los retardos de la propagación multitrayecto suponen una fracción significativa del período del símbolo. En DS-CDMA, se utilizan receptores RAKE para obtener la diversidad en frecuencia. La diversidad espacial se usa principalmente en el enlace ascendente para suprimir la interferencia cocanal; esto es necesario para compensar la baja potencia de transmisión de los terminales móviles.

Sin embargo, no todas las formas de diversidad pueden estar disponibles en todo momento. Por ejemplo, en canales con desvanecimiento lento, la diversidad temporal no es una opción recomendable para aplicaciones sensibles al retardo. Cuando la dispersión del retardo es pequeña, la diversidad en frecuencia tampoco es posible. En entornos macrocelulares y microcelulares, esto implica que las tasas de datos deben ser al menos de varios cientos de miles de símbolos por segundo y varios millones de símbolos por segundo, respectivamente. Por otro lado, mientras que en la estación base se utiliza la diversidad espacial en recepción, en el móvil de mano es más difícil de implementar debido a la interacción electromagnética entre los elementos de la antena y el coste de los múltiples conversores de radiofrecuencia. Además, los canales correspondientes a las diferentes antenas están correlados, estando el factor de correlación determinado tanto por la distancia como por el acoplamiento entre antenas. Normalmente, la segunda antena está en el interior del móvil, lo que provoca una atenuación de la señal y la consecuente pérdida de diversidad. Todos estos factores motivan el uso de antenas múltiples en la estación base para transmisión.

2.3.4 Perspectiva Histórica sobre la Diversidad en Transmisión

Los esquemas de diversidad en transmisión pueden clasificarse entres categorías generales [6]. Estas son:

- Esquemas que emplean realimentación.
- Esquemas con secuencia de entrenamiento, pero sin realimentación.
- *Blind schemes*.

La primera categoría emplea realimentación implícita o explícita del receptor al transmisor para configurar el transmisor. Por ejemplo, en sistemas TDMA, los mismos pesos de la antena son utilizados para transmisión y recepción, de manera que la realimenta-

ción está implícita debido a la simetría requerida del canal. Estos pesos son elegidos durante la transmisión para ponderar las amplitudes de las señales transmitidas. Sin embargo, en la práctica, el movimiento del vehículo o la interferencia provoca una distorsión entre el estado del canal percibido por el transmisor y el percibido por el receptor.

Los esquemas de diversidad en transmisión mencionados en la segunda categoría usan un procesamiento lineal en el transmisor para distribuir la información entre las antenas. En el receptor, la información se obtiene empleando un procesamiento lineal análogo o técnicas de detección de máxima verosimilitud. Además se requiere estimar el canal entre transmisor y receptor para compensar la respuesta del mismo en el receptor. El primer esquema de este tipo fue propuesto por Wittneben [7], que también incluye el esquema de diversidad de retardo de Seshadri y Winters [8] como caso especial. Los esquemas de diversidad en retardo resultan óptimos para proporcionar diversidad en el sentido de que la ventaja en diversidad experimentada por un receptor óptimo es igual al número de antenas transmisoras.

La tercera categoría no requiere realimentación ni alimentación directa de información. En vez de eso, utiliza múltiples antenas transmisoras combinadas con la codificación de canal para proporcionar diversidad. Un ejemplo de esta aproximación consiste en introducir un pequeño *offset* de frecuencia en una de las antenas para producir desvanecimientos rápidos y mediante un código de canal debidamente diseñado se consigue la ganancia por diversidad. Otro esquema posible es codificar la información mediante un código de canal y transmitir los símbolos codificados usando antenas diferentes de forma ortogonal. Esto puede hacerse mediante multiplexación en frecuencia, multiplexación en tiempo o utilizando secuencias ortogonales para diferentes antenas. Un inconveniente de estos esquemas respecto a las otras dos categorías es la pérdida de eficiencia espectral debido al uso de códigos de canal. Utilizando la codificación apropiada, es posible reducir los requerimientos de ortogonalidad necesarios en estos esquemas y obtener la diversidad con la ventaja que ofrece la codificación pero sin sacrificios de ancho de banda. Esto es posible cuando el sistema completo es visto como un sistema *multiple-input multiple-output* y se utiliza la codificación adecuada.

Algunos aspectos teóricos de la diversidad en transmisión están referenciados en [9], [10] y [11]. Se cree que Telatar [11] fue el primero en obtener las expresiones de capacidad y términos de error para sistemas con múltiples antenas transmisoras en presencia de ruido

blanco gaussiano (AWGN). Aquí, la capacidad se deriva de la suposición de que el desvanecimiento es independiente de un canal a otro. Al mismo tiempo, Foschini y Gans [9] obtuvieron la expresión de la capacidad asumiendo que el desvanecimiento es cuasi-estacionario, es decir, permanece constante durante un largo período de tiempo, y entonces cambia de forma independiente. La principal conclusión de estos trabajos es que la capacidad de los sistemas MIMO supera con creces la de los sistemas SISO. En concreto, la capacidad crece linealmente con el número de antenas transmisoras mientras el número de antenas receptoras sea igual o mayor. En el siguiente apartado explicamos estos resultados con mayor detalle.

2.3.5 Capacidad de los Sistemas MIMO

La capacidad de Shannon de un canal invariante en el tiempo se define como la máxima información mutua entre la entrada y la salida del canal. El teorema de la capacidad de Shannon [1] establece que la máxima información mutua es la máxima velocidad con que se pueden transmitir datos a través del canal con una probabilidad de error arbitrariamente pequeña. Cuando el canal tiene una dependencia temporal, la capacidad tiene múltiples definiciones, dependiendo de lo que se conoce como “estado del canal” o el conocimiento de este en el transmisor y/o el receptor y de cómo se realice la medición de la capacidad, es decir, si se tiene en cuenta la media de las tasas de transmisión de los estados del canal o se mantiene una velocidad fija o mínima. Específicamente, cuando la matriz de transferencia del canal \mathbf{H} , llamada “información del estado del canal” (CSI, *Channel State Information*), se conoce perfectamente tanto en el transmisor como en el receptor, el transmisor puede adaptar su estrategia de transmisión en función del estado del canal. En este caso, la capacidad de Shannon es la máxima información mutua promediada sobre todos los estados del canal.

Resultados Fundamentales

Para un sistema 1×1 (SISO) sin memoria, la capacidad viene dada por

$$C = \log_2(1 + \rho |h|^2) \quad b/s/Hz \quad (2.19)$$

donde h es la ganancia compleja normalizada de un canal inalámbrico fijo o estado particular de un canal aleatorio. En (2.19) y subsecuentemente, ρ es la SNR en recepción.

Según vamos añadiendo antenas en recepción, las estadísticas de la capacidad mejoran con el número de antenas Nr . La capacidad de un sistema SIMO viene dada por

$$C = \log_2 \left(1 + \rho \sum_{i=1}^{Nr} |h_i|^2 \right) \quad b/s/Hz \quad (2.20)$$

donde h_i es la ganancia para la antena receptora i . La conclusión fundamental en (2.20) es que aumentando el valor de Nr sólo se consigue un aumento logarítmico en la capacidad media.

De forma similar, si optamos por la diversidad en transmisión, en el caso común, donde el transmisor no dispone de CSI, tenemos un sistema *multiple-input single-output* (MISO) con Nt antenas y la capacidad estará expresada por

$$C = \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{Nt} \sum_{i=1}^{Nt} |h_i|^2 \right) \quad b/s/Hz \quad (2.21)$$

donde al normalizar por Nt se asegura una potencia total transmitida constante. De nuevo la capacidad tiene una relación logarítmica con Nt .

Ahora consideramos el uso combinado de diversidad en transmisión y recepción de un sistema MIMO. Para Nt antenas transmisoras y Nr antenas receptoras, la capacidad la expresa la ecuación [9]

$$C_{EP} = \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{Nr} + \frac{\rho}{Nt} \mathbf{H}\mathbf{H}^H \right) \right] \quad b/s/Hz \quad (2.22)$$

donde $(\cdot)^H$ es el operador hermítico (conjugación y transposición). Las ecuaciones (2.21) y (2.22) están basadas en fuentes incorreladas de igual potencia (EP), de ahí el subíndice en (2.22). Tanto Foschini [9] como Telatar [11] demostraron que la capacidad en (2.22) crece linealmente con $m = \min(Nt, Nr)$ en lugar de hacerlo logarítmicamente (como en (2.21)). Este resultado se puede razonar de esta forma: el operador determinante devuelve un producto de $\min(Nt, Nr)$ valores propios o *eigenvalues* distintos de cero de la matriz argumento

(dependiente del canal), cada uno de los cuales caracteriza la SNR sobre un llamado *eigenmode* del canal. Un *eigenmode* corresponde a la transmisión usando un par de vectores singulares por la derecha y por la izquierda de la matriz del canal como pesos de la antena transmisora y receptora, respectivamente. Por las propiedades del logaritmo, la capacidad total es la suma de capacidades de cada uno de estos modos, de donde surge el efecto de multiplicación de capacidad. Claramente, este crecimiento depende de las propiedades de los *eigenvalues*. Si estos se deterioran rápidamente, no tendrá lugar el crecimiento lineal anunciado. Sin embargo (para canales simples), los valores propios tienen una distribución limitante conocida y tienden a espaciarse en el rango de esta distribución. Así pues, es improbable que la mayor parte de ellos sean pequeños, y el crecimiento lineal es habitual. Un entorno con un desvanecimiento multitrayecto fuerte se caracteriza, de hecho, por valores propios grandes.

Para ilustrar la importancia de los valores propios de la matriz del canal se pueden ver los subcanales como tuberías, cuya anchura sería precisamente el valor propio λ_i de cada subcanal:

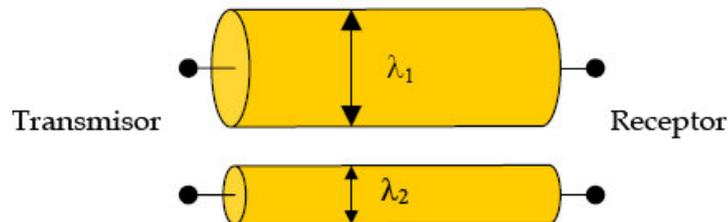


Figura 2.3: modelo de tuberías del canal MIMO

Capítulo 3

Space-Time Codes

3.1 Introducción

El concepto de codificación espacio-temporal (STC) fue introducido por primera vez en 1998 por Tarokh *et al* en su trabajo pionero [6]. La codificación ST añade el procesamiento en el dominio espacial a la codificación de canal convencional, lo que constituye varias ventajas. En primer lugar, la codificación de canal exige una pérdida de eficiencia espectral al introducir redundancia en el dominio del tiempo, por lo que la mejora en rendimiento se consigue a expensas de un aumento del ancho de banda. En cambio, aprovechando el dominio espacial introducido por el uso de múltiples antenas, la codificación ST no sólo se lleva a cabo sin un sacrificio de la eficiencia espectral, sino que pueden aumentarla considerablemente. El despliegue de antenas adicionales es además mucho más económico que la adquisición de nuevas bandas de frecuencia.

En segundo lugar, la codificación de canal se diseña para canales AWGN. Para que sea efectiva en canales con desvanecimiento, hay que recurrir a técnicas como el “entrelazado” o *interleaving* que acarrean retardos indeseables en decodificación. Los STC están especialmente diseñados para canales con desvanecimiento, y son ineficaces en canales AWGN (aunque en ese caso se podrían reducir a la codificación de canal convencional).

En este capítulo revisaremos dos sistemas de transmisión multiantena con ganancia por diversidad en transmisión, extraídos de [12], que consiguen una significativa reducción de la tasa de error.

El clásico esquema MRRC (*Maximal-Ratio Receive Combining*) lo consigue sin ninguna codificación en transmisión, añadiendo antenas sólo en recepción y operando adecuadamente sobre las señales recibidas. Se trata por tanto de un sistema SIMO.

En 1998 Alamouti [12] propuso un esquema alternativo basado en codificación ortogonal con dos antenas transmisoras y un número arbitrario M de antenas receptoras, que consigue una diversidad de $2M$, con una complejidad similar a MRRC. Este esquema forma parte de la familia conocida como OSTBC (*Orthogonal Space-Time Block Codes*). Los diseños con ortogonalidad se pueden aplicar a sistemas con 2, 4 y 8 antenas transmisoras.

3.2 Maximal-Ratio Receive Combining (MRRC)

En la figura 3.1 se muestra un esquema del MRRC de dos ramas. La diversidad espacial se realiza en el receptor. En la figura se utiliza la siguiente notación, similar a la expuesta en el caso del canal MIMO: el canal entre la antena transmisora y la antena receptora i se denota por h_i , donde:

$$\begin{aligned} h_0 &= \alpha_0 e^{j\theta_0} \\ h_1 &= \alpha_1 e^{j\theta_1} \end{aligned} \tag{3.1}$$

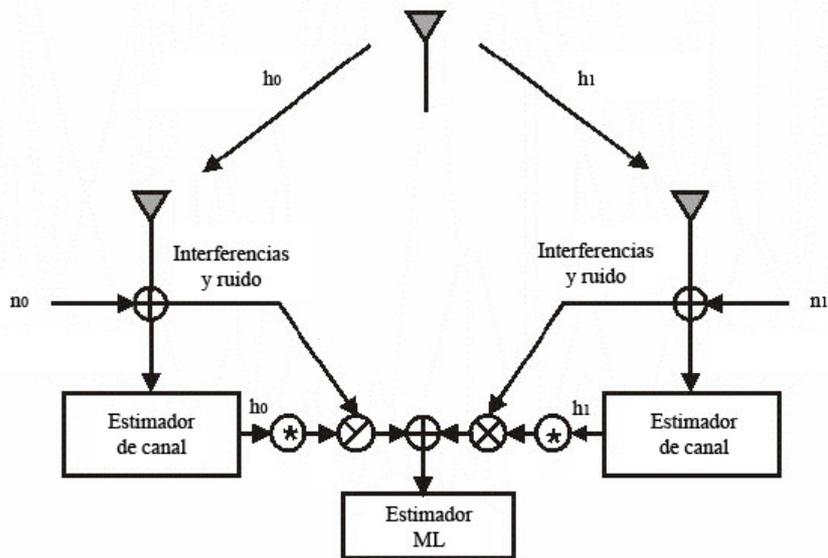


Figura 3.1: esquema del MRRC de dos ramas

Las señales en banda base recibidas en las antenas cero y uno son:

$$\begin{aligned} r_0 &= h_0 s_0 + n_0 \\ r_1 &= h_1 s_0 + n_1 \end{aligned} \quad (3.2)$$

donde n_0 y n_1 representan el ruido e interferencias complejas. Asumiendo que el ruido sigue una distribución gaussiana, la regla de decisión de máxima verosimilitud para la señal recibida consiste en elegir s_i si y solo si:

$$d^2(r_0, h_0 s_i) + d^2(r_1, h_1 s_i) \leq d^2(r_0, h_0 s_k) + d^2(r_1, h_1 s_k) \quad (3.3)$$

donde $d^2(x, y)$ es la distancia euclídea al cuadrado entre las señales x e y , calculada por la siguiente expresión:

$$d^2(x, y) = (x - y)(x^* - y^*) \quad (3.4)$$

El esquema de combinación para el modelo MRRC de dos ramas es:

$$\tilde{s}_0 = h_0^* r_0 + h_1^* r_1 = h_0^* (h_0 s_0 + n_0) + h_1^* (h_1 s_0 + n_1) = (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_0 + h_0^* n_0 + h_1^* n_1 \quad (3.5)$$

Desarrollando (3.3) y usando (3.4) y (3.5) elegiremos s_i si:

$$(\alpha_0^2 + \alpha_1^2) |s_i|^2 - \tilde{s}_0 s_i^* - \tilde{s}_0^* s_i \leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) |s_k|^2 - \tilde{s}_0 s_k^* - \tilde{s}_0^* s_k, \quad \forall i \neq k \quad (3.6)$$

o equivalentemente:

$$(\alpha_0^2 + \alpha_1^2 - 1) |s_i|^2 + d^2(\tilde{s}_0, s_i) \leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 - 1) |s_k|^2 + d^2(\tilde{s}_0, s_k) \quad (3.7)$$

Para señales PSK (constelaciones con igual energía):

$$|s_i|^2 = |s_k|^2 = E_s, \quad \forall i, k \quad (3.8)$$

donde E_s es la energía de la señal. Por tanto, la regla de decisión en (3.7) se puede simplificar eligiendo s_i si:

$$d^2(\tilde{s}_0, s_i) \leq d^2(\tilde{s}_0, s_k), \quad \forall i \neq k \quad (3.9)$$

Una vez obtenida la señal \tilde{s}_0 , el detector de máxima verosimilitud da como salida la señal \hat{s}_0 , que es la estimación ML de s_0 .

3.3 Esquema de Alamouti

Dos antenas transmisoras y una receptora

La figura 3.2 muestra la representación en banda base de este esquema de transmisión. Como vemos utiliza dos antenas transmisoras y una antena receptora y puede ser definido mediante las siguientes funciones:

- La codificación y transmisión de la secuencia de símbolos de información en el transmisor.
- El esquema de combinación del receptor.
- La regla de decisión del detector de máxima verosimilitud.

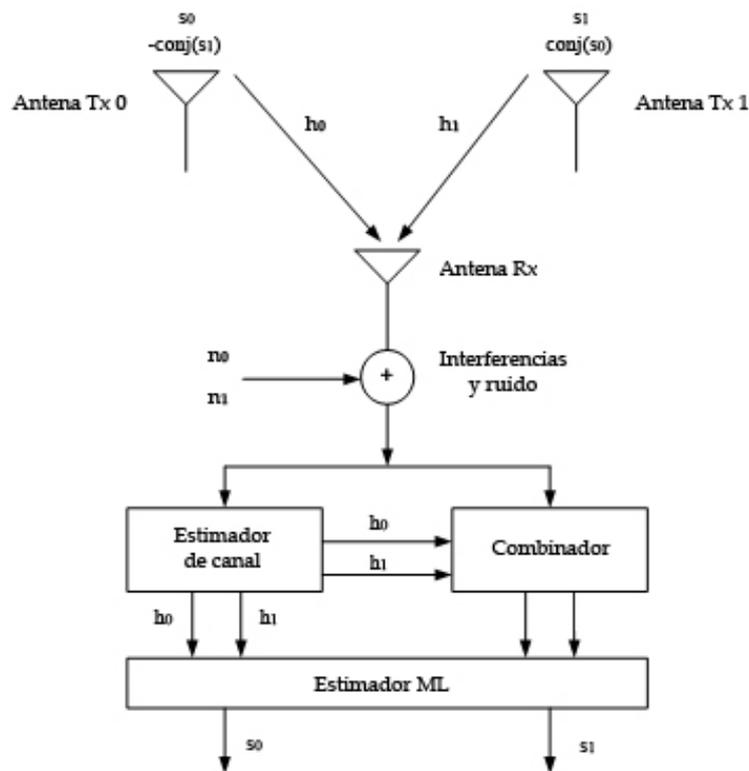


Figura 3.2: esquema de Alamouti de dos ramas

Vamos a explicar más en detalle cada una de estas funciones:

1. *Codificación y transmisión.* Dado un período de símbolo, se transmiten dos señales simultáneamente desde las dos antenas. La señal transmitida por la antena cero se denota como s_0 y la transmitida por la antena uno como s_1 . En el siguiente período de símbolo, la señal $-s_1^*$ se transmite por la antena cero, y la señal s_0^* se transmite por la antena uno, donde (*) expresa conjugación. Esta secuencia se muestra en la tabla 3.1.

	<i>tx antena 0</i>	<i>tx antena 1</i>
tiempo t	s_0	s_1
tiempo t+T	$-s_1^*$	s_0^*

Tabla 3.1: secuencia de codificación y transmisión.

En dicha tabla, la codificación se hace en espacio y en tiempo (*space-time coding*); sin embargo, también podría hacerse en espacio y frecuencia. En este caso, en vez de dos períodos de símbolo adyacentes, se usarían dos portadoras adyacentes (*space-frequency coding*).

El canal en un instante de tiempo t puede ser modelado por una distorsión compleja $h_0(t)$ para la antena cero y $h_1(t)$ para la antena uno. Asumiendo que el desvanecimiento permanece constante para dos símbolos consecutivos, podemos escribir:

$$\begin{aligned} h_0(t) &= h_0(t+T) = h_0 = \alpha_0 e^{j\theta_0} \\ h_1(t) &= h_1(t+T) = h_1 = \alpha_1 e^{j\theta_1} \end{aligned} \quad (3.10)$$

donde T es el período de símbolo. Las señales recibidas pueden expresarse como:

$$\begin{aligned} r_0 &= r_0(t) = h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0 \\ r_1 &= r_1(t+T) = -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + n_1 \end{aligned} \quad (3.11)$$

donde r_0 y r_1 son las señales recibidas en el instante t y $t + T$ y n_0 y n_1 son variables aleatorias complejas que representan el ruido y la interferencia.

2. *Esquema de combinación.* El combinador mostrado en la figura 3.2 produce las dos siguientes señales combinadas que son enviadas al detector de máxima verosimilitud:

$$\begin{aligned}\tilde{s}_0 &= h_0^* r_0 + h_1 r_1^* \\ \tilde{s}_1 &= h_1^* r_0 - h_0 r_1^*\end{aligned}\tag{3.12}$$

Es importante notar que este esquema de combinación es distinto del MRRC en (3.5). Sustituyendo (3.10) y (3.11) en (3.12) obtenemos:

$$\begin{aligned}\tilde{s}_0 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_0 + h_0^* n_0 + h_1 n_1^* \\ \tilde{s}_1 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_1 - h_0 n_1^* + h_1^* n_0\end{aligned}\tag{3.13}$$

3. *Regla de decisión de máxima verosimilitud.* Estas señales combinadas son enviadas al detector de máxima verosimilitud que, para cada señal s_0 y s_1 , utiliza la regla de decisión expresada en (3.7) o (3.9) para señales PSK.

Las señales resultantes en (3.13) son equivalentes a las obtenidas para MRRC en (3.5). La única diferencia son las rotaciones de fase sobre las componentes de ruido, lo cuál no degrada la SNR efectiva.

Dos antenas transmisoras y M antenas receptoras

Podría haber aplicaciones donde fuese necesario un mayor orden de diversidad y múltiples antenas receptoras en las unidades remotas. En este caso, el esquema de Alamouti se puede generalizar para conseguir un orden de diversidad de $2M$ con dos antenas transmisoras y M antenas receptoras. Vamos a ver el caso especial de dos antenas transmisoras y dos antenas receptoras en detalle. La generalización para M antenas receptoras es trivial.

	<i>rx antena 0</i>	<i>rx antena 1</i>
Tx antena 0	h_0	h_2
Tx antena 1	h_1	h_3

Tabla 3.2: definición de los canales entre las antenas transmisoras y receptoras

	<i>rx antena 0</i>	<i>rx antena 1</i>
tiempo t	r_0	r_2
tiempo t+T	r_1	r_3

Tabla 3.3: notación de las señales recibidas por las antenas receptoras

La codificación y transmisión de la secuencia de símbolos de información para esta configuración es idéntica al caso de un solo receptor, mostrado en la tabla 3.1. La tabla 3.2 define los canales entre las antenas transmisoras y receptoras, y la tabla 3.3 define la notación para las señales recibidas por las dos antenas receptoras, donde:

$$\begin{aligned}
 r_0 &= h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0 \\
 r_1 &= -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + n_1 \\
 r_2 &= h_2 s_0 + h_3 s_1 + n_2 \\
 r_3 &= -h_2 s_1^* + h_3 s_0^* + n_3
 \end{aligned} \tag{3.14}$$

donde de nuevo n_0 , n_1 , n_2 y n_3 son variables aleatorias complejas que representan el ruido y las interferencias. El combinador nos da las dos siguientes señales que son enviadas al detector de máxima verosimilitud:

$$\begin{aligned}
 \tilde{s}_0 &= h_0^* r_0 + h_1 r_1^* + h_2^* r_2 + h_3 r_3^* \\
 \tilde{s}_1 &= h_1^* r_0 - h_0 r_1^* + h_3^* r_2 - h_2 r_3^*
 \end{aligned} \tag{3.15}$$

Sustituyendo las ecuaciones apropiadas tenemos:

$$\begin{aligned}
 \tilde{s}_0 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2) s_0 + h_0^* n_0 + h_1 n_1^* + h_2^* n_2 + h_3 n_3^* \\
 \tilde{s}_1 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2) s_1 - h_0 n_1^* + h_1^* n_0 - h_2 n_3^* + h_3^* n_2
 \end{aligned} \tag{3.16}$$

Estas señales son enviadas al detector de máxima verosimilitud que, para cada señal s_0 , utiliza la regla de decisión expresada en (3.17) y (3.18) para señales PSK.

Escogemos s_i si:

$$\left(\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1\right) |s_i|^2 + d^2(\tilde{s}_0, s_i) \leq \left(\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1\right) |s_k|^2 + d^2(\tilde{s}_0, s_k) \quad (3.17)$$

o lo que es lo mismo:

$$d^2(\tilde{s}_0, s_i) \leq d^2(\tilde{s}_0, s_k), \quad \forall i \neq k \quad (3.18)$$

Igualmente, para s_1 , elegiremos s_i si:

$$\left(\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1\right) |s_i|^2 + d^2(\tilde{s}_1, s_i) \leq \left(\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1\right) |s_k|^2 + d^2(\tilde{s}_1, s_k) \quad (3.19)$$

o para señales PSK, elegiremos s_i si:

$$d^2(\tilde{s}_1, s_i) \leq d^2(\tilde{s}_1, s_k), \quad \forall i \neq k \quad (3.20)$$

Las señales combinadas en (3.16) son equivalentes al esquema MRRC (1 Tx, 4 Rx), por tanto, el orden de diversidad conseguido es el mismo en ambas configuraciones.

Resulta interesante destacar que las señales de las dos antenas receptoras son simplemente la suma de las señales combinadas de cada antena. Por tanto, podemos concluir que, usando dos antenas transmisoras y M antenas receptoras, podemos utilizar el combinator para cada antena receptora y, entonces, sumar las señales combinadas de todas las antenas para obtener el mismo orden de diversidad que en el MRRC con $2M$ ramas. En otras palabras, usando dos antenas en el transmisor, este esquema dobla la diversidad de sistemas con una antena transmisora y múltiples antenas receptoras, con el consiguiente ahorro económico.

Capítulo 4

Arquitectura BLAST

4.1 Introducción

En este capítulo estudiamos la arquitectura *Bell Labs Layered Space-Time*, propuesta en su origen por G. J. Foschini en 1996 a través de la versión *Diagonal-BLAST*, o D-BLAST [4], que básicamente es un método de multiplexación espacial con codificación y decodificación secuencial. El esquema se puede aplicar a un número cualquiera de antenas, operando en un amplio rango de niveles de SNR y velocidades de transmisión. Como consecuencia de la dificultad que planteaba la implementación del sistema D-BLAST, Foschini *et al* [13] propusieron en 1998 una versión simplificada conocida como *Vertical-BLAST* (V-BLAST), que prescinde de la rotación de datos entre las antenas a cambio de sacrificar prestaciones en diversidad.

El principio de funcionamiento consiste en repartir el flujo de datos inicial en tantos flujos como antenas hay disponibles en transmisión. Cada uno de estos flujos (también llamados capas o *layers*) es codificado de forma independiente; después son transmitidos simultáneamente y en la misma banda de frecuencia. La diferencia entre las dos arquitecturas propuestas es la forma en que se distribuyen las capas entre las antenas transmisoras. La tarea del receptor será distinguir los distintos flujos, posible gracias a la propagación multi-trayecto expuesta en la sección 2.2.2 a la que la tecnología BLAST convierte en una aliada.

En las siguientes secciones se describirán con detalle la arquitectura de ambos sistemas. El proceso de cancelación de las interferencias que producen las diferentes contribuciones en recepción es el mismo para las dos versiones; en concreto, en las simulaciones realizadas hemos utilizado el algoritmo propuesto en [13] para la versión V-BLAST. Por su mayor simplicidad, se analizará en primer lugar esta última.

4.2 Vertical-BLAST

En la figura 4.1 se muestra el diagrama de bloques simplificado del sistema V-BLAST.

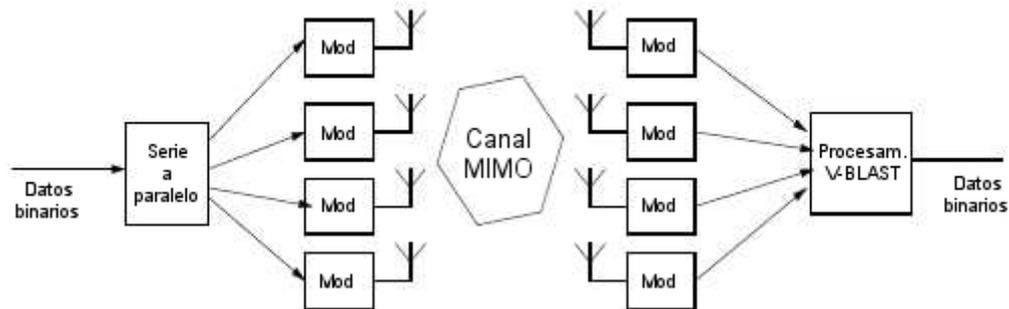


Figura 4.1: la arquitectura V-BLAST

Como se puede comprobar, el proceso de transmisión en V-BLAST es muy simple. Se divide el flujo de datos inicial repartiéndolo entre las antenas transmisoras. Cada uno de estos flujos se codifica en los símbolos de la constelación utilizada de forma independiente y se transmiten todos ellos simultáneamente en ráfagas, respetando las antenas una separación mínima de una semilongitud de onda.

En el esquema inicial de V-BLAST se asume CSI únicamente en el receptor, aunque en algunas propuestas de modificación del algoritmo ([14]) se precisa también en el transmisor. La matriz de transferencia del canal, H , puede ser calculada enviando una secuencia de entrenamiento. Se suele asumir que su cálculo se ha realizado con una precisión aceptable; existen publicaciones, como [15] o [16], en las que se analiza el efecto de los errores en la estimación del canal.

Las N_r antenas receptoras operan independientemente y en la misma banda de frecuencia, y cada una recibe las señales de todos los transmisores, aunque modificadas de forma diferente por el efecto del desvanecimiento multitrayecto y el ruido AWGN.

En las siguientes secciones se describe de forma detallada el procesamiento realizado en el receptor para separar las secuencias de símbolos transmitidas por cada antena.

4.2.1 El Proceso de Detección

El proceso de detección consiste en la estimación de la señal transmitida s a partir de la señal recibida r y la estimación del canal H , relacionados por la ecuación (2.10) que reproducimos aquí

$$r = Hs + n \quad (4.1)$$

Se asume que los N_t elementos del vector transmitido s están incorrelados. También se asume que la matriz H tiene rango completo, punto que después mostraremos que tiene una importancia esencial en el funcionamiento del sistema V-BLAST. El proceso se divide en dos pasos:

- Estimación del símbolo recibido tras la **supresión** del resto
- **Cancelación** del símbolo decodificado en la señal recibida

Supresión de Interferencias

Denotando h_i como la columna i -ésima de H , el vector recibido se puede expresar

$$r = s_1 h_1 + s_2 h_2 + \dots + s_{N_t} h_{N_t} + n \quad (4.2)$$

donde s_i es el símbolo transmitido desde la antena i -ésima. La supresión se realiza ponderando linealmente los símbolos recibidos con un vector w satisfaciendo los criterios de *forzado de cero* (ZF) o de *mínimo error cuadrático medio* (MMSE). El vector w para el primer criterio se calcula de forma que:

$$w_i^T h_j = \begin{cases} 0, & i \neq j \\ 1, & i = j \end{cases} \quad (4.3)$$

donde $()^T$ indica transposición. De esta forma, la el símbolo i -ésimo resulta

$$\begin{aligned} y_i &= w_i^T r \\ &= s_1 w_i^T h_1 + s_2 w_i^T h_2 + \dots + s_i w_i^T h_i + \dots + s_{N_t} w_i^T h_{N_t} + w_i^T n \\ &= 0 + 0 + \dots + s_i + \dots + 0 + \tilde{n}_i \end{aligned} \quad (4.4)$$

Hecho esto solo queda estimar el símbolo transmitido a partir de la constelación de la modulación utilizada

$$\hat{s}_i = Q(y_i) \quad (4.5)$$

donde $Q(\cdot)$ es la función de decisión correspondiente.

Cancelación de Interferencias

El efecto de los símbolos ya detectados se puede sustraer de la señal recibida, en la que aún hay símbolos por extraer. Esto mejora el funcionamiento cuando el orden de detección ha sido correctamente escogido, pero conlleva algunos riesgos que se comentarán más adelante.

Asumiendo que $\hat{s}_i = s_i$, la cancelación del símbolo s_i del vector recibido \mathbf{r} se realizaría de la siguiente forma:

$$\mathbf{r}' = \mathbf{r} - \hat{s}_i \mathbf{h}_i \quad (4.6)$$

Este proceso se repite sucesivamente hasta decodificar las Nt ráfagas enviadas. El funcionamiento de este esquema depende de las decisiones realizadas en cada iteración, pues si se produce un error, éste se propagará en las restantes iteraciones al sustraer en (4.6) un símbolo incorrectamente decodificado.

4.2.2 Orden de Detección Óptimo

Para minimizar la propagación de errores, se detectan en primer lugar los símbolos que presentan mayor nivel en recepción.

Un ordenamiento óptimo sencillo se basa en la SNR de cada flujo de datos recibido. La SNR para el i -ésimo símbolo detectado del vector \mathbf{r} viene expresada por

$$\rho_i = \frac{E\{|s_i|^2\}}{\sigma^2(\|\mathbf{w}_i\|^2)} \quad (4.7)$$

donde σ^2 es la potencia de ruido y $E\{ \}$ representa el valor medio. Dado que $\|\mathbf{w}_i^T \mathbf{h}_i\|^2 = \|\mathbf{w}_i^T\|^2 \|\mathbf{h}_i\|^2$, de (4.3) se deduce que un menor valor de $\|\mathbf{w}_i^T\|^2$ requiere que la correspondiente \mathbf{h}_i tenga una mayor norma-2. Así pues, la SNR de la ráfaga i -ésima es proporcional a la norma de la columna i -ésima de \mathbf{H} . Por lo tanto, el orden de detección óptimo está íntimamente relacionado con el orden decreciente de la norma de las columnas de \mathbf{H} .

4.2.3 Criterio ZF

Según el criterio ZF (*zero forcing*), el vector \mathbf{w}_i^T coincide con la fila i -ésima de la pseudoinversa de \mathbf{H} [13]

$$\mathbf{w}_i^T = \langle \mathbf{H}^\dagger \rangle_i \quad (4.8)$$

Esto es así únicamente en la primera iteración. Según se suceden las cancelaciones, \mathbf{w}_i^T pasa a ser la fila i -ésima de la pseudoinversa no de la matriz \mathbf{H} , sino de la resultante de sustituir con ceros las columnas que corresponden a las ráfagas ya decodificadas. Es decir, si $\{k_1, k_2, \dots, k_{N_t}\}$ es el orden de detección óptimo, en la iteración k_i el vector de supresión ZF será

$$\mathbf{w}_{k_i}^T = \langle \mathbf{H}_{k_{i-1}}^\dagger \rangle_{k_i} \quad (4.9)$$

donde $\mathbf{H}_{k_{i-1}}^\dagger$ denota a la matriz \mathbf{H} con las columnas $\{k_1, k_2, \dots, k_{i-1}\}$ sustituidas por ceros. Esto último se debe a que en la i -ésima iteración el vector \mathbf{w}_i sólo tiene que ser ortogonal a las \mathbf{h}_j que afectan a los símbolos no decodificados, con $j \geq i$.

4.2.4 Criterio MMSE

En el criterio MMSE (*minimum mean squared error*) el vector de pesos \mathbf{w}_i^T se obtiene de la fila i -ésima de la matriz

$$\mathbf{G} = \left(\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \frac{N_t}{\rho} \mathbf{I}_{N_t} \right)^{-1} \mathbf{H}^H \quad (4.10)$$

como podemos encontrar en [17]. Al igual que en el criterio ZF, previo al cálculo de \mathbf{G} hay que sustituir por ceros en \mathbf{H} las columnas correspondientes a iteraciones anteriores como en (4.9).

El criterio MMSE es menos costoso computacionalmente al ahorrar el cálculo de la pseudoinversa, como se muestra en el apartado 4.2.6. Además, su rendimiento siempre es mejor que con ZF, sobre todo con menor SNR, pues es más inmune al efecto del ruido AWGN. Más adelante se demostrará que al aplicar el criterio MMSE en la versión D-BLAST con sólo 2x2 antenas se alcanza la capacidad de Shannon.

4.2.5 Algoritmo de Detección

El algoritmo de detección V-BLAST tal como se describe en [13] es el siguiente:

- *inicialización*

1. $i \leftarrow 1$ (4.11)

2. $\mathbf{G}_1 = \mathbf{H}^\dagger$ (4.12)

3. $k_1 = \arg \min_j \|\langle \mathbf{G}_1 \rangle_j\|^2$ (4.13)

- *recursión*

1. $\mathbf{w}_{k_i}^T = \langle \mathbf{G}_i \rangle_{k_i}$ (4.14)

2. $y_{k_i} = \mathbf{w}_{k_i}^T \mathbf{r}_i$ (4.15)

3. $\hat{s}_{k_i} = Q(y_{k_i})$ (4.16)

4. $\mathbf{r}_{i+1} = \mathbf{r}_i - \hat{s}_{k_i} \mathbf{h}_{k_i}$ (4.17)

5. $\mathbf{G}_{i+1} = \mathbf{H}_{k_i}^\dagger$ (ZF) (4.18)

6. $k_{i+1} = \arg \min_{j \notin \{k_1, \dots, k_i\}} \|\langle \mathbf{G}_{i+1} \rangle_j\|^2$ (4.19)

7. $i \leftarrow i + 1$ (4.20)

En el paso 3 de la inicialización y el 6 del bucle recursivo, el orden de detección se realiza en orden ascendente de la norma-2 de las filas de \mathbf{G} , que se corresponde con el orden descendente de la norma-2 de las columnas de \mathbf{H} (ver sección 4.2.2).

En caso de que se utilice el método MMSE se debería sustituir el paso 5 por la expresión (4.10).

4.2.6 Análisis de Coste Computacional

Criterio ZF

El algoritmo de la sección 4.2.5 invierte la mayor parte del tiempo en los pasos 5 y 6, donde se calculan el vector de supresión y el orden de detección óptimo. Numéricamente, la forma más estable de calcular la pseudoinversa es a través de la Descomposición en Valores Singulares (SVD). En los cálculos presentados a continuación se contabilizan como operaciones únicamente las multiplicaciones y sumas de números complejos.

- El coste de la SVD de una matriz \mathbf{H} de tamaño $r \times t$ utilizando el algoritmo R-SVD es de $4r^2t + 22t^3$.
- El cálculo de la pseudoinversa $\mathbf{G} = \mathbf{H}^\dagger$ a partir de la SVD necesita $r^2t + t^2$ operaciones complejas.

En total se requieren $5r^2t + 22t^3 + t^2$ operaciones para calcular la pseudoinversa. Además de en la fase de inicialización, se realizará este cálculo en cada fase del bucle recursivo, para $i = 1$ hasta t , haciéndose más sencillo a medida que las columnas de \mathbf{H} van siendo sustituidas por ceros. El cómputo global de operaciones complejas es de

$$\sum_{i=1}^t (5r^2i + 22i^3 + i^2) \quad (4.21)$$

y simplificando

$$8a^4 + \frac{83}{6}a^3 + \frac{13}{2}a^2 \quad (4.22)$$

donde se ha asumido $r = t = a$ y se han respetado los términos de exponente cuadrado o superior.

Criterio MMSE

El cálculo de la pseudoinversa se sustituye por el procesamiento de dos multiplicaciones matriciales, una inversión y una suma. La primera multiplicación requiere $t^2 r$ operaciones, la suma matricial t^2 y la inversión (con el Método de Eliminación Gaussiana) otras $4t^3$ operaciones. La segunda multiplicación exige t^3 operaciones. En total, el cálculo de la ecuación (4.10) necesita de

$$\sum_{i=1}^4 (5i^3 + i^2 r + i^2) \quad (4.21)$$

Tomando términos cuadrados y de orden superior, y simplificando $r = t = a$, la expresión se simplifica a

$$\frac{19}{12} a^4 + \frac{19}{6} a^3 + \frac{23}{12} a^2 \quad (4.21)$$

Por tanto, el criterio MMSE conlleva un menor coste computacional que la alternativa ZF, como queríamos demostrar.

4.3 Diagonal-BLAST

Como se comentó en la introducción, la diferencia entre V-BLAST y D-BLAST radica en la distribución de los flujos de datos entre las antenas transmisoras. Mientras que en V-BLAST cada uno de ellos se transmite íntegramente en la antena asociada, en D-BLAST se irán distribuyendo circularmente de forma que en la transmisión de cada flujo o *capa* de datos habrán participado todas las antenas, aprovechando la diversidad espacial.

En las siguientes secciones se ilustrarán los procesos de codificación y decodificación D-BLAST, se estudiará la capacidad que ofrece esta arquitectura y por último se expondrán algunos de los problemas que presenta.

4.3.1 Codificación D-BLAST

La estructura de codificación en capas se muestra en la figura 4.2. Cada fila de la cuadrícula corresponde a los datos transmitidos por una antena, y cada columna representa las ráfagas transmitidas en un tiempo τ .

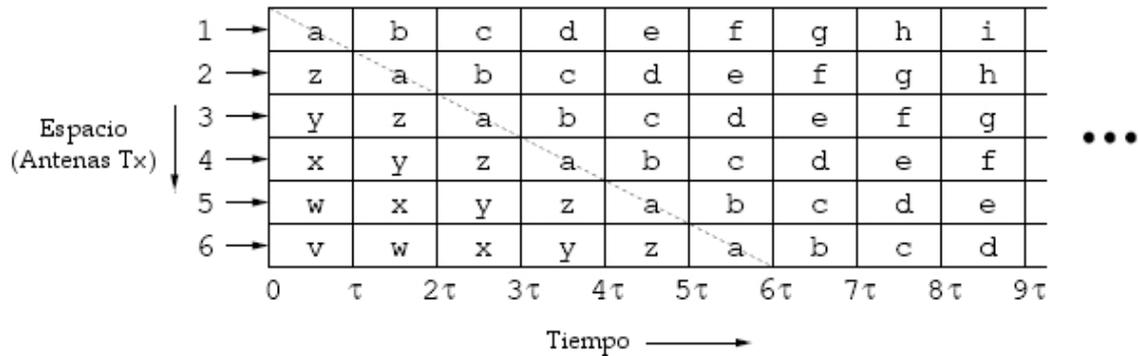


Figura 4.2: estructura de codificación D-BLAST [4]

La continuación lógica de la capa a es la capa g . Lo que en la versión V-BLAST transmitía una misma antena ahora se distribuye entre todas las antenas en una rotación circular, de forma que en la transmisión de cada capa intervienen todas las antenas. Esta distribución maximiza la tolerancia a los coeficientes del canal en desvanecimiento profundo, ninguno de los flujos estará dedicado exclusivamente al subcanal más desfavorable.

En la propuesta original de D-BLAST, al inicio de la transmisión se transmite una sola capa, empezando en la antena 1 en el ejemplo de la figura 4.2, y por tanto no sería hasta el instante 5τ que las seis antenas transmitieran simultáneamente. Se produce un malgasto representado por el triángulo inferior a la capa a en la figura anterior, y lo mismo sucede al final de la transmisión. En modificaciones posteriores se ha propuesto que cada una de las antenas comience a transmitir una capa desde el inicio para evitarlo.

4.3.2 Decodificación D-BLAST

Las capas son decodificadas una a una, en orden, en un proceso de cancelaciones sucesivas. Primero se describirá como se realiza la cancelación de interferencias entre las capas, y a continuación cómo se decodifica cada una de ellas.

Supongamos que queremos decodificar la capa a en la figura 4.2. Para entonces, la capa z y anteriores ya deben haber sido decodificadas. Así pues, podemos cancelar completamente su interferencia sobre la capa a . Sin embargo, las capas b, c, \dots aún no han sido decodificadas, y por lo tanto su interferencia permanece presente. Para tratarla se pueden utilizar los métodos ZF y MMSE tratados en la codificación V-BLAST. El proceso se ilustra en la figura 4.3.

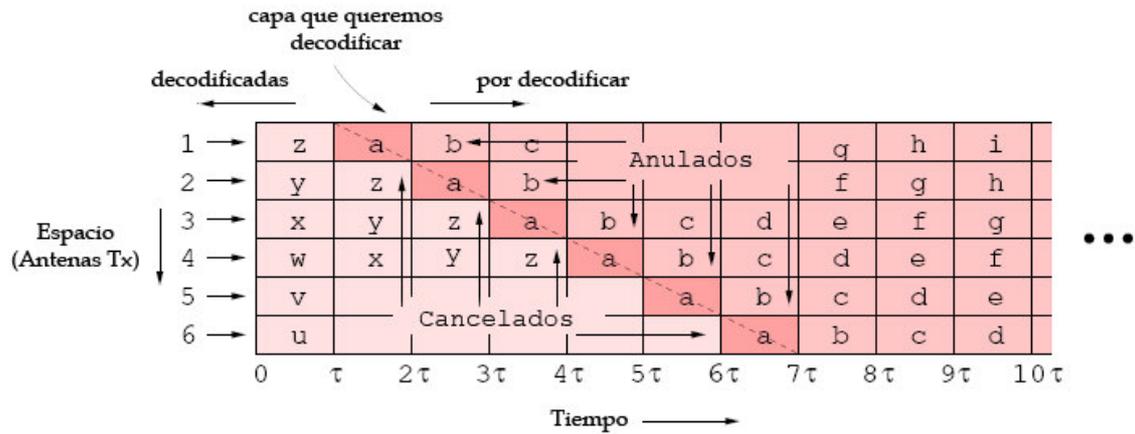


Figura 4.3: esquema de decodificación D-BLAST [4]

4.3.3 Capacidad de los Criterios ZF y MMSE

Vamos a estudiar la capacidad teórica de D-BLAST cuando se utilizan los criterios ZF y MMSE, para el caso de dos antenas transmisoras.

Cuando se emplea la arquitectura D-BLAST-ZF, el canal MIMO se transforma en Nt canales AWGN independientes, cada uno con ganancia h_{ii} . La capacidad de cada uno de estos subcanales es $\log_2 \left(1 + (\rho / Nt) |h_{ii}|^2 \right)$. De esta forma, la capacidad total alcanzable es:

$$C_{DBLAST-ZF} = \sum_{i=1}^{Nt} \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{Nt} |h_{ii}|^2 \right) \quad (4.22)$$

Comparando con la capacidad de Shannon del canal MIMO,

$$C_{EP} = \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{\rho}{Nt} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \right], \quad (4.23)$$

observamos que el sistema D-BLAST-ZF es sub-óptimo. Para el caso $Nt = 2$:

$$C_{DBLAST-ZF} = \log_2 \left(\left(1 + \frac{\rho}{2} |h_{11}|^2 \right) \left(1 + \frac{\rho}{2} |h_{22}|^2 \right) \right) \quad (4.24)$$

$$C_{CANAL} = \log_2 \left(\left(1 + \frac{\rho}{2} |h_{11}|^2 \right) \left(1 + \frac{\rho}{2} |h_{22}|^2 \right) + \frac{\rho}{2} |h_{12}|^2 \right) \quad (4.25)$$

En cuanto a la alternativa MMSE, el canal para el caso 2x2 se convierte en dos canales AWGN independientes con ganancias h_{11} y $\sqrt{(|h_{22}|^2 + |h_{12}|^2)/(1 + \rho|h_{11}|^2/2)}$, de donde:

$$\begin{aligned} C_{DBLAST-MMSE} &= \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{N_t} |h_{11}|^2 \right) + \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{N_t} |h_{22}|^2 + \frac{\rho |h_{12}|^2 / 2}{1 + \rho |h_{11}|^2 / 2} \right) \\ &= \log_2 \left(\left(1 + \frac{\rho}{2} |h_{11}|^2 \right) \left(1 + \frac{\rho}{2} |h_{22}|^2 \right) + \frac{\rho}{2} |h_{12}|^2 \right) = C_{CANAL} \end{aligned} \quad (4.26)$$

Aunque teóricamente D-BLAST-ZF es casi óptimo y D-BLAST-MMSE es óptimo, como acabamos de demostrar, en realidad presentan varios problemas, que serán discutidos a continuación.

4.4 Debilidades de la Arquitectura BLAST

En esta sección se expondrán algunos de los problemas prácticos asociados con la arquitectura BLAST. Algunos se deben a la propia estructura de codificación; otros a la naturaleza discreta de las constelaciones que se suelen utilizar.

Problemas debidos a la estructura en capas

La arquitectura estratificada plantea los problemas de propagación de errores, coste adicional de reinicialización, y aumento del retardo (estos dos últimos propios de la versión D-BLAST).

Uno de los principales problemas que plantea la arquitectura BLAST es la *propagación de error*. La decodificación de una capa depende de la correcta decodificación de las capas precedentes, pues, como hemos visto, en la fase de cancelación se sustraen de la se-

ñal total recibida los símbolos de las capas decodificadas (ver ecuación (4.6)). Si existe un error al decodificar una de las capas, se propagará en las siguientes. Para reducir la propagación de errores, debemos proteger cada capa con códigos de corrección de error suficientemente robustos, aunque el sistema siempre estaría expuesto a incidentes impredecibles.

Una forma segura de evitar la propagación de errores en la versión D-BLAST es reinicializar, detener la transmisión durante varias capas y empezar transmitiendo una nueva capa sin tener que cancelar las anteriores. El inconveniente es que, como se expuso en el apartado 4.3.1, la inicialización implica un desperdicio de capacidad. Además, si el canal varía con frecuencia y se producen errores cada pocas capas, la constante reinicialización podría acarrear un gran coste.

Otro problema asociado a la arquitectura diagonal es el aumento del retardo. Dado que, a diferencia de V-BLAST, las capas no empiezan a ser transmitidas simultáneamente, se produce un retardo en la transmisión acompañado de la necesidad de almacenar los datos temporalmente. El efecto sería mayor si se utilizan ráfagas de larga duración. Por el contrario, si la ráfaga es muy corta, se hace más evidente el mencionado desperdicio de capacidad en inicialización, por lo que hay que llegar a un compromiso en este aspecto.

Interferencia discreta

Un problema asociado con el criterio MMSE es que trata todas las interferencias procedentes de capas no decodificadas como si se tratase de ruido gaussiano, cuando en la práctica se suele tratar de constelaciones QAM o PSK.

Podemos observar en la ecuación (4.4) que el ruido se combina con el vector de pesos, resultando un ruido \tilde{n}_i que ya no seguiría una distribución gaussiana. Si la ganancia del subcanal es muy grande, la distribución sería más parecida a un conjunto de impulsos, que seguiría teniendo la misma varianza. De hecho, la distribución gaussiana es la que presenta la mayor entropía para una varianza dada, por lo que la aproximación de ruido gaussiano es en realidad bastante pesimista. Algunas simulaciones en esta línea muestran una ligera mejora al considerar la naturaleza discreta de las constelaciones en lugar de utilizar la distribución gaussiana.

Tamaño finito de la constelación

Otro problema práctico asociado a la arquitectura BLAST es el debido al tamaño de constelación finito. El problema es que la cantidad de información transmitida no sólo está limitada por la capacidad del canal, sino que también depende del tamaño de constelación utilizado. Recordemos que BLAST transforma un canal multiantena en múltiples canales SISO. Se supone que los canales con una ganancia más favorable deben soportar más información que los canales más débiles. Pero si el tamaño de la constelación utilizada es demasiado pequeño, puede suceder que los canales más robustos no sean capaces de transmitir tanta información como se esperaba, no pudiendo conseguirse la capacidad total del canal.

Algunos autores han estudiado el fenómeno, confirmando las simulaciones que el uso de constelaciones demasiado pequeñas puede acarrear una pérdida de ganancia de diversidad. Se ha propuesto razonadamente escoger un tamaño de constelación de $M^2 = \min(1 + SNR, 2^R)$ o ligeramente superior, siendo R la tasa de transmisión (b/s/Hz).

Capítulo 5

Resultados

5.1 Entorno de simulación

A continuación se resumen varias consideraciones tenidas en cuenta en las simulaciones, la mayor parte de ellas ya comentadas a lo largo del proyecto, y que atañen a las características de la transmisión y del canal:

1. Las señales transmitidas tienen un ancho de banda fijo y suficientemente estrecho como para que se pueda considerar desvanecimiento plano en el canal, es decir, que la función de transferencia sea un escalar complejo. Las señales transmitidas son estadísticamente independientes.
2. La potencia total transmitida es independiente del número de antenas transmisoras, es decir, cuando se utilizan Nr antenas, la potencia total se divide en partes iguales entre las antenas, de forma que la potencia por antena es P_t/Nr .
3. El ruido en el receptor es AWGN. El ruido en cada una de las antenas es independiente y de idéntica potencia.
4. La señal recibida en cada antena es la suma de todas las señales transmitidas. La potencia media a la salida de cada antena receptora es P .
5. La SNR media en cada antena es $\rho = P/N$.
6. La matriz de respuestas al impulso del canal es $g(t)$ y tiene una dimensión de $Nt \times Nr$. $h(t)$ denota la forma normalizada de $g(t)$, donde cada elemento de $h(t)$ tiene una potencia de pérdidas media de la unidad. Ver ecuación (2.8).
7. Los datos se transmiten en ráfagas o tramas, cuya longitud se supone lo suficientemente larga como para poder aplicar la teoría de la información y lo suficientemente corta como para poder asumir que los coeficientes del canal no cambian durante la transmisión de la trama de datos. Es decir, se considera canal cuasi-estacionario.

8. El transmisor no conoce el canal, pero se supone que transmite una ráfaga de entrenamiento que permita al receptor disponer de una CSI muy precisa.
9. El canal sigue una distribución Rayleigh. Las antenas están lo suficientemente separadas para que los subcanales se puedan considerar incorrelados. Para una separación entre elementos de una semilongitud de onda, H se aproxima a una matriz de coeficientes independientes e idénticamente distribuidos (iid), complejos, de media cero y varianza unidad (ver ecuación (2.9)).

5.2 Sobre la Interfaz de Simulación

Para facilitar la simulación y comparación de los algoritmos multiantena programados, se ha implementado una interfaz a través de la herramienta GUIDE de MATLAB. Para ejecutarla sólo hay que ejecutar el archivo `mimoGUI.fig` o teclear `mimogui` en la pantalla principal del programa, una vez escogido el directorio adecuado. Aparecerá la siguiente ventana:

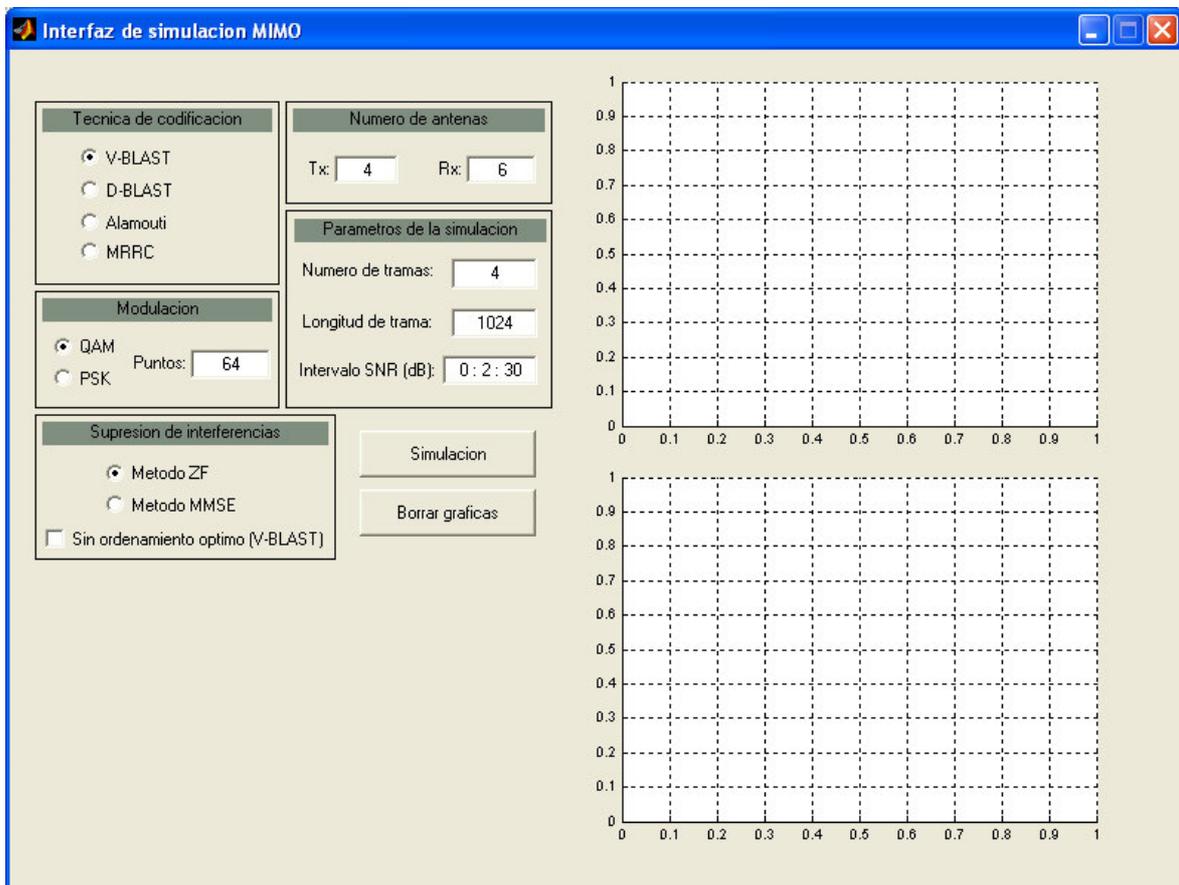


Figura 5.1: interfaz de simulación MIMO

El funcionamiento es muy sencillo y apenas necesita de explicaciones. En el primer marco podemos escoger el algoritmo a simular. Dependiendo del algoritmo elegido puede algunas opciones estarán disponibles o no. No se realiza un control sobre la corrección de los datos introducidos, por lo que la responsabilidad recae sobre el usuario.

Podemos seleccionar dos tipos de modulación utilizados con mucha frecuencia: QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) y PSK (*Phase Shift Keying*). Sus constelaciones pueden ser visualizadas en MATLAB utilizando las funciones `qaskenco.m` y `apkconst.m`, respectivamente.

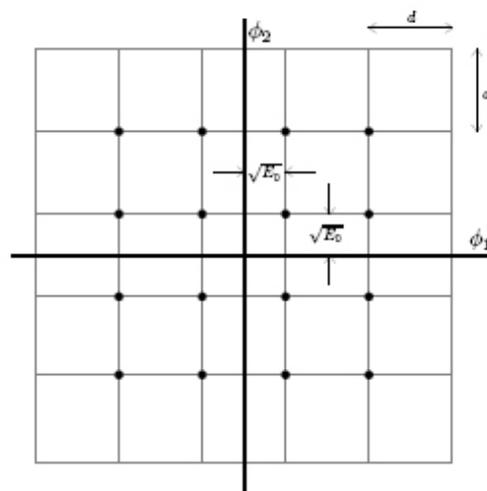


Figura 5.2: constelación 16-QAM

Se da libertad para elegir el número de puntos de la constelación. La única consideración a tener en cuenta es que en la modulación QAM (también conocida como QASK, *Quadrature Amplitude Shift Keying*) se debe elegir un número de puntos potencia de 4, es decir, 4, 16, 64 puntos... para que la constelación sea cuadrada y los cálculos de energía realizados en modulación/demodulación sean correctos. Estos cálculos los hemos realizado basándonos en [18], de donde la distancia d entre símbolos (ver figura 5.2) en una constelación de M puntos resulta:

$$d/2 = \sqrt{E_0} = \sqrt{\frac{E_{av}}{2(M-1)}} = \sqrt{\frac{\log_2(M)E_b}{2(M-1)}} \quad (5.1)$$

donde E_{av} representa la energía media de símbolo. La dificultad del cálculo radica en que todos los símbolos no tienen la misma energía, de ahí que se utilice E_{av} . En cambio, los símbolos en la constelación PSK tienen la misma energía.

La siguiente opción a elegir en la interfaz se refiere al método de supresión de interferencias utilizado en los algoritmos BLAST. Como se ha comentado, ZF es subóptimo mientras que MMSE tiene en general un comportamiento óptimo. Por último, en este cuadro se ofrece la opción de prescindir del ordenamiento óptimo de decodificación en el esquema V-BLAST (ver apartado 4.2.2).

El número de antenas también es configurable. La única precaución a tener en cuenta es que los algoritmos BLAST requieren un número de antenas receptoras igual o mayor que el de antenas transmisoras. En cuanto a los algoritmos STC, se puede observar que en MRRC se utiliza siempre una única antena en transmisión y en Alamouti se usan dos.

En cuanto al resto de parámetros de la simulación, se recomienda introducir números razonables para que la simulación no se alargue en exceso. El número de tramas se refiere a las que transmitirá cada una de las antenas transmisoras. En el caso de la simulación D-BLAST, el programa nos pedirá en su lugar el número de capas a transmitir por antena transmisora, constanding a su vez cada una de tantos bloques como antenas transmisoras (lo cual se advierte claramente en la figura 4.2).

Los ejes superiores representarán la tasa de error de bit (BER) frente a las SNR escogidas. Se impone un mínimo para la BER de 10^{-5} , puesto que para errores muy pequeños o incluso cero tendríamos un valor muy pequeño o infinitesimal. Los inferiores nos darán una estimación de la capacidad ofrecida por cada configuración, frente a la SNR detectada por cada antena receptora. Los cálculos se realizan a partir de la matriz de canal. Para los algoritmos BLAST no es fácil obtener fórmulas analíticas para calcular la capacidad, por lo que se utilizan los resultados encontrados en [19].

Por último hay que decir que la semilla del generador aleatorio se inicializa al abrir el simulador a partir de la hora actual, para que todas las simulaciones sean diferentes. Ahora bien, para mantener una coherencia entre las simulaciones, la semilla se inicializa a ese mismo valor en todas las simulaciones, hasta que reabramos la ventana.

5.3 Resultados de las Simulaciones

5.3.1 Relación Señal a Ruido

En primer lugar mostramos los resultados de forma separada.

V-BLAST

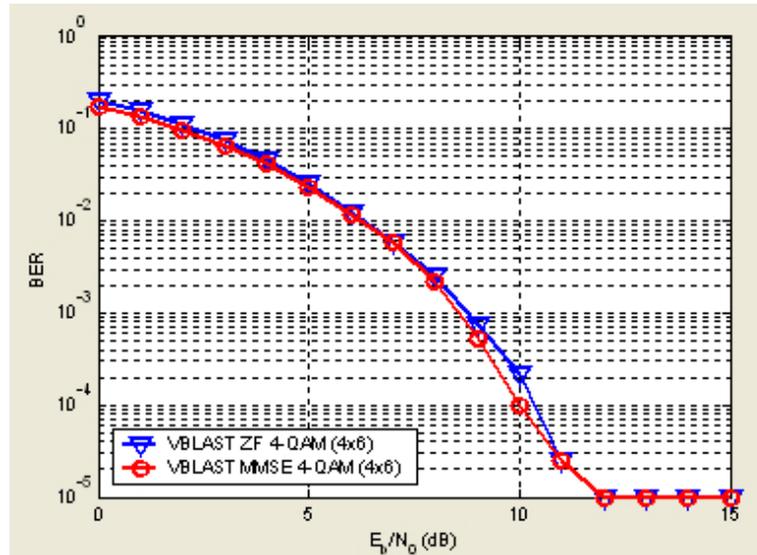


Figura 5.3: resultados para V-BLAST con criterios ZF y MMSE

D-BLAST

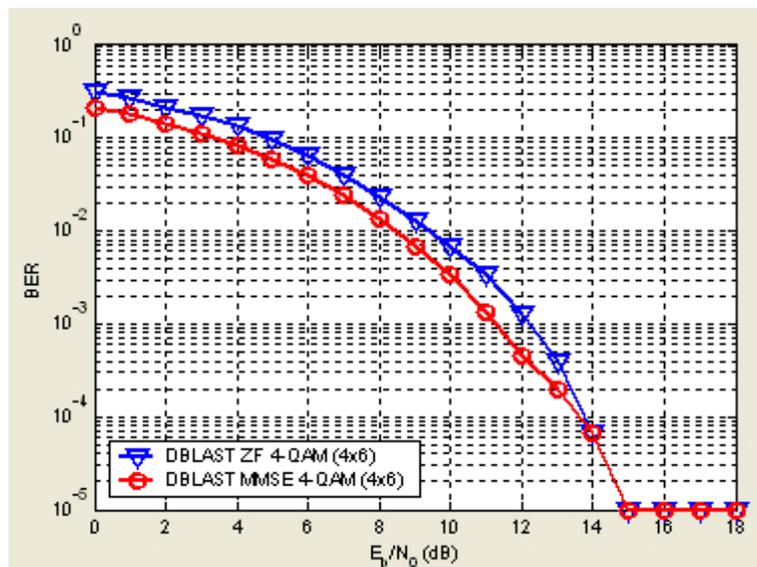


Figura 5.4: resultados para D-BLAST con criterios ZF y MMSE

Utilizando una modulación 4-QAM y configuración de antenas 4x6, observamos que V-BLAST consigue niveles de BER inferiores a 10^{-5} (recordemos que se ha programado este valor como límite inferior) a partir de 12 dB. El resultado es ligeramente mejor con

supresión MMSE, lo que es habitual con modulaciones de pocos puntos. Con D-BLAST la diferencia es más notable. Cabe decir que la simulación del algoritmo D-BLAST es la más inestable, dado que por sus características no era rentable cambiar el canal para cada bloque, y por tanto estamos utilizando un canal estacionario.

Alamouti

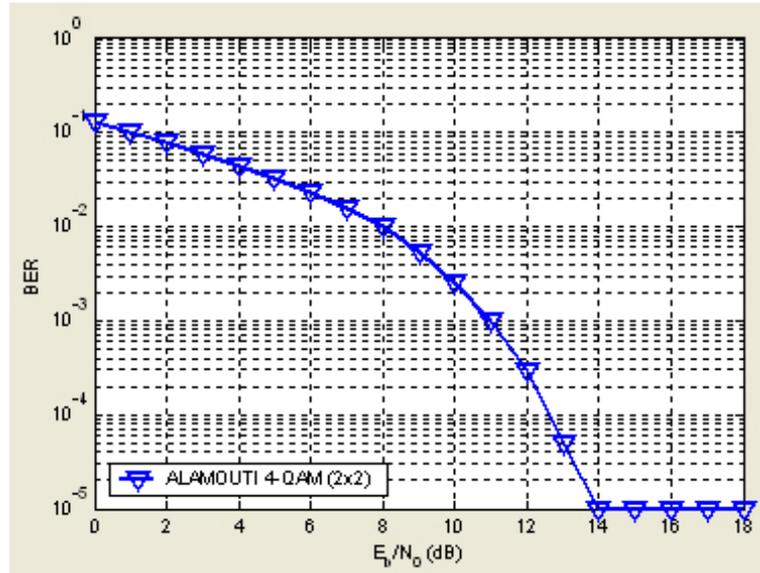


Figura 5.5: resultado para Alamouti

MRRC

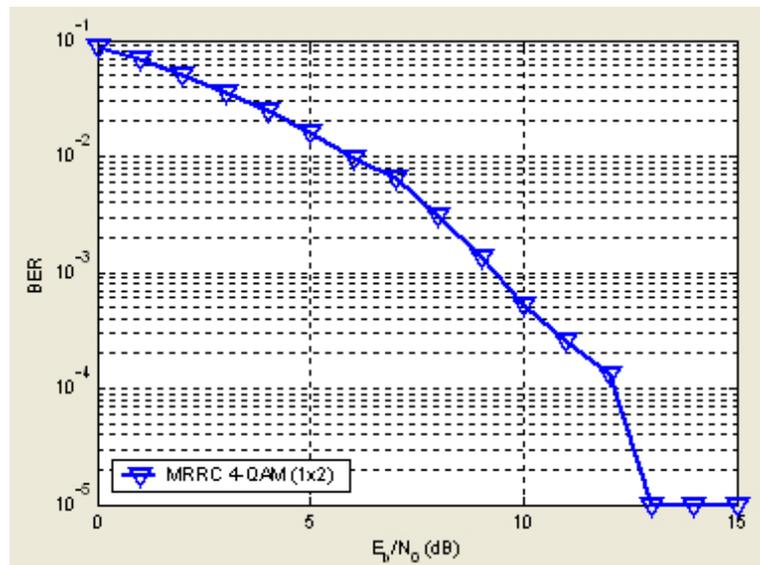


Figura 5.6: resultado para MRRC

Vemos claramente que los algoritmos STC ofrecen mejores tasas de error incluso con un número mucho menor de antenas. Esto era de esperar al tratarse de codificaciones que aumentan el número de antenas (diversidad) sin aumentar la tasa de transmisión.

Comportamiento con el número de antenas

Los algoritmos BLAST se pueden ver muy influidos por el canal, y especialmente la versión vertical. En la siguiente imagen podemos ver una simulación de este algoritmo con igual número de antenas en transmisión y en recepción. Este caso es bastante crítico, pues si uno de los subcanales es muy desfavorable puede afectar gravemente a la BER. En el ejemplo, la configuración 3×3 resulta la más perjudicada.

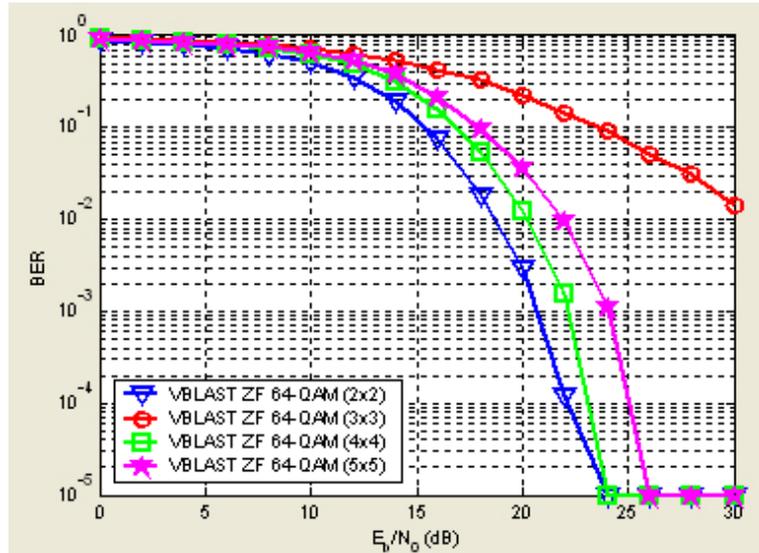


Figura 5.7: simulaciones V-BLAST 2×2, 3×3, 4×4 y 5×5

Para explotar las ventajas de la tecnología BLAST se debe escoger un número de elementos receptores superior al de receptores. Hemos simulado el experimento realizado por Golden, Foschini, Valenzuela y Wolniansky en [20]:

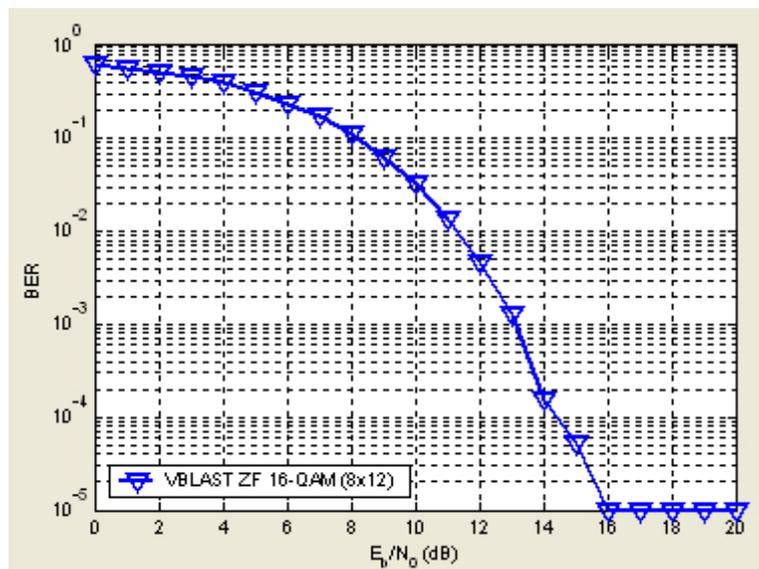


Figura 5.8: reproducción del experimento de Foschini et al [20]

El resultado es muy superior a las gráficas representadas en la figura 5.7, y también a las medidas experimentales de Foschini et al. Como se puede imaginar, un canal real es bastante más desfavorable que los modelos teóricos que usamos en las simulaciones. Además, la medida del error no es la misma, pues en [20] utilizan la tasa de error de bloque. Al igual que en esa publicación, se ha utilizado modulación 16-QAM, tramas de 80 símbolos efectivos, supresión de interferencias ZF y configuración de antenas 8×12. Aun así, en ese experimento se lograba una eficiencia espectral de 25.9 b/s/Hz.

Repetimos las dos figuras anteriores utilizando el algoritmo V-Blast:

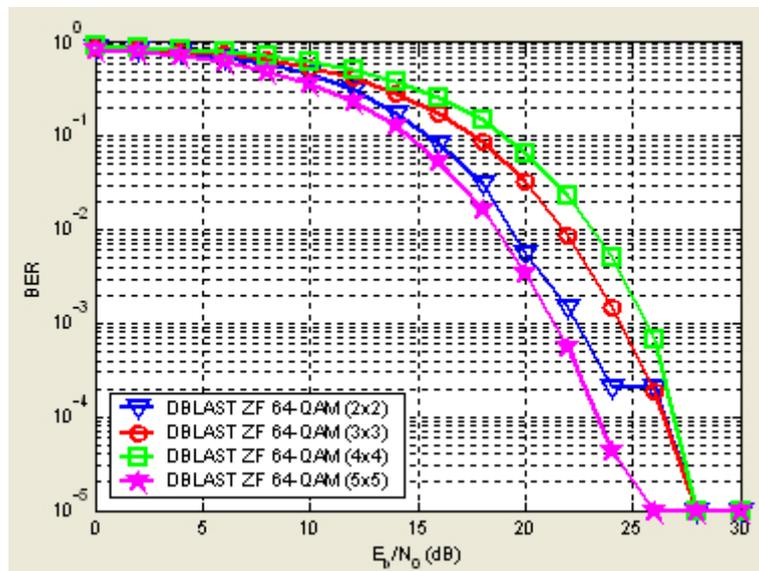


Figura 5.9: simulaciones D-BLAST 2×2, 3×3, 4×4 y 5×5

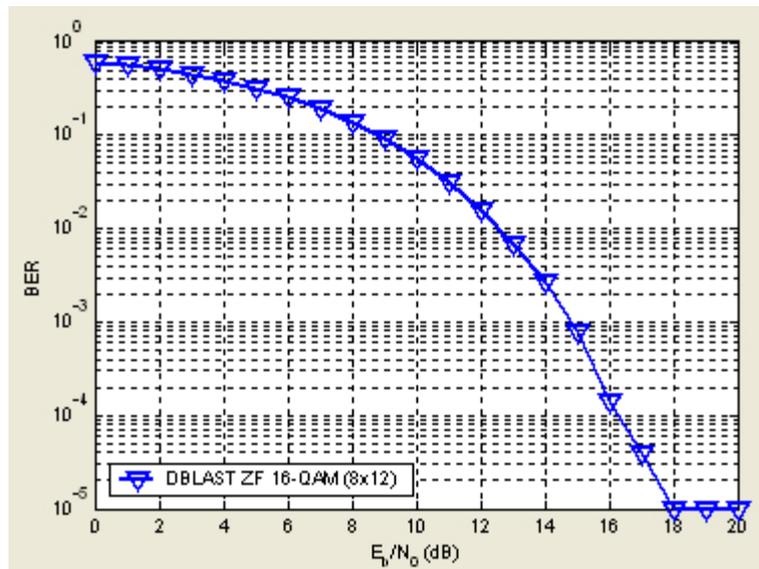


Figura 5.10: repetición de la figura 5.8 con el algoritmo V-BLAST

Los resultados son parecidos. En la figura 5.9 vemos que cuando utilizamos una configuración $N \times N$ aumentar el número de antenas no implica necesariamente mejores resultados. La diferencia es que D-BLAST es más inmune a la existencia de un subcanal muy desfavorable, como muestra el que no haya ninguna gráfica tan negativa como el caso 3×3 de la gráfica 5.7. Dado que en la transmisión de cada capa intervienen todas las antenas, todos los subflujos tendrán la misma BER, mientras que en V-BLAST habrá algunos que sean peores que la media y constituirán un cuello de botella para el rendimiento del sistema a menos que se apliquen las medidas explicadas en la sección 4.4. Pero D-BLAST no aporta ninguna mejora sobre V-BLAST en términos de BER instantánea [21]. En el artículo de Loyka y Gagnon se analiza el rendimiento de D-BLAST frente a una versión de V-BLAST sin ordenamiento de decodificación óptimo. Si hablamos del algoritmo V-BLAST tal y como figura en [13], el resultado podría incluso mejorar al de la versión diagonal, pues esta obliga a decodificar las capas en un orden estricto.

En la siguiente figura se comparan el algoritmo D-BLAST y la versión V-BLAST con y sin orden óptimo (esta última gráfica en verde).

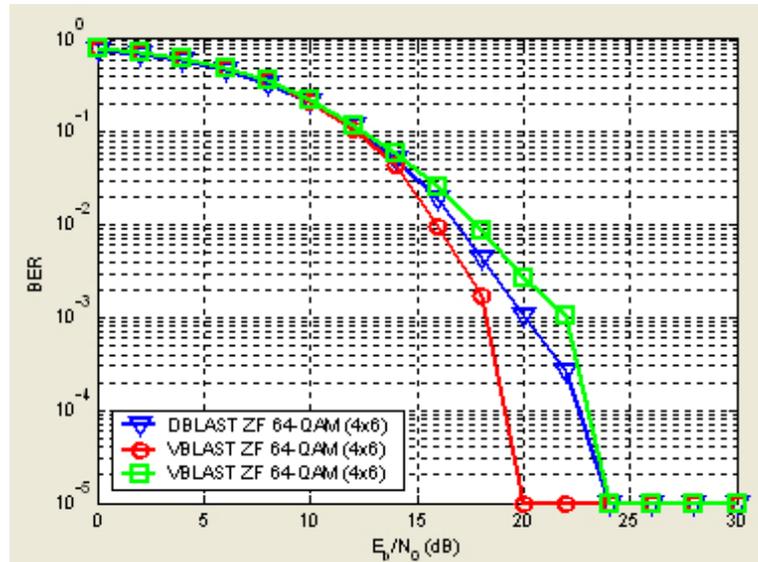


Figura 5.11: comparativa D-BLAST / V-BLAST con y sin ordenamiento óptimo

En este caso el algoritmo V-BLAST con ordenamiento proporciona el mejor resultado, seguido de D-BLAST. Obviamente, la decodificación sin orden óptimo siempre tendrá un resultado igual o más pobre.

A continuación se muestran los resultados para diversas configuraciones de antenas para los dos algoritmos STC.

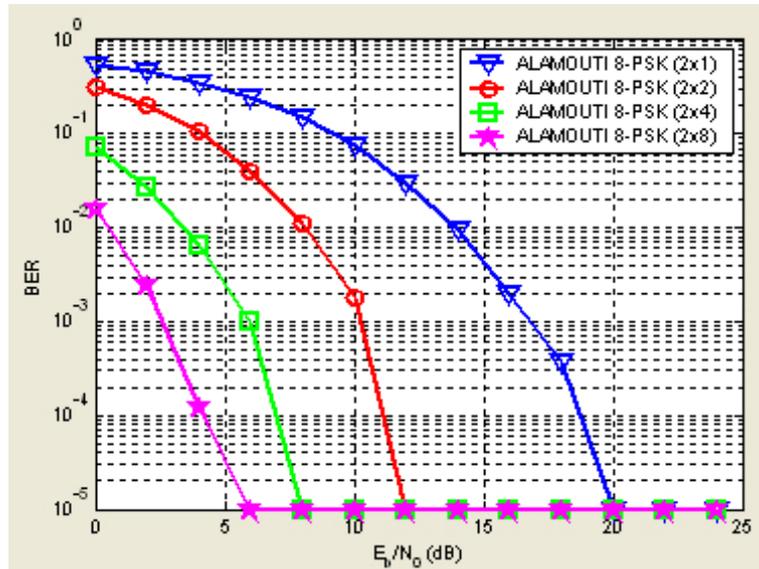


Figura 5.12: resultados para diversas configuraciones de Alamouti

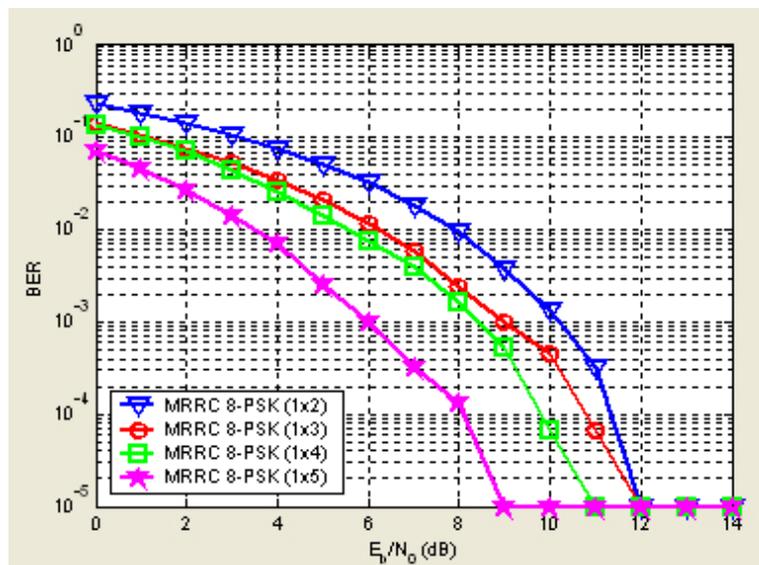


Figura 5.13: resultados para diversas configuraciones de MRRC

Los resultados mejoran sensiblemente al ir aumentando el número de antenas, pues se obtiene una mayor ganancia por diversidad.

Influencia de la modulación utilizada

Hemos realizado una comparativa de resultados para un mismo esquema MIMO variando únicamente el número de puntos de la constelación, obteniendo el siguiente resultado para la modulación QAM:

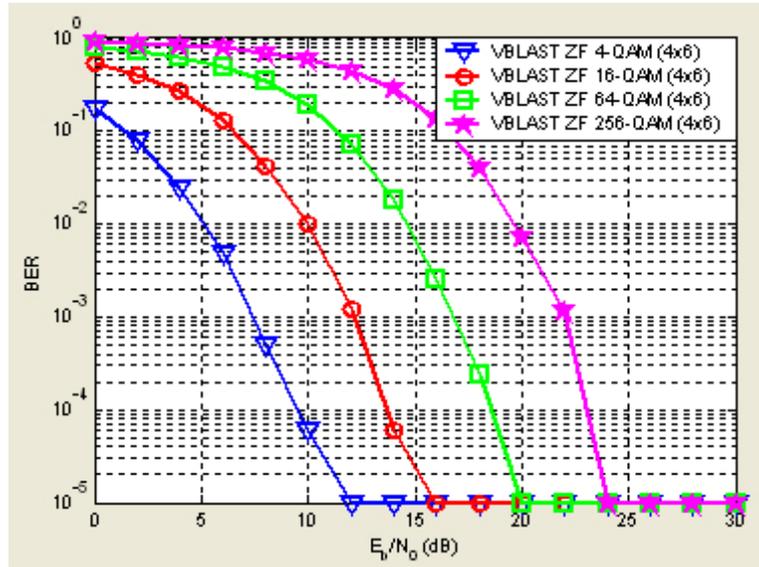


Figura 5.14: resultados para modulación QAM de 4, 16, 64 y 256 puntos

El resultado puede llevar a engaño, pues para una misma energía media de símbolo, los símbolos de una constelación de mayor orden estarán más cercanos y crece la probabilidad de error. Por el contrario, cada uno porta una mayor cantidad de información.

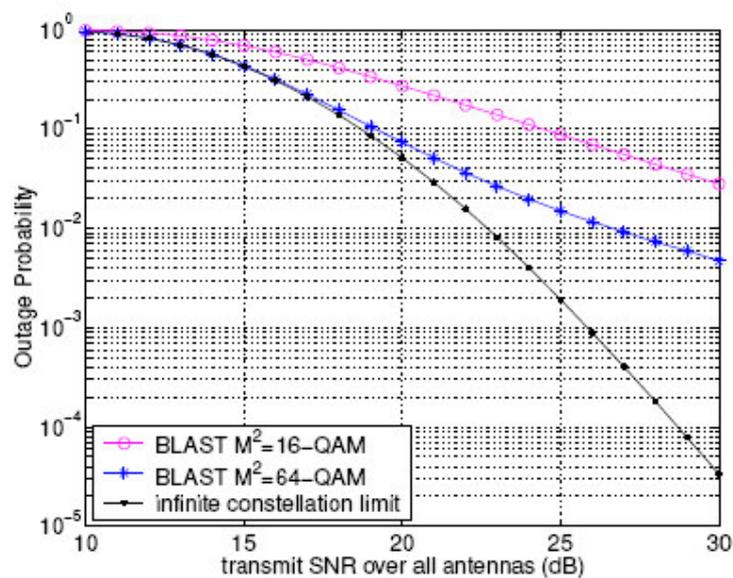


Figura 5.15: demostración del problema de la constelación finita [22]

La precisión limitada de las simulaciones no nos ha permitido demostrar el problema del tamaño finito de constelación que comentábamos en la sección 4.4. Por ello reproducimos en la figura 5.13 una gráfica encontrada en [22].

Por último ofrecemos una comparativa de las cuatro técnicas de transmisión.

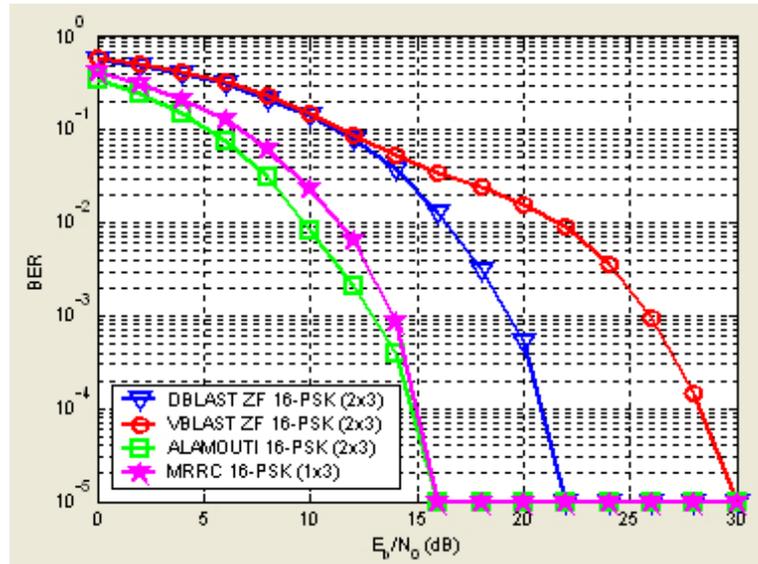


Figura 5.16: comparativa de los cuatro algoritmos multiantena

5.3.2 Eficiencia Espectral

En primer lugar, queremos aclarar que las gráficas de capacidad son sólo estimaciones basadas en publicaciones, pues no se han publicado fórmulas analíticas para el cálculo de la capacidad. Los resultados se han obtenido a partir de la fórmula ([9])

$$C_{EP} = \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{\rho}{N_t} \mathbf{H}\mathbf{H}^H \right) \right] \quad b/s/Hz \quad (5.1)$$

Como se demostró en el apartado 4.3.3, D-BLAST alcanza la capacidad del canal cuando se utiliza el criterio MMSE, resultado ligeramente superior al del criterio ZF. A partir de la figura 5.15, que podemos encontrar en [19], estimamos que el algoritmo V-BLAST consigue un 70% de la capacidad del canal en su versión MMSE y algo menos con forzado de cero.

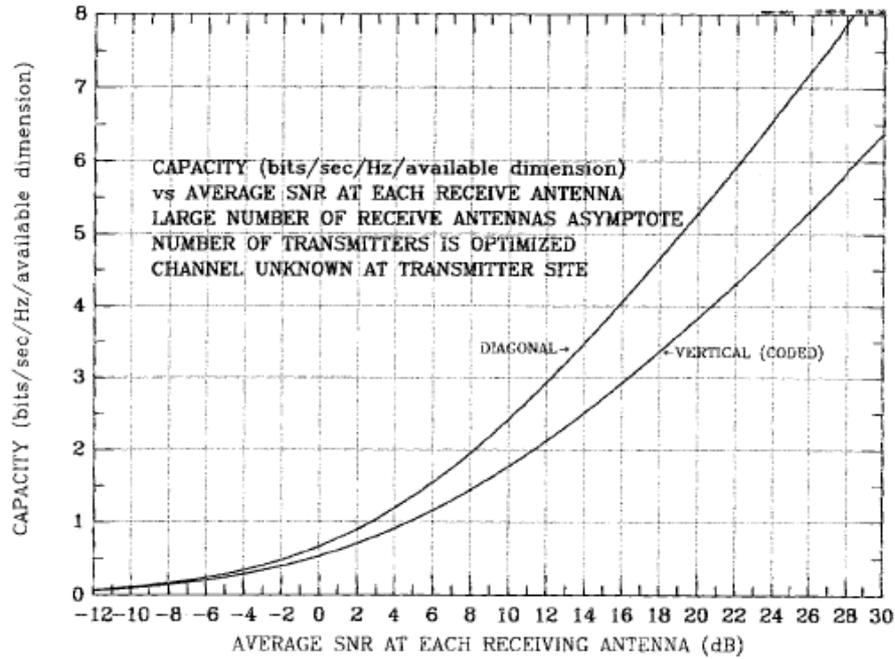


Figura 5.15: capacidad de los algoritmos BLAST [19]

Al igual que en la gráfica anterior, mostramos la eficiencia espectral ofrecida frente a la SNR recibida en cada antena. En las gráficas siguientes mostramos algunos resultados, que repetimos tienen únicamente un valor orientativo que permita hacerse una idea del rendimiento real de los algoritmos, no sólo a nivel de BER.

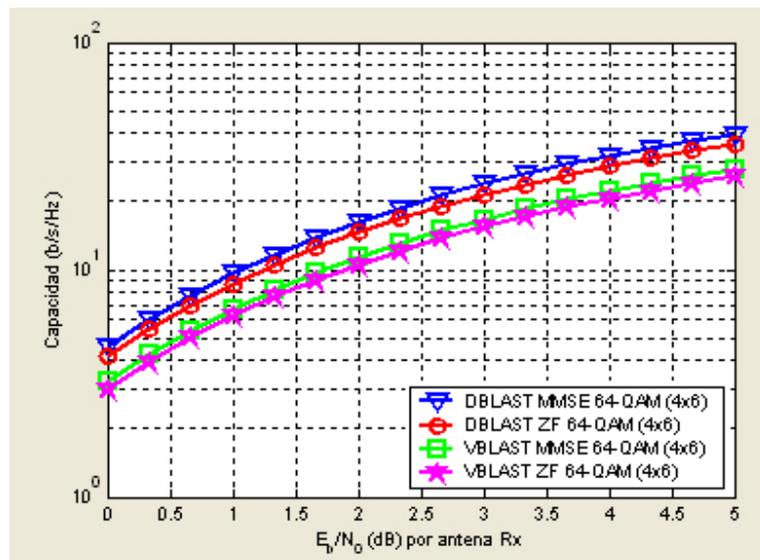


Figura 5.16: capacidad simulada de los algoritmos BLAST

Y en el caso de los *Space-Time Codes*:

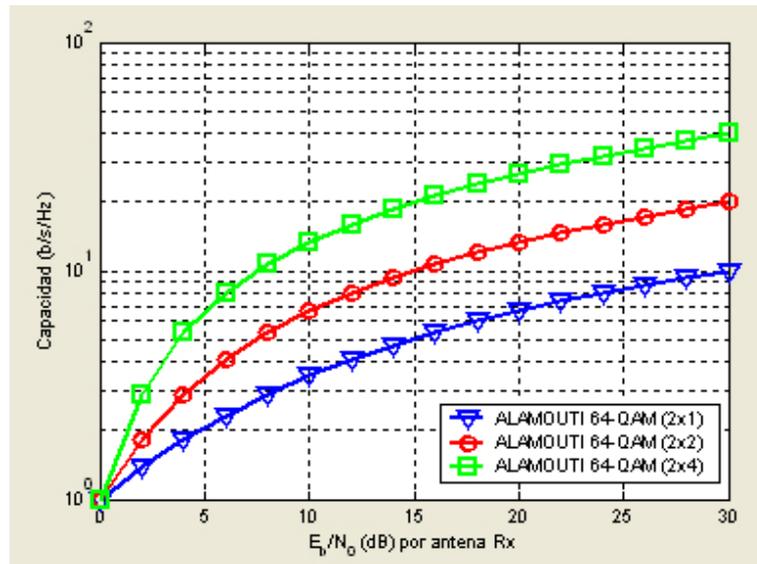


Figura 5.: capacidad del esquema de Alamouti con 1, 2 y 4 antenas receptoras

obteniéndose el mismo resultado de capacidad con MRRC doblando el número de antenas:

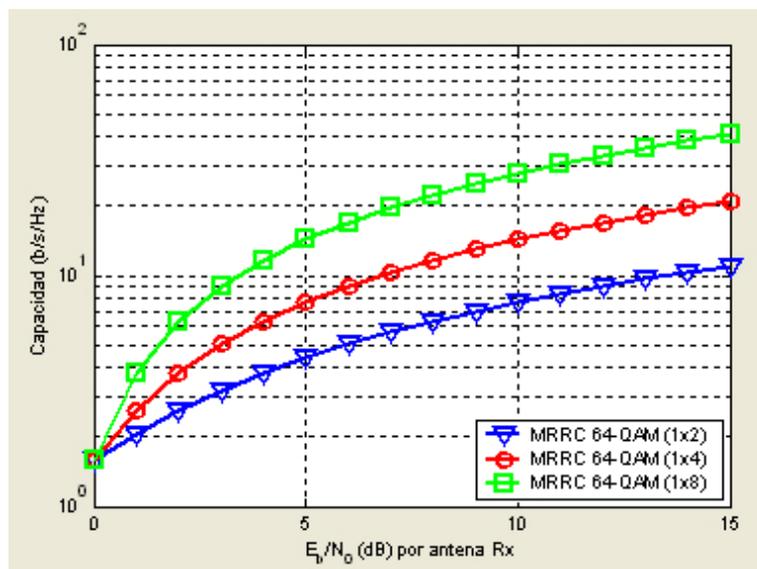


Figura 5.: capacidad del algoritmo MRRC con 2,4 y 8 antenas receptoras

El esquema ortogonal de Alamouti tiene unas excelentes prestaciones en cuanto a capacidad, y de hecho es el único de los esquemas ortogonales con codificación espacio-temporal (conocidos como OSTBC, *Orthogonal Space-Time Block Codes*) que alcanza la capacidad máxima del canal para ciertas configuraciones (por ejemplo, 2x1).

Para terminar nos gustaría exponer una tabla comparativa de algoritmos MIMO que muestra sus prestaciones de diversidad y capacidad, junto con su complejidad de decodificación:

Code	Diversity gain	Achievable rate [sym/s/Hz]	Decoding complexity	Additional comments
Alamouti STBC	$2M$	1	•	Only for $N = 2$
Orthogonal designs	NM	1	•	$\mathcal{X} \subset \mathbb{R}$ or $N = 2$
	NM	$[\frac{1}{2}, 1)$	•	$\mathcal{X} \not\subset \mathbb{R}$ and $N > 2$
Linear dispersion	$< NM$	$\leq \min(M, N)$	••	
TR-STBC	NML	< 1	•••	Same constraints as orthogonal designs
STBC+frequency domain processing	NML	< 1	••	
Tarokh STTC	NM	1	••••	Provides coding gain
V-BLAST	$\leq M$	$\min(M, N)$	••	
H-BLAST	$\leq M$	$\leq \min(M, N)$	•••	Provides coding gain
D-BLAST	$\leq M$	$\leq \min(M, N)$	•••	Provides more coding gain than H-BLAST

Tabla 5.1: resumen comparativo de las propiedades y prestaciones de varias tecnologías MIMO [23]

Como muestra la comparativa, el esquema de Alamouti tiene máxima ganancia de diversidad. En cambio, los algoritmos BLAST están diseñados para obtener la máxima capacidad. Aunque a partir de las gráficas de error se puede pensar que el algoritmo de Alamouti tiene claramente mejor rendimiento, hay que recordar que en la arquitectura BLAST se están enviando simultáneamente flujos de datos independientes, con lo que la capacidad se multiplica con el número de antenas.

Capítulo 6

Conclusiones

6.1 Conclusiones

A lo largo del proyecto hemos podido comprobar cómo la arquitectura BLAST convierte el problema de la propagación multitrayecto en un aliado para conseguir tasas de transmisión inalcanzables para los sistemas de transmisión SISO tradicionales. La multiplexación espacial logra mejoras en la eficiencia espectral sin mayor demanda de ancho de banda, un aspecto decisivo a nivel económico de cara a su implantación en nuevos sistemas de telecomunicación.

Tras redefinir la capacidad teórica máxima para canales multiantena, las fórmulas muestran que mientras en canales SIMO y MISO aumenta de forma logarítmica con el número de antenas, en canales MIMO lo hace de forma lineal.

Hemos demostrado que la versión pionera D-BLAST es capaz de alcanzar la capacidad del canal MIMO cuando se combina con el criterio de supresión de interferencias MMSE, siendo algo inferior el rendimiento de la alternativa ZF (que además es más costoso computacionalmente, como también se ha demostrado). También se han analizado las desventajas de ese esquema, que junto con su dificultad de implementación hicieron que fuera considerado impráctico y que se descartara en un primer momento a favor de la versión simplificada V-BLAST.

La arquitectura V-BLAST reduce la complejidad computacional de D-BLAST a costa de perder la ganancia por diversidad en transmisión. Sin embargo, al no exigir un orden de decodificación estricto como en el caso de la versión diagonal, ofrece la posibilidad de calcular un orden de decodificación óptimo, con lo que la diferencia de eficiencia espectral ofrecida no es crítica. Hemos observado que V-BLAST ha concentrado la mayor parte del

esfuerzo investigador, aunque no se ha abandonado la posibilidad de llevar a la práctica en un futuro la codificación D-BLAST.

Por otro lado, frente a una complejidad de decodificación que aumenta con el número de antenas, en el caso de la arquitectura BLAST, los *Space-Time Codes* son una alternativa atractiva. Los STC alcanzan el orden máximo de diversidad con una complejidad de decodificación mínima. En general, son subóptimos en capacidad, si bien en algunas configuraciones el código de Alamouti sí es óptimo en este aspecto.

Concluimos que los STC son una buena opción frente a la arquitectura BLAST en entornos más ruidosos por su mayor ganancia en diversidad. Son una solución atractiva y de bajo coste en sistemas que precisen de moderadas tasas de transmisión, y por su sencillez pueden adaptarse a sistemas existentes con pequeñas modificaciones. Sin embargo, las técnicas BLAST son muy flexibles frente a posibles modificaciones y ofrecen mayores capacidades, por lo que ya se está considerando su implementación en futuros sistemas que exijan grandes tasas de transmisión.

6.2 Líneas futuras

Una de las versiones más atrayentes sobre arquitectura BLAST es la adaptación de Turbo-códigos propuesta por Sellaturai y Haykin en [24] bajo el nombre de T-BLAST. Sería interesante añadir a los algoritmos ya simulados esta u otras propuestas, con el fin de crear una completa herramienta de estudio de sistemas MIMO. Así mismo, el grupo de investigación SiCoMo dispone de un banco de medida MIMO con el que se podrían obtener resultados experimentales de las tecnologías estudiadas en modelos de canal más realistas.

En cuanto al estado actual de la tecnología BLAST, ya se han desarrollado varios microchips que funcionan a velocidades de varias decenas de Mbps, y cuya aparición comercial se espera a lo largo del presente año. Sin duda la arquitectura BLAST es una de las más firmes candidatas a ser implementadas en sistemas móviles de tercera generación, y ya se ha incluido en los estándares de tecnología inalámbrica 802.11n y 802.16e.

Anexo: Funciones MATLAB

A continuación se detallan las funciones programados en MATLAB (versión 6.1, *Release* 12.1) para realizar las simulaciones. Se ha intentado modularizar en la medida de lo posible las diversas funciones de transmisión y hacer fácil su lectura y comprensión de cara a futuras ampliaciones.

canal

Sintaxis

```
[Y,coefCanal] = canal(X,numTx,numRx,potRuido)
```

Descripción

Simula el efecto de un canal Rayleigh con ruido AWGN

Parámetros de entrada

X : señal transmitida al canal. Cada fila corresponde a la señal emitida por cada antena transmisora

numTx : número de antenas transmisoras

numRx : número de antenas receptoras

potRuido : potencia del ruido AWGN

Parámetros de salida

Y : matriz que contiene la señal tras pasar por el canal. Mismo formato que **X**

coefCanal : matriz de coeficientes de transferencia del canal, con una dimensión de $\text{numRx} \times \text{numTx}$

capacidad

Sintaxis

`C = capacidad(H, SNR, tecnica, criterio)`

Descripción

Calcula una estima de la capacidad del canal para cada técnica de transmisión

Parámetros de entrada

`H` : matriz de coeficientes de transferencia del canal

`SNR` : relación señal a ruido por antena, E_b/N_0

`tecnica` : técnica de transmisión

`criterio` : criterio de supresión de interferencias

Parámetros de salida

`C` : estima de capacidad del canal

codAlamouti

Sintaxis

`Y = codAlamouti(X, longTrama)`

Descripción

Codifica los datos de entrada siguiendo el esquema de Alamouti

Parámetros de entrada

`X` : datos modulados

`longTrama` : longitud de trama

Parámetros de salida

`Y` : datos codificados según el esquema de Alamouti

codEspacial

Sintaxis

`Y = codEspacial(X, numBloques, longBloque, numTx)`

Descripción

Realiza la codificación espacial propia de la arquitectura D-BLAST, es decir, la rotación circular de los subflujos de datos entre las antenas transmisoras

Parámetros de entrada

`X` : datos

`numBloques` : número de bloques transmitidos por cada antena

`longBloque` : longitud de bloque

`numTx` : número de antenas transmisoras

Parámetros de salida

`Y` : datos codificados listos para ser transmitidos a través del canal

dblast

Sintaxis

`Y = dblast(X, H, numTx, numBloques, longBloque, esquema, puntos, criterio, snr_inv)`

Descripción

Algoritmo de decodificación D-BLAST

Parámetros de entrada

`X` : datos procedentes del canal

`H` : matriz de coeficientes de transferencia del canal

`numTx` : número de antenas transmisoras

`numBloques` : número de bloques transmitidos por cada antena

`longBloque` : longitud de bloque

`esquema` : esquema de modulación

puntos : número de puntos de la constelación
criterio : criterio de supresión de interferencias
snr_inv : inversa de la relación señal a ruido por antena receptora

Parámetros de salida

Y : datos decodificados y demodulados

decodAlamouti

Sintaxis

Y = decodAlamouti(X,H,numRx,longTrama)

Descripción

Hace la función del combinador en el esquema de Alamouti

Parámetros de entrada

X : datos procedentes del canal
H : matriz de coeficientes del canal
numRx : número de antenas receptoras
longTrama : longitud de trama

Parámetros de salida

Y : datos a demodular

demodulador

Sintaxis

[Y,Eb] = demodulador(X,esquema,puntos)

Descripción

Demodula los esquemas QAM y PSK. En caso de utilizar las técnicas de Alamouti o MRRC, también sustituye la función del estimador de máxima verosimilitud

Parámetros de entrada

`X` : señal a remodular, puede tener cualquier dimensión

`esquema` : esquema de modulación

`puntos` : número de puntos de la constelación

Parámetros de salida

`Y` : señal demodulada

`Eb` : energía media de bit medida en los símbolos a demodular, información útil para la fase de cancelación en los algoritmos `vblast` y `dblast`

demux

Sintaxis

`Y = demux(X, M)`

Descripción

Divide la secuencia de datos de entrada en `M` subflujos

Parámetros de entrada

`X` : secuencia de datos de entrada

`M` : número de subflujos en que se dividirán los datos

Parámetros de salida

`Y` : matriz con `M` filas, representando cada una de ellas uno de los subflujos

fuelle

Sintaxis

`datos = fuele(numTx, longTrama, rango)`

Descripción

Genera una secuencia aleatoria de `numTx × longTrama` enteros

Parámetros de entrada

numTx : número de antenas transmisoras

longTrama : longitud de trama

rango : rango de los enteros (oscilarán entre 0 y rango-1)

Parámetros de salida

datos : datos generados

modulador

Sintaxis

$Y = \text{modulador}(X, \text{esquema}, \text{puntos}, E_b)$

Descripción

Modula según los esquemas QAM y PSK

Parámetros de entrada

X : datos a modular. Deben ser enteros entre 0 y puntos-1

esquema : esquema de modulación

puntos : número de puntos de la constelación

E_b : energía media de bit de los símbolos de la constelación

Parámetros de salida

Y : datos modulados

mux

Sintaxis

$Y = \text{mux}(X)$

Descripción

Multiplexa varios flujos de datos en una sola secuencia

Parámetros de entrada

X : datos a multiplexar. Cada flujo está representado por una fila de X

Parámetros de salida

Y : secuencia de datos de salida

vblast

Sintaxis

Y = vblast(X,H,numTx,esquema,puntos,criterio,snr_inv)

Descripción

Algoritmo de decodificación V-BLAST

Parámetros de entrada

X : datos procedentes del canal

H : matriz de coeficientes de transferencia del canal

numTx : número de antenas transmisoras

esquema : esquema de modulación

puntos : número de puntos de la constelación

criterio : criterio de supresión de interferencias

snr_inv : inversa de la relación señal a ruido por antena receptora

Parámetros de salida

Y : datos decodificados y demodulados

vblast2

Sintaxis

Y = vblast2(X,H,numTx,esquema,puntos,criterio,snr_inv)

Descripción

Algoritmo de decodificación V-BLAST sin orden de decodificación óptimo

Parámetros de entrada

Los mismos que en `vblast`

Parámetros de salida

Los mismos que en `vblast`

➤ *Scripts de simulación*

mimo

Descripción

Versión de prueba para simular los algoritmos. No produce gráficas, simplemente nos devuelve el número de símbolos transmitidos y de símbolos erróneos para el conjunto de parámetros seleccionado.

mimogui

Descripción

El *script* que lleva a cabo la simulación en conexión con la interfaz gráfica `mimoGUI.fig`. Inicializa algunas variables, y controla los eventos o *callbacks*. El producido al presionar el botón “Simulación” es el que realiza la lectura de parámetros de la interfaz, realiza la simulación y muestra las gráficas.

Puesto que la *Release* 12.1 no incluye una función para inicializar variables (función `OpeningFcn` en versiones posteriores), esto se hace en la función principal. Se pasan al resto de funciones a través de la estructura `handles`.

Relación de Acrónimos

AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
BLAST	Bell Labs LAyered Space-Time
CSI	Channel State Information
D-BLAST	Diagonal - Bell Labs LAyered Space-Time
DS-CDMA	Direct Spread - Code Division Multiple Access
FDP	Función de Densidad de Probabilidad
ISI	Inter-Symbol Interference
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
MISO	Multiple-Input Single-Output
MMSE	Minimum Mean Squared Error
ML	Maximum Likelihood
MRRC	Maximal-Ratio Receive Combining
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OSTBC	Orthogonal Space-Time Block Code
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QASK	Quadrature Amplitude Shift Keying
RMS	Root Mean Square
SIMO	Single-Input Multiple-Output
SISO	Single-Input Single-Output
SMS	Short Message Service
SNR	Signal-to-Noise Ratio
STC	Space-Time Code
TDMA	Time Division Multiple Access
V-BLAST	Vertical - Bell Labs LAyered Space-Time
WLAN	Wireless Local Area Network
ZF	Zero forcing

Referencias

- [1] C. E. Shannon, "A Mathematical Theory of Communication," *Bell Sys. Tech. Journal*, vol. 27, pp. 379-423, 1948
- [2] A. J. Paulraj, D. Gore, R. U. Nabar, y H. Bölcskei, "An Overview of MIMO Communications – A Key to Gigabit Wireless," *Proc. IEEE*, vol. 92, No. 2, pp. 198-218, Febrero 2004
- [3] D. Gesbert, M. Shafi, D. Shiu, P. J. Smith, y A. Naguib, "From Theory to Practice: An Overview of MIMO Space-Time Coded Wireless Systems," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 21, No. 3, Abril 2003
- [4] G. J. Foschini, "Layered Space–Time Architecture for Wireless Communication in a Fading Environment When Using Multi-Element Antennas," *Bell Labs Tech. J.*, pp. 41–59, Otoño 1996.
- [5] W. C. Jakes, "Microwave Mobile Communications," *Ed. Wiley & Sons*, 1974
- [6] V. Tarokh, N. Seshadri, y A. R. Calderbank, "Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communication: Performance Criterion and Code Construction," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, pp. 744-765, Marzo 1998
- [7] A. Witnneben, "Base Station Modulation Diversity for Digital SIMUL-CAST," *IEEE Proc. Vehicular Tech. Conf.*, pp. 848-853, Mayo 1991
- [8] N. Seshadri y J. H. Winters, "Two Signalling Schemes for Improving the Error Performance of FDD Transmissions Systems Using Transmitter Antenna Diversity," *IEEE Proc. Vehicular Tech. Conf.*, pp. 508-511, Mayo 1993
- [9] G. J. Foschini y M. J. Gans, "On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas," *Wireless Pers. Commun.*, vol. 6, pp. 311-335, Marzo 1998

- [10] A. Narula, M. Trott, y G. Wornell, "Information-Theoretic Analysis of Multiple-Antenna Transmission Diversity for Fading Channels," *IEEE Trans. Inform. Theory*, Septiembre 1996
- [11] E. Telatar, "Capacity of Multi-Antenna Gaussian Channels," *AT&T-Bell Labs Internal Tech. Memo.*, Junio 1995
- [12] S. M. Alamouti, "A Simple Transmit Diversity Scheme for Wireless Communications," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 16, No. 8, pp. 1451-1458, Octubre 1998
- [13] P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden, y R. A. Valenzuela, "VBLAST: An Architecture for Realizing Very High Data Rates Over the Rich-Scattering Wireless Channel," *Proc. ISSE*, Pisa, Italia, Septiembre 1998.
- [14] S. H. Nam, O.-S. Shin, y K. B. Lee, "Transmit Power Allocation for a Modified V-BLAST System", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 52, No 7, Julio 2004
- [15] T. Yoo y A. Goldsmith, "Capacity of Fading MIMO Channels with Channel Estimation Error," *Proc. 2004 IEEE Int. Conf. Commun.*, vol. 2, pp.808-813, Junio 2004
- [16] M. Medard, "The Effect upon Channel Capacity in Wireless Communications of Perfect and Imperfect Knowledge of the Channel," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 46, No. 5, pp. 933-946, Mayo 2000
- [17] D. Wübben, R. Böhnke, V. Kühn, y K.-D. Kammeyer, "MMSE Extension of V-BLAST based on Sorted QR Decomposition," *IEEE Proc. VTC 2003-Fall*, vol. 1, pp. 508–512, Octubre 2003
- [18] S. Haykin, "Communication Systems," *Ed. Wiley & Sons*, 2001
- [19] G. J. Foschini, G. D. Golden, R. A. Valenzuela, y P. W. Wolniansky, "Simplified Processing for High Spectral Efficiency Wireless Communication Employing Multi-Element Arrays," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 17, No. 11, Noviembre 1999
- [20] G. D. Golden, G. J. Foschini, R.A. Valenzuela, y P. W. Wolniansky, "Detection Algorithm and Initial Laboratory Results Using V-BLAST Space-Time Communication Architecture," *Electronics Letters*, vol. 35, No. 1, Enero 1999

- [21] S. Loyka, F. Gagnon, "On BER Análisis of the BLAST without Optimal Ordering over Rayleigh Fading Channel," *IEEE Proc. Vehicular Tech. Conf.*, Septiembre 2004

- [22] H. Yao, "Efficient Signal, Code, and Receiver Designs for MIMO Communication Systems," tesis del *Massachusetts Institute of Technology*, Junio 2003

- [23] K. Su, "Space-Time Coding: from Fundamentals to the Future," tesis de la Universidad de Cambridge, Septiembre 2003

- [24] M. Sellathurai y S. Haykin, "TURBO-BLAST for High-Speed Wireless Communications," *IEEE Proc. Wireless Commun. Network Conf.*, vol. 1, pp. 315-320, Septiembre 2000