

Memoria de la Tesis Doctoral

# Concatenated Codes for Block-Fading Channels

## *Códigos Concatenados para Canales con Fading a Bloques*

Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne  
y  
Institut Eurécom

Albert Guillén i Fàbregas  
Institute for Telecommunications Research  
University of South Australia  
SPRI Building, Mawson Lakes Blvd.  
Mawson Lakes SA 5095, Australia  
<http://www.itr.unisa.edu.au/~guillena>

Tesis realizada en el Institut Eurécom bajo la dirección del Prof. Giuseppe Caire

### **Aceptada por el jurado**

Prof. Giuseppe Caire, Institut Eurécom, director de tesis  
Prof. Joseph Boutros, Telecom Paris  
Prof. Raymond Knopp, Institut Eurécom  
Prof. Giorgio Taricco, Politecnico di Torino  
Prof. Rüdiger Urbanke, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne

Fecha de la defensa privada: 4 de Junio de 2004  
Fecha de la defensa pública: 10 de Julio de 2004

## RESUMEN

En esta tesis estudiamos estrategias de codificación para canales de comunicación con fading a bloques. El canal con fading a bloques es un modelo simplificado que caracteriza canales de comunicaciones móviles con poca variabilidad temporal y con restricciones estrictas en el tiempo de procesamiento. Este modelo es especialmente importante en aplicaciones prácticas donde la comunicación abarca un número *finito* de grados de libertad del canal, habitualmente llamado *orden de diversidad*. Desde una perspectiva ingenieril, el objetivo principal es el diseño de sistemas de transmisión que aprovechen eficientemente los grados de libertad disponibles de modo que la comunicación sea más fiable. Los lentos saltos en frecuencia típicos de los sistemas GSM o EDGE, y la modulación multiportadora que usa multiplexado por división en frecuencias ortogonales (OFDM), son ejemplos prácticos de tales canales de comunicación. Opuestamente a lo que sucede en canales con fading ergódico, el canal con fading a bloques tiene capacidad nula en el sentido estricto de Shannon, porque hay una probabilidad irreductible, llamada probabilidad de corte, de que el canal no pueda soportar la velocidad de transmisión requerida. Por lo tanto, para bloques largos, la probabilidad de error será siempre mayor o igual a la probabilidad de corte.

Cuando transmisor y receptor disponen de una sola antena para comunicarse, estudiamos los límites teóricos de tales canales con fading a bloques. Estudiando el comportamiento asintótico de la probabilidad de corte, demostramos que las prestaciones de modulaciones codificadas, construidas con constelaciones de señal discretas, están determinadas por una cota fundamental a la diversidad. Este hecho establece el compromiso óptimo entre diversidad y velocidad de transmisión. Tal compromiso óptimo induce el concepto de expansión de la constelación de señal, visto que, para obtener mejores prestaciones puede ser ventajoso transmitir con constelaciones grandes. Así mismo, introducimos una nueva familia de modulaciones codificadas basada en la concatenación de códigos con prestaciones casi-óptimas con una complejidad de decodificación constante por bit de información usando técnicas de decodificación iterativa. Analizamos las prestaciones de tales códigos con decodificación a máxima verosimilitud (ML) y mostramos que, opuestamente al caso ergódico, la decodificación iterativa exhibe prestaciones muy próximas a las óptimas. Mostramos como las prestaciones de tales códigos para bloques largos es casi insensible a la longitud del bloque, y próxima a la probabilidad de corte, mientras que códigos convolucionales especialmente diseñados para el canal con fading a bloques muestran una degradación importante cuando la longitud del bloque aumenta. Además, mostramos como la estructura propuesta ofrece prestaciones significativamente mejores a las de códigos concatenados estándar. Por lo tanto, la nueva familia de códigos representa un avance muy importante tanto a nivel teórico como práctico, por su directa aplicabilidad a la mejora de las prestaciones de sistemas móviles basados en protocolos de con longitud de paquete variable, como IP móvil.

En la segunda parte de la tesis, estudiamos modulaciones codificadas en canales con fading a bloques con antenas múltiples. En tales canales, construir códigos basados en los criterios tradicionales es difícil y normalmente resulta en algoritmos de decodificación complejos. En este trabajo, proponemos estructuras conceptualmente simples basadas en un diseño pragmático que admiten de forma natural algoritmos de decodificación iterativa. En especial, nos concentramos en el impacto de la expansión de la constelación de señal sobre la diversidad. En particular, estudiamos dos métodos diferentes para garantizar la plena diversidad basados en la expansión de la constelación de señal. Consideramos expansión en el plano complejo, estilo Ungerböck, y expansión multidimensional basada en constelaciones multidimensionales de tipo lattice. Mediante varios decodificadores iterativos, comparamos ambos métodos y mostramos que, en general, la expansión multidimensional ofrece mejores prestaciones debido a la mejor flexibilidad de diseño. Además, comparamos exhaustivamente dichos métodos con métodos clásicos, como Alamouti y V-BLAST, en el relevante caso de canales OFDM con antenas múltiples, como los que encontramos en los estándares de próxima generación de redes de área local. Parte de los resultados se han desarrollado en el marco de un proyecto conjunto con Motorola, Paris, en el que se ha construido una plataforma software-radio con antenas múltiples para redes móviles de área local basadas en OFDM.

# I Introducción y Modelo

Los canales de comunicaciones móviles se caracterizan por la variación temporal de sus características. Las variaciones temporales de la señal, comunmente denominadas *fading*, son debidas a la propagación multicamino, al movimiento del usuario y a los cambios del medio de propagación. Cuando la la señal transmitida es de banda ancha, sus diferentes componentes frecuenciales sufren distintas atenuaciones de fading. Equivalentemente, la señal se dispersa en el dominio temporal, e.g., el canal introduce interferencia intersimbólica (ISI). Dichos efectos son habitualmente llamados selectividad frecuencial y dispersión temporal. Además, el movimiento relativo entre transmisor y receptor determinan la variación temporal del canal de comunicación.

En esta tesis estudiamos la transmisión de datos en canales móviles para redes móviles de área local, para los que se requieren elevadas eficiencias espectrales en diferentes modos de transmisión. En un tal entorno, el movimiento del usuario es limitado, ya que podemos imaginar al usuario comunicando con su portátil desde su despacho con la estación base. Por lo tanto, dichos canales tendran poca diversidad temporal y un cierto grado de selectividad frecuencial. En particular, consideramos el caso de redes indoor clásicas en las que se usa OFDM. La modulación OFDM reduce el canal selectivo en frecuencia a canales paralelos en frecuencia, con un solo coeficiente de atenuación fading por sub-canal. En tales ambientes indoor, se asume que el canal no cambia durante la transmisión de un paquete de información.

Tales sistemas de comunicación motivaron la introducción del canal con fading a bloques, presentado primero en [1] y elaborado ulteriormente en [2], para modelar canales fading con poca diversidad temporal. En particular, en este modelo, los paquetes transmitidos sufren un numero finito y normalmente pequeño de realizaciones de canal. El canal con fading a bloques es un modelo simplificado de sistemas con saltos en frecuencia como GSM y EDGE o con modulación OFDM.

## I.A El canal con fading a bloques SISO

Más en detalle, en un canal con fading a bloques a entrada simple y salida simple (SISO), con  $N_B$  bloques de fading por palabra de código (paquete) y longitud del bloque (en dimensiones complejas)  $L$ , la señal recibida se puede expresar como,

$$\mathbf{y}_b = \sqrt{\rho} h_b \mathbf{x}_b + \mathbf{z}_b, \quad b = 1, \dots, N_B \quad (1)$$

donde  $\mathbf{y}_b \in \mathbb{C}^L$  es la señal recibida en el bloque  $b$ ,  $\mathbf{x}_b \in \mathbb{C}^L$  es la porción de palabra de código asignada al bloque  $b$ ,  $h_b \in \mathbb{C}$  representa el coeficiente de fading (escalar) del bloque  $b$  y  $\mathbf{z}_b \in \mathbb{C}^L$  corresponde al vector de ruido, con componentes i.i.d.  $\sim \mathcal{N}_{\mathbb{C}}(0, 1)$ . En este modelo, la longitud (en dimensiones complejas) de una palabra de código es  $N_B L$ . Consideramos que las palabras de código estan construidas sobre un alfabeto complejo  $\mathcal{X} \subseteq \mathbb{C}$  y que dicha constelación de señal está normalizada en energia, o sea,  $\mathbb{E}[|X|^2] = 1$ . Así mismo, consideramos que el fading está normalizado, por lo cual  $\mathbb{E}[|h_b|^2] = 1$ . Por simplicidad, consideramos fading de Rayleigh, por lo cual,  $h_b \sim \mathcal{N}_{\mathbb{C}}(0, 1)$ . Por consiguiente, la relación señal a ruido (SNR) media es  $\rho$  y la SNR instantánea en el bloque  $b$  es  $\rho \gamma_b$ , donde  $\gamma_b \triangleq |h_b|^2$ . En toda la tesis, consideramos que la información del estado del canal (CSI) es conocida solamente en el receptor, e.g., los coeficientes de fading han sido perfectamente estimados. La ecuación (1) se puede reescribir de forma más compacta como

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\rho} \mathbf{H} \mathbf{X} + \mathbf{Z} \quad (2)$$

donde  $\mathbf{Y} = [\mathbf{y}_1, \dots, \mathbf{y}_{N_B}]^T \in \mathbb{C}^{N_B \times L}$ ,  $\mathbf{X} = [\mathbf{x}_1, \dots, \mathbf{x}_{N_B}]^T \in \mathbb{C}^{N_B \times L}$ ,  $\mathbf{Z} = [\mathbf{z}_1, \dots, \mathbf{z}_{N_B}]^T \in \mathbb{C}^{N_B \times L}$  y  $\mathbf{H} = \text{diag}(\mathbf{h}) \in \mathbb{C}^{N_B \times N_B}$ , donde  $\mathbf{h} = (h_1, \dots, h_{N_B})$ .

Todas las posibles palabras de código  $\mathbf{X}$  forman una modulación codificada  $\mathcal{M}$  sobre  $\mathcal{X}$ , con una tasa de transmisión  $R$  (en bits por dimensión compleja) dada por

$$R = \frac{1}{N_B L} \log_2 |\mathcal{M}| = \frac{K}{N_B L} \quad (3)$$

donde  $K = \log_2 |\mathcal{M}|$  es el número de bits de información por palabra de código asumiendo que todas las palabras de código son equiprobables.

En este canal, la capacidad en el sentido estricto de Shannon es cero, ya que existe una probabilidad no nula, llamada probabilidad de corte, de que el mensaje transmitido sea recibido en error. Formalmente definimos la probabilidad de corte para una tasa de transmisión  $R$  y SNR  $\rho$  como,

$$P_{\text{out}}(\rho, R) \triangleq \Pr(I(P_{\mathcal{X}}, \mathbf{H}) \leq R) \quad (4)$$

donde  $I(P_{\mathcal{X}}, \mathbf{H})$  es la información mutua (por dimensión compleja) entre la entrada y la salida del canal, para la realización de los coeficientes de fading  $\mathbf{H}$  y una asignación de probabilidad de entrada  $N_B L$ -dimensional  $P_{\mathcal{X}}$ , que satisface la condición de potencia media a la entrada unitaria. Como el canal  $\mathbf{H}$  es aleatorio,  $I(P_{\mathcal{X}}, \mathbf{H})$  representa la información mutua instantánea del canal. Por lo tanto, para longitud de palabra de código  $L$  grande, la probabilidad de error  $P_e(\rho)$  será siempre mayor o igual a  $P_{\text{out}}(\rho, R)$ . Dado que el modelo (1) corresponde con canales paralelos, cada uno usado una fracción  $\frac{1}{N_B}$  del tiempo, podemos escribir la información mutua como

$$I(\rho, \mathbf{H}) = \frac{1}{N_B} \sum_{b=1}^{N_B} J_{\mathcal{X}}(\rho\gamma_b) \quad (5)$$

donde  $J_{\mathcal{X}}(s)$  representa la información mutua de un canal con ruido Gaussiano con SNR  $s$ . Por ejemplo, si las palabras de código se generan con una distribución Gaussiana  $\mathcal{N}_{\mathbb{C}}(0, 1)$ , obtenemos que

$$I(\rho, \mathbf{H}) = \frac{1}{N_B} \sum_{b=1}^{N_B} \log_2(1 + \rho\gamma_b). \quad (6)$$

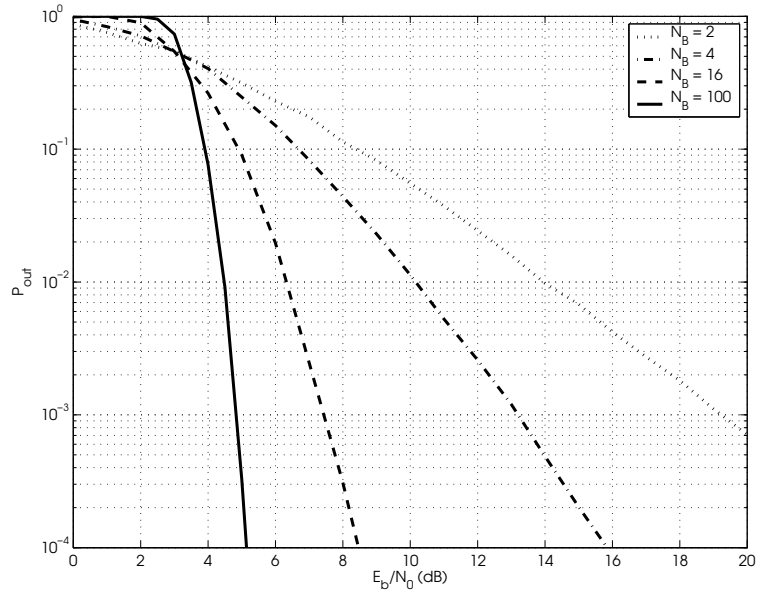
Definimos la función de fiabilidad del SNR  $d_B^*$  como el máximo exponente posible del SNR de la probabilidad de error en una dada familia de códigos  $\mathcal{F}$ ,

$$d_B^* \triangleq \sup_{\mathcal{M} \in \mathcal{F}} \lim_{\rho \rightarrow \infty} -\frac{\log P_e(\rho, \mathcal{M})}{\log \rho} \quad (7)$$

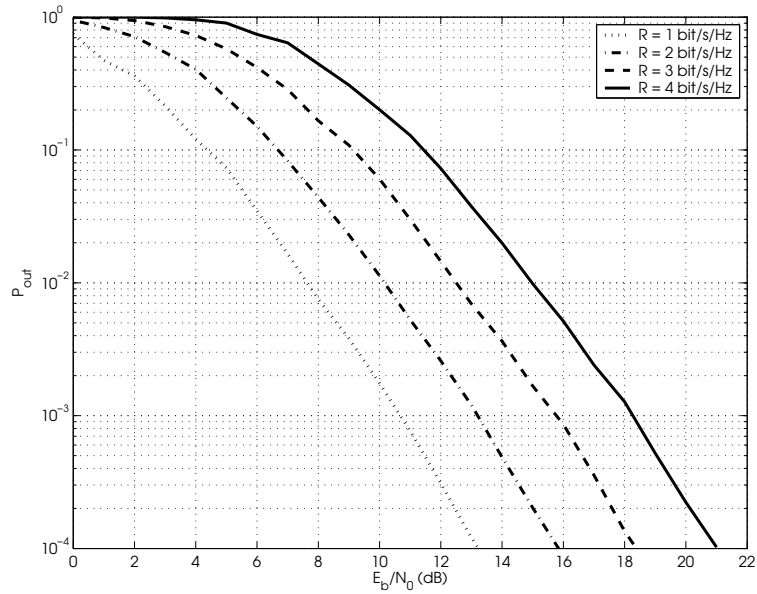
donde  $\rho$  es el SNR,  $P_e(\rho, \mathcal{M})$  es la probabilidad de error de la modulación codificada  $\mathcal{M}$  y el supremo es con respecto a todas las modulaciones codificadas en la familia  $\mathcal{F}$ . En otras palabras,  $d_B^* \in \{1, 2, \dots, N_B\}$  es la pendiente óptima de la probabilidad de error con el SNR, habitualmente llamada diversidad óptima. Definimos también  $d_B^{(r)}(R)$  como el exponente del SNR de la probabilidad de error usando códigos aleatorios, e.g., la diversidad óptima posible con códigos aleatorios. Si denotamos  $d_B^*(R)$  como la diversidad óptima en función de la tasa de transmisión, tenemos el resultado siguiente,

**Lema 1** *Sea el canal con fading a bloques dado por (1) con fading de Rayleigh i.i.d. con la condición de potencia media de entrada unitaria  $\frac{1}{N_B L} \sum_{b=1}^{N_B} \mathbb{E}[|\mathbf{x}_b|^2] \leq 1$ . La función de fiabilidad del SNR para cualquier  $L > 1$  y tasa de transmisión  $R$  es,  $d_B^*(R) = N_B$ , y se puede obtener con códigos aleatorios Gaussianos, e.g.,  $d_B^{(r)}(R) = N_B$  para todo  $L > 1$ .*

Este resultado se puede obtener como corolario del Teorema 2 de [3]. Los detalles de la demostración están en el apéndice C.1 de la tesis. Las Figuras 1 y 2 ilustran el significado del Lema 1. De la figura 1 se desprende que a mayor  $N_B$  mayor es la diversidad ya que la curva de probabilidad de error presenta una mayor pendiente. Si  $N_B \rightarrow \infty$  la curva de probabilidad de error convergerá a un escalón indicando el límite de la capacidad, e.g., el parámetro de canal a partir del cual se transmitirá tan fiablemente como sea necesario. La Figura 2 ilustra la independencia de  $R$  de la diversidad óptima con constelaciones Gaussianas. Como se detalla en la sección siguiente y en más detalle en el capítulo 3 de la tesis, en el caso de constelaciones discretas, e.g., modulaciones PSK, APSK, QAM,  $d_B^*(R)$  depende de  $R$ , y, específicamente, para una constelación de señal fija, si a mayor  $R$ , menor será  $d_B^*(R)$ .



**Figura 1:** Probabilidad de corte con constelaciones Gaussianas para un canal con fading a bloques SISO con  $N_B = 2, 4, 16$  y  $100$  bloques de fading por palabra de código como función del SNR para  $R = 2$  bit/s/Hz.



**Figura 2:** Probabilidad de corte con constelaciones Gaussianas para un canal con fading a bloques SISO con  $N_B = 4$  bloques de fading por palabra de código como función del SNR para  $R = 1, 2, 3$  and  $4$  bit/s/Hz.

## I.B El canal con fading a bloques MIMO

En esta tesis, consideramos también el caso de transmisión y recepción con antenas múltiples (canal MIMO). En este caso, la señal recibida en el bloque  $b$  en un canal con  $N_T$  antenas en el transmisor y  $N_R$  antenas en el receptor, se puede expresar como,

$$\mathbf{Y}_b = \sqrt{\rho} \mathbf{H}_b \mathbf{X}_b + \mathbf{Z}_b \quad b = 1, \dots, N_B \quad (8)$$

donde  $\mathbf{Y}_b \in \mathbb{C}^{N_R \times L}$  es la matriz de señal recibida en el bloque  $b$ ,  $\mathbf{H}_b \in \mathbb{C}^{N_R \times N_T}$  es la matriz de canal del bloque  $b$  con entradas i.i.d.  $\sim \mathcal{N}_{\mathbb{C}}(0, 1)$ , e.g. fading de Rayleigh,  $\mathbf{X}_b \in \mathbb{C}^{N_T \times L}$  es la porción de palabra de código asignada al bloque  $b$  y  $\mathbf{Z}_b$  es la matriz de ruido con entradas i.i.d.  $\sim \mathcal{N}_{\mathbb{C}}(0, 1)$ . Asumimos que los símbolos transmitidos desde una antena tienen energía unitaria y que el canal está normalizado en modo tal que  $\frac{1}{N_T N_R} \text{trace}(\mathbb{E}[\mathbf{H}_b \mathbf{H}_b^H]) = 1$ , para  $1 \leq b \leq N_B$ . Así, el SNR medio por antena en el receptor es  $\rho N_T$  y el SNR medio por antena en el transmisor es  $\rho$ .

En este caso, la capacidad del canal en sentido estricto es también nula, ya que la probabilidad de error para  $L$  grande es al menos la probabilidad de corte. En el caso del canal con fading a bloques MIMO,

$$I(P_{\mathcal{X}}, \rho) = \frac{1}{N_B} \sum_{b=1}^{N_B} \log_2 \det(\mathbf{I}_{N_R} + \mathbf{H}_b \mathbf{Q} \mathbf{H}_b^H) \quad (9)$$

donde  $\mathbf{Q} = \text{diag}(\mathbf{q})$  es la covarianza de entrada. Para SNR grande,  $\mathbf{Q} = \rho \mathbf{I}_{N_T}$  es óptima, aunque para un SNR fijo, la matriz de covarianza óptima no se conoce y es todavía un problema abierto [4]. Por lo tanto, consideraremos  $\mathbf{Q} = \rho \mathbf{I}_{N_T}$  para todo SNR. Para SNR suficientemente grande, (9) se comporta como  $\min\{N_T, N_R\} \log_2(\rho)$ . Por lo tanto, podemos comunicar tasas de transmisión  $\min\{N_T, N_R\}$  veces mayores que en el caso SISO.

## II Modulaciones Codificadas en Canales con Fading a Bloques SISO

En esta sección se presentan las contribuciones más relevantes correspondientes al capítulo 3 de la tesis. En particular, se demuestra que las modulaciones codificadas con tasa de transmisión  $R$  bits por dimensión compleja construidas sobre una costelación  $\mathcal{X} \subset \mathbb{C}$  de talla  $|\mathcal{X}| = 2^M$  símbolos, llegan al compromiso óptimo entre diversidad y tasa de transmisión dado por la cota de Singleton para  $R \in (0, M]$ . Además, demostramos que las bit-interleaved coded modulation (BICM) [5] obtienen el mismo compromiso óptimo entre diversidad y tasa de transmisión. En particular, para modulaciones codificadas  $\mathcal{M}(\mathcal{C}, \mu, \mathcal{X})$  obtenidas a partir de la concatenación de un código binario  $\mathcal{C}$  con una modulación  $\mathcal{X}$  con un mapping  $\mu$ , obtenemos los resultados siguientes,

**Teorema 1** *Sea el canal con fading a bloques (1) con fading de Rayleigh i.i.d. y constelación de entrada  $\mathcal{X}$  con cardinalidad  $2^M$ . La función de fiabilidad del SNR está acotada superiormente por la cota de Singleton*

$$d_B^*(R) \leq d_{SB}(R) \triangleq 1 + \left\lfloor N_B \left(1 - \frac{R}{M}\right) \right\rfloor \quad (10)$$

*El exponente del SNR usando códigos aleatorios de la modulación codificada  $\mathcal{M}(\mathcal{C}, \mu, \mathcal{X})$  con tasa transmisión  $R$  y longitud de bloque  $L(\rho)$  tal que  $\lim_{\rho \rightarrow \infty} \frac{L(\rho)}{\log \rho} = \beta$ , está acotada inferiormente por*

$$d_B^{(r)}(R) \geq \beta N_B M \log(2) \left(1 - \frac{R}{M}\right), \quad (11)$$

*para  $0 \leq \beta < \frac{1}{M \log(2)}$  y por*

$$d_B^{(r)}(R) \geq d_{SB}(R) - 1 + \min \left\{ 1, \beta M \log(2) \left[ N_B \left(1 - \frac{R}{M}\right) - d_{SB}(R) + 1 \right] \right\} \quad (12)$$

*para  $\frac{1}{M \log(2)} \leq \beta < \infty$ .*

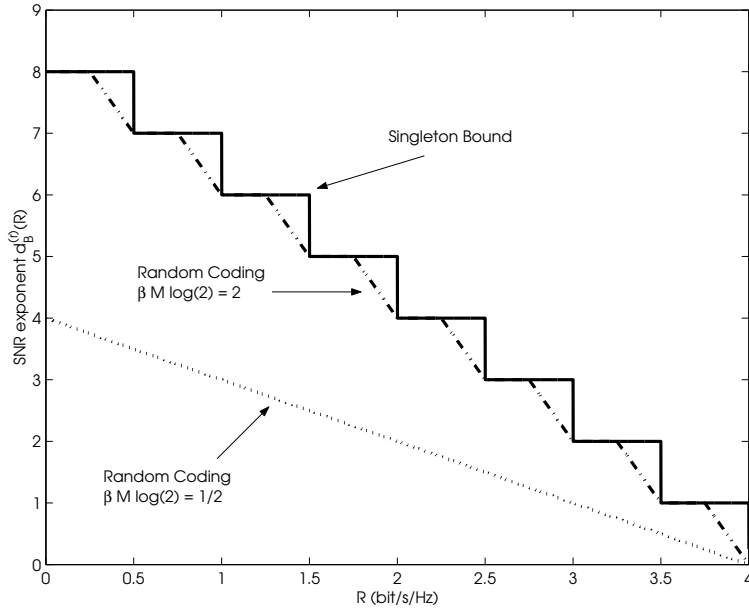
*Además, exponente del SNR usando códigos aleatorios del canal asociado BICM satisface las mismas cotas inferiores (11) y (12).*

**Demostración** Ver apéndice C.2 de la tesis.

El siguiente resultado se obtiene como una consecuencia inmediata del Teorema 1,

**Corolario 1** La función de fiabilidad del SNR del canal con fading a bloques (1) con constelación  $\mathcal{X}$  y la del canal asociado BICM es  $d_B^*(R) = d_{SB}(R)$  para todo  $R \in (0, M]$  excepto para los  $N_B$  puntos de discontinuidad de  $d_{SB}(R)$ , e.g., para los valores de  $R$  tales que  $N_B(1 - R/M)$  es un entero.

Los códigos que obtienen la diversidad óptima  $d_B^*(R)$  en el Teorema 1 tienen una longitud de bloque que crece con SNR como  $\beta \log \rho$  para valores de  $\beta$  suficientemente grandes. Esto es debido a que, opuestamente al caso Gaussiano, existe una probabilidad no nula de que dos palabras de código generadas aleatoriamente sean iguales para  $L$  finito. Por lo tanto,  $L$  tiene que crecer suficientemente para no dominar la probabilidad de error total. La Figura 3 ilustra el significado operacional del Teorema 1, ya que para valores de  $\beta$  grandes, el exponente del SNR con códigos aleatorios coincide en un mayor soporte con la cota de Singleton. En el límite, estas dos curvas coincidirán en todo el soporte excepto en los puntos de discontinuidad.

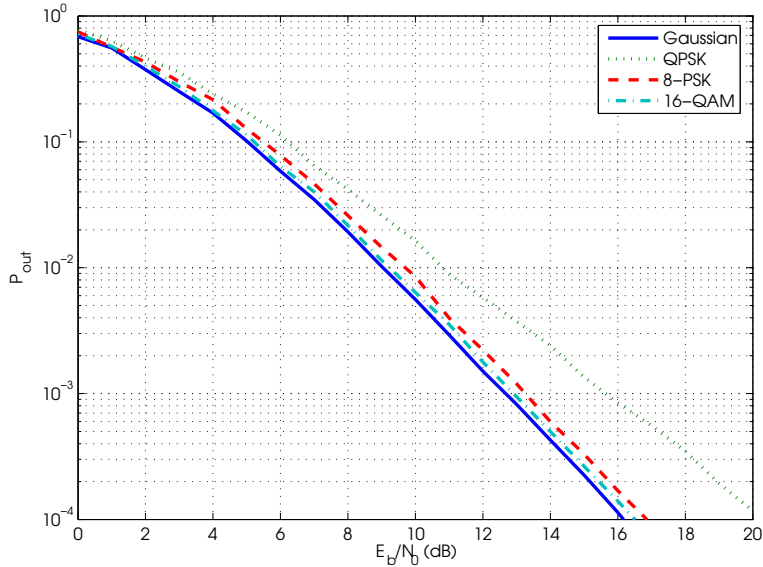


**Figura 3:** Función de fiabilidad del SNR y exponente con códigos aleatorios  $d_B^{(r)}(R)$  en un canal con fading a bloques con  $N_B = 8$  y una constelación con  $M = 4$  bits por símbolo.

Para cualquier tasa de transmisión  $R$ , podemos obtener diversidad plena, o sea,  $d_{SB} = N_B$  usando una constelación de cardinalidad suficientemente grande. Este fenómeno, habitualmente llamado expansión de la constelación de señal, corresponde con el argumento intuitivo de que constelaciones grandes se parecen a constelaciones Gaussianas óptimas. La Figura 4 ilustra este hecho, mostrando la probabilidad de corte con entradas Gaussianas, QPSK, 8-PSK y 16-QAM en un canal con fading a bloques con  $N_B = 3$  y  $R = 1$  bit/s/Hz. El resultado del Lema 1 establece que en este caso la probabilidad de corte con entradas Gaussianas tendrá diversidad 3. En cambio por el Corolario 1, con constelaciones discretas, la cota de Singleton dicta su optimalidad. En particular, en este caso se ve claramente que QPSK no es suficiente para obtener diversidad plena, mientras que 8-PSK y 16-QAM si. El Corolario 1 demuestra no solamente que la cota de Singleton es la mejor diversidad posible, sino que se puede obtener con códigos aleatorios construidos sobre constelaciones discretas y BICM.

En la práctica, estaremos interesados en diseñar familias de códigos con prestaciones

$$P_e(\rho, L) = \mathcal{K}(\rho, L)P_{\text{out}}(\rho) \quad (13)$$



**Figura 4:** Probabilidad de corte en un canal con fading a bloques con  $N_B = 3$  y  $R = 1$ , con constelaciones Gaussianas, QPSK, 8-PSK y 16-QAM.

proximas a la probabilidad de corte. En especial, estaremos interesados en

$$\lim_{L, \rho \rightarrow \infty} \mathcal{K}(\rho, L) = \tilde{\mathcal{K}} \quad (14)$$

con  $\tilde{\mathcal{K}}$  proximo a 1. Esto implica que la curva de probabilidad de error de los códigos propuestos es paralela a la de la probabilidad de corte, y, que además, la probabilidad de error es independiente de la longitud de bloque. Éste hecho es precisamente el que marca el comportamiento de los códigos que se acercan a la probabilidad de corte en sentido estricto, ya que la cota de Singleton implica longitud de bloque infinita. Dicha independencia de la longitud de bloque tambien tiene múltiples implicaciones prácticas ya que, contrariamente a lo que sucede ahora con códigos convolucionales [6, 7, 8, 9] (su probabilidad de error crece con la longitud de bloque), un mismo código ofrece las mismas prestaciones para múltiples longitudes de bloque, lo que simplifica substancialmente el diseño del nivel físico de sistemas con protocolos de longitud de paquete variable como IP móvil.

Es noto que los códigos concatenados tienen un umbral de decodificación<sup>1</sup> en canales Gaussianos sin fading. Por lo tanto, en el canal con fading a bloques, a cada realización de fading dichos códigos tendrán un umbral de decodificación y su probabilidad de error para bloques grandes vendrá dada por la *distribución* del umbral de decodificación  $\rho_{\text{th}}(\mathbf{H})$  como función del fading,

$$\lim_{L \rightarrow \infty} P_e(\rho, L) = \Pr(\rho_{\text{th}}(\mathbf{H}) \geq \rho) \quad (15)$$

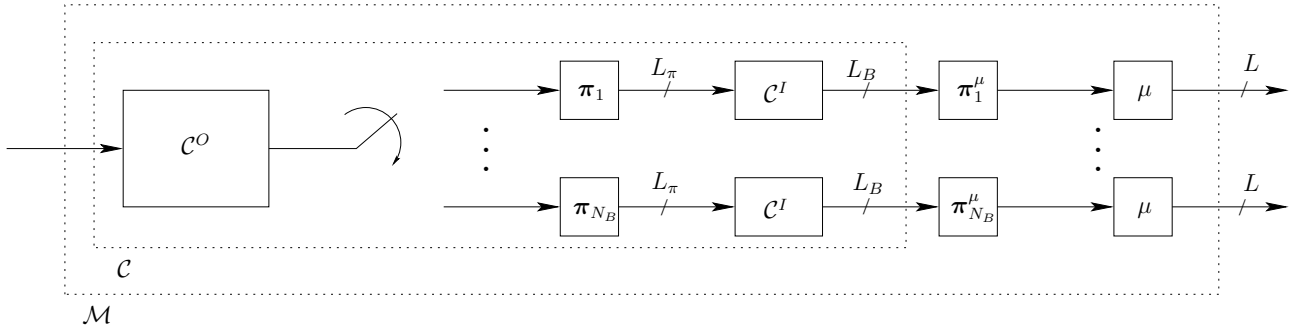
que es independiente de  $L$ . En la próxima sección se presenta una familia de códigos con prestaciones próximas a la probabilidad de corte del canal, basada en la concatenación de códigos por bloques.

## II.A Códigos concatenados por bloques

En esta sección se presenta una nueva familia de códigos basada en la concatenación por bloques que llega a la cota de Singleton y que ofrece prestaciones substancialmente superiores a los codigos presentados en [6, 7, 8, 9]. En particular, para dichos códigos, la probabilidad de error es esencialmente independiente de  $L$ , cuando  $L$  es grande, demostrándose así como una familia de códigos *buena*. La estructura de los códigos concatenados por bloques (BCC) se ilustra en la Figura 5. El código binario

<sup>1</sup>El umbral de decodificación se define como el parámetro de canal (en el caso del canal gaussiano es la relación señal a ruido  $\rho$ ) a partir del cual la probabilidad de error tiende a cero para bloques grandes [10, 11, 12].



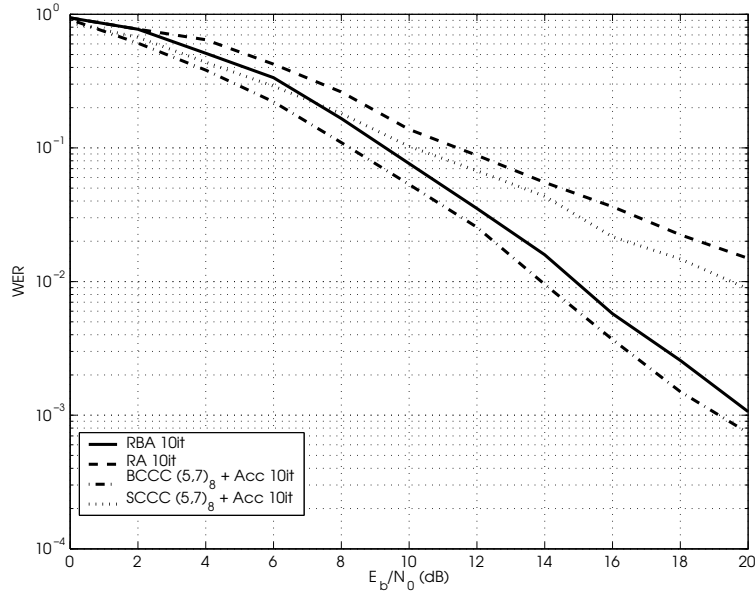


**Figura 5:** Estructura general de los códigos concatenados por bloques.

$\mathcal{C}$  está formado por la concatenación de un código externo  $\mathcal{C}^O$  de tasa de transmisión  $r_O$  y longitud  $N_B L_\pi$ , dividido en  $N_B$  bloques de longitud  $L_\pi$  en un modo similar a [6]. Los bloques se entrelazan independientemente con las permutaciones  $(\pi_1, \dots, \pi_{N_B})$  y el resultado entra en  $N_B$  codificadores del código interno  $\mathcal{C}^I$  de tasa de transmisión  $r_I$  y longitud  $L_B = LM$ . Por lo tanto, la longitud total de  $\mathcal{C}$  es de  $N_B L_B$  símbolos binarios. Finalmente, para obtener una construcción general para cualquier constelación de señal utilizamos BICM [5] y la salida de cada codificador interno se entrelaza con las permutaciones  $(\pi_1^\mu, \dots, \pi_{N_B}^\mu)$  y se modula en una secuencia de señales en  $\mathcal{X}$  mediante el mapeo biyectivo  $\mu$ . La tasa de transmisión del código BCC resultante es  $R = r_O r_I M$ .

Cuando el código externo es un código de repetición de tasa de transmisión  $r_O = 1/N_B$  y los códigos internos son acumuladores [13], el código BCC resultante lo llamaremos código a repetición y acumulación por bloques (RBA). Cuando ambos códigos son códigos convolucionales, nos referiremos al código BCC resultante como códigos convolucionales concatenados por bloques (BCCC). Los códigos BCC se decodifican en modo iterativo con el algoritmo belief propagation (BP) [14].

La Figura 6 ilustra la relevancia de la construcción BCC (RBA y BCCC) comparada a los códigos homónimos para canales ergódicos, o sea, turbo-códigos. Se observa una diferencia substancial en la pendiente de la curva de error, debida básicamente al hecho que los códigos BCC respetan la diversidad por bloques del código externo [6] mientras que los turbo-códigos convencionales [15, 16, 17] no.



**Figura 6:** Probabilidad de error obtenida con 10 iteraciones de decodificación BP de los códigos binarios RBA, RA, BCCC y SCCC de tasa de transmisión  $R = 1/2$  para  $N_B = 2$  y  $K = 1024$  bits de información por palabra de código.

La sección 3.4.2 de la tesis está dedicada al análisis de las prestaciones de los códigos BCC con longitud de bloque finita. En particular, dicho análisis se realiza bajo la suposición de decodificación a máxima verosimilitud (ML), ya que el análisis del decodificador iterativo resulta prohibitivo. Dicha sección presenta en detalle varias cotas y aproximaciones muy próximas a la probabilidad de error con decodificación iterativa para los casos de BCC binarios (con modulaciones BPSK o QPSK con mapping de Gray) o para BCC sobre modulaciones generales usando BICM. En especial se estudian las siguientes técnicas: cota de la union [8], cota de Poltyrev [18], aproximación de Byun Park y Lee (BPL) [19]. Todos estos métodos requieren el conocimiento del espectro de distancias del código [20]. En especial, la cota de la union y la cota de Poltyrev requieren el espectro de distancias multivariado para una longitud de bloque dada  $A_{w_1, \dots, w_{N_B}}^{L_B}$ , o sea, el número de palabras de código con pesos de Hamming por bloque  $w_1, \dots, w_{N_B}$  respectivamente. Ambos métodos ofrecen prestaciones similares, y por lo tanto, usaremos siempre la cota de la unión, ya que la cota de Poltyrev requiere la optimización del ángulo de un cono multidimensional a cada realización del fading. Aún no siendo una cota estrictamente, la aproximación BPL ofrece resultados muy ajustados y es fácil de evaluar numéricamente, ya que solamente requiere el espectro del producto de distancias del código.

La sección 3.4.3 de la tesis presenta un resultado de suma relevancia: la probabilidad de error de los códigos BCC no depende de  $L$  para grande  $L$ . En particular, la probabilidad de error de los códigos BCC (binarios o con BICM) se puede escribir como la distribución de su threshold de decodificación

$$P_e(\rho) \leq \Pr \left( \max_{\boldsymbol{\omega} \in [0,1]^{N_B}} \frac{a(\boldsymbol{\omega})}{\sum_{b=1}^{N_B} \omega_b \gamma_b} \geq \rho \right) \quad (16)$$

donde  $\boldsymbol{\omega} = (\omega_1, \dots, \omega_{N_B})$ ,  $\omega_b = w_b/L_B$  y

$$a(\boldsymbol{\omega}) = \lim_{L_B \rightarrow \infty} F_{\boldsymbol{\omega}}^{L_B} \quad (17)$$

es la función de crecimiento asintótica [21] del espectro de distancias multivariado con

$$F_{\boldsymbol{\omega}}^{L_B} = \frac{1}{L_B} A_{w_1, \dots, w_{N_B}}^{L_B}. \quad (18)$$

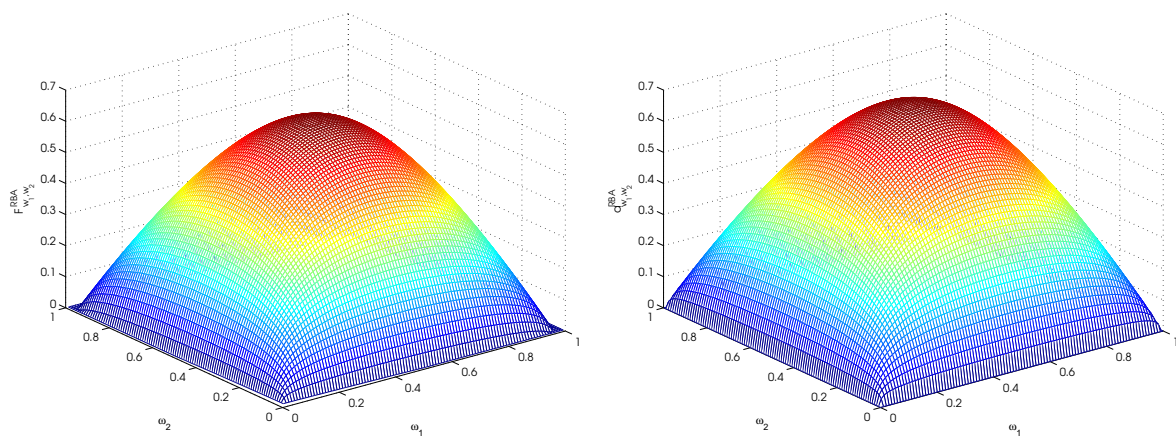
La ecuación (16) se obtiene fácilmente partiendo de la cota de la unión [8]. La Figura 7 muestra la función de crecimiento asintótica y función de crecimiento con 100 bits de información por palabra de código, para un código RBA de tasa  $r = 1/2$  en un canal con  $N_B = 2$  bloques. En la Figura se aprecia poca diferencia entre ambas funciones, lo que indica que el comportamiento del código para varias longitudes de bloque será similar.

Para mostrar todavía más claramente este hecho, la Figura 8 muestra la probabilidad de error asintótica comparada con simulaciones (30 iteraciones de decodificación BP) con  $K = 100, 1000$  y  $10000$  bits de información por palabra de código en el caso de un RBA binario en un canal con fading a bloques con  $N_B = 2$ . Como se observa en la figura, la probabilidad de error se vuelve rápidamente independiente de  $L$ . Este hecho es de relevancia clave para mejorar las prestaciones de sistemas móviles basados en protocolos de longitud de paquete variable como IP móvil. Por lo tanto, los resultados que se presentan en esta tesis, mejorarán considerablemente las prestaciones de futuros sistemas de Internet móvil.

### III Modulaciones Codificadas en Canales con Fading a Bloques MIMO

En esta sección estudiamos el diseño de códigos espaciotemporales en canales con antenas múltiples y que se corresponde con el material presentado en el capítulo 4 de la tesis. En particular, consideramos el canal casiestático, e.g.,  $N_B = 1$ . Este es probablemente el modelo más sencillo que captura las propiedades esenciales de los canales MIMO no ergódicos. Por lo tanto, podemos expresar el modelo de señal como

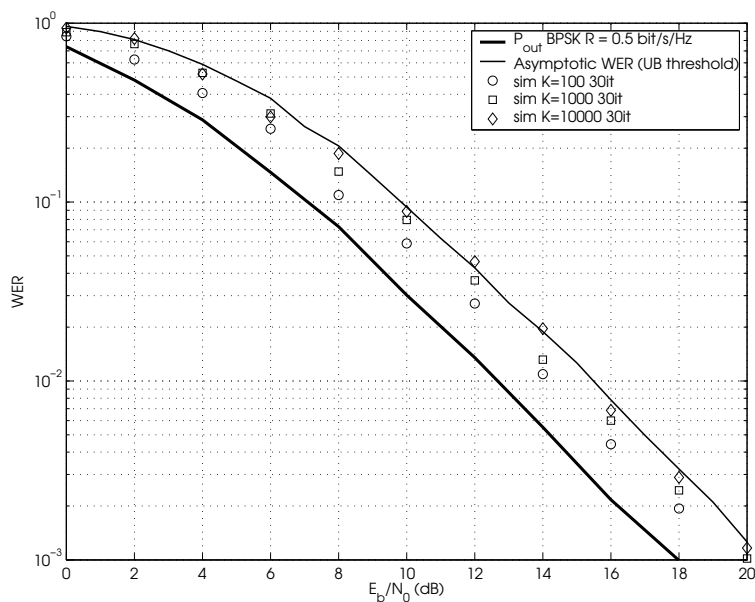
$$\mathbf{Y} = \sqrt{\rho} \mathbf{H} \mathbf{X} + \mathbf{Z} \quad (19)$$



(a) Función de crecimiento  $F_{\omega_1, \omega_2}$  para 100 bits.

(b) Función de crecimiento asintótica  $a(\omega)$ .

**Figura 7:** Función de crecimiento asintótica y función de crecimiento con 100 bits de información por palabra de código, para un código RBA de tasa  $r = 1/2$  en un canal con  $N_B = 2$  bloques.



**Figura 8:** Probabilidad de error asintótica para un RBA binario de transmisión  $r = 1/2$  en un canal con fading a bloques con  $N_B = 2$  y simulaciones con 30 iteraciones con decodificación BP y  $K = 100, 1000$  y 10000 bits de información por palabra de código.

donde  $\mathbf{Y} \in \mathbb{C}^{N_R \times L}$  es la señal recibida,  $\mathbf{X} = (\mathbf{x}_1, \dots, \mathbf{x}_{N_T})^T \in \mathbb{C}^{N_T \times L}$  es la señal transmitida, extraída de un código espaciotemporal  $\mathcal{S} \subseteq \mathbb{C}^{N_T \times L}$ ,  $\mathbf{H} = (\mathbf{h}_1, \dots, \mathbf{h}_{N_T}) \in \mathbb{C}^{N_R \times N_T}$  es la matriz de coeficientes de fading Rayleigh con entradas i.i.d.  $\sim \mathcal{N}_{\mathbb{C}}(0, 1)$ , y  $\mathbf{Z} \in \mathbb{C}^{N_R \times L}$  es la matriz de ruido con entradas i.i.d.  $\sim \mathcal{N}_{\mathbb{C}}(0, 1)$ . La probabilidad de error a pares puede escribirse como [22],

$$P(\mathbf{X} \rightarrow \mathbf{X}') \leq G_c \rho^{-d_r N_R} \quad (20)$$

donde  $G_c$  es la ganancia de codificación y

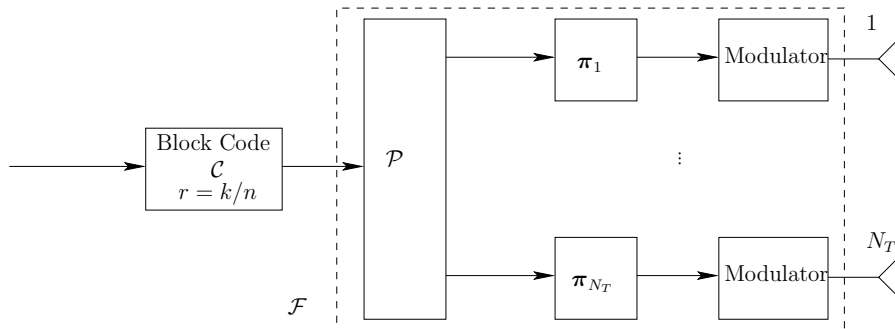
$$d_R = \min_{\mathbf{X}, \mathbf{X}' \in \mathcal{S}} \text{rank}(\mathbf{X} - \mathbf{X}') \quad (21)$$

es la diversidad de rango de  $\mathcal{S}$ . El diseño de códigos espaciotemporales convencional busca la plena diversidad de rango, e.g.,  $d_R = N_T$ . Desafortunadamente, tal diseño conlleva construcciones muy complicadas y sobretodo restringidas al caso binario, ya que la evaluación del rango en un caso general puede ser complicado [22]. Una cota superior simple a la diversidad de rango viene dada por la diversidad de bloque (estudiada en el capítulo 3 y mencionada en la sección precedente), o sea, el número mínimo de filas no nulas de la matriz  $\mathbf{X} - \mathbf{X}'$  para todos los pares posibles en  $\mathcal{S}$ . Esta diversidad puede obtenerse con un decodificador capaz de substraer perfectamente la interferencia entre los símbolos transmitidos por las diferentes antenas en un mismo instante de tiempo. Esto reduce el problema al estudio de canales paralelos sin interferencias mútuas, o sea, un canal con fading a bloques SISO.

El objetivo principal de este estudio es la evaluación del impacto de la expansión de la constelación en la diversidad. La expansión de la constelación de señal se puede obtener haciendo la constelación en el plano compleja más grande o usando mappings lineares multidimensionales de tipo lattice. Consideramos dos tipos de códigos pragmáticos espaciotemporales con diversidad plena. En particular, revisamos primero una construcción pragmática basada en BICM, por la cual, obtener la diversidad se basa solo en las propiedades algebraicas del código. Acto seguido, estudiamos otra construcción pragmática con un código interno lineal en los complejos (código de dispersión lineal (LD) [23]). Dichas estructuras se comparan mediante receptores iterativos.

### III.A Códigos pragmáticos espaciotemporales

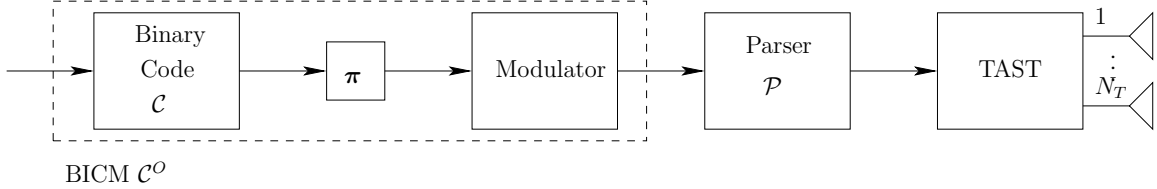
El esquema de transmisión de los códigos espaciotemporales naturales con BICM (BICM NSTC) se ilustra en la Figura 9. Mediante una función  $\mathcal{P}$  se reparten los símbolos binarios de las palabras de código de un código binario  $\mathcal{C}$  entre las distintas antenas. Los símbolos binarios de las distintas antenas se entrelazan y modulan independientemente haciendo una modulación BICM por antena. Asumiendo un decodificador perfecto, dichos códigos BICM NSTC obtienen la diversidad por bloques, acotada por la cota de Singleton. Ésta construcción es idéntica a la construcción descrita en la sección precedente.



**Figura 9:** Esquema de transmisión de los códigos BICM NSTC.

### III.B Códigos pragmáticos espaciotemporales concatenados

El diagrama de bloques de los códigos espaciotemporales BICM TAST se ilustra en la Figura 10. Dichos códigos se componen de un BICM clásico seguido de una modulación TAST, basada en rotaciones lineales multidimensionales (vease [24] para más detalles). Las modulaciones TAST están explícitamente concebidas para obtener la máxima diversidad con decodificación ML. Con esta estructura, la diversidad estará siempre asegurada por la modulación TAST mientras que la ganancia de codificación vendrá dada por la modulación BICM.



**Figura 10:** Esquema de transmisión de los códigos BICM TAST.

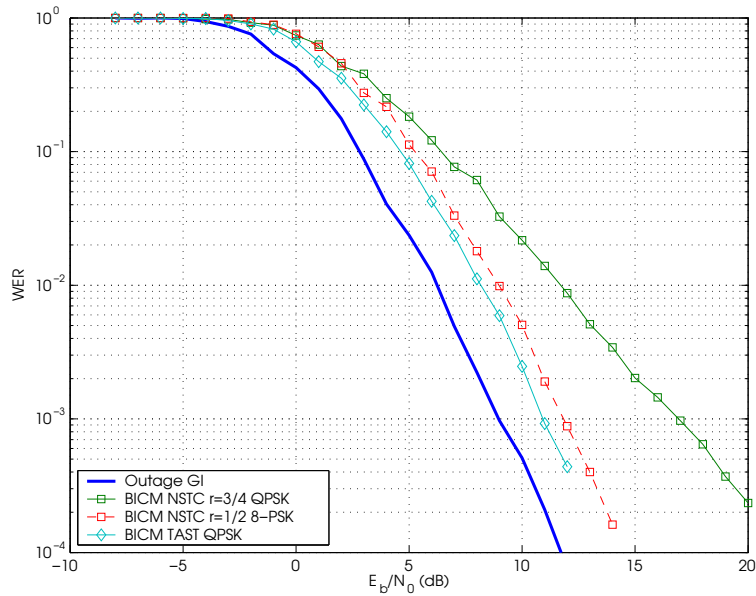
### III.C Decodificación

Debido a la presencia de los entrelazadores en ambos esquemas, la decodificación ML es de enorme complejidad debido a que se puede efectuar solamente por búsqueda exhaustiva. Si aplicamos el algoritmo BP [14] al grafo inducido por dichos códigos, obtenemos distintos algoritmos iterativos que aproximan la solución MAP. El algoritmo BP exacto, induce una complejidad exponencial en el cálculo de las métricas que alimentan el decodificador de  $\mathcal{C}$ , ya que tiene en cuenta todos los símbolos multidimensionales transmitidos posibles. En la sección 4.3 de la tesis se detalla la derivación de dicho algoritmo. Para reducir la complejidad de dicho algoritmo se pueden usar técnicas de decodificación de tipo esfera [25] o técnicas de cancelación de interferencia combinadas con filtraje lineal. Dichos decodificadores resultan en una complejidad mucho menor aunque, como se ilustra en la sección 4.4 de la tesis, pueden incurrir en deficiencias en las prestaciones.

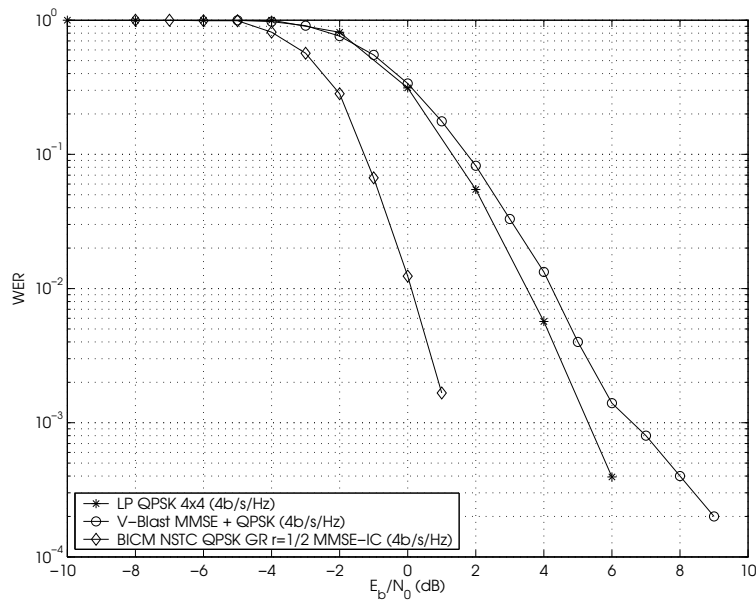
### III.D Resultados

Para remarcar los efectos de la expansión de la constelación, la Figura 11 muestra la probabilidad de error de los códigos BICM NSTC y BICM TAST con decodificación BP exacta para transmitir 3 bits por dimensión compleja. Para simplificar la decodificación, se usan códigos convolucionales estándar. Con BICM NSTC podemos transmitir 3 bits por dimensión compleja usando un código convolucional de tasa  $r = 3/4$  y modulación QPSK. Como se observa, con tal configuración, BICM TAST muestra plena diversidad (paralela a la probabilidad de corte), mientras que BICM NSTC, muestra diversidad deficiente, ya que su diversidad viene dada por la cota de Singleton. Si empleamos un código de tasa  $r = 1/2$  con modulación 8-PSK con la estructura BICM NSTC, obtenemos también 3 bits por dimensión compleja y diversidad plena, ya que en este caso la cota de Singleton obtiene diversidad plena. Como se observa, es mejor usar la estructura BICM TAST, ya que ofrece una ganancia de 1dB. En el caso que la aplicación en cuestión requiera el uso de amplificadores de potencia saturados, preferiremos la opción de BICM NSTC, ya que los códigos BICM TAST inducen una relación potencia de pico potencia media muy elevada.

El capítulo 5 de la tesis resume una serie de resultados en canales MIMO OFDM, y compara la estructura BICM NSTC con otras estructuras más clásicas como Alamouti, V-BLAST y otra estructura concatenada con rotaciones multidimensionales. Como anticipa la Figura 12 para un canal real OFDM con  $N_T = N_R = 4$  antenas, se muestra que BICM NSTC es la estructura que mejor funciona con receptores iterativos de complejidad muy reducida.



**Figura 11:** Probabilidad de error en un sistema MIMO con  $N_T = 2$ ,  $N_R = 2$  y  $R = 3\text{bit/s/Hz}$ , con códigos convolucionales de 4 estados, QPSK y 8-PSK con mapping de Gray.



**Figura 12:** Probabilidad de error en un sistema MIMO con  $N_T = 4$ ,  $N_R = 4$  y  $R = 4\text{bit/s/Hz}$ , en un canal real OFDM generado por un simulador de France Telecom.

## Referencias

- [1] L. H. Ozarow, S. Shamai and A. D. Wyner, "Information theoretic considerations for cellular mobile radio," *IEEE Trans. on Vehicular Tech.*, vol. 43, no. 2, pp. 359–378, May 1994.
- [2] E. Biglieri, J. Proakis and S. Shamai, "Fading channels: information-theoretic and communications aspects," *IEEE Trans. on Inform. Theory*, vol. 44, no. 6, pp. 2619–2692, Oct. 1998.
- [3] L. Zheng and D. Tse, "Diversity and multiplexing: A fundamental tradeoff in multiple antenna channels," *to appear IEEE Trans. on Inform. Theory*, 2002.
- [4] I. E. Telatar, "Capacity of multi-antenna gaussian channels," *European Trans. on Telecomm.*, vol. 10, no. 6, pp. 585–596, November 1999.
- [5] G. Caire, G. Taricco, and E. Biglieri, "Bit-interleaved coded modulation," *IEEE Trans. on Inform. Theory*, vol. 44, no. 3, pp. 927–946, May 1998.
- [6] R. Knopp and P. Humblet, "On coding for block fading channels," *IEEE Trans. on Inform. Theory*, vol. 46, no. 1, pp. 1643–1646, July 1999.
- [7] R. Knopp, *Coding and Multiple-Access over Fading Channels*, Ph.D. thesis, Ecole Polytechnique Federale de Lausanne (EPFL) and Institut Eurecom, 1997.
- [8] E. Malkamaki and H. Leib, "Evaluating the performance of convolutional codes over block fading channels," *IEEE Trans. on Inform. Theory*, vol. 45, no. 5, pp. 1643–1646, Jul. 1999.
- [9] M. Chiani, A. Conti and V. Tralli, "Further results on convolutional code search for block fading channels," *to appear IEEE Trans. on Inform. Theory*, 2004.
- [10] T. J. Richardson and R. L. Urbanke, "The capacity of low-density parity-check codes under message-passing decoding," *IEEE Trans. on Inform. Theory*, vol. 47, no. 2, pp. 599–618, Feb. 2001.
- [11] H. Jin, *Analysis and Design of Turbo-like Codes*, Ph.D. thesis, California Institute of Technology, 2001.
- [12] S. ten Brink, "Designing iterative decoding schemes with the extrinsic information transfer chart," *AEU Int. J. Electron. Commun.*, vol. 54, no. 6, pp. 389–398, Dec. 2000.
- [13] D. Divsalar, H. Jin and R. J. McEliece, "Coding theorems for turbo-like codes," in *Proc. 1998 Allerton Conference*, October 1998.
- [14] F. R. Kschischang, B. J. Frey, and H-A. Loeliger, "Factor graphs and the sum-product algorithm," *IEEE Trans. on Inform. Theory*, vol. 47, no. 2, pp. 498–519, Feb. 2001.
- [15] C. Berrou, A. Glavieux and P. Thitimajshima, "Near shannon limit error correcting coding and decoding: Turbo codes," in *Proc. IEEE Int. Conference on Communications, Geneva, Switzerland*, 1993.
- [16] S. Benedetto and G. Montorsi, "Unveiling turbo codes: Some results on parallel concatenated coding schemes," *IEEE Trans. on Inform. Theory*, vol. 42, no. 2, pp. 409–428, Mar. 1996.
- [17] S. Benedetto, D. Divsalar, G. Montorsi and F. Pollara, "Serial concatenated of interleaved codes: Performance analysis, design and iterative decoding," *IEEE Trans. on Inform. Theory*, vol. 44, no. 3, pp. 909–926, May 1998.
- [18] G. Poltyrev, "Bounds on decoding error probability of binary linear codes via their spectra," *IEEE Trans. on Inform. Theory*, vol. 40, pp. 1284–1292, July 1994.
- [19] M-K. Byun, D. Park and B.G Lee, "Performance analysis of space-time codes in quasistatic fading channels," *to appear IEEE Trans. on Inform. Theory*.
- [20] A. J. Viterbi and Jim K. Omura, *Principles of Digital Communication and Coding*, McGraw-Hill, 1979.
- [21] I. Sason, E. Telatar and R. Urbanke, "On the asymptotic input-output weight distributions and thresholds of convolutional and turbo-like encoders," *IEEE Trans. on Inform. Theory*, vol. 48, no. 12, pp. 3052–3061, December 2002.
- [22] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction," *IEEE Trans. on Inform. Theory*, pp. 774–765, March 1998.
- [23] B. Hassibi and B. Hochwald, "High-rate codes that are linear in space and time," *IEEE Transactions on Information Theory*, July 2002.
- [24] M. O. Damen and H. El Gamal, "Universal space-time codes," *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 2003.
- [25] J. Boutros, N. Gresset, L. Brunel and M. Fossorier, "Soft-input soft-output lattice sphere decoder for linear channels," *submitted to IEEE Global Communications Conference, March 2003*.

## Publicaciones

El trabajo realizado durante esta tesis ha generado las publicaciones siguientes:

- Capítulo 3

- A. Guillén i Fàbregas and G. Caire, “Coded Modulation in the Block-Fading Channel: Coding Theorems and Blockwise Concatenated Codes,” *mandado a IEEE Trans. on Information Theory*, Mayo 2004
- A. Guillén i Fàbregas and G. Caire, “Turbo-like Codes are Good in the Block-Fading Channel,” *Proc. 2004 International Symposium on Information Theory and Applications (ISITA), Parma, Italy*, Octubre 2004
- A. Guillén i Fàbregas and G. Caire, “Turbo-like Codes in the Block-Fading Channel,” *Proc. 2004 International Symposium on Information Theory (ISIT), Chicago, IL*, Junio-Julio 2004
- A. Guillén i Fàbregas and G. Caire, “Turbo-like Codes over the Block-Fading Channel: Code Design and Construction,” *Proc. 2003 International Symposium on Turbo Codes and Related Topics, Brest, France*, Septiembre 2003

- Capítulo 4

- A. Guillén i Fàbregas and G. Caire, “Impact of Signal Constellation Expansion on the Achievable Diversity in Quasistatic Multiple-Antenna Channels” *aceptado para publicación en los IEEE Trans. on Wireless Communications*, Febrero 2005
- A. Guillén i Fàbregas and G. Caire, “Impact of Signal Constellation Expansion on the Achievable Diversity in Quasistatic Multiple-Antenna Channels,” (artículo invitado) *Proc. 2004 European signal Processing Conference (EUSIPCO), Vienna, Austria*, Septiembre 2004
- A. Guillén i Fàbregas and G. Caire, “Design of Space-Time Bit-Interleaved Coded Modulation for Block-Fading Channels with Iterative Decoding,” *Proc. 37th Conference on Information Sciences and Systems (CISS 2003), The Johns Hopkins University*, Marzo 2003
- A. Guillén i Fàbregas and G. Caire, “Analysis and Design of Natural and Threaded Space-Time Codes with Iterative Decoding,” *Proc. 36th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, Pacific Grove, CA*, Noviembre 2002

- Capítulo 5

- A. Guillén i Fàbregas, M. Guillaud, D. T. M. Slock, G. Caire, K. Gosse, S. Rouquette, A. Ribeiro Dias, P. Bernardin, X. Miet, J.-M. Conrat, Y. Toutain, A. Peden and Z. Li, “A MIMO-OFDM Testbed for Wireless Local Area Networks,” *mandado al EURASIP Journal on Applied Signal Processing, Special Issue on Implementation Aspects and Testbeds for MIMO systems*, Diciembre 2004

- Apéndice A

- A. Martinez, A. Guillén i Fàbregas and G. Caire, “Error Probability Analysis of Bit-Interleaved Coded Modulation” *mandado a IEEE Trans. on Information Theory*, Noviembre 2004
- A. Martinez, A. Guillén i Fàbregas and G. Caire, “New Simple Evaluation of the Error Probability of Bit-Interleaved Coded Modulation using the Saddlepoint Approximation,”



*Proc. 2004 International Symposium on Information Theory and Applications (ISITA), Parma, Italy, Octubre 2004*

- A. Guillén i Fàbregas, A. Martinez and G. Caire, “Error probability of Bit-Interleaved Coded Modulation using the Gaussian Approximation,” *Proc. 38th Conference on Information Sciences and Systems (CISS 2004), Princeton University, Marzo 2004*
- Otras colaboraciones
  - R. De Gaudenzi, A. Guillén i Fàbregas and A. Martinez, “Turbo-Coded APSK Modulations for Satellite Broadband Communications. Part I: Code Design,” *mandado a IEEE Trans. on Wireless Communications*, Febrero 2004.
  - R. De Gaudenzi, A. Guillén i Fàbregas and A. Martinez, “Turbo-Coded APSK Modulations for Satellite Broadband Communications. Part II: End-to-End System Performance,” *mandado a IEEE Trans. on Wireless Communications*, Febrero 2004.
  - R. De Gaudenzi, A. Guillén i Fàbregas, A. Martinez and B. Ponticelli, “Coded Modulation Method for Communication System,” United States Patent n. US 2003-0223507-A1, Dec. 4, 2003
  - J. Boutros, E. Calvanese Strinati and A. Guillén i Fàbregas, “Turbo code design for block-fading channels,” *Proc. 42nd Annual Allerton Conference on Communication, Control and Computing, Allerton, IL, Septiembre-Octubre 2004*
  - J. Boutros, E. Calvanese Strinati, A. Guillén i Fàbregas and N. Gresset, “Turbo code design for block-fading channels with application to multiple-antenna communication,” *en preparación.*

## Otros Méritos

La mayor parte de tesis se ha desarrollado en el Institut Eurécom, Francia, bajo la supervisión del Prof. Giuseppe Caire, en el marco del proyecto Antipode, financiado por la red nacional de investigación en telecomunicaciones (RNRT) del gobierno francés. El objetivo principal del proyecto Antipode era el diseño y construcción de una plataforma software-radio con antenas múltiples, para aplicaciones indoor. Parte de los estudios correspondientes al capítulo 5 de la tesis, se han realizado en colaboración con Motorola, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne (ENSTB), France Telecom y Antennessa. En particular, los resultados muestran la aplicabilidad de los códigos BICM NSTC al caso OFDM, y su superioridad sobre el resto de esquemas en canales ideales y canales con correlación. En consecuencia, ha sido la solución elegida para implementación de la plataforma software radio con 4 antenas en el transmisor y 4 antenas en el receptor.

Además, el equipo de la plataforma software radio del Institut Eurécom, dirigido por el Prof. Raymond Knopp, está estudiando aplicar la nueva familia de códigos BCC propuesta en la tesis, dada su insensibilidad a la longitud del bloque. En particular, el estudio consiste en la implementación software de codificador y decodificador, y una posterior evaluación de sus prestaciones en canales reales, mediante el uso de la plataforma.

En Septiembre de 2004, el artículo que corresponde al material presentado en el Capítulo 4,

- A. Guillén i Fàbregas and G. Caire, “Impact of Signal Constellation Expansion on the Achievable Diversity in Quasistatic Multiple-Antenna Channels,” (artículo invitado) *Proc. 2004 European signal Processing Conference (EUSIPCO), Vienna, Austria, Septiembre 2004*

recibió el premio **Young Authors Award** de la conferencia, otorgado al mejor artículo escrito por un autor joven.

Durante la tesis, se han establecido múltiples colaboraciones internacionales. En especial, parte del análisis asintótico presentado en el Capítulo 3, se llevó a cabo durante el último año de tesis

en el laboratorio del Prof. Rüdiger Urbanke en el EPFL, Suiza. Además, la colaboración con el Dr. Riccardo de Gaudenzi, Agencia Espacial Europea, Holanda y Alfonso Martinez, Universidad Politecnica de Eindhoven, Holanda, ha generado 2 artículos de revista, 2 de conferencia y 1 patente sobre el uso de modulaciones robustas APSK en sistemas de difusión de video por satélite. Parte de este trabajo se ha adoptado para el estándar DVBS2 de ETSI. Parte de este trabajo motivó el trabajo presentado en el Apéndice A de la tesis, donde se describe un método para evaluar las prestaciones de los sistemas BICM muy fácil de calcular. Esta colaboración con Alfonso Martinez, ha generado 1 artículo de revista así como 2 conferencias. Hoy esta colaboración continua para extender la aplicabilidad del método a cotas mejoradas como la de Poltyrev. Este trabajo se ha mandado al 2005 IEEE International Symposium on Information Theory. Como fruto del interés de la tesis, el material del Capítulo 3 ha generado una colaboración con el Prof. Joseph Boutros, de la Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Paris, Francia, de la que nació un artículo de conferencia. Hoy, esta colaboración extiende el método propuesto a canales con antenas múltiples con aplicaciones a sistemas OFDM.