



UNIVERSIDAD  
POLITECNICA  
DE VALENCIA



**Máster Universitario**  
en Tecnologías, Sistemas y  
Redes de Comunicaciones

# Detección no coherente en sistemas multiantena

*Autor:* Mauricio González Nappa

*Director:* Vicenç Almenar Terré

*Fecha de comienzo:* 1/02/2015

*Lugar de trabajo:* GTAC- iTEAM

**Objetivos** – Los objetivos de este trabajo son estudiar diferentes algoritmos de detección no coherentes, analizar su desempeño en función de sus parámetros, identificar qué parámetros son críticos y tratar de replicarlos en sistemas de antena múltiple.

**Metodología** – Se trabajó con una metodología cualitativa, intentando confirmar el comportamiento que tienen los sistemas de detección no coherente y viendo su aplicación en sistemas de antena múltiple. Se investigó el estado del arte en cuanto a sistemas con múltiples antenas desde el punto de vista de detección y codificación. Se leyeron artículos presentados en las principales conferencias y se analizaron los principales desafíos técnicos. Se trabajó principalmente sobre el desarrollo y la implementación de algoritmos programados en MATLAB con el fin de analizar de manera profunda su comportamiento a nivel de algoritmo sin limitantes de hardware.

**Desarrollos teóricos realizados** – Se hace un desarrollo teórico sobre el algoritmo BCJR a nivel binario y de símbolo aplicable cualquier constelación. Se desarrollan también los conceptos centrales para emplear dicho algoritmo en un sistema con múltiples antenas, en particular la utilización de la correlación espacial de un array de antenas lineal.

**Desarrollo de prototipos y trabajo de laboratorio** – El trabajo consistió en investigar a nivel de algoritmos y procesamiento de la señal, quedando fuera del alcance de este trabajo aspectos relativos a la implementación a nivel de dispositivos o programación embebida.

**Resultados** – Se constató el buen funcionamiento de un esquema de detección y decodificación que no necesita conocer el canal ni estimarlo, simplemente conocer sus características y estadística. Se logró construir este esquema con pérdidas respecto al esquema coherente lógicamente, pero que se encuentran dentro de lo esperado y no parecen ser una limitante para seguir investigando en esta línea. También se constató la correcta implementación de este sistema de decodificación en sistemas de antena múltiple y se lograron ganancias interesantes respecto a la versión con una sola antena.

*Líneas futuras* – A raíz del presente trabajo, se abren otras líneas como puede ser extender el modelo desarrollado en el presente trabajo a varios usuarios transmitiendo al mismo tiempo señales diferentes para lograr un esquema MIMO multiusuario. Otra línea a futuro es implementar a nivel de dispositivo los algoritmos de detección para sistemas con múltiples antenas aquí presentados. Analizar las limitaciones que puedan aparecer por tratarse de dispositivos con determinadas especificaciones. Por otra parte, se abren otras líneas fuera de lo que implica el procesamiento de la señal digital, como puede ser la conversión analógica digital y sus factores asociados como la velocidad de muestreo en función de frecuencia y errores de conversión. También puede resultar interesante explorar otras geometrías de array de antenas más allá del array lineal como puede ser un array circular, cuadrado u otras geometrías que se están sugiriendo a nivel de investigación.

*Abstract* – Many researchers agree that the next generation of mobile communications will have some key characteristics. Massive MIMO appears to be some key feature to be included as a must. Through the use of many antennas, very precise beamforming may be introduced, and through this, energy efficient systems may be developed. Increasing the number of antennas increases enormously the channel estimation complexity as well. Pilot contamination appears as a limiting factor for such systems. Therefore, blind or non coherent approach detection algorithms seem to be a good way to deal with this limitation. In the present work, non coherent detection algorithms and their characteristics are studied. More precisely, a serially concatenated convolutional coding (SCCC) scheme is developed and its performance is analyzed. Furthermore a multiple antenna system is simulated, in which the signal received on each antenna is projected on their principal modes (eigenmodes where the most energy is concentrated) and then processed through a SCCC iterative decoding scheme.

Autor: Mauricio González Nappa, email: maugonna@teleco.upv.es

Director: Vicenç Almenar Terré, email: valmenar@dcom.upv.es

Fecha de entrega: 13-07-15

Dedicatoria:

*A May, compañera de esta aventura y gran esposa.*

# Índice

|  |           |
|--|-----------|
| <b>1. Introducción</b>   | <b>5</b>  |
| 1.1. Trabajos relacionados . . . . .   | 6         |
| 1.2. Características principales de 5G . . . . .   | 6         |
| 1.2.1. Espectro: Elección de onda milimétrica <i>mmW</i> . . . . .   | 6         |
| 1.2.2. Nodos más pequeños: small cells . . . . .   | 7         |
| 1.2.3. MTC y capa de red especializada . . . . .   | 7         |
| 1.2.4. MIMO masivo . . . . .   | 8         |
| <b>2. Teoría</b>   | <b>9</b>  |
| 2.1. Pilot Contamination . . . . .   | 9         |
| 2.2. Modelo de canal . . . . .   | 10        |
| 2.3. Estimador de covarianza y <i>Eigenbeamforming</i> . . . . .   | 11        |
| 2.4. Demodulador No Coherente . . . . .  | 13        |
| 2.4.1. Demodulador No Coherente: mapeo de información entre símbolos<br>y bits . . . . .                   | 14        |
| 2.4.2. Demodulador No Coherente: algoritmo BCJR a nivel de símbolo . .                                     | 17        |
| <b>3. Resultados</b>   | <b>19</b> |
| 3.1. Comparación de Detecciones Coherente y No Coherente . . . . .   | 19        |
| 3.2. Variación de parámetros . . . . .   | 20        |
| 3.2.1. Parámetro $Q$ . . . . .   | 20        |
| 3.2.2. Tamaños de bloque de codificación . . . . .   | 21        |
| 3.2.3. Tamaños de bloque de Rayleigh . . . . .   | 23        |
| 3.2.4. Otros esquemas de modulación . . . . .  | 24        |
| 3.2.5. Profundidad del codificador externo . . . . .   | 24        |
| 3.3. Resultados Convergencia . . . . .   | 26        |
| 3.4. Resultados a nivel de sistema multiantena . . . . .   | 28        |
| <b>4. Conclusiones</b>   | <b>31</b> |
| <b>5. Agradecimientos</b>  | <b>33</b> |
| <b>A. Apéndice</b>   | <b>34</b> |
| A.1. El sistema SCCC para el caso DBPSK con el BCJR implementado . . . . .                                 | 34        |
| A.2. El sistema SCCC para todas las modulaciones con el BCJR del objeto APP<br>Decoder de MATLAB . . . . . | 35        |
| A.3. La implementación SIMO (multiple antena en recepción) . . . . .                                       | 35        |

## 1. Introducción

La introducción de cada tecnología está dominada por diferentes motivaciones. Para el caso de WCDMA la gran motivación fue desarrollar una tecnología que estuviera basada en el tráfico de datos y orientada a paquetes en contraposición a la existente GSM (orientada a tráfico de voz y tasas muy bajas de datos). En el desarrollo de tecnologías 4G como LTE y WiMAX, el concepto se centró en establecer tasas binarias superiores, reducir al mínimo la latencia y optimizar la eficiencia espectral. Para ello, se empezaron a utilizar esquemas de modulación superiores que permiten un tráfico de datos de 70-100Mbps en el enlace descendente.

En estos momentos, grupos de empresas e investigadores están sentando las bases de 5G y el foco de atención está en la cantidad de dispositivos conectados simultáneamente para comunicaciones de tipo MTC (Machine Type Communications), en mejorar aspectos de la comunicación como la cobertura, la eficiencia espectral, el consumo de energía, la probabilidad de *outage*, por supuesto también seguir mejorando las tasas binarias, la latencia y bajar los costos de puesta en marcha [1].

Diferentes y numerosas técnicas se están estudiando con la idea de ser implementadas en lo que conformará 5G. Mes a mes, hay conferencias, foros de discusión y se publican artículos con las características que tendrá esta nueva tecnología (incluso recientemente salió publicado un esquema de lo que sería el núcleo de red). Pero la realidad es que aún no está nada decidido. Sin embargo, algo en lo que coinciden muchos y que casi seguro que exista en 5G es *Massive MIMO*, una extensión de los sistemas multiantena (Multiple Input Multiple Output o MIMO) en la que el número de elementos de los array de antenas pasa a ser masivo o más precisamente del orden de cientos de antenas.

En el presente trabajo, nos interesa centrar la atención en este aspecto debido a la gran importancia que se le está dando en la comunidad científica y el potencial que tiene esta tecnología. En particular nos interesa analizar los sistemas multiantena desde la detección no coherente y ver las ventajas que este enfoque puede aportar en un caso con un número masivo de antenas, pues entendemos tendrá un gran impacto en los próximos años.

En lo que resta de esta sección introductoria, en la Subsec. 1.1 se comentan los trabajos relacionados a la temática y sus aportes. En la Subsec. 1.2 se ubica la motivación del presente trabajo en el contexto de las principales características 5G. En cuanto al resto del presente trabajo, en la Sec. 2 se desarrollan los conceptos teóricos principales, que tuvieron que ser abordados para la comprensión de la temática y la implementación de las simulaciones. En concreto se explica el concepto que motiva el enfoque no coherente, como lo es el *Pilot Contamination*, se detalla el modelo de canal, la proyección de los modos principales de la señal recibida y también se hace una explicación detallada del demodulador no coherente implementado para la decodificación iterativa. En la Sec. 3 se muestran los resultados alcanzados con la implementación. Se hace una comparación con la versión coherente del receptor, se hace un análisis de cómo impactan determinados parámetros importantes en el receptor y sus motivos. Se realiza también un análisis desde el punto de vista de la convergencia de la estructura iterativa y finalmente se observan algunos resultados de la implementación con múltiples antenas.

## 1.1. Trabajos relacionados

Numerosos trabajos están surgiendo sobre este tema. Un artículo muy interesante que aborda de manera introductoria pero bastante completa el MIMO masivo es [6]. Allí también se muestra una implementación de array de antenas lineal y cilíndrica que arroja resultados interesantes. En [5], se analizan aspectos de eficiencia espectral y eficiencia energética en función del número de elementos del array y de la cantidad de usuarios, mostrando resultados interesantes sobre el diseño adecuado para ajustar el *green point* según el escenario. En [7] se mencionan algunos aspectos interesantes sobre la porción de espectro a ser utilizada en 5G y sus características, así como también sobre el *beamforming* multiusuario. En [3] se hace referencia a otros aspectos de 5G como la transmisión coordinada que resultan de especial interés si se piensa en MIMO masivo. En [4], se hace un análisis detallado de un sistema con demodulación y decodificación conjunta utilizando un esquema iterativo con un receptor no coherente, que si bien es aplicable a cualquier sistema, resulta de particular interés en MIMO masivo, dado el enfoque que pretendemos dar al problema de *Pilot Contamination*. Finalmente en [8] se aporta un enfoque que simplifica enormemente los cálculos de un sistema multiantena mediante la proyección en los modos principales. Este último y utilizando herramientas desarrolladas con mayor detalle en [4] y [14], son la base del presente trabajo, que pretende simplemente confirmar el potencial que tiene la detección no coherente en sistemas multiantena.

## 1.2. Características principales de 5G

Para dar un poco de contexto, antes de comenzar a analizar en detalle las características de MIMO masivo y en particular la detección no coherente en sistemas multiantena, se describen brevemente algunas de las principales características que se están perfilando como grandes candidatas para conformar parte de la nueva generación de comunicaciones.

### 1.2.1. Espectro: Elección de onda milimétrica *mmW*

Todo apunta a que 5G será implementado en la parte superior del segmento de microondas (30GHz-300GHz), en parte debido a la congestión presente en el segmento inferior de microondas (300MHz-3GHz), actualmente utilizado en redes móviles, teledifusión y WLAN. En concreto ya se están haciendo esfuerzos para utilizar el segmento de onda milimétrica (*mmW*), ubicado en 60GHz, en el cual hay disponibles 7GHz licenciados, lo que multiplica en varios órdenes de magnitud el espectro actualmente disponible en los segmentos inferiores [2].

Estándares anteriores utilizaron los segmentos bajos de microondas por sus buenas condiciones de propagación, poca atenuación y aprovechamiento de canales multicamino. Dichos estándares estuvieron mayormente centrados en dar cobertura (sobre todo GSM y WCDMA), pero la tendencia con LTE y LTE-A es a tener celdas más pequeñas y de mayor capacidad por lo que para 5G es posible ahora utilizar partes del espectro que a lo mejor no ofrezcan tan buenas condiciones de propagación pero que tengan disponible un mayor ancho de banda. Estas condiciones son las que ofrece el segmento de microondas

superior, de onda milimétrica, menos congestionado. Por otra parte, esta sección del espectro permite reducir el *footprint* de las antenas incluso cuando éstas estén conformadas por varias decenas o hasta cien elementos, por tratarse de frecuencias más altas, lo que la hace ideal pensando en sistemas MIMO masivos.

### 1.2.2. Nodos más pequeños: small cells

Como se dijo más arriba, una fuerte tendencia es a lograr celdas cada vez más pequeñas, y es por ello entre otras cosas, que la elección del segmento superior del espectro de microondas parece ser la más indicada. Sin embargo es necesario detenerse en este punto y analizar brevemente qué implicancias tiene el hecho de tener micro, pico o femto celdas.

Uno de las consecuencias que saltan a la vista (y en realidad la verdadera intención) es la mayor capacidad que es posible lograr de esta manera, considerando que la celda se comunica con la red con un enlace que no limita el tráfico ofrecido. Otro punto a considerar es que al tener celdas más pequeñas, la cantidad de comunicaciones en los extremos de celda y de handovers en principio aumentaría significativamente, cargando así más a la red en términos de señalización, obligando a los gestores de movilidad a aumentar su capacidad.

Esto último y pensando también en que existe una convivencia de celdas de distintos tamaños (y capacidades) genera mayor interferencia intercelda, lo que obliga a pensar en técnicas como *Coordinated Multipoint Transmission* (CoMP) que mejoren las prestaciones de RF haciendo un uso eficiente de la potencia en los extremos de las celdas. Estas técnicas lógicamente tienen un impacto no sólo en el diseño de protocolos de mensajería entre los nodos (interfaz X2 en el caso LTE) sino también en los requerimientos de latencia en el backhaul que deben ser incluso menores que para el caso que no se utilice CoMP [3].

Este punto, de manera más general, es el que se analiza en [2] y que a su vez se desprende de la presentación de Siavash Alamouti en el *Wireless Communication and Networking Conference*, en el que explica la diferencia entre eficiencia espectral a nivel de enlace y a nivel de sistema.

A nivel de enlace se está llegando a su límite a través de modulaciones multinivel que utilizan OFDM y MIMO para combatir canales selectivos en frecuencia y técnicas avanzadas de codificación como turbocódigos y LDPC, mientras que a nivel de sistema aún resta mucho por hacer, para lo que es vital compartir recursos y centralizar en la medida que se pueda, para lograr mejores resultados, concepto clave tanto de Cloud-RAN como Cloud-RoF.

### 1.2.3. MTC y capa de red especializada

Numerosos trabajos de investigación están alineados en que la nueva generación de comunicaciones móviles, 5G, tendrá una fuerte componente de comunicaciones entre máquinas (MTC) y entre dispositivos (D2D). A su vez, la industria ya está adoptando sensores para mejorar su productividad en las más diversas áreas como agricultura, smart cities, medio ambiente, monitoreo de recursos acuáticos, energía, seguridad, logística y aplicacio-



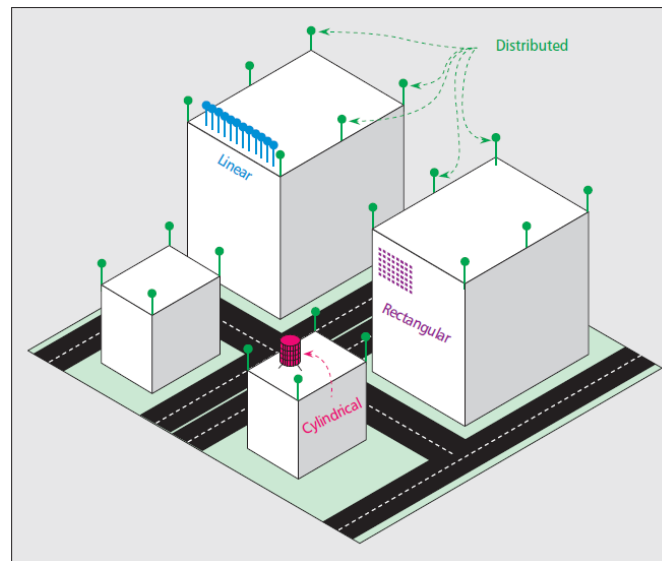
nes de consumo. Un ejemplo interesante que se puede ver a nivel de emprendimientos en España, es el caso de la empresa Libelium (<http://www.libelium.com/>) que desarrolla hardware y software que permite la implementación de manera relativamente sencilla de redes de sensores definidas por software.

Por su parte, los protocolos de encaminamiento también se han ido adaptando a esta nueva necesidad de comunicaciones y que seguramente esté presente en la nueva generación. Un ejemplo concreto de protocolo de encaminamiento que se ha diseñado con un claro enfoque de comunicaciones entre dispositivos es el caso del protocolo LEACH, *Low Energy Adaptive Clustering Hierarchy*, un protocolo jerárquico basado en zonas o clusters que busca minimizar el consumo energético como su nombre lo indica. Para ello cuenta con una coordinación y control al momento de la creación de clusters y durante su operación. Define nodos principales en cada zona, *Cluster Heads* (CH), encargados de procesar la información que recibe por parte de todos los nodos de su zona y enviar una versión comprimida de esta hacia afuera del cluster, reduciendo así enormemente las comunicaciones a nivel global. A su vez, hace que el rol de CH vaya rotando aleatoriamente de manera tal de lograr un balance en el consumo energético entre los distintos nodos de la red dado que el rol de CH implica energía para procesamiento y para comunicaciones fuera del cluster que tendrán un consumo mayor por tratarse de enlaces de mayor distancia.

#### 1.2.4. MIMO masivo

La idea central del MIMO masivo, es la oportunidad que otorga el hecho de contar con un gran número de antenas, para realizar un *beamforming* focalizado. Básicamente, al tener un mayor número de variables es posible concentrar la energía radiada y hacerlo de manera más precisa. Esta misma lógica es la que se utiliza por ejemplo en el diseño de antenas basadas en arrays, pero ahora se está hablando de lograr un nivel de precisión superior, que optimice la energía radiada, al punto de realizar lo que algunos autores denominan el *pencil beamforming* o un *beamforming* específico para cada usuario. En teoría con un *beamforming* digital es posible lograr una performance óptima, aumentando significativamente la eficiencia espectral y energética a través del *beamforming* multiusuario [5].

Estando clara esta gran ventaja, que permite radiar la energía donde se requiere solamente, se presenta también un gran número de desafíos que vienen de la mano de tener un gran número de antenas y transmisores, como el hecho de contar con dicho Hardware a un costo razonable, que el *footprint* sea el adecuado (razón por la cual la banda de onda milimétrica tiene especial interés), que el consumo de un número masivo de elementos radiantes esté limitado y por supuesto que el procesamiento de este número masivo de señales se logre de manera eficiente. Algunos ejemplos concretos de configuraciones MIMO masivas pueden verse en la Fig. 1. En particular se presenta un escenario con las antenas dispuestas de manera lineal, rectangular, cilíndrica y distribuida.



**Figura 1:** Configuraciones posibles en un escenario de radiobases MIMO masivas [6].

## 2. Teoría

### 2.1. Pilot Contamination

En un sistema de comunicaciones inalámbricas, mientras se propagan las ondas electromagnéticas, pueden sufrir alteraciones que hagan que en el receptor la información se vea distorsionada. Típicamente se tendrá un ruido aditivo de características gaussianas (real o complejo) y se le sumará un efecto de amplificación y desfase modelado típicamente como un canal cuya amplitud es una variable aleatoria de tipo Rayleigh y su fase está uniformemente distribuida [10]. Si a su vez se trabaja en un gran ancho de banda, como es el caso de comunicaciones 3G, LTE, el canal tendrá cierta selectividad en frecuencia dada por los múltiples caminos del canal, que se sumarán de manera constructiva o no en el receptor. A su vez, por tratarse de un canal radiomóvil, las características del canal variarán en el tiempo. En resumen, el canal es algo completamente desconocido en recepción y es necesario conocer algo de él para poder demodular y decodificar la señal correctamente, sin errores o al menos, con una probabilidad de error acorde a los requerimientos.

La solución tradicional para esto ha sido en general, añadir una secuencia pseudo-aleatoria conocida tanto en transmisión como en recepción y cuantificando sus alteraciones dadas por el canal con el fin de estimar el mismo. Dicha secuencia pseudo-aleatoria, es un identificador de cada usuario y la cantidad de secuencias diferentes que pueden existir está limitada por el tiempo de coherencia del canal y el nivel de selectividad del mismo. Por lo tanto, la cantidad de usuarios que pueda tener una estación base, estará limitada por este factor. Si a su vez se le suma, que esto forma parte de un sistema celular, entonces, secuencias de celdas vecinas, estarán interfiriendo, lo que obliga a los operadores a realizar una buena planificación de la asignación de secuencias pseudo-aleatorias, para minimizar

estos efectos. Esto es lo que se conoce tradicionalmente como *Pilot Contamination*. Un efecto claro está en el hecho de que en la estación base se reciba la señal del móvil y de los móviles de celdas cercanas cuya secuencia sea la misma o con un nivel alto de correlación. Esto puede generar por ejemplo que el *beamforming* al usuario objetivo no sea realizado de la manera más óptima y se termine desviando energía hacia zonas donde realmente no se encuentra dicho móvil. Según se comenta en [6], el efecto del *Pilot Contamination*, se hace mucho más profundo en la medida que el número de antenas crece, por lo que se posiciona como un factor importante que limita en sistemas MIMO masivos. Para combatir esto, lo que se propone en algunos casos es hacer una distribución eficiente de los símbolos piloto tanto en el tiempo como en frecuencia o asignarlos de manera dinámica según las condiciones de la red. En el presente trabajo lo que se busca es resolver este problema utilizando un esquema de recepción ciego o no coherente que se explica en la siguiente sección.

## 2.2. Modelo de canal

El escenario planteado es un sistema en el que un usuario (una antena), transmite una señal OFDM de  $K$  subportadoras a un receptor con  $N$  antenas. Dadas las características de canal presentadas en la Sec. 2.1 y detalladas en [8], fijado un bloque de coherencia (cuya duración es  $T$ ) y fijada también una subportadora  $k$ , se tendrá una señal recibida en cada antena receptora que estará dada por la siguiente expresión:

$$\mathbf{y}[k] = \mathbf{h}[k]x[k] + \mathbf{n}[k] \quad (1)$$

donde  $\mathbf{h}[k]$  es un vector  $N \times 1$  que respresenta la respuesta en frecuencia para cada antena receptora y  $\mathbf{n}[k]$  es el ruido gaussiano (AWGN) de varianza  $2\sigma^2$  (ruido complejo, con cada componente de varianza  $\sigma^2$ ). A su vez  $\mathbf{h}[k]$  se puede modelar como un vector aleatorio de distribución gausseana compleja,

$$\mathbf{h}[k] \sim \mathcal{CN}(0, C),$$

donde  $C = E(\mathbf{a}(\Omega)\mathbf{a}(\Omega)^H)$  es la matriz de covarianza de  $\mathbf{h}[k]$  y  $\mathbf{a}(\Omega) = [a_1(\Omega)\dots a_N(\Omega)]^T$  es la respuesta del array para el ángulo de llegada  $\Omega$ .

Para explicar un poco mejor el sentido de la matriz de covarianza  $C$  y la respuesta del array  $\mathbf{a}(\Omega)$  en función del ángulo de llegada  $\Omega$  es preciso señalar que esto forma parte de un modelo de canal, comentado en [9], que establece el nivel de correlación que existe en la señal recibida para cada una de las antenas receptoras. Esto es algo característico y exclusivo de los sistemas multiantena, que cuentan con un grado de libertad adicional, la dimensión espacial. Los sistemas multiantena, motivados en parte por el atractivo de la diversidad espacial a nivel teórico, presentan entonces, esta correlación en recepción en sistemas reales, lo que parece ser un problema en principio, y debe ser considerado. Mediciones que se comentan en [9],[11], muestran cómo grupos de *scattering* durante la propagación de la señal, se pueden modelar muy bien como *clusters* alrededor de las antenas receptoras. En particular se propone un enfoque paramétrico, en el que en base a

la geometría del array y la estadística del perfil de retardo y ángulo de arribo en la señal recibida, se construye una matriz de correlación de canal.

Se asume entonces, según se confirma en [12], una dispersión angular de potencia (PAP) con una distribución laplaceana y una dispersión de potencia a nivel de retardo (PDP) con una distribución exponencial:

$$P^{(x)}(\phi) \propto \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_\phi} e^{-|\sqrt{2}\phi/\sigma_\phi|} \quad (2)$$

$$P^{(x)}(\tau) \propto \frac{1}{\sigma_\tau} e^{-\tau/\sigma_\tau} \quad (3)$$

,donde  $x$  indica el ángulo de polarización y  $\sigma_\phi$  y  $\sigma_\tau$  representan la dispersión angular y de retardo respectivamente. Asumiendo esto y realizando algunas aproximaciones, en [9] se llega a la siguiente expresión para los elementos de la matriz de covarianza:

$$[C(\phi_0, \sigma_\phi)]_{m,n} \approx \frac{\beta e^{jkd(m-n)\sin\phi_0}}{1 + \frac{\sigma_\phi^2}{2}[kd(m-n)\cos\phi_0]^2} \quad (4)$$

donde  $m$  y  $n$  representan los índices de fila y columna de la matriz respectivamente,  $\beta = 1/(1 - e^{-\sqrt{2}\pi/\sigma_\phi})$  y  $\phi_0$  es la media de la distribución laplaceana (ángulo medio de arribo) que variará con cada *cluster*. Así entonces, basándonos en una geometría de array lineal y suponiendo los perfiles PAP y PDP como se describió, llegamos a una expresión cerrada de la matriz de covarianza de canal y podemos también tener una expresión para el canal propiamente dicho, que como se dijo, variará a su vez por cada subportadora (o bloque de subportadoras) y bloque de coherencia de canal. Para el caso de un array con geometría circular, el razonamiento es análogo y la expresión similar.

Siguiendo con la matriz de covarianza del canal  $C$ , podemos hacer una descomposición SVD de dicha matriz y obtener lo siguiente

$$C = U\Lambda_C U^H \quad (5)$$

donde  $U$  es una matriz unitaria, que contiene en sus columnas los vectores propios de la transformación lineal dada por  $C$  y  $\Lambda_C$  es una matriz diagonal que contiene los respectivos valores propios en su diagonal, que representan la energía de cada dimensión (de cada cluster, asociado a un vector propio) y están ordenados de manera decreciente. Así entonces, si encontráramos que la mayor parte de la energía está concentrada en los  $L = 2, 3$  primeros modos o clusters, podríamos reducir un problema de dimensión  $N = 50, 100, 150$  en un problema mucho más reducido en complejidad de cálculo.

### 2.3. Estimador de covarianza y *Eigenbeamforming*

Si analizamos la ecuación (1) desde el punto de vista energético, es decir, multiplicándola por su conjugado, podremos encontrar un estimador de  $C + 2\sigma^2 I_N$  (donde  $I_N$  es la matriz

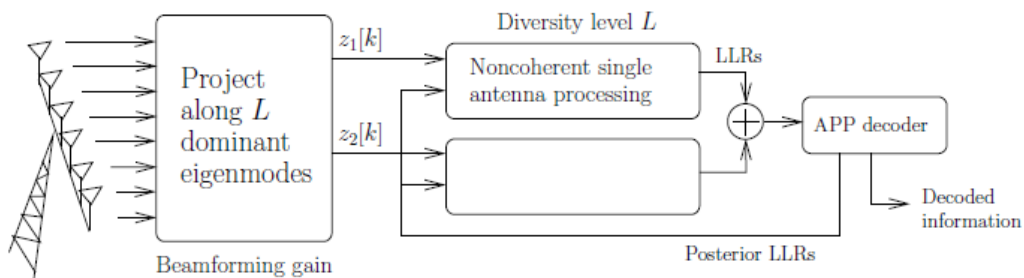
identidad  $N \times N$ ) dado por:

$$Q = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K y[i]y[i]^H \quad (6)$$

Esto claro, asumiendo que la energía a nivel de símbolo es unitaria ( $E(|x[k]|^2) = 1$ ) y realizando un promedio de la potencia recibida para cada subportadora. Esto tiene como hipótesis clara el hecho de que la correlación que existe entre canales de diferentes subportadoras cae rápidamente en la medida que la distancia entre ellas aumenta, es decir que se tiene un ancho de banda de coherencia pequeño. Así entonces, los valores propios de  $C$  y  $Q$  van a diferir en el término de ruido complejo, y sus vectores propios serán los mismos. Por lo tanto, la proyección de la señal recibida sobre el subespacio generado por los diferentes vectores propios de  $C$  y  $Q$  coincidirá. Esta proyección algebraica, se puede interpretar a nivel físico, como la componente energética de la señal recibida sobre el cluster o modo cuyo vector propio se está utilizando. Esto es lo que permite, como decíamos antes, que en lugar de trabajar sobre  $N$  antenas, se pueda simplificar el cálculo y trabajar sobre los modos con mayor proporción de potencia. Se tendrá entonces que la descomposición SVD de  $Q$  dará lugar a la misma matriz unitaria  $U$  de vectores propios (con otra matriz  $\Lambda_Q$  de valores propios). Dicha proyección, para el modo  $l$  estará dada por:

$$z_l[k] = \langle \mathbf{u}_l, \mathbf{y}[k] \rangle \quad (7)$$

donde  $\mathbf{u}_l$  es a  $l$ -ésima columna de la matriz de vectores propios  $U$ . Se tiene entonces que, dada una subportadora  $k$ , en lugar de trabajar con un vector  $N \times 1$  como  $\mathbf{y}[k]$ , se puede trabajar con un vector reducido  $\mathbf{z}[k] = (z_1[k], z_2[k], \dots, z_L[k])^T$  de dimensiones  $L \times 1$ . Luego cada modo pasa por un proceso de demodulación y decodificación conjunta e iterativa. Para ello, se trabaja siguiendo el esquema de la Fig. 2,

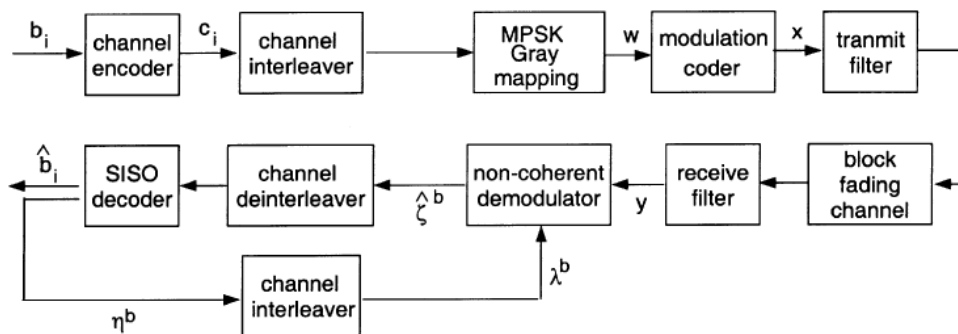


**Figura 2:** Receptor no coherente con *beamforming*,  $L=2$  [8].

,en el que se puede ver que la salida de cada demodulador no coherente para una antena se suma y la suma del aporte de cada modo es la que ingresa al bloque *APP Decoder*, que representa al decodificador de canal. Dicho decodificador de canal, en base a la información *a priori* que recibe del proceso anterior, calcula la información extrínseca que en la segunda iteración sirve como información *a priori* para cada bloque de demodulación no coherente. El proceso de decodificación iterativa se explica con mayor detalle en la Sec. 2.4

## 2.4. Demodulador No Coherente

Como se ha mencionado, una alternativa para combatir el *Pilot Contamination*, es utilizar un receptor no coherente. Para ello, típicamente se utiliza en transmisión un esquema de modulación diferencial, con el objetivo de tener una referencia relativa y no absoluta como en el caso de demodulación coherente. Es así que se puede optar por un esquema en el que la información sea modulada de manera diferencial respecto al símbolo anterior, respecto a una referencia fija por cada bloque de símbolos u otras alternativas más complejas. Sea cual sea la opción, la modulación diferencial está siempre presente y puede verse como una forma de codificación convolucional no sistemática pero recursiva (con realimentación de símbolo o símbolos anteriores). Si por otra parte previo a la modulación diferencial, se añade una codificación de canal (FEC), entonces se tendrá un esquema de transmisión de codificación convolucional en serie, que puede ser potenciada si entre la codificación de canal y la modulación diferencial se agrega un entrelazador aleatorio que distribuya los símbolos de manera tal que se esté protegido frente a *fadings* del canal. En la Fig. 3 se puede apreciar este esquema, también conocido como *Serially Concatenated Convolutional Coding* (SCCC). La parte de transmisión es ampliamente utilizada y existen numerosos artículos que analizan el comportamiento.



**Figura 3:** Diagrama de bloques del esquema de Tx y Rx. Demodulación y Decodificación conjunta [4].

También se puede apreciar el esquema de recepción, en el que se trabaja de manera conjunta en demodulación y decodificación. Esto significa que se tiene un bloque de demodulación no coherente que dada la información que recibe del canal y dada una probabilidad *a priori* que recibe del decodificador, calcula la probabilidad *a posteriori* de que la información recibida del canal sea un determinado símbolo de la constelación (o directamente probabilidad de 1 o 0 si se trabaja a nivel de bit). De esta manera, en una lógica iterativa, el demodulador va calculando en cada iteración estas probabilidades con la información que recibe del decodificador, y este último de manera análoga con la información que recibe del demodulador. En cada iteración se va mejorando el cálculo y obteniendo una versión más precisa (con mayor ganancia de codificación), de los símbolos transmitidos, llegando un punto en el que lógicamente existe una saturación y no hay lugar a mejora por más que se siga iterando. Un esquema similar, pero con los bloques

trabajando en paralelo, es el que usan los turbocódigos, ampliamente empleados en WCDMA. Lo interesante de este planteo es que combina el proceso de demodulación con el de decodificación, en una estructura iterativa en la que ambas funciones se alimentan y se realizan de manera conjunta y a su vez, se agrega el hecho de que la demodulación es no coherente. La demodulación no coherente se basa en la estimación de la amplitud del canal, utilizando solamente la estadística del canal (sin símbolos piloto que recarguen la tasa binaria) y el cálculo de las probabilidades, suponiendo distintas fases para el canal cada vez y luego promediando. Es decir, que en el fondo lo que se está haciendo son varias detecciones coherentes, suponiendo un canal distinto cada vez y promediando el resultado. Esto implica mayores cálculos para la detección, pero evita lógicamente, la estimación de canal mediante la inserción de símbolos piloto que utilizan los receptores coherentes y que reducen la eficiencia.

### 2.4.1. Demodulador No Coherente: mapeo de información entre símbolos y bits

El procesamiento que se realiza en el bloque de demodulación no coherente está dividido en tres partes:

- i) Mapeo de información *a priori* de bit a información *a priori* de símbolo,
- ii) Cálculo de LLR a nivel de símbolo,
- iii) Mapeo de LLR de bit a LLR de símbolo.

El primer punto, consiste en tomar la información a priori que llega al demodulador a nivel de bit y transformarla en información a priori a nivel de símbolo pues luego se calcularán las probabilidades a nivel de símbolo. Para este punto (y su transformación inversa en el punto *iii*) es imprescindible conocer la constelación y el mapeo de bits a símbolos que se utiliza. Este paso depende entonces de si la modulación es QPSK o 16-PSK y también de si su mapeo es de tipo Gray o binario. Dicho esto consideremos el bit  $\omega_i^j$  que representa el  $j$ -ésimo bit del  $i$ -ésimo símbolo, donde  $i \in [1, T]$  y  $j \in [1, m]$ , siendo  $m = \log_2(M)$ , la cantidad de bits de cada símbolo y  $T$  el tiempo de coherencia del canal. Consideremos la información *a priori* a nivel de bit de dicho bit como  $\lambda_{ij}^b(a) = P(\omega_i^j = a)$ ,  $a = 0, 1$ . Notar que se está empleando la información *a priori* como probabilidad lineal y absoluta (no un ratio de probabilidades), por lo que si lo que ingresa al demodulador es la información *a priori* en forma LLR, entonces se tiene que hacer primero esta conversión. Así entonces, para cada símbolo  $i$ , se computa la información *a priori* a nivel de símbolo como:

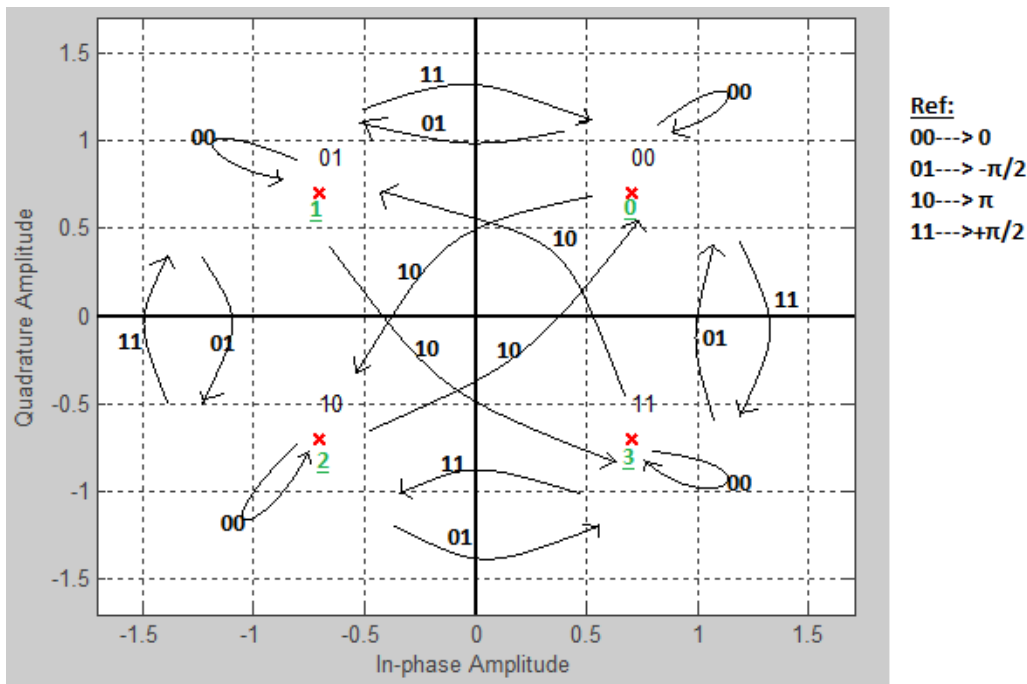
$$\lambda_i^s(\omega_i) = \prod_{j=1}^m \lambda_{ij}^b(\omega_i^j) \quad (8)$$

El segundo punto, consiste básicamente en calcular el LLR trabajando a nivel de símbolo (usando la información a priori de símbolo calculada en el punto anterior). Para ello, se pueden utilizar diferentes variantes del algoritmo BCJR [13], como el MAP-BCJR, o el MAX-Log-MAP. Como fue mencionado anteriormente, por tratarse de una detección

no coherente, el esquema de codificación empleado en el modulador (y decodificación en demodulador), es una codificación diferencial. En la Fig. 4, se puede ver representado un ejemplo para el caso DQPSK con mapeo binario. Los números en verde representan el índice que tiene asignado dicho símbolo. La codificación está dada no por el símbolo absoluto, sino por la transición, marcada con las flechas que vinculan los símbolos. Como referencia también se detallan en la figura, las parejas de bits que provocan los diferentes cambios de fase. La codificación diferencial, de manera genérica para una modulación  $M$ -PSK, puede verse como:

$$x_i = \begin{cases} w_0 & \text{if } i = 0 \\ (x_{i-1} + w_i) \bmod M & \text{if } 1 \leq i \leq T - 1 \end{cases} \quad (9)$$

donde  $w_0$  es el índice del símbolo de referencia insertado al comienzo y  $w_i$  representa el índice del símbolo  $i$  a ser codificado ( $w_i \in \mathcal{M} = \{0, 1, \dots, M - 1\}$ ). La tasa de codificación es por lo tanto  $T - 1/T$ .

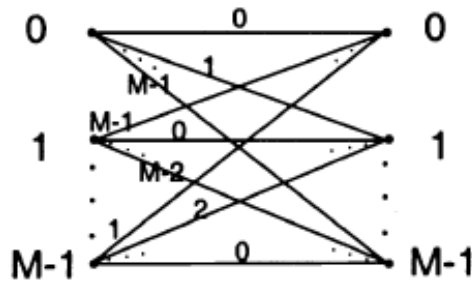


**Figura 4:** Diagrama de transiciones para el caso DQPSK con mapeo binario.

El enrejado de esta codificación (para el caso genérico  $M$ -PSK) se puede ver en la Fig. 5. En [4] también se mencionan otros enrejados utilizados, en los que en lugar de realizar una codificación diferencial respecto al símbolo anterior, se realizan respecto a un símbolo particular para todo un bloque de símbolos. En el presente trabajo sin embargo, se optó por utilizar la codificación diferencial respecto al símbolo anterior. Mayores detalles sobre este punto se ofrecen en la Sec. 2.4.2.

El tercer punto, como se mencionó, consiste en realizar la función inversa del primero. Una vez que ya se ha calculado las probabilidades a nivel de símbolo, es necesario trans-





**Figura 5:** Enrejado Trellis para codificación MPSK [4].

formarlas a nivel de bit para luego construir la información extrínseca que será pasada al decodificador para seguir el proceso iterativo. Esta transformación consiste en sumar las probabilidades (expresadas linealmente) que hacen que un bit tome un determinado valor. Es decir:

$$\zeta_{ij}^b(a) = \sum_{\omega_i: \omega_i^j = a} \zeta_i^s(\omega_i) \quad a = 0, 1 \quad (10)$$

Por ejemplo, si se trabaja con una constelación QPSK y mapeo binario como la que se describe en la Tab. 1, entonces, la probabilidad de que el bit menos significativo ( $j = 0$ ) del  $i$ -ésimo símbolo sea 1, será:

$$\zeta_{i0}^b(1) = \zeta_i^s(\omega_i = 1) + \zeta_i^s(\omega_i = 3) \quad (11)$$

Siguiendo el mismo razonamiento se pueden definir los LLRs de los bits más (MSB) y menos significativos (LSB) correspondientes al  $i$ -ésimo símbolo como:

$$\begin{aligned} LLR_{MSB}^b(i) &= \log_e \frac{\zeta_i^s(\omega_i = 2) + \zeta_i^s(\omega_i = 3)}{\zeta_i^s(\omega_i = 0) + \zeta_i^s(\omega_i = 1)} \\ LLR_{LSB}^b(i) &= \log_e \frac{\zeta_i^s(\omega_i = 1) + \zeta_i^s(\omega_i = 3)}{\zeta_i^s(\omega_i = 0) + \zeta_i^s(\omega_i = 2)} \end{aligned} \quad (12)$$

| Bits | $\omega_i$ | Símbolo  |
|------|------------|----------|
| 00   | 0          | $+1 + i$ |
| 01   | 1          | $-1 + i$ |
| 10   | 2          | $-1 - i$ |
| 11   | 3          | $+1 - i$ |

**Tabla 1:** Asignación de índices y símbolos a cada conjunto de bits para modulación QPSK y mapeo binario

### 2.4.2. Demodulador No Coherente: algoritmo BCJR a nivel de símbolo

En primer lugar es preciso comentar que en el presente trabajo se utilizaron constelaciones de amplitud constante para simplificar el desarrollo, aunque no por ello el enfoque pierde generalidad. Dicho esto, se tiene que todos los símbolos transmitidos, dentro de un bloque de coherencia y subportadora, tendrán en recepción la misma amplitud y diferente fase según corresponda (el canal multiplica toda la constelación y la rota). Para calcular la probabilidad de los símbolos recibidos, se parte de la estimación de la amplitud del canal (variable aleatoria de tipo Rayleigh), que bajo la hipótesis de amplitud constante a nivel de símbolo y ruido de varianza compleja  $2\sigma^2$  se puede hallar una expresión acorde a la energía aportada (o mejor dicho quitada) por el canal en promedio por cada bloque de coherencia, es decir:

$$A_{est}^2 = \text{máx}\left(\frac{1}{T} \sum_{i=0}^{T-1} \|y_i\|^2 - 2\sigma^2, 0\right) \quad (13)$$

Para el cálculo de las probabilidades, se asumirá entonces, que el canal tiene dicha amplitud y lo desconocido será la fase. Es así entonces que la probabilidad *a posteriori* (APP) tomará la siguiente expresión:

$$\begin{aligned} Pr(c[n]|\mathbf{y}, A = A_{est}) &= \frac{1}{\phi} \int_0^{\phi} Pr(c[n]|\mathbf{y}, h = A_{est}e^{j\theta}) d\theta \\ &\approx \frac{1}{Q} \sum_{q=0}^{Q-1} Pr(c[n]|\mathbf{y}, h = A_{est}e^{j\phi q/Q}) \end{aligned} \quad (14)$$

La aproximación de la anterior integral por dicha sumatoria, será mejor cuanto mayor sea el valor de  $Q$  lógicamente. A su vez, se menciona que dicha sumatoria (que al dividir entre  $Q$  representa un promedio) se realiza suponiendo  $Q$  fases distintas para el canal y es posible hacerla también utilizando la función *max-estrella* y trabajando con el logaritmo de las probabilidades. Como referencia, la función *max-estrella* está definida como el logaritmo de la suma de exponenciales, es decir:.

$$\text{máx}_{Z \in F}^*(Z) = \log\left(\sum_{Z \in F} e^Z\right) \quad (15)$$

De esta manera es posible trabajar en una escala más adecuada como la logarítmica y a su vez evitar la conversión de probabilidades logarítmicas a lineales, que puede inducir a errores numéricos. La ecuación (14) se puede escribir entonces así:

$$p_n(c) = \log_e \frac{1}{Q} + \text{máx}_{q:h(q)=h}^* p_n(c|q) \quad (16)$$

donde  $p_n(c|h) = \log_e(Pr(c[n] = c|\mathbf{y}, h))$ . Para el cálculo de  $p_n(c|h)$ , se utiliza el algoritmo BCJR de manera coherente suponiendo un canal distinto cada vez, es decir:

$$p_n(c|h) = \text{máx}_{e:c(e)=c}^* (\alpha_{n-1}(s^I(e)) + \gamma_n(e) + \beta_n(s^F(e))) \quad (17)$$

,donde las recursiones hacia adelante y hacia atrás son:

$$\alpha_n(x) = \max_{e:s^F(e)=x}^* (\gamma_n(e) + \alpha_{n-1}(s^I(e))) \quad (18)$$

$$\beta_n(x) = \max_{e:s^I(e)=x}^* (\gamma_{n+1}(e) + \beta_{n+1}(s^F(e))) \quad (19)$$

,y donde las transiciones entre estados están dadas por:

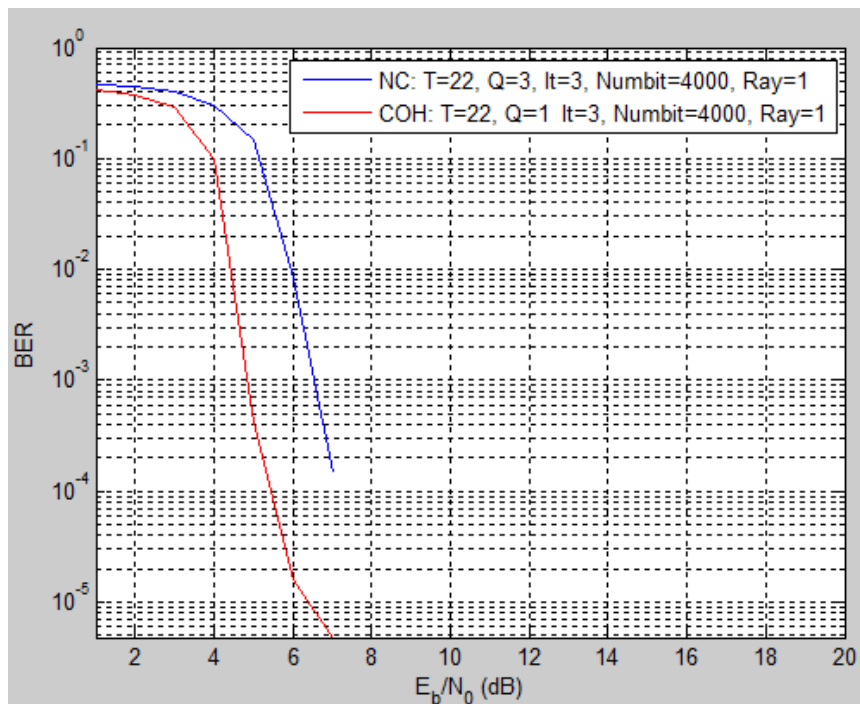
$$\gamma_n(e) = \pi_n(c(e)) + \sigma^{-2} \Re\langle y[n], hx[e] \rangle \quad (20)$$

,donde  $\pi_n(c(e))$  es la probabilidad *a priori* (a nivel logarítmico) del símbolo que provoca la transición  $e$ . La inicialización de las recursiones  $\alpha_1(x)$  y  $\beta_T(x)$  se pueden hacer de distinta manera. En el presente trabajo, se utilizó la hipótesis de que el primer símbolo de cada bloque de coherencia es un símbolo de referencia utilizado para la modulación diferencial. Al tratarse de un símbolo conocido entonces  $\alpha_1(x_{ref}) = 0$  y  $\alpha_1(x_{Noref}) = -\infty$ , donde  $x_{Noref}$  son los símbolos de la constelación que no son el de referencia. Para el caso de la recursión hacia atrás, en principio el estado en  $T$  no es conocido por lo que si cada bloque de coherencia está *truncado*, se puede asumir equiprobabilidad para los distintos estados, es decir  $\beta_T(x) = \log_2(1/M)$ , donde  $M$  es la cantidad de símbolos de la constelación. En caso de insertar un símbolo al final de cada bloque de coherencia para cerrar la codificación, entonces se proceder análogamente a la recursión hacia adelante, dando valores de  $\log(1)$  al símbolo de referencia y  $\log(0)$  al resto de los símbolos.

### 3. Resultados

#### 3.1. Comparación de Detecciones Coherente y No Coherente

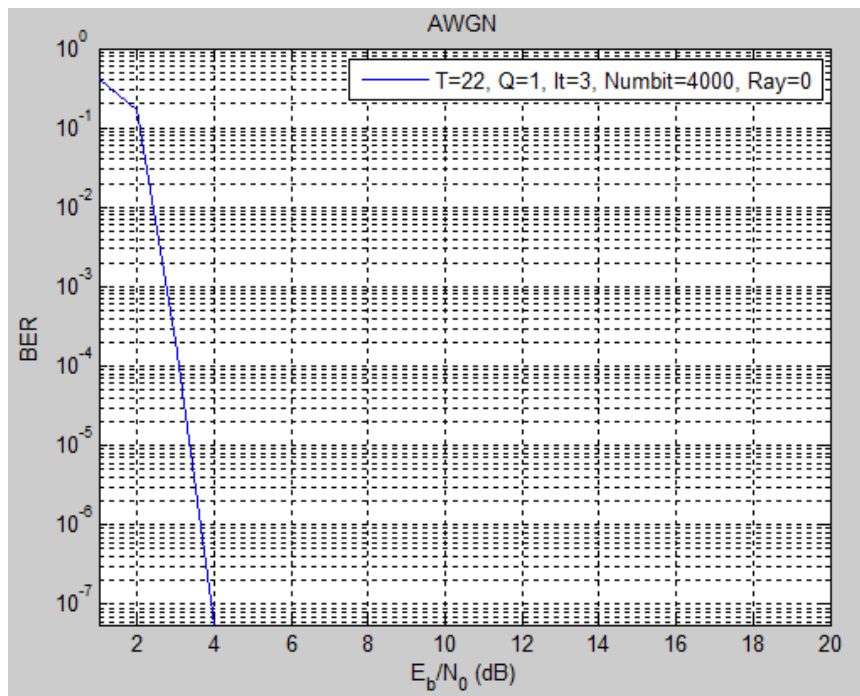
Una de las comparaciones que primero interesa ver, es cómo se comporta el receptor no coherente respecto a su versión coherente. Tomando el caso de una modulación BPSK, se quiere saber cómo resulta el demodulador no coherente detallado en la Sec. 2.4, respecto al mismo sistema, utilizando el mismo algoritmo de decodificación BCJR, pero que conoce el canal Rayleigh y previo a aplicar el algoritmo de decodificación, multiplica la señal recibida por el conjugado del canal conocido. Así entonces en la Fig. 6 se puede ver la simulación de ambos tipos de sistemas.



**Figura 6:** Comparativa entre Demodulador No Coherente y su versión Coherente (simulación).

Como se puede ver, para un  $BER = 10^{-3}$ , el receptor no coherente requiere un  $E_bN_o = 6,5dB$  aproximadamente, mientras el receptor coherente solamente  $E_bN_o = 5dB$ . Así entonces las pérdidas a dicho valor de  $BER$  son de  $1,5dB$ . Se puede observar también cómo la turbocaída para el caso no coherente se da a un valor de  $E_bN_o$  superior (prácticamente  $1dB$  por encima), y de manera paralela respecto al caso coherente. Dicha caída está dada principalmente por el tamaño de los bloques de entrelazado de la estructura convolucional en serie que para esta simulación es de 4000 bits.

Como referencia también se muestra en la Fig. 7 la simulación de la decodificación según este esquema para el caso de un canal que tiene solamente ruido blanco aditivo (AWGN), es decir sin alteraciones de tipo Rayleigh.



**Figura 7:** Demodulador iterativo con un canal AWGN.

Como se puede observar, en el caso AWGN, se tiene una turbocaída similar, pero en valores inferiores de  $E_b N_0$  respecto al caso de canal Rayleigh, llegando a valores del orden de  $10^{-8}$  para  $E_b N_0 = 4dB$ .

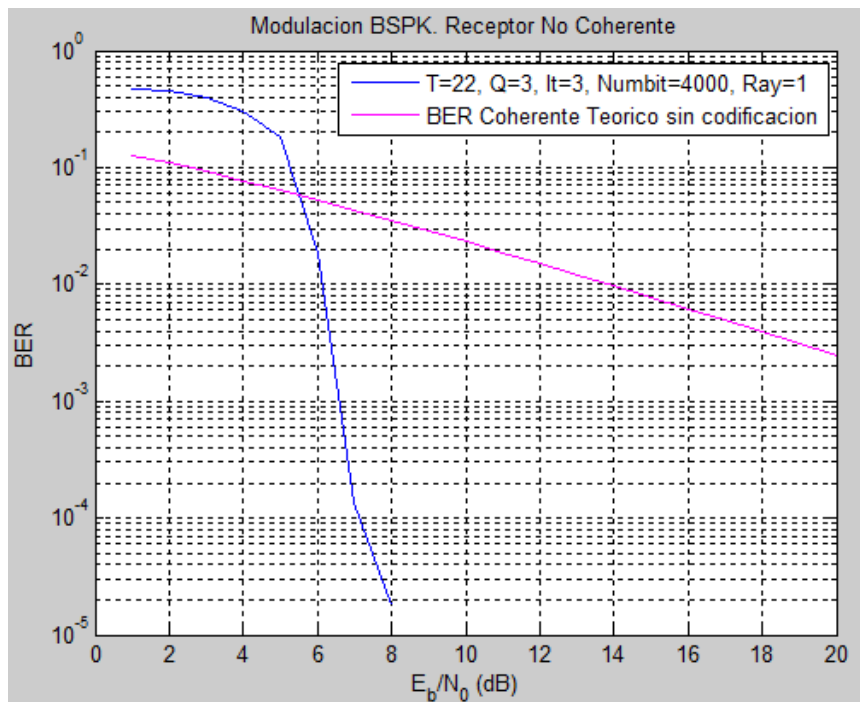
Otra comparación interesante puede ser ver cómo se comporta este demodulador no coherente, respecto a la versión coherente teórica sin utilizar codificación. Esta comparación, a modo de referencia se puede ver en la Fig. 8.

Como se puede ver el esquema de detección no coherente está por encima de la curva teórica coherente (sin utilizar codificación) para valores bajos de  $E_b N_0$  y a partir de  $5,5dB$  el esquema no coherente con corrección de errores resulta con mejores prestaciones.

## 3.2. Variación de parámetros

### 3.2.1. Parámetro $Q$

Como se explicó en la sección teórica, el demodulador no coherente implementa el algoritmo BCJR repetidas veces, variando la fase del canal cada vez y manteniendo la amplitud del mismo, para la cual se tiene un estimador que se construye en base a la señal recibida y a la estadística del canal (ver Ec. 13). Finalmente se promedian las probabilidades para conseguir algo más cercano a la probabilidad real que consistiría en realizar una integral como se ve en la Ec. 14. Esto significa que discretizar el rango  $[0, 2\pi]$  en  $Q$  fases diferentes y promediar es una aproximación de la integral, que en el límite, para valores altos de  $Q$  valdrá lo mismo. En [14] también se menciona el hecho de que



**Figura 8:** Comparativa entre Demodulador No Coherente y curva teórica de demodulación coherente sin codificación.

por tratarse de una codificación diferencial no es necesario discretizar todo el rango  $[0, 2\pi]$  sino el rango de invarianza de la constelación con la que se esté trabajando, es decir  $[0, \phi]$  donde  $\phi$  es el ángulo más pequeño que se puede rotar la constelación manteniendo los mismos puntos ( $\phi = \pi/2$  para el caso de QPSK). En cualquier caso, en la medida que  $Q$  aumenta, deberíamos encontrar mejores resultados, puesto que el promedio se efectúa sobre un mayor número de fases y la probabilidad de tener alguna de ellas más cerca de la fase correcta del canal Rayleigh será mayor. Este comportamiento se puede observar en la Fig. 9, en la que para el caso de  $Q = 1$  se aprecia un desempeño bastante malo respecto a  $Q = 3$  por ejemplo, y para valores mayores como  $Q = 12$  se puede ver que mejora pero en menor medida.

### 3.2.2. Tamaños de bloque de codificación

Otro parámetro determinante en el desempeño de este sistema es el tamaño del bloque de codificación (codificador externo, de canal). Aumentar el tamaño del bloque de codificación significa que el entrelazado se realiza entre una mayor cantidad de bits, generando una mejor aleatoriedad, protegiendo el sistema frente a cambios abruptos de canal en bloques de coherencia consecutivos. En la Fig. 10, se puede observar el comportamiento para el caso de 400, 4000 y 16000 bits dejando los demás parámetros fijos y se puede observar en cierta medida los efectos de ganancia del entrelazado.

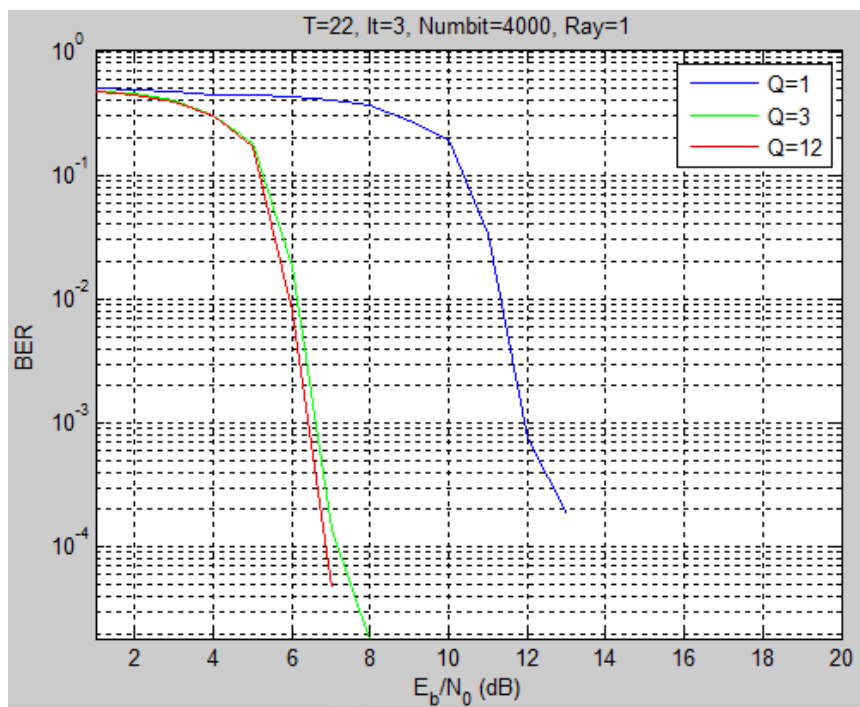


Figura 9: Performance del demodulador no coherente para distinto valores de  $Q$ .

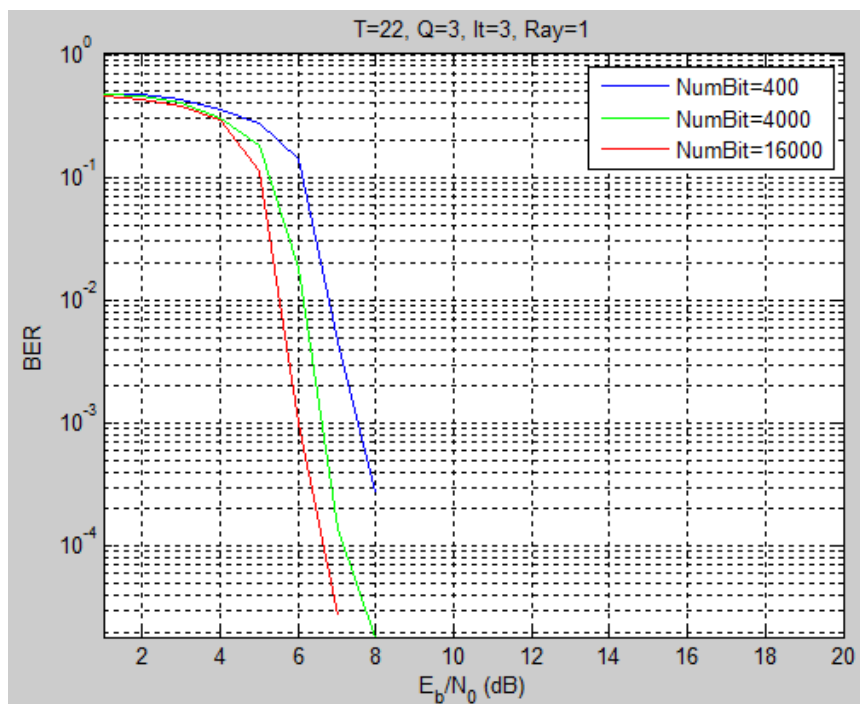
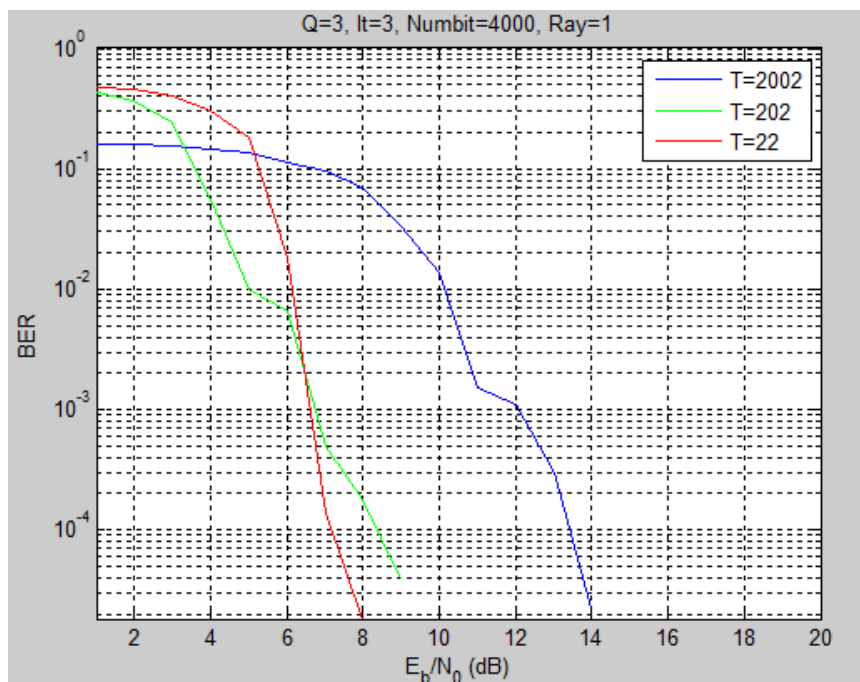


Figura 10: Performance del demodulador no coherente para distinto tamaños de bloque de codificación.

### 3.2.3. Tamaños de bloque de Rayleigh

El tamaño del bloque de coherencia del canal no es algo que se pueda modificar cuando se tiene un sistema real, sino por el contrario es un dato con el que se tiene que trabajar como algo dado. Sin embargo, en función de dicho parámetro se tendrán distintos desempeños y seguramente, según el tipo de aplicación, se tendrán diferentes tiempos de coherencia del canal que estarán dados por la característica de invarianza temporal que tenga el canal. En la Fig. 11, está representada la performance del demodulador no coherente para distintos tamaños del bloque de coherencia.



**Figura 11:** Performance del demodulador no coherente para distintos tamaños de bloque de coherencia  $T$ .

Los bloques de coherencia cortos presentan una ventaja considerable frente a los bloques de coherencia largos y es que cuanto más pequeño sea el bloque de coherencia se tendrá mayor diversidad temporal. Esto quiere decir que en caso de tener un fuerte desvío por razones del canal de tipo Rayleigh, esto impactará en un tramo corto de la información transmitida. Este tipo de situación en un bloque de coherencia más grande impactará fuertemente sobre una mayor cantidad de bits. Este efecto puede observarse con mayor impacto en el caso de SNR altos, donde la parte del ruido gaussiano no es tan determinante para la estimación, mientras que las características Rayleigh del canal, son las que dominan. Este mismo comportamiento puede verse en el gráfico a partir de los  $7dB$  aproximadamente, donde queda ordenado de manera creciente, la mejor performance para el caso  $T = 22$ , luego  $T = 202$  y finalmente  $T = 2002$ . Sin embargo hay que tener en cuenta que debido a la codificación diferencial, en cada bloque de coherencia se está transmitiendo un símbolo de referencia, a partir del cual



comienza la codificación. Esta referencia, que se agrega en codificación, debe ser transmitida por el canal, para que en el receptor se tenga noción de en qué medida fue girada la constelación por parte de los efectos de fase del canal (dejando de lado el ruido de características gausseanas que también desfazará pero en menor medida). Se trata de un símbolo solamente, pero en la medida que el bloque de coherencia se hace pequeño puede representar unas pérdidas de codificación que pueden ser importantes. Recordar, que según el esquema de codificación serie que se tiene, las pérdidas de codificación están dadas por:

$$R_c = R_{c1} \frac{T - 1}{T} \quad (21)$$

donde en nuestro caso se utilizó una tasa de codificación para el codificador de canal de  $R_{c1} = 1/2$ . Por ello, para  $T$  grandes, la tasa total de codificación será aproximadamente de  $R_c = 1/2$ . En el caso de bloques pequeños, las pérdidas pueden ser importantes.

### 3.2.4. Otros esquemas de modulación

Otro aspecto importante es ver cómo se comporta este demodulador no coherente en otras modulaciones diferentes a BPSK. Una característica importante de este esquema de demodulación es que, como se dijo en la sección teórica, se aplica el algoritmo BCJR para diferentes fases del canal, pero siempre suponiendo una amplitud de canal, que está dada por un estimador. Así entonces, una hipótesis clave de dicho estimador, es que todos los símbolos transmitidos tienen la misma amplitud, hipótesis que debemos mantener mientras se trabaje con este estimador. Por lo tanto, como variante a BPSK se ha realizado un análisis de performance para otros esquemas de modulación de la familia *M-PSK*, como QPSK, 8-PSK, 16-PSK, que se pueden ver en la Fig. 12.

Como es lógico, aquellos esquemas de modulación que tengan mayor su distancia mínima entre símbolos, presentarán mejor performance. Como comentario, se deja en claro que todas las simulaciones respetaron la misma cantidad de bits generados (24000) pero con diferentes tamaños de bloque de coherencia  $T$ , aunque no muy diferentes.

### 3.2.5. Profundidad del codificador externo

Un aspecto que fue determinante para lograr buenos resultados a nivel de la turbocaída del demodulador no coherente fue la elección del codificador externo. En particular, un parámetro importante es su profundidad o la cantidad de registros con los que está construido. Así entonces no es lo mismo lo que se obtiene con el sistema trabajando con un codificador externo de memoria 1, 3 o 4, como se muestra en la Fig. 13.

En los tres casos, la tasa de codificación es  $1/2$ . Para describir un codificador convolucional es común utilizar los polinomios generadores expresados con su representación en base 8. Utilizando esta notación, el codificador de memoria 1 que se simula en la figura anterior es el que está dado por el polinomio generador  $[3\ 2]$ , con realimentación (CCSR(2,1,1)). El codificador de memoria 3 es el que se utiliza en las redes 3G, dado por  $[13\ 15]$ , también recursivo. Y finalmente el codificador de memoria 4, utilizado en  $[14]$ , es el que está dado por el polinomio  $[23\ 35]$ , no recursivo.

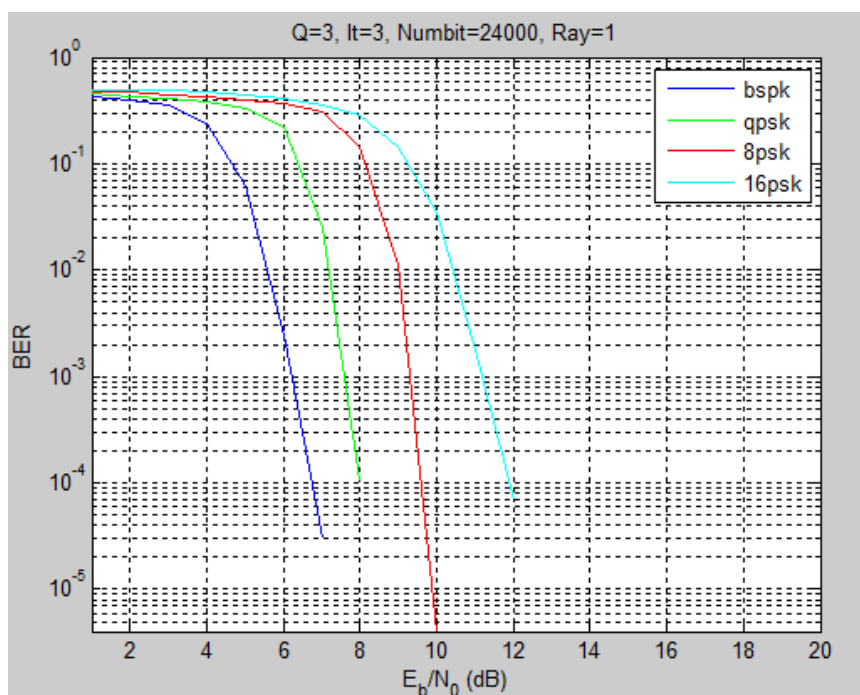


Figura 12: Performance del demodulador no coherente para distintos esquemas de modulación.

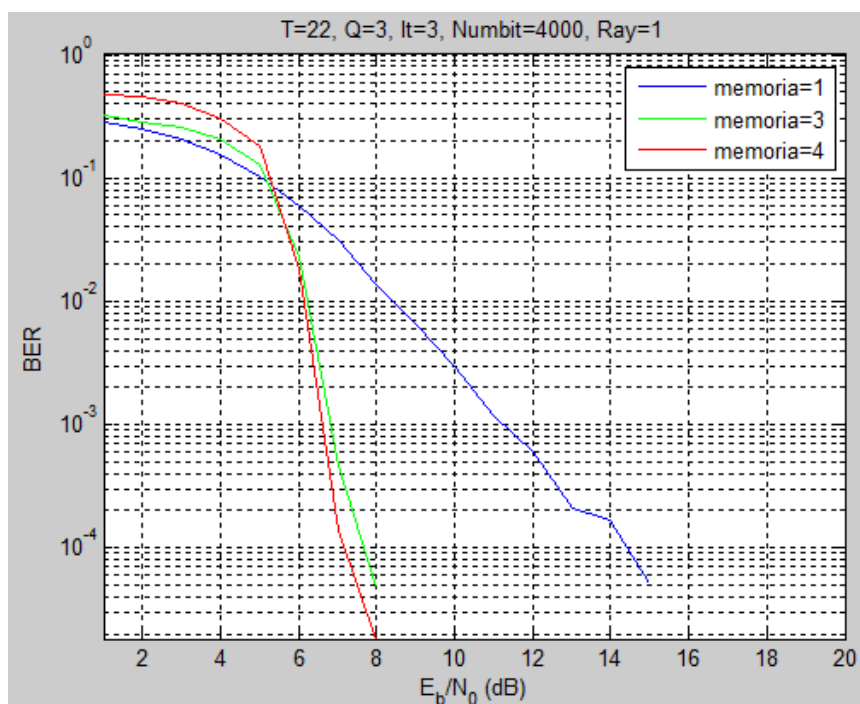
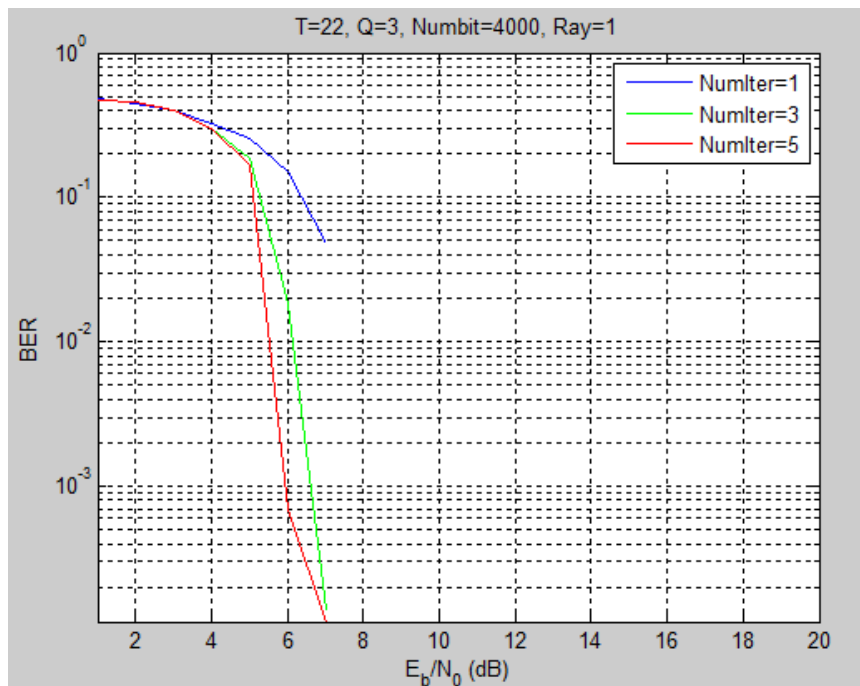


Figura 13: Performance del demodulador no coherente para distintos codificadores externos.

### 3.3. Resultados Convergencia

Una de las características fundamentales de las estructuras iterativas es su convergencia. Esta se puede ver como el nivel de fiabilidad con el que se cuenta sobre la información recibida al finalizar cada iteración. Así entonces, al final de cada iteración se puede realizar una comparación y medir el  $BER$ . Por supuesto, las características de convergencia están dadas por varios factores, pero dentro de los principales está la distancia mínima entre símbolos que se tenga en la constelación y el nivel de SNR con que se cuenta. En la Fig. 14, se puede observar el comportamiento del receptor desarrollado, para distinta cantidad de iteraciones.



**Figura 14:** Performance del demodulador no coherente para distinto número de iteraciones.

Se puede ver por ejemplo, cómo con una sola iteración, la turbocaída empieza a darse luego y con una pendiente menos pronunciada. También se puede observar que con 3 y 5 iteraciones el receptor comienza a tener mejores prestaciones. Si aumentamos más la cantidad de iteraciones, los resultados no son muy distintos a los que se obtienen con el sistema con 5 iteraciones. Esto forma parte de las características de los turbocódigos, para los cuales existe un punto de saturación, a partir del cual, por más que se aumente la cantidad de iteraciones, las mejores no son significativas.

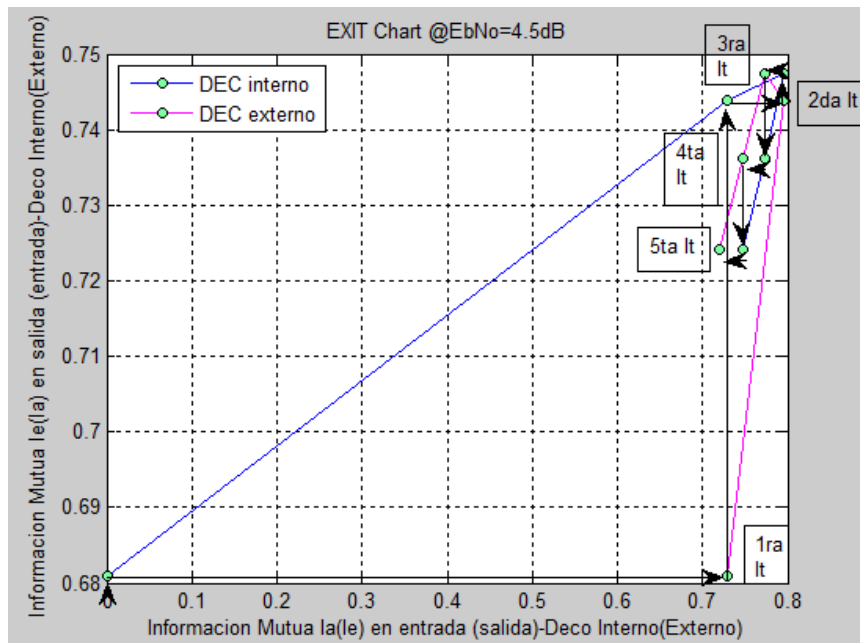
Una forma de analizar el tema de la convergencia es a través de los *EXIT Charts* o diagramas de EXIT. Para construir un diagrama de EXIT, se debe calcular la ganancia de codificación del decodificador interno y externo en cada iteración. La ganancia de codificación se puede ver como el aporte del decodificador al procesar la información que le llega. Esto es, la comparación entre la información mutua a priori y a posteriori.

Para calcular la información mutua a priori, se debe calcular la información mutua entre la información a priori y los bits de referencia y para calcular la información mutua a posteriori se debe calcular la información mutua entre la información a posteriori y los bits de referencia. De manera genérica, esto se puede expresar como:

$$\begin{aligned} I_a &= \text{MutualInfo}(L_a, \text{Bits}) \\ I_e &= \text{MutualInfo}(L_e, \text{Bits}) \end{aligned} \quad (22)$$

En una estructura concatenada, la información extrínseca del decodificador interno, es la información a priori del decodificador externo y viceversa. Por lo tanto, graficando  $I_a$  en función de  $I_e$  para el decodificador interno, tenemos una referencia de su comportamiento. Si hacemos lo mismo para el decodificador externo pero cambiando los ejes, es decir, graficando  $I_e$  en función de  $I_a$  y superponemos las gráficas, tenemos entonces una visualización de cómo se comportará el conjunto de bloques en la medida que se ejecuten las distintas iteraciones, es decir, obtenemos un diagrama de EXIT.

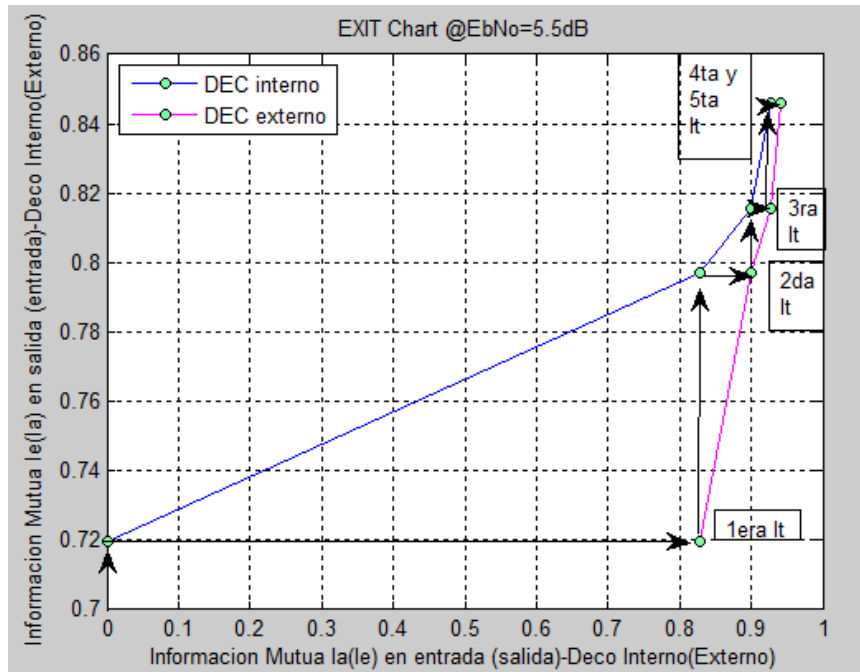
Los diagramas de EXIT, dependen por supuesto del valor que se tenga de  $EbNo$ . Para valores altos de  $EbNo$ , el túnel de convergencia será más abierto, pudiendo llegar a valores de información mutua más cercanos a 1 (esto dependiendo también de los codificadores que se usen). Para valores más pequeños de  $EbNo$  el camino de convergencia será más estrecho e incluso puede cerrarse. Típicamente, en valores de  $EbNo$  cercanos a la turbocaída es que se tendrán los resultados más interesantes. Por ello, en la Fig. 15 se muestra el diagrama de EXIT de 5 iteraciones a  $EbNo = 4,5dB$  para el caso bpsk, justo antes de la turbocaída.



**Figura 15:** Diagrama de EXIT de 5 iteraciones a  $EbNo = 4,5dB$ .

Como puede observarse, no existe un movimiento de *mejora continua*, sino que según

la iteración y el decodificador, a veces se mejora el nivel de información de manera significativa y a veces no. En la Fig. 16 se muestra el diagrama de EXIT de 5 iteraciones a  $EbNo = 5,5dB$  para el caso bpsk, es decir justo durante la turbocaída.



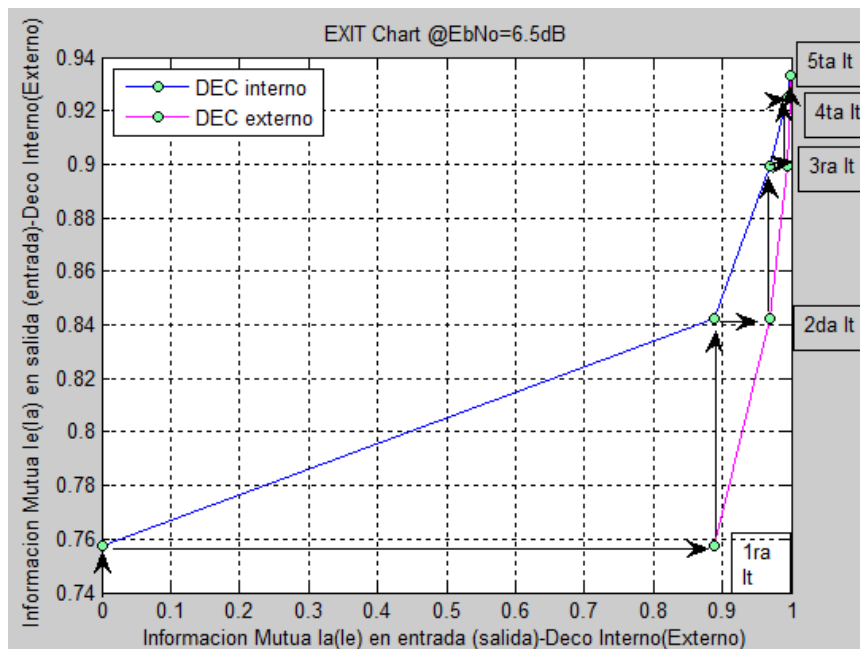
**Figura 16:** Diagrama de EXIT de 5 iteraciones a  $EbNo = 5,5dB$ .

Aquí sí se puede ver un comportamiento más deseado, llegando en 5 iteraciones a valores de información mutua superiores a 0.84 (la cuarta y quinta iteración arrojan los mismos valores prácticamente, por lo que en la gráfica están superpuestas). Por último, en la Fig. 17 se muestra otro diagrama de EXIT, a un  $EbNo = 6,5dB$ , es decir, justo luego de la turbocaída. Aquí se ve que los valores de información mutua son incluso mejores, alcanzando valores de 0.9 luego de 3 iteraciones y de 0.93 luego de 5 iteraciones.

Esta es una herramienta muy útil, que sirvió para determinar cuántas iteraciones era necesario realizar para lograr buenos resultados. En aplicaciones reales de redes celulares incluso, se pueden configurar las estaciones base para que en función del nivel de ruido existente, se regule la cantidad de iteraciones. De esta manera, se puede lograr evitar tantas iteraciones si el nivel de ruido es bajo y exigirle más en situaciones de mayor ruido.

### 3.4. Resultados a nivel de sistema multiantena

Como se mencionó brevemente en la sección teórica, la implementación del sistema con múltiples antenas que se propone es un sistema SIMO, con un único usuario transmitiendo una señal OFDM (que tendrá asociada una cantidad  $K$  de subportadoras) hacia una estación base o receptor con  $N$  antenas. El receptor realiza una estimación de la matriz de covarianza del canal y proyecta la señal recibida en las  $N$  antenas, en  $L$  modos principales, donde se espera que esté concentrada la mayor cantidad de energía. Se tiene



**Figura 17:** Diagrama de EXIT de 5 iteraciones a  $EbNo = 6,5dB$ .

entonces, que además de los parámetros propios del esquema de decodificación iterativa y de demodulación no coherente, se le suman los propios del sistema multiantena.

En la Fig. 18 se puede observar cómo la simulación del sistema multiantena utilizando 10 antenas receptoras y proyectando en 2 modos, tiene una ganancia notoria frente al mismo sistema con los mismos parámetros pero utilizando una sola antena.

Como se puede ver, si se trabaja con un  $BER = 10^{-3}$ , por ejemplo, se tendrían unas ganancias de entre  $4dB$  y  $5dB$ . En la medida que se tenga una mayor cantidad de antenas receptoras, se tiene una cantidad mayor de *copias* de la señal transmitida, con alteraciones diferentes según la antena receptora lógicamente. Se gana entonces en diversidad y es posible lograr niveles de error menores gracias al procesamiento estadístico. Es de notar a su vez, que la turbocaída en el caso de antena múltiple (manteniendo los mismos parámetros en ambos sistemas), se hace más pronunciada. En el caso del sistema de única antena, pasar de  $BER = 10^{-1}$  a  $BER = 10^{-4}$  cuesta prácticamente  $3dB$  mientras que lo mismo en el sistema de 10 antenas se realiza en casi  $1dB$ .

Si se aumenta incluso más la cantidad de antenas, es de esperar que el comportamiento siga mejorando en principio. Este mismo comportamiento, es lo que se puede ver en la Fig. 19, donde a mayor número de antenas, pasando de  $N = 10$  a  $N = 30$ , se tiene que la turbocaída del sistema se da con unos  $0,4dB$  de diferencia aproximadamente. Es preciso comentar también, que en los sistemas de antena múltiple, para lograr gráficos *suaves* o más precisamente monótonos decrecientes, es necesario procesar una mayor cantidad de bits y contar una mayor cantidad de errores, para lograr una estadística más representativa. En los gráficos aquí presentados, este aspecto no fue tomado en cuenta, por lo que pueden verse pequeñas variaciones entre valores de  $SNR$  consecutivos que no son monótonamente decrecientes. De todas formas, dejando ese aspecto de lado, es posible

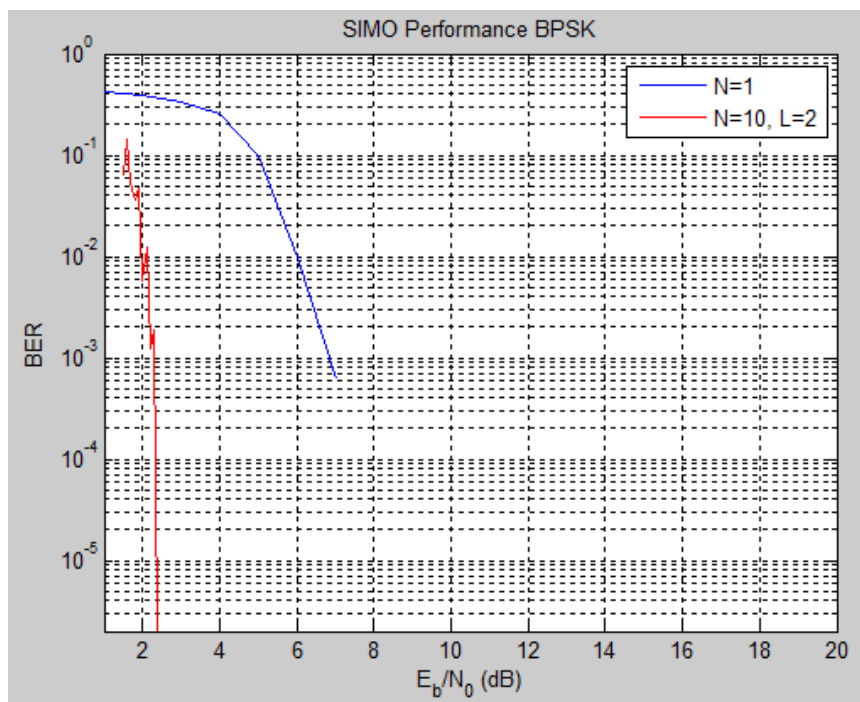


Figura 18: Comparación entre sistema de 1 antena y sistema de 10 antenas.

apreciar al menos la tendencia de cada gráfica.

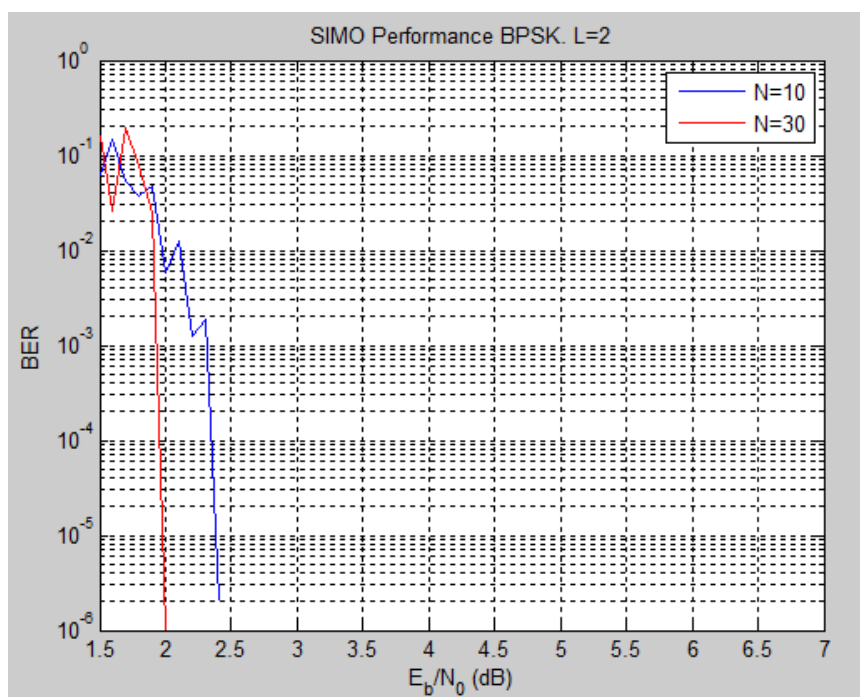


Figura 19: Sistemas multiantena con  $N = 10$  y  $N = 30$  antenas.

Por otra parte, realizando la proyección sobre una mayor cantidad de dimensiones, se logra una mayor precisión y por lo tanto mejor performance (con mayor costo computacional claro está). Este comportamiento es el que se puede observar en la Fig. 20.

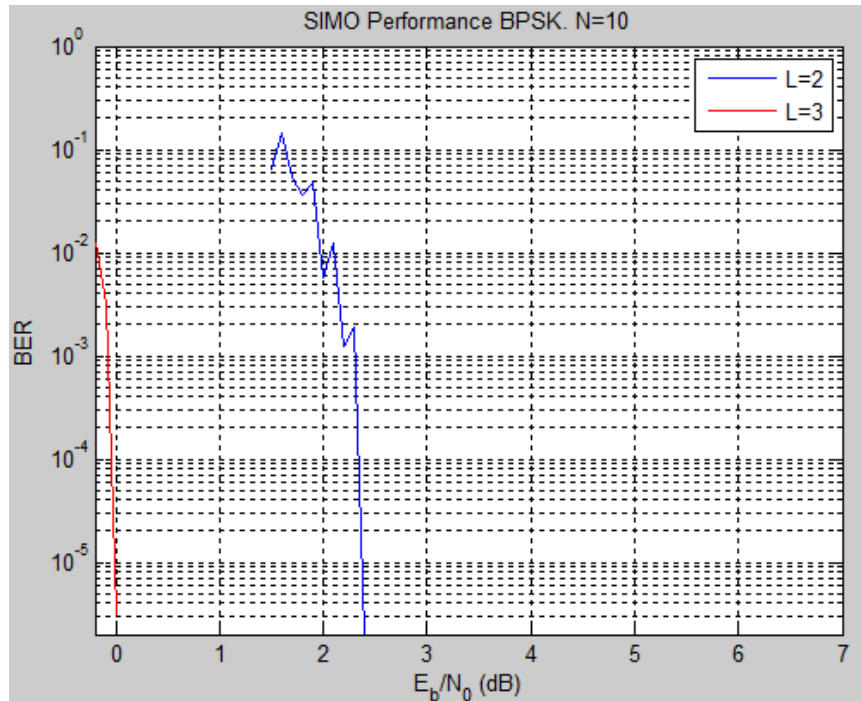


Figura 20: Sistemas multiantena proyectando sobre  $L = 2$  y  $L = 3$  modos.

## 4. Conclusiones

Partiendo de la motivación de encontrar esquemas de detección aplicables en sistemas MIMO masivos, y conociendo la limitación que representa el *Pilot Contamination* en éstos, se tenía como objetivo principal estudiar los diferentes algoritmos de detección no coherente. En particular se quería analizar su desempeño en función de sus parámetros e identificar cuáles eran críticos para tratar de replicarlos en sistemas de antena múltiple. Parte prácticamente intrínseca de los sistemas no coherentes es utilizar una codificación diferencial, para evitar una referencia absoluta. Dicha codificación diferencial, puede verse también como una codificación convolucional, que junto con una codificación previa (de canal), puede verse como una codificación convolucional en serie. Es natural entonces que un esquema de decodificación convolucional en serie sea la opción para utilizar en recepción. A su vez, dada la demostrada ganancia de los sistemas de *decodificación iterativa*, un esquema de estas características parece apropiado para resolver este problema. Así entonces, siempre que el enfoque sea resolver el problema sin estimar el canal, se concluye la importancia de emplear un esquema de decodificación diferencial iterativa. Se aplicó entonces esto y se constató el buen funcionamiento de un esquema de detección y



decodificación que no necesita conocer el canal ni estimarlo, simplemente conocer sus características y estadística. Se logró construir este esquema que no incurre en un *overhead* de símbolos piloto, se constataron pérdidas respecto al esquema coherente lógicamente, pero que se encuentran dentro de lo esperado y no parecen ser una limitante para seguir investigando en esta línea. También se constató la correcta implementación de este sistema de decodificación en sistemas de antena múltiple y se lograron ganancias interesantes respecto a la versión con una sola antena. Estas ganancias a su vez, han podido comprobarse, incrementando el número de antenas receptoras sin incurrir en una mayor complejidad asociada a la cantidad de antenas, sino que con una complejidad reducida debido a la proyección de la señal recibida en los modos principales.

Dentro de este esquema hay parámetros que se posicionan como críticos para lograr buenas prestaciones y hay otros que parecen ser no tan relevantes. Dentro de los críticos, se puede incluir la profundidad del codificador externo, sin la cual hemos visto que la turbocaída no se ve tan pronunciada. El parámetro  $Q$  parece ser determinante a su vez, pero siempre que sea 3 o mayor, el desempeño estará dentro de un rango similar. Un análisis exhaustivo de convergencia es fundamental al momento de analizar esquemas de decodificación iterativa, pues permite analizar al detalle el comportamiento del receptor en cada iteración y a diferentes niveles de ruido. Esto ayuda a optimizar un sistema en el que pueda existir cierto compromiso entre el ruido presente y la capacidad de cálculo del receptor. En este sentido, para el codificador externo utilizado, un número de entre 3 y 5 iteraciones (dependiendo del nivel de ruido) parece ser razonable para alcanzar un buen desempeño. Un número mayor de iteraciones incurrirá en mayores cálculos sin tanto beneficio desde el punto de vista de *BER*. Efectos como el tamaño de bloque de codificación, es algo conocido que impacta fuertemente en el desempeño de este tipo de sistemas, pero también hay que notar que puede no ser deseable aumentar de manera desmesurada el tamaño del bloque pues existe un límite que está dado por la sensibilidad al retardo que pueda tener la aplicación.

Hasta aquí los aspectos relevantes que se han podido constatar mediante el análisis de los parámetros del receptor no coherente, pero existen otro tipo de limitaciones que quedaron fuera del alcance del presente trabajo que habría que considerar en caso de querer implementarse en un sistema real. En esta última categoría podría incluirse por ejemplo las limitaciones asociadas a tener un número masivo de antenas, como por ejemplo el consumo energético que todas ellas puedan tener debe estar controlado y debe justificarse con las ganancias energéticas aportadas por el *beamforming*. También parte de ello es el gran número de conversores ADC que estos sistemas deben tener y a su vez el nivel de precisión con que deben contar, justamente por tratarse de aplicaciones que se tiene pensado llevar a cabo en el rango de onda milimétrica. Para esto, existen enfoques en dos fases, que aportan cierto *beamforming* a gran escala a nivel analógico y luego, para la pequeña escala se utilizan técnicas de *beamforming* digital.

En suma, esto abre varias líneas a tener en cuenta, tanto desde el punto de vista de sistema de única antena con demodulación no coherente en un esquema de turbodecodi-

ficación, como desde el punto de vista de sistema multiantena. A su vez, en la medida que las múltiples antenas representen múltiples usuarios, un tratamiento particular para la supresión de interferencias debería ser tenido en cuenta.

## 5. Agradecimientos

Al grupo de investigadores del iTEAM y en especial a Laura Fuster por recibirme muy amablemente.

A mi tutor, Vicenç Almenar Terré, por su permanente apoyo, su dedicación, sus valiosos consejos y sobre todo su excelente disposición para responder mis inquietudes.

## Referencias

- [1] F. CAVALIERE, *The Role of DWDM for 5G Transport*, ECOC 2014, <http://www.ericsson.com/research-blog/author/fabio-cavaliere/>
- [2] CHENG LIU, JING WANG, LIN CHENG, MING ZHU, and GEE-KUNG CHANG, *Key Microwave-Photonics Technologies for Next-Generation Cloud-Based Radio Access Networks*, Journal of Lightwave Technology, Vol. 32, Issue 20, pp. 3452 - 3460(2014)
- [3] D. LEE, H. SEO, B. CLERCKX, E. HARDOUIN, D. MAZZARESE, S. NAGATA, and K. SAYANA, *Coordinated multipoint transmission and reception in LTE-advanced: Deployment scenarios and operational challenges*, IEEE Commun. Mag., vol. 50, no. 2, pp. 148-155, Feb. 2012.
- [4] RONG-RONG CHEN, RALF KOETTER, UPAMANYU MADHOW, and DAKSHI AGRAWAL, *Joint Noncoherent Demodulation and Decoding for the Block Fading Channel: A Practical Framework for Approaching Shannon Capacity*, IEEE Transactions on Commun., vol. 51, no. 10, pp. 1676-1689, Oct. 2003.
- [5] SHUANGFENG HAN, CHIH-LIN I, ZHIKUN XU, and CORBETT ROWELL, *Large-Scale Antenna Systems with Hybrid Analog and Digital Beamforming for Millimeter Wave 5G*, IEEE Commun. Mag., vol. 50, no. 2, pp. 186-193, Jan. 2015.
- [6] ERIK G. LARSSON, OVE EDFORS, FREDRIK TUFVESSON, and THOMAS L. MARZETTA, *Massive MIMO for Next Generation Wireless Systems*, IEEE Commun. Mag., vol. 50, no. 2, pp. 183-195, Feb. 2014.
- [7] CLAES TIDESTAV, *Massive beamforming in 5G radio access*, <http://www.ericsson.com/research-blog/5g/massive-beamforming-in-5g-radio-access/>
- [8] NOAH JACOBSEN, GWEN BARRIAC and UPAMANYU MADHOW, *Noncoherent Eigenbeamforming and Interference Suppression for Outdoor OFDM Systems*, IEEE Transactions on Commun., vol. 56, no. 6, pp. 915-924, June. 2008.

- [9] ANTONIO FORENZA, DAVID J. LOVE and ROBERT W. HEATH JR., *Simplified Spatial Correlation Models for Clustered MIMO Channels with Different Array Configurations*, IEEE Transactions on Vehicular Tech., vol. 56, no. 4, pp. 1924-1934, 2007.
- [10] A. A. M. SALEH and R. A. VALENZUELA, *A statistical model for indoor multipath propagation*, IEEE Jour. Select. Areas in Comm., vol. SAC-5, no. 2, pp. 128-137, Feb. 1987.
- [11] J. W. WALLACE and M. A. JENSEN, *Statistical characteristics of measured MIMO wireless channel data and comparison to conventional models*, Proc. IEEE Veh. Technol. Conf., vol. 2, no. 7-11, pp. 1078-1082, Oct. 2001.
- [12] K. I. PEDERSEN, P. E. MOGENSEN and B. H. FLEURY, *Dual-polarized model of outdoor propagation environments for adaptive antennas*, Proc. IEEE 49th Vehicular Technology Conference, vol. 2, May 1999, pp. 990-995.
- [13] L. BAHL, J. COCKE, F. JELINEK and J. RAVIV, *Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate*, IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 20, pp. 284-287, Mar. 1974.
- [14] NOAH JACOBSEN and UPAMANYU MADHOW, *Coded Noncoherent Communication with Amplitude/Phase Modulation: From Shannon Theory to Practical Architectures*, IEEE Trans. on Comm., vol. 56, no. 12 pp. 2040-2049, Dic. 2008.

## A. Apéndice

En esta sección se hace una breve descripción de las funciones programadas y algunos parámetros importantes a ser considerados para generar los resultados presentados. En concreto se presenta en tres partes:

1. El sistema SCCC para el caso DBPSK con el BCJR implementado
2. El sistema SCCC para todas las modulaciones con el BCJR del objeto APP Decoder de MATLAB
3. La implementación SIMO (multiple antena en recepción)

### A.1. El sistema SCCC para el caso DBPSK con el BCJR implementado

Esta implementación es la que se utilizó para la mayor parte del análisis (modulación BPSK al menos), en función de los diferentes parámetros. La misma contiene tres archivos:

- i) SCCC\_Test\_2DBPSK.m

ii) `bcjr_MGonzalezNC.m`

iii) `bcjr_MGonzalezCOH.m`

El primero contiene el programa principal mientras que en los dos restantes se implementan dos funciones que realizan el algoritmo BCJR en un caso para un esquema no coherente (y se debe especificar la variable  $Q$ ) y en otro en un esquema coherente (y se debe especificar el canal). Ambos son invocados en el programa principal.

El programa principal maneja algunas variables de interés como:

**rango**- especifica el rango de  $E_b/N_0$  en el que se hará la simulación. En la línea 104 en adelante se ven los distintos rangos según el valor de la variable *rango*.

**Ray**- especifica si el canal es Rayleigh o no (el ruido gaussiano existirá en cualquier caso).

**NCvsCOH**-especifica si se desea hacer una comparación de los sistemas coherente y no coherente.

**NumIter**-especifica el número de iteraciones que realiza el detector.

**Q**-especifica la cantidad de fases a ser discretizado el canal.

## **A.2. El sistema SCCC para todas las modulaciones con el BCJR del objeto APP Decoder de MATLAB**

Esta implementación es muy similar a la anterior sobre todo el programa principal. La diferencia está en que el algoritmo BCJR no está implementado sino que se utiliza el objeto APP Decoder de MATLAB. Esta implementación contiene tres archivos:

i) `SCCC_Test_D8QPSK_RAY.m`

ii) `GenTreDPSK.m`

iii) `maxEstrella.m`

El primero es el programa principal, el segundo construye los enrejados de Trellis para los codificadores y el tercer programa realiza la función *max-estrella* simplemente. Los parámetros que contiene son los mismos de la implementación anterior. Una incorporación que tiene esta implementación respecto a la anterior, es el análisis de convergencia. Para ello, la variable *exitChart* se debe poner en *true* y seleccionar *rango* = 0 y elegir un valor de  $E_b/N_0$  que se quiera.

## **A.3. La implementación SIMO (multiple antena en recepción)**

Esta implementación contiene los siguientes programas:

i) `SCCC_Test_D8QPSK_RAY.m`

ii) `GenTreDPSK.m`

iii) `maxEstrella.m`

- iv) *Qest\_adpated.m*
- v) *CorrMatGenerator.m*
- vi) *channel\_TC08TC03.m*

Los primeros tres son similares a las otras implementaciones. La diferencia aquí es que en el programa principal (*SCCC\_Test\_D8QPSK\_RAY.m*), se tienen variables propias del sistema multiantena como  $N$  y  $L$  que representan la cantidad de antenas receptoras y de modos proyectados respectivamente. En *Qest\_adpated.m* se estima la matriz de covarianza del canal y se realiza la proyección de la señal recibida sobre los modos principales. En *CorrMatGenerator.m* se construye la matriz de covarianza del canal suponiendo un array lineal y una clusterización angular distribuida según Laplace. En *channel\_TC08TC03.m* se altera la señal de entrada según el canal modelado, es decir una alteración diferente según cada bloque de coherencia y subportadora y adicionalmente un ruido gaussiano.