



Universidad de Zaragoza



Centro Politécnico Superior

## PROYECTO FIN DE CARRERA

# IMPLEMENTACIÓN Y EVALUACIÓN DE ESTRATEGIAS HARQ PARA TURBOCÓDIGOS EN EL SISTEMA DE COMUNICACIONES WIMAX

**Ingeniería de Telecomunicación**

Centro Politécnico Superior

Universidad de Zaragoza

Septiembre 2010

Autor: **Mario Amigot Felipe**

Director: **Jorge Ortín Gracia**



---

Departamento de Ingeniería Electrónica y Comunicaciones  
Área de Teoría de la Señal y Comunicaciones







# **IMPLEMENTACIÓN Y EVALUACIÓN DE ESTRATEGIAS HARQ PARA TURBOCÓDIGOS EN EL SISTEMA DE COMUNICACIONES WIMAX**

## **RESUMEN**

Dada la importancia de las comunicaciones móviles en el mundo actual y las grandes expectativas de futuro que tienen, el Departamento de Ingeniería Electrónica y Comunicaciones del Centro Politécnico Superior de la Universidad de Zaragoza viene desarrollando una línea de trabajo en torno a la codificación de canal en sistemas de comunicaciones wireless, en la cual se enmarca este proyecto fin de carrera (PFC). Dentro de esta línea se está incidiendo en la codificación de canal basada en turbocódigos mediante el desarrollo de programas informáticos que permitan crear un entorno de simulación lo más completo posible con el que realizar distintas pruebas.

El objetivo de este proyecto fin de carrera, como bien lo indica su título, es estudiar distintas estrategias HARQ en sistemas de codificación de canal basados en turbocódigos que se emplean o se podrían emplear en sistemas de comunicaciones móviles como WiMAX.

Como primer paso en la realización de este proyecto fin de carrera se lleva a cabo una recopilación y lectura de artículos relacionados con la codificación de canal basada en turbocódigos, las estrategias HARQ existentes y el estándar 802.16/WiMAX.

Tras el análisis y comprensión de las distintas estructuras propuestas en dichos artículos, así como de los algoritmos SISO de la turbodecodificación, se implementan los esquemas originales de HARQ sobre un simulador de capa física de WiMAX mediante programas informáticos escritos en lenguaje C++.

Una vez elaborados los programas en C++ se procede a realizar las simulaciones pertinentes que permitan ofrecer resultados experimentales de cara a comparar las prestaciones de los diferentes tipos de HARQ presentes en el estándar 802.16 en dos modelos de canal propios de las comunicaciones móviles: ITU Vehicular A y Pedestrian A.

El siguiente paso dado es el desarrollo de una nueva estrategia HARQ capaz de mejorar el rendimiento de las estrategias ya existentes. Tras analizar y comparar meticulosamente los resultados obtenidos en las simulaciones de la propuesta, se extraen las conclusiones oportunas.

Finalmente, se redacta la presente memoria en la que se recopila toda la información teórica, se plasman los resultados obtenidos más relevantes, y se incluyen las conclusiones a las que se llega.



## ÍNDICE

1. INTRODUCCIÓN .....	9
1.1. CONTEXTO .....	9
1.2. OBJETIVOS DEL PROYECTO .....	12
1.3. ESTRUCTURA DE LA MEMORIA .....	13
2. ESTRATEGIAS HARQ .....	14
2.1. HARQ: LA UNIÓN DE PROTOCOLOS ARQ Y TÉCNICAS FEC .....	14
2.2. TIPOS DE ESTRATEGIAS HARQ .....	16
3. IMPLEMENTACIÓN DE HARQ EN EL SISTEMA WIMAX .....	21
3.1. CODIFICACIÓN DE CANAL EN SISTEMAS DE TRANSMISIÓN .....	21
3.2. CODIFICACIÓN DE CANAL EN WIMAX E IMPLEMENTACIÓN DE HARQ .....	22
3.3. DECODIFICACIÓN CON HARQ EN WIMAX .....	27
4. PROPUESTA DE NUEVA ESTRATEGIA HARQ EN WIMAX .....	31
4.1. INTRODUCCIÓN A LA PROPUESTA .....	31
4.2. IMPLEMENTACIÓN DE LA PROPUESTA EN WIMAX .....	32
5. SIMULACIONES Y RESULTADOS .....	35
5.1. CONSIDERACIONES GENERALES DE LAS SIMULACIONES .....	35
5.2. SIMULACIONES DE HARQ Y PROPUESTA EN WIMAX SOBRE CANAL ‘VEHICULAR A’ .....	36
5.2.1. GRÁFICAS DE BLER .....	36
5.2.2. GRÁFICAS DE EFICIENCIA .....	38
5.3. SIMULACIONES DE HARQ Y PROPUESTA EN WIMAX SOBRE CANAL ‘PEDESTRIAN A’ .....	41
5.3.1. GRÁFICAS DE BLER .....	41
5.3.2. GRÁFICAS DE EFICIENCIA .....	43
6. CONCLUSIONES .....	45
BIBLIOGRAFÍA .....	47
ACRÓNIMOS .....	48
ÍNDICE DE FIGURAS Y TABLAS .....	50





# 1. INTRODUCCIÓN

## 1.1. CONTEXTO

Cuando los sistemas de comunicaciones móviles de tercera generación o 3G comenzaron a comercializarse recientemente, e incluso antes de su lanzamiento, ya había comenzado a gestarse el concepto de 4G (también llamada B3G, *Beyond 3G*). De este modo, siguiendo la línea de evolución tecnológica por generaciones móviles, se esperaba que la 4G siguiera a la 3G apareciendo como una red de radio de banda ancha de gran velocidad y cuyos primeros sistemas se comercializarían entre 2010 y 2015, una vez que los sistemas 3G hubieran alcanzado todo su potencial tecnológico y de negocio.

Sin embargo, la larga y costosa implantación de la telefonía móvil 3G ha retrasado la evolución a la 4G debido a que la 3G se trataba de una tecnología totalmente nueva sin apenas base tecnológica, por lo que hubo que crear toda la infraestructura de comunicaciones para su plataforma.

Para evitar caer en estos mismos errores la 4G se ha concebido como una evolución convergente, basada en la combinación de múltiples redes y tecnologías móviles y de acceso inalámbrico que complementan a los actuales sistemas 3G. En cualquier caso, durante los sucesivos años se espera que convivan sistemas 3G y 4G ya desarrollados, así como sistemas híbridos que combinen las prestaciones de ambos.

La cuarta generación de comunicaciones móviles (4G) está basada totalmente en IP (Conmutación por paquetes IP) convirtiéndose así en un sistema de sistemas y una red de redes que funciona en la tecnología de Internet y que está previsto que sea capaz de alcanzar velocidades máximas de acceso de 100 Mbps en movimiento y 1 Gbps en reposo, manteniendo una calidad de servicio (QoS) *end-to-end* de alta seguridad para ofrecer servicios de cualquier clase en cualquier momento, en cualquier lugar y con el mínimo coste posible.

Actualmente existen dos grandes sistemas que ya utilizan la tecnología móvil 4G. Uno es llamado WiMAX, nombre que corresponde a las siglas de *World Wide Interoperability for Microwave Access*, mientras que el otro es conocido como LTE (*Long Term Evolution*).

WiMAX es una tecnología dentro de las conocidas como tecnologías de última milla (*last mile*), también llamadas de bucle local, que permite acceso fijo y móvil a Internet de banda ancha (hasta 40 Mbps para móvil) a través de microondas [1]. La familia de protocolos que caracteriza esta tecnología es IEEE 802.16, oficialmente llamada WirelessMAN (*Wireless Metropolitan Area Network*), dentro de la cual se recogen las dos variantes antes mencionadas: acceso fijo (IEEE 802.16-2004) y acceso móvil (IEEE 802.16e).

En el caso del acceso fijo o 'Fixed WiMAX' se establece un enlace radio entre la estación base y un equipo de usuario situado en el domicilio del usuario. Su máxima tasa de descarga es de aproximadamente 75 Mbps (ancho de banda de 20 MHz) en la banda frecuencial de 2-11 GHz y con un alcance de hasta 8 km.

La segunda variante es el acceso móvil, también conocido como 'Mobile WiMAX', que permite el desplazamiento del usuario de un modo similar al que se puede dar en UMTS

(*Universal Mobile Telecommunications System*, perteneciente a la 3G) y actualmente es el que compite con las tecnologías LTE por ser la alternativa para las operadoras de telecomunicaciones que apuestan por los servicios en movilidad. WiMAX 802.16e es capaz de ofrecer 30Mbps (ancho de banda de 10 MHz) en la banda frecuencial de 2-6 GHz en celdas de hasta 5 km de radio.

En comparación con la versión fija, el 802.16e es un estándar superior con enorme valor añadido por su movilidad que además ofrece una opción de conexión fija, tal y como queda reflejado en la Figura 1, por lo que se prevé que Mobile WiMAX triunfe a nivel de usuario. Por el contrario Fixed WiMAX quedará relegada a conexiones *backhaul* usadas para interconectar la red central (también llamada *core network* o *backbone*) con las diferentes subredes usando diferentes tipos de tecnologías alámbricas o inalámbricas.



Figura 1. Arquitectura del sistema WiMAX

Una de las mayores ventajas de WiMAX es que da servicios de banda ancha en zonas donde la instalación de estaciones de GSM/UMTS, cable o fibra debido a la baja densidad de población presenta unos costos por usuario muy elevados, como por ejemplo las zonas rurales. Por ello WiMAX ha sido concebido como una alternativa al cable o DSL (*Digital Subscriber Line*).

Por otro lado existe la tecnología LTE, que consiste en el siguiente paso en la evolución hacia las redes de cuarta generación, y corresponde a las siglas del proyecto 'UTRAN Long Term Evolution' (*UMTS Terrestrial Radio Access Network*), promovido por el 3GPP (*3rd Generation Partnership Project*) a finales del 2004 para trabajar sobre la evolución del estándar de comunicaciones de tercera generación WCDMA (*Wideband Code Division Multiple Access*), que es la base del sistema UMTS. Sin embargo es la nueva versión de LTE, llamada 'LTE Advanced', la que sí que es un verdadero estándar 4G con tecnologías de radio diseñadas para aumentar la capacidad y velocidad de las redes de telefonía móvil [2].

La novedad de LTE es la interfaz radio basada en OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access*) para el enlace descendente (DL) y SC-FDMA (*Single-carrier Frequency Division Multiple Access*) para el enlace ascendente (UL). Esta interfaz permite obtener una tasa de pico del enlace DL de hasta 326,4 Mbps, con un espectro de frecuencia de 20 MHz (el ancho de banda es adaptativo: 1.4, 3, 5, 10, 20 MHz), mientras que la tasa de pico del enlace UL es de hasta 86,4 Mbps también para un ancho de banda de 20 MHz. Otras características del LTE son que al menos 200 usuarios pueden estar activos por célula de 5 MHz y que proporciona un alto rendimiento para velocidades de 0 a 15 km/h, manteniéndose la conexión a velocidades de hasta 400 km/h. Por último cabe destacar que el handover entre tecnologías 2G, 3G y LTE es transparente.

Con el fin de conseguir altas tasas de transferencia con costes mínimos, la ampliación y mejora de los servicios y una mayor integración con los protocolos ya existentes, las tecnologías 4G (WiMAX y LTE) han introducido nuevos avances tecnológicos. Algunos de ellos son técnicas de avanzado rendimiento tales como:

MIMO (*Multiple-input Multiple-output*), permite aumentar la eficiencia espectral del sistema de comunicación inalámbrica por medio de la utilización de varias antenas tanto en el transmisor como en el receptor, aprovechando así el fenómeno de la propagación multicamino.

OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), también aumenta la eficiencia espectral y combate interferencias multicamino con gran robustez. Consiste en enviar un conjunto de portadoras a diferentes frecuencias, donde cada portadora transporta información modulada en PSK o QAM. En la mayoría de los sistemas la multiplexación OFDM se realiza tras pasar la información por un codificador de canal con el objetivo de corregir errores producidos en la transmisión. Este tipo de multiplexación es denominado como COFDM (*Coded OFDM*). Además existe una versión multiusuario conocida como OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access*) que es la más ampliamente utilizada en comunicaciones 4G (añadiendo la codificación de canal) y que permite compartir el espectro de un cierto canal a través de la división del canal en un conjunto de subportadoras que se reparten en grupos en función de la necesidad de cada usuario [3].

La codificación de canal comentada en el párrafo anterior hace referencia al conjunto de técnicas que permiten modificar las señales digitales con el fin de hacerlas más robustas frente a los efectos nocivos del canal de transmisión. Para una velocidad de transmisión de información dada puede reducir la probabilidad de error, o reducir la potencia transmitida requerida a costa de aumentar el ancho de banda y/o la complejidad de decodificador mediante la introducción de una cierta redundancia en la información transmitida. En este sentido, los sistemas 4G emplean técnicas de codificación de canal tales como los turbocódigos o los códigos LDPC, consiguiéndose con ambas técnicas valores de capacidad cercanos a los límites establecidos por Shannon.

Finalmente, la implementación de estrategias HARQ (*Hybrid Automatic Repeat reQuest*) permiten disminuir la latencia asociada a la retransmisión de los bloques de datos con errores, facilitando la prestación de servicios en tiempo real basados en IP [4] propios de las tecnologías 4G. Para ello es necesario implementar las técnicas ARQ típicas de la capa de

enlace en la capa física junto con la codificación de canal, lo que si bien aumenta la complejidad del sistema, permite incrementar la eficiencia de la transmisión. La estrategia HARQ más sencilla consiste en añadir a cada bloque de datos que entra al codificador de canal del transmisor un CRC (*Cyclic Redundancy Code*) que permite al receptor detectar los errores que hay en cada bloque codificado recibido. En caso de error, el bloque se descarta y se solicita su retransmisión. El estudio y propuesta de mejora de las posibles estrategias de HARQ que permite el estándar WiMAX es el objetivo de este proyecto, el cual se detalla en el siguiente apartado.

## **1.2. OBJETIVOS DEL PROYECTO**

Los objetivos principales que se han buscado con la elaboración de este Proyecto Fin de Carrera son los siguientes:

1. Realizar un profundo estudio de las estrategias HARQ que se llevan a cabo en los sistemas de comunicaciones 4G en general, examinando los diferentes tipos de HARQ existentes y su funcionamiento.
2. Implementar y analizar las estrategias HARQ que permite el sistema de comunicaciones WiMAX, integrándolas completamente en un simulador de capa física del mismo. Esta integración conlleva necesariamente un estudio del sistema de codificación de canal basado en turbocódigos que se emplea en WiMAX.
3. Comprobar cuál es el tipo de estrategia HARQ que obtiene mejor rendimiento en términos de eficiencia y probabilidad de error en bloque (BLER) en canales móviles realistas, a través de resultados numéricos obtenidos mediante simulación.
4. Proponer una nueva estrategia HARQ que sea capaz de mejorar los resultados anteriores en términos de eficiencia y rendimiento del sistema.

Con el fin de evaluar las prestaciones en un entorno de comunicaciones móviles (con respecto a los objetivos número 3 y 4), los algoritmos que implementan estas estrategias y de los que se obtienen los resultados numéricos han sido programados en lenguaje C++, integrándose en un simulador de capa física del sistema WiMAX. Éste incluye todos los bloques funcionales propios tanto del transmisor (fuente, codificador de canal y modulador), canal móvil, así como del receptor (demodulador y decodificador), tal y como se definen en los estándares IEEE 802.16, a los que se ha añadido dos nuevos bloques encargados de la gestión de los HARQ. El sistema completo permitirá obtener y analizar resultados de las prestaciones de las distintas estrategias HARQ.

### 1.3. ESTRUCTURA DE LA MEMORIA

Esta memoria está estructurada en 6 capítulos más una referencia bibliográfica al final de la misma:

Capítulo 1: sirve de introducción y da una visión del estado actual y el contexto de las comunicaciones móviles 4G (WiMAX y LTE) así como de sus perspectivas de futuro más inmediato. Asimismo detalla la motivación y los objetivos del presente proyecto fin de carrera, describiendo las tareas que se han realizado en su elaboración. Finalmente presenta la estructura dividida en capítulos que tiene esta memoria.

Capítulo 2: se centra en las diferentes técnicas de codificación de canal existentes y explica cómo, de la unión de las estrategias ARQ y las técnicas FEC en las estaciones base, surgen las estrategias HARQ. Además presenta en detalle las tres estrategias HARQ: tipo I, tipo II-IR y tipo II-CC, incluyendo diagramas de flujo explicativos de sus procesos de funcionamiento.

Capítulo 3: en él se trata la implementación de las estrategias HARQ en el estándar 802.16/WiMAX. Para ello define cómo es el sistema de codificación (y decodificación) de canal y los distintos bloques que lo conforman. Se hace verdadero hincapié en las modificaciones que requiere la implementación de HARQ, ya que supone modificar el esquema básico de turbodecodificación para añadir la funcionalidad de elegir qué información de redundancia se transmite en cada transmisión y cómo el decodificador utiliza información 'soft' LLR.

Capítulo 4: se plantea una propuesta de estrategia HARQ, justificando la razón por la que se propone y explicando cómo se realiza tanto la turbocodificación como la turbodecodificación para poder contar cómo se trataría la información de las distintas retransmisiones.

Capítulo 5: donde se muestran los resultados de las simulaciones. En un primer apartado se concreta cómo es el sistema de simulación y cuáles son sus parámetros, para luego exponer y analizar las gráficas de BLER y eficiencia en términos de bits/portadora en función de la SNR correspondientes a cada simulación.

Capítulo 6: se recopilan todas las conclusiones extraídas de los resultados obtenidos en las simulaciones y se proponen posibles líneas de continuación a partir del trabajo desarrollado en este proyecto.

La memoria se cierra con la bibliografía en la que se listan todos los libros y artículos a los que se hace referencia a lo largo de la presente memoria.

## 2. ESTRATEGIAS HARQ

### 2.1. HARQ: LA UNIÓN DE PROTOCOLOS ARQ Y TÉCNICAS FEC

Los protocolos ARQ son técnicas de control de errores en las que se combina detección de errores con las solicitudes de retransmisión de datos erróneos. Cada bloque de datos recibidos se comprueba mediante un código de detección de errores (ED), como por ejemplo el CRC, y el receptor informa al emisor del éxito o fracaso de la última transmisión a través de una trama de reconocimiento (*acknowledge*) positivo (*ACK*) o negativo (*NAK*). La configuración de un sistema ARQ se presenta en la siguiente figura.

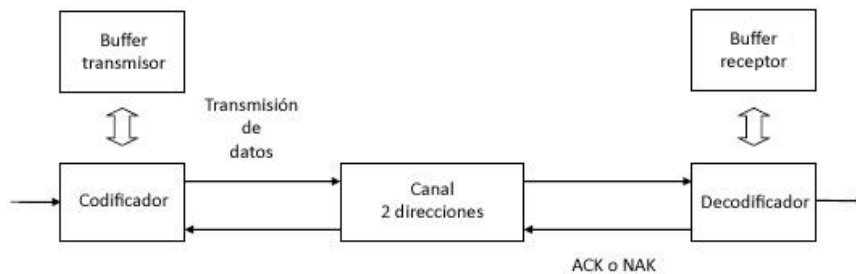


Figura 2. Diagrama de bloques de un sistema ARQ

Al mismo tiempo que el envío de reconocimientos, otro mecanismo que usa ARQ es el tiempo de espera (*time-out*). Si el emisor no recibe un reconocimiento antes de que expire el *time-out*, retransmitirá automáticamente el paquete hasta que reciba un ACK o haya excedido un número predeterminado de retransmisiones. Ocurre algo parecido si el emisor recibe un NACK, ya que eso quiere decir que el paquete enviado ha sido recibido con errores así que deberá retransmitir el paquete. Esto se puede realizar en repetidas ocasiones, hasta que los datos puedan ser verificados y se proporcione así un servicio de transferencia fiable. Dentro de los protocolos ARQ hay diferentes esquemas conocidos como: '*Stop and Wait*', '*Go-back N*' y '*Selective Repeat*'.

Por otro lado, y dentro de la codificación de canal, existen las técnicas de 'Corrección de errores hacia adelante' (FEC), donde el emisor codifica los datos mediante un código antes de la transmisión. Este codificador lo que hace es coger grupos de  $k$  bits del mensaje y añadir  $n-k$  bits de redundancia o paridad (*redundancy bits* or *parity bits*) imponiendo así una tasa de código  $R_c = k/n$  con  $k < n$ , por lo que  $R_c < 1$ .

La información adicional que se añade por el código es utilizado por el receptor para recuperar los datos originales. En general, los datos reconstruidos son lo que se ha considerado como los datos originales "más probables".

Existen tres tipos diferentes de códigos que se usan en codificación de canal: códigos bloque, códigos convolucionales y turbocódigos. También se ofrecen soluciones en las que se concatenan distintas clases de códigos, por ejemplo un código bloque seguido de uno convolucional.

Los códigos bloque trabajan sobre paquetes de  $k$  bits de la secuencia de bits creada por la fuente de datos, existiendo así un total de  $2^k$  posibles mensajes distintos. El codificador transforma independientemente cada mensaje de  $k$  bits en una  $n$ -tupla de bits llamada 'palabra código' (*code word*). De esta forma a la salida también habrá un conjunto de  $2^k$  de posibles palabras código de longitud  $n$  bits. En su decodificación se realiza el paso inverso, ya que el conjunto de palabras código y su correspondencia con las palabras origen son conocidos.

Los códigos convolucionales también trabajan con paquetes de  $k$  bits y a su salida se obtienen paquetes de  $n$  bits (tasa de código  $R_c=k/n$ ) pero, a diferencia de los códigos bloque, la codificación no se produce manipulando algebraicamente cada bloque sino alimentando bit a bit una serie de registros de desplazamiento a partir de los cuales se obtiene la secuencia de datos codificada.

Por último están los turbocódigos, que son utilizados actualmente en las comunicaciones móviles 4G ya que obtienen una excelente tasa de error por bit (*BER*). Esta técnica de codificación consiste esencialmente en la concatenación de dos códigos convolucionales en paralelo, de tal forma que cada bloque de datos de entrada se codifica dos veces: la primera de ellas alimentando el codificador convolucional con la secuencia de bits original y la segunda alterando el orden de la misma con un entrelazador antes de volver a alimentar el codificador. Una vez recibidos los datos codificados un algoritmo iterativo es el que se encarga de la decodificación.

Si bien existen sistemas que únicamente emplean estrategias ARQ sin codificación de canal (como Ethernet) o a la inversa, sistemas únicamente con codificación de canal sin ARQ (como los sistemas de radiodifusión), la mayoría de sistemas de comunicaciones utilizan una combinación de ambas estrategias (GSM o UMTS). Sin embargo lo hacían de modo completamente separado, es decir, lo implementaban en diferentes capas del modelo OSI (*Open System Interconnection*) y en entidades lógicas distintas. Así, la detección y corrección de errores se hacía a nivel físico (nivel 1 o *Physical Layer*, PHY) en las estaciones base, mientras que el control de las retransmisiones ARQ se hacía a nivel de enlace de datos (nivel 2 o *Link Layer*) en los controladores de las estaciones base (RNCs en UMTS) por lo que se introducía un elevado retardo para aplicaciones de datos en tiempo real.

Un ejemplo ilustrativo de esta configuración está en el sistema UMTS, representado en la Figura 3, donde las arquitecturas de planificación de usuarios, selección del formato de transporte (incluyendo modulación y parámetros de codificación) y las retransmisiones ARQ están asignadas al RNC (*Radio Network Controller*), cuyo cometido es gestionar una o varias estaciones base (*Base Station*, BS o *Node-B*), las cuales se encargan de la transmisión radio incluyéndose aquí la codificación de canal.





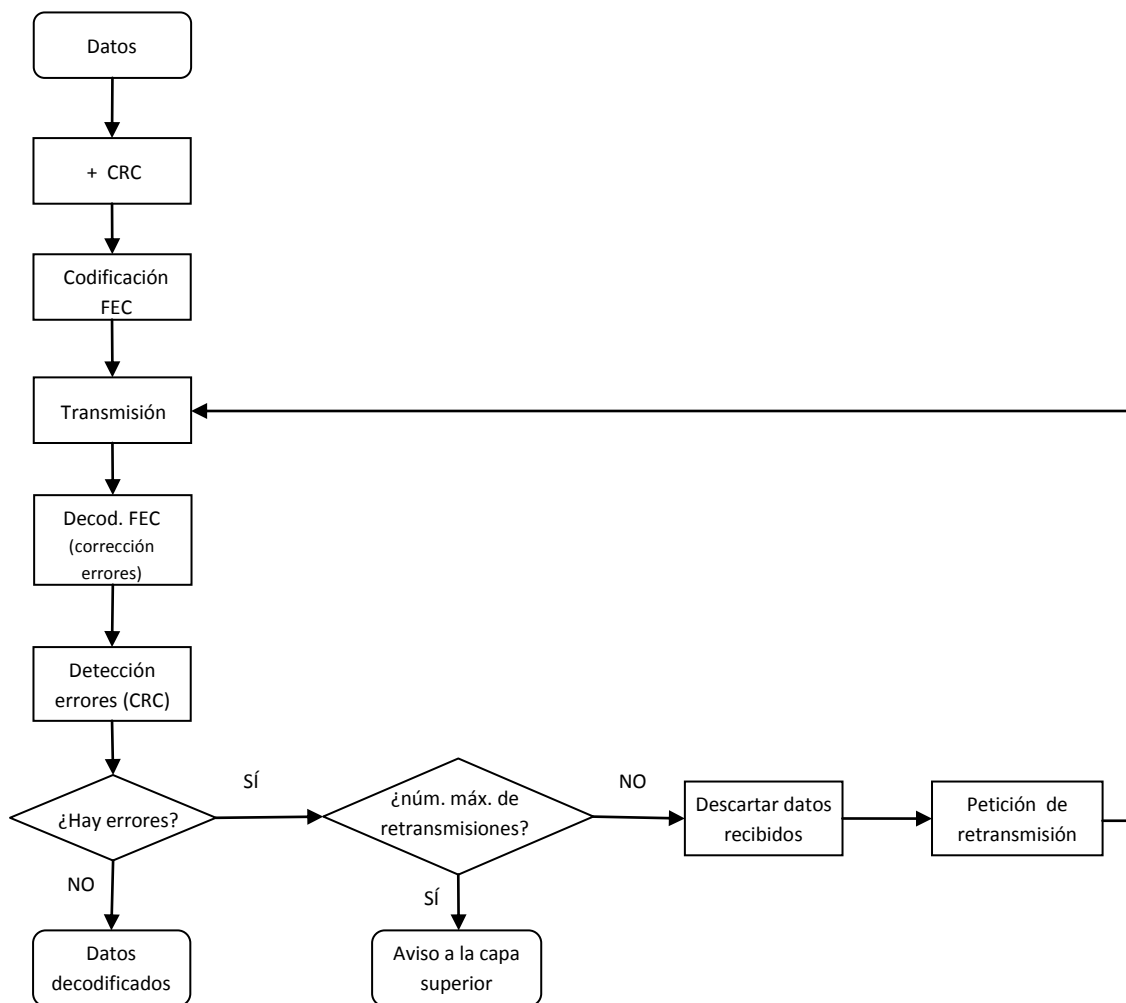


Figura 4. Diagrama de flujo de la estrategia HARQ tipo I

HARQ tipo II: Se trata de una versión más compleja de HARQ. Una de las novedades que introducen este tipo de estrategias es la utilización de información *'soft'* para la decodificación. Esto significa que el decodificador de canal del receptor no se encuentra con una secuencia de bits (información *'hard'*) a su entrada sino un conjunto de muestras. Es decir, el demodulador se limita a cuantificar las muestras a las que ha reducido las formas de onda recibidas sin realizar ninguna comparación con ningún umbral (decisión hard). A su vez, en la mayoría de los casos esta información soft se procesa de forma que el decodificador de canal trabaje con un conjunto de valores LLR (*Log-Likelihood Ratio*) y que definiremos con mayor detalle en el siguiente capítulo.

En este caso los bloques de datos recibidos con errores se descartan, ya que su información *'soft'* será combinada con la información de la siguiente retransmisión. Dicho de otra forma, es posible que dos transmisiones de un mismo bloque no puedan ser decodificadas independientemente sin error, pero puede que la combinación de ambas aglutine tal cantidad de información que pueda decodificarse correctamente libre de errores.

Dentro de este tipo de HARQ existen dos técnicas de combinación de información cuya diferencia entre sí es la propia información retransmitida [5]:

HARQ tipo II - Chase Combining (CC): en este tipo de estrategia, cuyo funcionamiento está detallado en la Figura 5, también se añade CRC a cada paquete de datos, se codifica y se envía. El receptor decodifica y comprueba si hay errores. Si los hay, guarda el paquete de datos recibido y se retransmite el mismo paquete. De este modo la información enviada en todas las retransmisiones es la misma (datos y bits de redundancia) que la del paquete original. Las variaciones que puede haber en la información que llega al receptor serán debidas únicamente al canal móvil en el que se establece la comunicación. Por lo tanto se podría pensar en cada retransmisión como la adición de energía extra a través de un aumento de SNR a la transmisión de información recibida.

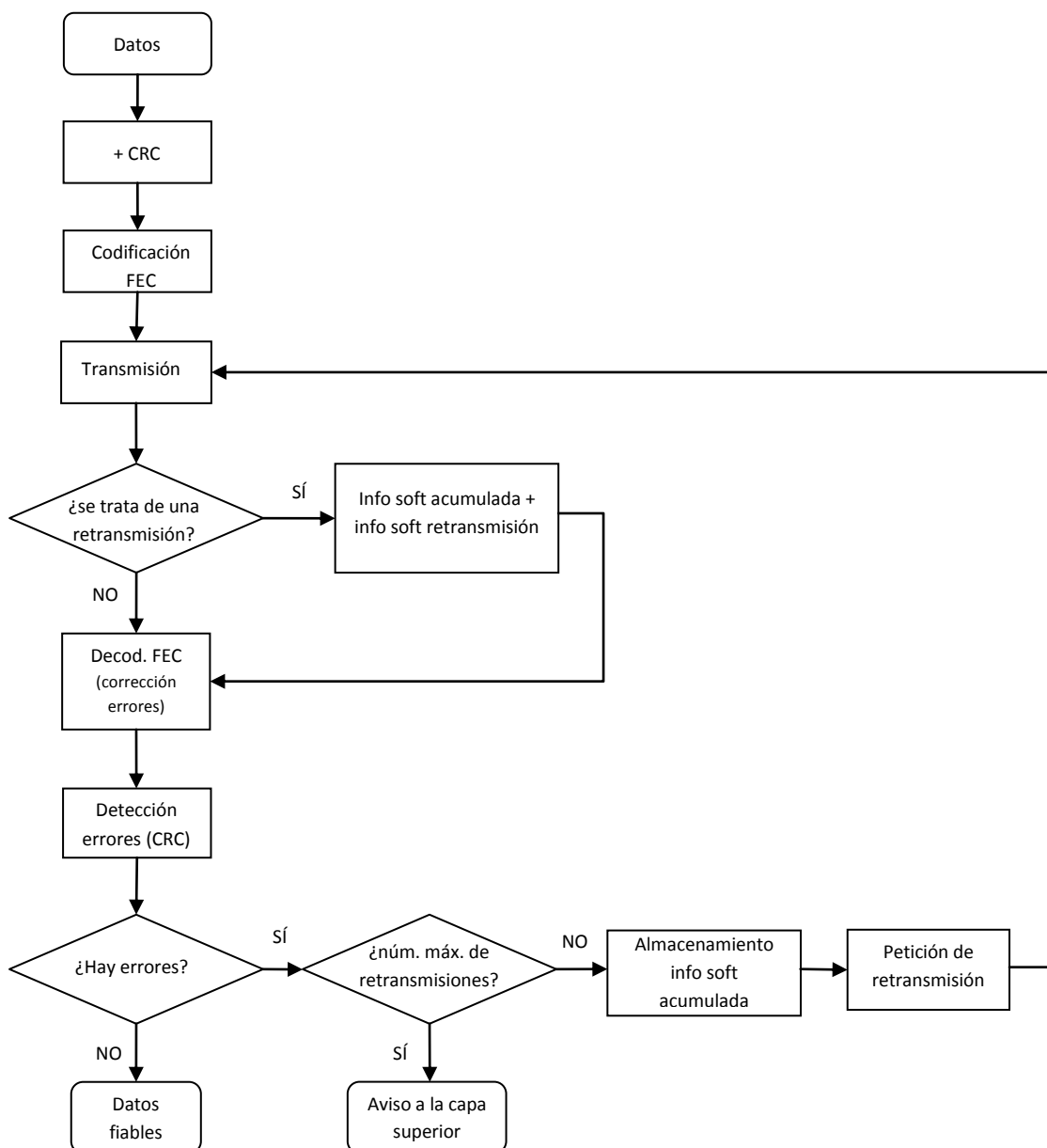


Figura 5. Diagrama de flujo de la estrategia HARQ tipo II – Chase Combining

HARQ tipo II - Incremental Redundancy (IR): Como en los dos casos anteriores, primero se añade el código CRC a cada paquete de datos. La codificación FEC que se lleva a cabo añade bits de redundancia, por lo que la secuencia de bits antes de ser transmitida está compuesta por los bits de datos originales más los bits de paridad.

Sin embargo no se transmiten todos estos bits de redundancia provenientes del mismo paquete de datos codificado, sino que utilizando un algoritmo predeterminado se envían sólo algunos de ellos (esto también puede ocurrir en los demás tipos de HARQ para poder ofrecer distintas tasas de codificación). Esto se consigue a través de un sistema denominado '*puncturing*' o 'pinchado', proceso en el cual algunos de los 'parity bits' son eliminados.

Lo que realmente diferencia IR de las demás estrategias HARQ es que, gracias a la manipulación del proceso de este pinchado, se consigue que cada nueva retransmisión consista siempre en nuevos bits de redundancia provenientes del codificador FEC más los bits de datos originales. La Figura 6 de la página siguiente resume los pasos propios de esta estrategia HARQ.

Obviamente Incremental Redundancy tiene el potencial de conseguir mejor rendimiento comparado con Chase Combining. No obstante un sistema HARQ con CC tendrá menor complejidad ya que el uso de IR requiere alguna señalización adicional puesto que los números de retransmisión deben ser enviados al receptor. Además IR requiere un mayor tamaño de buffer tanto en el transmisor como en el receptor debido a que se almacenan cada posible transmisión de IR, lo que se convierte en una desavenencia en el caso de los terminales móviles UE (*User Equipment*).

Las estrategias citadas anteriormente se pueden implementar tanto con codificadores de canal de bloque [6] o codificadores convolucionales [7]. No obstante en este trabajo consideraremos únicamente los turbocódigos, ya que son los más usados en los sistemas 4G. Asimismo, consideraremos que el tamaño de bloque, el esquema de modulación y codificación y la potencia transmitida son los mismos en todas las retransmisiones. Si bien podría ser variable [8], esto supondría aumentar la complejidad de los algoritmos de asignación de recursos entre los distintos usuarios del sistema.

Finalmente, a parte de los esquemas expuestos anteriormente, existen otras estrategias más complejas entre las que destacan los Reliability Based HARQ (RB-HARQ), en los que los bits que se retransmiten se seleccionan adaptativamente en el receptor basándose en la fiabilidad de los bits estimados a la salida del decodificador, con lo que se mejora el rendimiento y se minimiza el tamaño de la retransmisión solicitando únicamente la retransmisión de los bits con mayor probabilidad de ser erróneos [9, 10]. No obstante, estas soluciones requieren la transmisión de una elevada cantidad de información de feedback.

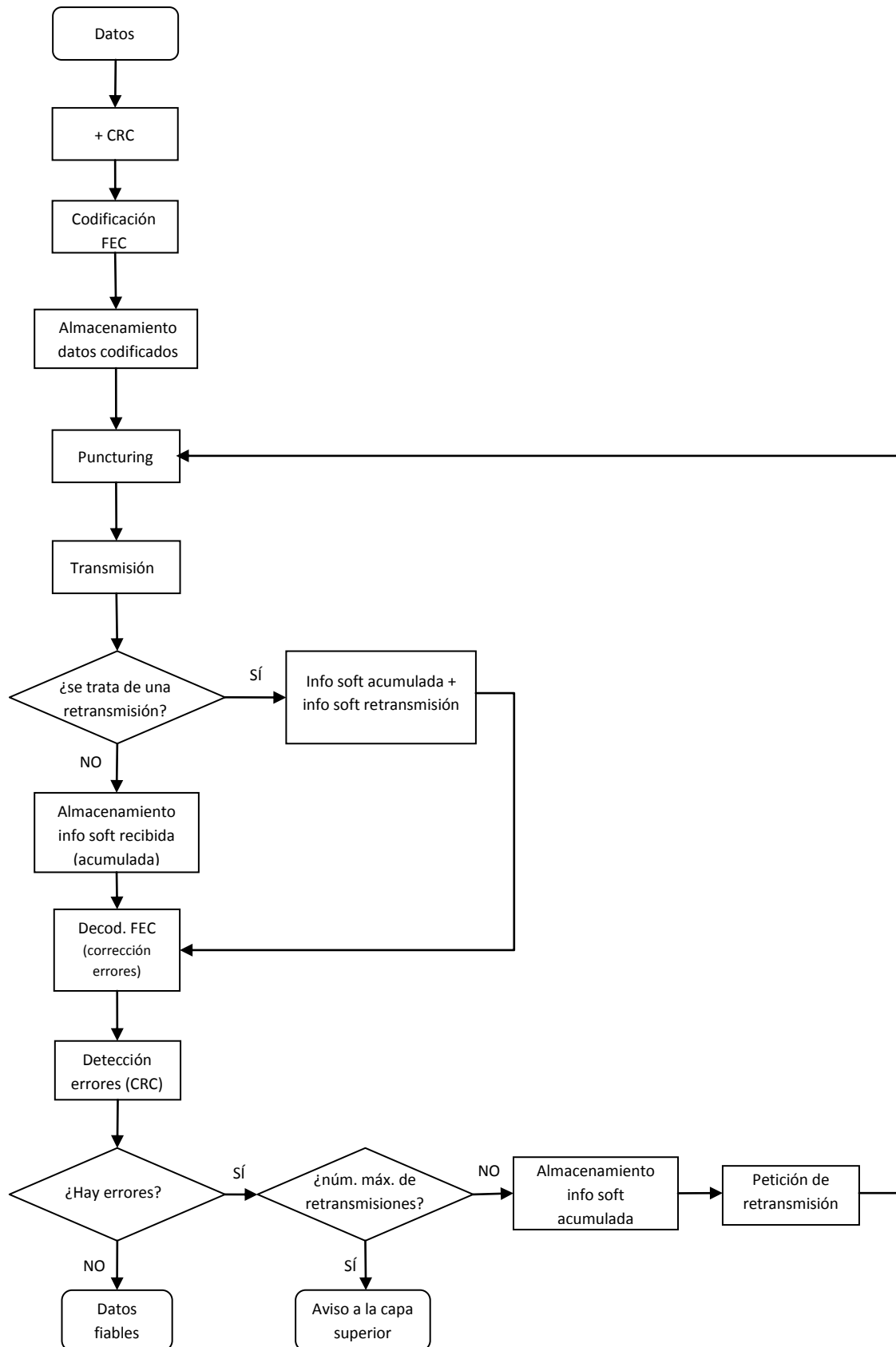


Figura 6. Diagrama de flujo de la estrategia HARQ tipo II – Incremental Redundancy

### 3. IMPLEMENTACIÓN DE HARQ EN EL SISTEMA WIMAX

#### 3.1. CODIFICACIÓN DE CANAL EN SISTEMAS DE TRANSMISIÓN

Para explicar cómo se implementan las estrategias HARQ en un sistema de comunicaciones de cuarta generación como WiMAX es necesario conocer cómo es el propio sistema de codificación de canal y qué bloques lo componen.

En principio vamos a situar la codificación de canal en un sistema de transmisión de datos cualquiera. Como se muestra en la Figura 7, en el emisor se halla la fuente de información seguida del codificador de fuente [11], cuya finalidad es obtener una representación eficiente de los símbolos del alfabeto fuente de forma que los mensajes estén constituidos con el menor número de bits posible (o si se tratase de una fuente analógica también proporcionaría la conversión A/D). Sin embargo, para el estudio de las estrategias HARQ que permite WiMAX vamos a obviar el codificador de fuente y supondremos que la fuente ya proporciona al codificador de canal la secuencia de bits que representan eficientemente la información que se desea transmitir.

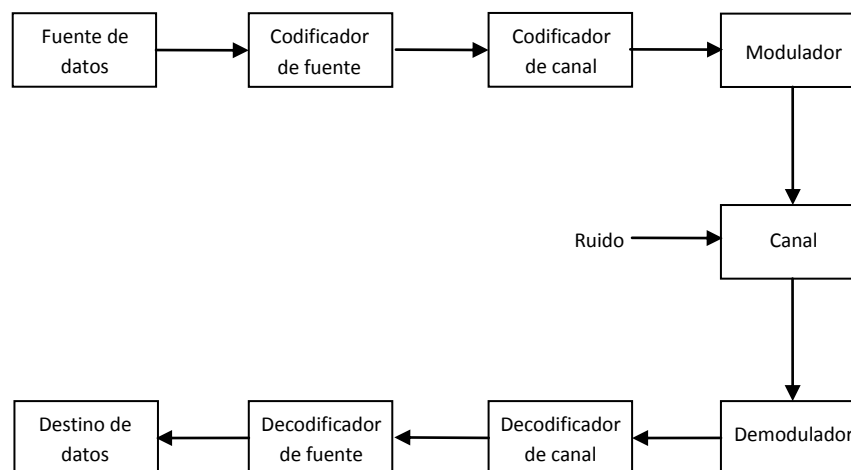


Figura 7. Diagrama de bloques de un sistema de transmisión de datos

Es conocido que la codificación de canal añade bits de redundancia para más tarde en el receptor poder recuperar la información original a partir de la información recibida que ha sido degradada por el canal y el ruido. Tras haber codificado los datos, éstos se modulan con el fin de convertir los símbolos en formas de onda compatibles con el canal de transmisión. Más adelante constataremos que además de la modulación también se aplican técnicas de multiplexado para que señales originadas por diferentes fuentes puedan compartir el medio y los recursos del sistema. En el receptor se realizan las funciones inversas a las descritas en el transmisor a diferencia de que se aplican en el orden contrario.

### 3.2. CODIFICACIÓN DE CANAL EN WIMAX E IMPLEMENTACIÓN DE HARQ

El enlace radio es un tipo de canal que varía muy rápidamente y que a menudo sufre grandes interferencias. La codificación de canal, cuyas funciones principales son prevenir y corregir los errores de transmisión de los sistemas wireless, debe tener un rendimiento muy bueno con el fin de mantener altas velocidades de transmisión de datos. La cadena de codificación de canal de WiMAX se encuentra en la capa física del estándar 802.16 y está compuesta por tres pasos: randomización, codificador FEC y entrelazado (se muestra en la Figura 8) [12, 13]; aplicados sobre cada PHY PDU (*PHYSical Protocol Data Units*) en ese mismo orden en el transmisor. Las correspondientes operaciones son realizadas en el receptor pero en el orden inverso. Se debe tener en cuenta que a los datos que se codifican en el emisor anteriormente se les ha añadido los bits propios de la detección de errores a través de un código CRC. En adelante estos bits del código CRC se considerarán también como bits de información a transmitir.

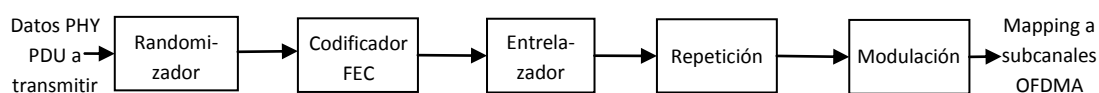


Figura 8. Diagrama de bloques del proceso de codificación de canal en WiMAX

En primer lugar el randomizador introduce protección a través de la reordenación aleatoria de los bits (únicamente de los bits de información, no de preámbulos o cabeceras), evitando así largas secuencias de unos o ceros consecutivos, y es aplicada a cada ráfaga de datos tanto de downlink como uplink. El randomizador consta de un registro de desplazamiento que siempre se inicializa con la misma secuencia de bits: [LSB] 0 1 1 0 1 1 1 0 0 0 1 0 1 0 1 [MSB]. Su funcionamiento se detalla en la siguiente figura.

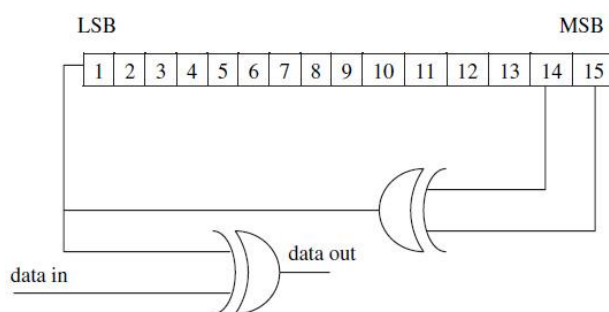


Figura 9. Generador 'Pseudo Random Binary Sequence' (PRBS) usado para randomización de datos en WiMAX

No obstante, las estrategias HARQ requieren que el patrón randomizador sea idéntico para cada intento de transmisión del mismo paquete ya que de lo contrario no se estaría realizando una retransmisión de los mismos bits de información, sino se trataría de una transmisión de otra información diferente.

El siguiente bloque que la secuencia de bits debe atravesar es el codificador FEC, que en el estándar de WiMAX corresponde a un Turbo-Código Convolutacional. Dicho codificador

CTC (*Convolutional Turbo Code*) usa como codificador constituyente un código duo-binario convolucional de tasa 1/2, sistemático (la entrada también forma parte de la salida), recursivo y circular como el descrito en la Figura 10.

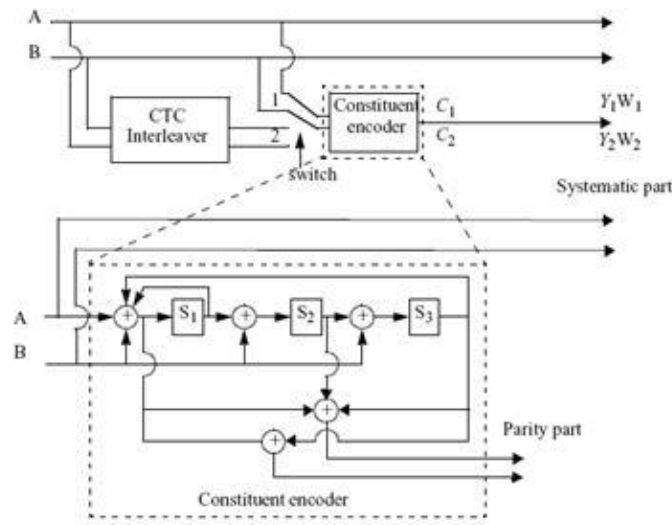


Figura 10. Codificador CTC

Los bits de datos que van a ser codificados son alternativamente alimentados de uno en uno a A y B, es por ello que se denomina codificador duo-binario; empezando por el bit más significativo (MSB) del primer byte que es introducido en A. El codificador es alimentado por bloques de  $N_{EP}$  bits o  $N$  parejas de bits ( $N_{EP} = 2N$  bits). Para todos los tamaños de trama,  $N_{EP}$  es múltiplo de 8 y  $N$  múltiplo de 4. Además  $N$  está limitado a  $8 \leq N/4 \leq 1024$ . El tamaño de subbloque  $N$  depende del número de subcanales (slots) asignados para la transmisión, del tipo de modulación y tasa de codificación especificada para la transmisión. Una tabla con todas las posibles combinaciones para los valores de  $N$  se recoge dentro del estándar.

Debido a que se trata de un esquema de codificación sistemático y a que cada bit de entrada es codificado dos veces ( $C_1$  y  $C_2$ ), la tasa de codificación resultante es  $R_c = 1/3$ . Primero el codificador constituyente es alimentado por la secuencia de bits en orden natural (posición 1 del switch: elementos de A y B del 0 al  $N-1$ ) de forma que la codificación  $C_1$  genera dos palabras códigos de salida llamadas  $Y_1$  y  $W_1$ , compuestas por  $N$  bits cada una. Entonces el codificador es otra vez alimentado, pero esta vez por la secuencia de bits entrelazada (posición 2 del switch: elementos de A y B entrelazados por el entrelazador CTC de dos pasos). A la salida de la codificación  $C_2$  se obtienen las palabras código denominadas  $Y_2$  y  $W_2$ , también de  $N$  bits.

Todos los símbolos codificados por el turbocódigo deben ser secuencialmente demultiplexados en 6 subbloques de  $N$  elementos antes de pasar a la generación de subpaquetes:  $A(0, N-1)$ ,  $B(0, N-1)$ ,  $Y_1(0, N-1)$ ,  $Y_2(0, N-1)$ ,  $W_1(0, N-1)$ ,  $W_2(0, N-1)$ . La generación de subpaquetes, que forma parte de la codificación de canal, se aplica a la salida del codificador CTC y está compuesta por dos pasos: entrelazado de subbloque y pinchado. La Figura 11 da una visión simplificada de los pasos que sigue la generación de subpaquetes.

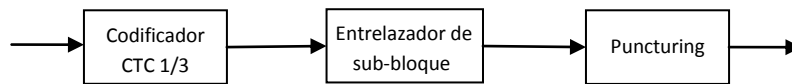


Figura 11. Diagrama de bloques de la generación de subpaquetes

Como se puede observar en el esquema presentado en la Figura 12, cada uno de los 6 subbloques es entrelazado por separado, utilizando como unidad de entrelazado el símbolo. El entrelazado se usa para proteger la transmisión contra ráfagas de errores consecutivos que dificultan o imposibilitan la correcta decodificación del bloque.

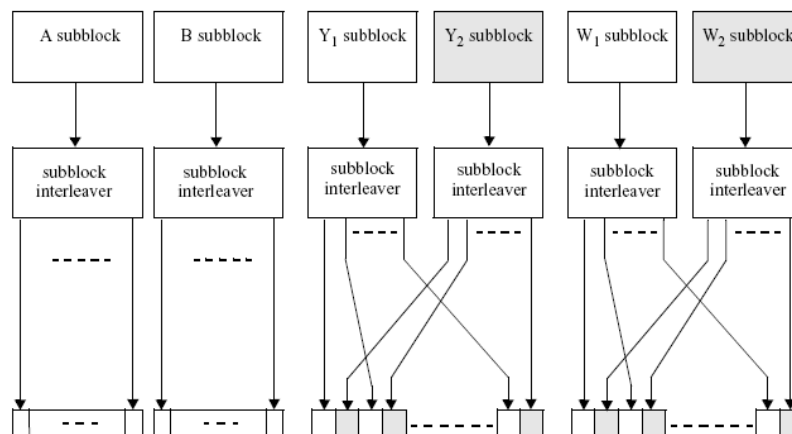


Figura 12. Esquema de entrelazado de subbloque e intercalado

A continuación se realiza la selección de símbolos con el fin de generar subpaquetes con diferentes tasas de código posibles:  $1/2$ ,  $2/3$ ,  $3/4$  o  $5/6$ . Esto se consigue mediante el proceso de pinchado o *puncturing*. Los subpaquetes además son utilizados como paquetes de retransmisión HARQ.

El puncturing consiste pues en aplicar una serie de patrones de selección de símbolos que dependen de la tasa de codificación  $R_c$ , la modulación, el tamaño de bloque  $N$  escogidos y un parámetro llamado Identificador de subpaquete (*SubPacket Identifier*, SPID). En el caso de estar aplicando HARQ tipo I, HARQ tipo II - CC o de no llevar a cabo ninguna estrategia HARQ, el SPID toma el valor 0 para todas las transmisiones, lo que significa que estas transmisiones son siempre iguales incluyendo toda la parte sistemática de la secuencia codificada (A y B entrelazados) y parte de la información redundante ( $Y_1$ ,  $Y_2$ ,  $W_1$  y  $W_2$  tras el entrelazado de subbloque).

Sin embargo no ocurre lo mismo cuando se aplica HARQ tipo II - IR, ya que cada retransmisión debe llevar nueva información redundante proveniente del codificador CTC; por lo tanto diferentes patrones de pinchado deben ser usados para crear paquetes IR que serán identificados por su SPID en el receptor. En este caso el número de SPID irá aumentado para cada retransmisión correspondiente al mismo bloque de datos, siendo SPID=0 para la transmisión del paquete, SPID=1 para la primera retransmisión, SPID=2 para la segunda



retransmisión y así sucesivamente hasta 3 retransmisiones. En el receptor, la señal recibida será procesada según su patrón de pinchado específico designado por el vigente SPID a través del sistema inverso conocido como '*de-puncturing*'.

Podemos hacernos una idea más clara del funcionamiento del proceso de pinchado si imaginamos la creación de los paquetes HARQ para cada transmisión como una ventana de tamaño  $L_k = N_{EP}/R_c$  bits sobre el bloque de bits codificados que ya han pasado por el entrelazador de subbloque. Esta ventana se desplaza circularmente y sólo lo hace cuando el valor de SPID aumenta, es decir, cuando se va a realizar una nueva retransmisión. Este proceso puede verse detalladamente en la siguiente figura.

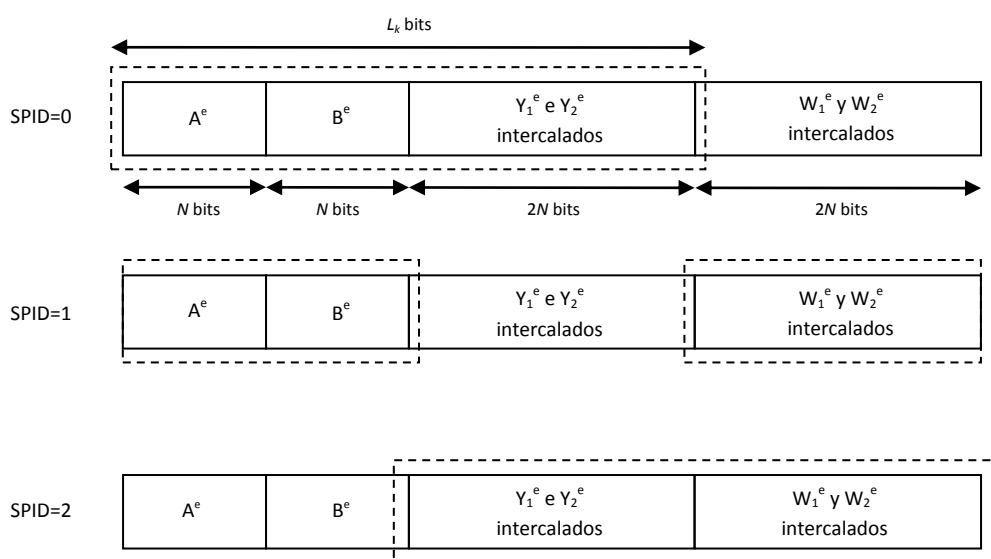


Figura 13. Proceso de puncturing para HARQ tipo II - IR con 2 retransmisiones y tasa de código global  $\frac{1}{2}$

Con la consecución del pinchado para la generación de subpaquetes, la codificación de canal se considera finalizada. Aunque bien es cierto que, como ya se pudo apreciar en la Figura 8, en la capa física de WiMAX existen otros bloques después de la codificación de canal y antes de la propia transmisión de los datos. Dichos bloques mencionados son el bloque de repetición y el de modulación.

El estándar WiMAX indica que la repetición puede ser usada para incrementar en mayor medida el margen de señal sobre la modulación y los mecanismos FEC, pero que sólo debe aplicarse a la modulación QPSK y en ningún caso debe aplicarse con esquemas que implementen HARQ. Por esta razón la repetición no ha sido incluida en la implementación que hemos programado, ya que este proyecto consiste precisamente en aplicar las estrategias HARQ en la codificación de canal de WiMAX y estudiar su repercusión.

Por último, vamos a describir brevemente el bloque correspondiente al modulador. El conocido principio de la modulación digital es modular una señal analógica con una secuencia digital con el fin de transportar esta información digital sobre un medio, que en nuestro caso es un canal móvil radio. Son tres las modulaciones, todas ellas digitales, que admite el estándar WiMAX/802.16: QPSK, 16QAM y 64QAM. Tener más de una posible modulación tiene la gran

ventaja de que puede aplicarse la estrategia de modulación adaptativa, proceso que ya es usado en otros sistemas de comunicaciones como GSM, UMTS, WiFi, etc. Si la modulación adaptativa se combina con una tasa de codificación adaptativa (que puede variarse mediante pinchado, como hemos visto anteriormente), en realidad se está aplicando la técnica ACM (*Adaptive Coding and Modulation*), que es capaz de incrementar la capacidad global del sistema y maximizar la tasa de transferencia para la SNR disponible, permitiendo una solución de compromiso en tiempo real entre tasa de transferencia y robustez. La técnica ACM se realiza entre el dispositivo móvil (UE) y la Estación Base (Node B) por medio de un canal 'feedback' que indica la calidad del canal.

El principio de funcionamiento de ACM es simple: cuando el enlace radio es bueno (alta SNR y no hay desvanecimientos) usa una modulación de alto nivel para aprovechar la situación y aumentar así la eficiencia espectral, además de usar una tasa de codificación alta, que aumenta la tasa de datos de información, debido a que no son necesarios tantos bits redundantes para una decodificación correcta; mientras que cuando el canal radio presenta malas condiciones (baja SNR y existen desvanecimientos de señal) usa una modulación de bajo nivel pero muy robusta, ya que los símbolos en su constelación están más alejados entre sí y será más difícil que se obtengan errores en el receptor a cambio de perder eficiencia espectral. En el caso de encontrarse en un mal enlace radio, la tasa de codificación elegida será baja para así aumentar el número de bits de paridad y tener más capacidad para poder corregir los errores introducidos por el canal.

Volviendo a la Figura 8, vemos cómo los símbolos una vez modulados son mapeados en las subportadoras OFDM, siendo éste el último paso antes de la transmisión propiamente dicha. Como ya se ha comentado anteriormente en el Capítulo 1, OFDM es una técnica de transmisión muy potente que está basada en la transmisión simultánea de muchas frecuencias ortogonales de banda estrecha, lo que elimina (en teoría) la interferencia entre canales, denominadas subportadoras. El número de subportadoras es normalmente denotado por  $N$  (no confundir con el número de bits por subbloque en el codificador CTC). El ancho de banda frecuencial asociado a cada uno de los canales es entonces mucho menor que si el ancho de banda total fuese ocupado por una sola modulación (*Single Carrier*). El hecho de que las portadoras sean ortogonales y que posea una buena resistencia a la propagación de multitrayecto permite a OFDM tener una alta eficiencia espectral y ser considerada la mejor técnica de transmisión para sistemas wireless.

El principio de funcionamiento de OFDM consiste en aplicar la IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) a  $N$  símbolos para generar de esta forma una señal OFDM, o dicho de otra manera, un símbolo OFDM de  $N$  muestras temporales y duración  $T_d$ . Estos  $N$  símbolos tomados como coeficientes frecuenciales por la IFFT son los correspondientes a los datos modulados en QPSK, 16QAM o 64QAM. Una simplificación de este proceso de generación de símbolos OFDM se presenta en la Figura 14.

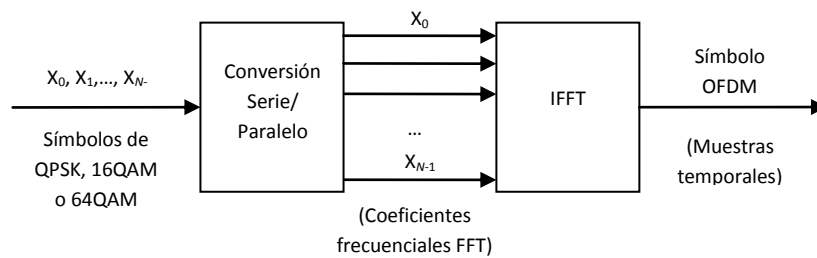


Figura 14. Generación de un símbolo OFDM (simplificado)

Después de la aplicación de la IFFT se añade un Prefijo Cíclico (*Cyclic Prefix*, CP) al principio del símbolo OFDM, cuya duración es llamada Tiempo de Guarda ( $T_G$ ). El tiempo total llamado Tiempo de Símbolo, por tanto, es  $T_S = T_G + T_d$ . El CP permite al receptor absorber mucho más eficientemente el 'delay spread' debido al multitrayecto y mantener la ortogonalidad frecuencial. La relación entre  $T_G$  y  $T_d$  es denotada como  $G = T_G / T_d$ , cuyos posibles valores definidos por el estándar 802.16 son: 1/32, 1/16, 1/8 y 1/4. Hay que tener en cuenta que si un valor alto de  $G$  es necesario debido a que el efecto multitrayecto es importante, se estará disminuyendo la tasa de datos útiles. La elección del valor de  $G$  adecuado para cada situación es tomada por la Estación Base.

### 3.3. DECODIFICACIÓN CON HARQ EN WIMAX

Hasta este punto del Capítulo 3 se han estado analizando los bloques correspondientes a la codificación de canal, la modulación y la transmisión que forman parte de la capa física del emisor de un sistema de comunicaciones WiMAX. El siguiente paso es estudiar cómo se realiza la recepción, demodulación y, con mayor detalle, la decodificación de canal de la información transmitida, teniendo en cuenta la implementación de las estrategias HARQ.

Al transmitir la señal OFDM ésta se propaga por el canal móvil (en el Capítulo 5 veremos cómo se modelan sus características), degradándola al introducir ruido y desvanecimientos de señal. Una vez recibida debe seguir el proceso inverso al que realizó en el transmisor, salvo por un nuevo bloque que debe atravesar primero: el ecualizador. La ecualización consiste en compensar la respuesta frecuencial del canal por el que ha sido transmitida la señal de datos mediante un filtro diseñado para ello. Normalmente existe un sistema adaptativo de estimación del canal que define los coeficientes del filtro, de esta manera el ecualizador se adapta automáticamente a las propiedades del canal de comunicación variantes en el tiempo tales como la propagación multicamino, los desvanecimientos o el ruido, y mitigando los efectos de la ISI (Interferencia InterSimbólica).

Posteriormente, después de que la señal haya sido ecualizada, se recuperan los símbolos modulados en QPSK, 16QAM o 64QAM gracias a la función inversa del mapeo OFDM (usando la FFT), para que seguidamente estos símbolos puedan ser demodulados. No obstante, esta demodulación no proporciona una secuencia de bits (demodulación 'hard') a su salida, sino una estimación de los bits (demodulación 'soft') en términos de sus Ratios Logarítmicos de Verosimilitud (*Log-Likelihood Ratio*, LLR) condicionales, que serán utilizados

más adelante para la decodificación de canal. Estas probabilidades logarítmicas se definen de la siguiente forma:

$$L(u_k|y_k) = \ln \frac{P(u_k=+1|y_k)}{P(u_k=-1|y_k)} = L_c \cdot y_k \quad (1)$$

Donde  $y_k$  es la información soft correspondiente al símbolo demodulado óptimamente en el instante de tiempo  $k$  y  $u_k$  es el bit  $k$  de información original transmitido. Así pues el ratio LLR se puede describir como el logaritmo de la relación entre la probabilidad condicionada de que la salida del demodulador sea  $y_k$  si el correspondiente bit  $u_k$  transmitido ha sido un '1' (+1 en forma polar), y la probabilidad condicionada de que la salida del demodulador sea  $y_k$  si el correspondiente bit  $u_k$  es un '0' (-1 en forma polar). Es evidente que si existe una mayor probabilidad de que  $y_k$  corresponda a un bit transmitido  $u_k = +1$ , el ratio LLR tomará un valor positivo; mientras que si es mayor la probabilidad de que corresponda a un bit  $u_k = -1$ , el ratio LLR será negativo. En el hipotético caso de que se supiese con certeza que se trata de un bit '1', su ratio LLR tomaría el valor de  $+\infty$ , por el contrario, si se tratase de un bit '0' entonces  $L(y_k/u_k) = -\infty$ .

Para los canales AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) se puede demostrar [14] que el LLR condicional es proporcional al valor de la muestra de la señal recibida óptimamente  $y_k$ . La constante de proporcionalidad supone una medida de la relación señal a ruido del canal y es denominada como  $L_c$  (1).

Previo a la decodificación se realizan el proceso conocido como 'de-puncturing' y el desentrelazado de subbloque, ambos reflejados en la Figura 15. La función que lleva a cabo el de-puncturing consiste simplemente en, conocido el patrón de pinchado utilizado en el transmisor gracias al SPID enviado, demultiplexar la secuencia de ratios LLR en subbloques. Los huecos que habían sido pinchados en el transmisor se rellenan con ratios de valor 0 ya que no se tiene ninguna información 'a priori' de si esos bits son '1' o '0', entonces  $P(y_k/u_k=+1)=P(y_k/u_k=-1)=1/2$  y por lo tanto  $L(y_k/u_k)=\ln(1)=0$ . A continuación se aplica el desentrelazado de subbloque que configura la entrada al turbo decodificador, y que aplica exactamente el proceso inverso al del entrelazador de subbloque (visto en la Figura 12).

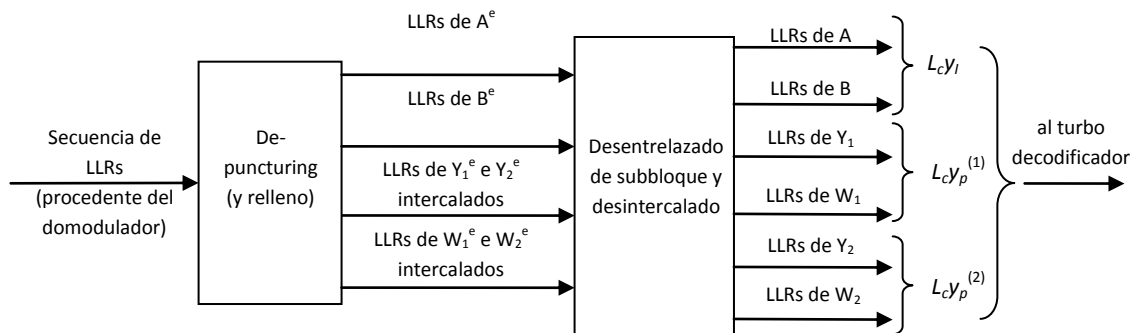


Figura 15. Diagrama de bloques de los procesos de De-puncturing y desentrelazado de subbloque

El turbodecodificador iterativo está formado por dos decodificadores concatenados que están separados por el mismo entrelazador CTC usado en el codificador del transmisor. Los algoritmos de decodificación deben ser Soft Input/Soft Output (SISO), puesto que deben

aceptar información soft a su entrada como a su salida. Las opciones más empleadas de decodificadores SISO para algoritmos iterativos de turbo decodificación son: SOVA, MAP, log-MAP y Max-log-MAP.

El principio de operación de un turbo decodificador iterativo está basado en repetidos intercambios de estimaciones de los bits de información (bits sistemáticos) entre dos decodificadores SISO. El algoritmo SISO proporciona a su salida una estimación soft ‘a posteriori’ de los bits codificados medida en términos de sus ratios LLR, esta vez definidos según:

$$L(u_k|y) = \ln \frac{P(u_k=+1|y)}{P(u_k=-1|y)} \quad (2)$$

Cada decodificador SISO toma las estimaciones soft proporcionadas por el demodulador, las cuales corresponden a los bits sistemáticos ( $L_c \cdot y_i$ ) y a los bits de paridad recibidos ( $L_c \cdot y_p$ ) junto con las estimaciones ‘a priori’  $L(u)$  de los bits de información provenientes del otro decodificador SISO en la iteración anterior.

La salida del algoritmo SISO está formada por el LLR ‘a posteriori’  $L(\hat{u}/y)$  de todos los bits de información. La correspondiente información extrínseca  $L_e(\hat{u})$  usada por el otro decodificador se calcula sustrayendo de la LLR ‘a posteriori’: la información ‘a priori’ utilizada  $L^1(u)$  (que realmente es la información extrínseca del otro decodificador) en el presente cálculo de la propia  $L(\hat{u}/y)$  y la información del canal y el mensaje  $L_c \cdot y_i$ . Las expresiones propias de los cálculos de las informaciones extrínsecas de cada uno de los decodificadores SISO son las siguientes:

$$L_e^1(\hat{u}) = L^1(\hat{u}/y) - L_c \cdot y_i - L^1(u) \quad (3)$$

$$L_e^2(\hat{u}) = L^2(\hat{u}/y) - L_c \cdot y_i - L^2(u) \quad (4)$$

En el siguiente diagrama (Figura 16) se ilustra el proceso de turbo decodificación iterativa y cómo los dos decodificadores se intercambian sus informaciones extrínsecas. Es importante tener en cuenta que se considera que comienza una nueva iteración después de que el segundo decodificador SISO haya generado el nuevo LLR ‘a posteriori’  $L^2(\hat{u}/y)$ . No obstante, en la primera iteración no existe información extrínseca procedente de ningún decodificador, por lo que esos valores son establecidos a 0 en un principio debido a que la probabilidad de que el bit a decodificar sea un ‘1’ o ‘0’ es la misma.

Tras concluir el número de iteraciones preestablecido, la salida del segundo decodificador se procesa mediante una simple decisión ‘hard’ para, a partir de los LLR, obtener la secuencia de bits decodificados. Estos bits deben entonces atravesar el bloque de ‘de-randomización’ para obtener de esta manera la secuencia de bits decodificados en el orden en que se generaron.

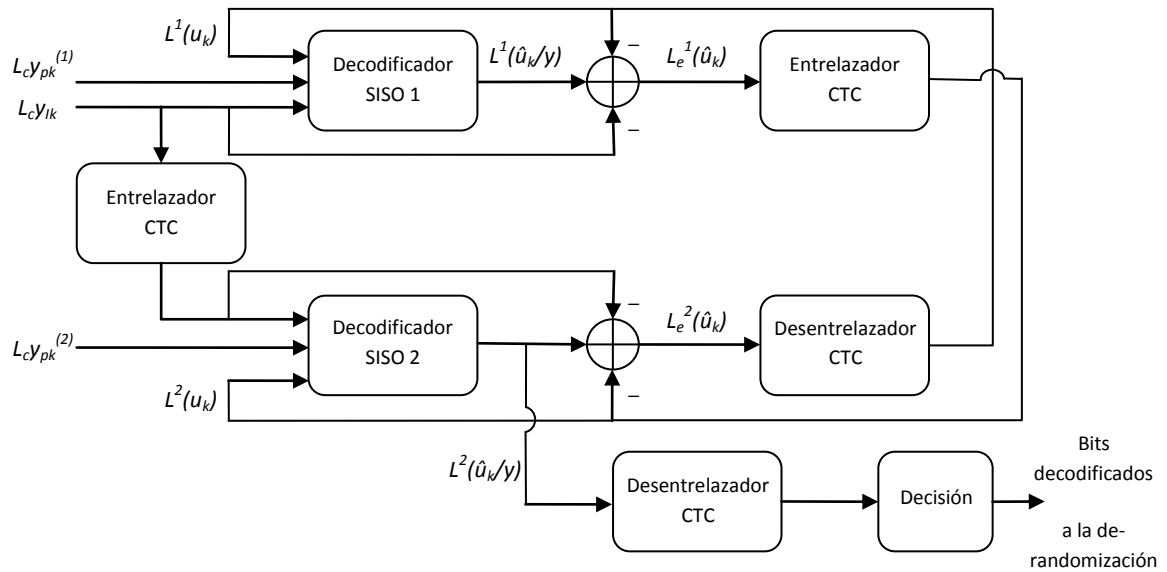


Figura 16. Estructura del turbo-decodificador iterativo del estándar WiMAX

Finalmente, cuando ya se ha obtenido la secuencia de bits decodificados, la detección de errores es llevada a cabo gracias al código CRC introducido. Aquí es cuando entran en juego las estrategias HARQ en el receptor de una transmisión WiMAX. Si se detectan errores, se realiza la petición de retransmisión (a no ser que ya se haya excedido el número máximo de retransmisiones posibles). En el caso de que se actúe conforme a las estrategias HARQ de tipo II, no se descarta la información recibida del paquete erróneo (como ocurre en el tipo I) sino que se almacena para luego ser utilizada y así aumentar la fiabilidad del sistema.

Las informaciones correspondientes a los diferentes subbloques ( $A$ ,  $B$ ,  $Y_1$ ,  $W_1$ ,  $Y_2$ ,  $W_2$ ), en forma de ratios LLR, provenientes de la transmisión errónea por un lado, y de la nueva retransmisión por el otro, son combinadas mediante un acumulador en el momento en que el paquete de retransmisión HARQ ha pasado por el desentrelazador de subbloque. Este acumulador a parte de sumar los ratios LLR también guarda la suma y la utiliza como entrada del turbodecodificador. Si tras la decodificación se volvieran a detectar errores se procede del mismo modo, siempre añadiendo la nueva información a la contenida en el acumulador. En definitiva, la función de las estrategias HARQ de tipo II es aglutinar información sobre las probabilidades de que cada bit sea '1' o '0' para que de esa forma el turbodecodificador tenga más fácil obtener una salida correcta.

Por último podemos concluir que, a nivel físico, la implementación de las estrategias HARQ que permite WiMAX necesita el bloque de puncturing, el acumulador y la detección de errores (código CRC) para gestionar el envío de retransmisiones HARQ.

## 4. PROPUESTA DE NUEVA ESTRATEGIA HARQ EN WiMAX

### 4.1. INTRODUCCIÓN A LA PROPUESTA

Con el objetivo de mejorar el rendimiento y la eficiencia del sistema WiMAX a través de una nueva estrategia HARQ que no estuviese incluida en el estándar 802.16, se barajaron varias opciones entre las cuales se encontraban las siguientes:

- a) Variación de la estrategia HARQ tipo II-IR en la que la combinación de la información soft del paquete original con errores y del paquete retransmitido se realiza después de la turbodecodificación (y no antes, como ocurre en el estándar WiMAX).
- b) Variación de la estrategia HARQ tipo II-IR en la que a través del proceso de puncturing se pinchan únicamente los bits de redundancia, es decir, los bits sistemáticos siempre se incluyen en cada retransmisión.
- c) Variación de la estrategia HARQ tipo II-IR que añade bits de paridad totalmente nuevos. Como vimos en el Apartado 3.2, los bits son codificados dos veces en el codificador CTC ( $C_1$  y  $C_2$ ), por lo que ahora se propone introducir una nueva codificación  $C_3$ .

La razón por la que todas estas nuevas estrategias son variaciones de Incremental Redundancy es, como veremos en el siguiente capítulo, porque IR es la estrategia HARQ permitida por WiMAX que consigue mejores resultados, frente a Chase Combining y a la estrategia HARQ de tipo I.

La propuesta de mejora elegida es la última ya que en principio parece la opción más interesante debido a que el envío de bits codificados de una nueva forma puede añadir mayor volumen de información sobre las probabilidades 'a priori' al turbodecodificador para que éste sea capaz de corregir los errores producidos en la transmisión y así obtener la mínima BLER posible.

La nueva codificación  $C_3$  debe aportar nuevos bits redundantes, pero no a cualquier precio. Es por ello que la implementación de esta propuesta no incluye un nuevo codificador al completo ya que esto supondría aumentar considerablemente la complejidad tanto de la codificación como de la decodificación, y por lo tanto encarecería los sistemas de transmisión empleados en WiMAX. La solución tomada es introducir otro entrelazador en el codificador CTC ya existente. Para este entrelazador, frente a buscar o crear cualquier otro, se ha escogido el utilizado en los sistemas LTE [15], ya que LTE se trata también de un sistema de comunicaciones que emplea un turbocódigo en la codificación de canal. El hecho de que el estándar de LTE haga uso de ese entrelazador quiere decir que su rendimiento es como mínimo satisfactorio; de otra forma este entrelazador no habría sido elegido para un estándar de nueva generación (4G) como es LTE.

## 4.2. IMPLEMENTACIÓN DE LA PROPUESTA EN WIMAX

La estrategia HARQ propuesta introduce pues un nuevo entrelazador en el codificador CTC. Este entrelazador, que se trata del utilizado en la codificación de canal del sistema LTE, es binario, o lo que es lo mismo, su entrada consiste en un solo bloque de bits, al contrario del empleado en WiMAX que utiliza dos bloques de bits como entrada (duo-binario). Es por ello que se ha adaptado para poder trabajar dentro de la codificación de canal de WiMAX. La adaptación realizada se ilustra en la Figura 17.

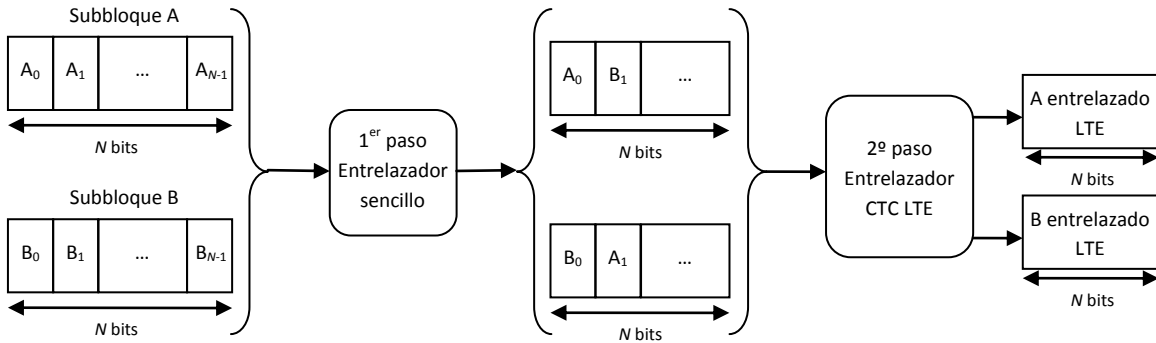


Figura 17. Simplificación de la implementación del entrelazado CTC propio de LTE en WiMAX

El proceso del nuevo entrelazado entonces consta de dos pasos, de la misma forma que lo es el entrelazado CTC original de WiMAX. El primer paso consiste en realizar un sencillo entrelazado para luego aplicar el entrelazador LTE (segundo paso), el cual queda definido por la siguiente expresión:

$$j = (f_1 \cdot i + f_2 \cdot i^2) \bmod N \quad (5)$$

Donde  $i$  es el índice correspondiente a los bits de salida del entrelazador y que aumenta de 0 a  $N-1$ ;  $j$  es el índice de los bits de entrada y es función del índice  $i$  del bit de salida en cuestión, de los parámetros  $f_1$  y  $f_2$  y del número de bits por subbloque  $N$ . Los valores de los parámetros  $f_1$  y  $f_2$  dependen únicamente de  $N$  y están definidos por una tabla proporcionada en el estándar LTE. En resumen, el bit  $i$  de la secuencia de bits de salida al entrelazador corresponde con el bit  $j$  de la secuencia de bits de entrada.

El siguiente punto donde la aplicación de esta nueva estrategia HARQ repercute es en la generación de los paquetes HARQ, ya que ahora la tasa de codificación propia del codificador CTC ha pasado de  $1/3$  a  $1/4$ , aunque hay que destacar que las posibles tasas de codificación globales (las que tienen en cuenta el pinchado) son las mismas:  $1/2$ ,  $2/3$ ,  $3/4$  y  $5/6$ .

El entrelazado de subbloque para A, B,  $Y_1$ ,  $Y_2$ ,  $W_1$  y  $W_2$  es el mismo que el visto en el apartado 3.2 (Figura 12). Puesto que el número de bits redundantes generados ha aumentado en 2 subbloques de  $N$  bits más, llamados  $Y_3$  y  $W_3$ , también es necesario aplicarles el entrelazado de subbloque. No obstante, en el intercalado es donde se encuentran los cambios respecto al estándar 802.16.  $Y_1$  es intercalado con  $Y_2$ , mientras que  $Y_3$ ,  $W_1$ ,  $W_2$  y  $W_3$  son



intercalados en ese orden formando una secuencia de bits como esta:  $Y_3(0), W_1(0), W_2(0), W_3(0), \dots, Y_3(N-1), W_1(N-1), W_2(N-1), W_3(N-1)$ .

Respecto al proceso de ‘puncturing’, éste es el mismo que se aplica en la estrategia IR convencional salvo por la inclusión de los nuevos bits de redundancia generados por la codificación  $C_3$ , tal y como se puede apreciar en la siguiente figura.

Es importante señalar que este proceso de intercalado y puncturing no modifica la primera transmisión de cualquier bloque de datos codificado, por lo que no se requerirá un codificador distinto para enviar información a terminales que no hayan implementado el sistema propuesto.

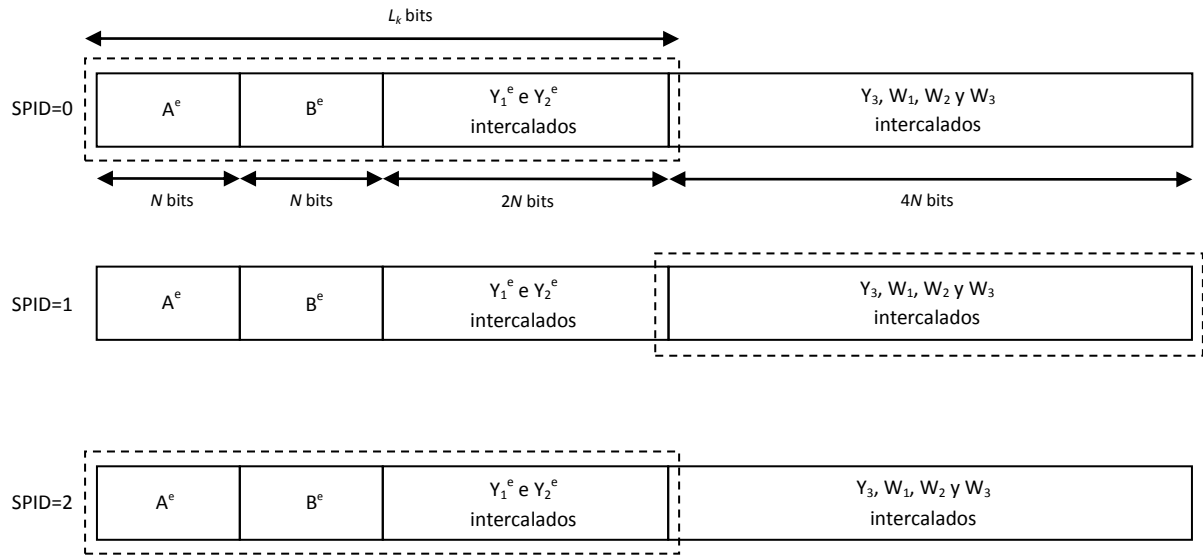


Figura 18. Proceso de puncturing para la estrategia HARQ propuesta con 2 retransmisiones y tasa de código global  $\frac{1}{2}$

La turbodecodificación es el último bloque funcional donde se deben aplicar cambios para hacer posible esta nueva estrategia HARQ en WiMAX. El principal cambio introducido es que el turbodecodificador iterativo está formado por tres bloques decodificadores SISO, y no por dos como se describía en el estándar. Esto es debido a que ahora se recibe información de las probabilidades ‘a priori’ de los bits sistemáticos transmitidos y de los bits de redundancia que han sido codificados de tres formas diferentes.

Cada decodificador SISO utiliza la suma de las informaciones extrínsecas procedentes de los otros dos bloques decodificadores como información ‘a priori’. Por otra parte, se considera que una iteración ha concluido, y comienza otra, cuando el tercer decodificador SISO genera el nuevo ratio LLR ‘a posteriori’  $L^3(\hat{u}/y)$ , el cual se convierte en la salida definitiva del turbodecodificador si se ha completado el número de iteraciones fijado. En la Figura 19 se puede apreciar cómo queda el nuevo esquema de turbodecodificación iterativa descrita.

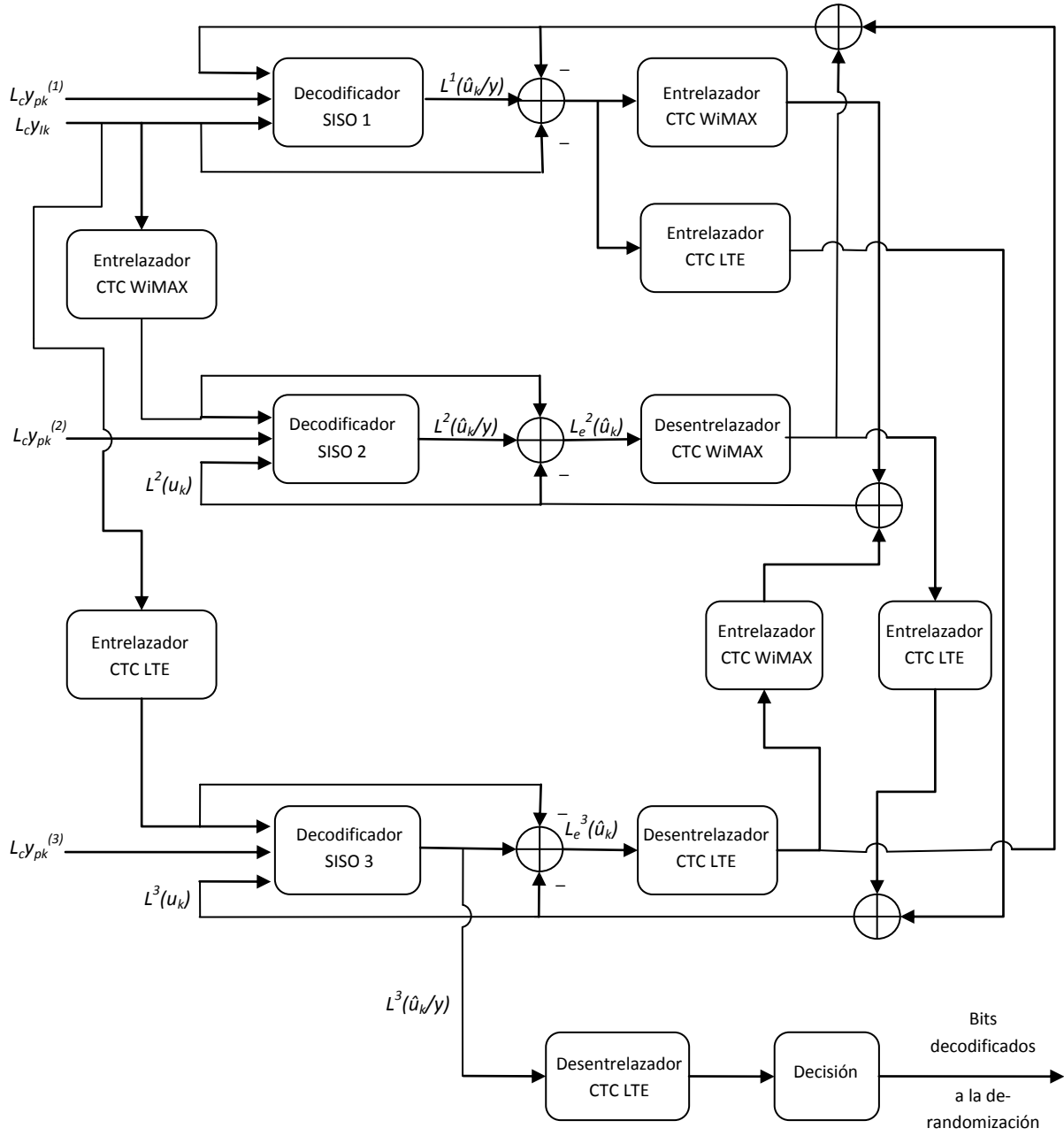


Figura 19. Estructura del turbo-decodificador iterativo del estándar WiMAX con la mejora propuesta

## 5. SIMULACIONES Y RESULTADOS

### 5.1. CONSIDERACIONES GENERALES DE LAS SIMULACIONES

En este capítulo se presentan los resultados más significativos de todas las simulaciones realizadas. Los programas informáticos que simulan la capa física del sistema de comunicaciones WiMAX han sido escritos en lenguaje C++. En cuanto al entorno de simulación, se ha trabajado sobre Unix en máquinas pertenecientes al cluster Hermes de la Universidad de Zaragoza, y sobre Windows en equipos Pentium IV empleando Microsoft Visual Studio 2005.

El simulador de capa física posee todos los bloques ya vistos necesarios para la transmisión de datos atendiendo al estándar 802.16/WiMAX, incluyendo la implementación en la codificación de canal de las estrategias HARQ estudiadas así como la estrategia propuesta anteriormente. Existen varios aspectos importantes que se deben tener en cuenta para poder entender y valorar correctamente los resultados obtenidos mediante las simulaciones:

- El canal wireless ha sido caracterizado usando AWGN, como los modelos extendidos ITU (*International Telecommunication Union*) Pedestrian A y Vehicular A que se han empleado en las simulaciones realizadas. Estos modelos corresponden a un canal multicamino con desvanecimientos en un medio urbano adaptado a una transmisión OFDM a velocidades propias de un peatón y un vehículo. Dichas velocidades han sido establecidas a 3 Km/h y 30 Km/h respectivamente. Esta elección de velocidades conduce a la simulación del comportamiento de las técnicas HARQ considerando las condiciones de transmisión que afectan a los usuarios del sistema WiMAX en una situación normal.
- El ecualizador previo a la demodulación es un '*Zero Forcing*', el cual invierte la respuesta frecuencial del canal. Se ha optado por este tipo de ecualización debido a su sencillez en la implementación ya que se ha supuesto estimación ideal del canal.
- Respecto a la estimación ideal del canal, se debe considerar que un canal wireless varía constantemente a lo largo del tiempo. Esto supone que para cada retransmisión HARQ existen diferentes condiciones de transmisión, es decir, el canal es independiente y no constante entre retransmisiones. Sin embargo, en el caso del modelo de canal ITU Pedestrian A cabe plantearse la aproximación de canal constante entre retransmisiones ya que, si las retransmisiones se envían en la misma zona del espectro de la señal OFDM, a la velocidad de 3 Km/h el tiempo de coherencia del canal es relativamente elevado con respecto al tiempo entre retransmisiones. Es por ello que también se han realizado simulaciones con canal Pedestrian A constante entre retransmisiones.
- Los bloques decodificadores SISO del simulador emplean únicamente el algoritmo Max-log-MAP debido a que es el algoritmo que alcanza mejor el compromiso óptimo entre las prestaciones en términos de capacidad correctora de errores y carga computacional.
- Puesto que los resultados a evaluar no son determinísticos sino que están basados en probabilidades obtenidas a partir de las simulaciones realizadas, se ha definido el extendido Método de Montecarlo como criterio para calcularlos.

Con el fin de analizar el comportamiento de las diferentes estrategias HARQ en WiMAX se han simulado transmisiones en las que se han ido variando algunos de sus parámetros. La Tabla 1 muestra los diferentes parámetros de simulación empleados.

Modulación	QPSK, 16QAM y 64QAM
Tasa de codificación global	1/2 y 3/4
Tamaño de bloque ( $N_{EP}$ )	18 y 36 bytes
Modelos de canal	ITU Vehicular A (30 Km/h) y Pedestrian A (3 Km/h)
Algoritmo decodificador (SISO)	Max-log-MAP
Nº de Iteraciones	16 (en Turbodecodificación)
Nº máx. de retransmisiones HARQ	3 (4 transmisiones en total)

Tabla 1. Parámetros de simulación

En los siguientes apartados se presentan los resultados de las simulaciones en gráficas que muestran la tasa de error de bloque (BLER) y la eficiencia del sistema en bits/portadora, siempre en función de la relación señal a ruido (SNR) con la que se ha transmitido, primero a través del canal Vehicular A (no constante) y más tarde del canal Pedestrian A (no constante y constante).

## 5.2. SIMULACIONES DE HARQ Y PROPUESTA EN WIMAX SOBRE CANAL 'VEHICULAR A'

### 5.2.1. GRÁFICAS DE BLER

En primer lugar se presentan dos gráficas que muestran la BLER generada por el sistema para dos simulaciones diferentes en las que el único parámetro que ha variado entre ellas es el tamaño de bloque, tomando  $N_{EP}$  el valor de 18 bytes (Figura 20.a) y 36 bytes (Figura 20.b) para cada una de ellas. La modulación usada es QPSK y la tasa de codificación 1/2.

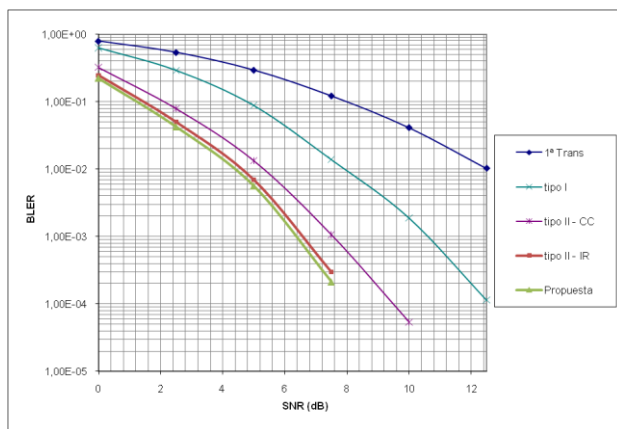


Figura 20.a. BLER para QPSK, tasa 1/2, bloque de 18 bytes y canal Vehicular A

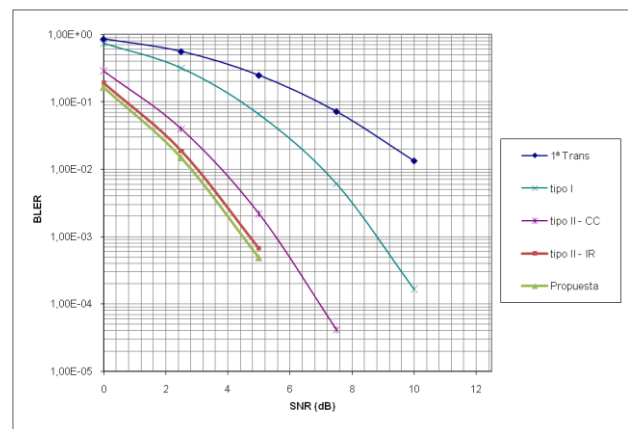


Figura 20.b. BLER para QPSK, tasa 1/2, bloque de 36 bytes y canal Vehicular A

En las anteriores gráficas se pueden observar esta serie de aspectos a destacar:

1. Las estrategias HARQ implementadas mejoran en al menos 2,5 dB los resultados en BLER respecto a la primera transmisión. Se puede observar que en la Figura 20.b tras la primera transmisión se obtiene una BLER de  $7,22\text{E-}02$  con SNR de 7,5 dB, y con solo 5 dB de SNR HARQ tipo I el sistema obtiene una BLER de  $6,52\text{E-}02$  muy próxima a la anterior.
2. IR es la estrategia HARQ, de las que el estándar WiMAX permite, que consigue mejores resultados, ya que para los mismos valores de SNR obtiene unas probabilidades BLER más bajas que CC o HARQ tipo I.
3. La estrategia propuesta en el capítulo 4 mejora, aunque mínimamente a IR en rendimiento de la BLER en función de la SNR (mejora de 0,5 dB aproximadamente).
4. Para todas las estrategias HARQ y unas mismas condiciones de transmisión, el tamaño de bloque influye en la BLER obtenida en el receptor, de forma que cuanto mayor es el número de bytes de  $N_{EP}$  mejor es la respuesta en BLER. Por ejemplo, en la primera transmisión con bloques de 18 bytes (Figura 20.a) la BLER del sistema es de  $1,03\text{E-}02$  con 12,5dB de SNR, mientras que con tamaño de 36 bytes (Figura 20.b) y SNR de 10 dB la BLER es muy cercana también a  $1\text{E-}02$ . De este modo se ha obtenido una ganancia de unos 2,5 dB al modificar el tamaño de bloque.

Debido al comportamiento descrito en este último punto, los siguientes resultados mostrados mediante gráficas corresponden a simulaciones realizadas con bloques de 36 bytes.

A continuación, en las figuras 21.a y 21.b, se comparan simulaciones con dos tasas de codificación diferentes ( $1/2$  y  $3/4$ ) para los mismos parámetros de simulación, donde la modulación en este caso es 16QAM.

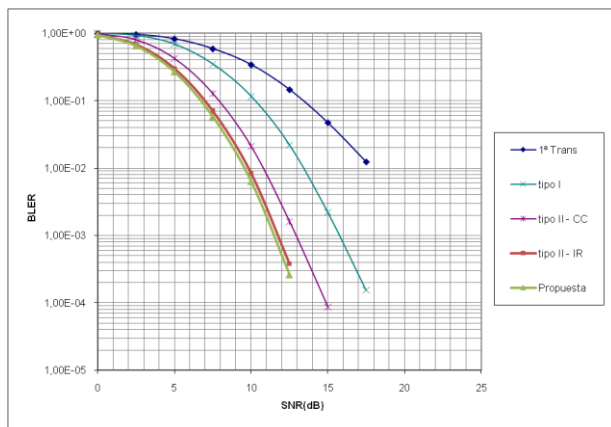


Figura 21.a. BLER para 16QAM, tasa  $1/2$ , bloque de 36 bytes y canal Vehicular A

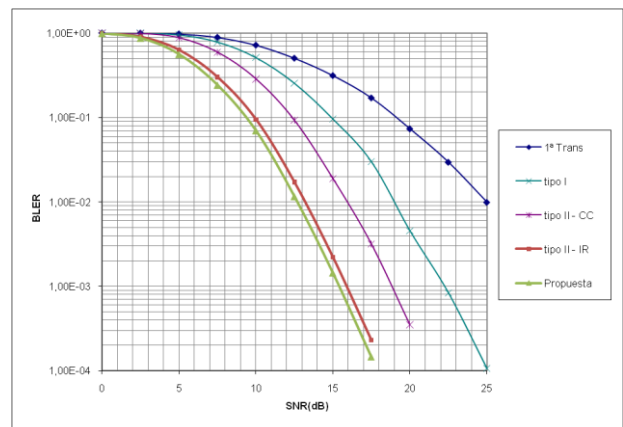


Figura 21.b. BLER para 16QAM, tasa  $3/4$ , bloque de 36 bytes y canal Vehicular A

Además de cumplirse los puntos 1, 2 y 3 de las reflexiones hechas tras comparar las figuras 20.a y 20.b, de estas nuevas simulaciones también se desprende que las tasas de codificación bajas tienen un mejor comportamiento para todas las estrategias HARQ que las altas. En la Figura 21.a se puede observar cómo en el caso de la estrategia CC, por ejemplo, con tasa de codificación  $1/2$  se obtiene una BLER cercana a  $1\text{E-}04$  con una SNR de 15 dB; sin

embargo, con una tasa mayor (3/4), aún disponiendo de 20 dB de SNR no se consigue llegar a ese valor de BLER.

Los últimos resultados de BLER para canal Vehicular que se muestran en la Figura 22 corresponden con la simulación de un sistema cuya modulación empleada es 64QAM, tamaño de bloque 36 bytes y tasa de codificación 1/2.

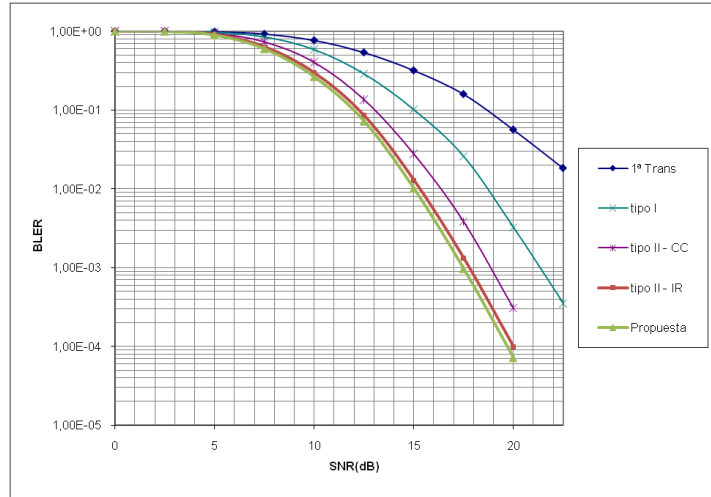


Figura 22. BLER para 64QAM, tasa 1/2, bloque de 36 bytes y canal Vehicular A

Si se comparan los resultados BLER de las simulaciones en las que se han empleado las tres diferentes modulaciones (Figura 20.b, 21.a y 22), pero que han compartido la misma configuración con la tasa de codificación más baja (1/2) y el mayor tamaño de bloque (36 bytes), se observa que 64QAM obtiene para la misma SNR mayor BLER que 16QAM, y ésta mayor que QPSK. Por lo tanto es correcto asegurar que cuanto menor sea el índice de modulación, mejor es el comportamiento del sistema en probabilidad de error en bloque respecto a la SNR. Sin embargo, esto tiene su contrapartida ya que un índice de la modulación bajo implica una baja eficiencia espectral, como se puede comprobar gracias a las gráficas de eficiencia que se presentan a continuación.

## 5.2.2. GRÁFICAS DE EFICIENCIA

La eficiencia para los sistemas WiMAX simulados no sólo es función de la tasa de codificación y de la modulación como cabría esperar, sino que debido a las retransmisiones que se efectúan para obtener unos datos fiables a la salida del receptor, esta eficiencia se ve mermada. Por ello, la eficiencia medida en número medio de bits transmitidos por portadora se define por medio de la siguiente expresión:

$$E = \frac{M \cdot R_c}{N_t} \quad (6)$$

Donde  $E$  es la eficiencia en bits/portadora,  $M$  el índice de modulación (2 para QPSK, 4 para 16QAM y 6 para 64QAM),  $R_c$  la tasa de codificación global y  $N_t$  se trata del número medio de transmisiones realizadas por el sistema para cada SNR.  $N_t$  puede tomar un valor máximo de

4, contando la primera transmisión más el número máximo de retransmisiones que es 3. Se ha escogido un número bajo de retransmisiones ya que si fuese mayor, la eficiencia caería considerablemente además de que tampoco interesa que haya un alto número de retransmisiones debido a la cantidad de tráfico de control necesario y al elevado retardo que introduciría en la red.

A continuación se presentan las gráficas (Figura 23.a y b) de eficiencia de dos sistemas que comparten los mismos parámetros de transmisión (modulación QPSK y tasa de codificación 1/2) excepto el tamaño de bloque.

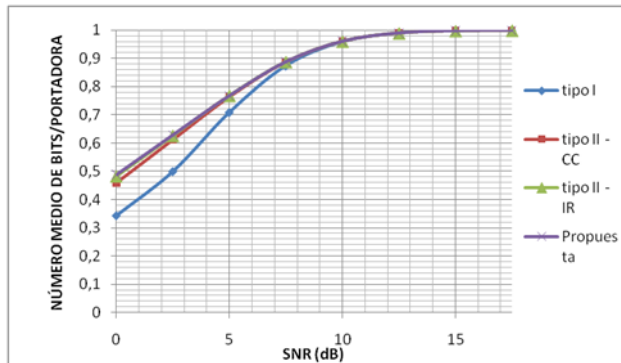


Figura 23.a. Eficiencia para QPSK, tasa 1/2, bloque de 18 bytes y canal Vehicular A

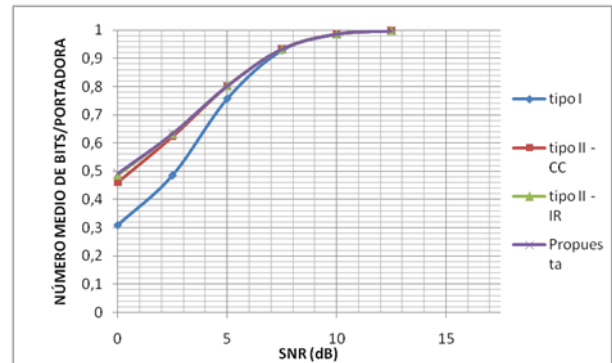


Figura 23.b. Eficiencia para QPSK, tasa 1/2, bloque de 36 bytes y canal Vehicular A

Se observa que ambos sistemas son capaces de alcanzar la misma eficiencia con cualquiera de las estrategias HARQ empleadas, sin embargo es el sistema con mayor tamaño de bloque (36 bytes) el que genera una ganancia de SNR en bits por portadora respecto al sistema con bloques de menor tamaño. Además, se aprecia que las funciones de eficiencia de las dos estrategias HARQ de tipo II y la estrategia propuesta toman valores muy similares para cualquier SNR, mejorando el comportamiento del sistema básico en términos de eficiencia en condiciones de baja SNR; mientras que para HARQ tipo I esta mejora es un poco menor.

La influencia de la tasa de codificación en la eficiencia se ve reflejada en las figuras 24.a y 24.b. Al contrario de lo que ocurriría con los resultados de BLER, la tasa de codificación 3/4 obtiene una mayor eficiencia que la tasa 1/2, llegando hasta los 3 bits/portadora.

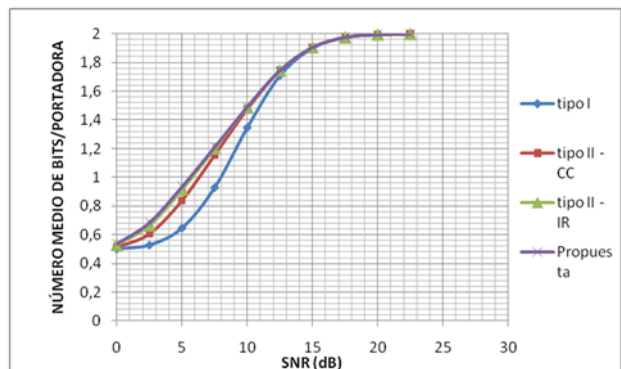


Figura 24.a. Eficiencia para 16QAM, tasa 1/2, bloque de 36 bytes y canal Vehicular A

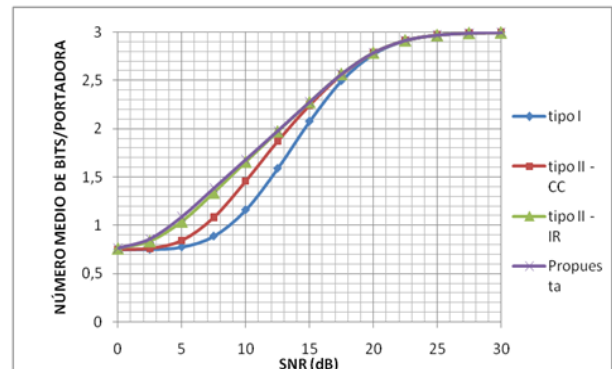


Figura 24.b. Eficiencia para 16QAM, tasa 3/4, bloque de 36 bytes y canal Vehicular A

Por último se ha representado en la Figura 25 la eficiencia de un sistema WiMAX cuya modulación es 64QAM, tasa de codificación 1/2 y  $N_{EP}$  igual a 36 bytes. Donde la mayor eficiencia alcanzada es de 3 bits por portadora, pero en este caso con 27,5 dB de SNR y no con 30 dB como ocurría en la Figura 24.b.

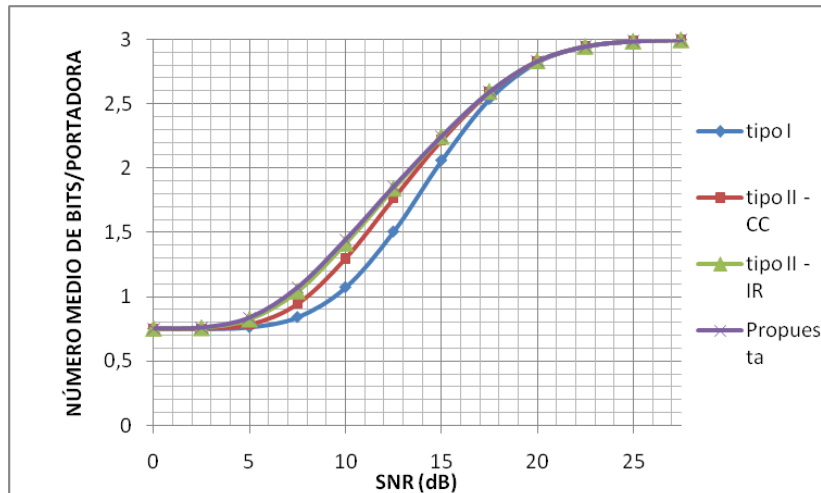


Figura 25. Eficiencia para 64QAM, tasa 1/2, bloque de 36 bytes y canal Vehicular A

Gracias a la comparación entre las figuras 23.b, 24.a y 25 se llega a la conclusión de que cuanto mayor sea el índice de modulación utilizado para los mismos parámetros y condiciones de transmisión, mayor es la eficiencia en términos de bits por portadora.



### 5.3. SIMULACIONES DE HARQ Y PROPUESTA EN WIMAX SOBRE CANAL ‘PEDESTRIAN A’

#### 5.3.1. GRÁFICAS DE BLER

En este apartado se sigue la misma estructura empleada en el apartado 5.2.1 excepto por que ahora se tratan simulaciones con canal Pedestrian A y por la introducción del canal constante entre retransmisiones. Como veremos más adelante, se obtienen resultados muy parecidos a los obtenidos con canal Vehicular A. Primero se presentan las gráficas correspondientes a la BLER de dos sistemas entre los que únicamente varía el tamaño de bloque (Figura 26.a y 26.b).

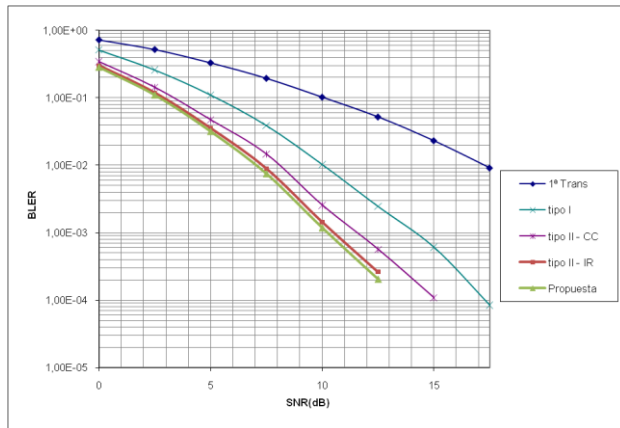


Figura 26.a. BLER para QPSK, tasa 1/2, bloque de 18 bytes y canal Pedestrian A no constante

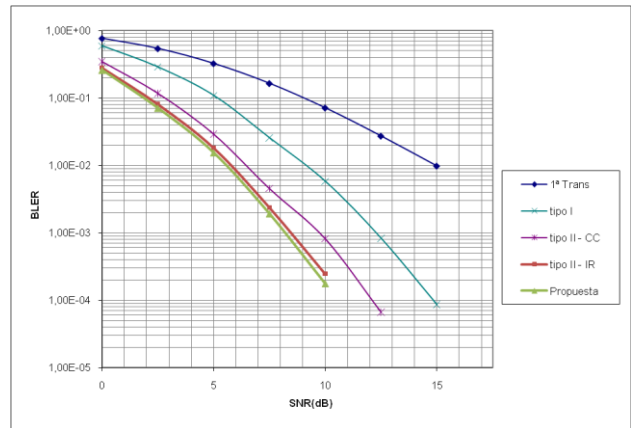


Figura 26.b. BLER para QPSK, tasa 1/2, bloque de 36 bytes y canal Pedestrian A no constante

Del mismo modo que ocurre en el modelo de canal Vehicular A, se observa que todas las estrategias HARQ mejoran el comportamiento de la primera transmisión, siendo IR y la propuesta HARQ las que ofrecen mejor rendimiento en términos de BLER.

Para representar la diferencia existente entre los resultados obtenidos en las simulaciones con canal constante y no constante entre retransmisiones mencionada en el apartado 5.1 se incluye la Figura 27, donde están reflejadas las probabilidades BLER de un sistema con modulación QPSK, tasa de codificación 1/2 y bloques de 36 bytes.

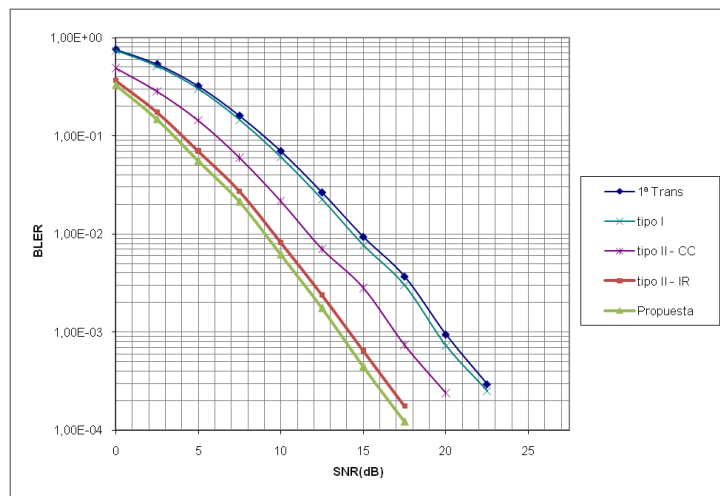


Figura 27. BLER para QPSK, tasa 1/2, bloque de 36 bytes y canal Pedestrian A constante

Se observa que, efectivamente, en la primera transmisión se obtiene el mismo BLER que en el sistema simulado con canal Pedestrian A no constante (Figura 26.b) puesto que, a modo de ejemplo, con 15 dB de SNR ambos alcanzan una BLER de  $1E-02$ . Por el contrario, si se comparan las probabilidades BLER debidas a la aplicación de las estrategias HARQ, las mejoras introducidas por éstas son mucho mayores, sobre todo para HARQ tipo I, a través del canal no constante. Es necesario explicar que esto se debe exclusivamente a la diversidad introducida por el canal independiente entre retransmisiones.

Los siguientes resultados de las figuras 28.a y 28.b muestran la ganancia introducida por el aumento de tasa de código de  $1/2$  a  $3/4$ . Se observa cómo la ganancia se aproxima a 5 dB en la primera transmisión, mientras que la ganancia para IR es a penas de 3 dB.

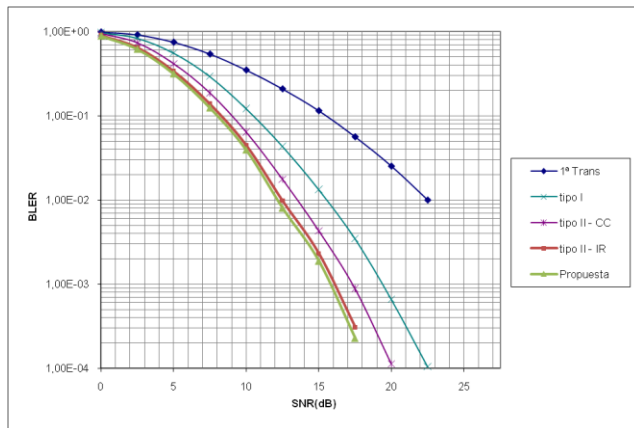


Figura 28.a. BLER para 16QAM, tasa  $1/2$ , bloque de 36 bytes y canal Pedestrian A no constante

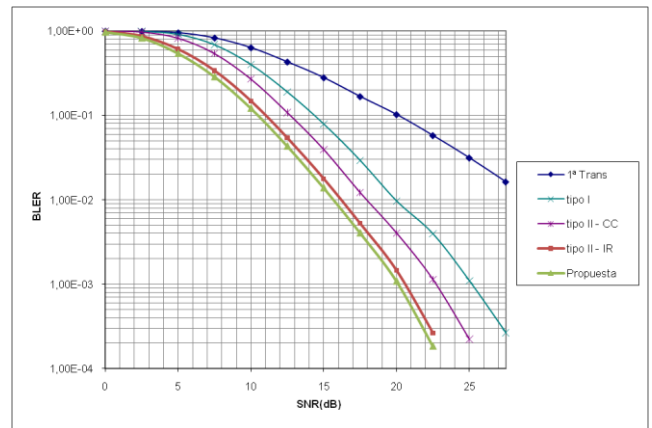


Figura 28.b. BLER para 16QAM, tasa  $3/4$ , bloque de 36 bytes y canal Pedestrian A no constante

Con el fin de evaluar las BLER de una transmisión del sistema WiMAX simulada en un canal Pedestrian A no constante con los tres tipos de modulación permitidos por el estándar, sólo queda representar la BLER en función de la SNR empleando modulación 64QAM (Figura 29).

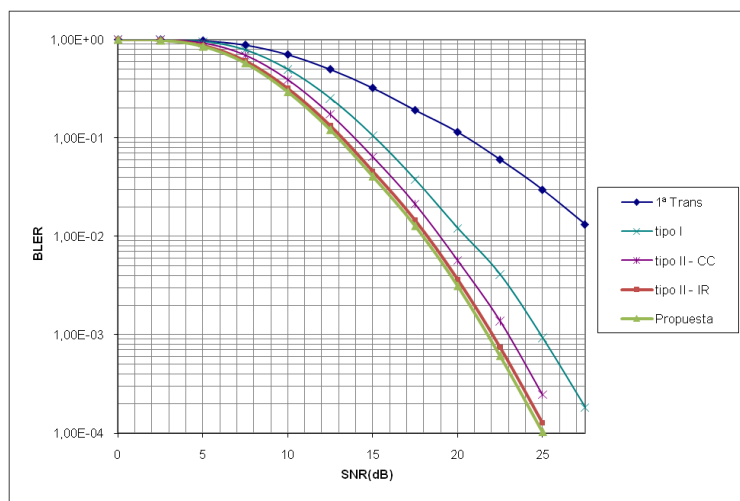


Figura 29. BLER para 64QAM, tasa  $1/2$ , bloque de 36 bytes y canal Pedestrian A no constante

Es en este caso de mayor modulación cuando se alcanzan mayores valores de eficiencia para todas las estrategias HARQ, obteniendo ganancias de 5 dB, como se puede observar para CC, o incluso cercanas a 7 dB para IR, entre la Figura 29 y la Figura 28.a.

### 5.3.2. GRÁFICAS DE EFICIENCIA

Continuando con el esquema llevado en el apartado anterior pasamos a los resultados de eficiencia en número medio de bits por portadora para el canal Pedestrian A, primero con la transición de tamaño de bloque en las figuras 30.a y 30.b.

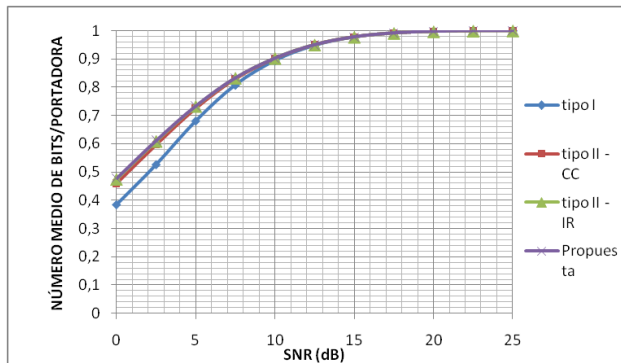


Figura 30.a. Eficiencia para QPSK, tasa 1/2, bloque de 18 bytes y canal Pedestrian A no constante

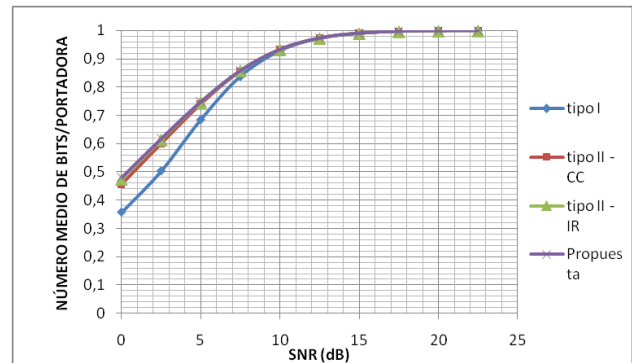


Figura 30.b. Eficiencia para QPSK, tasa 1/2, bloque de 36 bytes y canal Pedestrian A no constante

Puesto que se está evaluando la eficiencia para canal Pedestrian A tanto constante como no constante entre retransmisiones, se muestra en la Figura 31 los resultados correspondientes al canal constante para poder compararlo con la Figura 30.b. La única diferencia a destacar es que la eficiencia es menor en el caso de CC en canal constante en condiciones de baja SNR, en torno a 0,8 bits/portadora.

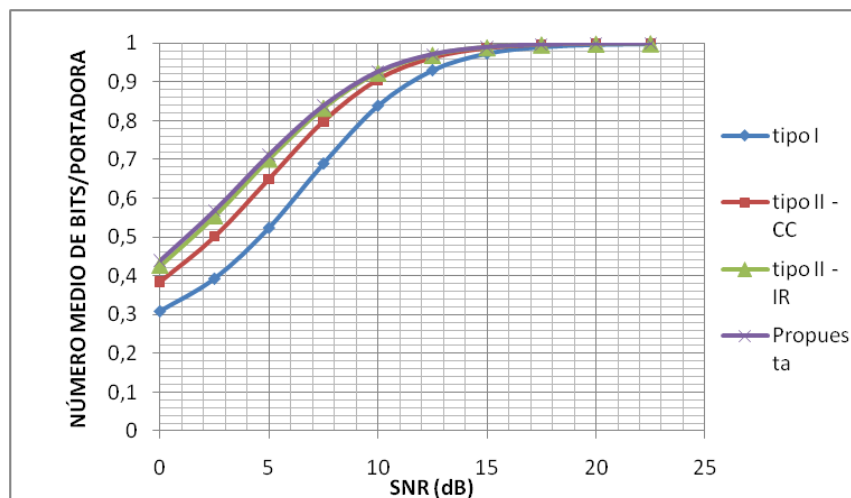


Figura 31. Eficiencia para QPSK, tasa 1/2, bloque de 36 bytes y canal Pedestrian A constante

En las siguientes figuras se muestran los efectos de aumentar la tasa de codificación para unos mismos parámetros de transmisión.

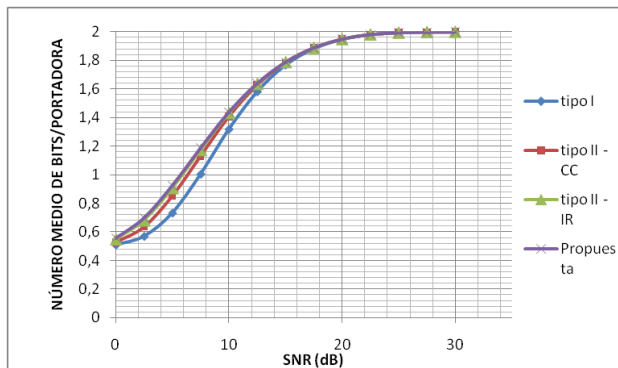


Figura 32.a. Eficiencia para 16QAM, tasa 1/2, bloque de 36 bytes y canal Pedestrian A no constante

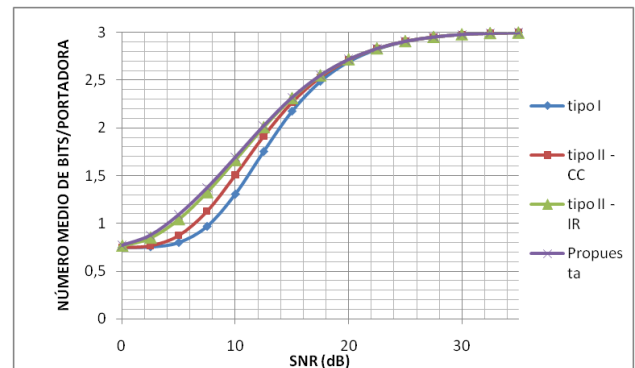


Figura 32.b. Eficiencia para 16QAM, tasa 3/4, bloque de 36 bytes y canal Pedestrian A no constante

Con modulación 16QAM, tasa de codificación 3/4 y tamaño de bloque 36 bytes el sistema WiMAX alcanza los 2 bits/portadora con alrededor de 10 dB de SNR para todas las estrategias HARQ analizadas, aunque el incremento de eficiencia es más lento para CC. Sin embargo, esa es la eficiencia máxima que se consigue con tasa de codificación 1/2 teniendo que utilizar una SNR de 30 dB.

Para finalizar, la Figura 33 representa la eficiencia en función de la SNR para una transmisión con modulación 64QAM, tasa de codificación 1/2 y tamaño de bloque 36 bytes. Sus resultados tienen la finalidad de compararse con los obtenidos para las demás modulaciones.

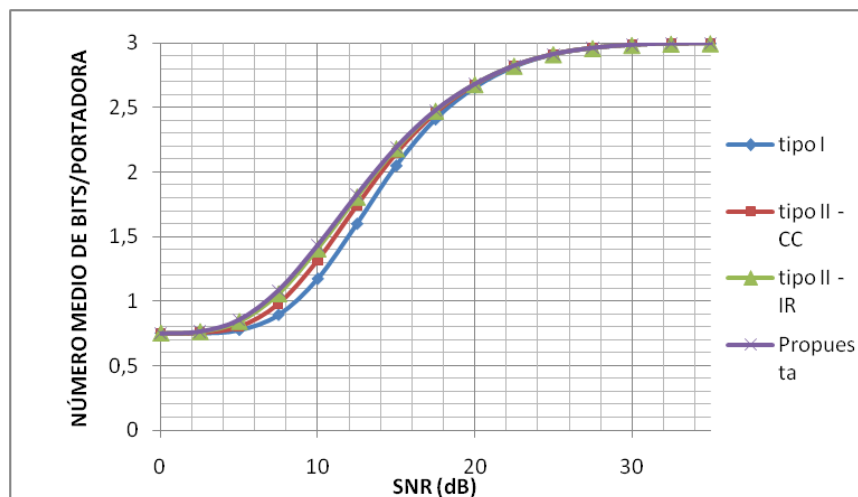


Figura 33. Eficiencia para 64QAM, tasa 1/2, bloque de 36 bytes y canal Pedestrian A no constante

Se observa pues cómo la máxima eficiencia alcanzable para una transmisión con los parámetros de simulación definidos antes y modulación QPSK es 1 bit/portadora (Figura 30.b), para modulación 16QAM son 2 bits/portadora (Figura 31.a) y para 64QAM son 3 bits/portadora (Figura 33). Es decir, con unas mismas condiciones la modulación de más índice es la que más eficiencia ofrece.

## 6. CONCLUSIONES

A lo largo de esta memoria se han presentado las técnicas de codificación de canal existentes en la actualidad y en concreto se han estudiado las estrategias HARQ. Las descripciones teóricas de los distintos tipos de HARQ se han visto completadas con el análisis de su implementación en el estándar 802.16/WiMAX y con la evaluación de resultados obtenidos a partir de simulaciones.

Designar un esquema óptimo de estrategia HARQ, modulación, tasa de codificación de canal y tamaño de bloque para ser utilizado en la configuración de los sistemas WiMAX no es posible debido a que esta decisión depende de aspectos que son casi impredecibles como son las condiciones del canal. No obstante cada servicio ofrecido por el sistema, además de imponer una serie de restricciones (potencia máxima de transmisión, ancho de banda máximo, tasa de transmisión máxima, retardos máximos permitidos...), requiere una BLER específica, por lo que tanto la tasa de codificación como la modulación son seleccionadas con respecto a ella. Una vez hecho esto, se pueden obtener resultados realísticos de cuál es la verdadera eficiencia a nivel físico ya que se tiene información acerca del número de retransmisiones realizadas.

Gracias al estudio y evaluación de la implementación de las estrategias HARQ en WiMAX que se ha realizado en este proyecto, se puede llegar a una serie de conclusiones que facilitarán la correcta elección de los parámetros del sistema de transmisión que mejor se ajusten en cada momento.

La estrategia HARQ tipo II-IR mejora cerca de 7 dB la respuesta en BLER obtenida por la primera transmisión. Sin embargo, la estrategia HARQ propuesta es la más potente de todas las analizadas ya que mejora en aproximadamente 0,5 dB a IR en rendimiento de la BLER en función de la relación señal a ruido y permite la mayor eficiencia medida en bits/portadora. Este mejor funcionamiento de la propuesta de estrategia HARQ, que añade un entrelazador propio del estándar LTE, se debe a que el receptor hace uso de estimaciones 'a priori' de la probabilidad de los bits sistemáticos obtenidos a partir de una codificación nueva.

A partir de los resultados mostrados en el capítulo anterior se concluye que un tamaño de bloque de datos mayor repercute positivamente en la BLER además de que también beneficia a la eficiencia, permitiendo la transmisión de más bits por portadora con un SNR menor comparado con tamaños de bloque más pequeños.

También se puede asegurar que cuanto menor es el índice de modulación de la transmisión, mejor es el comportamiento del sistema WiMAX en lo que a probabilidad de error en bloque respecto a la SNR se refiere. Sin embargo, esta consigna no debe seguirse ciegamente debido a que es preciso tener en cuenta otros aspectos como es la eficiencia espectral. Un índice de modulación bajo implica una baja eficiencia espectral, tal y como se ha demostrado gracias a las gráficas de eficiencia, donde se comprueba que la modulación con índice más bajo (QPSK) obtiene los mejores resultados en BLER pero a la vez es la que consigue menor eficiencia en número medio de bits por portadora.

Igualmente cabe destacar que las tasas de codificación bajas tienen un mejor comportamiento en BLER que las altas, aunque en este caso la elección también constituye un compromiso entre BLER y eficiencia, ya que las tasas de codificación altas permiten transmitir un mayor número medio de bits por portadora.

Por otra parte, las mejoras en BLER obtenidas entre las simulaciones realizadas con canal constante y no constante del modelo Pedestrian A se deben a la introducción de diversidad en el canal; aunque en la realidad la estimación de canal, que ya no es ideal, puede empeorar el funcionamiento del sistema. La diversidad en el canal significa que el éste es diferente en cada momento, por ejemplo puede que en la retransmisión de un bloque de datos no existan desvanecimientos en los momentos que antes había. Además, se ha podido comprobar cómo las transmisiones sobre canal Pedestrian necesitan más SNR para alcanzar las mismas probabilidades BLER que sobre canal Vehicular.

Para concluir, y respecto a las posibles líneas de trabajo e investigación futuras dentro de la codificación de canal de los sistemas de comunicaciones WiMAX, el punto final de este PFC puede ser el punto de partida de otros estudios que aborden el estudio de la integración de la estrategia HARQ propuesta en este proyecto con las tecnologías multi-antena MIMO implementada en los estándares wireless 802.16.

## BIBLIOGRAFÍA

- [1] Jeffrey G. Andrews, Arunabha Ghosh y Rias Muhamed, *"Fundamentals of WiMAX. Understanding Broadband Wireless Networking"*, Prentice Hall, 2007.
- [2] Holma y Toskala, *'LTE for UMTS, OFDMA and SC-FDMA Based Radio Access'*, Wiley, 2009.
- [3] van Nee, R. y Prasad, R., *"OFDM for Wireless Multimedia Communications"*, Artech House, 2000.
- [4] Subramanian, Kalyanaraman y Ramakrishnan, *"Hybrid Packet FEC and Retransmission-based Erasure Recovery Mechanisms (HARQ) for Lossy Networks: Analysis and Design"*, Proc. Communication Systems Software and Middleware, 2007.
- [5] Loutfi Nuaymi, *"WiMAX Technology for Broadband Wireless Access"*, Wiley, 2007.
- [6] Sesia, Caire y Vivier, *"Incremental redundancy hybrid ARQ schemes based on low-density parity-check codes"*, IEEE transactions on communications, vol. 52, pp. 1311-1321, 2004.
- [7] Huang, Chan, Ping y Ko, *"Performance of Hybrid ARQ using trellis coded modulation over Rayleigh fading channel"*, IEEE transactions on communications, vol. 56, pp. 2784-2790, septiembre 2007.
- [8] Soljanin, Liu y Spasojevic, *"Hybrid ARQ with Random Transmissions Assignments"*, DIMACS Series in Discrete Mathematics and Theoretical Computer Science, vol. 66, pp. 321-335, 2004.
- [9] Roongta y Shea, *"Reliability-based Hybrid ARQ and Rate-Compatible Punctured Convolutional (RCPC) Codes"*, 2004 IEEE Wireless Communications and Networking Conference, vol.4, pp. 2105-2109, marzo 2004.
- [10] John M. Shea, *"Reliability-Based Hybrid ARQ"*, IEE Electronic Letters, vol.38, pp.644-645, junio 2002.
- [11] Antonio Valdovinos Bardají y Alfonso Ortega Giménez, *"Transmisión de Datos"*, Dept. Ing. Electrónica y Comunicaciones, Universidad de Zaragoza, septiembre 2006.
- [12] IEEE Computer Society y IEE Microwave Theory and Techniques Society, *"IEEE Std 802.16-2004"*, 2004.
- [13] IEEE Computer Society y IEE Microwave Theory and Techniques Society, *"IEEE Std 802.16e"*, 2005.
- [14] Jorge Castineira y Patrick Guy, *"Essentials of Error-Control Coding"*, Wiley, 2006.
- [15] 3<sup>rd</sup> Generation Partnership Project Std., *"Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA): Multiplexing and channel coding"*, 2008.

## ACRÓNIMOS

3G	Tercera Generación
4G	Cuarta Generación
ACK	Acknowledge
ACM	Adaptive Coding and Modulation
ARQ	Automatic Repeat Request
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
BLER	Block Error Rate
CC	Chase Combining
COFDM	Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing
CP	Cyclic Prefix
CRC	Cyclic Redundancy Code
CTC	Convolutional Turbo Code
DL	Down-Link
DSL	Digital Subscriber Line
FEC	Forward Error Correction
FFT	Fast Fourier Transform
GSM	Global System for Mobile Communications
HARQ	Hybrid Automatic Repeat Request
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IP	Internet Protocol
IR	Incremental Redundancy
ITU	International Telecommunication Union
LDPC	Low Density Parity-Check



LLR	Log-Likelihood Ratio
LSB	Less Significant Bit
LTE	Long Term Evolution
MAC	Media Access Control
MAP	Maximum A Posteriori estimation
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
MSB	Most Significant Bit
NAK	Negative Acknowledge
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
PFC	Proyecto Final de Carrera
PHY	Physical Layer
PRBS	Pseudo Random Binary Sequence
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QoS	Quality of Service
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RB-HARQ	Reliability Based HARQ
RNC	Radio Network Controller
SISO	Soft Input / Soft Output
SNR	Signal-to-Noise Ratio
SOVA	Soft Output Viterbi Algorithm
SPID	SubPacket Identifier
UE	User Equipment
UL	Up-Link
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access
WiMAX	World Wide Interoperability for Microwave Access

## ÍNDICE DE FIGURAS Y TABLAS

- Figura 1. Arquitectura del sistema WiMAX (pág.10)
- Figura 2. Diagrama de bloques de un sistema ARQ (pág.14)
- Figura 3. Arquitectura del sistema UMTS (pág.16)
- Figura 4. Diagrama de flujo de la estrategia HARQ tipo I (pág.17)
- Figura 5. Diagrama de flujo de la estrategia HARQ tipo II – CC (pág.18)
- Figura 6. Diagrama de flujo de la estrategia HARQ tipo I – IR (pág.20)
- Figura 7. Diagrama de bloques de un sistema de transmisión de datos (pág.21)
- Figura 8. Diagrama de bloques del proceso de codificación de canal en WiMAX (pág.22)
- Figura 9. Generador PRBS usado para randomización de datos en WiMAX (pág.22)
- Figura 10. Codificador CTC (pág.23)
- Figura 11. Diagrama de bloques de la generación de subbloques (pág.24)
- Figura 12. Esquema de entrelazado de subbloque e intercalado (pág.24)
- Figura 13. Proceso de puncturing para HARQ tipo II-IR con 2 retransmisiones y tasa de código global  $\frac{1}{2}$  (pág.25)
- Figura 14. Generación de un símbolo OFDM (simplificada) (pág.27)
- Figura 15. Diagrama de bloques de los procesos de De-puncturing y desentrelazado de subbloque (pág.28)
- Figura 16. Estructura del turbo-decodificador iterativo del estándar WiMAX (pág.30)
- Figura 17. Simplificación de la implementación del entrelazado CTC propio de LTE en WiMAX (pág.32)
- Figura 18. Proceso de puncturing para la estrategia HARQ propuesta con 2 retransmisiones y tasa de código global  $\frac{1}{2}$  (pág.33)
- Figura 19. Estructura del turbo-decodificador iterativo del estándar WiMAX con la mejora propuesta (pág.34)
- Tabla 1. Parámetros de simulación (pág.36)
- Figura 20.a. BLER para QPSK, tasa  $\frac{1}{2}$ , bloque de 18 bytes y canal Vehicular A (pág.36)
- Figura 20.b. BLER para QPSK, tasa  $\frac{1}{2}$ , bloque de 36 bytes y canal Vehicular A (pág.36)
- Figura 21.a. BLER para 16QAM, tasa  $\frac{1}{2}$ , bloque de 36 bytes y canal Vehicular A (pág.37)

Figura 21.b. BLER para 16QAM, tasa  $\frac{3}{4}$ , bloque de 36 bytes y canal Vehicular A (pág.37)

Figura 22. BLER para 64QAM, tasa  $\frac{1}{2}$ , bloque de 36 bytes y canal Vehicular A (pág.38)

Figura 23.a. Eficiencia para QPSK, tasa  $\frac{1}{2}$ , bloque de 18 bytes y canal Vehicular A (pág.39)

Figura 23.b. Eficiencia para QPSK, tasa  $\frac{1}{2}$ , bloque de 36 bytes y canal Vehicular A (pág.39)

Figura 24.a. Eficiencia para 16QAM, tasa  $\frac{1}{2}$ , bloque de 36 bytes y canal Vehicular A (pág.39)

Figura 24.b. Eficiencia para 16QAM, tasa  $\frac{3}{4}$ , bloque de 36 bytes y canal Vehicular A (pág.39)

Figura 25. Eficiencia para 64QAM, tasa  $\frac{1}{2}$ , bloque de 36 bytes y canal Vehicular A (pág.40)

Figura 26.a. BLER para QPSK, tasa  $\frac{1}{2}$ , bloque de 18 bytes y canal Pedestrian A no constante (pág.41)

Figura 26.b. BLER para QPSK, tasa  $\frac{1}{2}$ , bloque de 36 bytes y canal Pedestrian A no constante (pág.41)

Figura 27. BLER para QPSK, tasa  $\frac{1}{2}$ , bloque de 36 bytes y canal Pedestrian A constante (pág.41)

Figura 28.a. BLER para 16QAM, tasa  $\frac{1}{2}$ , bloque de 36 bytes y canal Pedestrian A no constante (pág.42)

Figura 28.b. BLER para 16QAM, tasa  $\frac{3}{4}$ , bloque de 36 bytes y canal Pedestrian A no constante (pág.42)

Figura 29. BLER para 64QAM, tasa  $\frac{1}{2}$ , bloque de 36 bytes y canal Pedestrian A no constante (pág.42)

Figura 30.a. Eficiencia para QPSK, tasa  $\frac{1}{2}$ , bloque de 18 bytes y canal Pedestrian A no constante (pág.43)

Figura 30.b. Eficiencia para QPSK, tasa  $\frac{1}{2}$ , bloque de 36 bytes y canal Pedestrian A no constante (pág.43)

Figura 31. Eficiencia para QPSK, tasa  $\frac{1}{2}$ , bloque de 36 bytes y canal Pedestrian A constante (pág.43)

Figura 32.a. Eficiencia para 16QAM, tasa  $\frac{1}{2}$ , bloque de 36 bytes y canal Pedestrian A no constante (pág.44)

Figura 32.b. Eficiencia para 16QAM, tasa  $\frac{3}{4}$ , bloque de 36 bytes y canal Pedestrian A no constante (pág.44)

Figura 33. Eficiencia para 64QAM, tasa  $\frac{1}{2}$ , bloque de 36 bytes y canal Pedestrian A no constante (pág.44)