

TRABAJO ESPECIAL DE GRADO

**SIMULACIÓN DE LA CODIFICACIÓN DE CANAL SOBRE UN  
SISTEMA DE COMUNICACIONES MÓVILES BASADO EN EL  
ESTÁNDAR LTE**

Presentado ante la ilustre  
Universidad Central de Venezuela  
por el Br. Yermael Antonio Figueira Abasali  
para optar al título de  
Ingeniero Electricista.

Caracas, 2017

## TRABAJO ESPECIAL DE GRADO

# **SIMULACIÓN DE LA CODIFICACIÓN DE CANAL SOBRE UN SISTEMA DE COMUNICACIONES MÓVILES BASADO EN EL ESTÁNDAR LTE**

Prof. Guía: Ing. Lorena Nuñez

Tutor Industrial: Ing. Paolo Maragno

Presentado ante la ilustre  
Universidad Central de Venezuela  
Por el Br. Yermael Antonio Figueira Abasali  
para optar al título de  
Ingeniero Electricista.

Caracas, 2017

## CONSTANCIA DE APROBACIÓN

Caracas, 01 de noviembre de 2017

Los abajo firmantes, miembros del Jurado designado por el Consejo de Escuela de Ingeniería Eléctrica, para evaluar el Trabajo Especial de Grado presentado por la Bachiller Yermael A. Figueira A., titulado:

**“SIMULACIÓN DE LA CODIFICACIÓN DE CANAL SOBRE UN SISTEMA DE COMUNICACIONES MÓVILES BASADO EN EL ESTANADAR LTE”**

Consideran que el mismo cumple con los requisitos exigidos por el plan de estudios conducente al Título de Ingeniero Electricista en la mención de Comunicaciones, y sin que ello signifique que se hacen solidarios con las ideas expuestas por el autor, lo declaran APROBADO.

  
Prof. Luis Fernández  
Jurado

  
Prof. Francisco Varela  
Jurado

  
Prof. Lorena Núñez  
Prof. Guía

## DEDICATORIA

A mi madre, Eloida, la que de muy pequeño me dijo que las cosas se logran con mucha dedicación y esfuerzo

A mi padre, Yernuario, el que desde un principio me instó a nunca rendirme en lograr mis metas.

A mi hermana, Yermaida, que siempre ha estado, está y estará allí, en las buenas y en las malas.

*No importa cuánto tiempo te haya tomado recorrer el camino,  
sino haber aprendido de él y llegar al final del viaje.*

## **AGRADECIMIENTOS**

A la profesora Lorena Nuñez, por guiarme a lo largo de la realización de este trabajo y por sus consejos y enseñanzas impartidas, además de su constante apoyo y atención en los momentos que requerían más dedicación.

Al profesor Paolo Maragno, que de igual manera con sus prácticas, conocimientos y experiencia fue de gran aporte en el desarrollo de este mismo.

A mi madre, ya sea que en las buenas o en las malas sé que se preocupa por el potencial que puedo desarrollar y por todo el éxito que puedo alcanzar

A mi padre, que una vez me dijo que solo me graduara, y que en los momentos difíciles siempre fue capaz de ver el lado bueno de las cosas.

A mi hermana, Yermaida, que siempre brinda momentos de calma y siempre muestra su preocupación por uno.

A Carlos, Gerardo y Esteban, que más que amigos, resultaron ser los hermanos que me regaló la carrera, y que fueron de gran ayuda durante todos estos años.

A Juan Sebastián, que en varias ocasiones sus consejos y opiniones fueron de gran catalizador en la realización de este trabajo.

A Carlos Méndez, el cual nos apadrinó desde un principio en la escuela y nos enseñó lo necesario para perseverar en tiempos difíciles.

A los compañeros que disfrutaron de esta mención conmigo: Carolina, Rosangela, Anibal, Norys, José, Alexandra, Jessica y Andrés, si bien no fue fácil pues ya llegamos a la meta.

A los profesores de la Escuela de Eléctrica, con mención especial a Mercedes Arocha, María Eugenia Alvarez, Raúl Arreaza, William La Cruz y Gerlis Caropresse, por todas las enseñanzas impartidas y por las historias y consejos que fueron más allá de los salones de clase.

A nuestra amada Universidad Central de Venezuela, en donde cada una de las personas que hacen vida allí la ponen en todo lo alto, emulando siempre el lema de ser “la casa que vence las sombras”.

**Figueira Abasali, Yermael Antonio**

**SIMULACIÓN DE LA CODIFICACIÓN DE CANAL SOBRE UN  
ENLACE DE COMUNICACIONES MÓVILES BASADO EL  
ESTÁNDAR LTE**

**Prof. Guía: Ing. Lorena Nuñez. Tutor Industrial: Ing. Paolo Maragno. Tesis. Caracas. U.C.V. Facultad de Ingeniería. Escuela de Ingeniería Eléctrica. Ingeniero Electricista. Opción: Comunicaciones. Institución: CITECI. T.E.G. 2017. 93h. + anexos**

**Palabras clave: LTE (*Long Term Evolution*), OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), Codificación de Canal, Turbocódigos (*Turbo codes*), BER (*Bit Error Rate*).**

**Resumen.** El creciente avance tecnológico dentro del ámbito de las telecomunicaciones ha impulsado a que sean implementados diversos mecanismos de corrección de errores, para cumplir con los mínimos requerimientos de calidad de servicio, establecidos por los entes pertinentes tales como el 3GPP o el ITU. Hoy en día, el estándar LTE se caracteriza por su alta velocidad de transmisión de datos y por las técnicas de detección y corrección de errores utilizadas, donde resaltan la estimación de canal, la ecualización y por último la codificación de canal. El presente proyecto se centra en esta última, elaborando una herramienta de simulación que permita observar el empleo de estas técnicas bajo escenarios diferentes. Para medir su desempeño se plantearon los siguientes escenarios: un canal plano, una canal con desvanecimiento suave selectivo en frecuencia y finalmente un canal con desvanecimiento pronunciado selectivo en frecuencia, todos ellos con distintos valores de relación señal a ruido. De igual forma, dentro de cada escenario la codificación de canal es puesta a prueba mediante el uso de las modulaciones QPSK, 8QAM y 16QAM, observando como resultado de interés el BER (*Bit Error Rate*) obtenido en cada caso. Dicha herramienta pretende ser parte de una línea de investigación en el área de Transmisión Digital dentro del departamento de Comunicaciones perteneciente a la escuela de Ingeniería Eléctrica.

# INDICE

<b>CONSTANCIA DE APROBACIÓN</b> .....	<b>4</b>
<b>DEDICATORIA</b> .....	<b>iii</b>
<b>AGRADECIMIENTOS</b> .....	<b>v</b>
<b>INDICE</b> .....	<b>viii</b>
<b>ÍNDICE DE TABLAS</b> .....	<b>xi</b>
<b>ÍNDICE DE FIGURAS</b> .....	<b>xii</b>
<b>LISTA DE ACRÓNIMOS</b> .....	<b>xiv</b>
<b>INTRODUCCIÓN</b> .....	<b>1</b>
<b>CAPÍTULO I</b> .....	<b>3</b>
<b>EL TEMA</b> .....	<b>3</b>
1.1    Planteamiento del Tema .....	3
1.2    Objetivos .....	3
1.2.1    Objetivo General .....	3
1.2.2    Objetivos Específicos.....	4
1.3    Justificación .....	4
1.4    Alcance y limitaciones .....	5
1.5    Antecedentes .....	6
<b>CAPITULO II</b> .....	<b>8</b>
<b>MARCO TEÓRICO</b> .....	<b>8</b>
2.1    Características principales de la tecnología <i>Long Term Evolution</i> .....	8
2.2    Arquitectura del sistema .....	9
2.3    Interfaz de Radio LTE .....	13

2.4	Tecnologías involucradas en la Capa Física.....	14
2.4.1	OFDM .....	14
2.4.2	Acceso Múltiple por División de Frecuencias Ortogonales ( <i>Orthogonal Frequency Division Multiple Acces</i> , OFDMA) .....	22
2.4.3	Tecnologías Multi-Antena (MIMO) .....	24
2.4.4	Estructura general de las tramas en LTE.....	26
2.4.5	Representación Tiempo-Frecuencia.....	29
2.5	Enlace Descendente LTE .....	31
2.6	Codificación de Canal .....	34
2.6.1	Señales de control .....	35
2.6.2	Canales de tráfico.....	38
2.6.3	Codificación de Canal en el canal de transporte DSCH .....	39
2.7	Parámetros de Calidad.....	55
2.7.1	BER (Bit Error Rate):.....	55
2.7.2	BLER (Block Error Rate): .....	55
2.7.3	EVM ( <i>Error Vector Magnitude</i> ):.....	56
<b>CAPÍTULO III.....</b>		<b>57</b>
<b>MARCO METODOLÓGICO .....</b>		<b>57</b>
3.1	Estudio Documental .....	57
3.2	Diseño de un Modelo de Simulación .....	58
3.3	Pruebas experimentales .....	58
3.4	Resultados .....	59
3.5	Validación de resultados contra datos teóricos .....	59

<b>CAPÍTULO IV .....</b>	<b>60</b>
<b>MODELO DE SIMULACIÓN PROPUESTO .....</b>	<b>60</b>
4.1    Modelo de simulación propuesto para la Codificación de Canal en el DLSCH.....	60
<b>CAPÍTULO V.....</b>	<b>70</b>
<b>ANÁLISIS DE RESULTADOS .....</b>	<b>70</b>
5.1    Cálculo de BER en el canal plano ( <i>Flat Channel</i> ) .....	70
5.1.1    Caso Modulación QPSK .....	71
5.1.2    Caso Modulación 8QAM .....	72
5.1.3    Caso Modulación 16QAM .....	73
5.2    Cálculo de BER bajo desvanecimiento suave ( <i>SUI Channel</i> ).....	74
5.2.1    Caso Modulación QPSK .....	75
5.2.2    Caso Modulación 8QAM .....	76
5.2.3    Caso Modulación 16QAM .....	77
5.3    Cálculo de BER bajo desvanecimiento pronunciado ( <i>EVA Channel</i> ).....	78
5.3.1    Caso Modulación QPSK .....	79
5.3.2    Caso Modulación 8QAM .....	80
5.3.3    Caso Modulación 16QAM .....	81
<b>CONCLUSIONES.....</b>	<b>84</b>
<b>RECOMENDACIONES.....</b>	<b>86</b>
<b>REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>87</b>
<b>BIBLIOGRAFÍA.....</b>	<b>92</b>

## ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1. Parámetros de interés según el ancho de banda en LTE .....	30
Tabla 2 Palabras código del CFI (Control Format Indicator) .....	37
Tabla 3. Palabras código del HI (HARQ Indicator).....	37
Tabla 4. Patrón de permutación inter columnas en el bloque entrelazador .....	49
Tabla 5. Máximos valores de EVM aceptados acorde a la modulación empleada .....	56
Tabla 6. Valores de BER obtenidos en relación a SNR para el caso QPSK.....	71
Tabla 7. Valores de BER obtenidos en relación a SNR para el caso 8QAM.....	72
Tabla 8. Valores de BER obtenidos en relación a SNR para el caso 16QAM.....	73
Tabla 10. Valores obtenidos de BER en función del SNR para el caso de 8QAM ....	76
Tabla 11. Valores de BER en función del SNR para el caso de 16QAM.....	77
Tabla 12. Valores de BER en relación a la señal a ruido para el caso QPSK.....	79
Tabla 13. Valores de BER en relación al parámetro SNR para el caso 8QAM.....	80
Tabla 14. Valores de BER en relación al parámetro SNR para el caso de 16QAM...	81

## ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1 Esquema de la arquitectura de LTE.....	10
Figura 2. Representación de las interfaces de radio en la red de acceso E-UTRAN ..	10
Figura 3. Esquema de la red troncal EPC .....	12
Figura 4. Modelo de las capas del protocolo en LTE. ....	13
Figura 5. Representación en frecuencia de una señal OFDM.....	14
Figura 6. Espectro en frecuencia de señales FDM y OFDM .....	16
Figura 7. Constelación se señales de modulaciones 8QAM y 8PSK.....	17
Figura 8. Inserción del Prefijo Cíclico .....	19
Figura 9. Representación en el dominio del tiempo de la señal recibida por efecto multitrayecto .....	20
Figura 10. Señal recibida con Prefijo Cíclico .....	21
Figura 11. Diseño esquemático de un sistema OFDM.....	22
Figura 12. Esquema Tiempo-Frecuencia OFDMA. Los bloques de usuarios se representan mediante colores diferentes .....	23
Figura 13. Representación Tiempo-Frecuencia de OFDM y OFDMA.....	24
Figura 14. Representación de las Tecnologías de Múltiples Antenas.....	26
Figura 15. Estructura de Trama Tipo 1 .....	27
Figura 16. Estructura de Trama Tipo 2 .....	28
Figura 17. Representación Tiempo-Frecuencia con prefijo cíclico normal .....	31
Figura 18. Codificador convolucional.....	35
Figura 19. Codificador convolucional de bits terminales con índice 1/3.....	36
Figura 20. Esquema de codificación de canal del BCH.....	38
Figura 21. Esquema de procesamiento de datos en el DSCH del transmisor .....	40
Figura 22. Segmentación del bloque de transporte en bloques de códigos.....	43
Figura 23. Estructura de Turbo Código PCCC con índice 1/3. Las líneas punteadas aplican solamente a la terminación de trellis. ....	46
Figura 24. Esquema del mecanismo de adaptación de tasa (Rate Matching) para Turbo Códigos.....	48

Figura 25. Buffer circular con esquema de perforación.....	52
Figura 26. Buffer circular con esquema de repetición .....	52
Figura 27. Esquema de simulación de codificación de canal en el enlace descendente LTE .....	61
Figura 28. Gráfico de comparación entre el empleo de la Codificación de Canal y el no empleo de la misma. Caso QPSK .....	71
Figura 29. Gráfico de comparación entre el empleo de la Codificación de canal y el no uso de la misma (Caso 8QAM).....	72
Figura 30. Gráfico de comparación entre el empleo de la Codificación de canal y el no uso de la misma (Caso 16QAM).....	73
Figura 31. Respuesta de amplitud vs frecuencia de un canal con desvanecimiento suave.....	74
Figura 32. Gráfico de comparación entre el empleo de la Codificación de Canal y el no uso de la misma. Caso QPSK.....	75
Figura 33. Gráfico de BER vs SNR para los trenes de bits sin codificar y codificados. Caso 8QAM. ....	76
Figura 34. Gráfica de comparación entre el uso de la Codificación de Canal y su no empleo. Caso 16QAM.....	77
Figura 35. Respuesta en amplitud vs frecuencia del canal bajo desvanecimiento pronunciado.....	79
Figura 36. Gráfica en comparación entre el uso de la Codificación de Canal y su no empleo para el caso QPSK.....	80
Figura 37. Gráfica de comparación entre el uso de la Codificación de Canal y su no empleo para el caso de 8QAM .....	81
Figura 38. Gráfica de comparación entre el uso de la Codificación de Canal y su no empleo para el caso de 16QAM.....	82

## LISTA DE ACRÓNIMOS

- **3GPP** *Third Generation Partnership Project*
- **BER** *Bit Error Rate* / Tasa de Bits Errados
- **BLER** *Block Error Rate* / Tasa de Bloques Errados
- **CC** *Channel Coding* / Codificación de Canal
- **CDMA** *Code Division Multiple Access* / Acceso Múltiple por División de Códigos
- **CFI** *Control Format Indicator* / Indicador de Formato de Control
- **CP** *Cyclic Prefix* / Prefijo Cíclico
- **CRC** *Cyclic Redundancy Check* / Chequeo de Redundancia Cíclica
- **DCI** *Downlink Control Indicator* / Indicador de Control Descendente
- **DSCH** *Downlink Shared Channel* / Canal Compartido de Bajada
- **eNodeB** *Evolved Node B* / Nodo B Evolucionado
- **EPC** *Evolved Packet Core* / Núcleo de Paquetes Evolucionado
- **E-UTRAN** *Evolved UMTS Terrestrial Radio Access Network* / Red de Radio Acceso Terrestre UMTS
- **FDD** *Frequency Division Duplexing* / Duplexado por División de Frecuencia
- **FDM** *Frequency Division Multiplexing* / Multiplexación por División en Frecuencias
- **FFT** *Fast Fourier Transform* / Transformada Rápida de Fourier
- **HARQ** *Hybrid Automatic Repeat ReQuest* / Retransmisión de Repetición Automática Híbrida
- **HI** *HARQ Indicator* / Indicador HARQ
- **ICI** *Inter Carrier Interference* / Interferencia Interportadora
- **IDFT** *Inverse Discrete Fourier Transform* / Transformada Inversa Directa de Fourier
- **IEEE** *Institute of Electrical and Electronic Engineering*

- **IFFT** *Inverse Fast Fourier Transform* / Transformada Inversa Rápida de Fourier
- **ISI** *Inter Symbol Interference* / Interferencia Intersimbólica
- **ITU** *International Telecommunications Union*
- **LTE** *Long Term Evolution* / Evolución a largo plazo
- **MAC** *Medium Acces Control* / Control de Acceso al Medio
- **MAP** *Maximum A Posteriori*
- **MIMO** *Multiple Input Multiple Output*
- **OFDM** *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* / Multiplexación por división de frecuencias ortogonales
- **OFDMA** *Orthogonal Frequency DIvision Multiple Access* / Acceso Múltiple por División de Frecuencias Otogonales
- **PCCC** *Parallel Concatenated Convolutional Coders* / Codificadores Convolucionales Concatenados en Paralelo
- **PDSCH** *Physical Downlink Shared Channel* / Canal Físico Compartido de Bajada
- **QAM** *Quadrature Amplitude Modulation* / Modulación por Amplitud en Cuadratura
- **QPSK** *Quaternary Phase Shift Keying* / Modulación por Desplazamiento de Fase Cuaternaria
- **RB** *Resource Block* / Bloque de recursos
- **RE** *Resource Element* / Elemento de Recursos
- **RG** *Resource Grid* / Cuadrilla de Recursos
- **RRC** *Resource Radio Control* / Control de Recursos de Radio
- **RV** *Redundancy Version* / Versión de Redundancia
- **SC-FDM** *Single Carrier Frequency Division Multiplexing* / Multiplexación por División de Frecuencia de Portadora Única
- **SC-FDMA** *Single Carrier Frequecy Division Multiple Access* / Acceso Múltiple por División de Frecuencias de Portadora Única

- **SIM** *Subscriber Identity Module* / Módulo de Identidad del Suscriptor
- **SISO** *Single Input Single Output*
- **SNR** *Signal to Noise Ratio* / Relación Señal a Ruido
- **SOVA** *Soft Output Viterbi Algorithm*
- **TDD** *Time Division Duplexing* / Duplexado por División de Tiempo
- **TDM** *Time Division Multiplexing* / Multiplexación por División en Tiempo
- **TS** *Technical Specification* / Especificación Técnica
- **TTI** *Time Transmission Interval* / Intervalo de Tiempo de Transmisión
- **UE** *User Equipment* / Equipo de Usuario
- **UMTS** *Universal Mobile Telecommunications System* / Sistema Universal de Telecomunicaciones Móviles
- **WCDMA** *Wideband Code Division Multiple Acces* / Acceso Múltiple por División de Códigos en Banda Ancha

## INTRODUCCIÓN

La constante necesidad de mejoras en el servicio demandadas por el usuario dentro del ámbito de las comunicaciones móviles impulsa a la constante evolución de dicha tecnología, permitiendo un mejor desempeño desde la transmisión de datos a alta velocidad hasta una buena calidad de servicio. Hoy en día, dichos requerimientos son posibles de alcanzar gracias al estándar LTE (*Long Term Evolution*), correspondiente a la cuarta generación de telefonía celular y que se encuentra caracterizada por su alta eficiencia espectral ya que usa OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) como modulación, permitiendo que una gran cantidad de usuarios pueda disponer del servicio de manera robusta frente a las interferencias. LTE ha permitido una gran expansión de los servicios dentro de las comunicaciones móviles más allá del habla, por lo que surge la necesidad de establecer correctamente la transmisión de datos y con la menor cantidad de errores posibles, independientemente del servicio en uso.

Al poder establecer un sistema de comunicación con la menor tasa de bits errados es posible cumplir con ciertos factores tales como la confiabilidad, el nivel de calidad del enlace y una velocidad que sean aceptables desde el punto de vista del usuario. La detección y corrección de errores se lleva a cabo mediante la codificación de canal, donde se implementan códigos que forman bits de control de acuerdo a las características de los datos transmitidos.

Estos códigos se clasifican de acuerdo a la ausencia o presencia de memoria dentro de sus codificadores en dos grupos: los códigos de bloque y los códigos de convolución. Los códigos de bloque son aquellos que se obtienen agregando bits de control a los datos de información, confiando en que tanto en el transmisor como en el receptor se cumple el mismo criterio que involucre la palabra de código; los códigos de convolución actúan de manera continua sobre el flujo de bits de información o bien sea a un nivel de un conjunto estructurado de bits tales como el byte.

El presente trabajo muestra la elaboración de una herramienta que permite simular el bloque de codificador de canal y emplear los diversos códigos de canal para la detección y corrección de errores en varios grupos, lo cual es tema de interés para el centro CITECI y el Departamento de Comunicaciones de la Escuela de Ingeniería Eléctrica de la Universidad central de Venezuela, los cuales optan por la capacitación, innovación, el desarrollo tecnológico y el conocimiento en ingeniería.

En primera instancia del desarrollo de este trabajo se recopilaron basamentos teóricos para poder esquematizar el bloque de codificador de canal y emplear el código óptimo para el estudio, para posteriormente elaborar por medio de una herramienta de simulación la codificación que permita la visualización de los códigos de canal y la corrección que proporcionan a los bloques de información y por último validar los resultados obtenidos en comparación con estándares y normas conocidas, además de resultados teóricos.

# CAPÍTULO I

## EL TEMA

### 1.1 Planteamiento del Tema

El constante crecimiento tecnológico en el ámbito de las telecomunicaciones impulsa a cumplir con ciertos niveles de calidad y a su vez con las recomendaciones establecidas por los organismos de estandarización de comunicaciones móviles (3GPP, ITU, IEEE). Una de las metas más importantes en este aspecto, consiste en aumentar la velocidad de transmisión de datos con la menor tasa de bits errados posible, lográndose un significativo avance con la implementación del estándar LTE (*Long Term Evolution*) de la 3GPP publicado en el año de 2008.

Dicha meta es posible de lograr gracias al empleo de la codificación de canal como método de detección y corrección de errores, por lo que surge la necesidad de conocer el trasfondo de dicho procedimiento mediante la representación de modelos que permitan su simulación.

### 1.2 Objetivos

#### 1.2.1 Objetivo General

Desarrollar una herramienta computacional la cual, mediante la simulación de un algoritmo, describa la implementación de la codificación de canal en un sistema de comunicaciones bajo el estándar LTE.

### **1.2.2 Objetivos Específicos**

- Analizar los estándares del 3GPP relacionados con la descripción de las características, procedimientos y técnicas involucradas en la capa física LTE, así como los modelos de bloque del codificador de canal desarrollado por el 3GPP:
- Definir los códigos por los cuales se basará la simulación de los procesos de codificación de canal en la interfaz de radio de un sistema de transmisión LTE-SISO.
- Proporcionar un modelo de simulación de la codificación de canal de una señal OFDM-SISO usada para el enlace de bajada.
- Simular los procesos de los esquemas de montaje mediante la utilización de un paquete de simulación numérica.
- Validar los resultados obtenidos en comparación con resultados teóricos esperados

### **1.3 Justificación**

Hoy en día el manejo de la información en cuanto a su transmisión y la gran cantidad de usuarios impulsa a que la tecnología dentro de las telecomunicaciones evolucione constantemente y de forma acelerada; uno de los aspectos que se prioriza en gran forma es la velocidad de transmisión con la menor tasa de bits errados posible, para que no se evidencien ciertas fallas en los paquetes de información y que el usuario pueda recibir los datos de forma adecuada. Una clara evidencia de la acelerada evolución de la tecnología dentro de las comunicaciones es el desarrollo de la quinta generación para telefonía móvil. En lo que respecta a Venezuela, dicho desarrollo no

ha sido puesto a cabo ya que recién se ha implementado su antecesor, la cuarta generación, basada en la tecnología LTE que ha proporcionado el reúso de ciertas bandas de frecuencia y el aumento de la velocidad de la transmisión de datos.

Elaborar una simulación donde se modele el codificador de canal y se implementen los diversos códigos para la detección y corrección de errores permite reconocer una posible implementación para estas tecnologías a instaurarse en nuestro país; además de optimizar diversos aspectos en el enlace de transmisión y por ende realizar un aporte en el entorno de las telecomunicaciones donde se evidencien diversas características de mejora en cuanto a la realización del trabajo.

#### **1.4 Alcance y limitaciones**

- En este trabajo se simuló la transmisión de ráfagas de bits a través de un canal inalámbrico, multitrayecto, ruidoso y estático (invariante en el tiempo y sin efecto Doppler).
- A pesar que el estándar LTE contempla el proceso de retransmisión para la corrección de errores, en las simulaciones el mismo no se incluyó.
- Se diseñó el modelo del enlace de bajada con un sistema de transmisión tipo SISO (*Single Input – Single Output*).
- Los tamaños de las ráfagas de bits de entrada al sistema están sujetas a los esquemas de modulación (QPSK, 8QAM y 16QAM).

## 1.5 Antecedentes

Si bien el estándar LTE ha sido implementado de forma reciente en el ámbito de las telecomunicaciones (recordando que su debut en el mercado fue en 2011), las técnicas que involucra dicho estándar para mejorar su desempeño en cuanto a transmisión de datos y calidad de servicio ya poseen un peso histórico, debido a que han sido usadas previamente en las primeras tecnologías de telefonía, que con el pasar de los años se han ido adaptando a esas innovaciones.

La codificación de canal ha sido ampliamente estudiada y documentada, donde a continuación se hace referencia a algunos de los trabajos más relevantes: la tesis de maestría realizada por Nishar Ahamed Gugudu [1] para el Instituto Nacional de Tecnología de Rourkela, representa un trabajo donde se evalúa el desempeño de éste método en sistemas OFDM, lo cual tiene una relación estrecha con LTE; si se quiere contemplar un aspecto más teórico y demostrativo de dónde y cómo surgen estos códigos, el material publicado por Bernard Sklar [2] titulado “*Fundamentals of turbo codes*”, describe de forma detallada los principios iterativos de los turbo códigos y las funciones de similitud (*likelihood functions*) mediante argumentos matemáticos e ilustraciones referentes a códigos convolucionales sistemáticos recursivos.

Englobando de forma más generalizada el proceso de codificación de canal, en Julio de 2002 C.K.P Clarke [3] emitió una publicación en la *British Broadcast Corporation* presentando la codificación y decodificación aplicada al estándar DVB-T de televisión digital, enfatizando la implementación de circuitos lógicos y la teoría de los campos de Galois.

El profesor de la Universidad Autónoma de Madrid, José Martínez [4] presentó en 2011 un trabajo donde se esquematizan aspectos técnicos y se mencionan aplicaciones de la codificación de canal, mientras que su semejante, el Dr. Aoife Mahoney [5] publicó una serie de lecturas referentes a la corrección de errores

mediante el empleo de códigos de bloque, paridad simple, repetición y Hamming para el Instituto de Tecnología de Dublín.

Por último, surge el artículo presentado por K.K. Loo, T. Alukaidey y S.A. Jimaa [6] titulado “High Performance Parallelised 3GPP Turbo Decoder”, donde se observan resultados de simulaciones favorables aplicando diversos algoritmos de decodificación. En el ámbito de la Escuela de Ingeniería Eléctrica de la UCV, el trabajo presentado por la Ing. Samantha Fuchs [7] representa una de las primeras incursiones en la tecnología LTE, puesto que presentó un trabajo especial de grado referente a la generación de señales OFDM en la capa física de un sistema de transmisión móvil bajo dicho estándar.

## CAPITULO II

### MARCO TEÓRICO

#### **2.1 Características principales de la tecnología *Long Term Evolution***

En el año 2008 la Organización 3GPP (*Third Generation Partnership Project*) publicó el *Release 8* del estándar LTE, el cual es un documento que hace referencia a los parámetros, normas y especificaciones de dicha tecnología. Tiempo después, a mediados del año 2010, se introducen mejoras al mismo, que se recogen en el *Release 9*. Es hasta el año 2011 cuando LTE aparece comercialmente en el mercado de las comunicaciones móviles.

Dentro de los aspectos más importantes del estándar LTE en comparación con sus antecesores, se encuentra la transmisión de datos a alta velocidades, la alta eficiencia espectral y el cumplir con criterios de movilidad y de calidad de servicio. LTE alcanza velocidades de transmisión de 300 Mbps en lo que respecta al enlace de bajada y 75 Mbps en el enlace de subida (sin importar que la transmisión de datos sea asimétrica o simétrica), con una latencia menor a 5 ms. LTE incrementa la eficiencia espectral, además de poseer gran escalabilidad en lo que respecta al ancho de banda, que puede tener dimensiones de 1.4 Mhz, 3, 5,10, 15 y 20 Mhz. [8]

En el enlace descendente (que será el objeto de este trabajo), LTE utiliza la modulación OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) y la técnica de acceso OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiple Acces*), que desde el punto de vista espectral representan una mejora con respecto a sus antecesoras (FDM, TDM, CDMA y WCDMA). Éstas, combinadas con la tecnología de antenas MIMO (*Multiple Input-Multiple Output*), permiten una mayor capacidad de usuarios en la interfaz de radio y una gran eficiencia en el uso del espectro. En el enlace ascendente se utiliza SC-FDM (*Single Carrier Frequency Division Multiplexing*) como esquema de multiplexado y SC-FDMA (*Single Carrier Frequency Division Multiple Acces*) como técnica de acceso.

A partir del año 2013, el 3GPP ha realizado avances con el lanzamiento de los *Releases* 10, 11 y 12 del estándar, donde se desarrolla la evolución hacia LTE-*Advanced*, cumpliendo con los requerimientos del IMT-Advanced (*International Mobile Telecommunications Advanced*) de ITU (*International Telecommunications Union*).

## 2.2 Arquitectura del sistema

La arquitectura de un sistema LTE está compuesta principalmente por tres grandes elementos: el EPC (*Evolved Packet Core*) como red troncal, la red de acceso E-UTRAN (*Evolved UMTS Terrestrial Radio Acces Network*) y por último el equipo del usuario, representado bajo las siglas UE (*User Equipment*), tal como se muestra en la Figura 1.

El **equipo de usuario** está conformado por un dispositivo que cuenta con una tarjeta SIM (*Subscriber Identity Module*) que le permite al individuo acceder a la red mediante la interfaz de radio y disfrutar de los diferentes servicios dentro de la misma.

La **red de acceso** contempla todos aquellos elementos que permiten gestionar la conexión entre el equipo de usuario y la red troncal, ya sea en cuanto a la información de control y señalización o la información de tráfico. Desde el punto de vista físico, la red de acceso E-UTRAN, en el estándar LTE, está compuesta por un conjunto de estaciones bases denominadas *eNodeB* (*Evolved NodeB*), que se comunican entre sí a través de la interfaz X2, con el equipo de usuario a través de la interfaz Uu y con la red troncal a través de las interfaces S1-U para tráfico y S1-MME para control.

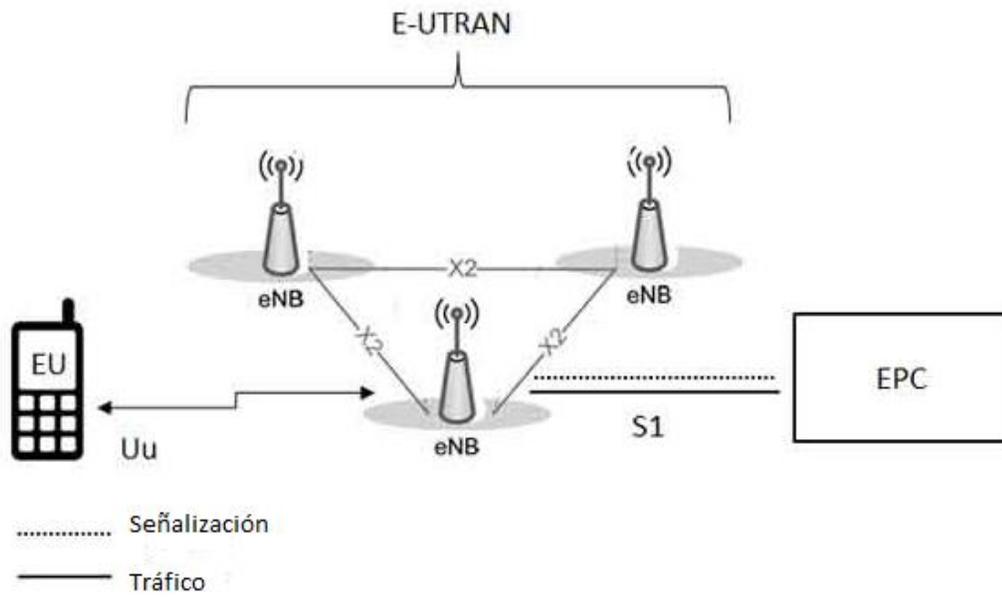


Figura 1 Esquema de la arquitectura de LTE [9]

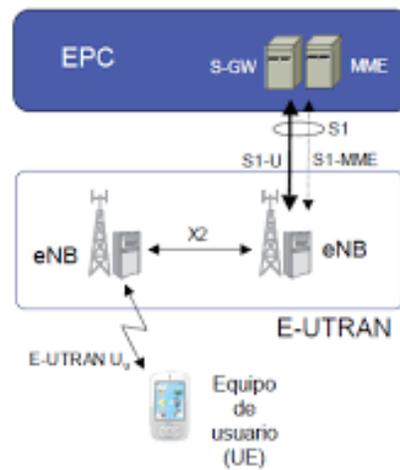


Figura 2. Representación de las interfaces de radio en la red de acceso E-UTRAN [10]

Dentro de la arquitectura E-UTRAN, los *eNodeBs* tienen como función principal gestionar los recursos de la interfaz de radio, abarcando específicamente tareas como controlar la movilidad, asignar dinámicamente los recursos de radio (proceso conocido como *scheduling*) e inclusive controlar las interferencias entre cada una de las estaciones bases.

Por último, la **red troncal EPC** también presenta una arquitectura bien esquematizada, donde cada componente cumple con una función en particular. La misma comprende dos partes, siendo la primera el bloque HSS (*Home Subscriber Service*), encargado de administrar y almacenar toda la información referente a los usuarios, ya sea su ubicación, planes de pago, entre otros.

La segunda parte cuenta de tres grandes bloques, los cuales son los siguientes:

- **S-GW (*Serving Gateway*)**: es el módulo que conecta el plano de usuario E-UTRAN con el plano de la red troncal EPC. Cumple con diversas funciones, entre las cuales destacan el enrutamiento de paquetes de tráfico del usuario y su almacenamiento temporal. Además del monitoreo de las políticas de conexión y servicio para cumplir con los estándares de calidad de servicio (QoS: *Quality of Service*).
- **PDN-GW (*Packet Data Network Gateway*)**: cumple con las funciones de usuario, las cuales abarcan desde asignar direcciones IP, procesar paquetes bajo el protocolo IP y controlar la movilidad de cada uno de ellos.
- **MME (*Mobile Management Entity*)**: es el principal elemento del plano de control de la red, y es el encargado de autenticar y autorizar el acceso de los equipos de usuario a través de la red E-UTRAN. Además cumple con las tareas de señalización, seguridad, administración de tarifas, gestión de movilidad de terminales con limitaciones y servicio de transferencias de paquetes IP entre equipos de usuarios y redes externas.

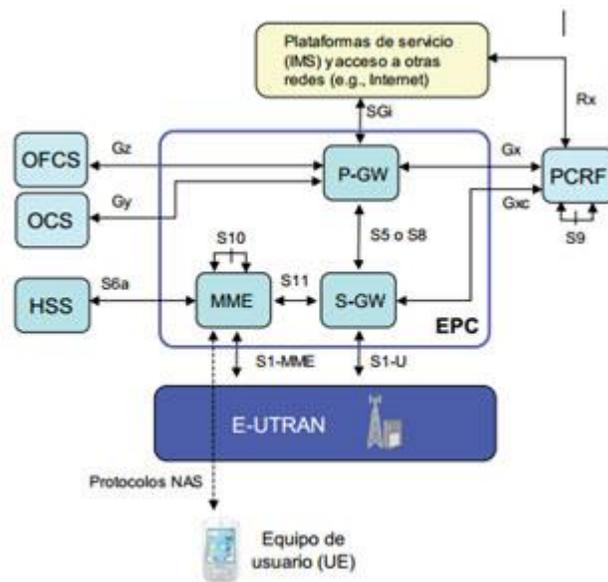


Figura 3. Esquema de la red troncal EPC [11]

A un nivel más general, el estándar LTE puede esbozarse como una arquitectura general de protocolos de la interfaz de radio, mediante un modelo de capas que se entrelazan entre sí a través de distintos tipos de canales capaces de desempeñar una función específica. Las capas que se encuentran en la citada arquitectura son: la **capa RRC** (*Resource Radio Control*), la cual se encarga de establecer o difundir información del sistema respecto a los estratos de acceso o no acceso, además de cumplir funciones de seguridad como gestión de claves, configuración, mantenimiento y liberación de un punto a otro en portadores de radio; la **capa MAC** (*Medium Access Control*), la cual es responsable de la correspondencia entre los canales de transporte y los canales lógicos, además de programar informes de control, corrección de errores y priorizar canales lógicos por medio de la programación dinámica; por último se encuentra la **capa física**, donde se realiza la transmisión de los bloques de transporte por medio de la interfaz aérea, además de gestionar información en cuanto a control de potencia y búsqueda de células.

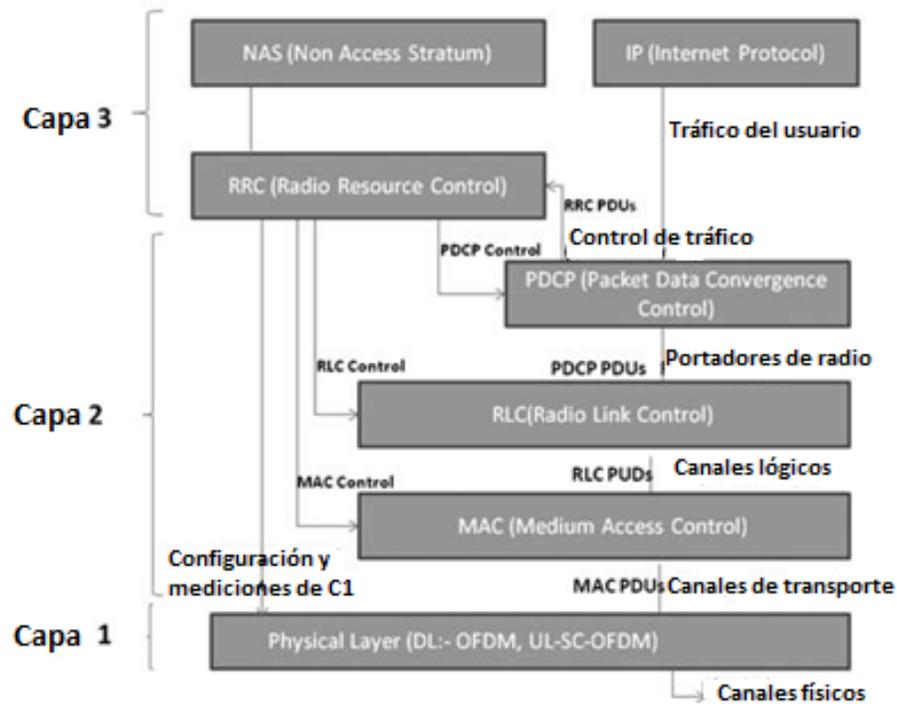


Figura 4. Modelo de las capas del protocolo en LTE. [12]

Puesto que este trabajo tiene como objetivo simular los códigos de canal, lo cual involucra operaciones que se producen en las capas MAC y física, a continuación se mostrarán con mayor detalle las tecnologías utilizadas en estas capas, empezando por la capa física.

### 2.3 Interfaz de Radio LTE

La capa física de la tecnología LTE es aquella de nivel más bajo, donde se llevan a cabo los diversos procedimientos para la transmisión a través del canal de radio, ya sean técnicas de modulación y transmisión multi-antenas, en síntesis, todas aquellas operaciones necesarias para realizar el enlace entre el equipo de usuario y la red de acceso.

La escalabilidad del ancho de banda en LTE permite operaciones con una interfaz de radio que puede ser configurada en canales variables de 1.4, 3, 5, 10, 15 hasta 20 MHz, usando como modos de transmisión Duplexión por División en Frecuencias (FDD: *Frequency Division Duplexing*) o Duplexión por División de Tiempo (TDD: *Time Division Duplexing*). En cuanto a técnicas de acceso, se utiliza OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiple Acces*) en el enlace descendente, con modulaciones digitales tipo QPSK, 16-QAM y 64-QAM. [13]

## 2.4 Tecnologías involucradas en la Capa Física

### 2.4.1 OFDM

Las siglas OFDM corresponden a *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*, traducido como Multicanalización por División en Frecuencias Ortogonales. Es una técnica de modulación digital que emplea el uso de múltiples subportadoras ortogonales entre sí, actuando sobre un flujo paralelo de símbolos, cada uno representando un cierto número de bits. La transmisión OFDM permite reducir el ancho de banda necesario para transmitir la información, es robusta frente la interferencia intersimbólica (ISI), producida por la transmisión multitrayecto, y ofrece una mayor eficiencia en el uso del espectro radio-eléctrico, debido a la ortogonalidad entre las subportadoras, que permite disminuir la separación entre ellas.

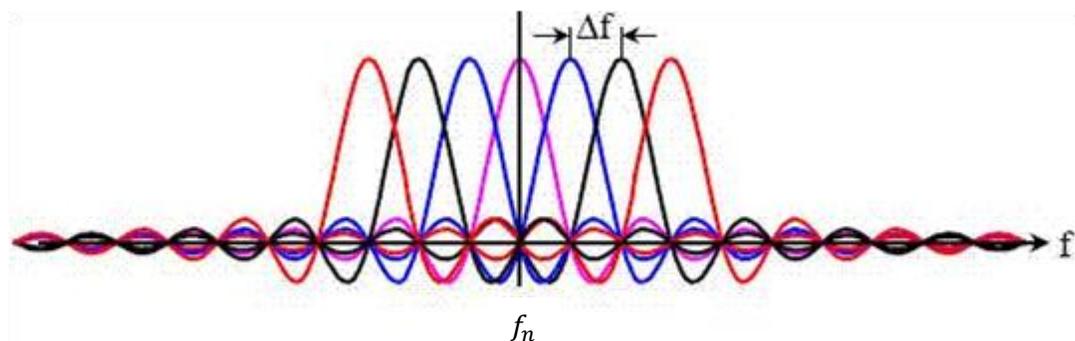


Figura 5. Representación en frecuencia de una señal OFDM. [14]

Las subportadoras son ortogonales entre sí puesto que no están correlacionadas, lo que se demuestra analíticamente comprobando que la integral del producto entre ellas da un resultado nulo:

$$\int_0^T e^{j2\pi f_i t} \cdot e^{-j2\pi f_j t} dt = \int_0^T e^{j2\pi(f_i - f_j)t} dt = 0, \quad (1)$$

para  $i \neq j$ , con  $i$  y  $j \in Z$

Cada una de las frecuencias involucradas es un múltiplo entero de la tasa de transmisión de los símbolos  $R_s = 1/T$ , lo cual implica que cada subportadora en el período  $T$  del símbolo OFDM tiene un número entero de ciclos, de manera que su frecuencia será:

$$f_i = \frac{i}{T}, \quad f_j = \frac{j}{T} \quad (2)$$

Ahora bien, si se define  $m = i - j$ , la separación entre subportadoras queda determinada por:

$$\Delta f = |f_i - f_j| = \frac{|m|}{T}, \quad m \in Z \quad (3)$$

La expresión anterior indica que la menor separación entre cada una de las subportadoras para cumplir con la ortogonalidad es de  $1/T$ . [15]

En la Figura 5 se puede observar el espectro de la señal OFDM como combinación de los espectros asociados a cada subportadora individual. Los espectros individuales tienen la forma de la función *Sampling*, con la frecuencia de la

subportadora centrada en un valor de frecuencia donde se anulan las componentes de las otras subportadoras, con lo que se logra la ante citada alta eficiencia espectral. En la siguiente fórmula, se expresa la frecuencia  $f_n$  de la n-ésima portadora en función de la separación  $\Delta f$  entre ellas y del ancho de banda  $B_w$  de la señal OFDM (ver Figura 5):

$$f_n = n \cdot \Delta f = \frac{n}{N - 1} \cdot B_w = \frac{n}{N - 1} \cdot \frac{1}{T} \quad (4)$$

Además se evita en alto margen la Interferencia Inter-Portadora, abreviada como ICI (*Inter Carrier Interference*), facilitando la robustez ante interferencias de banda angosta, la implementación de la FFT y por supuesto el empleo de diferentes modulaciones, lo que se traduce en una elevada capacidad del sistema [16]. Todas estas características resultan en un mejor desempeño de OFDM en comparación con su antecesora directa, FDM (*Frequency Division Multiplexing*), tal cual se observa en la Figura 6:

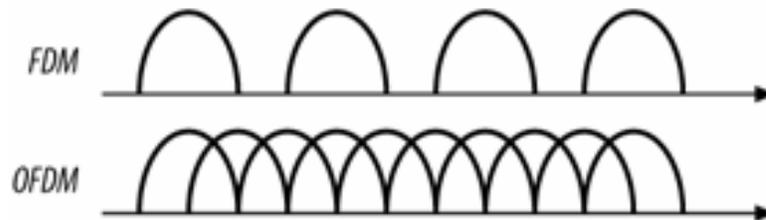


Figura 6. Espectro en frecuencia de señales FDM y OFDM. [17]

#### 2.4.1.1 Fundamentos de OFDM

El proceso de modulación OFDM ocurre después de un proceso llamado Mapeo, donde la secuencia de bits se fragmenta en grupos de bits. Cada uno de estos grupos es asociado a una constelación de tipo M-PSK (*M-Phase Shift Keying*) o M-QAM (*M-Quadrature Amplitude Modulation*). En la Figura 7 se muestran unos

ejemplos de constelación: observe que, según sea el valor de  $M$ , o grado del esquema de modulación, se producen  $M$  posibles símbolos:

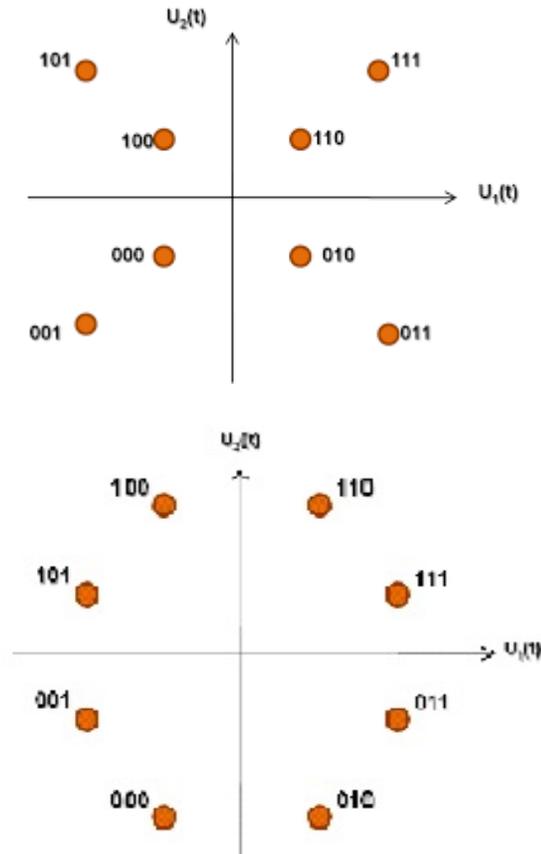


Figura 7. Constelación de señales de modulaciones 8QAM y 8PSK [18]

Cabe destacar que cada símbolo mapeado es un número complejo y se deben mapear tantos símbolos como subportadoras posea el sistema.

Posteriormente, los símbolos son dispuestos en un registro paralelo y cada uno asociado a una subportadora. Este tipo de arreglo puede interpretarse como el espectro discreto de una señal  $s(t)$ , con período de repetición  $T$ , así que si se quiere recuperar  $s(t)$  para su posterior transmisión en el canal, es necesario efectuar la Antitransformada de Fourier del citado arreglo, tal como se expresa en la siguiente ecuación:

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{j2\pi \frac{n}{T} t} \quad (5)$$

Donde:  $T$  es el período del símbolo OFDM

$d_i$  es el  $i$ -ésimo símbolo complejo mapeado

$s(t)$  es la señal OFDM en el dominio del tiempo

$N$  es el número de subportadoras

En el receptor, es necesario efectuar la operación inversa, es decir a los símbolos OFDM recibidos debe ser aplicada la Transformados Directa con Fourier para poder recuperar los símbolos mapeados y posteriormente los datos.

El símbolo OFDM, resultado de la Transformación Inversa de los símbolos mapeados, es una señal discreta en tiempo  $s(t_k)$ , con  $0 \leq t_k < t_N$ , de duración  $T$  y  $N$  puntos válidos de muestreo (igual al número de componentes de Fourier, o subportadoras). El período de muestreo es entonces  $\Delta t = T/(N - 1)$ , por lo que la frecuencia de muestreo es igual a  $f_m = (N - 1)/T$ .

La señal se muestrea en cada instante  $t_k = kT/N$ , así que la discretización de la ecuación (5) da como resultado:

$$s(t_k) = \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{j2\pi \frac{n}{T} \left(\frac{kT}{N}\right)} = \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{j2\pi \frac{nk}{N}} \quad (6)$$

Dónde:  $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$

$k = 0, 1, 2, \dots, N-1$

$0 \leq t_k < t_N$

La modulación OFDM digital se implementa en la práctica utilizando algoritmos computacionales como el IFFT (*Inverse Fast Fourier Transformation*) y, en el receptor, el FFT (*Fast Fourier Transformation*). [19]

#### 2.4.1.2 Inserción del prefijo cíclico

Una de las características importantes de OFDM es el uso de recursos para combatir los efectos adversos de la propagación por multitrayectoria. El mecanismo consiste en agregar un intervalo de guarda al comienzo del símbolo e incluir en ésta una réplica de la parte final del símbolo OFDM, con el objeto de conservar su periodicidad cíclica y garantizar la funcionalidad de las operaciones matemáticas en cuanto a la modulación. Dicho intervalo de tiempo se conoce como Prefijo Cíclico o CP (*Cyclic Prefix*), lo cual evita en gran parte la interferencia intersimbólica ISI e interportadoras ICI. [20]

Técnicamente, la duración de un símbolo OFDM es la resultante de la duración del prefijo cíclico más la de la parte útil del símbolo OFDM, tal como se muestra en la Figura 8:

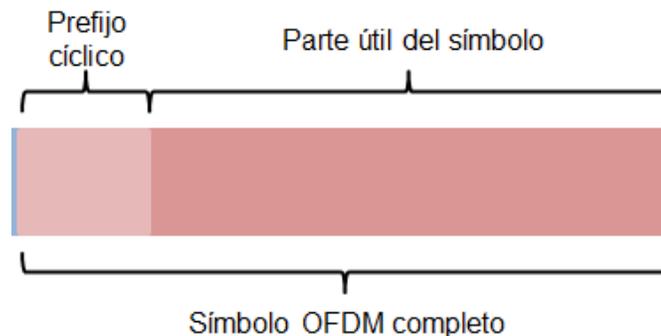


Figura 8. Inserción del Prefijo Cíclico [7]

En la propagación a través de un canal multitrayecto, la señal se descompone en múltiples componentes (una por trayecto), las cuales llegan al receptor con cierto retardo, distorsión y pérdida de energía, resultando afectadas tanto en amplitud como en fase. En la Figura 9 se muestra la señal transmitida originalmente ( $s_1(t)$ , curva azul), y la componente que llega al receptor a través de uno de los múltiples trayectos de propagación ( $s_1(t - \tau)$ , curva verde). Omitiendo distorsiones y ruido de propagación, la onda recibida resulta retardada y atenuada con respecto a la original. Si el prefijo cíclico tiene una duración adecuada, actúa como banda de guarda para contener la porción retardada del símbolo anterior y, puesto que finalmente el prefijo cíclico se descarta, permite eliminar la ISI causada por el símbolo anterior.

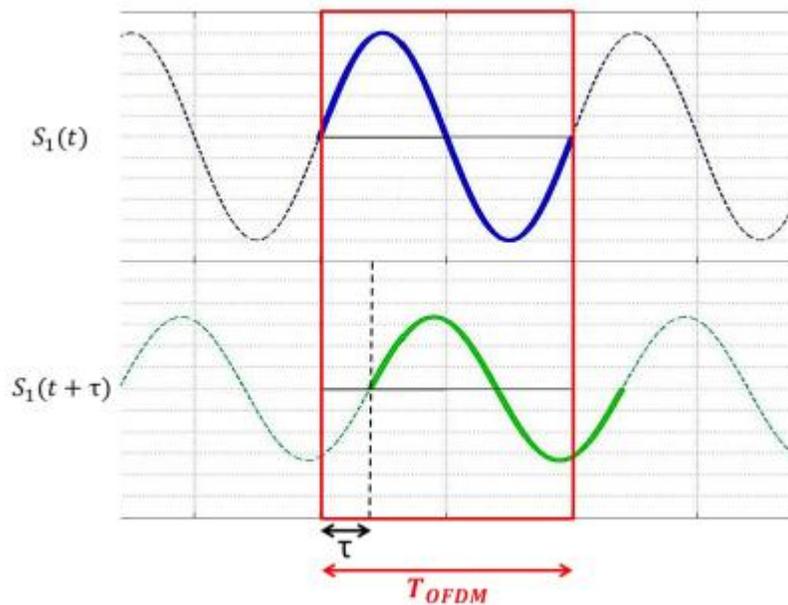


Figura 9. Representación en el dominio del tiempo de la señal recibida por efecto multitrayecto [7]

Si bien el uso del prefijo cíclico combate de forma eficaz la Interferencia Intersimbólica, cabe destacar que es de suma importancia que el mismo no sea simplemente una banda de guarda con ausencia de señal: de hecho, si se agrega en el

espacio temporal reservado al prefijo cíclico la parte final del símbolo, de la misma duración del prefijo, se garantiza que haya un número entero de ciclos de las subportadoras dentro de la ventana del símbolo, preservando así la característica primordial de OFDM, que es la ortogonalidad de las ondas subportadoras. De esta manera se combate también la Interferencia Inter-Portadoras o ICI (*Inter Carrier Interference*).

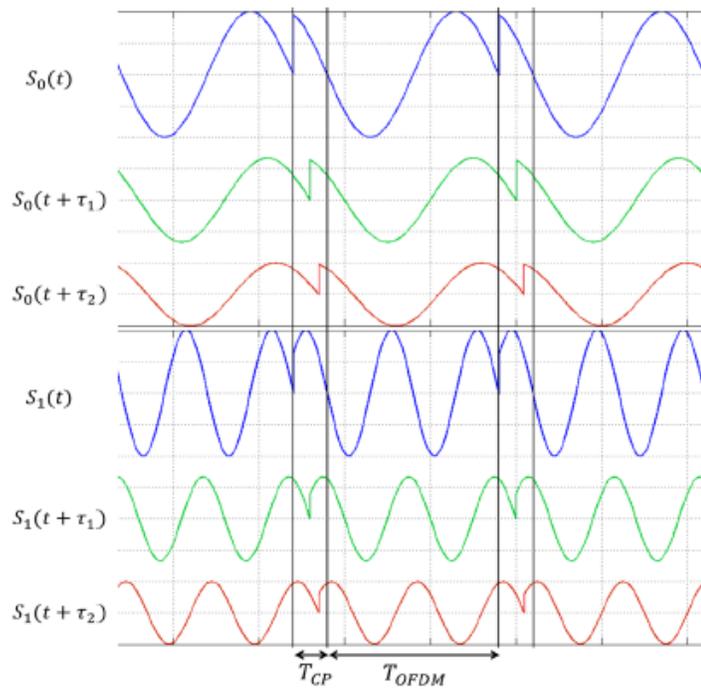


Figura 10. Señal recibida con Prefijo Cíclico [7]

Es importante definir la duración que debe tener el prefijo cíclico, la cual depende del máximo retardo de las componentes multitrayecto recibidas, por lo que se concluye que la duración del prefijo cíclico debe ser igual o superior a la máxima dispersión del canal. Por ejemplo, en un ambiente de baja dispersión temporal, como una ciudad o un área urbana, bastará con un prefijo cíclico de corta duración. Sin embargo, en un ambiente de alta dispersión (como las zonas rurales), el prefijo cíclico deberá ser de larga duración.

En el receptor deben efectuarse las operaciones inversas a las realizadas en el transmisor con el agravante que el símbolo OFDM recibido estará afectado por ruido y distorsión multitrayecto, lo cual exige que se realice adicionalmente un proceso de estimación y ecualización del canal.

La Figura 11. Muestra un diagrama de bloques de un sistema OFDM que resume lo explicado anteriormente

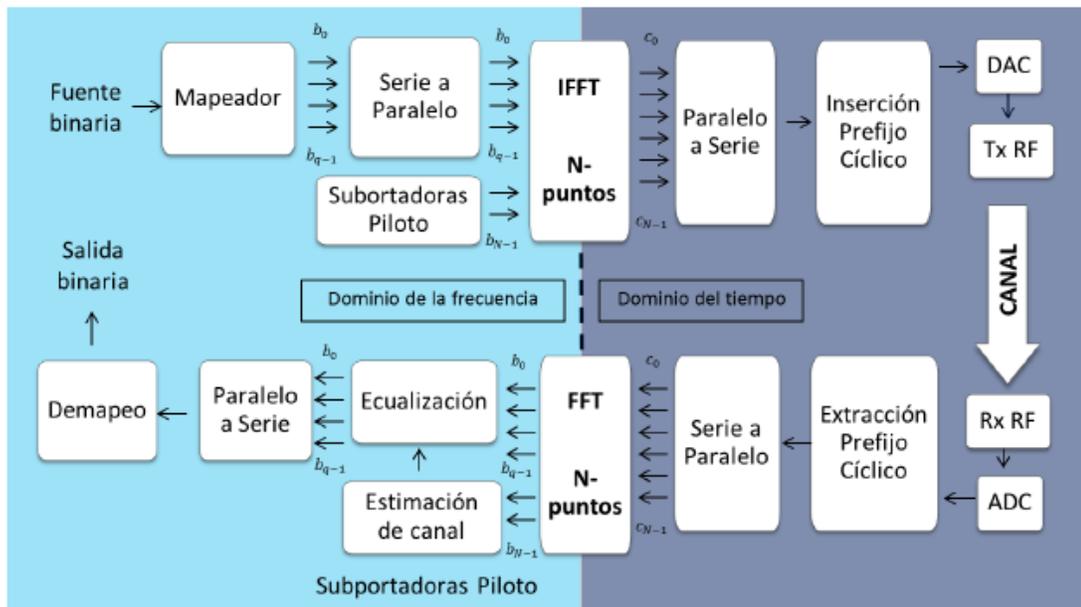


Figura 11. Diseño esquemático de un sistema OFDM [7]

#### 2.4.2 Acceso Múltiple por División de Frecuencias Ortogonales (*Orthogonal Frequency Division Multiple Acces, OFDMA*)

El Acceso Múltiple por División de Frecuencias Ortogonales es la técnica de acceso empleada dentro del enlace descendente de un sistema LTE. La OFDMA asigna un cierto número de subportadoras a cada usuario dependiendo de las características del canal de radio y de la demanda en cuanto al uso de datos. Lo mínimo asignado a un usuario durante una ventana de tiempo de 0,5 ms, es la cantidad de 12 subportadoras,

equivalente a un Bloque de Recursos. El número de bloques de usuarios asignados a cada usuario puede variar en cada ventana de tiempo.

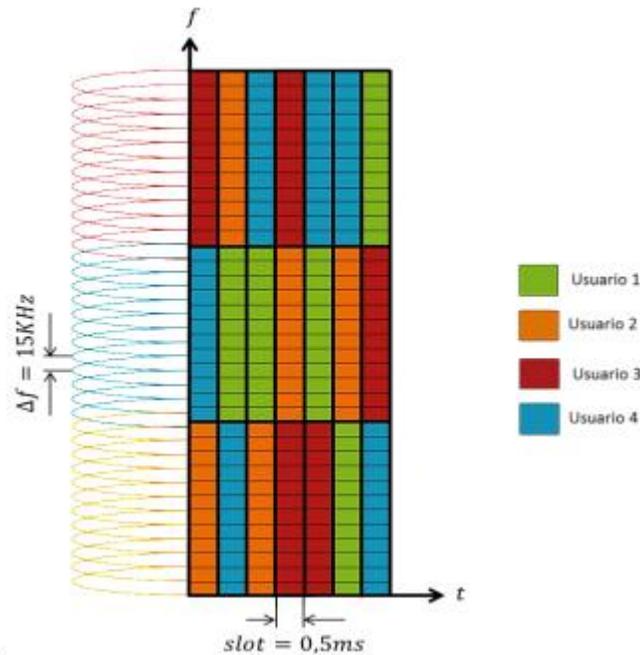


Figura 12. Esquema Tiempo-Frecuencia OFDMA. Los bloques de usuarios se representan mediante colores diferentes [7]

El empleo de esta técnica de acceso supone numerosas ventajas, como por ejemplo la alta eficiencia espectral, puesto que se asignan una cantidad pertinente de subportadoras a cada usuario dependiendo de los requerimientos que necesite y de las condiciones del canal, sin malgastar los recursos a disposición. Sin embargo, a medida que aumenta el número de subportadoras también se incrementa el PARP (*Peak to Average Ratio Power*), ya que la potencia instantánea transmitida es superior a la potencia media de la señal, lo que requiere el uso de Amplificadores de alta Potencia o HPA (*High Power Amplifiers*) para aumentar el nivel de la señal y por ende mejorar su propagación en el canal de radio.

A pesar de que OFDMA comparte en cierto modo los mismos principios que OFDM, es necesario recalcar la diferencia peculiar que existe entre ellas. Mientras que en OFDM todas las subportadoras son asignadas en el intervalo de tiempo del símbolo a un único usuario, hemos visto que en OFDMA es posible asignar un número diferente de subportadoras a diferentes usuarios en el período del símbolo, dependiendo de la velocidad del canal de transmisión y la calidad de servicio (QoS) requerida. Este proceso es conocido como *Scheduling* y se define como la asignación dinámica de recursos según la relación señal a ruido presente en cada canal de usuario (Figura 13).

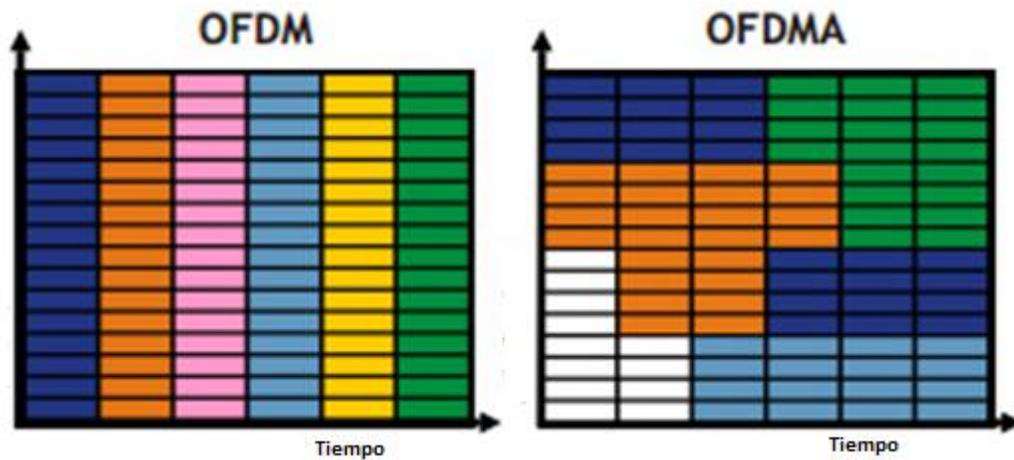


Figura 13. Representación Tiempo-Frecuencia de OFDM y OFDMA [21]

### 2.4.3 Tecnologías Multi-Antena (MIMO)

Las siglas MIMO hacen referencia al término *Multiple Input Multiple Output*, la cual es una tecnología de comunicaciones que se refiere a radio enlaces con múltiples antenas tanto del lado del transmisor como del receptor. Debido a la multiplicidad de las antenas, la dimensión espacial puede ser explotada para mejorar el desempeño del enlace inalámbrico. [22]

La diversidad espacial suele utilizarse para reducir las pérdidas de información en presencia de desvanecimientos profundos, mientras que la utilización de múltiples

antenas en la transmisión y recepción permite el envío de flujos de datos diferentes en paralelo, aumentándose así la velocidad de transmisión de la información.

De acuerdo a la cantidad de antenas transmisoras y receptoras que intervienen en el enlace, las tecnologías de múltiples antenas se dividen en las siguientes:

- **SISO (*Single Input Single Output*):** consta de una única antena transmisora y una sola antena receptora, es el enlace más común en lo que respecta a sistemas inalámbricos de telecomunicaciones.
- **SIMO (*Single Input Multiple Output*):** son aquellos enlaces inalámbricos donde la señal transmitida se realiza a través de una sola antena y la recepción consta de varias de ellas. También conocido como diversidad de recepción, estos sistemas permiten una mayor velocidad de transmisión de datos al distribuir el flujo de los mismos en cada una de las antenas
- **MISO (*Multiple Input Single Output*):** también conocido como sistema con diversidad de transmisión, el transmisor consta con múltiples antenas mientras que en el receptor se ubica una sola. Esto implica el flujo de información a través de varias antenas, incrementando la robustez del canal y la calidad del enlace.
- **MIMO (*Multiple Input Multiple Output*):** es el sistema que implementa múltiples antenas tanto en el transmisor como en el receptor, englobando así la diversidad en la transmisión y en la recepción.

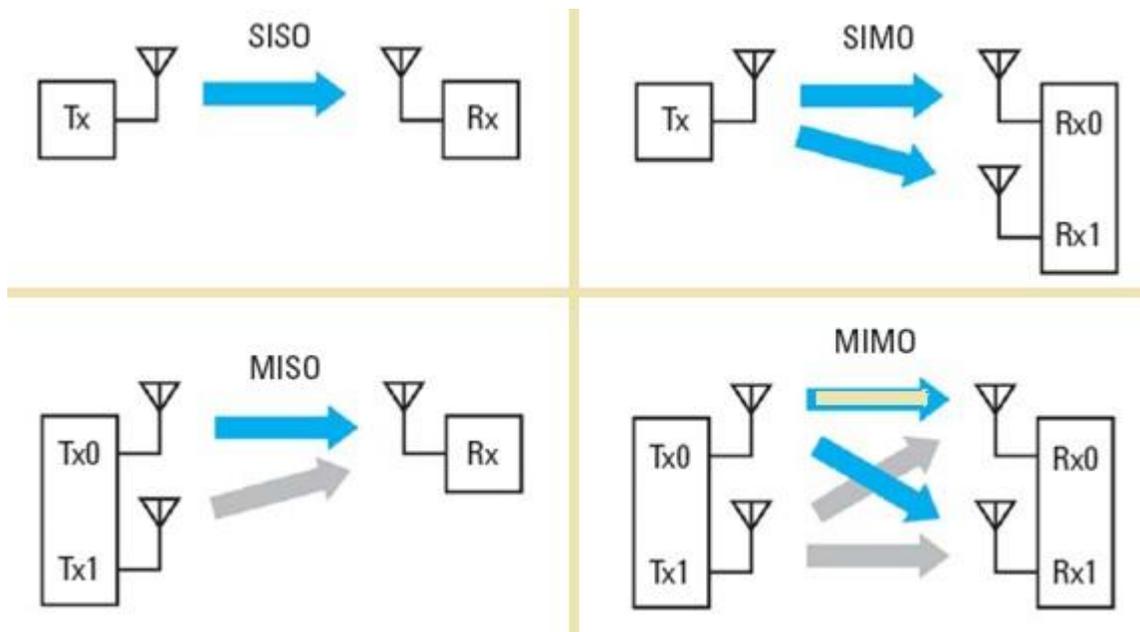


Figura 14. Representación de las Tecnologías de Múltiples Antenas [23]

#### 2.4.4 Estructura general de las tramas en LTE

El estándar LTE presenta una estructura de tramas acorde a la especificación técnica TS. 36 211 del *Release 8*, la cual es importante para la definición y comprensión de la representación tiempo-frecuencia. A partir de estos conceptos, se desglosan varios parámetros que son objetos de estudio como por ejemplo ancho de banda, número de recursos utilizados, entre otros. Dicha estructura de las tramas es presentada a continuación

Dependiendo del modo de transmisión que emplee el enlace bajo el estándar LTE (ya sea FDD o TDD), existen dos tipos de tramas con la semejanza de que su duración es de 10 ms tanto para el enlace de subida como el de bajada. Las discrepancias existentes entre ellas constan del empleo del prefijo cíclico y la división de las sub-tramas en slots.

### 2.4.4.1 Estructura de Trama Tipo 1

Para los sistemas que emplean FDD, tanto para el enlace descendente como el ascendente la trama tiene una duración de 10 ms. La misma a su vez se encuentra dividida en diez subtramas de 1 ms de duración, el cual es el intervalo de tiempo para crear los bloques de transporte, comúnmente llamado TTI (*Transport Time Interval*). La mínima unidad dentro de una trama es el *slot*, que posee una duración de 0,5 ms; respetando la ordenanza dos *slots* conforman una subtrama y veinte constituyen una trama.

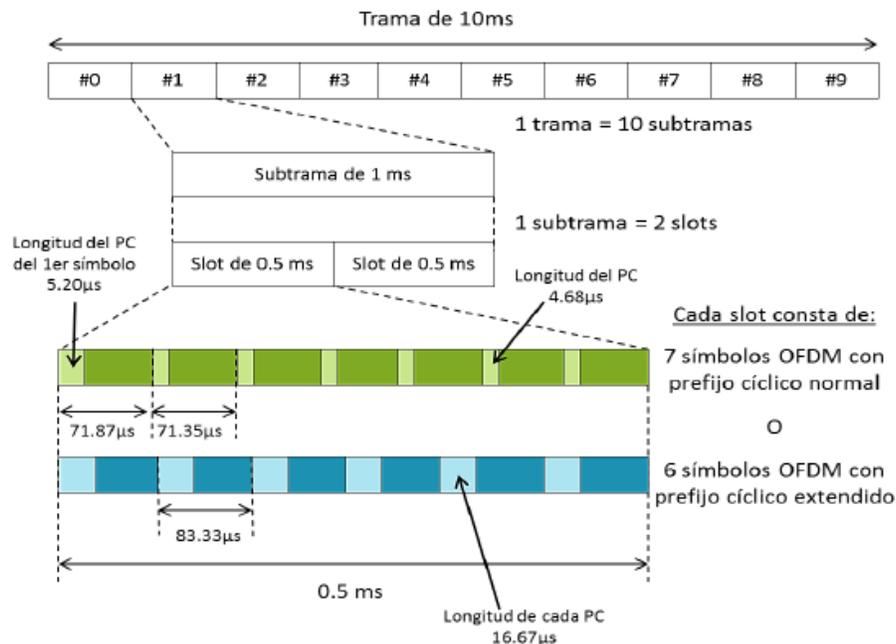


Figura 15. Estructura de Trama Tipo 1 [7]

El número de símbolos transmitidos en cada *slot* es de seis o siete, ya que depende del prefijo cíclico empleado. Si se utiliza el prefijo cíclico normal, hay siete símbolos presentes de  $71,35\mu s$  de duración, donde el prefijo cíclico dura  $4,68\mu s$  (a excepción del primer slot que dura  $5,20\mu s$ ). Esto corresponde aproximadamente al 7%

de la duración del símbolo, lo que es propicio dentro de la transmisión en ambientes urbanos y sub-urbanos.

Utilizando el prefijo cíclico extendido, se tienen seis símbolos presentes de 83,33  $\mu$ s duración, donde el prefijo cíclico se extiende hasta 16,67  $\mu$ s, representando el 25% de la carga útil del símbolo, lo cual es adecuado para transmisión en ambientes rurales y para servicios de *broadcast*.

#### 2.4.4.2 Estructura de Trama Tipo 2

Este tipo de trama se emplea en sistemas TDD, lo cual ocurre cuando los enlaces de subida y de bajada comparten el mismo ancho de banda. Dicha trama también posee una duración de 10 ms; la misma se subdivide en dos semitramas de 5 ms y ésta a su vez en subtramas de 1 ms de duración. Igual que el caso anterior, el *slot* es el campo mínimo de referencia, ya que dura 0,5 ms.

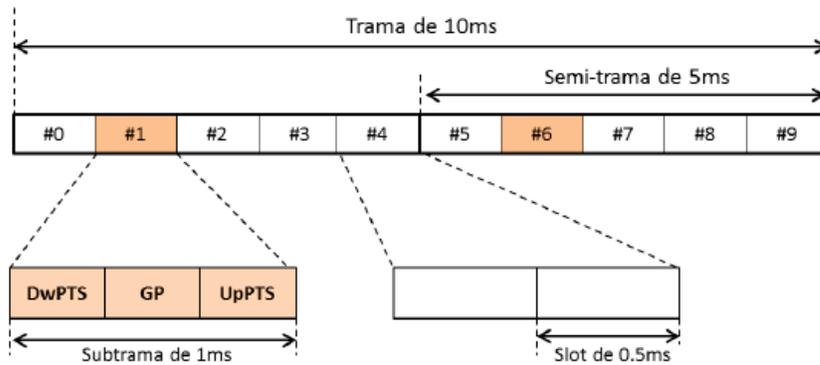


Figura 16. Estructura de Trama Tipo 2 [7]

Dependiendo de la periodicidad de la trama, la cual informa la cantidad de subtramas especiales a emplear, se tienen dos subtramas especiales ubicadas en la segunda y séptima posición de la trama (si se comprenden dos semitramas de 5 ms) o una sola ubicada en la segunda posición de la trama. Una subtrama especial consta de tres campos de sincronización: DwPTS (*Downlink Pilot Time Slot*), GP (*Guard Period*)

y UpPTS (*Uplink Pilot Time Slot*), empleados tanto para el control como la conmutación DL y UL.

Análogamente a la estructura de Trama Tipo 1, cada slot está conformado por seis o siete símbolos OFDM dependiendo del prefijo cíclico utilizado, donde se mantienen los mismos niveles de duración garantizando una separación de 15 KHz entre cada sub-portadora.

#### **2.4.5 Representación Tiempo-Frecuencia**

En lo que respecta a un usuario, el mínimo elemento de información que se le puede asignar es un bloque de recursos o RB (*Resource Block*), el cual consta de 12 subportadoras separadas por 15 KHz en el dominio de la frecuencia y tiene una duración de 0.5 ms, lo que corresponde a un time slot de una trama LTE, portando así seis o siete símbolos OFDM dependiendo del prefijo cíclico manejado.

Adicionalmente, dentro de un bloque de recursos se puede identificar un componente más pequeño, el cual es el Elemento de Recursos o RE (*Resource Element*), plasmado como la intersección entre un símbolo OFDM y una subportadora. Una vez explicado esto, cabe acotar que cada bloque de recurso se encuentra conformado por 84 elementos de recursos si se emplea prefijo cíclico normal o por 72 elementos de recursos si se implementa un prefijo cíclico extendido. El ancho de banda que ocupa este bloque de recursos es igual a 180 KHz, y dependiendo del ancho de banda del sistema, ciertos parámetros de interés varían tales como la dimensión de la Transformada y Transformada Inversa de Fourier, la cantidad de bloques de recurso y por último la frecuencia de muestreo.

Tabla 1. Parámetros de interés según el ancho de banda en LTE

<b>Ancho de banda nominal (Mhz)</b>	<b>1,4</b>	<b>3</b>	<b>5</b>	<b>10</b>	<b>15</b>	<b>20</b>
<b>Ancho de banda ocupado en transmisión (Mhz)</b>	1,08	2,7	4,5	9	13,5	18
<b>Número de bloque de recurso</b>	6	15	25	50	75	100
<b>Número de subportadoras</b>	72	180	300	600	900	1200
<b>Frecuencia de muestreo (Mhz)</b>	1,92	3,84	7,68	15,36	23,04	30,72

El bloque de recursos se emplea tanto para el enlace ascendente como para el descendente, y una vez asignada la ubicación de cada símbolo perteneciente a los usuarios, ya sea por las técnicas de acceso OFDMA o SC-FDMA, la misma permite visualizar a un elemento de recurso como un símbolo mismo, ya que cada uno de ellos es mapeado en esos espacios. Esta representación se conoce como Cuadrícula de Recursos o RG (*Resource Grid*), la cantidad máxima de portadoras que puede haber por usuario es de 12, lo que corresponde a un bloque de recursos, de duración 0,5 ms.

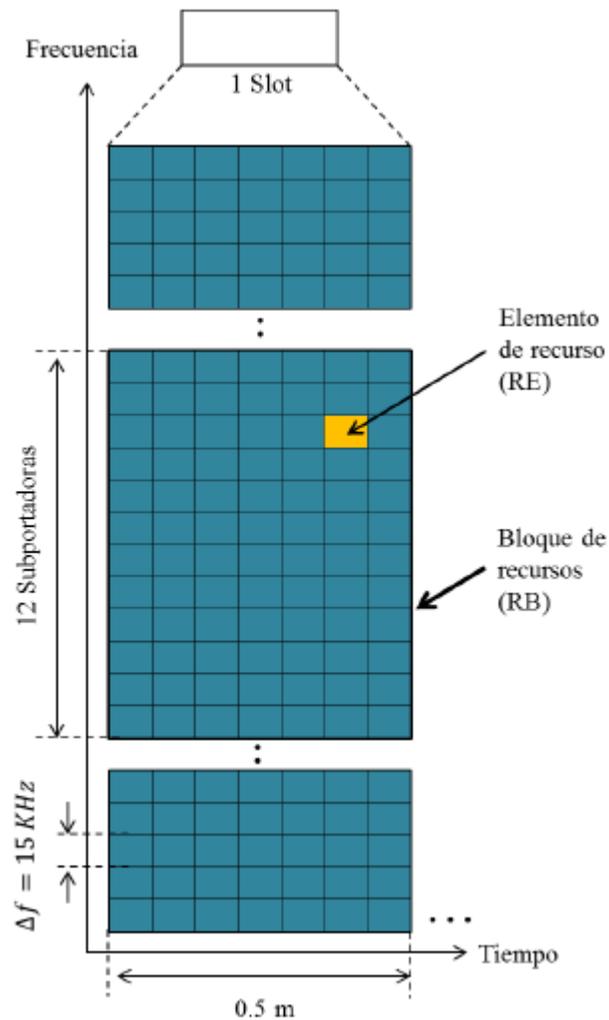


Figura 17. Representación Tiempo-Frecuencia con prefijo cíclico normal [7]

## 2.5 Enlace Descendente LTE

El enlace descendente, comúnmente conocido como enlace de bajada o *Downlink*, es el que se encuentra establecido desde la estación base (*eNodeB*) hacia el equipo terminal o usuario, utilizando como técnica de acceso OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiple Acces*). El mismo se caracteriza por poseer seis canales físicos, cuatro dedicados a control y dos de ellos al tráfico de información.

- **PBCH (*Physical Broadcast Channel*):** transporta información específica de la celda, además de datos pertinentes del sistema requerido por el equipo terminal para acceder a la red. Emplea modulación QPSK.
- **PDCCH (*Physical Downlink Control Channel*):** es el canal mediante el cual se transmite información de asignación de recursos y otros tipos de señales de control como por ejemplo los acuses de recibo. Emplea modulación QPSK.
- **PCFICH (*Physical Control Format Indicator Channel*):** indica el número de símbolos OFDM del PDCCH por subtramas. Emplea modulación QPSK.
- **PHICH (*Physical Hybrid ARQ Indicator Channel*):** es aquel canal que se encarga de transmitir los acuses de recibo (ACK, NACK), utilizando modulación BPSK.
- **PDSCH (*Physical Downlink Shared Channel*):** es el canal físico compartido donde se transmiten los datos de usuario. Puede emplear modulación QPSK, 16-QAM e inclusive 64-QAM.
- **PMCH (*Physical Multicast Channel*):** es aquel que difunde la información de *multicast* y *broadcast* a través de celdas que soportan el servicio bajo la misma frecuencia. Emplea de igual manera las modulaciones QPSK, 16-QAM y 64-QAM.

Además, se emplean tres tipos de señales de referencia que no poseen información de capas altas, facilitando el proceso de demodulación y dos señales de sincronización. Según el *Release 8*, éstas son: [24]

- **CS-RS (*Cell Specific Reference Signals*):** son señales pilotos que se usan en el proceso de recepción de la señal para poder estimar el canal y realizar técnicas de ecualización para mejorar la calidad de la misma. Se transmiten junto al canal PDSCH.
- **MBSFN (*Multicast Broadcast Single Frequency Network*):** cumplen el mismo propósito que la señal descrita anteriormente, solo que acompañan al PMCH.

- **UE-SRS (*User Equipment- Specific Reference Signals*):** son empleadas para la estimación de canal cuando el enlace opera bajo *beamforming*. Dicha señal se encuentra acompañada por el PDSCH.
- **P-RS (*Positioning Reference Signals*):** son usadas para determinar la ubicación de un equipo terminal, bajo la limitación de que son transmitidas en subtramas configuradas por capas superiores y su cantidad es variable.
- **SS (*Synchronization Channel*):** engloba tanto las señales de sincronización primarias (PSS) como las secundarias (SSS). Son utilizadas para sincronizar el dispositivo con el *eNodeB*, realizar una primera sintonía, buscar celdas vecinas y *handover*.

Los canales y las señales descritas anteriormente poseen su equivalente en la capa de control de acceso al medio (canales físicos y canales de transporte), recordando que ésta es la responsable de la correspondencia entre los canales de transporte y los canales lógicos, además de programar informes de control, corrección de errores y priorizar canales lógicos por medio de la programación dinámica. La codificación de canal ocurre dentro de esta capa y los bits de información son transportados en paquetes comúnmente conocidos como bloques de transporte desde la capa MAC hasta la capa física.

La codificación de canal se lleva a cabo mediante el empleo de Turbo Códigos para las tramas de información del usuario y códigos convolucionales en lo que respecta a los bits de control y señalización. Inclusive, en algunos canales son empleados códigos de bloque básicos tales como lo son el código de repetición y el código de paridad, para información dedicada en cuanto a aceptación del mensaje o solicitud de retransmisión. [25]

A continuación se presenta el proceso de codificación de canal y todos los canales de transporte involucrados dentro de la capa MAC.

## 2.6 Codificación de Canal

La finalidad principal de un sistema de comunicación de datos consiste en la transmisión de información a la mayor velocidad posible y con la menor cantidad de errores. La señal digital transmitida puede sufrir distorsiones por diversos efectos, ya sean ruidos, interferencias, o desvanecimientos causados por el medio a través del cual la señal se propaga. Estas distorsiones se tornan críticas en el proceso de detección llevado a cabo en el receptor, puesto que se pueden producir errores o pérdidas de paquetes de datos.

Para combatir este inconveniente, se emplea la codificación de canal como mecanismo de detección y corrección de errores. Consiste en agregar cierta cantidad de bits de control a los datos transmitidos para poder así explotar la redundancia de los mismos.

Existen dos tipos generales de códigos empleados dentro de la codificación de canal: los códigos de bloque y los códigos convolucionales, también conocidos como códigos con memoria. Se utiliza uno u otro tipo dependiendo del grado de complejidad del formato empleado en la trama de bits de datos y en la cantidad de errores que se desea corregir.

Los códigos de bloque se obtienen agregando cierta cantidad de bits (conocidos como bits de control) a la palabra de información, formando así una palabra de código o palabra codificada. Los bits de control, también llamados de paridad, pueden situarse ya sea en la cola de la palabra de código o al principio de la misma. Éstos deben escogerse de manera oportuna para que en ambos extremos del enlace la palabra de código satisfaga el cumplimiento de un mismo criterio y por ende se garantice la correcta transmisión del mensaje.

Los códigos convolucionales, a diferencia de los códigos de bloque, actúan de manera continua sobre el flujo de bits de información de entrada. El proceso de codificación puede ocurrir sobre un bit de información o sobre un conjunto de bits de

información. Otra característica importante de estos códigos es que poseen memoria, ya que, dependiendo de los estados anteriores del codificador, una misma secuencia de entrada no genera siempre la misma secuencia de salida. [26]

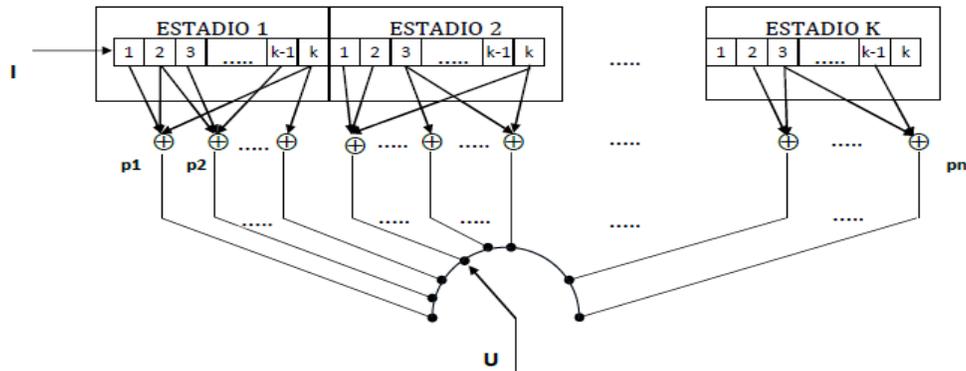


Figura 18. Codificador convolucional [26]

En lo que respecta a este trabajo en particular, los códigos empleados son adecuados para los requerimientos del estándar LTE, específicamente se utilizó la especificación TS 36.212, que recomienda los códigos cíclicos, los códigos convolucionales y, entre sus derivados, los Turbocódigos a ser empleados en la capa MAC y en los canales de transporte del enlace descendente. [27]

Dentro del estándar LTE, la codificación de canal se utiliza tanto en los canales de tráfico como en los que transportan información de control y señalización. En este trabajo sólo se evaluará el desempeño de dicho mecanismo en el canal de tráfico del enlace descendente (*Downlink Shared Channel*).

### 2.6.1 Señales de control

En lo que respecta a la información de control dentro del enlace descendente, existen tres tipos de señales que se generan en el transmisor: DCI (*Downlink Control Information*), CFI (*Control Format Indicator*) y por último HI (*HARQ Indicator*).

- **DCI (Downlink Control Information):** una señal DCI es aquella que transporta información referente al *scheduling*, además de llevar:
  - solicitudes de reportes no periódicos de indicadores de calidad de canal (CQI: *Channel Quality Indicators*),
  - información de licencia de acceso asistido (LAA: *License Assisted Acces*),
  - notificaciones de cambio de MCCH (*Multicast Control Channel*) y
  - comandos para el control de potencia en una celda.

La codificación de canal de estos datos se lleva a cabo en el DCCH (*Downlink Control Channel*) mediante códigos convolucionales de bits terminales (*Tail Biting Convolutional Codes*), con un índice de 1/3, es decir, por cada bit de entrada se generan tres bits de salida.

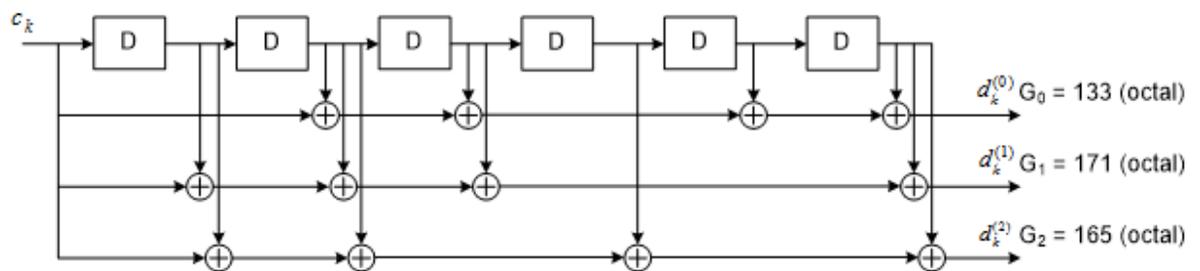


Figura 19. Codificador convolucional de bits terminales con índice 1/3 [27]

- **CFI (Control Format Indicator):** es el indicador que expresa la cantidad de símbolos OFDM usados en cada subtrama para transportar la información del canal de control. El CFI toma valores 1, 2 o 3, dependiendo de la cantidad de símbolos usados en el PDCCH (*Physical Downlink Control Channel*). Este indicador posee un canal propio, el CFICH (*Control Format Indicator Channel*), el cual transporta información de control en formato de treinta y dos bits, dependiendo de la configuración del CFI.

El CFI utiliza códigos de bloque con relación 1/16 para la codificación de canal. En la Tabla 2 se muestran las palabras de código del CFI sin los bits de control.

Tabla 2 Palabras código del CFI (Control Format Indicator)

CFI	CFI Palábrra código < b <sub>0</sub> , b <sub>1</sub> , ..., b <sub>31</sub> >
1	<0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1>
2	<1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0>
3	<1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1>
4 (Reserved)	<0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0>

- **HI (HARQ Indicator):** es el indicador que denota la necesidad de retransmitir el mensaje en caso de no poder realizar una corrección completa del mismo dentro de un bloque de transporte. Dicho indicador es propio del canal de transporte HICH (*HARQ<sup>1</sup> Indicator Channel*) y utiliza una codificación de canal sencilla, que se basa en códigos de repetición con relación 1/3, enviando 1 como reconocimiento positivo y 0 como negativo.

Tabla 3. Palabras código del HI (HARQ Indicator)

HI	HI Palábrra código < b <sub>0</sub> , b <sub>1</sub> , b <sub>2</sub> >
0	< 0,0,0 >
1	< 1,1,1 >

<sup>1</sup> HARQ: Hybrid Authomatic Repeat reQuest

## 2.6.2 Canales de tráfico

Respecto a la información que no compete a la señalización o control, existen cuatro señales transmitidas por canales de transporte referentes a los datos de los usuarios, entre otros. Si bien cada uno de ellos será explicado a continuación, el trabajo se enfoca principalmente en los bloques de transporte ocurrientes en el DSCH (*Downlink Shared Channel*), ya que es en este canal donde se lleva a cabo la codificación de los datos que posee la información de los usuarios. De igual forma, se encuentra presente la existencia del BCH (*Broadcast Channel*), PCH (*Paging Channel*) y del MCH (*Multicast Channel*).

- **BCH (*Broadcast Channel*):** transmite información específica de la celda en uso, empleado comúnmente bajo la modulación QPSK. Como esquema de codificación de canal, utiliza códigos convolucionales de bits terminales con una relación de 1/3, previamente agregando el comprobante de redundancia cíclica (CRC: *Cyclic Redundancy Check*) y posteriormente extrayendo los bits de información necesaria (*Rate Matching*). En la Figura 20 se muestra este proceso.

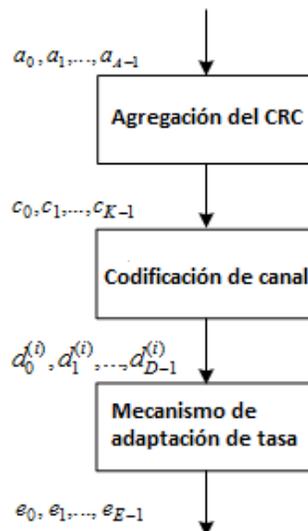


Figura 20. Esquema de codificación de canal del BCH [27]

- **PCH (*Paging Channel*):** es un canal de transporte empleado para el rastreo del UE mediante la recepción discontinua de la señal para ahorrar potencia, además de asignar recursos a otros canales físicos o de transporte. La codificación de canal que se lleva a cabo en este canal consiste en emplear Turbo Códigos con un índice de 1/3, cuyo esquema se muestra en la Figura 21.
- **MCH (*Multicast Channel*):** éste contempla la funcionalidad de difundir información para el servicio de eMBMS (*Evolved Multimedia Broadcast Multicast Service*). Emplea Turbo Códigos con relación 1/3 y utiliza el mismo esquema de la Figura 21.

### 2.6.3 Codificación de Canal en el canal de transporte DSCH

El *Downlink Shared Channel* se puede catalogar como el canal de transporte que lleva información referente a tráfico, usuario, celda, comandos relacionados con servicios de *multicast* y por último información referente a la asignación de recursos en la representación tiempo-frecuencia. Tiene relación directa con diversos canales físicos (tal como el PDSCH) y es el componente de la capa MAC de principal interés de estudio. Tal cual se encuentra explícito en su nombre, corresponde al enlace de bajada del estándar LTE, donde el transmisor es representado por las radios bases pertenecientes al *eNodeB* y el receptor por un UE (*User Equipment*).

La representación esquemática de la codificación de canal en el DSCH consiste de varias etapas, las cuales son necesarias para entender la organización y los tipos de datos que son enviados, puesto que a diferencia de la información de control y señalización, los bloques de transporte de información de los usuarios conllevan mensajes de diferentes formatos.

Cabe destacar que la especificación TS 36.212 del *Release 14* emitida por el TSG del 3GPP (la versión más actualizada al momento de redactar este trabajo), referente a las normas de codificación de canal y multiplexado, expresa de forma

específica la codificación a nivel de transmisión, puesto que se lleva a cabo en la red de acceso de la arquitectura LTE. Es decir, independientemente del equipo en uso, los datos enviados por las radio bases de los *eNodeBs* siguen una serie de pasos y criterios establecidos en esta norma. En cuanto a la recepción, la misma no se encuentra explícita dentro de esta especificación ya que depende directamente del equipo en uso y el algoritmo de decodificación a implementar, lo que genera resultados particulares y determina de por sí el grado de complejidad del receptor. En la Figura 21 se observa el esquema de codificación de canal en el DSCH.

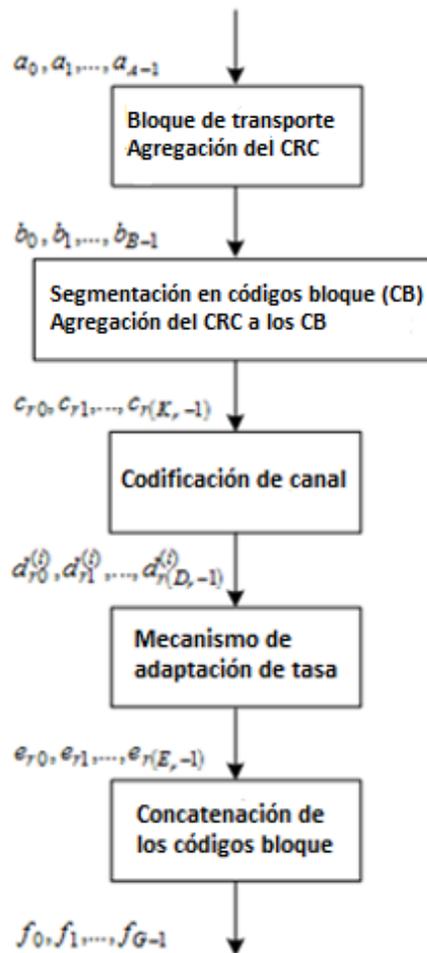


Figura 21. Esquema de procesamiento de datos en el DSCH del transmisor [27]

Existen diferentes modelos de algoritmos decodificadores que se pueden implementar en el receptor, los cuales se basan en la mayoría de los casos en fórmulas y modelos estocásticos, entre los más reconocidos se pueden mencionar el MAP (*Maximum A Posteriori*), el cual a partir del Teorema de Bayes realiza permutaciones y operaciones aditivas y multiplicaciones; el max-log MAP que es el mismo MAP en el dominio logarítmico y por último el algoritmo SOVA (*Soft Output Viterbi Algorithm*), el cual es una variante del algoritmo clásico de Viterbi, tomando en cuenta las probabilidades a priori de los bits de entrada. En lo que respecta a LTE, existen antecedentes usando algoritmos MAP y SOVA como decodificadores [28].

A pesar de que la codificación y la decodificación se encuentran representadas por sistemas por bloque, cada uno de ellos es un subsistema compuesto por diferentes etapas, por lo que surge la necesidad de realizar la explicación exhaustiva de cada uno de ellos, ya sean pertenecientes al transmisor o al receptor.

### 2.6.3.1 Bloques del Transmisor presentes en el DSCH

En diversos modelos de transmisores que cumplen requerimientos del estándar LTE, la codificación de canal tiende a ser un proceso que precede a la modulación y que de igual manera es independiente de la tecnología Multi-Antena que se implemente en dicho enlace. Los bloques a detallar se encuentran especificados previamente en la Figura 21.

- **Cálculo de chequeo de redundancia cíclica (*CRC Attachment*)**

La especificación TS 36.212 establece que los bits de entrada se agrupan en un bloque de transporte, el cual se encuentra conformado por los bits de información  $a_i$  (con  $i=0, 1, \dots, A-1$ ), seguidos de los bits de paridad  $p_j$  (con  $j=0, 1, \dots, L-1$ ), lo cual se escribe de la siguiente manera

$$a_0, a_1, a_2, a_3, \dots, a_{A-1}, p_0, p_1, p_2, \dots, p_{L-1} \quad (7)$$

La longitud total de la palabra codificada  $b_k$  (información más paridad) resulta ser  $B=A+L$ :

$$b_0, b_1, b_2, b_3, \dots, b_{B-1} \quad (8)$$

Dichos bits de paridad se agregan de tal manera que la palabra codificada se represente como un polinomio que cumple con ciertos requisitos. Esta representación polinomial viene dada por:

$$T(D) = a_0 D^{A+23} + a_1 D^{A+22} + \dots + a_{A-1} D^{24} + p_0 D^{23} + p_1 D^{22} + \dots + p_{22} D^1 + p_{23} \quad (9)$$

Donde la variable  $D$  corresponde a la utilizada para representar al polinomio basado en la Teoría de los Campos de Galois [3]. Este polinomio, al dividirse por el llamado polinomio generador  $G(D)$  [26], arroja un residuo igual a cero:

$$R(D) = T(D) \text{ mod } [G(D)] = 0 \quad (10)$$

En el receptor, la palabra de código recibida se divide nuevamente entre el polinomio generador  $G(D)$ , si el resultado es cero, existe una gran probabilidad de que no se hayan producido errores de transmisión, en caso contrario seguramente se habrá producido por lo menos un error. Haciendo énfasis en el estándar LTE, siempre se agregan 24 bits de paridad, los cuales tienen que ser seleccionados de manera de garantizar el cumplimiento de la ecuación (10) (el polinomio generador en la norma TS 36.212 se especifica como  $g_{\text{CRC24A}}(D)$ ). Si en recepción el residuo es diferente de cero, el sistema solicita la retransmisión.

- **Segmentación en bloques de códigos y agregado de CRC (*Code Block Segmentation and CRC Attachment*)**

Una vez codificada la palabra de información, es decir, ya con los bits de paridad agregados, es importante recalcar que el bloque de transporte posee una mínima y una máxima longitud de aceptación. Para la longitud mínima,  $B = 40$ , si éste es menor, dicho bloque de transporte es completado con bits de relleno, es decir, se introducen bits de valor nulo hasta cumplir con dicha regla.

Cuando el bloque de transporte excede la longitud máxima, es decir, cuando  $B$  es mayor a 6144, es necesario segmentar dicho bloque en los que sean necesarios para transmitir todos los bits pertenecientes al bloque original. Al momento de realizar la segmentación, los bloques resultantes se denominan “bloques de códigos”, a los cuales también le son agregados bits de paridad para la comprobación de redundancia cíclica. La cantidad de bits de paridad sigue siendo igual a 24, sólo que ésta vez el polinomio generador es diferente, denotado en la especificación como  $g_{CRC24B}(D)$ .

Después de este procedimiento, cada uno de los bloques de códigos, en caso de ser necesario, es completado con bits de relleno de forma sistemática. Lo anterior se explica detalladamente en la sección 5.1.2 de la especificación TS.36.212.

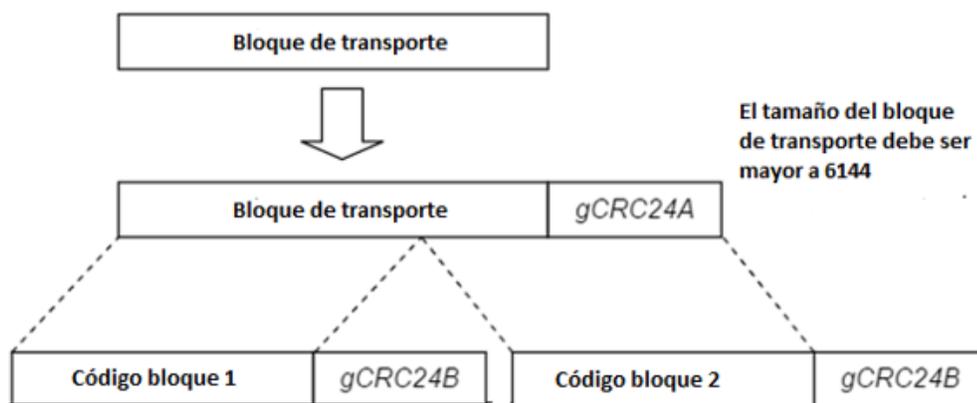


Figura 22. Segmentación del bloque de transporte en bloques de códigos [28]

Después de la segmentación, la cantidad total de bloques de códigos  $N_c$  y el número total de bits  $B'$  vienen dados por las siguientes ecuaciones:

$$N_c = \left\lceil \frac{B}{(Z - L)} \right\rceil \quad (11)$$

$$B' = B + (C * L) \quad (12)$$

Donde  $B$  es el tamaño del bloque de transporte,  $Z$  es la máxima longitud posible de un bloque de transporte (6144) y  $L$  es la cantidad de bits de paridad, que en nuestro caso es igual a veinticuatro

La cantidad de bits que conforman cada uno de los bloques de códigos después de la segmentación se determina a partir de la tabla mostrada en la sección 5.1.3.2.3 de la especificación TS 36.212 (la tabla se repite en el Anexo #1 de este trabajo), donde la suma de los bits perteneciente a cada bloque de códigos debe ser mayor o igual al parámetro  $B'$ . En caso de ser mayor, los bloques de código se completan colocando bits de relleno de valor nulo.

Por ejemplo, si se tiene un bloque de transporte de longitud 8144, se observa que excede el parámetro  $Z$ , por lo que es necesario realizar la segmentación. De acuerdo con la ecuación (11),  $B$  es 8144,  $Z$  es 6144 y  $L$  es 24, con lo que se determina que el número de segmentaciones  $N_c$  es:

$$N_c = \left\lceil \frac{8144}{(6144 - 24)} \right\rceil = 2$$

El resultado obtenido indica que es necesario segmentar el bloque de transporte en dos bloques de códigos, y la cantidad total de bits a transmitir vendrá dada por la ecuación (12), que en este caso arroja el siguiente resultado:

$$B' = 8144 + (2 * 24) = 8192$$

El siguiente paso consiste en verificar la tabla 5.1.3-3 de la especificación TS 36.212, la cual define las longitudes normalizadas de los bloques de transportes y de códigos. Se debe entonces seleccionar las dos longitudes que sumadas den como resultado un número mayor o igual al parámetro  $B'$ . En el ejemplo presentado anteriormente, se puede comprobar que ambos bloques de códigos tienen una longitud igual a 4096.

Los  $K_r$  bits de salida del bloque  $r$ , una vez realizado el procedimiento de segmentación, se indican de la siguiente manera:

$$C_{r0}, C_{r1}, C_{r2}, \dots, C_{r(K_r-1)} \quad (13)$$

El siguiente proceso especificado en la TS 36.212 se denomina Codificación de Canal (*Channel Coding*). Aquí se emplean los Turbo Códigos como un caso particular de los códigos convolucionales.

- **Codificación de Canal mediante el empleo de Turbo Códigos (*ChannelCoding*)**

En el estándar LTE, el Turbo Código empleado en el bloque de *Channel Coding* consiste en un sistema de Códigos Convolucionales Concatenados en Paralelo o PCCC (*Parallel Concatenated Convolutional Code*) y un bloque interno entrelazador (*Internal Interleaver*), tal cual como se muestra en la Figura 23.

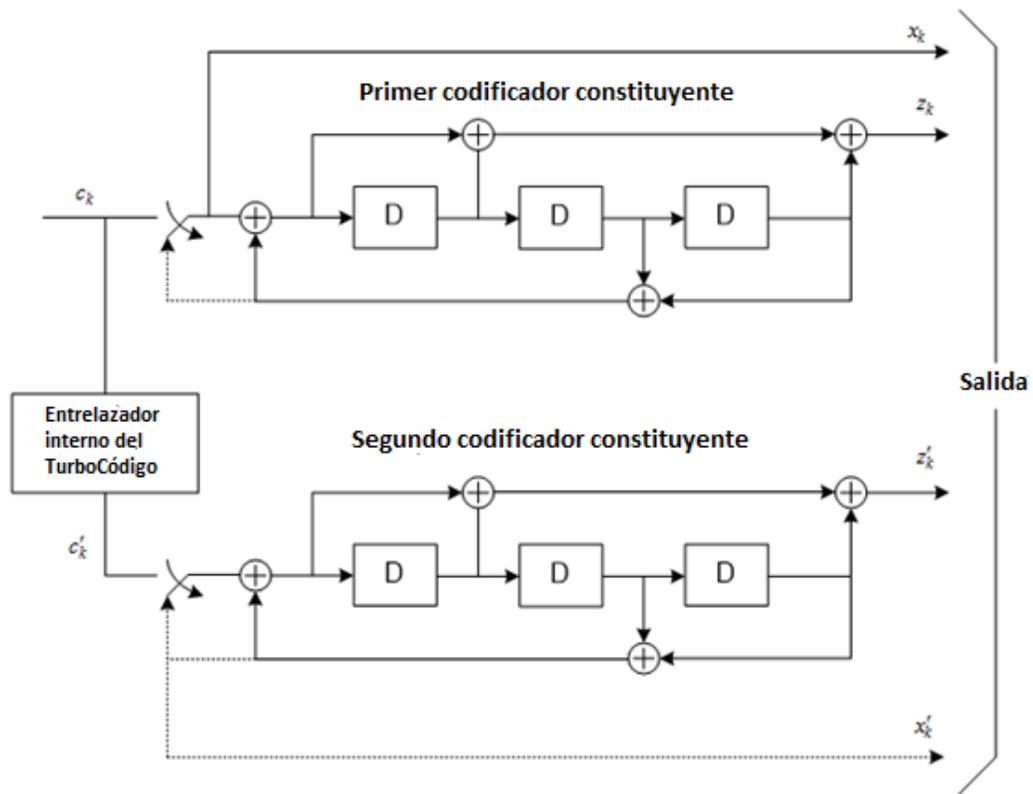


Figura 23. Estructura de Turbo Código PCCC con índice 1/3. Las líneas punteadas aplican solamente a la terminación de trellis. [27]

Cada uno de los PCCC está constituido por un registro de tres bits y por ende presenta ocho posibles estados; el estado inicial de cada uno de ellos se caracteriza por tener valores nulos. La terminación de Trellis se implementa tomando los bits “terminales” de la realimentación del *Shift Register*, después que todos los bits son codificados.

El entrelazador interno del Turbo Codificador realiza un nuevo posicionamiento de cada uno de los bits, mediante una función que involucra varios parámetros y una serie de permutaciones. Dichos parámetros dependen directamente del tamaño del

bloque de código y del bit en cuestión. La nueva posición de un bit, después de pasar por dicho bloque, viene dada por la ecuación:

$$C'_i = C_{\prod(i)} \quad \text{para } i=0,1,2,\dots, K_r-1 \quad (14)$$

Donde  $\prod(i) = (f_1 * i + f_2 * i^2) \bmod K_r$

El parámetro  $K_r$  denota la longitud del código de bloque,  $i$  es el índice de la posición del bit en cuestión y tanto  $f_1$  como  $f_2$  son variables que se extraen directamente de la tabla ubicada en la sección 5.1.3.2.3 de la especificación TS 36.212 y que varían según  $K_r$ . Para una mayor comprensión se recomienda visualizar en el Anexo #1 la tabla correspondiente.

Por ejemplo, si se tiene un bloque de códigos de longitud 2048, éste número corresponde al parámetro  $K_r$  y, consultando la citada tabla, se obtienen los valores de  $f_1=31$  y  $f_2=64$ . La nueva posición de cada bit queda definida por la siguiente ecuación:

$$\prod(i) = (31 * i + 64 * i^2) \bmod 2048$$

Recordando que el índice  $i$  corresponde a la posición del bit en estudio antes del entrelazado (para el primer bit,  $i=0$ ; el segundo bit es representado por  $i=1$ ; así sucesivamente), si se toma un bit cualquiera, como por ejemplo el 208, su posición después del entrelazado será:

$$\prod(207) = (31 * 207 + 64 * 207^2) \bmod 2048 = 337^2$$

Por último, hay que aclarar que éste Turbo Código posee un índice 1/3, ya que por cada bit de entrada existen tres de salida, o visto de forma más general, por cada corriente de bits de entrada (*input stream*) o bloque de códigos presentes, a la salida existirán tres corrientes de bits (*output stream*) o el triple de bloques de códigos involucrados en esta etapa. Una de las corrientes de salida está constituida por los

---

<sup>2</sup> Si bien el resultado es 337, hay que recordar que éste mismo denota es el orden del bit en su nueva posición, es decir, el bit número 208, después del bloque entrelazador, será el bit número 338.

mismos bits de entrada, que se toman como referencia (bits sistemáticos); la segunda corriente de bits es la que cruza el primer PCCC (bits de paridad) y la tercera pasa por el entrelazador y por el segundo PCCC (bits entrelazados). Gracias a estas tres ráfagas de bits, la redundancia es muy alta, por lo que la detección y corrección de errores se verá aumentada de igual forma. Tomando en consideración la terminación de Trellis, la tasa suele ser un poco menor a 1/3 ya que la misma agrega 12 bits más, los cuales son usados por los *shift registers* para volver a su estado inicial de reposo.

A continuación de este proceso, se produce el mecanismo de adaptación de la tasa de transmisión (*Rate Matching*), el cual está conformado por numerosos procesos y es considerado el más complejo de toda la codificación del transmisor.

- **Mecanismo de Adaptación de la Tasa de Transmisión (*Rate Matching*)**

El principal propósito del mecanismo de adaptación, es el de extraer la cantidad exacta de bits a ser transmitidos en un Intervalo de Tiempo de Transmisión (ITT, en inglés TTI: *Time Transmission Interval*). En la Figura 24 se muestra el diagrama de bloques de este mecanismo:

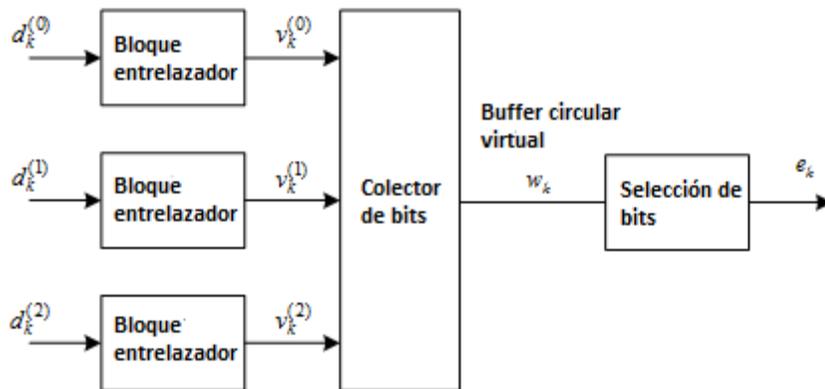


Figura 24. Esquema del mecanismo de adaptación de tasa (*Rate Matching*) para Turbo Códigos [27]

Para las dos primeras ráfagas de bits provenientes del Turbo Codificador (sistemática y de paridad), los bloques de entrelazado funcionan de la misma manera, ya que el algoritmo de operación de los mismos consiste en organizar los bits en una matriz de treinta y dos columnas por la cantidad de filas que sean necesarias para abarcar todos los bits (si sobran elementos de la matriz, se usan bits de relleno). Luego, se reorganizan según el patrón dado por la siguiente tabla:

Tabla 4. Patrón de permutación inter columnas en el bloque entrelazador

Número de columnas $C_{subblock}^{TC}$	Patrón de permutación inter-columnas $\langle P(0), P(1), \dots, P(C_{subblock}^{TC} - 1) \rangle$
32	$\langle 0, 16, 8, 24, 4, 20, 12, 28, 2, 18, 10, 26, 6, 22, 14, 30, 1, 17, 9, 25, 5, 21, 13, 29, 3, 19, 11, 27, 7, 23, 15, 31 \rangle$

En la Tabla 4, la primera columna (denotada de orden 0) permanece igual, la segunda columna se convierte en la décimo séptima, la tercera en la novena y así sucesivamente, hasta llegar a la última columna, que también conserva su posición original. Los bits de salida de estos dos bloques se ordenan tal cual los elementos de la matriz permutada, primero tomando todos los elementos de la primera columna, luego todos los de la segunda, y así sucesivamente.

En lo que respecta a la tercera ráfaga (bits de entrelazado), la posición de los bits de salida se determina mediante la siguiente ecuación:

$$\pi(k) = \left( P \left( \left\lfloor \frac{k}{R_{subblock}^{TC}} \right\rfloor \right) + C_{subblock}^{TC} * (k \bmod R_{subblock}^{TC}) + 1 \right) \bmod K_r \quad (15)$$

Donde  $P$  equivale al patrón de permutación mostrado previamente en la Tabla 4,  $k$  equivale a la posición del bit,  $R_{subblock}^{TC}$  es la cantidad de filas de la matriz,  $C_{subblock}^{TC}$  es la cantidad de columnas y  $K_r$  es la cantidad de elementos de dicho arreglo.

Por ejemplo, si se tiene un bloque de códigos de longitud 1024, este número representará el parámetro  $K_r$ . La cantidad de columnas de la matriz siempre será  $C_{subblock}^{TC}=32$ , por lo que la cantidad de filas  $R_{subblock}^{TC}=32$ , ya que la misma representa

la cantidad de filas necesarias para abarcar todos los elementos del bloque de códigos. Si se desea determinar la posición de salida de un bit cualquiera, por ejemplo el bit 1000 ( $k=999$ ), vendrá dada por el siguiente resultado:

$$\pi(999) = \left( P \left( \left\lfloor \frac{999}{32} \right\rfloor \right) + 32 * (999 \bmod 32) + 1 \right) \bmod 1024 = 256^3$$

Ya con las tres ráfagas de bits a la salida de cada bloque entrelazador, las misma es seguida por el colector de bits, un buffer virtual circular y por último el selector de bits.

El colector de bits tiene como función concatenar las tres ráfagas cuyos elementos fueron entrelazados. La concatenación se lleva a cabo de forma sistemática ya que en primera instancia el colector toma la primera ráfaga (bits sistemáticos) como el principio de la concatenación, es decir, los bits más significativos. En lo que respecta a la segunda y tercera ráfaga (bits de paridad y bits entrelazados), el colector prosigue con la concatenación pero alternando los bits de cada ráfaga, es decir, en lo que queda del bloque concatenado, los bits de la segunda ráfaga ocuparán posiciones de orden par y los bits de la tercera ráfaga ocuparán las de orden impar.

En algunos casos, no es posible transmitir todos los bits de un bloque de códigos en un mismo TTI, de manera que es necesario seleccionar los bits a enviar. La selección de bits consiste en extraer cada uno de los bits del *buffer* circular de tal manera que ocupen el recurso físico asignado [29]. Los bits sistemáticos siempre son transmitidos, mientras que los de paridad y entrelazados (bits de redundancia) se descartan o se seleccionan de acuerdo al algoritmo de manejo de solicitudes de retransmisión HARQ.

El algoritmo HARQ (*Hybrid Automatic Repeat reQuest*) combina dos esquemas de corrección de errores: el primero conocido como FEC (*Forward Error Correction*) el cual consiste en agregar redundancia a los bits de información por medio de bits de paridad, con lo que una cierta cantidad de bits erróneos pueden corregirse al

---

<sup>3</sup> Tal como se muestra en el resultado, el bit número 1000 a la entrada del bloque entrelazador tendrá como nueva posición la 257 a la salida del mismo.

recibirse los bits sistemáticos junto con estos bits de paridad; si todavía persisten errores en el bloque recibido, actúa el segundo mecanismo de corrección, denominado ARQ (*Authomatic Repeat reQuest*), el cual consiste en solicitar la retransmisión de bits de redundancia adicionales que intentan corregir los errores de transmisión que aún persisten, utilizando el modo de “combinado ligero” (*Soft Combing*). Mediante este proceso, el receptor solicita la transmisión de un bloque que contiene bits de paridad adicionales, los cuales aumentan la redundancia en el *buffer* del receptor. En general, se pueden repetir estos pasos cuantas veces sea necesario para lograr una decodificación exitosa [30]. Sin embargo, en LTE, es posible solicitar la retransmisión tres veces, utilizando cuatro puntos de referencia en el *buffer* del transmisor para el envío de los bloques necesarios (uno para los sistemáticos y los otros tres para las retransmisiones).

El mecanismo que gobierna al proceso de selección de bits consta de un *buffer* circular virtual, donde se selecciona la cantidad exacta de bits a transmitir en un TTI. La longitud de este *buffer* depende directamente del tamaño del bloque de transporte o de los bloques de códigos, la cantidad de los mismos y de ciertas especificaciones por parte del UE, aunque en la mayoría de los casos tiende a ser igual a la longitud del bloque de códigos.

El *buffer* tiene un punto de partida, y a su vez posee varios puntos de referencia, donde se comienzan a seleccionar los bits a transmitir, de acuerdo a una específica Versión de Redundancia (RV: *Redundancy Version*), que especifica cual bloque o cuáles bloques de redundancia hay que retransmitir (ninguno, el de paridad o el de paridad más entrelazados). Los detalles del funcionamiento de dicho mecanismo pueden consultarse en la referencia [31].

En la Figura 25 se muestra el funcionamiento de *buffer* circular virtual usando un esquema de selección de bits denominado de “perforación” (*puncturing*) y en la Figura 26 usando un esquema de repetición.

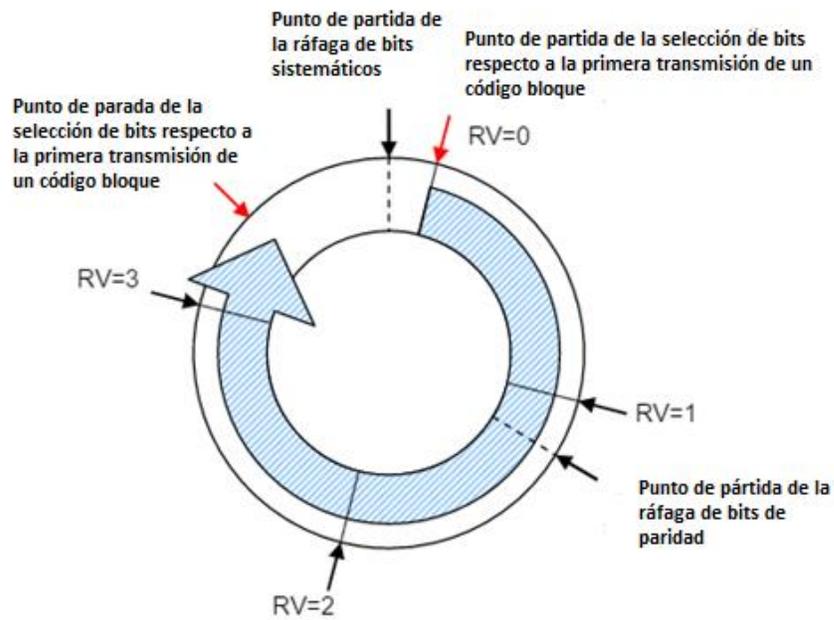


Figura 25. *Buffer* circular con esquema de perforación [28]

En este caso, el bloque de códigos es de menor longitud que el tamaño del *buffer*.

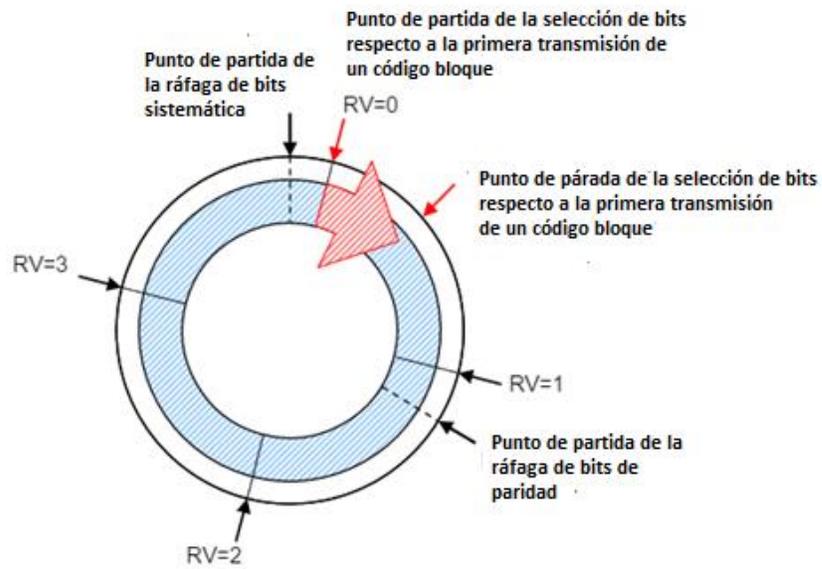


Figura 26. *Buffer* circular con esquema de repetición [28]

En este caso, la longitud del bloque de códigos es mayor que el tamaño del *buffer*.

Dichos esquemas se implementan dependiendo del punto de parada, lo cual tiene relación directa con la longitud de bits presente en el bloque de transporte del DSCH y de los bits presentes en el bloque de códigos.

- **Concatenación de los bloque de códigos**

Es el último paso especificado en todo el esquema de la codificación de canal en el transmisor. Dicha etapa consiste en agrupar los bloques de códigos que salen de la etapa de adaptación de tasa y juntarlos en un único bloque de transporte antes de que sea mapeado y modulado.

### **2.6.3.2 Bloques de decodificación presentes en el Receptor**

Una vez que la información haya transitado por el canal, se hayan hecho estimaciones del mismo y se haya demodulado y demapeado la señal, se realiza el proceso inverso a la codificación, entendiéndose descifrar el mensaje. Cabe recalcar que la especificación TS 36.212 no estandariza un modelo de decodificación puesto que el proceso depende directamente del receptor utilizado. Un esquema genérico del decodificador puede encontrarse en la referencia [28].

- **Mecanismo Inverso de Adaptación de Tasa (*Inverse Rate Matching*):**

El proceso inverso al *Rate Matching* toma el bloque de transporte ya demodulado y lo segmenta en bloques de códigos en caso de ser necesario, de manera similar a lo realizado en el transmisor. En primera instancia, se revierte la operación realizada por *buffer* circular del transmisor, pero tomando en cuenta los mismos puntos de referencia en dado caso que sea necesario eliminar los bits de relleno. [32] [33]

Por último, cada bloque de código se introduce en un bloque desentrelazador (*Sub-Block Deinterleaver*), cuyo esquema de permutación debe ser inverso al bloque entrelazador del transmisor.

- **Decodificación de Canal (*Channel Decoding*):**

En general, los Turbo Decodificadores utilizan información de probabilidades *a posteriori*. De forma análoga al transmisor, este bloque usa dos decodificadores convolucionales concatenados en paralelo (PCCD: *Paralell Concatenated Convolutional Decoders*), ya sea que usen algoritmos decodificadores como MAP (*Maximum A Posteriori*), Viterbi, SOVA (*Soft Output Viterbi Algorithm*).

- **Verificación del Chequeo de Redundancia Cíclica (*CRC Check*):**

Cabe recalcar que esta etapa del receptor tiene una estrecha relación con la primera parte del transmisor, puesto que está sujeta a los mismos polinomios generadores, sólo que es necesario implementar adicionalmente un proceso de detección de síndrome.

El bloque o la etapa de detección de síndrome es capaz de realizar la comparación entre los datos enviados del transmisor y los recibidos por parte del receptor, con la finalidad de verificar si los bloques recibidos son erróneos. En dado caso que la tasa de bloques errados sea muy alta, se notifica al sistema la petición de retransmisión del mensaje por medio del proceso HARQ (*Hybrid Authomatic Repeat Request*). A pesar que éste proceso es fundamental en el sistema de transmisión, no se tomó en consideración dentro de nuestro modelo de simulación, lo cual se deja para trabajos futuros.

Luego que finalmente se ha verificado que la transmisión de los bloques de códigos es correcta, se realiza la concatenación final de éstos en un único bloque de transporte, dependiendo de la tecnología multi-antena involucrada y de las especificaciones por parte del UE en uso.

## 2.7 Parámetros de Calidad

En un sistema de transmisión que utiliza modulaciones digitales, es necesario cumplir con ciertos factores de confiabilidad y calidad, donde dichos aspectos y características son medibles a partir del conocimiento de varios parámetros, ya sean dependientes de factores internos (equipos utilizados, modelos de representación, modulaciones empleadas) o inclusive externos (efectos introducidos por el canal). Los parámetros más comunes relacionados con la codificación de canal para poder apreciar un enlace son el BER, el BLER y la relación señal a ruido, abreviada como SNR (*Signal to Noise Ratio*).

### 2.7.1 BER (Bit Error Rate):

Tal cual lo indica su nombre, se calcula a partir de la relación entre la cantidad de bits errados recibidos y la cantidad total de bits transmitidos. Matemáticamente, dicho cálculo se realiza de la siguiente manera:

$$BER = \frac{\# \text{ de bits errados recibidos}}{\# \text{ de bits recibidos}} * 100 \quad (16)$$

### 2.7.2 BLER (Block Error Rate):

Es un concepto muy parecido al BER, solo que toma como unidad base un bloque de bits enviados, ya sea un bloque de transporte o un bloque de códigos. La fórmula que expresa el cálculo de la Tasa de Bloques Errados es:

$$BLER = \frac{\# \text{ de bloques errados}}{\# \text{ de bloques recibidos}} * 100 \quad (17)$$

Un bloque errado se define como un bloque cuya comprobación de redundancia cíclica (CRC) haya sido incorrecta. [34] La especificación TS 34.121 establece que un BLER aceptable en estos sistemas de transmisión está comprendido entre el 2% y el 10%. Cabe decir que esta especificación no forma parte de la serie

correspondiente al estándar LTE, el cual se rige más bien con un parámetro relacionado con el proceso de modulación, conocido como EVM (*Error Vector Magnitude*).

### 2.7.3 EVM (*Error Vector Magnitude*):

El estándar LTE caracteriza la confiabilidad y la calidad en un enlace de transmisión mediante el indicador EVM. Éste representa la magnitud de la distancia existente en la constelación entre la posición de un símbolo modulado idealmente y el símbolo detectado contaminado por ruido e interferencias (símbolo observado). Es la magnitud del vector diferencia entre ambos símbolos. [35]

Según la especificación TS 36.104, los requerimientos para el cumplimiento de calidad de un enlace de transmisión utilizando el indicador EVM son los siguientes:

Tabla 5. Máximos valores de EVM aceptados acorde a la modulación empleada

<b>ESQUEMA DE MODULACIÓN</b>	<b>EVM REQUERIDO [%]</b>
<b>QPSK</b>	17,50
<b>16-QAM</b>	12,50
<b>64-QAM</b>	8,00

El intervalo de tiempo usado para medir el EVM en el enlace descendente no corresponde a un TTI, sino que es de 10 ms, lo que corresponde a 10 subtramas. Esto se realiza para tener una mayor validez estadística en los resultados obtenidos [36].

## CAPÍTULO III

### MARCO METODOLÓGICO

La metodología utilizada para desarrollar este trabajo de investigación y determinar una solución al problema planteado contó con las siguientes fases:

#### 3.1 Estudio Documental

Consistió en la recopilación y estudios teóricos basados en libros científicos sobre las técnicas de codificación de canal. Posteriormente se procedió a analizar la información relativa a la codificación de canal empleada en el estándar LTE. Se analizaron también las características de la capa física y las técnicas de modulación y acceso especificadas en dicho estándar (OFDM y OFDMA).

Además, fueron revisadas las siguientes especificaciones técnicas del 3GPP bajo los *Releases* 8, 9 y 14, las cuales definen procedimientos técnicos involucrados en la capa física y la capa MAC de LTE. Éstas se pueden conseguir en la página oficial de la organización:

- Especificación TS 36.211 “*LTE Physical Channels and Modulation*”. Detalla la estructura de las tramas, bloques de recursos y canales físicos de los tipos de enlaces involucrados, ya sea ascendente o descendente.
- Especificación TS 36.104 “*Base Station (BS) Radio Transmission and Reception*”. Determina los valores mínimos de EVM para cada modulación en cumplimiento con los requerimientos mínimos necesarios para una operatividad adecuada desde la red de acceso.
- Especificación TS 36. 101 “*User Equipment (UE) Radio Transmission and Reception*” Establece los mínimos requerimientos de los parámetros de calidad para la operatividad adecuada desde el equipo que maneja el usuario.

- Especificación TS 36.212 “*Multiplexing and Channel Coding*” Detalla los códigos a emplearse y las diversas etapas involucradas en la codificación de canal por parte de la red de acceso en los diversos canales físicos de tráfico y de control.

### **3.2 Diseño de un Modelo de Simulación**

De acuerdo con los estudios realizados en la fase anterior, se definieron los parámetros de entrada y salida del modelo para la simulación de la codificación de canal a nivel de la capa física y de la capa MAC (*Medium Acces Control*) para el enlace descendente LTE. Posteriormente se procedió a la realización del modelo, concatenándolo con esquemas previos ya desarrollados.

Finalmente, se implementó el modelo matemático utilizando una herramienta computacional de simulación, lo cual requirió de la elaboración de códigos nuevos y la adaptación de bloques de código desarrollados en trabajos anteriores.

El modelo matemático representa el procedimiento de codificación de canal en el enlace descendente LTE. El mismo está compuesto por las siguientes etapas: un generador aleatorio de bits, un bloque de chequeo de redundancia cíclica, el bloque propiamente codificador, que utiliza turbo códigos, y por último el sistema de adaptación de tasa de transmisión (Ver Figura 27). Las etapas descritas se simularon en el extremo transmisor y su inverso en el extremo receptor. Los bloques de modulación OFDM, técnica de acceso al medio, modelo de canal y sus equivalentes en el receptor se adaptaron de los mencionados trabajos previos.

### **3.3 Pruebas experimentales**

Se procedió a la puesta en marcha de los códigos elaborados en el diseño. En lo que respecta a la simulación del enlace descendente el usuario puede modificar los

siguientes parámetros: esquemas de modulación digital (QPSK, 8QAM y 16QAM), dimensión del bloque de transporte (de 1000, 1500 y 2000 bits), la relación señal a ruido (SNR) y el tipo de canal, con la finalidad de evaluar el sistema mediante el parámetro BER. Además se mostraron las gráficas más significativas relacionadas con la modulación y demodulación OFDM.

### **3.4 Resultados**

Se generaron una serie de gráficas que permiten visualizar la variación del BER en función de la relación señal a ruido en diferentes escenarios, a saber, diferentes esquemas de modulación y diferentes tipos de canal. También se efectuó la comparación entre sistemas con y sin codificación de canal, en cuanto a valores obtenidos del parámetro BER.

### **3.5 Validación de resultados contra datos teóricos**

Análisis del parámetro BER en relación con valores teóricos esperados bajo la modificación de las diferentes variables independientes y del empleo o no empleo de la codificación de canal.

## **CAPÍTULO IV**

### **MODELO DE SIMULACIÓN PROPUESTO**

Después de revisar y analizar los procesos involucrados en la codificación de canal, como método de detección y corrección de errores involucrado entre la capa física y la de control de acceso al medio en el estándar LTE, se planteó un modelo para la simulación de la codificación del canal en el DLSCH. El modelo se codificó mediante una herramienta computacional de simulación, con ella se observará el comportamiento en cada subproceso que se lleva a cabo en el sistema frente a modificaciones de la ráfaga de bits y de los parámetros de entrada. Estos procesos involucran tanto el canal de transporte (DLSCH) como el canal físico (PDSCH) del enlace descendente LTE.

#### **4.1 Modelo de simulación propuesto para la Codificación de Canal en el DLSCH.**

Para la elaboración de la simulación del modelo, se establecieron diversos parámetros como variables de entrada para una evaluación comparativa de los distintos escenarios de simulación utilizados. En estos escenarios se emplearon diferentes modulaciones y características del canal, el uso o no de la codificación de canal como método de corrección de errores y el valor de la relación señal a ruido.

Las premisas de diseño dentro del objeto en estudio son las siguientes:

- La ráfaga de bits de entrada corresponde a datos de información de usuario presentes tanto en el canal de transporte como el canal físico, por lo cual no fueron contempladas las señales de control.
- No fueron implementadas otras técnicas de corrección tales como la estimación de canal y la ecualización.

- La ráfaga de bits no excede la longitud máxima aceptada por la especificación técnica TS 36.212, por lo que la instancia de segmentación en código bloques dentro de la codificación no se desarrolló.
- El enlace opera con una antena transmisora y una antena receptora (SISO), por lo cual existe un único flujo de información entre la capa MAC y la capa física.
- No se contempló el proceso de *scrambling* ya que el sistema no opera ni con diversidad de transmisión ni recepción.
- Por cuestiones de simplificación, todos los recursos son asignados a un único usuario. Se seleccionó el ancho de banda de 10 Mhz.
- No se implementó el mecanismo HARQ de solicitud de retransmisión.
- El algoritmo de decodificación utilizado fue el de *A Posteriori Probabilities*, puesto que es el más fiable según antecedentes de estudio. [28]
- Puesto que el proceso de recepción no se encuentra descrito en la especificación técnica TS 36.212, se implementó el mismo que en estudios previos. [28]

A continuación, se presenta el esquema de bloques donde se visualiza el proceso de codificación de canal en el enlace descendente LTE, involucrando tanto la capa MAC como la capa física y sus respectivos canales.

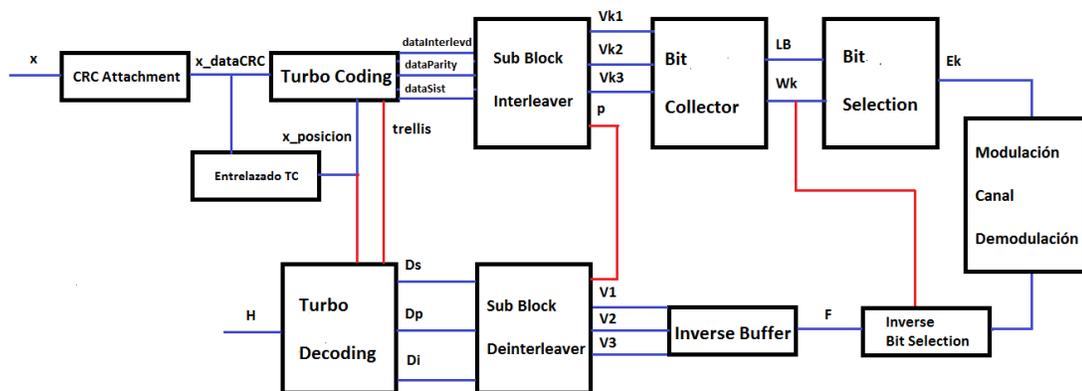


Figura 27. Esquema de simulación de codificación de canal en el enlace descendente LTE

Cada uno de los bloques mostrados en el esquema de la Figura 27 fue elaborado como una subrutina del proceso principal de transmisión de datos. Al final del documento, se puede visualizar el código elaborado en su totalidad (Anexo #3). A continuación se explica de forma detallada el funcionamiento de cada uno de los bloques que intervienen en el proceso, considerando que la ráfaga de bits de información de entrada (x) es generada en forma pseudo-aleatoria y se varía su longitud de acuerdo a la modulación empleada y al número de recursos asignados al usuario. Si bien la longitud de la ráfaga de bits depende directamente de los factores mencionados anteriormente, la especificación técnica TS 36.212 establece unas longitudes estándar para distintos bloques de transporte, por lo que son agregados bits de relleno en caso de ser necesario. (Ver tabla en el Anexo #1).

## **CODIFICACIÓN DE CANAL**

Una vez generada la ráfaga de bits de entrada, se da el siguiente paso donde se agregan los bits de control (CRC) a la palabra de información.

### **CRC Attachment**

La ráfaga de bits de información se modifica por la agregación de bits de control. Los bits de control cumplen con el principio básico de la codificación cíclica, el cual estipula que la palabra codificada dividida entre un polinomio generador da como resultado un residuo nulo.

La palabra codificada consta de los bits de información y veinticuatro bits de control o paridad, de acuerdo con el polinomio generador gCRC24A descrito en la especificación TS 36.212. Una vez agregados los bits de control, la ráfaga de bits se conoce como bloque de transporte; en la subrutina *CRC\_Attachment.m* (Anexo #3) se almacena la palabra transmitida, constituida por los bits de información original y los 24 bits de paridad agregados, en la variable denominada *x\_dataCRC*.

### **Entrelazado TC**

Antes de la etapa del *Turbo Coding*, es necesario agregar un bloque de entrelazado, el cual obedece a una regla de permutación que depende de diversos parámetros, entre los cuales destacan el “grado” del bit en cuestión (su posición dentro de la ráfaga de la palabra transmitida), la longitud del bloque de transporte y los parámetros denominados  $f_1$  y  $f_2$ , los cuales varían dependiendo de la longitud del bloque de transporte. (Ver Tabla en el Anexo #1)

$$\Pi(i) = (f_1 \cdot i + f_2 \cdot i^2) \bmod K \quad (18)$$

La ecuación mostrada denota la función de permutación a la cual cada bit es sometido. El parámetro  $K$  es la longitud del bloque de transporte,  $i$  es el grado del bit en cuestión mientras que  $f_1$  y  $f_2$  se especifican en la tabla del Anexo #1. La subrutina *EntrelazadoTC.m* (Anexo #3) almacena la nueva posición de cada bit en un vector de longitud igual a la del bloque de transporte. Este vector se denomina `x_posicion`, el cual es requerido también por el bloque *Turbo Decoding* para poder efectuar el desentrelazado de los bits (línea roja en la Figura 27).

### **Turbo Coding**

El bloque de transporte entra a la etapa de codificación denominada *Turbo Coding*, el cual posee una tasa de 1/3, ya que a partir de una entrada de bits se generan tres salidas: la sistemática (exactamente igual a la de entrada), la de paridad (el tren de bits después de haber pasado por uno de los dos codificadores convolucionales) y la de entrelazado (la que sufre a primera instancia la permutación y luego pasa por el segundo codificador), tal como se explicó en el Capítulo II.

La subrutina *TurboCoding2.m* (Anexo #3) es la encargada de realizar esta etapa a partir del empleo de varias aplicaciones de objetos pertenecientes a librerías de la herramienta de simulación. La sub-función empleada es capaz de mostrar la variable de salida como un vector agrupando los bits de las tres ráfagas de interés de forma intercalada junto con la Terminación de Trellis, la cual es necesaria para que cada uno

de los codificadores concatenados en paralelo regrese al estado inicial. Estos mismos bits son requeridos por el bloque *Turbo Decoding* del receptor para poder decodificar correctamente los bits (línea roja de la Figura 27). Las variables de salida de esta subrutina son vectores que contienen los bits de las tres de ráfagas mencionadas anteriormente y los bits de la terminación de Trellis. Estos vectores se denominan *dataSist*, *dataParity*, *dataInterleaved* y *trellis*.

### **Rate Matching**

El mecanismo de adaptación de tasa es implementado dentro de la simulación mediante tres sub-rutinas, al igual que lo estipulado en la especificación TS 36.212. En primera instancia, cada una de las tres ráfagas de bits es modificada de acuerdo a los algoritmos especificados para los bloques de entrelazado (ver Figura 24). Posteriormente, el colector de bits concatena las tres ráfagas y, como última instancia, el selector de bits toma los bits sistemáticos para la transmisión (como en este trabajo no se toma en cuenta el HARQ, no hay necesidad de enviar las ráfagas de redundancia de paridad y entrelazado).

La subrutina *SubBlockInterleaver.m* (Anexo #3), realiza la reorganización matricial para cada ráfaga de bits y la permutación correspondiente para cada una de ellas, estipuladas dentro de la norma y explicadas en el Capítulo II del presente trabajo. Las variables de salida que corresponden a cada ráfaga son  $V_{k1}$ ,  $V_{k2}$  y  $V_{k3}$ .

Posteriormente, la subrutina *BitCollector.m* (Anexo #3) agrupa las tres ráfagas en un vector  $W_k$ , de acuerdo a la siguiente regla: primero se inserta la sistemática permutada ( $V_{k1}$ ), luego se intercalan uno a uno los bits permutados del flujo de bits de paridad ( $V_{k2}$ ) con los bits entrelazados ( $V_{k3}$ ). Este vector  $W_k$  por consiguiente posee una longitud (variable *LB*) igual al triple de la del bloque de transporte. En el receptor,  $W_k$  es reconocido en la instancia *Sub Block Deinterleaver*, ya que en ésta se reorganizan los bits recibidos en la misma posición en la cual fueron seleccionados para su transmisión (línea roja Figura 27).

Como último paso del mecanismo de adaptación de la tasa, la subrutina *BitSelection.m* (Ver Anexo #3) mediante un proceso de selección (*puncturing*), escoge los bits a transmitirse en el canal físico durante un período TTI, de acuerdo al nivel de modulación empleado y la asignación de recursos a cada uno de los usuarios, conforme a la sección 5.1.4.1.2 de la TS 36.212. El vector con los bits seleccionados tiene por nombre Ek.

A continuación se describen las subrutinas utilizadas en el bloque denominado Modulador – Canal – Demodulador (ver Figura 27) del modelo de simulación concerniente la capa física, las cuales fueron adaptadas a partir de códigos realizados en trabajos previos [7] [37] [38] , como se explicó en el Capítulo III.

## **CAPA FÍSICA**

### **Mapeador**

La subrutina *Modulator.m* (Anexo #3) toma la variable de salida Ek del bloque anterior y utiliza los objetos *comm.QPSKModulator* y *comm.QAMModulator* para agrupar y mapear los bits según el esquema de modulación seleccionado por el usuario (QPSK, 8QAM y 16QAM). La salida de esta subrutina consiste en un vector denominado EkMod que contiene los símbolos mapeados (parte real e imaginaria). Sin importar el nivel de modulación, el número de símbolos es igual al de subportadoras utilizadas.

### **Modulación OFDM**

Después del proceso de mapeo, se anexan otras subrutinas necesarias para implementar el modelo de modulación OFDM. La subrutina *AAD\_Agrega\_Piloto.m* agrega señales de referencia a los símbolos, *AAE\_Mapeo\_Sub.m* genera el ensamble de subportadoras, agregando portadoras de relleno, según las recomendaciones específicas para el ancho de banda del sistema de 10 Mhz, *AAF\_Transformada\_Inversa.m* genera el símbolo OFDM en el dominio del tiempo,

*AAG\_AgregaPC.m* se encarga de adicionar el prefijo cíclico (longitud normal) al símbolo OFDM.

### **Canal**

En la subrutina *AAH\_Canal.m* (Anexo #3) se modeló el canal de transmisión multitrayecto, el cual puede seleccionarse entre: un canal plano (*flat fading*), un canal con desvanecimiento selectivo suave y un canal con desvanecimiento selectivo fuerte en frecuencia. Cabe destacar que estos canales son pseudo-aleatorios, el usuario puede modificar sus parámetros (número de trayectos, retardos y atenuación compleja de cada trayecto). La relación señal a ruido es un parámetro que también puede ser modificado por el usuario.

### **Demodulador OFDM**

Una vez que el símbolo OFDM se propaga por el canal y sufre distorsiones causadas por el efecto multitrayecto y el ruido, entra a la etapa de demodulación. Para ello es necesario realizar los procesos inversos a los efectuados en el Modulador OFDM: eliminación del prefijo cíclico (*AAI\_EliminaPC.m*), transformación del símbolo OFDM del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia (*AAJ\_Transformada\_Directa.m*) y la extracción de las señales de referencia (*AAK\_Extrae\_Pilotos.m*).

### **Demapeador**

La subrutina *Demodulator.m* (Anexo #3) es la encargada de realizar la detección y el demapeo, teniendo como única salida el vector *EkDem* con los bits de información detectados. Para ello se utiliza los objetos *comm.QPSKDemodulator* y *comm.QAMDemodulator*, los cuales contemplan como mecanismo de decisión dos opciones: LLR, *Log Likelihood Ratio* (relación logarítmica de similitud), el cual es calculado mediante un algoritmo probabilístico [39]; el segundo método de decisión corresponde a *Hard Decision* (detector de máxima similitud). El mecanismo de

decisión escogido fue el LLR, ya que con éste el objeto utilizado dentro del bloque opera con mejor eficiencia.

## **DECODIFICACIÓN DE CANAL**

A continuación se describen los bloques pertenecientes al proceso de decodificación de canal, el cual fue elaborado a partir de los antecedentes del trabajo de Tesis Doctoral realizado por Guo Xuang y Song Pentao [28]. Cabe destacar que dicho proceso es complementario al proceso de transmisión, ya que cada uno de los bloques o subrutinas posee su contraparte.

### **Inverse Bit Selection**

Como se explicó en el Capítulo II, página 61, el receptor consta de un *buffer* similar al del transmisor, el cual va almacenando tanto los bits sistemáticos como los de redundancia, en caso que haya sido enviada la solicitud de retransmisión mediante el mecanismo HARQ (las solicitudes son enviadas desde el *buffer* del receptor acorde con la especificación técnica TS 36.321 del 3GPP [40] ). Como se estableció en el Capítulo I, sección Alcance y limitaciones, en el modelo de simulación propuesto no se contempla el mecanismo de solicitud de retransmisión. De manera que el algoritmo HARQ resulta simplificado, ya que se considera sólo el caso más desfavorable, donde todos los bits de redundancia son enviados para la corrección de errores.

En la subrutina *Inverse\_BitSelection.m* (Anexo #3) se procede a llenar el *buffer* del receptor con las tres ráfagas enviadas por el transmisor: la sistemática y la de paridad intercalada con la entrelazada. La variable de salida de este bloque es F.

### **Inverse Buffer**

Es necesario separar nuevamente el *buffer* en las tres ráfagas implementadas por el bloque *Sub Block Interleaver*, así que el mismo se reorganiza en tres vectores de longitud igual a la del bloque de transporte original.

La subrutina *Inverse\_Buffer.m* (Anexo #3) es la encargada de realizar este paso, quedando como variables finales las tres ráfagas de bits permutadas  $v_1$ ,  $v_2$  y  $v_3$ .

### **Sub Block Deinterleaver**

Tomando en cuenta las variables de salida del bloque anterior, en la siguiente instancia se realiza la permutación matricial inversa a la explicada en el bloque *Sub Block Interleaver*, para poder así reordenar los bits originales de cada ráfaga.

En la subrutina *SubBlockDeinterleaver.m* (Anexo #3) las tres ráfagas de bits son reorganizadas de forma matricial tal cual se estipula en la sección 5.1.4.1.1 de la especificación TS 36.212, pero esta vez comenzando desde los últimos pasos hacia los primeros, puesto que se realiza el proceso inverso. De esta manera se obtienen las ráfagas de bits sistemáticos, de paridad y entrelazados en el orden el cual serían transmitidos, representados por las variables  $D_p$ ,  $D_s$  y  $D_i$  respectivamente.

### **Turbo Decoding**

En esta subrutina se forma una única ráfaga de bits intercalando cada uno de las tres ráfagas del bloque anterior, hasta llegar a tres veces la longitud del bloque de transporte y luego se le agrega la terminación de Trellis. El Turbo Decodificador está constituido por decodificadores convolucionales concatenados en paralelo y a su vez por un bloque desentrelazador (de forma análoga al Turbo Codificador en el proceso de transmisión).

El objeto utilizado para la decodificación es el `comm.TurboDecoder` el cual utiliza el algoritmo conocido como APP (*A Posteriori Probabilities*) [41].

A partir del proceso de Turbo Decodificación, la subrutina *TurboDecoding.m* (Anexo #3) genera el bloque de transporte recibido. Dicho bloque de transporte (el vector denominado H) tiene longitud igual al número de bits de información más 24 bits de control o paridad. Una vez eliminados los bits de control, se realiza la comparación directa entre los bits de información transmitidos x y los de salida H, con la cual se calcula la tasa de bits errados.

## CAPÍTULO V

### ANÁLISIS DE RESULTADOS

En este capítulo se presentan los diversos resultados obtenidos en las simulaciones realizadas utilizando la herramienta computacional desarrollada. Se procedió a evaluar la tasa de bits errados con y sin la codificación de canal utilizando para ello diferentes escenarios de transmisión que serán descritos a continuación, con la finalidad de demostrar la eficacia de este proceso de codificación de canal.

En primer lugar se obtuvieron los resultados correspondientes a un modelo de canal plano, en el cual se contempla únicamente los efectos del ruido gaussiano. En segunda instancia se consideró un canal con desvanecimiento selectivo suave, tomando como base los modelos de canal proporcionados por el SUI (*Stanford University Interim*) [42]. Por último se tomó en consideración un canal con desvanecimiento pronunciado, referenciado como *EVA Channel (Extended Vehicular A Model)* [43]. En resumen, se pretende determinar la eficacia de la codificación de canal bajo los efectos del ruido exclusivamente y los originados por una propagación multitrayecto con distintos valores de relación señal a ruido.

#### 5.1 Cálculo de BER en el canal plano (*Flat Channel*)

Como se mencionó anteriormente, este canal no contempla efectos multitrayecto, ya que su respuesta en frecuencia es plana (*Flat Channel*). Además, solamente se tomó en consideración el ruido blanco gaussiano aditivo, de allí el nombre del modelo del canal: *AWGN Channel (Aditive White Gaussian Noise)*.

A continuación se presentarán los resultados obtenidos para este escenario, tanto utilizando como no, la codificación de canal, bajo las modulaciones QPSK, 8QAM y 16QAM.

### 5.1.1 Caso Modulación QPSK

En este caso se transmite un tren de bits de longitud igual a 1000, ya que cada una de las 500 subportadoras se asocia a un grupo de 2 bits. La tabla y gráfica que se muestran a continuación presentan los valores obtenidos del BER en función del parámetro SNR:

Tabla 6. Valores de BER obtenidos en relación a SNR para el caso QPSK

	SNR=-3 dB	SNR=-1 dB	SNR= 1 dB	SNR= 3 dB	SNR= 5 dB
<b>BER Sin CC</b>	40,5 %	37,1 %	32,3 %	28,7 %	23,1 %
<b>BER Con CC</b>	39,4 %	31,1 %	26 %	19,9 %	0 %

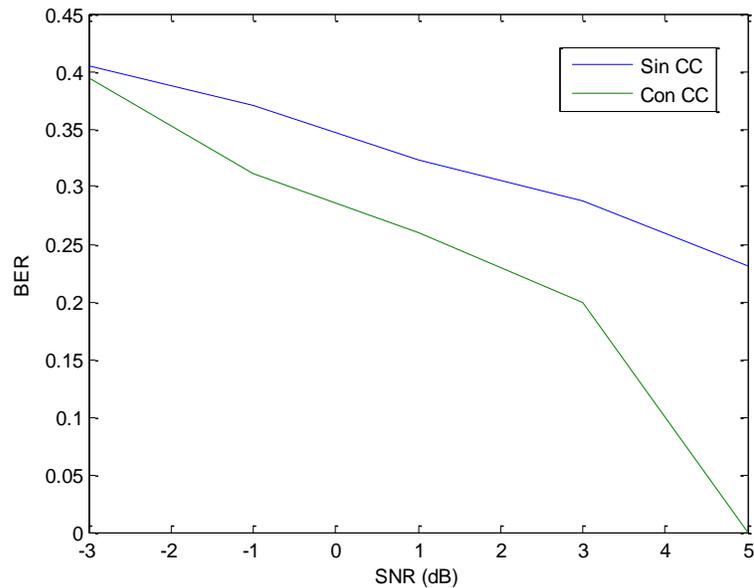


Figura 28. Gráfico de comparación entre el empleo de la Codificación de Canal y el no empleo de la misma. Caso QPSK

Como se observa, el empleo de la codificación de canal muestra mejores resultados en comparación al no uso de la misma. A partir de los 5 dB el método permite recuperar la señal enviada prácticamente sin errores.

### 5.1.2 Caso Modulación 8QAM

En este caso la longitud de la ráfaga de bits de entrada fue de 1500 (3 bits por cada subportadora). Nuevamente, se muestra a continuación la tabla de valores obtenidos y su respectiva gráfica:

Tabla 7. Valores de BER obtenidos en relación a SNR para el caso 8QAM

	SNR=-5 dB	SNR=-3 dB	SNR=-2 dB	SNR= 1 dB	SNR= 3 dB
<b>BER sin CC</b>	34,533 %	30 %	27,733 %	24,67 %	13,733 %
<b>BER con CC</b>	30,333 %	19,733 %	14,333 %	0 %	0%

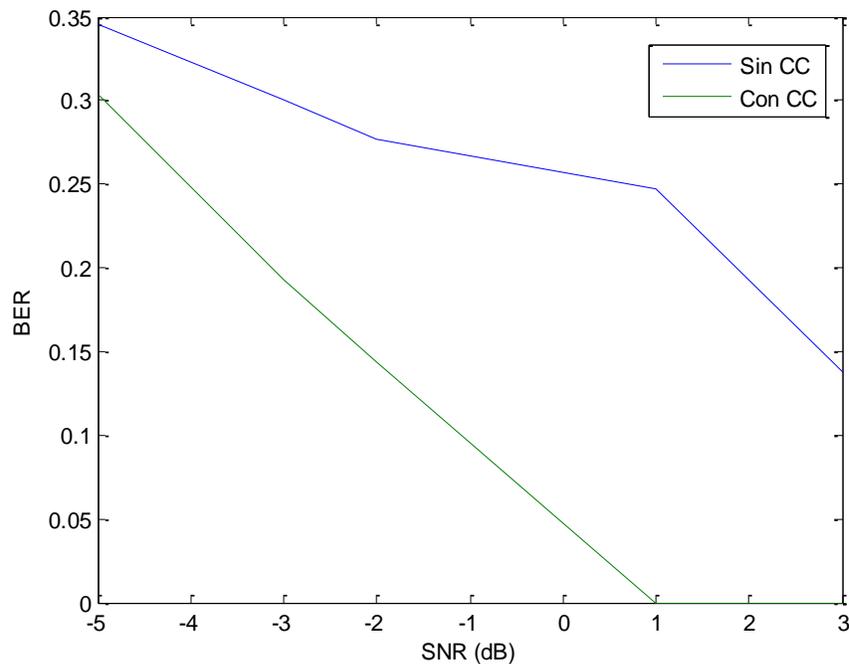


Figura 29. Gráfico de comparación entre el empleo de la Codificación de canal y el no uso de la misma (Caso 8QAM)

Como se puede apreciar en los resultados obtenidos para la modulación 8QAM, el método de corrección sigue siendo muy fiable e inclusive es más robusto en comparación con la modulación anterior, logrando la total recuperación de la ráfaga de bits original con una menor relación señal a ruido.

### 5.1.3 Caso Modulación 16QAM

Para el último caso contemplado bajo el escenario del canal gaussiano, se dispuso de una ráfaga de entrada de 2000 bits de longitud (4 bits por subportadora), obteniéndose los siguientes resultados:

Tabla 8. Valores de BER obtenidos en relación a SNR para el caso 16QAM

	SNR=-5 dB	SNR=-3 dB	SNR=-2 dB	SNR= 1 dB	SNR= 3 dB
<b><i>BER sin CC</i></b>	37,1 %	31,15%	29,75 %	21,3 %	17,25 %
<b><i>BER con CC</i></b>	33,4 %	20,7 %	18,9 %	0 %	0%

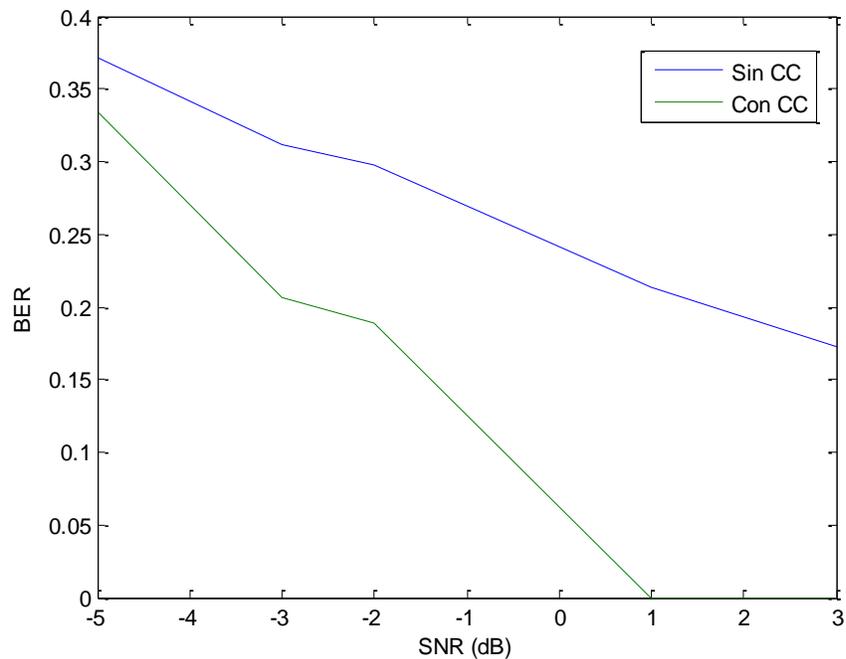


Figura 30. Gráfico de comparación entre el empleo de la Codificación de canal y el no uso de la misma (Caso 16QAM)

En términos generales y bajo este escenario, la codificación de canal demostró ser una herramienta muy efectiva frente a la presencia del ruido gaussiano en un canal, observándose importantes mejoras a partir de una relación señal a ruido de 3 dB. En los casos estudiados se observa que mientras la longitud de la ráfaga de bits aumente, el método suele ser más efectivo, con mejoras del BER de hasta 20%.

## 5.2 Cálculo de BER bajo desvanecimiento suave (SUI Channel)

El segundo escenario contempló los efectos multitrayecto a partir de un canal con desvanecimiento suave (selectivo en frecuencia), el cual se caracteriza por retardos pocos significativos. Dicho canal fue modelado utilizando los parámetros establecidos por el SUI (*Stanford University Interim*), el cual contempla tres trayectos y una máxima dispersión del canal igual a 69 ns.

También se tomaron en cuenta los efectos producidos por el ruido aditivo gaussiano, por lo que dicho escenario es considerado más perjudicial que el anterior ya que engloba dos fuentes de problemas bien diferenciadas entre sí.

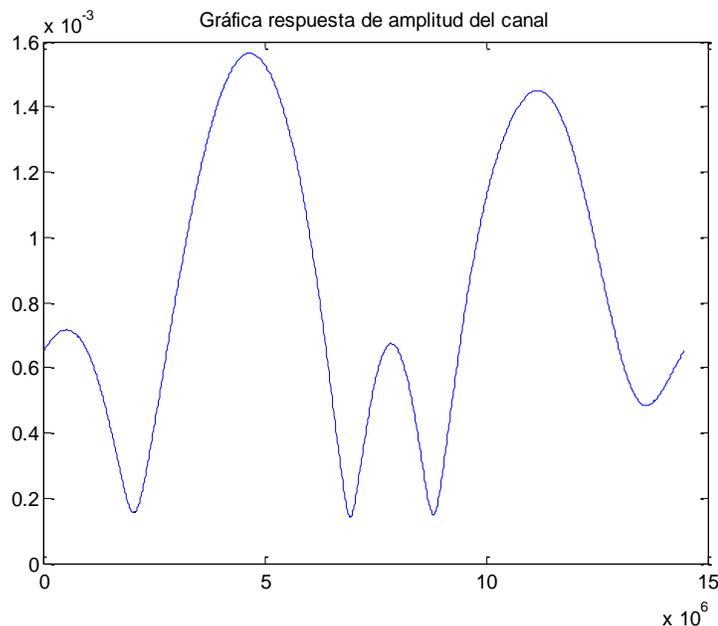


Figura 31. Respuesta de amplitud vs frecuencia de un canal con desvanecimiento suave

## Caso Modulación QPSK

Se mantuvieron los mismos parámetros de longitud de la ráfaga de bits y de la cantidad de subportadoras, utilizados en el caso del canal plano, obteniéndose los siguientes resultados:

Tabla 9. Valores obtenidos de BER en relación a SNR para el caso QPSK

	SNR=-3 dB	SNR=-1 dB	SNR=1 dB	SNR= 3 dB	SNR= 5 dB
<b>BER sin CC</b>	50,3 %	49,1%	48,9 %	48 %	46,9 %
<b>BER con CC</b>	48,1 %	45,6 %	45 %	45,9 %	44,7 0%

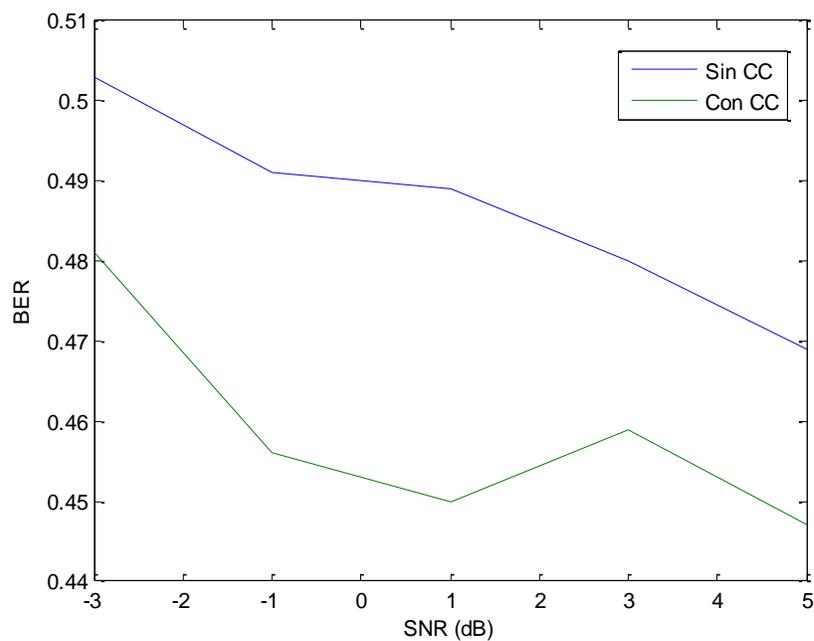


Figura 32. Gráfico de comparación entre el empleo de la Codificación de Canal y el no uso de la misma. Caso QPSK.

Como se observa en la figura, si bien la codificación de canal corrige en pequeña escala la tasa de bits errados, no es muy fiable usar solamente este método ya que, independientemente del valor de señal a ruido que se disponga, no existe una mejora significativa del BER.

### 5.2.1 Caso Modulación 8QAM

En lo que respecta al caso de modulación 8QAM, los resultados obtenidos se muestran a continuación:

Tabla 10. Valores obtenidos de BER en función del SNR para el caso de 8QAM

	SNR=-5 dB	SNR=-3 dB	SNR=-2 dB	SNR= 1 dB	SNR= 3 dB
<b>BER Sin CC</b>	49,733 %	47,93 %	46,733 %	45,133 %	41,2 %
<b>BER con CC</b>	45,933 %	45,87 %	44,467 %	42,933 %	40,933 %

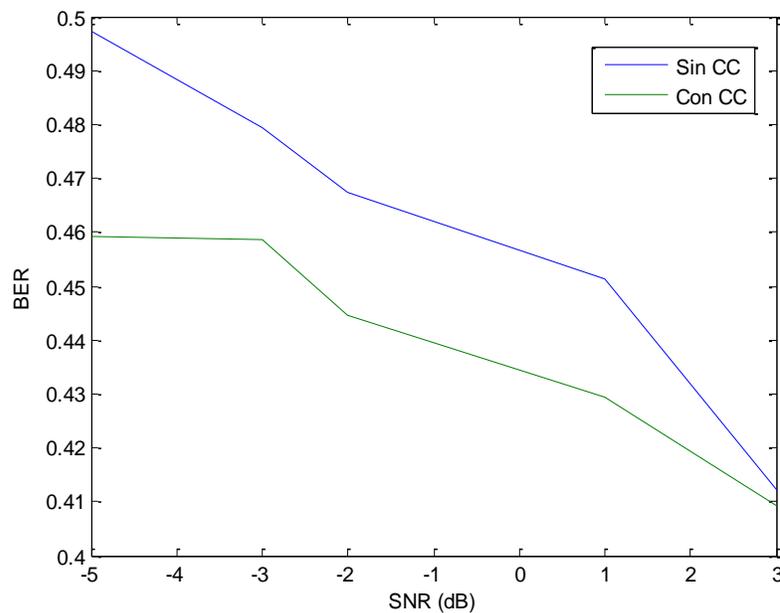


Figura 33. Gráfico de BER vs SNR para los trenes de bits sin codificar y codificados.  
Caso 8QAM.

De forma análoga al caso anterior, el porcentaje de bits errados es muy alto en lo que respecta al estándar LTE, por lo que su uso no es suficiente para garantizar la integridad de los bits.

### 5.2.2 Caso Modulación 16QAM

Para este último caso del segundo escenario de pruebas se mantuvieron los mismos parámetros en cuanto a la longitud de la ráfaga de bits, número de subportadoras empleadas y valores de señal a ruido, obteniéndose los siguientes resultados:

Tabla 11. Valores de BER en función del SNR para el caso de 16QAM

	SNR=-5 dB	SNR=-3 dB	SNR=-1 dB	SNR= 1 dB	SNR= 3 dB
<b>BER sin CC</b>	48,5 %	47,7 %	46,45 %	44,9 %	42,5 %
<b>BER con CC</b>	45,35 %	44,65 %	44,6 %	44,1 %	41,6 %

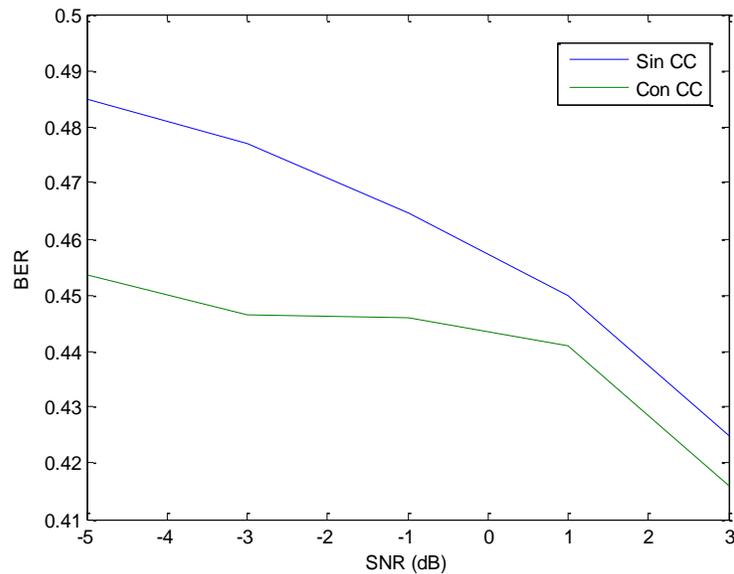


Figura 34. Gráfica de comparación entre el uso de la Codificación de Canal y su no empleo. Caso 16QAM.

En términos generales, en lo que cabe dentro del segundo escenario de estudio, los tres casos arrojaron resultados similares, una corrección a pequeña escala (lo que se traduce a una muy baja tasa de recuperación) no necesariamente progresiva a medida que aumenta la relación señal a ruido. Además presenta una tasa de bits errados con valores muy elevados, cercana al 50%. A pesar de que la codificación de canal es muy robusta frente al ruido, no conlleva muchas mejoras en lo que respecta a desvanecimientos suaves.

### **5.3 Cálculo de BER bajo desvanecimiento pronunciado (EVA Channel)**

El tercer escenario de pruebas corresponde al modelado bajo un canal con pronunciados desvanecimientos selectivos en frecuencia, lo que se traduce en múltiples trayectorias con máxima dispersión de canal elevada con respecto al intervalo de transmisión del símbolo OFDM. Los parámetros usados para establecer el caso del canal corresponde a los especificados en el modelo EVA Channel (*Extended Vehicular A Model*) de la recomendación ITU-R M.1225, abarcando nueve trayectos diferentes y fijando los retardos de manera creciente, con una máxima dispersión de canal de 2510 ns.

Al igual que en el caso anterior, se tomó en cuenta el ruido aditivo gaussiano. De esta manera se engloban dos efectos negativos dentro de la transmisión y se evalúa la robustez del método frente en esta situación.

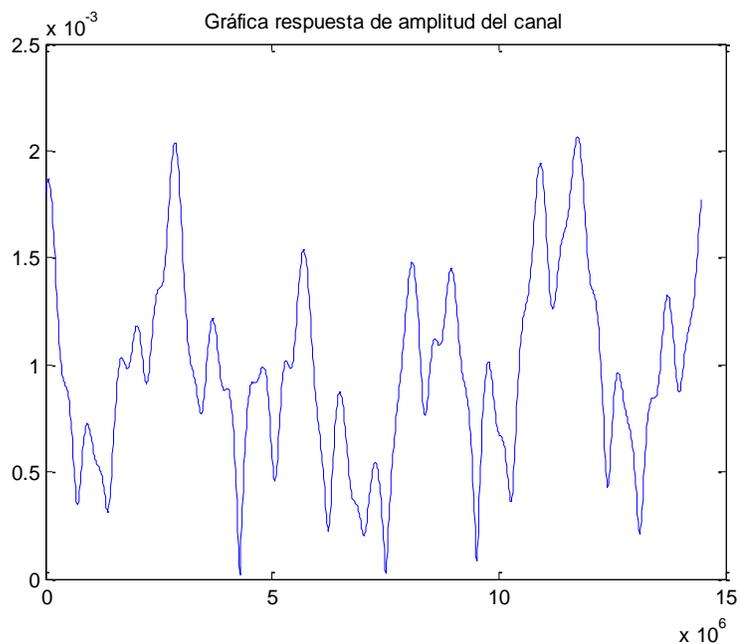


Figura 35. Respuesta en amplitud vs frecuencia del canal bajo desvanecimiento pronunciado

### 5.3.1 Caso Modulación QPSK

A continuación se presentan los resultados para este caso:

Tabla 12. Valores de BER en relación a la señal a ruido para el caso QPSK

	SNR=-3 dB	SNR=-1 dB	SNR=1 dB	SNR= 3 dB	SNR= 5 dB
<b><i>BER sin CC</i></b>	52,2 %	51,3 %	49,1 %	47,1 %	49,1 %
<b><i>BER con CC</i></b>	50,9 %	48,8 %	48,6 %	45,4 %	48,8 %

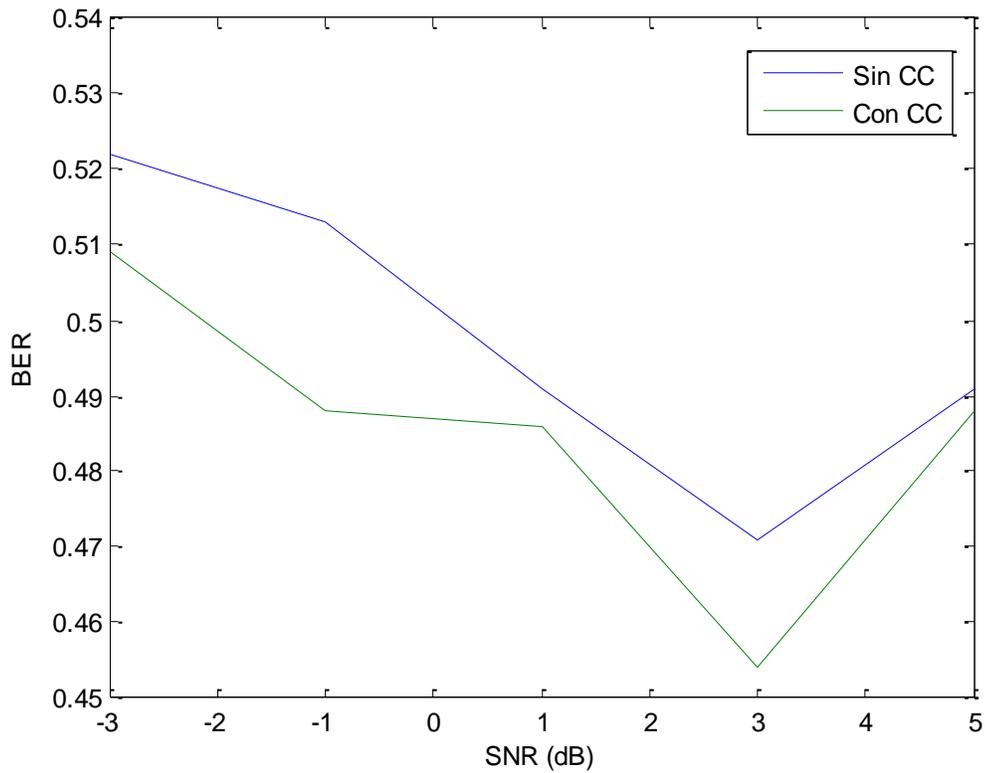


Figura 36. Gráfica en comparación entre el uso de la Codificación de Canal y su no empleo para el caso QPSK

### 5.3.2 Caso Modulación 8QAM

Tabla 13. Valores de BER en relación al parámetro SNR para el caso 8QAM

	SNR=-5 dB	SNR=-3 dB	SNR=-2 dB	SNR= 1 dB	SNR= 3 dB
<b><i>BER sin CC</i></b>	51,33 %	49,87 %	47,4 %	44,73 %	44,13 %
<b><i>BER con CC</i></b>	48,67 %	46,53 %	47 %	42,47 %	42,4 %

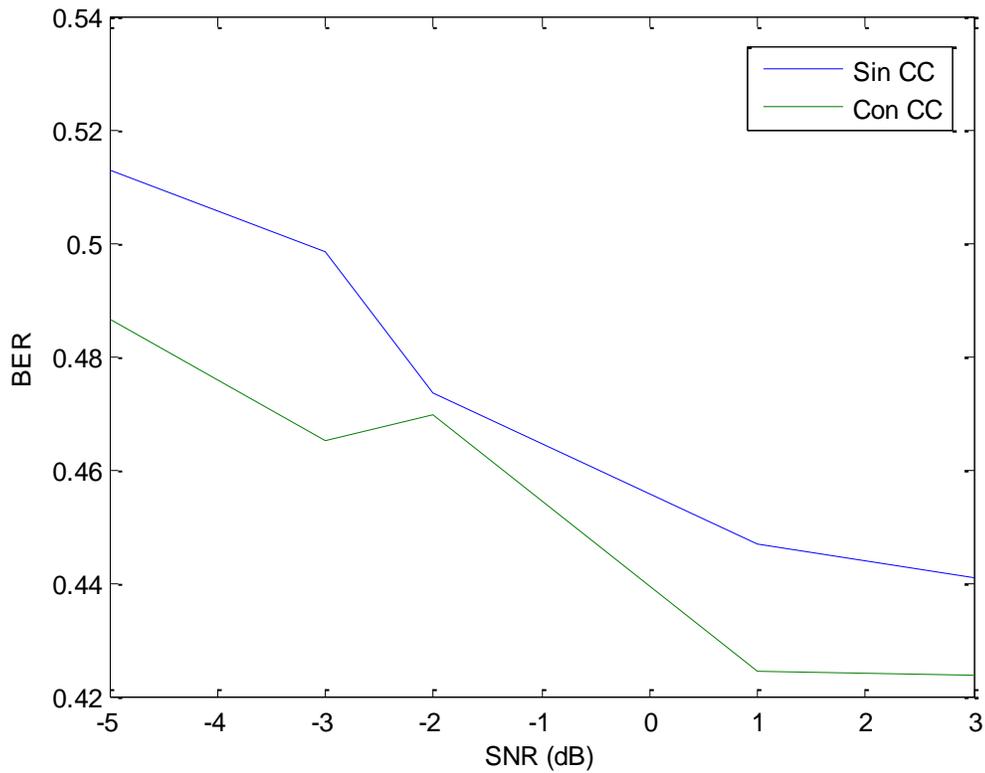


Figura 37. Gráfica de comparación entre el uso de la Codificación de Canal y su no empleo para el caso de 8QAM

### 5.3.3 Caso Modulación 16QAM

Tabla 14. Valores de BER en relación al parámetro SNR para el caso de 16QAM

	SNR=-5 dB	SNR=-3 dB	SNR=-1 dB	SNR= 1 dB	SNR= 3 dB
<b><i>BER sin CC</i></b>	50,5 %	48,65 %	47,15 %	45,75 %	45,05 %
<b><i>BER con CC</i></b>	47,65 %	46,7 %	46 %	43,4 %	43,6 %

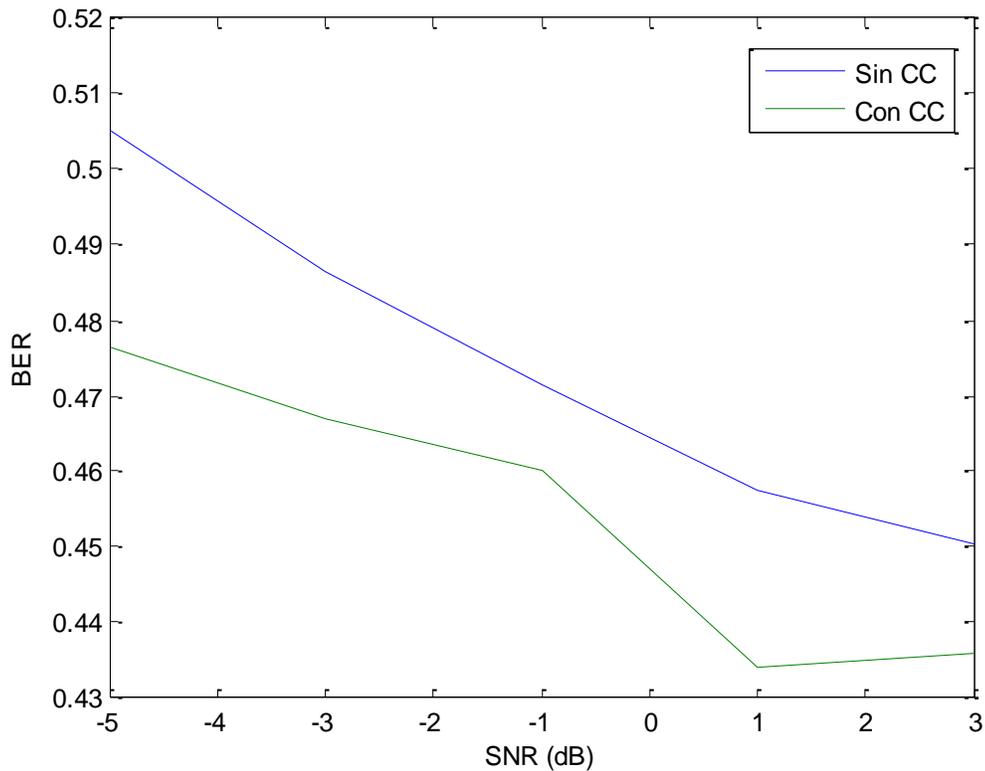


Figura 38. Gráfica de comparación entre el uso de la Codificación de Canal y su no empleo para el caso de 16QAM

De igual manera que los dos casos anteriores y bajo el mismo escenario, el uso de la codificación de canal utilizando modulación 16QAM no presenta mejoras significativas al momento de emplearse como método para la corrección de errores. A pesar de que la misma tiene un pequeño grado de capacidad en recuperar información, la tasa de bits errados presenta valores muy elevados en lo que respecta a los mínimos parámetros de calidad dentro de un enlace móvil de telecomunicaciones.

En términos generales, la codificación de canal presenta notables mejoras e inclusive óptimos resultados en el escenario de un canal plano en frecuencia con ruido gaussiano aditivo. Al momento de agregar como segunda problemática los efectos multirrayecto, el uso de la codificación de canal como único método correctivo no es

suficiente, ya que a pesar de poseer una pequeña capacidad de corrección, no se cumplen los mínimos parámetros de calidad establecido en las recomendaciones para establecer un servicio adecuado.

Para validar los resultados, se tomó como referencia el trabajo realizado por Amr El Mokhtar y Maha Sabri [44] para la Universidad de Alexandria, donde se emplearon los Turbo Códigos como método de corrección de errores para las tecnologías de Wimax y LTE. En el mismo, se contemplan resultados para ráfagas de bits con longitudes de 512 y 2048, observándose resultados con comportamientos similares de la tasa de bits errados en función de la relación señal a ruido entre el rango de 0 dB y 3 dB, donde la capacidad del método en corregir es muy amplia, y a su vez, también se determinó que el método es más eficaz con bloques de mayor longitud, ya que recupera la integridad de la señal a valores de SNR más bajos, aspecto que se puede atribuir a que existe una mayor redundancia ya que la cantidad de bits es mayor.

## CONCLUSIONES

La codificación de canal es una técnica de corrección de errores muy eficaz y robusta en un escenario donde el canal es idealizado mediante un modelo AWGN con respuesta en frecuencia plana. Se ha visto que la mejora en el BER es progresiva en función de la relación señal a ruido SNR. A su vez, la codificación de canal tiene una gran capacidad de recuperación de la calidad de la señal, siendo capaz de mejorar la tasa de bits errados en un 25% para modulaciones de bajo orden, como lo es la QPSK, y en un 14% para modulaciones de orden mayor, como son la 8QAM y la 16QAM. La mejora se ve más explícitamente en ráfagas de longitud mucho mayor a las presentadas en este trabajo, según varios antecedentes de estudio, ya que pueden explotarse con mayor eficiencia las redundancias del Turbo Código.

También se demostró la poca eficacia del uso del método de codificación de canal como único mecanismo de corrección de errores en el escenario del canal multitrayecto, con desvanecimiento selectivo en frecuencia. En este caso, el empleo de la codificación de canal no es suficiente; si bien se producen mejoras de pequeña entidad, los resultados en cuanto al BER suelen ser muy aleatorios, por lo que no se produce una mejora progresiva en función de la relación señal a ruido que permita recuperar la calidad de la señal. Además de la pobre capacidad de mejora del método (del 2% a 6%), la tasa de bits errados presentó valores sumamente elevados en relación a los valores recomendados para una buena calidad de servicio: en la recomendación ITU-R M.1225 los valores de BER que garantizan una buena calidad de servicio son del 0,0001% al 0,1%, mientras que nuestro modelo arrojó valores que van desde el 40% hasta el 51%. Cabe destacar que, independientemente del tipo de desvanecimiento selectivo que fuese, ya sea suave o pronunciado, los resultados fueron concluyentes en ambos casos: la codificación de canal por sí sola no es eficaz para corregir los efectos producidos por el fenómeno multitrayecto.

En términos más generales, el modelo de simulación resultó ser eficiente, ya que los tiempos de compilación fueron rápidos si se considera que éste abarcó no

solamente el proceso de codificación de canal sino que englobó etapas referentes a la capa física.

## RECOMENDACIONES

En primera instancia se recomienda implementar como entrada del modelo ráfagas de mayor longitud, de manera de incluir en la simulación el proceso de segmentación en bloques de código.

En segunda instancia, se sugiere la implementación de la solicitud de retransmisión de bloques en el mecanismo HARQ y por ende optar por un mayor realismo del modelo de simulación.

Una de las conclusiones de mayor peso, indica que el método de codificación de canal por sí solo no es eficaz en escenarios de canales con desvanecimiento selectivo en frecuencia, por lo que sería interesante elaborar un modelo más sofisticado unificando esta técnica de corrección junto con la de ecualización y estimación de canal, a fin de verificar si el empleo conjunto de las mismas permite establecer un enlace que cumpla con los parámetros de calidad recomendados por los entes reguladores.

De igual manera, se recomienda utilizar el método de Montecarlo, para obtener resultados que tengan una mayor validez estadística.

Por último, se sugiere la elaboración de un modelo de simulación que considere todos los escenarios relevantes en cuanto a características del canal, tales como el efecto Doppler, además se recomienda incluir en el modelo las tecnologías Multi-Antena.

## REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] N. A. Gugudu, «Evaluation of Channel Coding in OFDM Systems,» National Institute of Technology, Rourkela, 2006.
- [2] B. Sklar, *Fundamentals of turbo codes*, Prentice-Hall, 2001.
- [3] C. Clarke, *Reed Solomon error correction*, British Broadcasting Corporation, 2002.
- [4] J. M.-. Martínez, *Transmisión de datos. Codificación de Canal*, Madrid: Escuela Politécnica Superior, Universidad Autónoma de Madrid, VPU-LAB, 2011.
- [5] A. Mahoney, *Channel coding lectures No 13 and 14*, Dublin: School of electronics and communications, Dublin Institute of Technology, 2006.
- [6] K. Loo, T. Alukaidey y S. Jimaa, «High Performance Parallelised Turbo Decoder,» University of Hertfordshire, College Lane.
- [7] S. Fuchs, *Simulación del proceso de generación de señales OFDM en la capa física del estándar de comunicaciones móviles LTE*, Caracas: Universidad Central de Venezuela, 2015.
- [8] «3GPP The Mobile Broadband Standard,» [En línea]. Available: <http://www.3gpp.org/technologies/keywords-acronyms/98-lte>.
- [9] «Foro: Los últimos tutoriales del desarrollo web,» w3ii.com, 2017. [En línea]. Available: [http://www.w3ii.com/es/lte/lte\\_network\\_architecture.html](http://www.w3ii.com/es/lte/lte_network_architecture.html).
- [10] R. Sánchez, «rubensm,» 2 Septiembre 2016. [En línea]. Available: <http://rubensm.com/arquitectura-4g/>.

- [11] «Tutorial LTE,» 2014. [En línea]. Available:  
[http://www.ipv6go.net/lte/arquitectura\\_epc.php](http://www.ipv6go.net/lte/arquitectura_epc.php). [Último acceso: 2017].
- [12] «Foro: Los últimos tutoriales del desarrollo web,» w3ii.com, 2017. [En línea]. Available: [http://www.w3ii.com/es/lte/lte\\_protocol\\_stack\\_layers.html](http://www.w3ii.com/es/lte/lte_protocol_stack_layers.html).
- [13] 3GPP, «TS. 36211 Version 8.9.0 Release 8. Physical channels and modulations,» 2010.
- [14] F. Moreno, «Redes inalámbricas,» [En línea]. Available:  
<https://sites.google.com/site/amentis81/wifi-propagacion>.
- [15] F. Valera, «OFDMA y SC-FDMA en la Interfaz de radio LTE,» Universidad de Sevilla, 2012.
- [16] J. P. Gallardo M, «Estudio de un sistema CDMA-OFDM,» Junio 2006. [En línea]. Available:  
[http://bibing.us.es/proyectos/abreproy/11244/fichero/Volumen+1%252F5\\_MO DULACION\\_OFDM.pdf](http://bibing.us.es/proyectos/abreproy/11244/fichero/Volumen+1%252F5_MO DULACION_OFDM.pdf).
- [17] M. S. Gast, «Chapter 13. 802.11a and 802.11j: 5-GHz OFDM PHY,» de *802.11 Wireless Networks. The definitive guide*, OReilly.
- [18] Y. V. González C y M. Mezoa R, «Modulaciones M-arias,» [En línea]. Available: <https://archive.cnx.org/contents/1fba4684-48dc-46c2-91db-ed647428b6b7@1/6-modulaciones-m-arias>.
- [19] D. Rivas, «Estimación de la banda de guarda entre símbolos digitales de multiportadoras ortogonales (OFDM) en el canal, mediante un simulador,» Universidad Católica Andrés Bello, Caracas, 2012.

- [20] P. Vila, «Modulación OFDM,» Albentia Systems, 9 Mayo 2013. [En línea]. Available: <https://albentia.wordpress.com/2013/09/05/modulacion-ofdm-wimax-madrid/>.
- [21] «Telco Antennas,» Master Electrician Member, [En línea]. Available: <https://www.telcoantennas.com.au/site/ofdma-multiple-access-lte-telstra-optus-vodafone>.
- [22] E. Martínez Martínez, «MIMO: La próxima generación de tecnología Wi-Fi,» *RED*, 2005.
- [23] «Telecom Techniques Guide,» Teletopix, 2 Octubre 2014. [En línea]. Available: <http://www.teletopix.org/4g-lte/lte-mimo-4g-lte/lte-mimo-types-of-inputs-and-outputs/>.
- [24] H. Zarrinbouk, «Understanding LTE with MATLAB,» John Wiley and Sons, 2014.
- [25] 3GPP, «TS 36212 Version 14.0.0 Multiplexing and Channel Coding,» 2016.
- [26] P. Maragno, «Codigos de Canal».
- [27] 3GPP, «TS 36212 Version 14.0.0 Release 14. Multiplexing and Channel Coding. Section 5.3.2».
- [28] X. Guo y P. Song, «Simulink Based LTE System Simulator,» CHALMERS University of Technology, Goteborg, 2010.
- [29] E. Dalhman, S. Parkvoll, S. Skold y P. Beming, «3G-Evolution-HSPA and LTE for Mobile Broadband,» Academic Press, 2008.
- [30] T. Schrage, «Scheduling & HARQ,» *LTE: Der Mobilfunk der Zukunft*, pp. 8-12, 2010.

- [31] J.-F. Cheng, A. Nimbalkar, Y. Blankenship, B. Classon y T. K. Blankenship, «Analysis of Circular Buffer Rate Matching for LTE Turbo Code,» Motorola Labs, Schaumburg.
- [32] R. Mukherjee, «All About LTE,» 30 Mayo 2014. [En línea]. Available: <http://allablte.blogspot.com/2014/05/all-about-harq.html>.
- [33] L. Pedrini, «telecomHall,» 22 Junio 2012. [En línea]. Available: <http://www.telecomhall.com/what-is-retransmission-arq-and-harq.aspx>.
- [34] L. Yibling, G. Xin y Y. Fang, «Analysis of BLER Performance for LTE Uplink Baseband Simulation System,» Journal of Computational Information Systems, 2012.
- [35] Toores, Esparza y Falcone, «Análisis del comportamiento de esquemas de modulación adaptativas en LTE,» Universidad Pública de Navarra, Pamplona.
- [36] 3GPP, «TS 36104. Version 9.13.0 Release 9. Base Station (BS) radio transmission and reception.,» European Telecommunications Standard Institute, 2012.
- [37] R. Jiménez, *Estudio de las características de los canales inalámbricos multitrayectos usando modulaciones digitales*, Caracas: Universidad Central de Venezuela, 2015.
- [38] C. Reyes, L. Nuñez y P. Maragno, «Simulación del comportamiento de los canales inalámbricos multitrayecto y variables en el tiempo usando esquemas de modulación digital,» Escuela de Ingeniería Eléctrica, Universidad Central de Venezuela, Caracas, 2017.
- [39] S. Haykin, *Communication Systems*. 4th Edition, New York: John Wiley & Sons, Inc., 2012.

- [40] 3GPP, «Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) Medium Access Control (MAC) protocol specification,» 2009.
- [41] S. Benedetto, G. Montorsi, D. Divsalar y F. Pollara, «A Soft-Input Soft-Output Maximum A Posterior (MAP) Module to Decode Parallel and Serial Concatenated Codes,» JPL TDA Progress Report, Vol. 42-127, 1996.
- [42] IEEE, «802.16.3c-01/29r4. Channel Models for Fixed Wireless Applications,» 2001.
- [43] ITU, «ITU-R M.1225. Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT-2000.,» 2000.
- [44] A. El Mokhtar y M. Sabry, «Studying R-Score of Voip Streams over Wimax Using Convolutional Product Code (CPC) VS Turbo Codes,» Faculty of Engineering, Alexandria University, Alexandria, 2012.

## BIBLIOGRAFÍA

- 3GPP TS 36.211 Version 8.9.0 Release 8. *Physical channels and modulation*. European Telecommunications Standards Institute. 2010-01
- 3GPP TS 36.212 Version 14.0.0 Release 14. *Multiplexing and channel coding*. European Telecommunications Standards Institute, 2016-09
- 3GPP TS 36.104 Version 9.13.0 Release 9. *Base Station (BS) radio transmission and reception*. European Telecommunications Standards Institute. 2012-11
- 3GPP TS 36.101 Version 9.22.0 Release 9. *User equipment (UE) radio transmission and reception*. European Telecommunications Standards Institute. 2015-04
- Jorge J. Diaz. *Introducción a la transmisión de datos. Equipos e implementación. Tomo 2*. IBM, Argentina. 1973
- Simon Haykin. *Communications Systems. 4th Edition*. New York, John Wiley & Sons Inc. 2012
- Nishar Ahamed Gugudu. *Evaluation of channel coding in OFDM Systems*. Department of Electronics and Communications Engineering, National Institute of Technology, Rourkela, May 2006
- David Cardona, Gineth Peña. (Tesis) *Caracterización de un esquema de codificación y decodificación caótico de canal bajo el estándar LTE*. Escuela de Ingeniería de Telecomunicaciones, Facultad de Ingeniería, Universidad de Carabobo, Agosto 2015.
- *Estimate Turbo codes performance in AWGN*. [En línea]. Available: <https://www.mathworks.com/help/comm/ug/estimate-turbo-code-ber-performance-in-awgn.html>
- Anum Imran. *Software implementation and performance of UMTS Turbo code*. (Tesis de Maestría). Tampere University of Technology. Marzo, 2013

- Tevfik Yucek. *Remainder of a binary división*. Mathworks. 2004 [En línea] Available:  
[http://www.mathworks.com/matlabcentral/newsreader/view\\_thread/70437](http://www.mathworks.com/matlabcentral/newsreader/view_thread/70437)
- Hamid R. Sadjadpour. *Maximum A Posteriori Decoding Algorithms for Turbo Codes*. (Paper). AT&T Research-Shannon Labs.
- Jorge Ortin. *Estudio de técnicas de codificación de canal en redes celulares OFDM*. Cátedra Telefónica, Universidad de Zaragoza. Enero 2012
- K.K Loo, T. Alukaidey, S.A Jimaa. *High Performance Parallelised 3GPP Turbo Decoder*. (Paper). Department of ECEE, University of Hertfordshire, Reino Unido.
- Patricio López González. *Aportación al diseño e implementación de los turbo decodificadores*. (Tesis de maestría). Escuela Superior de Ingenieros, Universidad de Sevilla. Noviembre 2011