

“SIMULACION DEL ESTANDAR DE TELEVISION DIGITAL ISDB-T_b BASADO EN UN ESQUEMA DE MODULACIÓN/ DEMODULACIÓN OFDM IMPLEMENTADO EN MATLAB-SIMULINK”

Luiggi Renato Cantos Sánchez

Sahél Josué Tapuy Rendón

PhD. Boris Ramos

Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación

Escuela Superior Politécnica del Litoral

Campus Gustavo Galindo Km 30.5, vía Perimetral, Apartado 09-01-5863, Guayaquil, Ecuador

lcantos@fiec.espol.edu.ec, stapuy@fiec.espol.edu.ec

Resumen

El presente artículo contempla la implementación y simulación de un sistema de modulación y demodulación OFDM, bajo los parámetros que define el estándar de Televisión Digital ISDB-T_b. El estudio se enfocará desde la generación de los bits correspondientes al flujo de datos BTS (posterior a la codificación y compresión MPEG-2), abarcando bloques de codificación de canal, modulación I/Q, entramado, uso de la IFFT/FFT, inserción y extracción del prefijo cíclico y AGC para combatir efectos de multipaso. El canal a usar simula las condiciones inalámbricas de un medio multitrayectoria, sumadas a una pérdida de paso de FSL y a un canal AWGN. Los análisis de los resultados se los realizan en función de las variaciones de los parámetros de configuración: esquema de modulación (DQPSK, QPSK, 16-QAM y 64 QAM); variación de codificación de canal e intervalos de guarda. Cada uno de ellos en función de un modo del sistema (2K, 4K y 8K). Se apreciará el espectro de transmisión y recepción; curvas de BER vs. SNR, para efectos de análisis. Todas las simulaciones y resultados, se efectuaron sobre el entorno de desarrollo que ofrece MATLAB-SIMULINK.

Palabras Claves: OFDM; BER; IFFT/FFT.

Abstract

This paper considers the implementation and simulation system modulation and demodulation OFDM under the parameters that define the standard for Digital TV ISDB -T_b. The study will focus for the generation of the bits corresponding to the data flow BTS (after encoding and MPEG-2), covering channel coding blocks , I / Q modulation, assembling the data frame for transmission, use of the IFFT / FFT, insertion and removal of the cyclic prefix and AGC to combat multipath effects. The wireless channel conditions generate a multipath environment, added to a path loss of FSL and AWGN channel. The analysis of the results was performed based on the variations of the configuration parameters: the modulation scheme (DQPSK, QPSK, 16-QAM and 64 QAM) channel coding variation and guard intervals. Each based on a system mode (2K, 4K and 8K). Spectrum transmission and reception will be shown and will be obtained BER curves vs. SNR, for purposes of analysis. All simulations and results were made on the development environment that provides MATLAB-SIMULINK.

Keywords: OFDM; BER; IFFT/FFT.

1. Introducción

El propósito de este trabajo de investigación, es demostrar las características espectrales concernientes al Estándar de Televisión Digital ISDB-Tb (Integrated Services Digital Broadcasting – Terrestrial – Built-in), sobre el esquema de modulación OFDM, verificando ancho de banda, tasas de transmisión de datos y medición del Bit Error Rate (BER), dependiendo del modo de operación seleccionado para la simulación.

El diseño propuesto para ISDB-Tb abarca la implementación de la codificación de canal simplificada (codificación Reed-Solomon 204-188-8, y codificación convolucional), indispensables para la operación del estándar, mapeo de los bits, el uso de señales pilotos para la conformación del símbolo OFDM y la utilización de prefijo cíclico para la inserción del intervalo de guarda.

Es importante resaltar, que se diseñó el modelo en función de los requerimientos del estándar, de manera que el usuario podrá asignar los siguientes parámetros:

- Número de subportadoras para el algoritmo de modulación OFDM (NFFT),
- Factor de codificación de canal (K_i),
- Bits por símbolos de modulación I/Q (bp), y
- Razón del intervalo de guarda (Δ).

Finalmente, se presentará el plan de pruebas y los resultados de las simulaciones, analizando comparativamente el BER para cada modo considerando el tipo de demodulación, codificación de canal y tiempo de guarda seleccionado.

Además se analizarán los valores permisibles dados por el estándar como tiempo de guarda, tiempo de símbolo, frecuencia de muestreo de la IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) y ancho de banda del espectro de transmisión.

2. Sistemas OFDM y sus características.

A principios de los años 80, el laboratorio francés CCETT (Centre commun d'études de télévision et télécommunications) trabajó en el desarrollo de un sistema de modulación robusto y eficiente, con dos objetivos: transportar señales digitales y ahorrar espectro radioeléctrico. Se trata de la Multiplexación por División Ortogonal de frecuencias (OFDM) que ha sido decisivo para el desarrollo e implementación de los estándares de televisión digital terrestre europeo (DVB-T) y japonés (ISDB-T). [1]

Tomando en comparación el uso de comunicaciones de portadora única o single carrier (SC), donde cada símbolo se transmite serialmente

(uno a la vez), ocupando todo el ancho de banda disponible; mientras que, en modulación multiportadora se envían los símbolos paralelamente (a la misma vez) en subportadoras adyacentes, haciendo uso de algún tipo de multiplexaje por división de frecuencia (FDM) [1,2].

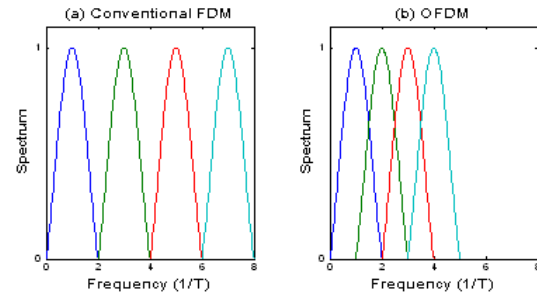


Figura 1 Comparación entre FDM convencional y OFDM.

La figura 1 muestra una comparación entre FDM convencional y OFDM, donde se observa que en (a) FDM convencional, no existe superposición entre las subportadoras es decir están espaciadas lo suficiente como para no superponerse, a diferencia de (b) OFDM donde las subportadoras se traslapan, pero dicha superposición no puede ser arbitraria, ya que se debe asegurar la ortogonalidad entre las mismas.

La idea principal detrás de OFDM es dividir o repartir el flujo de datos, en cierta cantidad de flujos paralelos de reducida tasa de velocidad, y transmitir cada uno de ellos sobre subportadoras separadas. La superposición espectral de las subportadoras es permitido, ya que la ortogonalidad asegurará que el receptor pueda separar dichas subportadoras, y es debido a esta condición, que una mayor eficiencia espectral puede ser alcanzada. [3]

2.1 Algoritmos de la IFFT/FFT

Los términos Transformada Rápida de Fourier (FFT) y Transformada Rápida de Fourier Inversa (IFFT), son utilizados para denotar algoritmos eficientes y rápidos en procesamiento, con el fin de computar la Transformada Discreta de Fourier (DFT) y la Transformada de Fourier Discreta Inversa (IDFT), respectivamente.[4]

Todas sus etapas forman evidentemente el núcleo del sistema de modulación/demodulación OFDM, al ser el módulo que substituiría a los bancos de osciladores y el uso de filtros.

Usando los métodos convencionales para la generación de los símbolos OFDM, es necesario disponer de moduladores QAM en paralelo, funcionando a la frecuencia exacta de la portadora que corresponda y sincronizados entre sí, de manera que se pueda lograr la separación entre frecuencias

(ortogonalidad). Este procedimiento implicaría demasiado costo y dificultad en su implementación.

Considerando que a través de la IDFT y la DFT, se logra que estos procesos se los realicen de manera discreta; estos algoritmos, de la forma se plantea en las ecuaciones (1) y (2) respectivamente, implica para su cálculo la realización de sucesivas multiplicaciones y sumas además de los gastos de memoria que crecen de acuerdo al valor de muestras.

$$\hat{x}_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \hat{X}_k e^{j2\pi nk/N}, n = 0, 1, \dots, N-1,$$

$$\hat{X}_{(k)} = \sum_{n=0}^{N-1} \hat{x}_n e^{-j2\pi nk/N}, k = 0, 1, \dots, N-1,$$

Con el objeto básico de reducir dicho número de multiplicaciones y sumas fue diseñada la “Transformada Rápida de Fourier” FFT y su respectiva inversa IFFT, en las cuales el número de multiplicaciones se reduce a $\frac{N(\log_2 N)}{2}$.

La FFT logra la eficiencia algorítmica a través de la estrategia “divide y vencerás”. La idea básica es, que un grupo de N muestras de la sumatoria de la DFT pueden ser expresadas como una combinación de sumatorias de DFT de N/2 muestras, tanto pares como impares. Siendo así, cuando N es una potencia de dos, el proceso se puede repetir hasta llegar al caso de la simple sumatoria para DFT de solo 2 muestras [5]. Podemos concluir que el proceso además es recursivo.

De la ecuación (2), se puede derivar la denominada radix-2 FFT, aprovechando las simetrías que presenta la sumatoria de la DFT [5, 6]:

$$\hat{X}_{(k)} = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} \hat{x}_{(2n)} e^{-j\frac{2\pi nk}{(N/2)}} + e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} \hat{x}_{(2n+1)} e^{-j\frac{2\pi nk}{(N/2)}}$$

Se sabe que la FFT como una implementación de la DFT tiene su inversa, llamada IFFT; cuya ecuación es similar a la anterior y que funciona exactamente con el mismo algoritmo que allí se presenta, con las siguientes condiciones:

- El factor $e^{-j\frac{2\pi nk}{N/2}}$ de la ecuación (3), se reemplaza por su potencia positiva.
- Cada componente de salida, es multiplicada por un factor $\frac{1}{N}$.

Como parte de la estructura para el cálculo de los coeficientes de la DFT/IDFT, se emplea la estructura computacional, denominado “butterfly” (mariposa)

que efectúa este cómputo recursivo [7], y en el caso de Radix-2 FFT, se utiliza la siguiente nomenclatura, reescribiendo la ecuación (3) como:

$$\hat{X}_{(k)} = A_k + W^k B_k \tag{4}$$

Dónde:

A_k , es la sumatoria de las muestras pares $\sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} \hat{x}_{(2n)} e^{-j\frac{2\pi nk}{(N/2)}}$;

B_k , es la sumatoria de las muestras impares $\sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} \hat{x}_{(2n+1)} e^{-j\frac{2\pi nk}{(N/2)}}$;

W , corresponde al factor de giro $e^{-j\frac{2\pi}{N}}$.

De lo expresado anteriormente, se lo puede comprender en el esquema mostrado en la figura 2.15, que indica la estructura butterfly para Radix-2 FFT.

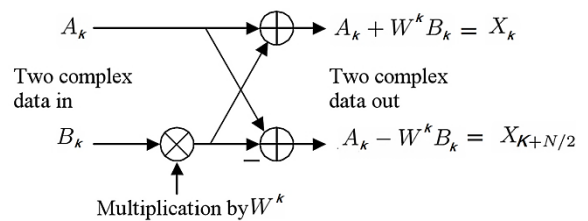


Figura 2 Estructura Radix-2 Butterfly

Observamos las muestras en frecuencia X_k y $X_{k+N/2}$, obtenidas gracias al proceso Butterfly, con esto podemos analizar, que se obtendrán dos puntos de muestras en frecuencia, dadas los datos complejos A_k , B_k y W^k de entrada¹, y concluir lo siguiente:

- Calculando los términos A_k y B_k para $k = 0, 1, 2, \dots, \frac{N}{2} - 1$, se obtienen todos los puntos de muestras, y
- El proceso es recursivo, y se lo realiza hasta llegar a procesar una DFT de tan solo 2 muestras como se lo indican las figura 3 y 4. [7]

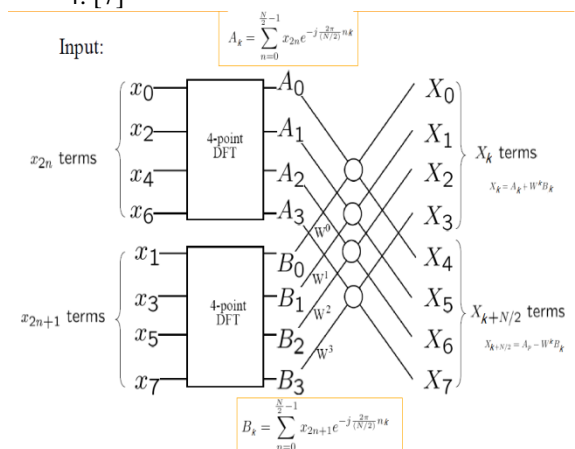


Figura 3 Estructura Radix-2 Butterfly aplicada a $N_{FFT} = 8$ puntos

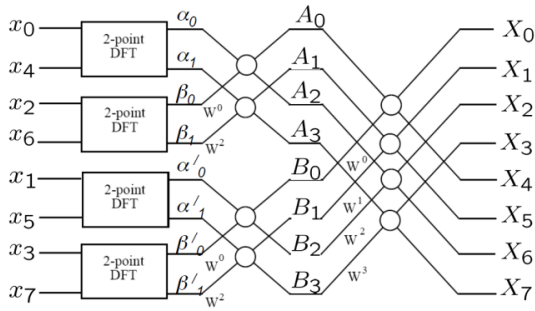


Figura 4 Estructura Radix-2 Butterfly recursiva para $N_{FFT} = 8$ puntos

Entonces más bien para la generación y transmisión de OFDM, será necesario implementar la IFFT puesto que el paso previo será el realizar un mapeo de símbolos I/Q equivalente al mapeo de cada subportadora, para que luego la IFFT convierta esto, en las muestras de una señal en el tiempo. [8, 9].

Un esquema OFDM se puede observar en la figura 5 considerando FEC (Forward Error Correction), modulación QAM para 64 portadoras y con un canal Multipaso-AWGN.

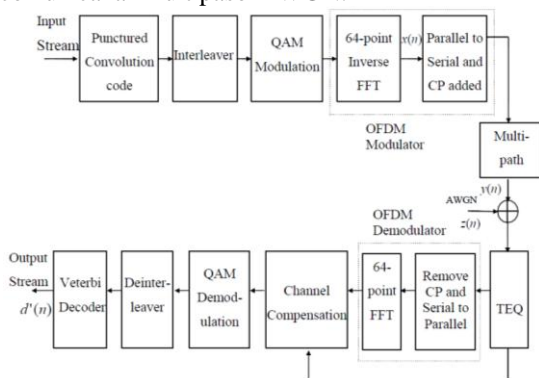


Figura 5 Esquema OFDM para FEC, 64-QAM y un canal Multipaso-AWGN.

Ya que favorablemente existe esta manera eficaz de construir un modulador OFDM, utilizando como herramienta la IFFT y procesadores numéricos que admitan realizar las operaciones necesarias, esto es enfocarse en tomar cierto número N_{FFT} de muestras, tanto en frecuencia en el transmisor, como en tiempo para el receptor, todas ellas potencias de dos (512, 1024, 2048, 4096, etc.), para la aplicación de sus respectivos algoritmos.

En la recepción, la FFT es quien se encarga de separar los datos entre subportadoras y realizar el proceso de la demodulación. Para lo cual, es estrictamente necesario que la cantidad de muestras a tomar durante el tiempo de símbolo OFDM (T_s), sea una cantidad entera, requerimiento que también se extiende a los períodos de intervalo de guarda y tiempo útil (T_u), con el propósito de mantener la

ortogonalidad de las muestras o también llamado muestreo ortogonal. [1]

Por consiguiente, a través de la FFT/IFFT, aseguramos la condición de ortogonalidad entre las subportadoras. El manejo de señales discretas en el tiempo-frecuencia, nos lleva a pensar en un parámetro de muestreo (frecuencia de muestreo de cada subportadora en los algoritmos de la IFFT/FFT), que limitará principales características del sistema. De este modo podemos definir el espaciamiento entre subportadoras, o también conocido, como ancho de banda de subportadora, por:

$$\Delta f = \frac{f_{IFFT}}{N_{FFT}} = \frac{1}{T_u}$$

Siendo T_u el tiempo útil del símbolo OFDM, N_{FFT} el número de portadoras a transmitir en potencia de dos y f_{IFFT} la frecuencia de muestreo de las N_{FFT} muestras. Reescribiéndolo tenemos:

$$T_u = \frac{N_{FFT}}{f_{IFFT}}$$

Bajo esta condición se cumplirá con la condición de ortogonalidad, así en la frecuencia central de una portadora corresponderá la magnitud máxima de esta, y sería capaz de compartir espectro con las portadoras adyacentes, las cuales estarían anuladas en ese punto, debido a su cruce por cero, por lo que no existirá interferencia entre ellas.

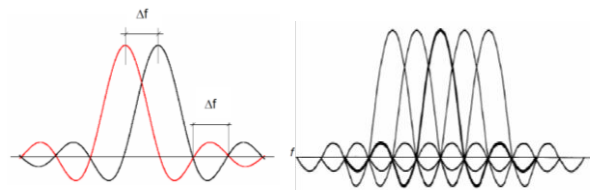


Figura 6 Ortogonalidad de portadoras de acuerdo a $\Delta f = \frac{1}{T_u}$

La frecuencia de muestreo se obtiene del cociente entre la cantidad de muestras frecuencia-tiempo (potencia entera de 2) y el tiempo útil de símbolo T_u , siendo ésta también llamada frecuencia del algoritmo de la IFFT:

$$f_{IFFT} = \frac{2^n}{T_u} ; (N_{FFT} = 2^n) \geq L, n \in \mathbb{Z}_+$$

Con la condición de que, 2^n debe ser mayor al número L de portadoras activadas, es decir portadoras manejadas y activas antes del relleno con tonos nulos, o ceros aplicados para alcanzar el número de portadoras iguales a la potencia de dos deseada. [1]

2.2 Codificación/Decodificación de Canal

La codificación de canal es un proceso muy elaborado y minucioso para lograr la corrección de

errores. Un diagrama de bloques general se muestra en la siguiente figura:

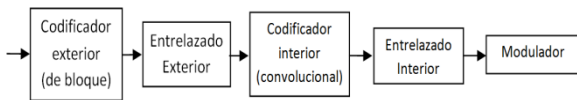


Figura 7 Diagrama de bloques de codificación

Este sistema muestra dos bloques de codificadores: exteriores y convolucionales (o internos). Estos bloques añaden redundancia en los datos con el propósito de detectar y corregir los errores bits de transmisión.

Los bloques de entrelazado, permiten que bloques correlativos de bits no se transmitan juntos. Este esquema es el utilizado en la telefonía digital móvil GSM, así como en la televisión digital DVB (Digital Video Broadcasting).

OFDM emplea los siguientes métodos de codificación y decodificación:

- Codificador Reed-Solomon
- Codificación Convolucional
- Algoritmo de Decodificación Convolucional, Viterbi
- Decodificador Reed-Solomon

Los códigos convolucionales son los más adecuados para afrontar los problemas que presentan canales con mucho ruido y alta probabilidad de error. Son códigos lineales, donde la suma de dos secuencias de código nos da como consecuencia también otra secuencia de código.

El algoritmo de Viterbi abarca el cálculo de una medida de similitud, o distancia, entre el signo recibido, en el tiempo t , y evalúa todos los caminos de Trellis en ese intervalo de tiempo. Viterbi no considera aquellos caminos de Trellis que posiblemente no aportarían para la opción de máxima probabilidad.

Los códigos Reed-Solomon (RS) corrigen los errores a través de bloques, en los cuales procesa tramas de símbolos de datos, a los que agrega redundancia, para producir otra trama, pero de símbolos codificados.

3. Características del Estándar ISDB-T_b

El estándar ISDB-T (Integrated Services Digital Broadcasting - Terrestrial) tiene sus orígenes en Japón a finales de la década de 1990. Su estructura y desarrollo, han prevalecido gracias al trabajo realizado por el grupo de ingenieros del DIEBEG (Digital Broadcasting Experts Group).

Luego de una rigurosa comparación de los sistemas de TV digital existentes y en colaboración con Japón, los brasileños tomaron como fundamento

el sistema ISDB-T, e incluyeron modificaciones que permitirían la inclusión de servicios digitales, altas tasas de transmisión y robustez en la movilidad de los receptores. Es así como el SBTVD, también denominado ISDB-Tb (ISDB-T Built-in) o ISDB-T International, es registrado en las entidades de regulación técnica internacionales, como una derivación de ISDB-T, con algunas diferencias en la codificación de video (MPEG-2), compresión de audio, presentación de cuadros por segundo e interacción utilizando el middleware o software de soporte de aplicaciones, denominado Ginga, para aplicaciones escritas en lenguaje Java.

Iniciaremos el análisis del estándar considerando el esquema de organización del canal radioeléctrico para 6 MHz, pues ISDB-Tb soporta canales con un ancho de banda de 6, 7 y 8 MHz. [10,11, 1]

Las razones por la cual adoptamos 6 MHz, es sencillamente porque es la más usada y así será más sencillo comprender las relaciones matemáticas que gobiernan el sistema.

Diagrama de Bloques del Sistema De Transmisión

Los bloques que integran al sistema de ISDB-Tb en la transmisión se indican en la figura 3.40. Todo el sistema abarca, desde la codificación de canal, entrelazados, generación del símbolo OFDM mediante la IFFT, inserción de la guarda, para lograr la estructura de transmisión correspondiente a un cuadro OFDM de 204 símbolos.

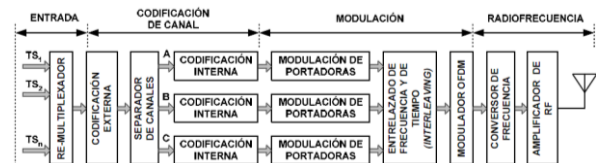


Figura 8 Sistema de transmisión ISDB-Tb

El estándar se encuentra organizado de acuerdo a la figura anterior, en la cual resaltan claramente cuatro particiones: la entrada de datos, los bloques de codificación, bloques de modulación y por último la etapa de conversión de frecuencia, amplificación y filtrado.

Cuando los bits de datos son protegidos por el FEC, la modulación toma el nombre de COFDM (OFDM Codificado). También se aplican funciones como dispersión de energía, y ajuste de los retardos.

Diagrama de Bloques del Sistema De Recepción

Los bloques que integran al sistema de ISDB-Tb en la recepción se muestran en la figura 9, en el cual se procesarán los cuadros OFDM.

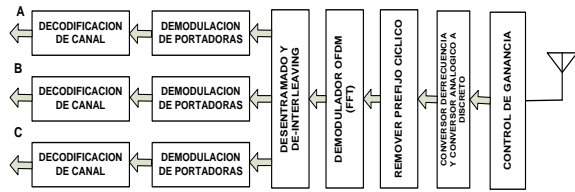


Figura 9 Sistema de recepción ISDB-Tb

Los flujos A, B y C que se muestran en la figura 9 corresponden al flujo binario de cada capa de jerárquica de transmisión. El bloque inicial denota el control de ganancia, el cual de cierta forma, mitiga el desvanecimiento del canal de comunicaciones. Luego la señal analógica se convierte en una señal discreta y se extraen las muestras que conforman el prefijo cíclico, quedando únicamente las N_{FFT} que serán procesadas por el algoritmo de la FFT.

Por consiguiente, se realiza un desentrelazado y desentramado, los cuales dividen la información en los flujos de datos de cada capa. El bloque de demapeo, convierte los símbolos I/Q en secuencias binarias, para finalmente, ésta información procesarla en los decodificadores de canal pertinentes, el cual permite la corrección de errores dentro de sus limitantes.

3. 1 Distribución del Espectro Radioeléctrico

A continuación la figura 10 muestra la organización espectral de los 13 segmentos destinados para el servicio de transmisión. Los segmentos son enumerados y ordenados de acuerdo a la norma ISDB-Tb, ubicando los segmentos impares a la izquierda del one-seg y los segmentos pares a la derecha del mismo.

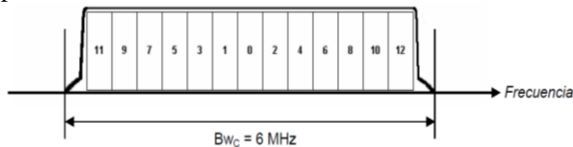


Figura 10 Organización del canal en segmentos

Esto da lugar a poder decir que el ancho de banda total ocupado por los 13 segmentos es, entonces:

$$Bw = N_s \cdot Bw_s = 13 \frac{6000}{14} = 5,571 \text{ MHz}$$

La ecuación anterior, representa el ancho de banda de la señal OFDM, sin considerar el ancho de banda correspondiente a la portadora DC, la cual se ubicará en el centro de todo el espectro, por lo que se deberá reservar una porción de frecuencia. Resultando finalmente, lo siguiente:

$$Bw = N_s \cdot Bw_s + \Delta f$$

Donde Δf indica el ancho de banda correspondiente a una subportadora, y éste valor dependerá del modo del sistema, dando como

resultado pequeñas variaciones al ancho de banda de la señal.

3.2 Capas de Transmisión Jerárquica

La figura 11 muestra la asignación de las tres capas a diferentes servicios y su asignación: Capa A con un segmento, Capa B con 7 segmentos y Capa C con 5 segmentos. También se muestra su correspondencia con la posición de los segmentos en el espectro:

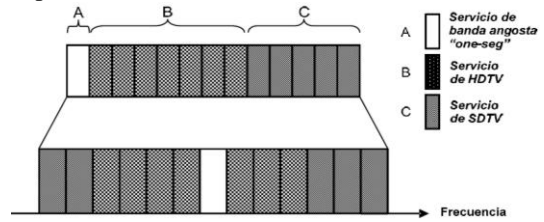


Figura 11 Transmisión jerárquica en tres capas

Uno o más segmentos OFDM pueden conformar cada capa jerárquica, tantos como requiera el ancho de banda del servicio que se desea ofrecer.

El número de segmentos y el conjunto de parámetros de codificación FEC para cada capa jerárquica, pueden ser configurados por el radiodifusor, siendo posible especificar para cada una y por separado, parámetros tales como esquema de modulación para las portadoras, codificación interna y entrelazado de tiempo. [1]

El segmento central puede ser utilizado para recepción parcial y en ese caso también se lo considera como una capa jerárquica. El servicio apunta principalmente a ofrecer un servicio de LDTV (TV en baja definición) para teléfonos móviles y otros dispositivos con pantallas de tamaño reducido.

Existe un conjunto de portadoras que están destinadas a la transmisión de la información de control necesaria para que el receptor pueda identificar los parámetros de configuración de la emisión y los distintos servicios disponibles. [1,2]

3.3 Tasa Binaria de Transmisión para 13 Segmentos

Dado que ISDB-Tb presenta métodos de corrección de errores, efectuados por los sistemas de codificación de canal usados, se deben agregar factores de codificación de canal debido a estos esquemas, los cuales reducen la tasa de bits. Es importante notar, que la cantidad de portadoras totales de datos, disponibles para la transmisión, es $L = 13 \times L_D$, donde L_D , indica las portadoras de datos por segmento en producto por trece segmentos asignados para el estándar.

Ante esta realidad, se puede escribir la ecuación de la siguiente manera:

$$R(\text{bps}) = K_0 \cdot K_i \cdot \frac{b_p \cdot 13 \cdot L_D}{T_S}$$

Donde K_0 , es un valor fijo dado por la codificación externa de $\frac{188}{204}$. El valor de K_i depende de la codificación interna usada la cual puede tomar los siguientes valores: $\frac{1}{2}, \frac{2}{3}, \frac{3}{4}, \frac{5}{6}$ y $\frac{7}{8}$. Aplicando la ecuación a todas las combinaciones posibles para los 13 segmentos, se obtiene la siguiente tabla:

Tabla 1 Tasas de transmisión R (en Mbps) para 13 segmentos

Rel acción Δ	K_i	Tasa binaria R (Mbps)		
		QPSK/DQPSK $b_p = 2$	16-QAM $b_p = 4$	64-QAM $b_p = 6$
1/4	1/2	3,651	7,302	10,954
	2/3	4,868	9,736	14,605
	3/4	5,477	10,954	16,430
	5/6	6,085	12,171	18,256
	7/8	6,390	12,779	19,169
1/8	1/2	4,057	8,114	12,171
	2/3	5,409	10,818	16,227
	3/4	6,085	12,171	18,256
	5/6	6,761	13,523	20,284
	7/8	7,099	14,199	21,298
1/16	1/2	4,295	8,591	12,886
	2/3	5,727	11,455	17,182
	3/4	6,443	12,886	19,330
	5/6	7,159	14,318	21,477
	7/8	7,517	15,034	22,551
1/32	1/2	4,426	8,851	13,277
	2/3	5,901	11,802	17,703
	3/4	6,638	13,277	19,915
	5/6	7,376	14,752	22,128
	7/8	7,745	15,490	23,235

Nota: Todos los valores calculados se realizaron en base al Modo 1 del estándar. Es decir, considerando, $L_D = 96$ portadoras de datos por segmento y $T_u = 252 \mu s$,

Cálculo TSP por Segmentos y por Cuadro

La idea principal de la compresión de datos MPEG-2 es proporcionar un flujo binario de tramas de datos llamadas Transport Stream (TS), donde cada una de ellas contiene información binaria, e indistintamente si se trata de audio, video o datos, el tamaño del paquete TS es de 188 bytes para cada trama TS. La características principales del flujo de transporte TS MPEG-2, pueden verse en la figura 12, en la cual se observa el mismo.

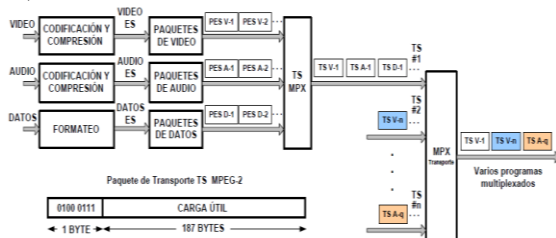


Figura 12 Paquetes de transporte TS y multiplexación MPEG-2

Una vez realizado el proceso de codificación y compresión de audio, video y datos, se generan los respectivos Flujos Elementales o Elementary Stream (ES), que contienen flujos de video y audio codificados, para luego, en la siguiente etapa, organizarse en tramas denominadas Packet Elementary Stream (PES) o Paquetes de Flujos Elementales, usualmente de longitud variable. [1]

Seguidamente, el bloque de multiplexación de TS, ajusta la información de audio, video y datos en paquetes TS, de longitud fija e igual a 188 bytes. Un segundo nivel permite multiplexar varios programas en flujos TS. Adicionalmente se muestra también un esquema del TS, con 187 bytes de carga útil y 1 byte para sincronización.

El estándar japonés ISDB-T, consigue adaptar el TS de MPEG-2 a la transmisión jerárquica y recepción parcial, a través de un proceso llamado "re-multiplexación". Básicamente, el re-multiplexador dispone los TS de entrada cediendo en su salida un flujo binario único llamado BTS o TS de transmisión. Las características del BTS son las siguientes:

- Agrega 16 bytes nulos a los paquetes TS
- Forma nuevos paquetes llamados TSP (Transport Stream Packet), cuya longitud es de 204 bytes (188+16).
- El flujo es sincrónico y tiene una tasa constante de 32,5079 Mbps.
- Posiciona y dispone los paquetes TSP posibilitando la transmisión jerárquica y la recepción parcial.
- Inserta una determinada cantidad de TSP nulos para lograr mantener la velocidad binaria constante e independiente de los parámetros de transmisión seleccionados para cada capa jerárquica.

Así, en la figura 13 se ilustran ciertos requerimientos del estándar, considerando que cada capa puede tener una configuración diferente.

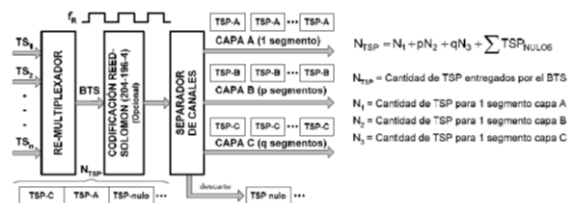


Figura 13 Generación del BTS y separación de paquetes TSP

De igual manera, el estándar adoptó las siguientes condiciones para su funcionamiento jerárquico:

Cada segmento deberá transportar la cantidad de bits de datos que correspondan a un número entero de paquetes TSP.

Las capas integradas por más de un segmento, igualmente transportarán un total de bits de datos que correspondan a un número entero de paquetes TSP.

La cantidad de paquetes en cada capa podrá variar dependiendo de la configuración de transmisión adoptada en cada capa.

El reloj de sincronización f_R del flujo binario BTS será único para las tres capas y su valor exacto de frecuencia deberá derivarse de la frecuencia de muestreo IFFT (f_{IFFT}), por ser ésta última el valor de referencia común para los tres modos.

Bajo esta perspectiva, determinamos las condiciones que deben cumplirse para asignar una cantidad entera de paquetes TSP a cada segmento. Se determinó la velocidad neta de transferencia de datos para los 13 segmentos, considerando los coeficientes de codificación interna y externa. Puesto que necesitamos la cantidad de bits de datos transmitidos en un determinado período de tiempo, denominado T_C , se multiplicará a ambos miembros por T_C y se dividirá para 13, obteniendo así:

$$b_s = \frac{1}{13} \cdot T_C \cdot R(\text{bps}) = K_0 \cdot K_i \cdot b_p \cdot L_D \cdot \frac{T_C}{T_S}$$

Donde:

- b_s es la cantidad de bits de datos transmitida por un segmento,
- T_C es el tiempo considerado.

Por otro lado, la cantidad de bits de datos entregada por N paquetes TSP por segmento, es:

$$b_T = N \times 188 \times 8$$

Estos N paquetes TSP son entregados al sistema de transmisión a cada segmento OFDM. Si igualamos las ecuaciones (3.26) y (3.27), tenemos:

$$N \times 188 \times 8 = K_0 \cdot K_i \cdot b_p \cdot L_D \cdot \frac{T_C}{T_S}$$

Sustituyendo K_0 por su valor $188/204$ y definiendo,

$$S = \frac{T_C}{T_S}$$

Y despejando N obtenemos finalmente:

$$N = \frac{S \cdot K_i \cdot b_p \cdot L_D}{204 \times 8}$$

No tiene sentido considerar paquetes fraccionarios TSP, puesto que deben ser paquetes enteros, podemos concluir en función de la codificación interna y del esquema de modulación lo siguiente:

El producto $S \cdot K_i \cdot b_p \cdot L_D$ necesariamente deber ser divisible por el producto de 204×8 .

El factor 8 presente en el denominador de la ecuación (3.30) puede eliminarse si en todos los casos L_D es un múltiplo entero de 8, lo cual justifica la elección realizada para L_D de acuerdo al modo del sistema. (96, 192, 384 portadoras)

El factor 204 presente en el denominador, puede eliminarse si $S = 204$. Como $T_C = 204 \cdot T_S$ el período de tiempo considerado será igual a 204 símbolos OFDM, agrupamiento que se denomina "Cuadro OFDM", quedando de este modo justificado su necesidad en el esquema de transmisión OFDM.

A igualdad de valores de b_p y K_i , el número de paquetes N podría ser el mismo para los modos 1, 2 y 3 si se adoptara un valor de S igual a 204, 102 y 51 respectivamente. Sin embargo se decidió mantener $S=204$ para simplificar el diseño del receptor, ya que se facilita la sincronización del BTS partiendo de la temporización del cuadro OFDM.

De lo anterior, podemos afirmar que cada segmento recibirá dentro de un cuadro OFDM 204 símbolos, un número entero de paquetes N (en función de los modos), esquemas de modulación y codificación interna usados, con lo que, finalmente la ecuación (3.30) puede reescribirse como:

$$N = \frac{K_i \cdot b_p \cdot L_D}{8}$$

Dando como resultado la obtención las siguientes tablas. Entonces asignando valores a cada combinación tenemos:

Tabla 2 Valores de N (cantidad de paquetes TSP por segmento y por cuadro OFDM) para QPSK/DQPSK

Modo	Modulación		QPSK/DQPSK ($b_p = 2$)				
	K_i		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
1	L_D	96	12	16	18	20	21
2		192	24	32	36	40	42
3		384	48	64	72	80	84

Tabla 3 Valores de N (cantidad de paquetes TSP por segmento y por cuadro OFDM) para 16-QAM

Modo	Modulación		16-QAM ($b_p = 4$)				
	K_i		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
1	L_D	96	24	32	36	40	42
2		192	48	64	72	80	84
3		384	96	128	144	160	168

Tabla 4 Valores de N (cantidad de paquetes TSP por segmento y por cuadro OFDM) para 64-QAM

Modo	Modulación		64-QAM ($b_p = 6$)				
	K_i		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8

1	L_D	96	36	48	54	60	63
2		192	72	96	108	120	126
3		384	144	192	216	240	252

Con lo cual, quedan en pie todos los valores posibles para N paquetes TSP dentro de un cuadro OFDM.

3.4 Modos del Sistema

Hasta el momento, hemos estudiado parámetros del estándar basados exclusivamente para el Modo 1 o también llamado 2K. Los tiempos de guarda se encuentran muy relacionados con los tiempos de retardo de las señales reflejadas, con lo cual resulta útil medir los intervalos de guarda del modo 1, asociándolos con sus correspondientes distancias recorridas por las señales reflejadas, así lo indica la tabla a continuación:

Tabla 5 Intervalos de guarda y distancias de reflexión para el Modo 1

Modo 1		
T_G		d
$1/4 T_u$	63 μ s	18,9 Km
$1/8 T_u$	31,5 μ s	9,45 Km
$1/16 T_u$	15,75 μ s	4,72 Km
$1/32 T_u$	7,875 μ s	2,36 Km

Estos valores de la tabla 3.6, se deben interpretar como valores limítrofes máximos en el que la señal reflejada recorre distancias hasta llegar al receptor, evitando que aparezca ISI. Si los tiempos de reflexión de las señales retardadas son menores al intervalo de guarda elegido, mantendremos cierto margen de seguridad a interferencia entre símbolos.

Pensemos en el caso más desfavorable para el Modo 1, que sin duda es para un intervalo de guarda de $1/4 T_u$ con un recorrido de casi 20 Km según la tabla 5. Esta situación puede darse en ciudades y conglomerados, pero cuando la señal se encuentre frente a zonas llanas, con reflexiones y distancias mayores a 20 Km, el Modo 1 se vuelve vulnerable frente a estos escenarios.

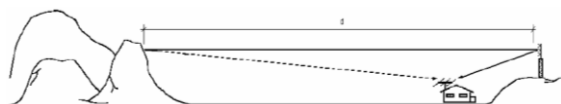


Figura 14 Punto de reflexión distante

En tal virtud, ISDB-Tb establece un sistema de TV digital terrestre adaptativo a la mayor cantidad de escenarios posibles, configurando el sistema de emisión. Por esta razón, se definen dos modos adicionales: el Modo 2 o 4K y el Modo 3 u 8K.

Estas configuraciones permiten y garantizan una operación en función de la distancia entre el emisor y receptor, y también una recepción adecuada ante los efectos Doppler de la señal. [1,2]

Estos modos se relacionan directamente con el Modo 1, por tal razón, es posible derivar matemáticamente los parámetros de funcionamiento necesarios para los otros modos. El análisis se lo realiza partiendo del tiempo de retardo t_r , tomando como referencia al tiempo útil de símbolo T_u , el cual llamaremos T_{u1} , haciendo referencia al Modo 1 con valor de 252 μ s. Los valores asignados a T_u , T_G y d vienen dados en las siguientes tablas:

Tabla 6 Intervalos de guarda y distancias máximas de reflexión para el Modo 2

Modo 2			
$T_{u2} = 2 \cdot T_{u1}$	T_G		d
504 μ s	$1/4 T_u$	126 μ s	37,8 Km
	$1/8 T_u$	63 μ s	18,9 Km
	$1/16 T_u$	31,5 μ s	9,42 Km
	$1/32 T_u$	15,75 μ s	4,72 Km

Tabla 7 Intervalos de guarda y distancias máximas de reflexión para el Modo 3

Modo 3			
$T_{u3} = 2 \cdot T_{u2}$	T_G		d
1008 μ s	$1/4 T_u$	252 μ s	75,6 Km
	$1/8 T_u$	126 μ s	37,8 Km
	$1/16 T_u$	63 μ s	18,9 Km
	$1/32 T_u$	31,5 μ s	9,45 Km

Según las tablas 6 y 7, los modos 2 y 3 tienen los valores más grandes de intervalos de guarda, diseñados así, para operar en redes SFN y combatir los problemas de recepción móvil, frente al efecto Doppler.

En general, podemos afirmar categóricamente que el Modo 2 es recomendado para una SFN con separación entre emisores desde 5 y 38 Km, mientras que el Modo 3 es el indicado para redes con puntos de emisión a distancias de 10 y 76 Km entre ellos. Los principales parámetros restantes, son derivados a partir del tiempo útil de símbolo, y se muestran en la siguiente tabla:

Tabla 8 Parámetros básicos de los Modos 1, 2 y 3

Parámetro	Modo 1	Modo 2	Modo 3
T_u	252 μ s	504 μ s	1008 μ s
$\Delta f = \frac{1}{T_u}$	$\frac{250}{63}$	$\frac{125}{63}$	$\frac{125}{126}$
$L_S = \frac{Bw_S}{\Delta f}$	108	216	432
$L = 13 \cdot L_S + 1$	1405	2809	5617

Según la tabla 8, al duplicarse el valor de T_u en cada modo, la separación entre las portadoras es reducida a la mitad y la cantidad de portadoras por segmento se duplica.

Podemos decir que, si se mantienen los parámetros de transmisión como: bits transmitidos por portadora (b_p), codificación interna (K_i) y el factor de intervalo de guarda (Δ), entonces, a medida que se duplican las portadoras de datos por segmento L_D , se duplica también el tiempo útil de símbolo T_u , por lo que, el cociente entre ellos sigue teniendo el mismo valor para cualquier modo seleccionado, al igual que la tasa de bits. En concordancia con lo anterior, la tasa $R(\text{bps})$ de transmisión, es independiente del modo utilizado.

Recordando la ecuación que define la frecuencia de muestreo de la IFFT, se demostrará que la f_{IFFT} mantiene su valor (independiente del modo usado) teniendo en cuenta la condición $2^n \geq L$. Así, para el Modo 1 el número de portadoras totales son 2048, con lo cual se usará un $n = 11$. En resumen la tabla 9 lo muestra.

Tabla 9 Frecuencia de muestreo IFFT para los 3 modos

Parámetro	Modo 1	Modo 2	Modo 3
L	1405	2809	5617
n	11	12	13
N_{IFFT}	2048	4096	8192
T_u	252 μs	504 μs	1008 μs
f_{IFFT}	8,126 MHz		

3.5 Característica del BTS

El flujo BTS debe incluir cierta información indispensable en su trama, para lograr una asignación adecuada de los TSP a cada capa jerárquica. Esto permite que el separador de canales logre identificar a cada TSP [1]. La figura siguiente denota la estructura de paquetes a nivel de BTS.

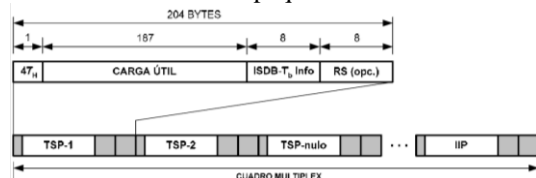


Figura 15 Estructura de los paquetes TSP a nivel de BTS

Cada paquete TSP se descompone en 204 bytes, distribuidos de la siguiente manera: 1 byte para sincronismo (47H), 187 bytes para carga útil, 8 bytes de información del Estándar y 8 bytes finales destinados para una codificación opcional. Los bytes del campo ISDB-Tb Info, contienen información de la capa jerárquica, contador de TSP, cabeceras e información auxiliar.

Por otro lado, se especifica un canal llamado Transmission Multiplexing Configuration Control (TMCC), el cual lleva información extra para el receptor. La segunda fila que muestra la figura 3.13 de paquetes TSP, es el nivel BTS, y la información del TMCC se incorpora en un TSP llamado ISDB-

Tb Information Packet (IIP). Cada cuadro multiplex llevan un IIP. Entonces, el IIP se divide en dos partes: el TMCC y el NSI (Network Synchronization Information).

El TMCC incluye: Cantidad de muestras de IFFT (modo), intervalo de guarda, esquema de modulación, codificación interna y cantidad de segmentos. Mientras que el NSI, ayuda al sincronismo de la SFN, y presenta: el Synchronization Time Stamp (STS), tiempo de retardo máximo, información de control de equipamiento e identificación de equipamiento, entre otros. [13]

3.6 Codificación Externa

Para lograr una mejor corrección de errores en los datos, el estándar acoge una codificación externa u outer code, basada en un esquema de paridad Reed Solomon (204-188-8). Este bloque de procesamiento permite corregir hasta 8 bytes errados para cada TSP dentro del flujo BTS. De igual manera se contempla un esquema de codificación Reed Solomon adicional (204-196-4), de manera opcional ubicado previo a la multiplexación de las capas jerárquicas.

Separador del Canal

La función de este bloque de procesamiento, es básicamente situar cada TSP a su capa jerárquica correspondiente, utilizando toda la información proporcionada por el campo ISDB-Tb Info. Para lograr la máxima eficiencia posible en la tasa de transmisión binaria, los paquetes nulos son descartados. El separador de canales está diseñado para lograr detectar los paquetes IIP con el objetivo de emplear los parámetros seleccionados para cada capa (ver figura 16). La información dada al ordenamiento secuencial se pierde en el momento en que los TSP se asignan jerárquicamente, debido a la transición del procesamiento de bits de serie, a su nueva etapa en paralelo.

En el receptor se vuelven a insertar los paquetes nulos en la misma posición que ocupaban en el BTS enviado, así como la regeneración de flujos TS se efectúa mediante un orden correcto de demodulación de los TSP. Es factible pensar que es necesario incluir un indicador de posición de TSP, mediante un número de secuencia, pero esto solo demandaría una carga adicional de información auxiliar, afectando a la tasa de datos.

Para omitir este identificador, la figura 16 muestra el ordenamiento establecido para la construcción del cuadro multiplex.

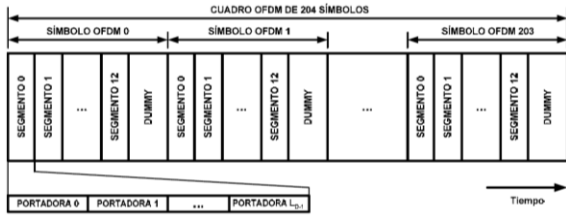


Figura 16 Ordenamiento del Cuadro Multiplex

Como se puede observar, cada segmento mantiene un orden ascendente y de igual manera, cada una de las frecuencias de portadoras por segmento. El bloque llamado “dummy”, es el tiempo que invierte la generación de las muestras correspondientes a los segmentos de las portadoras piloto, portadoras nulas (excedentes de IFFT) e intervalo de guarda.

Por ejemplo, las muestras correspondientes a un símbolo OFDM con parámetros Modo 1 y $\Delta = 1/4$ se muestran en la tabla a continuación:

Tabla 10 Cantidad de portadoras para el Modo 1

Portadoras de datos	$96 \times 13 = 1248$
Pilotos y canales auxiliares	$(108 - 96) \times 13 = 156$
Portadoras nulas (exceso muestras IFFT)	$2048 - 1404 = 644$
Intervalo de Guarda	$8,126 \text{ MHz} \times 63 \mu\text{s} = 512$
Total Símbolo OFDM	$8,126 \text{ MHz} \times 315 \mu\text{s} = 2560$

La figura 17 nos permite construir el diagrama de tiempos para un símbolo OFDM. Las muestras que se generan dentro del período total de símbolo, se generan al ritmo de la frecuencia f_{IFFT} , de allí que, es comprensible referirse en términos del “número de clocks de f_{IFFT} ”.

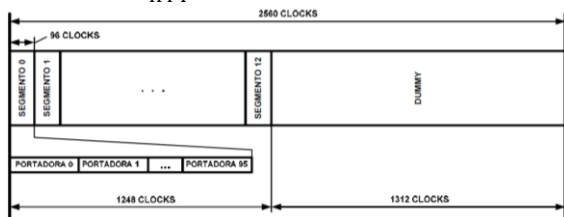


Figura 17 Símbolo OFDM y número de clocks asociados (Modo 1 con $\Delta = 1/4$)

Por consiguiente, podemos deducir que la cantidad total de clocks en un símbolo OFDM, es igual al doble de cantidad de paquetes TSP dentro de un cuadro múltiplex, es decir:

$$N_{\text{CLK}} = 2 \cdot N_{\text{TSP}} = 2 \cdot 2^{n-1}(1 + \Delta)$$

$$N_{\text{CLK}} = 2^n(1 + \Delta)$$

3.7 Codificación Interna

Un diagrama completo de la codificación de canal observamos en la figura 18, iniciando con el detector de paquete IIP y su debida extracción del descriptor TMCC, datos necesarios con los cuales se

configuran las siguientes etapas de codificación y modulación. [1]

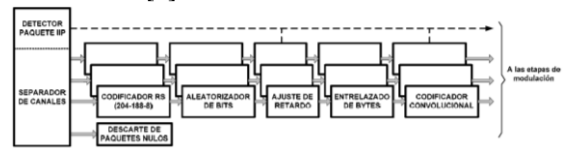


Figura 18 Codificación de canal

De acuerdo a la figura anterior los paquetes TSP son separados en sus respectivas capas jerárquicas, y los 16 bytes pertenecientes a los campos de info-ISDB-Tb y paridad RS opcional, son sustituidos por 16 bytes nuevos de paridad Reed-Solomon (204-188-8), tal como lo muestra la figura 18 definiendo un nuevo bloque de Codificador RS.

Todos los bloques emplean la técnica de corrección de errores hacia delante (FEC), aplicadas al flujo de datos en la entrada. Una vez procesados los datos a través de cada bloque codificador, son enviados hacia las etapas de modulación. Cabe mencionar que el factor de codificación interna antes mencionado (K_i), lo define el bloque de codificación convolucional con su respectivo vector de punzonado.

Codificación Reed Solomon (204-188-8)

El proceso de codificación trabaja con los 188 bytes del paquete TSP, manejándolos matemáticamente como un solo bloque y asignándole una “etiqueta de identificación digital” del contenido del bloque. Esta etiqueta tiene extensión binaria de 16 bytes (128 bits) que son añadidos al final del TSP, conocidos también como “bytes de paridad Reed-Solomon”.

En la recepción se realiza la comparación de bytes recibidos con los bytes de paridad. Con esto verifica la validez de los datos recuperados. Si el receptor detecta errores, entonces se determina que la etiqueta no pertenece al paquete recibido y procede a generar una nueva, pero con ciertos bits alterados, procurando que se asemejen de la mejor manera con la etiqueta recibida, en otras palabras, busca el paquete con mayor probabilidad.

La codificación que ISDB-Tb utiliza, es una versión derivada de la codificación original RS (255-239-8). El proceso del emisor es agregar 51 bytes nulos delante de los 188 bytes recibidos, obteniendo 239 bytes. Luego, al pasar por el codificador original RS, éste añade los 16 bytes de paridad, resultando ahora 255 bytes. Finalmente son eliminados los 51 bytes nulos, y así se forma el paquete TSP de 204 bytes.

Con esta codificación es posible detectar y corregir hasta 8 bytes errados por paquete TSP, bajo

ciertos limitantes, pues si existieran demasiados bytes erróneos en un TSP, le sería complicada la búsqueda de la secuencia de bits adecuada para la etiqueta de paridad recibida. En cuanto sea mayor la diferencia entre bytes de paridad y el paquete TSP, habrá una mayor probabilidad de error al asignar la etiqueta correcta binaria con el paquete corregido. [1,14]

Codificación Convolutiva con Punzonado

Después del entrelazado de bytes, los datos son sometidos a un nuevo proceso de codificación, este es de tipo convolutiva, en el que se incluye un proceso llamado “punzonado”. Este parámetro se constituye en uno de los seteables o configurables elegidos por el sistema y puede tomar los siguientes valores posibles para K_i : $\frac{1}{2}, \frac{2}{3}, \frac{3}{4}, \frac{5}{6}$ y $\frac{7}{8}$.

La figura 19 ilustra el esquema y funcionamiento del codificador convolutiva con parámetros de relación $\frac{1}{2}$, con 64 estados y 7 derivaciones ($K = 7$) que son empleados en ISDB-Tb.

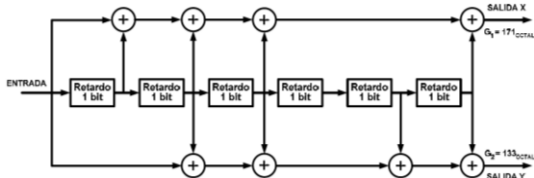


Figura 19 Codificador convolutiva de relación 1/2

Como puede verse su flujo se distribuye en dos salidas llamadas X e Y. Estas salidas son resultados de las combinaciones mediante los sumadores con los números binarios dados en cada derivación en cada salida de la celda del registro de desplazamiento.

Los bits de salida dependen de 7 bits de entrada, esto es, 6 bits guardados en los registros y el bit actual. Eso da el valor de $K = 7$, conocida como “longitud de restricción”. Generalmente, estas derivaciones se conectan a cada sumador indicadas con un 1 las derivaciones conectadas con un cero las no conectadas, y el conjunto es llamado vector o polinomio generador. [1,2]

En la figura 20, los vectores generados son $G_1 = 1111001$ para la salida X y $G_2 = 1011011$ para la salida Y, expresados en base octal tal como se indican respectivamente. El codificador de relación $\frac{1}{2}$ muestra una redundancia de datos del 100%, lo cual mejora la capacidad de corrección de errores aleatorios, pero afecta a la tasa binaria, en este caso, reduciéndola a la mitad.

Para contrarrestar este efecto, las salidas del codificador se conectan a un bloque selectivo, en función de patrones llamados “punzonado”, para los

datos en cada salida y los transforma en un flujo binario en serie.

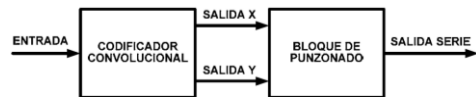


Figura 20 Codificador convolutiva y bloque de punzonado

Este proceso de punzonado se conceptualiza con ayuda de la siguiente figura:

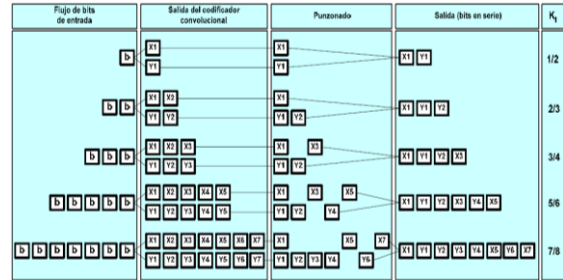


Figura 21 Codificación convolutiva, esquema de punzonado y secuencia de salida

La redundancia, o el grado de redundancia de la secuencia transmitida, es indicada mediante el factor K_i . Con la selección de $K_i = \frac{1}{2}$, se entiende que por cada bit de entrada, existen dos en la salida, en otras palabras, la información a transmitir es duplicada. Pensando en el extremo, con $K_i = \frac{7}{8}$, encontraremos que por cada 7 bits en la entrada, salen 8 bits.

Por lo cual, la protección contra errores, se hace más vulnerable a valores más altos de K_i , pero opuestamente, la tasa de bits se incrementa. A pesar de esto, K_i deberá estar sujeto a las situaciones reales como área de cobertura y potencia de emisión disponible. El proceso en la recepción de la señal, se aplicará el algoritmo de Viterbi, lo cual da lugar al llamado decodificador convolutiva o decodificador Viterbi. [1,2]

3.8 Generación del Cuadro OFDM

Cuando se ejecutan todos los procesamientos requeridos para la codificación de canal y el interleaving en tiempo y frecuencia, el cuadro OFDM debe ser obligatoriamente estructurado mediante la adición de varias señales pilotos, al segmento de datos.

Estas señales son: El piloto continuo, canal auxiliar (AC) y la señal TMCC, para modulación diferencial (DQPSK) y el piloto disperso (Scattered Pilot-SP) para modulación síncrona (QPSK, 16-QAM, 64-QAM). [2]

El piloto continuo debe ser precisamente una señal BPSK, modulada de acuerdo con la posición de la portadora dentro del segmento y con ángulo de fase constante en todo el símbolo. La señal de

control TMCC, necesariamente debe transmitirse por medio de la modulación DBPSK.

El AC transporta información adicional de control de transmisión. Y ésta se modula en DBPSK al igual que el piloto continuo. Dos canales son disponibles AC1 y AC2. AC1 usado indistintamente del esquema de modulación, y el AC2 cuando se el sistema adopte modulación diferencial.

Por otro lado, el SP o piloto disperso en español es una señal BPSK, que se ordena a la secuencia del bit de salida W_i del PRBS (ver figura 22). La siguiente ecuación indica su polinomio generador:

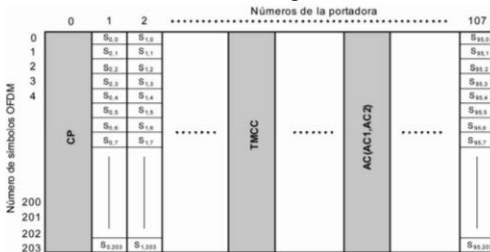
$$G(x) = X^{11} + X^9 + 1$$



Figura 22 Circuito de generación de PRBS

Cada valor inicial de generación PRBS, se define de acuerdo a valores binarios fijos para cada segmento. Cada indicar que los pilotos dispersos, son usados para la conformación del cuadro OFDM que emplean modulaciones síncronas (QPSK, 16,64 QAM)

Bajo esta perspectiva, la configuración de un segmento OFDM para modulación diferencial DQPSK, será de acuerdo a la figura 23.



NOTA: $S_{i,j}$ representa el símbolo de la portadora dentro del segmento de datos (data segment), después del interleaving

Figura 23 Configuración del segmento OFFDM para modulación diferencial

Los pilotos continuos serán: el CP (Continue Pilot), el TMCC y el AC. Para el Modo 1, estarán disponibles las portadoras 0 a 107, en cambio, para los Modos 2 y 3, obligatoriamente se distribuyen las portadoras 0 a 215 y 0 a 431, respectivamente.

En la referencia [2], páginas 37,38, se puede observar tablas para cada modo de operación, con la ubicación exacta dentro de cada uno de los trece segmentos, para cada una de sus pilotos.

Tabla 11 Arreglo de las portadoras CP, TMCC y AC en el modo 1 y modulación diferencial

Número del segmento ^a	11	9	7	5	3	1	0	2	4	6	8	10	12
CP	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
AC1_1	10	53	61	11	20	74	35	76	4	40	8	7	98
AC1_2	28	83	100	101	40	100	79	97	89	89	64	89	101
AC2_1	3	3	29	28	23	30	3	5	13	72	36	25	10
AC2_2	45	15	41	45	63	81	72	18	93	95	48	30	30
AC2_3	59	40	84	81	85	92	85	57	98	100	52	42	55
AC2_4	77	58	93	91	105	103	89	92	102	105	74	104	81
TMCC1	13	25	4	36	10	7	49	31	16	5	78	34	23
TMCC2	50	63	7	48	28	25	61	39	30	10	82	48	37
TMCC3	70	73	17	55	44	47	96	47	37	21	85	54	51
TMCC4	83	80	51	59	47	60	99	65	74	44	98	70	68
TMCC5	87	93	71	86	54	87	104	72	83	61	102	101	105

^a Los números de segmento son organizados en orden ascendente de frecuencia a lo largo del eje de frecuencia

La tabla antes mostrada representa el arreglo o ubicación de las portadoras pilotos en el modo 1 para modulación diferencial, para apreciar la ubicación de las portadoras pilotos en modos 2 y 3 revisar como ya se dijo la referencia [2], páginas 37 y 38.

Existe otro esquema de ubicación de portadoras (pilotos y datos), para modulación síncrona (QPSK, 16-QAM y 64-QAM). Este método, ofrece un entrelazamiento de frecuencia (entramado) distinto al que se indicó para modulación diferencial DQPSK. [2]

4. Modelo ISDB-T_b a Simular

Nos apoyamos en el poderoso software Matlab versión 7.14.0.739 (R2012a) y su simulador conocido como Simulink, que funciona sobre el entorno de programación Matlab. Todas y cada una de las prolongables pruebas del sistema, fueron simuladas bajo esta herramienta computacional.

Simulink es un ambiente de programación mediante bloques. Útil para modelar, simular y analizar sistemas lineales y no lineales. Permite la interpretación de archivos con extensión .m, dados por Matlab y genera archivos con extensión .mdl.

Su versatilidad, permite la simulación de sistemas en Ingeniería Electrónica, en temas relacionados con el procesamiento digital de señales (DSP); comprendiendo temas específicos de ingeniería biomédica, telecomunicaciones, entre otros. También es muy utilizado en Ingeniería de Control y Robótica. El diseño e implementación de nuestro modelo propuesto para ISDB-T_b, se fundamenta en los bloques de las siguientes librerías:

Communications System Toolbox; el cual posee bloques de modulación en banda base, bloques de codificación y corrección de errores, modelos de canales multitrayectoria, AWGN, canal simétrico binario, etc.

Simulink >> Commonly Used Blocks; donde encontramos sumadores, constantes, switches, inputs/outputs, scope, entre otros.

DSP System Toolbox; ofrece displays, el bloque signal to workspace y from workspace y el muy importante bloque IFFT/FFT.

Simulink >> Math Operations; de la cual usamos los bloques para operaciones matriciales y vectoriales, como así también ganancias, el bloque Real-Imag to Complex, entre otros.

El sistema de comunicación propuesto, contempla los siguientes bloques de procesamiento, dados de forma general, para una comprensión inicial del mismo:

- Etapa de Codificación/Modulación/Transmisión OFDM
- Canal de desvanecimiento a corta escala
- Etapa de Decodificación/Demodulación/Receptor OFDM
- Medición del BER

De la forma como se indica en la figura 24. Cada uno de ellos, se tratarán independientemente en el avance de este capítulo.

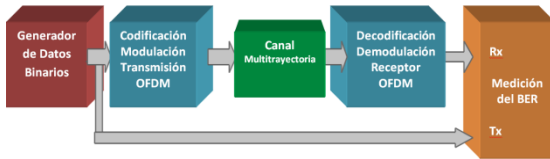


Figura 24 Diagrama de Bloques General del Sistema de Comunicación a simular

Uno de los propósitos de esta tesis, como se ya se ha indicado, es proporcionar al usuario la selección de parámetros previos a la simulación.

Tabla 12 Parámetros y valores configurables del estándar ISDB-Tb

Parámetro	Puntos N_{FFT}		
	Modo 1: 2048	Modo 2: 4096	Modo 3: 8192
Factor Convolutivo K_i	$\frac{1}{2}, \frac{2}{3}, \frac{3}{4}, \frac{5}{6}, \frac{7}{8}$		
Esquema de Modulación b_p	DQPSK; QPSK; 16-QAM; 64-QAM		
Intervalo de guarda Δ	$\frac{1}{2}, \frac{1}{4}, \frac{1}{8}, \frac{1}{16}, \frac{1}{32}$		
Distancia	0.01 ~ 1 Km		
Frecuencia	55~890 MHz		

Nota: El rango de distancias y frecuencias, son considerados para mantener una pérdida máxima de 91 dB

Es importante acotar, que una vez seleccionado el modo de operación, internamente (dentro de la máscara de ajuste de parámetros) se genera el tiempo útil de símbolo, y se define el número de portadoras de datos por segmento (L_D). Con esto, queda completamente definido el modo del sistema.

En cualquier elección de los parámetros mencionados, siempre se mantendrá el valor de la f_{IFFT} , y el ancho de banda de la señal OFDM

transmitida se mantiene con valores cercanos a 5,57 MHz. A continuación estudiaremos el diagrama de bloques de transmisión.

Bloques de Transmisión

El esquema general definido en la figura 25, lo trataremos en detalle describiendo inicialmente los bloques del modelo del transmisor que se muestra a continuación:

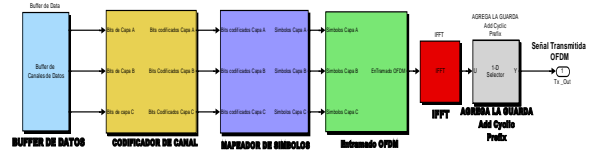


Figura 25 Diagrama de bloques en Simulink del modelo de transmisor ISDB-Tb

Primero nos concentraremos en el bloque de Buffer de datos, el cual lee la información binaria de las capas jerárquicas, para luego proceder a la codificación de canal; mapeo I/Q de símbolos en la correspondiente constelación I/Q, entramado de símbolos, aplicación del algoritmo de la IFFT (modulación OFDM como tal) e inserción del prefijo cíclico.

Bloques de Recepción

El conjunto de bloques se muestran en la figura 26. Cada uno de ellos cumplen las siguientes funciones: control de ganancia de potencia recibida, extracción del prefijo cíclico, ejecución del algoritmo de la FFT, el desentramado y demodulación de los símbolos, con su respectiva decodificación de canal y finalmente obteniendo el flujo jerárquico.



Figura 26 Diagrama de bloques en Simulink del modelo receptor ISDB-Tb

Previo a esto se explicara cómo se genera la información binaria de los 13 segmentos de datos y el flujo de datos binario de las capas jerárquicas, lo cual se detallara en el siguiente apartado.

4.1 Generación de los 13 Segmentos de Datos y de las Capas Jerárquicas

A continuación se mostrara el modelo de Simulink para dicho propósito.

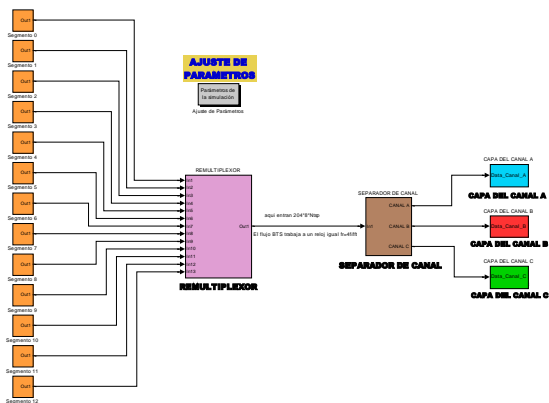


Figura 27 Modelo en Simulink para la generación de las capas jerárquicas

Generación de 1 Segmento de Datos

Para la generación de cada segmento de datos, se utilizará un bloque generador binario Bernoulli, el cual se encuentra contenido dentro del bloque del Segmento_0, como lo indica la figura 28.

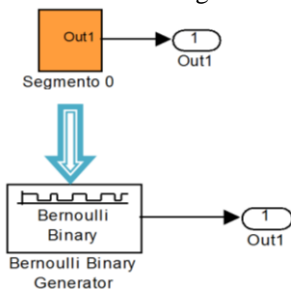


Figura 28 Bloque Binario Bernoulli generador de 1 segmento de datos

Este bloque genera la cantidad de bits contenida en 1 segmento, expresada en N paquetes TS (iguales a 188x8 bits cada uno)

Tiempo de Bit: Es el tiempo que se demora en generar un uno o un cero, aleatoriamente y su expresión es detallada a continuación:

Despejando tenemos:

$$8N = L_D \times b_p \times K_i$$

Luego, reemplazando dividiendo por 13, para obtener la tasa de transmisión para 1 segmento de datos, tenemos:

$$R_b(1 \text{ segmento}) = \frac{188 \times 8 \times N}{204 \times T_s}$$

Por último, invirtiendo dicha ecuación obtenemos el tiempo de bit en 1 segmento:

$$T_b(1 \text{ segmento}) = \frac{204 \times T_s}{188 \times 8 \times N}$$

Interpretando esta ecuación, podemos decir, que el tiempo de bit en un segmento sería igual al tiempo

considerado de un cuadro OFDM, dividido para la cantidad de bits transmitidos por un segmento, expresados en N paquetes TSP, que se generan en dicho tiempo de cuadro.

Bits totales por Segmento: Es la cantidad de bits que se agrupan en un segmento, de acuerdo a lo que el estándar define. En este caso conviene asignar el grupo total, es decir N grupos de 188 bytes o 188x8 bits.

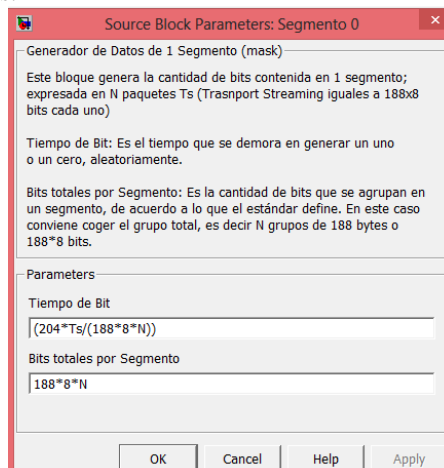


Figura 29 Cuadro de diálogo para la asignación de parámetros para 1 Segmento

Los parámetros “Tiempo de bit” y “Bits totales por segmento”, se los asigna a los parámetros de “sample time” y “samples por frame”, respectivamente, pertenecientes al bloque Bernoulli. Este proceso se realiza paralelamente a los 13 bloques de color naranja (ver figura 27), los cuales análogamente representan al número de segmentos que el estándar adopta.

Remultiplexor

Este bloque es representado con el color morado en la figura 27, y tiene como función principal, generar el flujo de datos único BTS. Simula al bloque remultiplexor y codificador Reed-Solomon Opcional (204-196-4).

El modelo propuesto considera la inserción de los bits codificados opcionales, rellenándolos con ceros, por medio del bloque “Pad”.

El remultiplexor consta en su modelo interno, con bloques de “reshape”; “multiport selector”; subsistemas de relleno para emular la cantidad de bits producidas por el campo Info ISDB-Tb (8 bytes) y R-S-opcional (8 bytes), rellenándolos con ceros; para luego concatenar y preparar un segmento.

Este proceso es repetitivo para los 13 segmentos, siendo concatenados uno a uno, mediante el bloque “matrix concatenate”. Finalmente, se añade un bloque Pad, cuya función primordial es mantener la

tasa binaria fija a la salida de nuestro remultiplexor mediante el relleno de TSP nulos (cada TSP es de 204 bytes).

Podemos concluir que el flujo binario a la salida del remultiplexor, tendrá una tasa de bits constante, para cualquier asignación de parámetros de la simulación.

4.2 Separador de Canal.

El objetivo de este bloque, es construir la transmisión de las capas jerárquicas. A continuación, detallamos su estructura interna, describiéndola en los siguientes puntos:

Descarte de los paquetes TSP nulos; este proceso elimina los paquetes agregados en el remultiplexor para cumplir la condición de flujo binario único. Para ello, nos apoyamos en un Pad con el tamaño indicado (204x8x13xN).

Un bloque Multiport Selector; el cual separa el flujo en trece flujos correspondientes a los 13 segmentos. Cada uno de tamaño de 204x8xN.

Por consiguiente, se descartan los bytes nulos contenidos en cada paquete TSP (8 bytes Info ISDB-Tb y 8 bytes R-S-opcional), para cada uno de los 13 segmentos. Esto da como resultado, a la salida de cada subsistema, paquetes de 188x8xN bits.

Agrupación de capas; por último, procesos de concatenación agrupan los segmentos en las capas respectivas del estándar. El servicio de one-seg es independiente (capa A), mientras que los demás se agrupan en 7 segmentos para la capa B y 5 segmentos para la capa C.

El estándar establece un orden de descarte para los campos ISDB-Tb Info y paridad Reed Solomon opcional, el cual se lo realiza después del separador de canal, es decir en el codificador Reed Solomon 204-188-8. El modelo propuesto en esta tesis, descarta dichos bytes en el separador de canal, por motivos de optimización y simplicidad del proceso, lo cual no afecta la función del codificador Reed Solomon.

4.3 Codificador de canal

Una vez generados los bits de las capas jerárquicas, estos son leídos del workspace y entregados por el Buffer, para luego continuar con el proceso de codificación de canal. Esto lo realiza en 2 etapas: Codificador Reed Solomon 204-188-8 y luego Codificador Convolutivo con Punzonado, en el orden descrito.

Codificador Reed Solomon 204-188-8

Para lograr ésta codificación, se divide el flujo de cada capa en flujos paralelos correspondientes a un segmento, de tamaño 188x8xN. Ésta idea se aplica tanto para la capa B y C, pues la capa A corresponde a solo un segmento. Una vez hecho esto, el flujo de un segmento es nuevamente dividido en flujos paralelos de 188 bytes y a cada uno de ellos se le aplica el proceso mostrado en la siguiente figura:

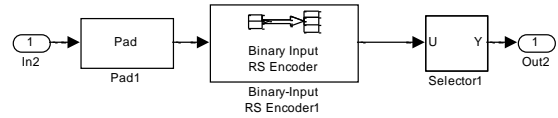


Figura 30 Bloques RS-204-188-8 para una trama de 188 bytes

El bloque Pad1, agrega 51 bytes nulos con la finalidad de completar 239 bytes, y de esta manera, preparar el flujo para la inserción de los 16 bytes de corrección (al final de la trama) que añade el bloque Binary-Input RS Encoder1, el cual es un codificador RS(255-239-8). Con esto, el codificador opera adecuadamente, ofreciendo a su salida 255 bytes. Posteriormente, aprovechamos la funcionalidad del bloque Selector1, el mismo que elimina los 51 bytes nulos insertados inicialmente para lograr el tamaño final de la trama, dando como resultado 204 bytes. Este proceso se realiza para los N paquetes de 188 bytes en un segmento, dando como resultado a la salida del mismo 204x8xN bits.

Previo a la codificación convolutiva, se añade un bloque Buffer, el cual divide el flujo de 204x8xN bits, en 204 flujos de tamaño 8N, o lo que es lo mismo $L_D \times b_p \times K_i$, como así lo expresa la ecuación (4.1); tamaño de entrada para el siguiente proceso.

Codificador Convolutivo con Punzonado

Para lograr esta codificación, consideramos el bloque Pad7 (figura 31), el cual ajusta el tamaño de trama de entrada, respecto al coeficiente K_i seleccionado. Simulink ofrece el bloque Convolutional Encoder, mediante el cual, logramos el punzonado elegido. La figura 31, muestra un ejemplo para el punzonado $K_i = 2/3$.

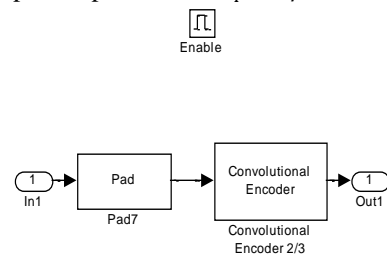


Figura 31 Subsistema para codificación convolutiva $K_i = 2/3$

En tal sentido, la figura 32 muestra la configuración del bloque convolutivo con

punzonado 2/3, donde se observa el vector de punzonado [1, 1, 0, 1] correspondiente a su K_i y de acuerdo al esquema y secuencia mostrado en la figura 31.

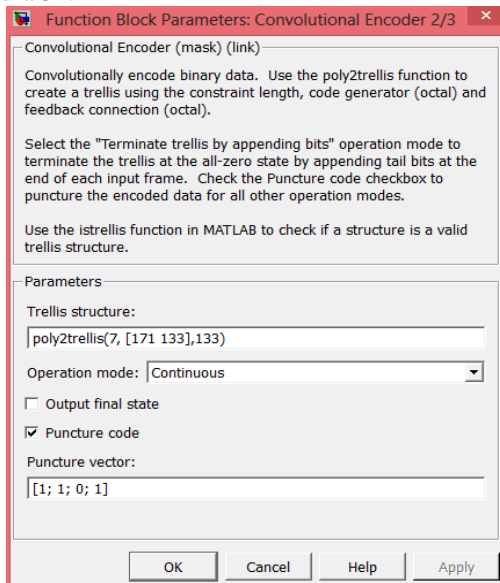


Figura 32 Ventana de configuración para codificador convolucional con punzonado ($K_i = 2/3$)

Es importante resaltar que, el codificador realiza el punzonado dependiendo del factor K_i seleccionado, y el tamaño de salida que otorga, es de $L_D \times b_p$ bits, correspondientes a un segmento de datos.

4.4 Mapeador de Símbolos

La función del mapeador es de generar símbolos I/Q, considerando en su entrada cierta cantidad de bits. De acuerdo a lo anterior, cada segmento genera un tamaño de $L_D \times b_p$ bits, por lo que, al ingresar estos al proceso de mapeo de símbolos, se generarán L_D símbolos I/Q por segmento. Este proceso se aplica para cada capa jerárquica resultando así:

L_D símbolos para la capa A, ya que corresponde al one-seg,

$L_D \times 7$ símbolos dados a la capa B, ya que incluye 7 segmentos; y

$L_D \times 5$ símbolos asignados a la capa C, la misma que contiene 5 segmentos.

Resultando en un total de $L_D \times 13$ símbolos correspondientes al total de los 13 segmentos. Este subsistema contiene además, bloques para la selección del esquema de modulación elegido, ofrecidos por Simulink. Es importante mencionar, que las constelaciones 16-QAM y 64-QAM, son de tipo rectangular más no circular, ya que así lo define el estándar.

4.5 Entramado de Símbolos

Este bloque es fundamental para la organización del espectro radioeléctrico, ya que define la ubicación de símbolos I/Q de dato; posiciona las portadoras pilotos para cada segmento; y deja los símbolos preparados para el siguiente bloque, IFFT.

El arreglo de las portadoras pilotos se lo realizó para cada segmento, dependiendo del modo seleccionado y de acuerdo a las tablas 11, 12 y 13. Esto define la posición de ellas para el modo diferencial, de acuerdo a la figura 33.

El esquema diferencial se implementó para los 3 modos, y las señales pilotos fueron generadas aleatoriamente, mediante el bloque Bernoulli, para facilitar el procesamiento computacional.

El piloto continuo (CP) en todos los casos, se moduló en BPSK y los pilotos restantes (AC y TMCC), en DBPSK.

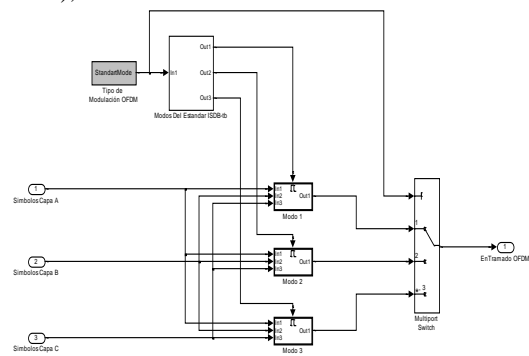


Figura 33 Subsistema de entramado de símbolos previo a la IFFT

La figura anterior muestra el subsistema de entramado, donde se realiza el entramado propuesto, dependiendo del modo seleccionado.

4.6 Modulador OFDM (IFFT)

Como se enunció anteriormente, la IFFT es el corazón de OFDM, puesto que éste proporciona ventajas de procesamiento, dado que reemplaza la forma tradicional de modulación OFDM, la cual usaba el banco de osciladores.

El esquema se apoya en el bloque llamado IFFT, proporcionado por Simulink. La siguiente figura muestra el mismo:

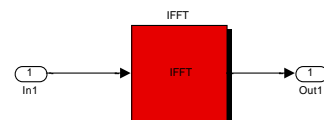


Figura 34 Subsistema de algoritmo de la IFFT

El algoritmo lo realiza de acuerdo al tamaño de entrada, el mismo que deber ser potencia de dos, que comprenden los siguientes valores:

2048 puntos de muestra para el modo 1,
 4096 puntos de muestra para el modo 2, y
 8192 puntos de muestra para el modo 3.

Luego de su procesamiento, a la salida de este bloque se obtienen la cantidad equivalente de muestras en el dominio del tiempo.

4.7 Prefijo cíclico

Se lo utilizará con el objetivo de minimizar ISI. Simulink dispone de un bloque llamado "Selector", el cual realizará la función de inserción del prefijo. Sus características son las siguientes:

Copia los últimos G puntos de muestra de la IFFT, y los posiciona al inicio de la misma, de acuerdo al formato del siguiente vector: $[(N_{fft}-G+1):N_{fft} \ 1:N_{fft}]$, el mismo que se coloca en el cuadro de diálogo del bloque Selector.

Brinda como resultado un tamaño de muestras de salida igual a $N_{FFT} + G$.

4.8 Demodulador OFDM (FFT)

Simulink ofrece un bloque IFFT para modulación OFDM. Se plantea entonces, el bloque FFT como proceso inverso de la IFFT, es decir, cumple la función de un demodulador OFDM.

Su algoritmo trabaja con la respectiva señal en banda base, en el dominio del tiempo, y luego de su procesamiento obtenemos las constelaciones I/Q en el dominio de la frecuencia que fue generada en el transmisor. La cantidad de muestras mantiene su equivalencia tanto en la entrada como en la salida del mismo de N_{FFT} puntos de muestras en frecuencia o símbolos provenientes de una constelación I/Q.

4.9 Desentramado y Demapeador de Símbolos

Desde la perspectiva del bloque de entramado, el desentramado, ejecuta el procedimiento opuesto. Recibe los símbolos correspondientes a los trece segmentos dados en una sola trama, con símbolos de datos y símbolos pilotos. Cuando se eliminan los símbolos pilotos, se conforman los símbolos de datos en una sola trama, para finalmente distribuirlos por medio de un Multiport Selector, y con esto apreciar nuevamente las tres capas jerárquicas.

Por otra parte, el demapeador convierte los símbolos recibidos a secuencias de bits, considerando su ubicación en la constelación I/Q recibida. Lo estima por medio de su ubicación más cercana. Cabe recalcar que cada símbolo corresponde a una secuencia única de bits. Es importante acotar, que tanto en el

modulador/demodulador se utilizó código gray o distancia unitaria para limitar el error de símbolos vecinos a un bit y así disminuir la probabilidad de error por bit.

Los bloques de Simulink que permiten el demapeo son principalmente: Demoduladores DQPSK, QPSK, 16-QAM y 64-QAM.

4.10 Decodificador de Canal

Cada capa jerárquica se someterá a los siguientes bloques de decodificación: Viterbi y RS-204-188-8.

Para procesar la decodificación Viterbi, se plantea el bloque Viterbi Decoder. Gracias al aporte de Simulink, es posible obtener los bits decodificados mediante al algoritmo de Viterbi, como se dijo anteriormente, realiza un trabajo computacional rápido que ofrece una secuencia de máxima verosimilitud.

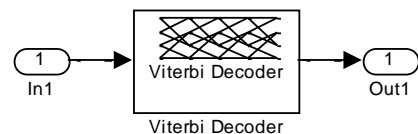


Figura 35 Bloque de decodificación Viterbi

Este procedimiento dependerá de acuerdo al factor de codificación interna K_i , por medio del vector de punzonado, utilizando el arreglo dado en el codificador. El esquema de Trellis usado en el algoritmo de Viterbi, es el mismo que fue generado en el codificador. Además, en su ventana de configuración se consideró una profundidad de retraso de 34, es decir, tomará un retraso de 34 bits antes de comenzar con su decodificación.

Es necesario añadir un retardo adicional a los 34 bits de retraso incluidos por Viterbi, para lograr sincronizar los bits a decodificar a través de RS.

Por consiguiente, esta trama de bits entra a un nuevo subsistema con su núcleo basado en el decodificador RS-255-239-8. De igual manera, Simulink nos ofrece un bloque llamado Binary-Output RS Decoder, como se muestra a continuación:

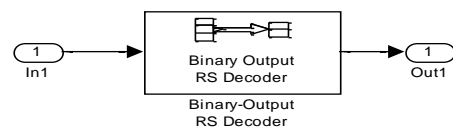


Figura 36 Bloque de decodificación RS

A su entrada recibe un flujo de 255 bytes, estructurados meticulosamente por bloques previos de relleno y de concatenación, siendo éstos:

188 bytes de datos,
 51 bytes correspondientes a bytes nulos, y

16 bytes provenientes de la codificación que agregó el codificador RS.

Como resultado, entrega paquetes de 239 bytes, de los cuales se descartan 51 bytes (bytes nulos agregados anteriormente) mediante un Multiport Selector, con la finalidad de obtener el flujo deseado de paquetes de 188 bytes corregidos en la medida que éste lo permita.

4.11 Extracción de Capas Jerárquicas

Por último, se logra extraer la información de datos por capas jerárquica, mas no por segmentos. La decodificación Viterbi y el bloque Buffer, añaden un retardo de bits por cada capa, los cuales, desafortunadamente producen una pérdida de 2 TS (2x188x8 bits), en los bits más significativos (MSB) en cada una de ellas.

Para obtener un BER correspondiente al total de datos enviados, se suman los errores producidos en cada capa y se dividen para la suma de los bits recibidos en las tres capas. Así, se obtiene un BER único correspondiente a la simulación tomando en cuenta todos los bits recibidos.

5. Resultados

Los resultados fueron obtenidos por medio de los modelos realizados en Simulink-Matlab el cual nos arroja un valor de BER, para el correspondiente valor de SNR con que es simulado el canal multitrayectoria, además el modelo propuesto nos brinda el espectro de tanto del Tx como del Rx en cada simulación, una captura para cada modo de operación simulado será mostrado y analizado en la presente sección.

Una vez realizadas cada simulación con el modelo propuesto y obtenido el valor de BER para el correspondiente valor de SNR, se va guardando el valor de dicho BER y se procede así para cada paso de SNR, finalmente cuando se obtienen alrededor de veintes puntos de BER vs SNR se procede a usar los archivos .m creados específicamente para realizar el ploteo o grafica de resultado, mismo que se detallaran a continuación:

5.1 Resultados de las Simulaciones y obtención de las curvas de BER vs SNR usando el Modo 1

A continuación se mostrarán los resultados obtenidos para el modelo propuesto:

5.1.1 Comparación del BER respecto al tipo de Modulación.

Los tipos de modulaciones que se comparan son: DQPSK, QPSK, 16-QAM Y 64-QAM. . En base a ellas, se realizaron las simulaciones manteniendo los parámetros restantes fijos, dichos parámetros de simulación para los presentes resultados se detalla a continuación en la siguiente tabla.

Tabla 13 Parámetros en Modo 1 para variaciones de modulación: DQPSK, QPSK, 16-QAM y 64-QAM.

Esquema de Modulación	Codificación Interna	N_{FFT}	Intervalo de Guarda	Canal Multi-trayectoria
DQPSK	1/2	2048	1/4	Rician AWGN – FSL
QPSK				
16-QAM				
64-QAM				

Nota: Los vectores de ganancia y de retardo para el canal Rician son definidos en la sección 4.3 de la Tesis de grado.

Se obtuvieron curvas para cada tipo de modulación seleccionado, y los resultados se muestra de manera conjunta en la siguiente figura.

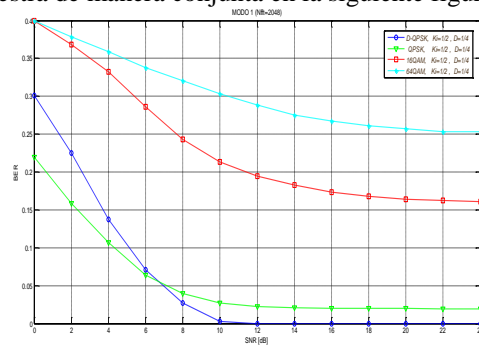


Figura 37. Resumen Variación de Modulación Modo1, b_p variable, $K_i = 1/2$, $D = 1/4$

- La curva azul, representa la variación del BER en función del SNR, para una modulación DQPSK.
- La curva verde, indica la variación del BER en función del SNR, para una modulación QPSK.
- La curva roja, concierne la variación del BER en función del SNR, para una modulación 16-QAM.
- La curva cian, corresponde a la variación del BER en función del SNR, para una modulación 64-QAM.

Notamos que, existe un punto de intersección entre DQPSK y QPSK (BER=6%; SNR≈7dB). Para valores de SNR menores a 7 dB, la modulación QPSK resulta ser mejor que DQPSK. Sin embargo, a medida que el SNR aumenta, DQPSK ofrece una transmisión sin error (BER=0) a partir de SNR ≥ 12dB, a diferencia de QPSK, que alcanza un límite de 1.95% de BER. De acuerdo a la tendencia de la gráfica, podemos inferir que, para modulaciones QPSK, 16-QAM y 64-QAM, el BER nunca

alcanzará un valor de cero sin importar su correspondiente SNR. Con esto, podemos decir, que la modulación DQPSK, es la más efectiva en cuanto a mitigación del efecto multipaseo, en comparación a las demás. Inferimos, que éste alcanza valores de BER pequeños, e inclusive BER=0, para ambientes problemáticos. A pesar de que DQPSK ofrece confiabilidad en la recepción, en contraposición nos brinda una tasa binaria lenta e igual a la cuarta parte de la tasa de transmisión de 64-QAM.

5.1.2 Comparación del BER en función de la Codificación de Canal.

Los resultados que se analizarán fueron tomados bajo las especificaciones de la siguiente tabla.

Tabla 14 Parámetros en Modo 1 para variaciones de codificación de canal

Codificación de Canal	Esque-ma de Modulación	N_{FFT}	Interva-lo de Guarda	Canal Multi-trayectoria
1/2	16-QAM	2048	1/4	Respuesta Impulso de Canal ITU-R M.1225 con FSL
2/3				
3/4				
5/6				
7/8				

Se obtuvo cada curva de manera independiente empleando cada codificación de canal dado por el estándar, y los resultados se muestra de manera conjunta en la siguiente figura.

- La curva azul, indica la variación del BER en función del SNR, para variación de $K_i = 1/2$,
- La curva verde, representa la variación del BER en función del SNR, para $K_i = 2/3$,
- La curva roja, denota la variación del BER en función del SNR, para $K_i = 3/4$,
- La curva cyan, corresponde la variación del BER en función del SNR, para $K_i = 5/6$,
- La curva violeta, muestra la variación del BER en función del SNR, para $K_i = 7/8$.

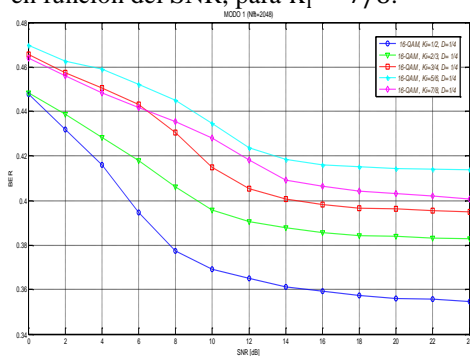


Figura 38. Resumen variación de codificación de canal Modo1, 16-QAM, K_i variable, $D=1/4$.

Como observamos de la figura anteriormente mostrada, la curva obtenida para la codificación de

canal de $K_i = 7/8$, otorga valores de BER menores en comparación con la de $K_i = 5/6$. Se logró determinar la razón de esto, debido a que la cantidad de bits generados en cada segmento, es variable y dependiente del tipo de codificación de canal. Por lo cual la cantidad de bits tomados en cuenta para el cálculo del BER debería ser igual e independiente de la codificación de canal usada, en todos estos casos. Para este tipo de canal y bajo estas consideraciones, observamos que el coeficiente convolucional de $K_i = 1/2$ resultó ser el más apropiado en cuanto a modulación 16-QAM, puesto que, ofrece menor susceptibilidad a los errores de bit.

Es importante recalcar que, la codificación RS (204-188-8) permanece igual para todos los casos, empero, el codificador convolucional varía de acuerdo al punzonado realizado, permitiendo la corrección de bits gracias a las operaciones y algoritmos que estos ejecutan.

5.1.3 Comparación del BER en función del Intervalo de Guarda

Las simulaciones para las variaciones de prefijo cíclico, se muestran en la figura 39 bajo las especificaciones de la tabla 15.

Tabla 15 Parámetros en Modo 1 para variaciones de intervalo de guarda

Prefijo Cíclico	Esque-ma de Modulación	N_{FFT}	Codifi-cación de Canal	Canal Multi-trayectoria
1/4	16-QAM	2048	1/2	Rician AWGN – FSL
1/8				
1/16				
1/32				

Se obtuvieron curvas para cada intervalo de guarda, y los se muestra de manera conjunta en la siguiente grafica.

- La curva azul, indica la variación del BER en función del SNR, para variación de $\Delta = 1/4$,
- La curva verde, representa la variación del BER en función del SNR, para $\Delta = 1/8$,
- La curva roja, denota la variación del BER en función del SNR, para $\Delta = 1/16$,
- La curva cyan, corresponde la variación del BER en función del SNR, para $\Delta = 1/32$.

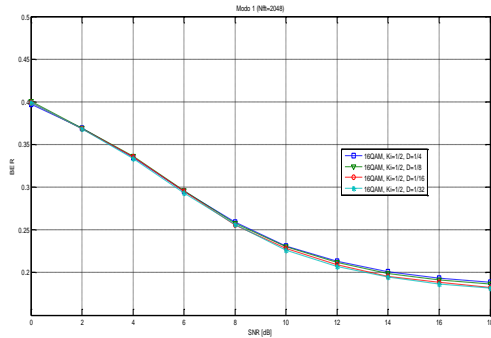


Figura 39. Resumen variación de guarda Modo 1, 16-QAM, $K_i = 1/2$, guarda variable

De los resultados obtenidos, podemos deducir que no existe una mejoría notable entre uno u otro valor de intervalo de guarda seleccionado. Planteando el concepto de que, si el intervalo de guarda afecta al tiempo de símbolo, por ende, resultarán tasas binarias distintas para cada valor de guarda, bajo el concepto anterior, entonces conviene hacer un análisis en función de obtener la mayor tasa de transmisión posible, obviamente, sin que ésta afecte de manera significativa al BER, es decir, los intervalos de guarda más apropiados de acuerdo a este dilema son el de 1/16 así como el de 1/8.

Mientras menor sea el intervalo de guarda, se obtendrá una mayor tasa. Cabe recalcar que, no se noto una diferencia significativa en cuanto al BER en función del SNR, para las variaciones de prefijo cíclico, por lo que su elección quedará a libre elección y criterio del radiodifusor.

5.1.4 Ancho de Banda y Espectro

Se usó el bloque Spectrum Scope, en el modelo propuesto para adquirir la siguiente figura.

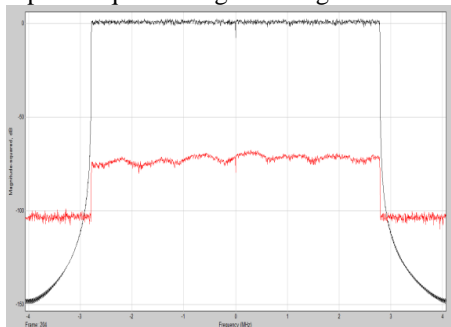


Figura 40. Captura del espectro de emisión y recepción de ISDB-T_b en banda base para Modo 1

Los parámetros usados para la reproducción del espectro para el Modo 1 o 2k del estándar, fueron:

- Esquema de modulación DQPSK,
- Codificación interna $K_i = 1/2$,
- Intervalo de guarda $\Delta = 1/4$, y
- Canal Multitrayectoria Rician – AWG (SNR=22dB) con FSL.

Para cada símbolo, Simulink realiza una gráfica del espectro, de ahí que el número total de frames como lo llama Simulink es de 204, número correspondiente a la cantidad de símbolos OFDM transmitidos, que a su vez equivale a un cuadro OFDM. El espectro de color negro, corresponde a la sección tomada a la salida del transmisor. Mientras que el de color rojo denota al espectro conseguido en la recepción incluyendo las afectaciones de canal. Como se ve en ambos casos, se mantiene su ancho de banda característico estimado en dos maneras:

*De manera grafica, utilizando la herramienta Zoom X-Axis que ofrece la ventana del gráfico dado por el bloque Spectrum Scope, se obtiene un valor aproximado por observación, para el ancho de banda de 5.576 MHz.

*Analíticamente, mediante la función Metricas_Modo1.m, utilizando la ecuación (4.9), se obtiene 5.575397 MHz.

5.1.5 Tiempo de Símbolo OFDM

Se lo calculó utilizando el archivo Metricas_Modo1.m, el cual contiene en su programación la ecuación para dicho propósito. Éste depende del intervalo de guarda asignado, y sus distintos valores para el Modo 1, correspondieron a los resultados mostrados en la tabla 8.

Este parámetro se lo aprecia además, a la salida del transmisor OFDM, del modelo propuesto, mediante un bloque probe, que muestra el tiempo en que se transmiten las $N_{FFT} + G$ muestras correspondientes a un símbolo OFDM.

5.1.6 Tasa Binaria de Transmisión

El cálculo de ésta se lo realiza con los argumentos recibidos por la función del archivo Metricas_Modo1.m.

Los datos binarios de los trece segmentos generados en el modelo, son procesados y transmitidos en el tiempo de cuadro OFDM, lo cual corresponde al concepto de tasa binaria, cumpliendo así, intrínsecamente con este requerimiento.

5.2 Resultados de las Simulaciones y obtención de las curvas de BER vs SNR usando el Modo 2

Como ya se realizó para el Modo 1, se aplicará la misma metodología, y los resultados obtenidos se llevarán a comparación con el plan de pruebas de medición. Se analizarán las gráficas correspondientes a las variaciones antes mencionadas, su gráfico de espectro y velocidades de transmisión que predominan este modo.

5.2.1 Comparación del BER respecto al tipo de Modulación

Se mantienen los esquemas de modulación planteados para el Modo 1. Lo que varía es obviamente, el número de subportadoras para el algoritmo de la IFFT. El canal de prueba adoptado será el que se utilizó para el Modo 1. La presencia del AGC a la salida del transmisor, tiene la finalidad de mejorar el BER. Un resumen de sus parámetros de simulación se muestra en la tabla 16.

Tabla 16 Parámetros en Modo 2 para variaciones de modulación: DQPSK, QPSK, 16-QAM y 64-QAM

Esquema de Modulación	Codificación Interna	N_{FFT}	Intervalo de Guarda	Canal Multitrayectoria
DQPSK	1/2	4096	1/4	Rician AWGN - FSL
QPSK				
16-QAM				
64-QAM				

Nota: Los vectores de ganancia y de retardo para el canal Rician son definidos en la sección 4.3 de la Tesis de grado.

Dado que cada esquema de modulación no forma una cantidad fija de bits como ya fue explicado, consideramos un número total de 460224 bits para la generación de la gráfica BER vs SNR en todos estos los casos.

Las gráficas de BER vs SNR, variando la modulación, fueron realizadas de manera independiente, y su resultado se muestra en conjunto en la siguiente figura:

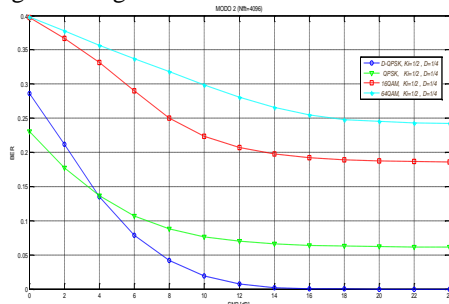


Figura 41 Resumen variación de modulación Modo 2, b_p variable, $K_i = 1/2$, $D = 1/4$

En la figura 41 podemos apreciar los resultados concernientes, representados por el color de cada curva. A continuación se detallará de manera explícita:

- La función en azul, corresponde a la variación del BER en función del SNR, para una modulación DQPSK,
- La curva verde, representa la variación del BER en función del SNR, para una modulación QPSK,
- La función en rojo, muestra la variación del BER en función del SNR, para una modulación 16-QAM,

- La curva cian, indica la variación del BER en función del SNR, para una modulación 64-QAM.

En este caso, podemos ver que el punto de intersección entre modulaciones DQPSK y QPSK, se encuentra aproximadamente en los 4 dB para SNR, con una tasa de error de bit cercana a 13%, en comparación con el Modo 1. Tomando este punto de referencia, para valores de SNR menores a 4 dB, la modulación QPSK da mejores resultados que DQPSK, respecto al BER.

Pero, a medida que el SNR aumenta. DQPSK brinda una transmisión con $BER = 4.454 \times 10^{-4}$ a partir de $SNR \geq 16dB$, a diferencia de QPSK, que alcanza un límite de 6,16% de BER.

Aseguramos que para $SNR \geq 22dB$, DQPSK da un $BER = 0$. De la tendencia de las curvas obtenidas, podemos deducir que, para modulaciones QPSK, 16-QAM y 64-QAM, el BER nunca llegará a cero sin importar su correspondiente valor de SNR, esto significa que, para transmisiones en medios problemáticos la modulación DQPSK es la mejor en términos de BER. A pesar de que DQPSK ofrece confiabilidad en la recepción, en contraposición nos brinda una tasa binaria lenta e igual a la cuarta parte de la tasa de transmisión de 64-QAM.

5.2.2 Comparación del BER en función de la Codificación de Canal

Los resultados se analizaron bajo los detalles de la tabla 17. Al igual que en el Modo 1, no se incluyó el bloque AGC previo a su paso por el canal, con el fin de reducir los tiempos de simulación y obtener una mejor apreciación de los resultados.

Tabla 17 Parámetros en Modo 2 para variaciones de codificación de canal

Codificación de Canal	Esquema de Modulación	N_{FFT}	Intervalo de Guarda	Canal Multitrayectoria
1/2	16-QAM	4096	1/4	Respuesta Impulso de Canal ITU-R M.1225 con FSL
2/3				
3/4				
5/6				
7/8				

variaciones de codificación de canal

Como ya se ha tratado al igual que en el Modo 1, en esta sección la cantidad de bits generados variará dependiendo de su factor de codificación aplicado. Por lo tanto, para nuestro análisis de codificación de canal, consideramos un total de 929472 bits comparados y utilizados para el cálculo del BER en todos los casos.

Las curvas de la figura 5.8 tienen la siguiente correspondencia:

- La curva azul, indica la variación del BER en función del SNR, para variación de $K_i = 1/2$,
- La función verde, representa la variación del BER en función del SNR, para $K_i = 2/3$,
- La curva roja, denota la variación del BER en función del SNR, para $K_i = 3/4$,
- La curva cyan, corresponde la variación del BER en función del SNR, para $K_i = 5/6$,
- La curva violeta, muestra la variación del BER en función del SNR, para $K_i = 7/8$.

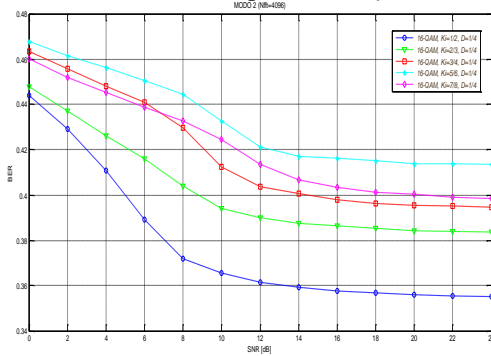


Figura 42. Resumen variación de codificación de canal Modo 2, 16-QAM, K_i variable, $D = 1/4$

Del análisis respectivo de la figura 42, se observa que la curva obtenida para codificación de canal de $K_i = 7/8$, presenta valores de BER menores en comparación con la curva cyan. Esto se debe, a que la cantidad de bits generados en cada segmento, es variable y dependiente del tipo de codificación de canal. La cantidad de bits debe ser independiente e igual para cualquier codificación de canal. Bajo estas consideraciones, exponemos que el coeficiente convolucional de $K_i = 1/2$ resultó ser el más adecuado en cuanto a modulación 16-QAM, puesto que, ofrece menor probabilidad a errores de bit. Cabe recalcar que, la codificación RS (204-188-8) permanece igual para todos los casos.

5.2.3 Comparación del BER en función del Intervalo de Guarda

Los resultados de la simulación para las variaciones de prefijo cíclico, se muestran en la figura 43 bajo las descripciones de la tabla 18.

Tabla 18 Parámetros en Modo 2 para variaciones de intervalo de guarda

Prefijo Cíclico	Esquema de Modulación	N_{FFT}	Codificación de Canal	Canal Multi-trayectoria
1/4	16-QAM	4096	1/2	Rician
1/8				AWGN –
1/16				FSL
1/32				

Nota: Los vectores de ganancia y de retardo para el canal Rician son definidos en la sección 4.3 de la Tesis de grado.

Los detalles para cada curva mostradas en la figura 5.9, son:

- La función azul, indica la variación del BER en función del SNR, para variación de $\Delta = 1/4$,
- La curva verde, representa la variación del BER en función del SNR, para $\Delta = 1/8$,
- La curva roja, denota la variación del BER en función del SNR, para $\Delta = 1/16$,
- La curva cyan, corresponde a la variación del BER en función del SNR, para $\Delta = 1/32$

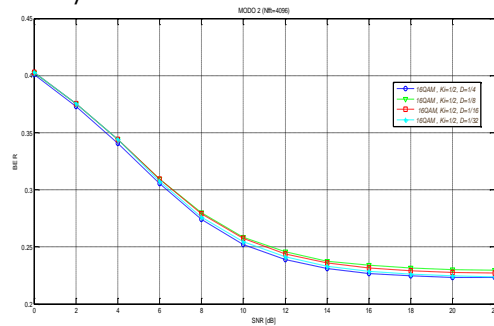


Figura 43. Resumen variación de guarda Modo 2, 16-QAM, $K_i = 1/2$, guarda variable

Es notable deducir, que no existe una mejoría abismal entre uno u otro valor de intervalo de guarda seleccionado. Se mantiene el concepto de que, si el intervalo de guarda afecta al tiempo de símbolo, entonces, resultarán tasas binarias distintas para cada valor de guarda elegido.

Como se da a entender en la ecuación de tasa binaria, mientras menor sea el intervalo de guarda seleccionado, obtendremos una mayor tasa binaria. Ante esta realidad, es conveniente hacer un análisis en función de lo anterior considerando el menor BER posible.

De acuerdo a este dilema, el intervalo de guarda más apropiado sería el de 1/32. En cuanto al BER, el factor de 1/4 ofrece una menor tasa de error de bit.

Debemos mencionar que, para este tipo de simulaciones, se utilizaron 929472 bits para el cálculo del BER.

5.2.4 Ancho de Banda y Espectro

El bloque Spectrum Scope permite visualizar la figura 44, donde se aprecian las características espectrales asignadas para la transmisión ISDB-Tb de nuestro modelo planteado.

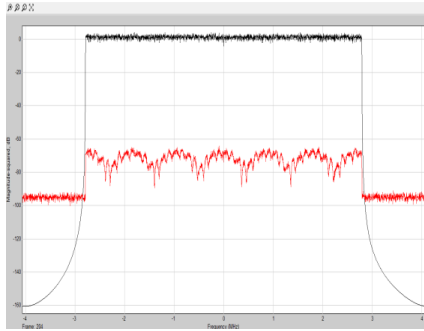


Figura 44. Captura del espectro de emisión y recepción de ISDB-T_b en banda base para Modo 2.

Los parámetros empleados para la obtención del espectro fueron:

Esquema de modulación 16-QAM,

- Codificación interna $K_i = 2/3$,
- Intervalo de guarda $\Delta = 1/8$, y
- Canal Multitrayectoria Rician – AWG (SNR=22dB) con FSL.

Asimismo, notamos la presencia de 204 frames representando al total de símbolos OFDM transmitidos, equivalentes a un cuadro OFDM. El espectro de color negro, concierne a la sección tomada a la salida del transmisor. Mientras que el de color rojo manifiesta al espectro conseguido en la recepción incluyendo las afectaciones dadas por el canal.

Como se ve en ambos casos, se conserva su ancho de banda. Además el ancho de banda del espectro es estimado de igual manera, como lo fue para el Modo 1, es decir, gráfica y analíticamente, dando como resultado 5.574 MHz y 5.5734127 MHz, respectivamente.

5.2.5 Tiempo de Símbolo OFDM

Su valor fue provisto a través del archivo *Metricas_Modo2.m*, el cual contiene en sus líneas de código de programación, la ecuación para tal propósito. Éste se encuentra en función del intervalo de guarda seleccionado.

Ya que usamos el modelo propuesto, para todas estas simulaciones, apreciamos a la salida del transmisor mediante el bloque probe el tiempo de símbolo OFDM, el cual se encuentre de acuerdo a todos los posibles tiempo de símbolo, para este modo, validando así nuestro modelo.

5.2.6 Tasa Binaria de Transmisión

Este parámetro se lo calcula mediante la ecuación de la tasa binaria de la sección 3.3, programada en el archivo *Metricas_Modo2.m*. Sus resultados fueron también de acuerdo a los que se indican en la tabla 1, puesto que, haciendo un análisis matemático de dicha ecuación, notamos

que, manteniendo fijos los parámetros de transmisión (Δ, K_i, b_p), y variando el modo, sus valores se mantienen independientes del mismo ya que el número de portadoras de datos por segmento se duplican en el numerador, de la misma manera que en el denominador se duplica el tiempo útil de símbolo. Debido a esto podemos tomar los resultados dados en la tabla 1 y aplicarlos para este modo de operación del estándar.

El modelo asegura el valor de la tasa binaria de transmisión dada en la tabla 1, ya que genera la cantidad de bits exactos correspondientes a los trece segmentos y los transmite en el tiempo de cuadro OFDM, por lo cual decimos, que el modelo cumple con la tasa binaria.

5.3 Resultados de las Simulaciones y obtención de las curvas de BER vs SNR usando el Modo 3

A continuación se presentarán los resultados de las simulaciones configuradas para el Modo 3. Se seguirá el mismo procedimiento comparativo, tal como se lo hizo para modos anteriores, considerando variaciones frente a esquemas de modulación, codificación de canal e intervalo de guarda.

5.3.1 Comparación del BER respecto al tipo de Modulación

La tabla 19 muestra los parámetros del sistema, con los cuales se efectuarán las experimentaciones. Los parámetros restantes, así como el canal de pruebas utilizado mantienen sus características, tal cual fueron presentados en secciones anteriores pertinentes.

Tabla 19 Parámetros en Modo 3 para variaciones de modulación: DQPSK, QPSK, 16QAM y 64QAM

Esquema de Modulación	Codificación Interna	N_{FFT}	Intervalo de Guarda	Canal Multitrayectoria
DQPSK	1/2	8192	1/4	Tipo Rician AWGN – FSL
QPSK				
16QAM				
64QAM				

Nota: Los vectores de ganancia y de retardo para el canal Rician son definidos en la sección 4.3 de la Tesis de grado.

Para este caso, el total de bits analizados fueron 929472, este número de bits se lo utilizó para el análisis de BER en todas las variaciones de modulación:

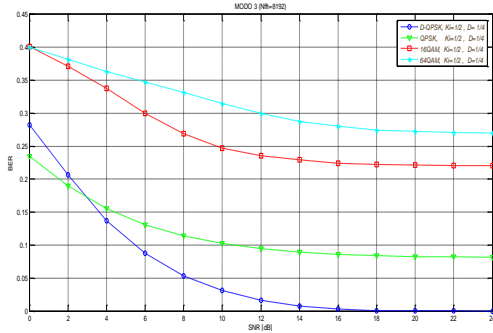


Figura 45. Resumen variación de modulación Modo 3, b_p variable, $K_i = 1/2$, $D = 1/4$.

Por consiguiente se detallará de manera explícita la correspondencia de cada una de las curvas:

- La función en azul, representa a la variación del BER en función del SNR, para una modulación DQPSK,
- La curva verde, denota la variación del BER en función del SNR, para una modulación QPSK,
- La función en rojo, indica la variación del BER en función del SNR, para una modulación 16-QAM,
- La curva cyan, es asignada para variación del BER en función del SNR, con una modulación 64-QAM.

Aplicando un análisis gráfico, notamos que existe también un punto común entre modulaciones DQPSK y QPSK, el mismo que se encuentra aproximadamente en los 3 dB para SNR, con una tasa de error de bit cercana a 17.5%, en comparación con modos anteriores. Con esto, es factible expresar que, para valores de SNR menores a 3 dB, la modulación QPSK resulta más efectiva que DQPSK, respecto al BER. Empero, a medida que el SNR aumenta, DQPSK promete una transmisión con un $BER \leq 7.22 \times 10^{-4}$ (ceranos a cero) a partir de $SNR \geq 18$ dB, a diferencia de QPSK, que alcanza un límite del 8,15% de BER. DQPSK asegura un $BER = 0$ para valores de $SNR \geq 22$ dB. Los resultados obtenidos no difieren de análisis anteriores, es decir, para transmisiones en canales que tienen mayor probabilidad de error (canales multitrayectoria y de desvanecimiento a larga escala), el esquema DQPSK ofrece una mayor confiabilidad, con posibilidades de obtener un $BER=0$. En contraste a esquemas 16-QAM y 64-QAM, su tasa binaria es menor. Como análisis final de esta sección, tenemos la certeza que, modulaciones 16-QAM y 64-QAM serían las ideales para canales que ofrecen menores susceptibilidades a errores como AWGN, dado que se aprovecharía su tasa binaria de transmisión alta, obteniendo bajas tasas de error para valores de SNR altos. Esto es una característica deseada en sistemas de comunicación y utilizada en los medios cableados.

5.3.2 Comparación del BER en función de la Codificación de Canal

En esta sección se variará el tipo de codificación de canal de acuerdo a los parámetros propuestos en la tabla 20.

Tabla 20 Parámetros en Modo 3 para variaciones de codificación de canal

Codificación de Canal	Esquema de Modulación	N_{FFT}	Intervalo de Guarda	Canal Multitrayectoria
1/2	16-QAM	8192	1/4	Respuesta Impulso de Canal ITU-R M.1225 con FSL
2/3				
3/4				
5/6				
7/8				

En todos los casos se utilizará una cantidad de 1867968 bits para el cálculo del BER. Las curvas de la figura 46 detallan la variación del BER en función del SNR para sus distintas variaciones de factor de codificación. Su detalle es el siguiente:

- La función azul, indica la variación del BER en función del SNR, para variación de $K_i = 1/2$,
- La gráfica verde, representa la variación del BER en función del SNR, para $K_i = 2/3$,
- La curva roja, denota la variación del BER en función del SNR, para $K_i = 3/4$,
- La función cyan, corresponde la variación del BER en función del SNR, para $K_i = 5/6$,
- La curva violeta, muestra la variación del BER en función del SNR, para $K_i = 7/8$.

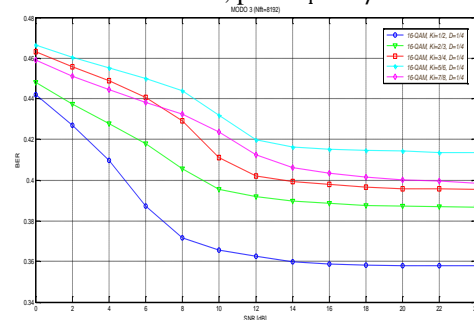


Figura 46. Resumen variación de codificación de canal Modo 3, 16-QAM, K_i variable, $D = 1/4$

La tendencia esperada con respecto a codificación de canal, se presenta en la figura 5.2. De lo cual analizando y comparando con la figura 5.12, visualizamos que la curva obtenida para codificación de canal de $K_i = 7/8$, presenta valores de BER menores en comparación con la curva correspondiente a $K_i = 5/6$, singularidad debida a que la cantidad de bits generados en cada segmento, es variable y es dependiente del tipo de codificación de canal usado (ecuación 3.27). Razón por la cual se agregó el modelo descrito en la figura 5.1. A pesar de esto, la función en azul, correspondiente a

codificación de 1/2 presenta un mejor rendimiento en cuanto a valores de BER, en comparación con las demás para la modulación aplicada en estos resultados (16-QAM). Para canales con menos probabilidad de error, podemos usar un coeficiente convolucional de 7/8, el cual compensará una tasa de velocidad mayor, pues disminuye la redundancia a nivel de bits que se generan a la salida del mismo.

A diferencia del codificador 1/2, éste reduce la tasa efectiva binaria, aumentando los bits de salida del codificador, mejorando la capacidad de corrección de errores, en desmedro a la tasa binaria de transmisión. Es importante mencionar que, la codificación RS (204-188-8) mantiene su esquema en todos los casos.

5.3.3 Comparación del BER en función del Intervalo de Guarda

En lo referente a variación del intervalo de guarda, la tabla 21 establece los parámetros bajo los cuales se realizaron las simulaciones respectivas.

Tabla 21 Parámetros en Modo 3 para variaciones de intervalo de guarda

Prefijo Cíclico	Esquema de Modulación	N_{FFT}	Codificación n de Canal	Canal Multitrayectoria
1/4	16-QAM	8192	1/2	Rician AWGN – FSL
1/8				
1/16				
1/32				

Nota: Los vectores de ganancia y de retardo para el canal Rician son definidos en la sección 4.3 de la Tesis de grado.

Los detalles de la figura 47 se presentan a continuación:

- La gráfica en azul, indica la variación del BER en función del SNR, para variación de $\Delta = 1/4$,
- La curva verde, representa la variación del BER en función del SNR, para $\Delta = 1/8$,
- La función roja, denota la variación del BER en función del SNR, para $\Delta = 1/16$,
- La curva cyan, muestra la variación del BER en función del SNR, para $\Delta = 1/32$.

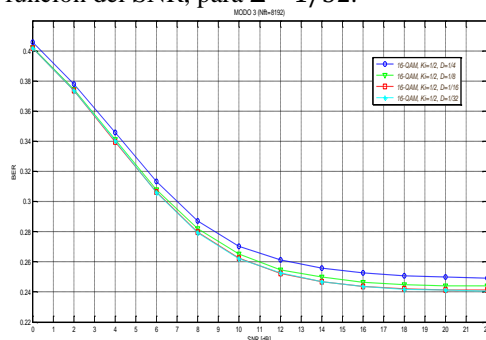


Figura 47. Resumen variación de guarda Modo 3, 16-QAM, $K_i = 1/2$, guarda variable

A simple vista se observa que, las curvas mantienen su tendencia a permanecer muy cercanas a lo largo del eje SNR. No existe una mejoría notable en función del intervalo de guarda seleccionado. Si el intervalo de guarda afecta al tiempo de símbolo, entonces, esto afectará a las tasas binarias obtenidas para cada valor de guarda seleccionado.

La medida en que afecta el intervalo de guarda a la velocidad de transmisión, es inversamente proporcional, es decir, mientras menor sea el intervalo de guarda seleccionado, obtendremos una mayor tasa binaria. Ante esta situación, es favorable hacer un análisis en función de lo anterior, teniendo presente el menor BER posible.

Acorde a este dilema, el intervalo de guarda más apropiado sería el de 1/32 para tasa de transmisión. En cuanto al BER, el factor de 1/16 ó 1/32, nos ofrece una menor tasa de error de bit. Todo lo anterior considera un total de 1867968 bits para el cálculo del BER.

5.3.4 Ancho de Banda y Espectro

Los espectros mostrados en la figura 5.14, se refieren a los obtenidos tanto en el transmisor como en el receptor de nuestro modelo propuesto para el estándar ISDB-Tb.

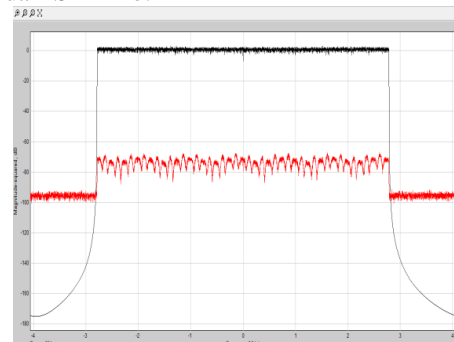


Figura 48 Captura del espectro de emisión y recepción de ISDB-T_b en banda base para Modo 3

Los parámetros utilizados para la obtención del espectro fueron:

- Esquema de modulación 64-QAM,
- Codificación interna $K_i = 3/4$,
- Intervalo de guarda $\Delta = 1/8$, y
- Canal Multitrayectoria Rician – AWG (SNR=22dB) con FSL.

El espectro en color negro, representa al espectro en banda base de transmisión, mientras que el de color rojo presenta el espectro en banda base del receptor incluyendo los fenómenos de canal. Los 204 frames mostrados en la esquina inferior izquierda de la figura 48, son equivalentes al total de símbolos OFDM transmitidos.

Su anchura de banda se encuentra dentro de lo establecido en el plan de mediciones, es decir de manera analítica 5.57242 MHz y de manera grafica 5.573 MHz aproximadamente por medio de la medición de la máscara del espectro resultante de la respectiva simulación. Finalmente, de la figura 5.14 se observa que para un valor de frecuencia de ± 3 MHz, el espectro de transmisión experimenta una caída aproximada de 140 dB respecto a la potencia de transmisión de 1 Watio (0 dB), lo cual quiere decir, que dentro de los 6 MHz de ancho de banda se cumple con el planteamiento que la norma plantea.

5.3.5 Tiempo de Símbolo OFDM

Su valor fue dado a través del archivo *Metricas_Modo3.m*, para lo cual se escribió en sus líneas de programación, la correspondiente ecuación. Éste parámetro se encuentra en función del intervalo de guarda seleccionado, y el tiempo útil de símbolo, conforme al Modo 3 (1008 μ s).

Por medio del modelo propuesto, obtenemos el tiempo de símbolo a la salida del transmisor, lo que le confiere veracidad al modelo planteado, al poder ser observados y comparados con los tiempos de símbolos del estándar.

5.3.6 Tasa Binaria de Transmisión

El archivo *Metricas_Modo3.m*, a más de graficar la curva de BER correspondientes a las configuraciones seleccionadas para la simulación, tiene como propósito además, calcular la tasa binaria conforme a ésta selección de parámetros mediante la ecuación de la sección 3.3, que consta dentro de sus líneas de programación.

Considerando tal ecuación, nos percatamos que, la tasa binaria se encuentra en función únicamente de Δ, K_i, b_p . En tal virtud, éste valor depende únicamente de éstos parámetros, más no del modo de operación. Dado que, el modelo genera el flujo de bits correspondiente a los trece segmentos y los transmite en el tiempo de cuadro, podemos aseverar, que de esta forma el modelo cumple con la tasa binaria. Bajo estos fundamentos, podemos acoger los resultados dados en la tabla 1 y asignarlos para este modo de operación.

6. Conclusiones

Una vez concluida la presente tesis de investigación, consideramos importante derivar y deducir de los resultados de las simulaciones, las siguientes conclusiones:

Se determinó que la característica principal en relación a la tasa binaria R_b , yace en que no depende de los parámetros que definen el modo de transmisión seleccionado, ya que la relación entre

L_D (Número de portadoras de datos para un segmento) y T_u (Tiempo útil de símbolo OFDM), L_D/T_u , se mantiene invariable para los tres modos. Con esto, podemos decir que la tasa binaria depende únicamente de la codificación de canal K_i , del esquema de modulación b_p y de la duración del intervalo de guarda Δ .

La tasa binaria o velocidad de transmisión, para modelos de comunicaciones inalámbricas, requiere de un compromiso entre la misma y el BER, debido a que, si se seleccionaran modulaciones de alta codificación de bits (64-QAM), existen altas velocidades de transmisión, pero a su vez, mayor probabilidad de error. Esto se comprobó de manera experimental, para el modelo propuesto ISDB-Tb, realizando simulaciones secuenciales para los distintos tipos de modulación en banda base, codificación de canal e intervalo de guarda, frente a canales multitrayectoria.

En contraposición, para modelos de canales alámbricos ($SNR \geq 40$ dB), en los cuales el modelo de canal AWGN es el indicado para dicho propósito; no presenta una mayor susceptibilidad a errores de transmisión, permitiendo el uso de modulaciones de alta codificación de bits e inclusive codificaciones de canal de baja redundancia (factor K_i mayor), lo cual aportaría al incremento de la tasa de transmisión.

Debido a los criterios utilizados para la degradación de la dispersión de retardo y a la dispersión Doppler de canales multitrayectoria, ultimamos que, las características de canales empleados para las simulaciones del modelo ISDB-Tb propuesto, pueden ser categorizados como: de Desvanecimiento Selectivo en Frecuencia y de Desvanecimiento Lento.

Decimos que es de Desvanecimiento Selectivo en frecuencia debido al cumplimiento de la relación $B_w \gg B_c$, y de Desvanecimiento Lento, ya que los canales utilizados cumplen con la relación $B_w \gg B_D$. Por tal motivo, el receptor presentará en su espectro caídas de potencia en frecuencias aleatorias, como lo muestra por ejemplo el resultado para el modo 3 (figura 48) y similares modos de operación. Desvanecimientos que se mantendrán inalterables para cada símbolo OFDM transmitido.

Dado que se estudió la naturaleza de los canales multitrayectoria, se observó que éstos generan mayores desvanecimientos o caídas de potencia en modulaciones de mayor orden de codificación de bits (16-QAM, 64-QAM); en comparación a modulaciones DQPSK y QPSK. Con esto inferimos que, en la recepción se generarán mayor o menor cantidad de errores de bits, en función de lo antes dicho.

El valor del ancho de banda del sistema (B_w), para cada modo de operación está de acuerdo a los siguientes valores: 5.575397 MHz, 5.5734127 MHz y 5.57242 MHz, para Modo 1, Modo 2 y Modo 3 respectivamente. Estos valores se mantienen para

cada modo simulado sin importar los parámetros (b_p, K_i, Δ) que se hayan definidos, como se obtuvieron en los resultados. La forma característica del espectro OFDM se puede observar en las figuras 40, 44 y 48.

Además, en los resultados se logró comparar y corroborar la duración total de símbolos OFDM (T_S), frecuencia de muestreo de la IFFT (f_{IFFT}) y la tasa binaria de transmisión (R_b); cumpliendo con el plan de pruebas de medición para los tres modos de operación definidos en el estándar para transmisión permisible de ISDB-Tb.

El uso del Control Automático de Ganancia (AGC) en el transmisor, fue de gran ayuda para la disminución de la cantidad de bits erróneos recibidos, originados por los de desvanecimientos que se experimentaron por el canal multitrayectoria. Como medida de corrección, frente al modelo de propagación propuesto, fue obligatorio incluir un AGC en el receptor, para lograr compensar la pérdida de potencia introducida por el modelo de canal de pérdida por espacio libre (FSL).

Los parámetros de transmisión ($N_{\text{FFT}}, b_p, K_i, \Delta$) deben ser seleccionados en función a la distancia del enlace de comunicación, frecuencia de portadora, terreno o ambiente de propagación y demás factores que influyan en la pérdida de potencia, que experimenta la señal recibida y consecuentemente, afecten en la probabilidad de error en la recepción.

Se implementó una codificación de canal simplificada, basándose en las características proporcionadas por el estándar ISDB-Tb, el cual incluye una codificación externa basada en codificación RS (204-188-8) y una codificación interna generada por la codificación convolucional con punzonado, el cual es uno de los parámetros primordiales del sistema, y que es seleccionado previo a la simulación.

Estimamos que se podría alcanzar un mejor rendimiento, por medio de la implementación de SOFDM (Spread OFDM), lo cual tendría como objetivo lograr menores niveles de BER para esquemas de modulación 16-QAM y 64-QAM en canales multitrayectoria.

7. Referencias

- [1] Pisciotta Nestor O., Sistema ISDB-Tb, Profesor Asociado, Cátedra de Televisión y Procesamiento de Imágenes Centro de Investigación Aplicada y Desarrollo en Informática y Telecomunicaciones (CIADE-IT) – Universidad Blas Pascal.
- [2] Norma Brasileña, ABNT NBR 15601, Televisión Digital Terrestre – Sistema de Transmisión ISDB-Tb, primera edición 30.11.2007.
- [3] Wikipedia Foundation, <http://wikitel.info/wiki/OFDM>, fecha de consulta Junio 2013.
- [4] A. Cortés, I. Vélez, M. Turrillas and J. F. Sevillano, Fast Fourier Transform Processors: Implementing FFT and IFFT Cores for OFDM Communication Systems, TECNUN (Universidad de Navarra) and CEIT.
- [5] Vergara G. José, Simulación de un Esquema de Modulación/Demodulación OFDM Utilizando un Modelo de Canal Multitrayectoria, Tesis de Grado, Escuela Superior Politécnica del Litoral, 2008.
- [6] Taan S. ElAli, Discrete Systems and Digital Signal Processing with Matlab, CRC Press, 2000.
- [7] Punsakaya Elena, Fast Fourier Transform (FFT), some material adapted from courses by Prof. Simon Godsill, Dr. Amaud Doucet, Dr. Malcolm Macleod and Prof. Peter Rayner, Christ's College Cambridge. Proakis John G., MasoudSalehi, Fundamentals of Communication Systems, Pearson Prentice Hill.
- [8] Guan, Y.L., Song, Z., Zhang, K., Meng, H. y Wang, Y., Statistical Bit-Loading and Power-Control for OFDM Systems with Unequal Subcarrier Fading Distributions, Nanyang Technological University, Singapore. International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing, UK. Julio 2002.
- [9] Olson, M., A Rapid Prototype of an IEEE802.11a Synchronizer, Linköping University, Linköping, Suecia. Noviembre 13, 2002.
- [10] Superintendencia de Telecomunicaciones, SUPERTEL, Informe para la Definición e Implementación de la Televisión Digital Terrestre en el Ecuador, 19 Marzo de 2010.
- [11] Loyola A. Luis, Televisión Digital al Alcance de Todos, Una Introducción Simple al Estándar Japonés ISDB-T y a las Telecomunicaciones Modernas, Bubok Publishing, 2011.
- [12] Moreno G. Ignacio, Implementación Hardware de un Transmisor/Receptor para comunicaciones mediante PLC según G3-PLC, Proyecto de Grado, Universidad Pontificia Comillas.
- [13] Sotelo Rafael, Durán Diego, Joskowicz José, Sistema de Transmisión ISDB-T, Memoria de Trabajos de difusión Científica y Técnica núm 9, 2011.
- [14] Acosta A. Rodrigo, Estudio Teórico Práctico de los Códigos No Binarios de Reed-Solomon para la Detección y Corrección Múltiple de Errores Utilizando el Método Matricial, Escuela Politécnica Nacional, Julio 1994.