



USMP
UNIVERSIDAD DE
SAN MARTÍN DE PORRES

FACULTAD DE
INGENIERÍA Y ARQUITECTURA

ESCUELA PROFESIONAL DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN SIMULADOR DE LAS
CAPAS DE TRANSMISIÓN Y RECEPCIÓN ISDB-Tb / SBTVD
EN CANALES GAUSSIANOS CON RUIDO IMPULSIVO Y
DESVANECIMIENTO SELECTIVO**

TESIS

PARA OPTAR EL TÍTULO PROFESIONAL DE INGENIERO ELECTRÓNICO

PRESENTADO POR

PONCE ENRÍQUEZ, DAVID ALONSO

LIMA – PERÚ

2012

A mis padres, por la plena confianza e incondicional apoyo durante todos mis años de estudio, y por sus notables ejemplos que me forjaron en espíritu y ciencia.

ÍNDICE

RESUMEN	x
ABSTRACT	xi
INTRODUCCIÓN	xii
CAPÍTULO I. MARCO TEÓRICO	
1.1 Sistemas de televisión digital terrestre	1
1.2 Captura de imágenes y sonido digital	5
1.3 Codificación de datos	5
1.4 Codificación de encriptación	14
1.5 Codificación de canal	14
1.6 Modulador	35
1.7 Canal o medio de transmisión	49
1.8 Demodulador	62
1.9 Decodificador de canal	63
1.10 Decodificador de encriptación	70
1.11 Decodificador de datos	70
1.12 Receptor	70
1.13 Estándar ISDB-Tb / SBTVD	71
1.14 Evaluaciones de calidad	82
CAPÍTULO II. METODOLOGÍA	
2.1 Materiales y métodos	87
2.2 Desarrollo del proyecto	99

CAPÍTULO III. PRUEBAS Y RESULTADOS

3.1 Desempeño de la señal ISDB-Tb / SBTVD en el canal AWGN debido al FEC	111
3.2 Desempeño de la señal ISDB-Tb / SBTVD en canal AWGN debido al orden de modulación	112
3.3 Desempeño de la señal ISDB-Tb / SBTVD en canal con ruido impulsivo	113

CAPÍTULO IV. DISCUSIÓN Y APLICACIONES

4.1 Discusión	116
4.2 Aplicaciones	117

CONCLUSIONES	119
--------------	-----

RECOMENDACIONES	120
-----------------	-----

FUENTES DE INFORMACIÓN	121
------------------------	-----

ANEXOS	125
--------	-----

ÍNDICE DE ILUSTRACIONES

Fig. I.1:	Intercomunicación en un sistema ISDB-Tb / SBTVD	2
Fig. I.2:	Múltiples contenidos en una única banda de 6 MHz	3
Fig. I.3:	Diagrama de bloques de un sistema de comunicación	4
Fig. I.4:	Redundancia espacial y temporal de imágenes en movimiento	6
Fig. I.5:	Técnicas de compresión de vídeo	8
Fig. I.6:	Enmascaramiento de sub-bandas para compresión de audio	9
Fig. I.7:	Estructura básica del paquete Transport Stream	11
Fig. I.8:	Tipos de información en un <i>Transport Stream</i>	13
Fig. I.9:	Circuito generador de elementos de $GF(24)$	21
Fig. I.10:	Circuito descriptivo de un codificador Reed-Solomon	23
Fig. I.11:	Circuito convolucional (15, 13) no recursivo, no sistemático	25
Fig. I.12:	Codificación convolucional (15, 13) de un bit	26
Fig. I.13:	Transición de estados de codificador convolucional (15,13)	26
Fig. I.14:	Diagrama de Trellis para la codificación de un mensaje binario	28
Fig. I.15:	Efecto del entrelazamiento en un canal con ruido en ráfaga	32
Fig. I.16:	Sistema de entrelazamiento en bloque de tamaño 3x4	33
Fig. I.17:	Sistema de entrelazamiento convolucional	34
Fig. I.18:	Efecto de la modulación sobre el espectro de una portadora	36
Fig. I.19:	Portadora senoidal modulada en amplitud y en frecuencia	36
Fig. I.20:	Constelaciones usadas en la modulación ISDB-Tb / SBTVD	37
Fig. I.21:	Gráfica en el tiempo y en frecuencia de una señal BPSK	39
Fig. I.22:	Constelaciones PSK de diversos órdenes	40

Fig. I.23:	Constelaciones de diversas modulaciones QAM	41
Fig. I.24:	Gráfica en el tiempo y en frecuencia de una señal QPSK	42
Fig. I.25:	Gráfica en tiempo y frecuencia de señal OFDM	46
Fig. I.26:	Modulador OFDM para señales QPSK	47
Fig. I.27:	Escenario con alta actividad solar	51
Fig. I.28:	Densidad de probabilidad de amplitud de señal AWGN	52
Fig. I.29:	Gráfico en el tiempo y frecuencia de muestra de ruido AWGN	53
Fig. I.30:	Modelo de canal AWGN	53
Fig. I.31:	Gráfico de señal OFDM en canal ideal y en canal AWGN	54
Fig. I.32:	Ejemplo de escenario con alto ruido impulsivo	55
Fig. I.33:	Modelo de canal con ruido impulsivo	56
Fig. I.34:	Gráfica en tiempo y frecuencia de señal de ruido impulsivo	56
Fig. I.35:	Múltiples trayectos de una señal electromagnética	57
Fig. I.36:	Ejemplo de escenario urbano con obstáculos estáticos	58
Fig. I.37:	Modelo de canal con memoria y desplazamiento en frecuencia	59
Fig. I.38:	Gráfico de señal OFDM en un canal con múltiples trayectos	60
Fig. I.39:	Densidad espectral de potencia de desvanecimiento Rayleigh	61
Fig. I.40:	Gráfico de potencia de desvanecimiento Rayleigh	61
Fig. I.41:	Codificación convolucional sobre modelo de canal gaussiano	63
Fig. I.42:	Diagrama de bloques de decodificador de Viterbi	65
Fig. I.43:	Distancia vectorial (métrica) del símbolo recibido	68
Fig. I.44:	Normas que definen el sistema ISDB-Tb / SBTVD	71
Fig. I.45:	Diagrama de bloques de codificación de canal [1]	73
Fig. I.46:	Arreglo de segmentos de frecuencia para ISDB-Tb / SBTVD	74
Fig. I.47:	Paquete <i>Transport Stream</i> con paridad	75
Fig. I.48:	Circuito generador de números binarios aleatorios [1]	76
Fig. I.49:	Circuito descriptivo del codificador convolucional para SBDTV	77
Fig. I.50:	Mapeo de símbolos QPSK	79
Fig. I.51:	Mapeo de símbolos 16-QAM	79
Fig. I.52:	Mapeo de símbolos 64-QAM	80
Fig. I.53:	Diagrama de entrelazamiento de portadoras	81
Fig. I.54:	Generación de prefijo cíclico	82
Fig. II.1:	Diagrama de bloques general del simulador	88
Fig. II.2:	Representación gráfica de la transformación Box-Muller	91

Fig. II.3:	Componentes del Modelo de Ruido Impulsivo	93
Fig. II.4:	Modelo de canal con ruido impulsivo	93
Fig. II.5:	Diagrama del simulador de desvanecimiento Rayleigh	95
Fig. II.6:	SNR vs. BER para señal ISDB-Tb	97
Fig. II.7:	BER vs. Tamaño de ventana de ruido para señal ISDB-Tb	98
Fig. II.8:	BER vs duración de ventana para varios sistemas DTV	99
Fig. II.9:	Ventana de configuración global	100
Fig. II.10:	Ventana de configuración de multitrayectos	101
Fig. II.11:	Ventana de configuración de capas ISDB-Tb	101
Fig. II.12:	Constelaciones de los <i>layers</i> de la señal ISDB-Tb simulada	102
Fig. II.13:	Espectro en frecuencia y magnitud de las componentes en fase y cuadratura de la señal ISDB-Tb en el tiempo	103
Fig. II.14:	Configuración modelo de transmisión	105
Fig. II.15:	Configuración modelo de capas de transmisión	106
Fig. II.16:	Configuración de distorsión para canal con ruido blanco	107
Fig. II.17:	Configuración de distorsión para canal con ruido impulsivo	107
Fig. II.18:	Tipos de ruido impulsivo implementados	108
Fig. II.19:	Habilitación de canal con ecos y efecto Doppler	109
Fig. II.20:	Valores de configuración de multitrayectos tipo "Brazil A" [15]	109
Fig. III.1:	BER después de RS vs. SNR	112
Fig. III.2:	BER después de RS vs. SNR	113
Fig. III.3:	BER después de RS vs. Duración neta de impulsos (1)	114
Fig. III.4:	BER después de RS vs. Duración neta de impulsos (2)	115

ÍNDICE DE CUADROS

Tabla I.1: Representaciones de los elementos del campo $GF(2^4)$	20
Tabla I.2: Alfabeto de modulación para señal BPSK de ejemplo	38
Tabla I.3: Alfabeto de modulación para señal DBPSK de ejemplo	39
Tabla I.4: Información de estado previo y de salida de codificador	66
Tabla I.5: Tabla de información sobre transiciones de estado	66
Tabla I.6: Vectores de símbolos BPSK de ejemplo	67
Tabla I.7: Registro de métricas de ruta	69
Tabla I.8: Registro de determinación de rama sobreviviente	69
Tabla I.9: Determinación del mensaje transmitido	70
Tabla I.10: Normalización del nivel de modulación [1]	78
Tabla II.1: Cuadro de materiales utilizados para el desarrollo del proyecto	89
Tabla II.2: Algoritmos implementados en el simulador	89
Tabla II.3: Características de la computadora de referencia	90
Tabla II.4: Implementación de algoritmo de Box-Muller en C#	92
Tabla II.5: Patrones de ruido impulsivo en pruebas de receptores DVB-T	94
Tabla II.6: Comparación de SNR entre el sistema real y el simulador	97

RESUMEN

En el presente documento se propone y describe la implementación de un simulador de las capas de transmisión y recepción del estándar de televisión digital ISDB-Tb / SBTVD, a fin de medir su desempeño frente a canales con ruido impulsivo y ruido aditivo gaussiano blanco (AWGN).

El software desarrollado incluye un simulador de canal con las respuestas en frecuencia obtenidas por los analizadores de espectros en las pruebas reales de cobertura de señal para un transmisor de televisión digital. En este trabajo se describen también las características del simulador de canal, de los modelos matemáticos aplicados y los resultados de las simulaciones realizadas para diferentes escenarios de transmisión.

Finalmente, se propone una mejora en la configuración de los parámetros de transmisión para mejorar la recepción de una estación de televisión digital.

ABSTRACT

This thesis proposes and describes an implementation of a digital television signal simulator, following the ISDB-Tb / SBTVD standard to build the transmitting and receiving layers. Its performance was measured over a gaussian channel with impulsive noise and additive white gaussian noise (AWGN).

This software includes a channel simulator resembling the frequency response obtained by the spectrum analyzers done on signal coverage field tests for a digital television transmitter. In this document, the characteristics of the simulator, the mathematical models used and the results of the simulation for different scenarios are also described.

Finally, an improvement on the transmitter parameters used by a digital television station to achieve better reception is suggested.

INTRODUCCIÓN

Como antecedentes de este proyecto se tiene la dramática evolución de la televisión en el Perú desde su aparición a mediados del siglo pasado. A lo largo de ese proceso, los usuarios y *broadcasters* demandaron mejor calidad de imagen, menor consumo energético, mayor cantidad de aplicaciones de valor agregado para satisfacer las necesidades de los usuarios y ofrecer nuevas formas de publicidad e interacción con equipos electrónicos, como computadoras personales y celulares, y redes informáticas, como Internet, que actualmente solo podrían materializarse con el uso de tecnologías digitales.

En Brasil, país vecino y líder tecnológico en Sudamérica, se desarrolló un estándar para la implementación de un sistema de televisión digital que cuenta con muchas características que lo hacen atractivo en materia tecnológica y económica, llamado *Integrated Services Digital Broadcasting – Terrestrial, Brazilian version* (ISDB-Tb) o también *Sistema Brasileiro de Televisión Digital* (SBTVD) [1] [2], que satisface en buen grado las demandas mencionadas. El Perú aprovechó este hecho y secundó a Brasil en la adopción del estándar, firmando convenios de transferencia tecnológica y equipamiento, con el objetivo de mejorar el sistema a crear en Sudamérica una región tecnológicamente homogénea y estimular la creación de polos de desarrollo relacionados con el sistema televisivo adoptado.

Actualmente existen cinco radiodifusores de televisión digital en Lima, bajo los nombres comerciales de Frecuencia Latina, América Televisión, TV Perú, Andina de Televisión y Red Global. El estándar permite una gran flexibilidad en los sistemas de transmisión, pero las mencionadas empresas han decidido tomar una configuración común como base, sobre la cual adaptan la tasa de bits del contenido a transmitir. Se observa que no se han efectuado pruebas o simulaciones contundentes sobre la mejor configuración para procurar la menor tasa de error en la información digital recibida.

La problemática de este proyecto plantea la carencia de información de laboratorio por parte de las empresas de radiodifusión para determinar la mejor configuración del transmisor de señal ISDB-Tb / SBTVD, por lo tanto la evaluación de la gestión de los equipos de transmisión y del medio es incierta. ¿Cómo generar dicha información? Se propone implementar un software ejecutable en computadores personales que simule la transmisión de televisión digital sobre diferentes tipos de canal que se encuentran habitualmente en el campo, como canales con ruido blanco gaussiano, canales con ruido impulsivo, entre otros. A través de las simulaciones, los especialistas podrán determinar de primera mano la configuración que otorgue la mejor calidad de señal digital en el destino. Es por ello que se justifica el desarrollo del proyecto, ya que se requiere de investigaciones para mejorar el diseño e implementación de la infraestructura de televisión digital, que será útil para el despliegue del estándar ISDB-Tb / SBTVD a nivel nacional y producir aplicaciones que apliquen los descubrimientos científicos en materia de codificación y transmisión de señales digitales. Además, esta solución fue solicitada por el Instituto Nacional de Investigación y Capacitación en Telecomunicaciones (INICTEL-UNI) para complementar la implementación de un laboratorio de televisión digital según la norma ISDB-Tb / SBTVD, con lo cual se satisface una necesidad real de la institución.

Una característica notable del estándar es su robustez frente al ruido impulsivo [3]. Sin embargo, los estudios hechos a las variables que describen a este ruido (amplitud aleatoria de los pulsos, duración aleatoria de la

ráfaga y tiempo de ocurrencia aleatorio) no encuentran un consenso en la distribución estadística de dichas variables, siendo aún objeto de estudio. Por ello, no se ha definido un modelo estándar a seguir. Entonces, ¿cómo modelar e implementar el ruido impulsivo para el simulador?

Algunas investigaciones sugieren que el tiempo de ocurrencia posee distribución gamma [4]; otros sugieren distribuciones log-normales para algunas de las variables según la fuente de ruido [5], y otros tipos de distribución particulares [6]. También mencionan ciertas limitaciones en las mediciones, ya que el ancho de banda que ocupa el ruido es superior al del equipo usado en la medición. Así mismo, los umbrales que discriminan al ruido impulsivo del ruido blanco de fondo [4] [5], la resolución temporal del equipo de medición y su respuesta impulsiva pueden afectar la captura [4]. En consecuencia, los modelos matemáticos basados a los que se concluye en dichas investigaciones son arbitrarios, ya que son muy específicos o muy teóricos, de acuerdo a las limitaciones mencionadas [7].

Este problema fue enfrentado por el Grupo de Televisión Digital de Europa (DTG), con el fin de crear escenarios que incluyan dicha clase de ruido. De acuerdo a ello, proponen modelarlo usando una variable aleatoria gaussiana doblemente aventaneada (G^2 AWGN). A partir de ello, el DTG propone varios patrones de ruido impulsivo que ahora son requisitos para evaluar el desempeño de prototipos de receptores de TV digital bajo el estándar *Digital Video Broadcasting* (DVB). De igual forma, dichos patrones de ruido son utilizados en el simulador propuesto.

Es oportuno mencionar que el objetivo principal del proyecto es diseñar e implementar un software para simulación de las capas de transmisión y recepción del estándar de televisión digital ISDB-Tb / SBTVD, validado mediante comparación de resultados refrendados en publicaciones científicas, con interfaz gráfica para el usuario y manejo básico de excepciones. Mientras que, entre los objetivos específicos tenemos: observar el funcionamiento interno y el desempeño del estándar ISDB-Tb / SBTVD frente a diversos escenarios y condiciones del canal de transmisión; simular las configuracio-

nes que la norma admite para el sistema de televisión digital; facilitar la predicción del desempeño de la transmisión y recepción bajo diversas condiciones del canal; y brindar un software útil para fines pedagógicos.

Un alcance del proyecto es proponer la implementación de un software que genere una representación digital de las señales de televisión digital en banda base, las cuales serán combinadas con señales distorsionantes (ruido blanco e impulsivo) y filtradas con máscaras de frecuencia. Finalmente, se implementa un receptor que busque recuperar las señales digitales asumiendo perfecta sincronización de fase y de cuadros OFDM, que a su vez implemente los algoritmos de mejora de calidad de recepción [2] descritos en el estándar ABNT 15604.

CAPÍTULO I

MARCO TEÓRICO

1.1 Sistemas de televisión digital terrestre

Los sistemas de Televisión Digital Terrestre (TDT) son aquellos que emplean señales digitales para la difusión de imágenes en movimiento¹, sonido y datos a través del espectro radioeléctrico de comunicación terrestre. Las principales ventajas que aportan estas nuevas tecnologías sobre las tecnologías analógicas comprenden la posibilidad de transmitir múltiples contenidos en un único canal, incrementar la eficiencia en el uso del ancho de banda y la conexión con servicios interactivos, propios o ajenos al radiodifusor, como sistemas comerciales en línea, sistemas de telepresencia para educación, acceso a correo electrónico y redes sociales, publicidad segmentada y contextual, interacción con otros usuarios, acceso a servicios gubernamentales, entre otros.

¹ En la literatura, la frase *imágenes en movimiento* se usa como denominación formal de *vídeo*.

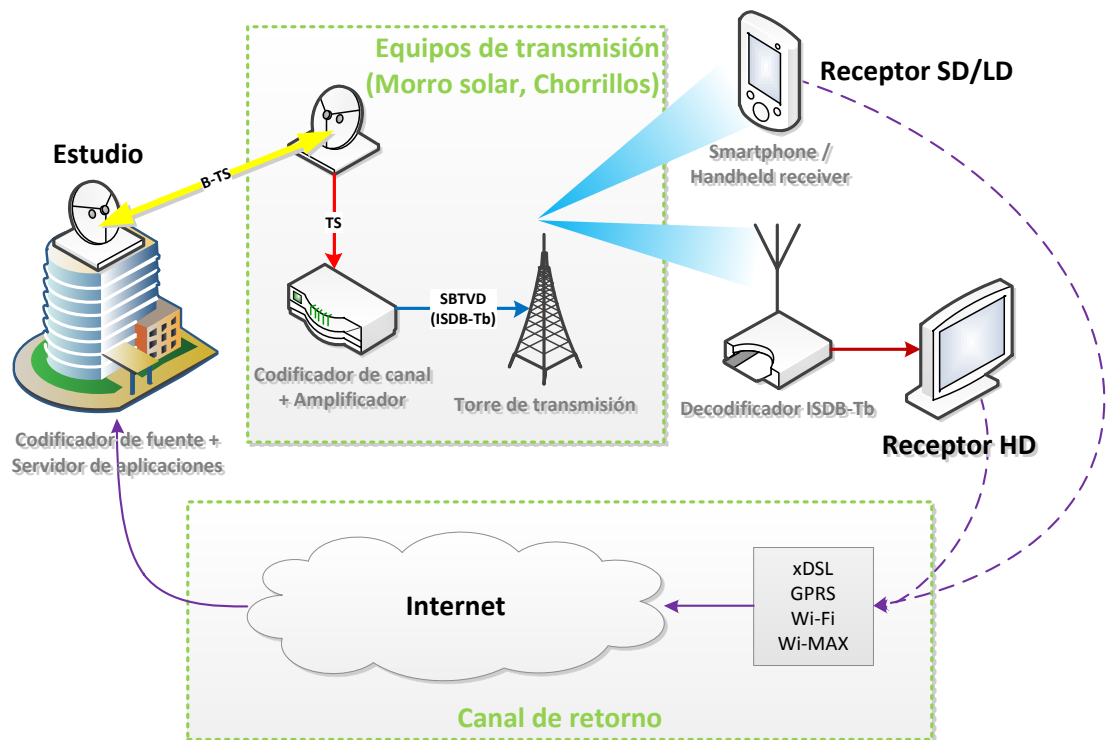


Fig. I.1: Intercomunicación en un sistema ISDB-Tb / SBTVD

Elaborado por el autor

En los sistemas analógicos convencionales solo es posible transmitir un único tipo de señal por cada canal: imágenes de 525 líneas verticales con sonido estéreo. La TDT permite la transmisión de varias señales diferentes, las cuales se clasifican en tres grupos en función de su resolución:

- HDTV (*High Definition Television*) - Televisión de Alta Definición: bajo este formato son transmitidas imágenes de 1920 píxeles² de ancho por 1080 de alto como máximo, casi seis veces más que los presentados por la TV analógica convencional. Es posible transmitir audio con sonido envolvente o dividido en múltiples subcanales (formato de 5.1 canales) para dar mayor naturalidad a los sonidos que acompañan a las imágenes de alta definición.
- SDTV (*Standard Definition Television*) – Televisión Digital Convencional: bajo este formato las imágenes y el sonido son transmitidos con

² *Pixel* es la mínima unidad de información visual que se puede representar en un sistema digital. Este agrupa tres datos de ocho a diez bits, R, G y B, que son proporcionales al nivel de luz roja, luz verde y luz azul, respectivamente, que fueron registrados por los sensores.

la misma resolución que presenta la televisión analógica convencional. La diferencia radica en el uso de sistemas digitales para su transmisión.

- LDTV (*Low Definition Television*) – Televisión de Baja Definición: bajo este formato se transmiten imágenes con una resolución menor a la TV convencional, que es suficiente para ser mostrados en equipos portátiles, como celulares o tabletas, o en canales con ancho de banda limitados.

Típicamente, los sistemas de TDT ocupan bandas de radiofrecuencia compatibles con la locación de los canales analógicos preexistentes. En Perú, estas son de 6 MHz y, en particular, el estándar ISDB-Tb / SBTVD define las técnicas de codificación necesarias para transmitir un máximo de 23 Mbit/s sobre dicha banda. Esta tasa permite enviar simultáneamente hasta tres programas independientes, cada uno en HDTV, SDTV o LDTV indistintamente.

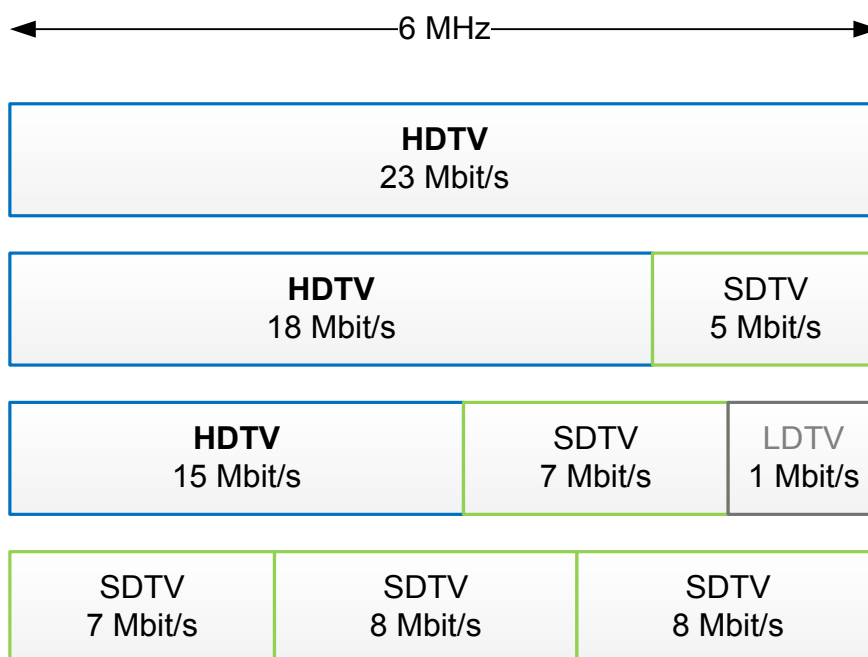


Fig. I.2: Múltiples contenidos en una única banda de 6 MHz

Elaborado por el autor

En el mundo, existen diversos sistemas para la difusión de señales televisivas: En Norteamérica y Corea del sur se emplea el estándar desarrollado por el *Advanced Television Systems Committee* (ATSC); en Japón y en gran parte de América del sur se emplea el estándar *Integrated Services Digital Broadcast* (ISDB) y su variante (ISDB-Tb / SBTVD); en China se emplea el estándar *Digital Terrestrial Multimedia Broadcast* (DTMB); finalmente, en Europa y algunos países de Oceanía y África se emplea el estándar *Digital Video Broadcasting* (DVB). Las diferencias más representativas entre los estándares son el tipo de modulación, los algoritmos de codificación de canal que utilizan y las tecnologías implementadas para interactividad.

En general, todos los sistemas de transmisión poseen un conjunto de bloques, mostrados en la Fig. I.3, que procesan la señal a transmitir para acondicionarla al canal. En el caso particular de TdT, dichos bloques están implementados sobre la base de técnicas digitales. En los siguientes subcapítulos se precisará las características de cada bloque que conforma el estándar ISDB-Tb / SBTVD y los conceptos necesarios para entender su funcionalidad.

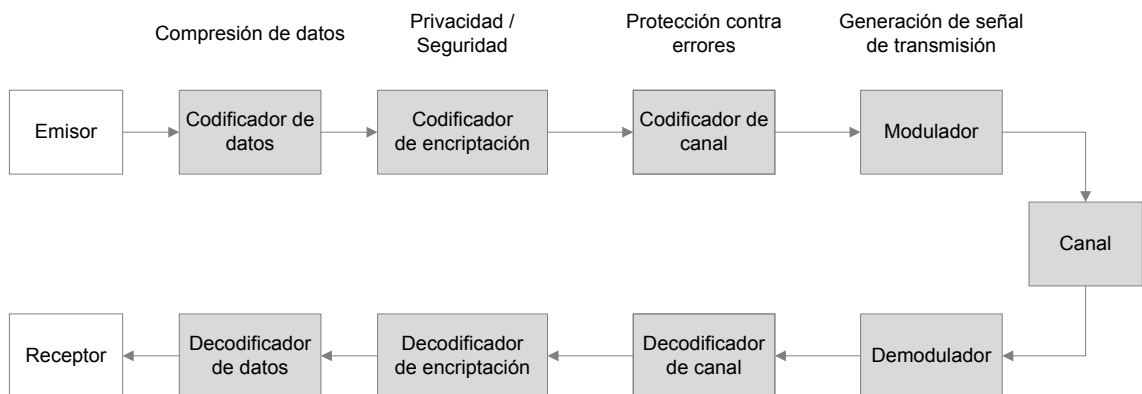


Fig. I.3: Diagrama de bloques de un sistema de comunicación

Elaborado por el autor

1.2 Captura de imágenes y sonido digital

Los sistemas de televisión digital se inician en el proceso de captura, a través de sensores de información audiovisual, como las cámaras de vídeo y micrófonos. Las cámaras poseen sensores fotosensibles que generan una señal eléctrica ante la presencia de fotones sobre ellos; por otro lado, los micrófonos emiten señales eléctricas que son proporcionales a las vibraciones que producen los elementos sonoros en el aire. Finalmente, ambas señales eléctricas son convertidas, a través de circuitos convertidores análogo–digitales (ADC), en fuentes de datos binarios.

1.3 Codificación de datos

Las cámaras y micrófonos proveen la información completa sobre cada cuadro que se logra capturar, pero esta información es muy grande para poder ser transmitida o almacenada con economía. De hecho, el número de bits que se emplean para almacenar directamente una fuente de datos suele exceder el número de bits que se podrían emplear para almacenar solo la información útil³.

Una característica de la información audiovisual es que posee mucha redundancia en el tiempo, en frecuencia y, en el caso particular de las imágenes, posee redundancia en el espacio. Existe redundancia en tres ámbitos: en el tiempo, debido a que la diferencia entre una muestra y la que sigue no suele ser significativa; en frecuencia, debido a que existen componentes tonales que no son percibidos por el oído humano, o detalles tan sutiles que no son captados por el ojo humano, por tanto no aportan información útil; y en el espacio, debido a que existe poca diferencia entre zonas contiguas de la imagen captada. Por ello se emplean algoritmos de compresión que remueven la mayor parte de dicha redundancia, para poder transmitir la información con eficiencia.

³ La información útil es la mínima información necesaria para representar un dato en el destino con exactitud.

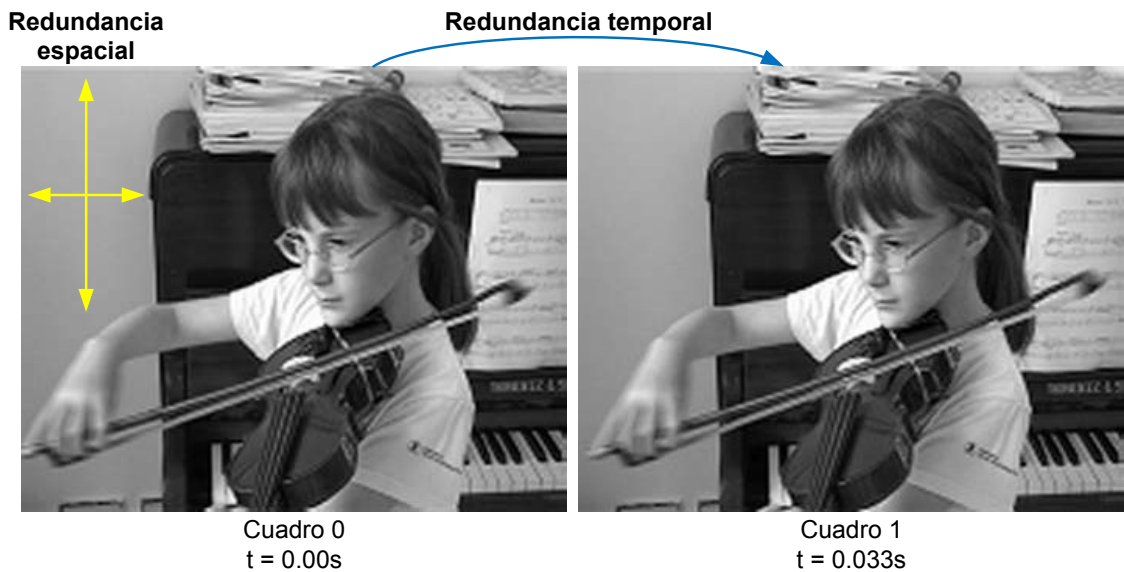


Fig. 1.4: Redundancia espacial y temporal de imágenes en movimiento

Elaborado por el autor

Actualmente, se emplean los estándares MPEG-2 y MPEG-4 AVC propuestos por el grupo de trabajo *Moving Picture Experts Group* (MPEG) para la compresión de la información visual, mientras que se emplean los estándares MP3, LPC y MPEG4-AAC para la compresión de la información sonora. Las especificaciones completas de los compresores empleados para la capa de datos están definidas en el estándar ABNT NBR 15606-1 [8].

a) Codificador MPEG-4 AVC

El estándar H.264/MPEG-4 AVC se emplea para la compresión de imágenes en movimiento. Es ampliamente usado para la grabación, compresión y distribución de vídeo de alta definición, tal que es el formato estándar para codificar contenidos visuales de discos Blu-ray, YouTube, vídeos incrustados en animaciones Adobe Flash, transmisiones televisivas (ATSC, ISDB-T, DVB-x), equipos de filmación de gama media y alta, entre otros.

Las técnicas de compresión empleadas en MPEG-4 AVC están basadas en las descritas en el Capítulo 1.3, por ejemplo:

- La incapacidad del sistema visual humano para detectar cambios bruscos de color permite que la información transmitida para los campos de color sea submuestreada, haciendo que sea mucho menor respecto a la información de luminancia, a la cual este sistema es más sensible.
- Para detectar componentes de alta frecuencia se usa la transformada discreta del coseno (DCT), las cuales son suprimidas dependiendo del nivel de compresión requerido.
- El número de bits requeridos para representar los valores resultantes de la DCT en píxeles adyacentes es minimizado a través de la cuantización, el escaneo en zigzag y la codificación mediante el algoritmo de Huffman.
- Las imágenes en movimiento suelen presentar regiones (macrobloques) que solo presentan desplazamiento. Por ello, se suprime la transmisión de dichas regiones y solo se transmiten vectores que definen su nueva posición.

a.1) La información restante posee mucha correlación con otros cuadros adyacentes en el tiempo. Por ello se definen tres tipos de cuadros:

- Cuadros I, que contiene información que puede decodificarse independientemente de otros. Estos suelen transmitirse aproximadamente cada 12 cuadros y son necesarios para iniciar la reconstrucción de las imágenes en movimiento.
- Cuadros P, que poseen solo información espacial y vectorial (macrobloques nuevos y vectores de movimiento de macrobloques antiguos) sobre la diferencia entre el cuadro presente y los cuadros I y P pasados.
- Cuadros B, que poseen solo información espacial y vectorial sobre la diferencia entre cuadros I y P pasados y futuros.

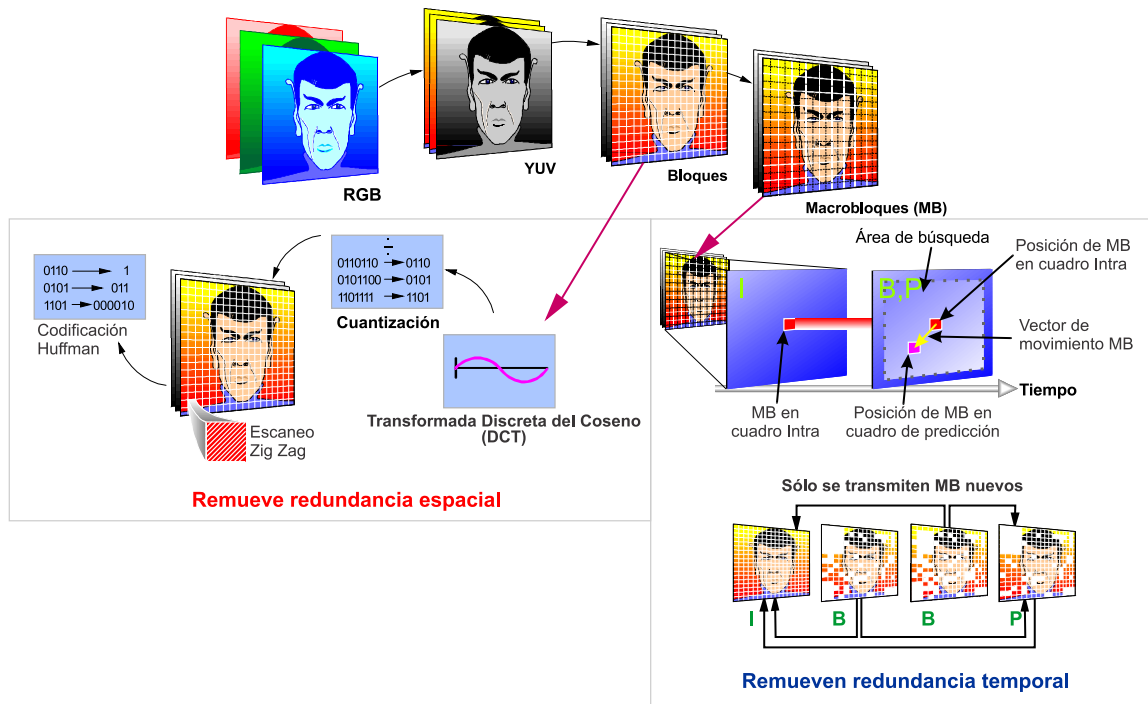


Fig. I.5: Técnicas de compresión de vídeo

Elaborado por el autor

a.2) Las características más saltantes del codificador MPEG-4 AVC son las siguientes:

- Compresión más eficiente de secuencias de vídeo rectangulares usando la configuración base, en comparación con los anteriores codificadores MPEG-1 y MPEG-2.
- Permite la codificación de objetos de vídeo usando zonas de forma irregular dentro de una escena de vídeo y con independencia de la codificación del fondo.
- Permite la codificación de imágenes estáticas y objetos animados en 2D y 3D.
- Posee tolerancia a errores, al agregar CRC-32 para detección de errores y define algoritmos para la interpolación de información.

b) Codificador MPEG-4 AAC

El estándar MPEG-4 AAC se emplea para la compresión de información sonora de alta definición. Es usado como codificador por defecto en contenidos de YouTube, equipos iPhone, iPad, Nintendo, PlayStation 3,

PlayStation Portable, equipos celulares que cuenten con sistema operativo, entre otros.

En particular, el sistema de compresión MPEG-4 AAC explota varias de las características descritas en el Capítulo 1.3, por ejemplo el enmascaramiento de sub-bandas, que aprovecha la insensibilidad del sistema auditivo humano para percibir componentes tonales de poca potencia cercanas a componentes de alta potencia, como se ilustra en la Fig. 1.6. Por ello, se emplea la DCT modificada (MDCT) para detectar y descartar dichas componentes. Posteriormente, los coeficientes restantes son cuantizados y codificados de acuerdo al estándar.

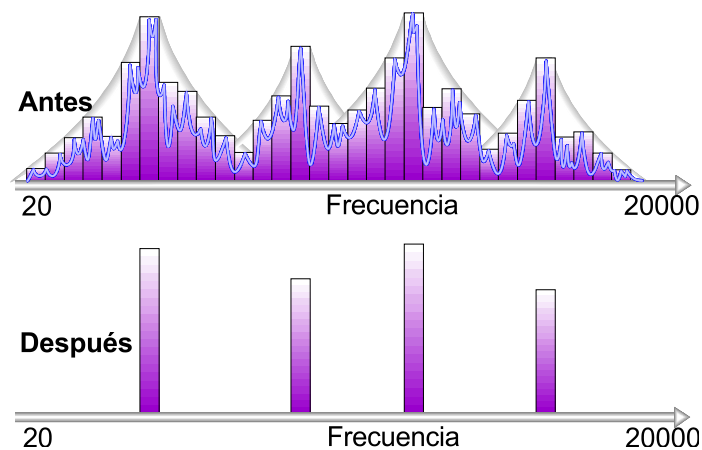


Fig. 1.6: Enmascaramiento de sub-bandas para compresión de audio

Elaborado por el autor

Las ventajas comparativas frente a otros estándares populares, como el estándar MPEG-1 Layer 3 (MP3), RealAudio o Windows Media Audio, son las siguientes [9]:

- Permite la inclusión de 48 canales de audio con ancho de banda completo en un único archivo, 16 canales de voz y 16 canales de datos.
- Tasas de bit arbitrarias, longitud de cuadros variable y más frecuencias de muestreo.

- Codificación más eficiente a través del uso de un banco de filtros más simple y solo usa el dominio de la frecuencia mediante la transformada discreta del coseno modificada (MDCT).
- Muestra mejor calidad y *transparencia*⁴ a tasas de bit más bajas que el codificador MP3 estándar.

c) Flujo de Transporte MPEG-2

Es una especificación de codificación que optimiza la transmisión y almacenamiento de un sistema MPEG sobre medios susceptibles a errores. En esta forma de codificación, un sistema MPEG se divide en bloques de información llamados *paquetes TS*, o *TSP*, de 188 bytes cada uno. La estructura básica de un TSP se ilustra en la Fig. I.7.

La longitud del paquete fue escogida originalmente para permitir que un TSP pueda encajar en cuatro paquetes de un sistema de transmisión ATM, antiguamente usado para el transporte de tráfico de voz, datos y vídeo en redes de computadoras.

Un sistema *Transport Stream* contiene varios tipos de información, como se especifica en la Fig. I.8. Además es posible que un mismo sistema MPEG contenga uno o más contenidos audiovisuales diferentes, llamados flujos elementales o ES -*elementary streams*. Los ES de vídeo, por ejemplo, transportan secuencialmente los grupos de cuadros o GOPs, donde cada cuadro contiene intrínsecamente la información necesaria para representar imágenes en la pantalla. Cada flujo elemental se transporta en paquetes PES – *Packetized Elementary Stream*, y un grupo de flujos elementales conforma un *programa*.

⁴ *Transparencia* es la inexistencia de distorsiones perceptibles debido a la compresión de información audiovisual

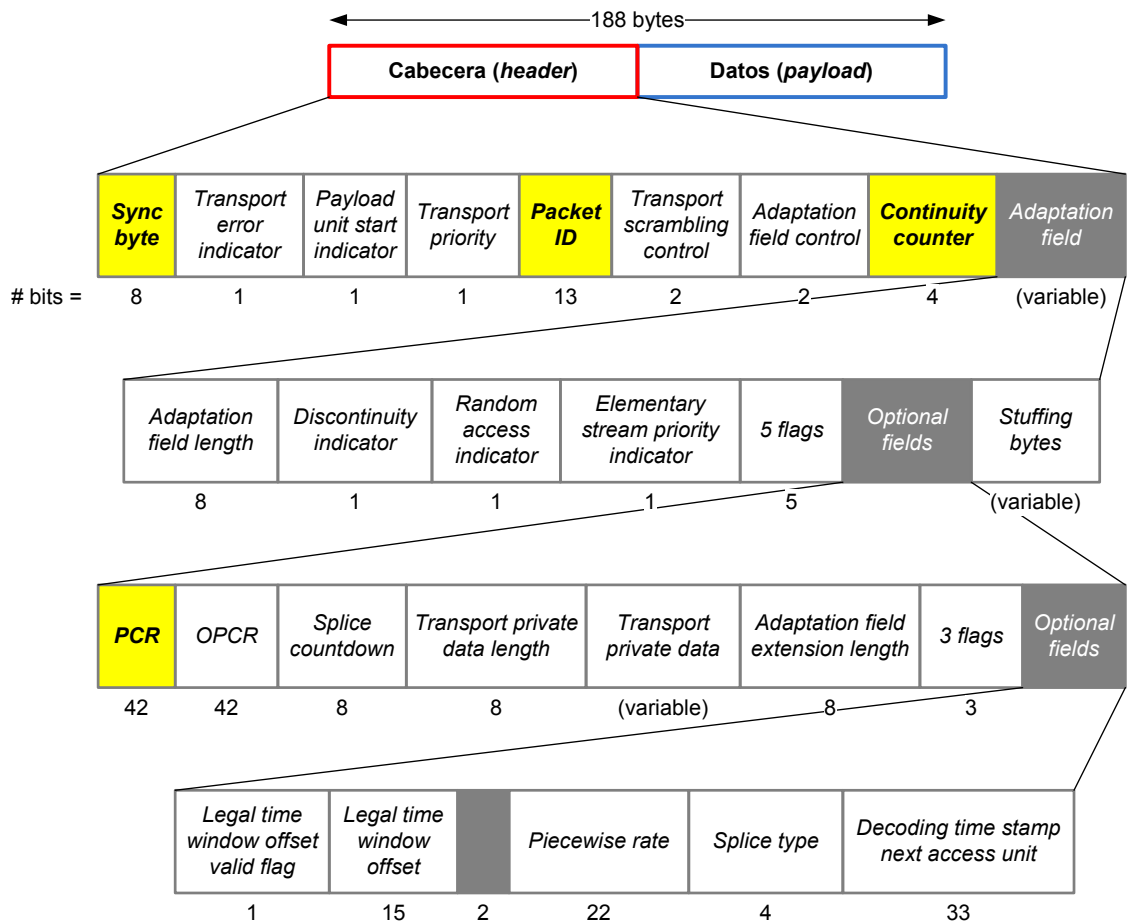


Fig. I.7: Estructura básica del paquete Transport Stream

Elaborado por el autor

Los paquetes TS poseen un extenso árbol de campos para estructurar la información de control y de datos que es transmitida. En el primer nivel, se distinguen los siguientes campos:

- *sync_byte*: Es un campo de ocho bits que se emplea como marca de sincronismo. Tiene un valor constante e igual a '0x47'.
- *transport_error_indicator*: Es un campo de un bit que advierte la existencia de uno o más bit errados en el paquete. Este valor es establecido por equipos retransmisores de *Transport Streams*, típicamente a través de redes de datos.
- *payload_unit_start_indicator*: Es un campo de un bit de longitud que indica al receptor que el paquete contiene el inicio de la información de un *Elementary Stream*.

- *transport_priority*: Es un campo de un bit que cuando su valor es '1', advierte que el paquete posee mayor prioridad que otros con el mismo PID que no tengan el indicador en el mismo valor.
- *PID (Packet ID)*: Es un campo de trece bits que sirve como identificador único del contenido de cada paquete TS. Los siguientes valores de PID están reservados según la norma ISO-IEC 13818 para los siguientes propósitos: **0x0000** - Tabla de Asociación de Programas (PAT), **0x0001** - Tabla de Acceso Condicional (CAT), **0x0002** - Tabla de Descripción de Transport Stream, **0x0003 a 0x000F** – Rango reservado, **0x0010 a 0x1FFE** – Rango de valores que pueden ser asignados para múltiples propósitos, **0x1FFF** - Paquete nulo.
- *transport_scrambling_control*: Es un campo de dos bits que indica el modo de encriptación de los datos de los paquetes TS.
- *adaptation_field_control*: Es un campo de dos bits que advierte la existencia del campo de adaptación y del campo de datos.
- *continuity_counter*: Es un campo de cuatro bits que indica la numeración consecutiva de paquetes con el mismo PID.
- *adaptation_field*: Opcional. Es un campo de longitud variable que transporta información necesaria para sincronización de ES.
- *data_bytes*: Opcional. Es un campo de longitud variable que transporta los bytes de los paquetes PES, conteniendo principalmente información de vídeo y audio. Esta información es el *payload* de un TSP, de acuerdo a la Fig. I.7. En el caso de los paquetes nulos, esta información tiene valores arbitrarios.

La información específica de cada programa se transmite mediante tablas llamadas PSI - *Program Specific Information*. Existen cuatro tipos de tablas PSI:

- Tabla de asociación de programas (PAT): define la correspondencia entre un número de programa⁵ y un PID de los paquetes que transportan dicho programa. El número de programa cero está reservado

⁵ El número de programa es una etiqueta numérica que puede ser usada, por ejemplo, como designación del canal de difusión.

para especificar el PID de red, donde se transporta la tabla de información de red.

- Tabla de mapeo de programas (PMT): especifica qué PID, y en consecuencia cuáles flujos elementales, conforman un único programa. También se define qué PID corresponde a los paquetes de referencia de tiempo, llamados PCR – *Program Clock Reference*, que establecen una referencia de tiempo que permite sincronizar los contenidos de los diferentes flujos elementales. La información intrínseca del PCR se encuentra en el campo de adaptación del TSP.
- Tabla de acceso condicional (CAT): define la asociación entre uno o varios sistemas de acceso condicional, los flujos elementales encriptados y sus parámetros especiales.
- Tabla de información de red (NIT): transporta información privada que no está reglamentada por el estándar MPEG. Puede contener algunas características propias del transmisor, como frecuencias del canal, características de modulación, entre otras.

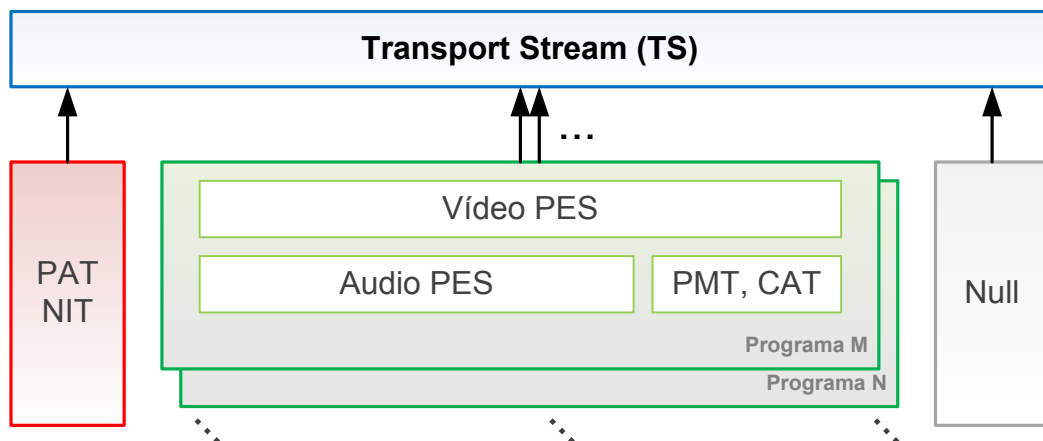


Fig. I.8: Tipos de información en un *Transport Stream*

Elaborado por el autor

Además de esta información, existen paquetes que se emplean para transportar información de relleno llamados *paquetes nulos*, y cuentan con un PID común (0x1FFF). Son necesarios para cubrir el ancho de banda que sobra en un canal y pueden agregarse o quitarse a libertad en

procesos de remultiplexaje de programas. En el caso de ISDB-Tb / SBTVD, los paquetes nulos originales de los TS de cada capa de transmisión son removidos antes de su remultiplexaje. Posteriormente, son añadidos para adaptarse a la tasa de bits de cada *layer*, de acuerdo a la configuración del transmisor.

1.4 Codificación de encriptación

En algunos casos, se suelen implementar algoritmos de encriptación para limitar la recepción de la información a receptores seleccionados. Estos son llamados Sistemas de Acceso Condicional (CAS). El estándar ISDB-T [10], precursor del ISDB-Tb / SBTVD, establece el uso de algoritmos CSA (*Common Scrambling Algorithm*) para dicho fin.

1.5 Codificación de canal

Debido a que las señales van a ser transmitidas a través de un canal no ideal, sufrirán el efecto de las perturbaciones que en él existan. Para superarlas, se agrega información redundante, generada sistemáticamente a través de algoritmos de codificación.

Los procesos de comunicación requieren de la presencia de sistemas que permitan controlar la presencia de errores en la información recibida a través del canal. Esto se logra a través de algoritmos que permitan detectarlos y corregirlos, ya sea volviendo a solicitar la información al emisor o intentando reconstruir el mensaje original a partir de la redundancia que pueda existir en el mensaje. Esta última técnica es llamada *Forward Error Correction* (FEC) o Corrección de Errores en el Destino.

En el caso del sistema de televisión digital terrestre a tratar, no es posible solicitar la retransmisión al emisor ya que la naturaleza de dicha transmisión es de *difusión*: el transmisor no tiene control granular sobre los receptores y viceversa. En consecuencia, solo es factible la corrección en el destino.

La Corrección de Errores en el Destino se suele ejecutar inmediatamente después de la conversión análogo-digital para aprovechar el uso de algoritmos de decisión suave, o de alta resolución. Estos resultan útiles para incrementar la efectividad en la decisión de los valores de los bits recibidos y la confiabilidad en dicha decisión, a través de operaciones matemáticas efectuadas en el valor analógico discretizado de la señal recibida. Por otro lado, los algoritmos de decisión dura solo permiten la decodificación de información a través de una señal binaria.

Los algoritmos empleados para la corrección y detección son llamados *códigos*, y se eligen de acuerdo a los siguientes criterios:

- Tipo de canal: los canales se clasifican de acuerdo a la distribución de sus errores: aleatorios, en ráfaga, con borrado, entre otros.
- Volumen de información: tamaño del mensaje a transmitir.
- Ganancia de codificación: es la potencia de señal sobre ruido que se gana por el uso del codificador.
- Complejidad computacional: recursos necesarios para completar la ejecución del algoritmo.

Por ejemplo, los códigos *Reed-Solomon* son muy efectivos para canales que poseen errores en ráfaga, pero no en canales con errores aleatorios. Por otro lado, los códigos de Verificación de Paridad de Baja Densidad (*Low Density Parity-check Codes* - LDPC) son más eficaces en canales con errores aleatorios y poseen una alta ganancia de codificación, siempre y cuando el volumen de información sea grande; además, exige una gran complejidad computacional para su implementación.

Los códigos se clasifican también en función de la estructura de sus algoritmos y sus propiedades matemáticas, como se presenta a continuación:

a) Códigos de bloque

Son aquellos que generan una secuencia de símbolos de redundancia para un mensaje conformado por símbolos de información, empleando el mismo alfabeto del mensaje original. Los códigos *lineales* son construidos a partir de operaciones sobre el bloque de información, en las cuales solo la adición es convergente; mientras que los códigos *cíclicos* y *polinomiales* son conformados a partir de operaciones en las cuales las operaciones de multiplicación y adición polinomiales son convergentes. Dependiendo de la distribución de los símbolos de redundancia, se les llama *sistemáticos* cuando los símbolos del mensaje original y los de paridad no están entrelazados, conservando la secuencia original; en caso contrario, se les llama *no sistemáticos*.

Por ejemplo, se tiene un código de bloques Hamming que posee como matriz generadora a G . Para codificar el mensaje binario m se efectúa la siguiente operación en módulo 2:

$$c = m \times G \quad (1.1)$$

El mensaje codificado es distorsionado por el canal durante su transmisión. Para fines prácticos, se representa al error e como una variable aleatoria que se combina aditivamente con la señal transmitida tal que la señal recibida es:

$$r = c + e \quad (1.2)$$

En el receptor, se tiene el mensaje recibido r , pero se desconoce el valor del error e y del mensaje codificado c . Para detectar el error que pueda existir en r , se necesita una matriz H tal que se cumplan las siguientes condiciones:

$$GH^T = 0 \quad (1.3)$$

$$cH^T = 0 \quad (1.4)$$

Con la matriz H se calcula el síndrome del mensaje recibido:

$$s = rH^T = (c + e)H^T = eH^T \quad (1.5)$$

Si el síndrome s es diferente de $\mathbf{0}$, se decodificará el síndrome en un patrón de error \hat{e} , a través de una regla de correspondencia tal que $\hat{e} = f(s)$, y finalmente el mensaje corregido será expresado mediante la ecuación:

$$\mathbf{c} = \mathbf{r} + \hat{e} \quad (1.6)$$

Por ejemplo, si se emplea el código de bloques sistemático Hamming (7,4), las matrices de codificación y decodificación serán:

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

Para transmitir el mensaje $\mathbf{m} = [1 \ 0 \ 1 \ 1]$, se debe codificar mediante la matriz generadora, como se indica en la expresión (1.1):

$$\begin{aligned} \mathbf{c} &= \mathbf{m} \times \mathbf{G} \\ &= [1 \ 0 \ 1 \ 1]_{1,4} \times \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}_{4,7} \\ &= [1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0]_{1,7} \end{aligned} \quad (1.9)$$

En el destino, tras pasar por un canal de transmisión gaussiano, el receptor tiene el siguiente mensaje:

$$\mathbf{r} = [1 \ 0 \ \mathbf{0} \ 1 \ 0 \ 1 \ 0]_{1,7} \quad (1.10)$$

Donde el bit en rojo está errado. Para que el sistema detecte este error, se debe efectuar la siguiente operación, obtenida en la ecuación (1.5):

$$\begin{aligned}
\mathbf{s} &= \mathbf{rH}^T \\
&= [1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0]_{1,7} \times \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}_{7,3} \\
&= [0 \ 1 \ 1]_{1,3}
\end{aligned} \tag{I.11}$$

El síndrome \mathbf{s} nos indica la posición del error, que para el caso de los códigos Hamming se calcula de la siguiente forma:

$$\mathbf{s} = \mathbf{rH}^T = \mathbf{eH}^T = [e_1 \ e_2 \ \dots \ e_n] \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1^T \\ \mathbf{h}_2^T \\ \vdots \\ \mathbf{h}_n^T \end{bmatrix} = \mathbf{h}_i^T \tag{I.12}$$

Donde i es la posición del error, en la cual se comprueba que la columna i de \mathbf{H} es igual a la transpuesta del síndrome \mathbf{s} . En el ejemplo, se observa que el síndrome es igual a la tercera columna de la matriz de detección \mathbf{H} , $\mathbf{s} = \mathbf{h}_3^T$. Por tanto, el vector de error correspondiente se presenta en la expresión (I.19):

$$\mathbf{e} = [0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0] \tag{I.13}$$

Finalmente, el mensaje corregido $\hat{\mathbf{c}}$ será:

$$\begin{aligned}
\hat{\mathbf{c}} &= \mathbf{r} + \mathbf{e} \\
&= [1 \ 0 \ \mathbf{0} \ 1 \ 0 \ 1 \ 0] + [0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0] \\
&= [1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0]
\end{aligned} \tag{I.14}$$

Todos los códigos de bloque poseen una secuencia de detección similar a la expuesta anteriormente, que implica el cálculo de un síndrome, de la posición de los errores y el valor del error para efectuar la corrección de los mismos. Entre ellos se diferencian por el campo algebraico utilizado para determinar los símbolos del mensaje y las operaciones que requieren para calcular el símbolo y el valor de error. En el caso particular del sistema bajo estudio se emplea el código Reed-Solomon, cuyas propie-

dades se describen en el Capítulo a.2), el cual emplea un tipo de campo finito denominado Campo de Galois, que se describe en el Capítulo a.1).

a.1) Campos de Galois

Son conjuntos de objetos algebraicos que cuentan con dos operaciones: suma y multiplicación, un elemento de identidad aditiva y un elemento de identidad multiplicativa. Estos no siempre se corresponden con los que pertenecen al campo de los números reales y solo poseen un número finito de elementos. Llevan el apellido de su descubridor, Évariste Galois, y se denotan con el símbolo $GF(p^n)$, donde p es un número primo y $n \in \mathbb{N}$, $n > 1$, siendo p^n el número de elementos del campo.

Los elementos de un campo $GF(p^n)$ son n -tuples⁶ de $GF(p)$. Estos son creados por el residuo de la división de un polinomio generador $g(x)$, irreducible en el campo $GF(p)$, con la multiplicación consecutiva de su raíz, α , como se indica en la expresión (I.15):

$$\alpha^i = R_{g(\alpha)}[\alpha^{i-1}\alpha], \quad i > 0 \quad (\text{I.15})$$

Los elementos son denotados de varias formas: como potencias de α ; como un polinomio, cuyos coeficientes son los n -tuples correspondientes; como un número entero; entre otros. En el siguiente ejemplo, se procede a crear el campo $GF(2^4)$ con el generador $g(x) = 1 + x + x^4$. El elemento α se define como la raíz del generador g , por lo tanto:

$$g(\alpha) = 1 + \alpha + \alpha^4 = 0 \quad (\text{I.16})$$

O también:

$$\alpha^4 = 1 + \alpha \quad (\text{I.17})$$

⁶ n -tuples: secuencia ordenada de n elementos de un conjunto.

En todo campo finito, se tienen los elementos 0 y 1 como elementos primarios, donde $1 = \alpha^0$. Luego, según la ecuación (I.15), los siguientes elementos del campo serán:

$$\begin{aligned}
 \alpha^1 &= \alpha^0 a = a & (I.18) \\
 \alpha^2 &= \alpha^1 a = \alpha^2 \\
 \alpha^3 &= \alpha^2 a = \alpha^3 \\
 \alpha^4 &= \alpha^3 a = \alpha^4 \alpha^0 = 1 + \alpha \\
 \alpha^5 &= \alpha^4 a = (1 + \alpha)\alpha = \alpha + \alpha^2 \\
 \alpha^6 &= \alpha^5 a = (\alpha + \alpha^2)\alpha = \alpha^2 + \alpha^3 \\
 \alpha^7 &= \alpha^6 a = (\alpha^2 + \alpha^3)\alpha = \alpha^3 + \alpha^4 = \alpha^3 + 1 + \alpha \\
 &\vdots
 \end{aligned}$$

Con el generador dado, se pueden obtener hasta quince elementos diferentes de cero, los cuales se listan en la Tabla I.1.

Tabla I.1: Representaciones de los elementos del campo $GF(2^4)$

Representación Polinomial	Representación Vectorial	Representación como entero (LSB primero)	Representación en Potencias
0	0 0 0 0	0	—
1	1 0 0 0	1	$1 = \alpha^0$
α	0 1 0 0	2	α
α^2	0 0 1 0	4	α^2
α^3	0 0 0 1	8	α^3
$1 + \alpha$	1 1 0 0	3	α^4
$\alpha + \alpha^2$	0 1 1 0	6	α^5
$\alpha^2 + \alpha^3$	0 0 1 1	12	α^6
$1 + \alpha + \alpha^3$	1 1 0 1	11	α^7
$1 + \alpha^2$	1 0 1 0	5	α^8
$\alpha + \alpha^3$	0 1 0 1	10	α^9
$1 + \alpha + \alpha^2$	1 1 1 0	7	α^{10}
$\alpha + \alpha^2 + \alpha^3$	0 1 1 1	14	α^{11}
$1 + \alpha + \alpha^2 + \alpha^3$	1 1 1 1	15	α^{12}
$1 + \alpha^2 + \alpha^3$	1 0 1 1	13	α^{13}
$1 + \alpha^3$	1 0 0 1	9	α^{14}

Para $p = 2$ y $n = 8$, se forma el campo $GF(2^8)$, cuyos elementos son a su vez una secuencia de 8 elementos del campo binario $GF(2)$, por tanto, equivalente a un octeto de información binaria. Por ello, el

campo $GF(2^8)$ es usado típicamente en algoritmos de codificación de datos.

La generación de los campos de Galois puede ser efectuada también a través de registros de desplazamiento con realimentación lineal (LFSR – Linear Feedback Shift Register), siendo $g(x)$ el polinomio que determina las conexiones entre los registros, que son etiquetados con los valores de los tuples. Para el ejemplo anterior con $g(\alpha)$ definido en la expresión (I.16), el circuito se conformaría como se ilustra en la Fig. I.9:

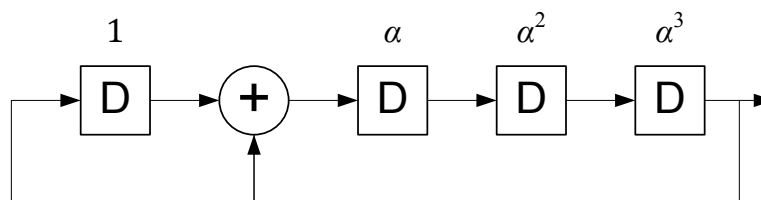


Fig. I.9: Circuito generador de elementos de $GF(2^4)$

Se asume que los registros son binarios y se inicializan, de izquierda a derecha, en 1 0 0 0. El operador suma mostrado corresponde a la operación binaria XOR. A medida que el sistema recibe pulsos de reloj, el estado del circuito genera la representación vectorial, mientras que el número de pulsos transcurridos determinan la potencia de α que le corresponde al elemento.

a.2) Codificación Reed-Solomon (RS)

Es un algoritmo que emplea un código cíclico no binario para codificar un mensaje, dentro de un campo finito. Se dice que no es binario debido a que los elementos del mensaje son también elementos de un campo de Galois $GF(q^m)$, cuyo número de elementos es mayor a dos. Si $q = 2$, entonces $m > 1$ representa el número de bits necesarios para representar cada elemento. La longitud de estos códigos será en consecuencia $2^m - 1$. Se considerará además que k es el

número de elementos del mensaje transmitido y n es el número de elementos del mensaje codificado.

Por ejemplo, para codificar un mensaje $\mathbf{m} = (m_0, m_1, \dots, m_{k-1})$, debe ser primero representado como un polinomio $m(x) = m_0 + m_1x + \dots + m_{k-1}x^{k-1}$. Posteriormente, se calculará el mensaje codificado c de la siguiente manera:

$$c(x) = m(x)x^{n-k} - R_{g(x)}[m(x)x^{n-k}] \quad (I.19)$$

Donde $R_{g(x)}$ es el residuo después de la división del argumento por $g(x)$.

Los generadores del código RS poseen la siguiente forma:

$$g(x) = (x - \alpha^b)(x - \alpha^{b+1}) \dots (x - \alpha^{b+2t-1}) \quad (I.20)$$

Donde α es un elemento primitivo del campo de Galois y $b \in \mathbb{N}$. En los códigos RS el grado de g es siempre igual a $2t$ y el polinomio $c(x)$ posee un grado máximo igual a n . En consecuencia, $k = n - 2t$.

Las capacidades de corrección de este código se detallan en la literatura [11] de los códigos BCH y RS, donde se enuncia un teorema sobre la mínima distancia de este código, la cual satisface la siguiente expresión:

$$d_{min} = 2t + 1 \quad (I.21)$$

Lo cual da lugar a una corrección máxima de t símbolos errados.

El proceso de codificación comienza a través del agrupamiento de bits en símbolos de datos, representados como elementos de un campo finito de Galois $GF(2^p)$. El marco teórico referente a los Campos de Galois se presenta en el Capítulo a.1). Estos símbolos servirán como coeficientes de un polinomio $P(x)$, que será dividido respecto a otro polinomio $G(x)$, denominado Generador del código, y el residuo de esta operación es representado en bits para ser usado como la paridad del mensaje inicial. El proceso descrito se puede

representar como un filtro digital, cuya representación circuital se puede apreciar en la Fig. I.10.

En cada pulso de reloj, se ingresa un símbolo de datos al codificador, compuesto por un grupo de p bits. Al inicio de la codificación, los selectores (color verde) se posicionan en el nodo 0 respectivo, con el fin de alimentar al codificador con los grupos de bits del mensaje entrante. Al finalizar el ingreso del mensaje, los elementos de memoria contienen la paridad calculada para el mensaje. En este instante, los selectores se posicionarán en el nodo 1, donde se ingresan bits nulos con el valor 0 hasta que los elementos de memoria desplacen la paridad hacia la salida.

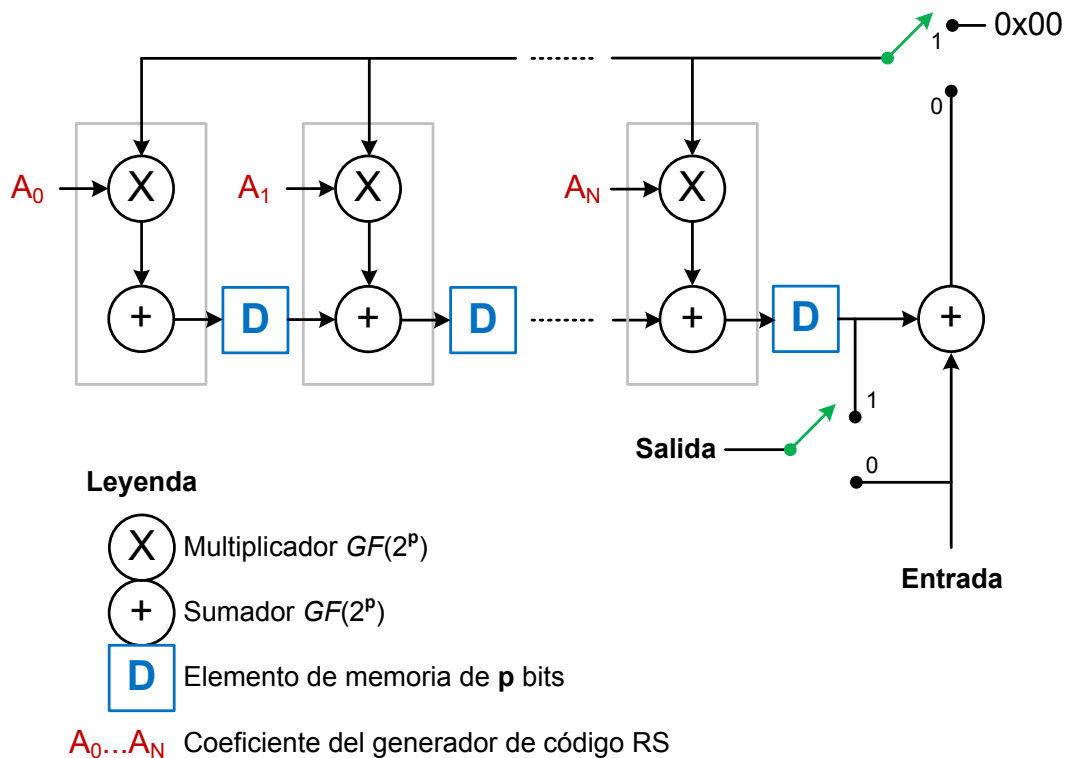


Fig. I.10: Circuito descriptivo de un codificador Reed-Solomon

Elaborado por el autor

En el receptor, el mensaje recibido $r(x)$ equivale a la suma del mensaje codificado más el error añadido por el canal, como se expresa en (I.22):

$$r(x) = c(x) + e(x) \quad (1.22)$$

Para decodificar y corregir este mensaje, se ha desarrollado diversos algoritmos que generalmente ejecutan los siguientes procesos:

- Cálculo del síndrome $S = \{S_1, S_2, \dots, S_{2t}\}$, a través de la ecuación (1.28):

$$S_j = r(\alpha^j) = \sum_{k=0}^{n-1} r_k \alpha^{jk}, \quad j = 1, 2, \dots, 2t \quad (1.23)$$

Si el síndrome es cero, entonces no existen errores en el mensaje. En caso contrario, se procede a calcular el polinomio localizador del error.

- Determinación del polinomio localizador de error, cuyas raíces proveen una información útil para determinar dónde están dichos errores. Existen varios métodos disponibles, pero se sabe que el *algoritmo de Berlekamp-Massey* es el más eficiente [12]. Por ello fue elegido para la implementación del sistema.
- Encontrar la raíz del polinomio localizador de error. En esta aplicación se emplea el algoritmo de *búsqueda de Chien*, que es una técnica eficiente de búsqueda sobre todos los elementos del campo finito.
- Determinar el valor del error. En el sistema actual se implementa el *algoritmo de Forney* para calcular dicho valor, debido a su gran eficacia en la resolución de esta tarea.

b) Códigos convolucionales

Son códigos lineales que poseen una estructura distinta en la matriz de generación, de tal forma que el proceso de codificación se asemeja al filtrado o a una operación de convolución cuyos argumentos son los bits del mensaje y los registros internos del codificador, los cuales conservan los últimos bits del mensaje entrante $\mathbf{m} = \{m_0, m_1, \dots, m_L\}$.

Estos codificadores suelen representarse como circuitos digitales con memoria. Se le llama *estado* al valor que poseen sus registros (bloques

'D') en un momento dado, como se aprecia en el recuadro azul de la Fig. I.11. Para facilitar el proceso de decodificación, se recomienda que los registros se inicialicen y finalicen en un estado conocido, típicamente el estado cero.

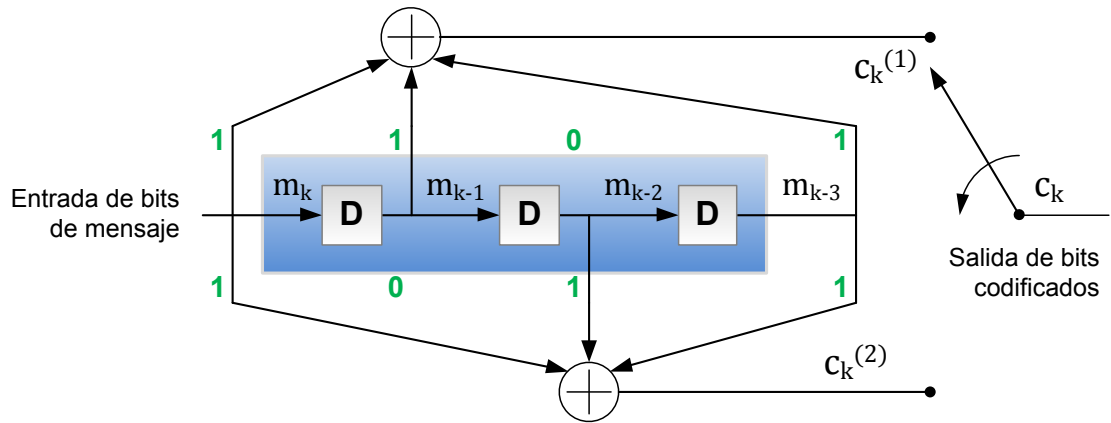


Fig. I.11: Circuito convolucional (15, 13) no recursivo, no sistemático
Elaborado por el autor

Estos circuitos poseen un número finito de estados y restricciones en las transiciones posibles entre ellos, como se indica en la Fig. I.13. Las líneas continuas representan las transiciones producidas por un bit con valor cero a la entrada, mientras que las líneas punteadas, las transiciones producidas por un bit de valor uno. En este ejemplo, el registro tiene una longitud de 3 bits, por lo tanto tiene $2^3 = 8$ estados posibles, que serán etiquetados como se indica en la Fig. I.12, en la que se presenta la codificación del bit '1' durante el estado "E₁₀₁" para el codificador (15, 13).

De acuerdo a su estructura, estos codificadores pueden ser sistemáticos o no sistemáticos, si poseen o no una salida que repite el mensaje original, respectivamente. Además, se pueden clasificar como recursivos o no recursivos, si en su estructura circuital presentan o no un lazo de realimentación, respectivamente.

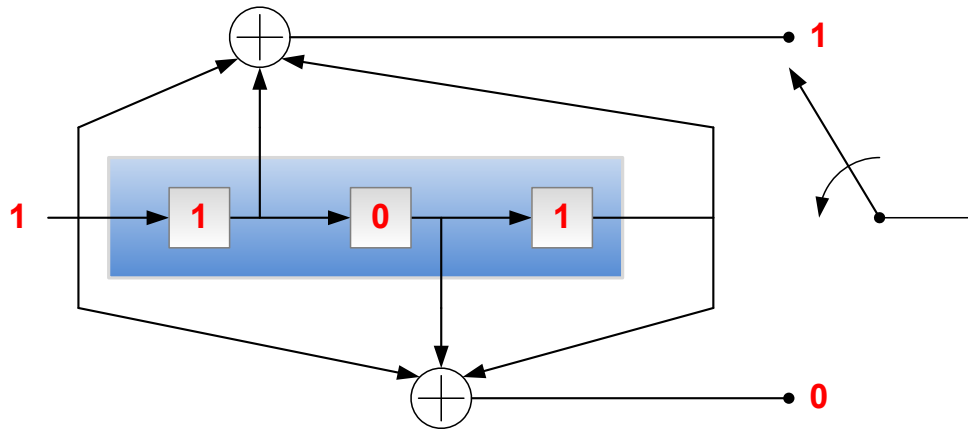


Fig. I.12: Codificación convolucional (15, 13)
Elaborado por el autor

Las conexiones entre los registros y los sumadores del circuito, leídas de izquierda a derecha, sirven para denotar al codificador. Como se muestra en la Fig. I.11, las conexiones del sumador de la salida superior corresponden con el valor 1 1 0 1, mientras que los de la inferior corresponden con el valor 1 0 1 1. Si se interpretan estos valores como números binarios y se convierten en números octales, se tiene 15_8 y 13_8 . De esta manera, el circuito se denota como un codificador convolucional (15, 13).

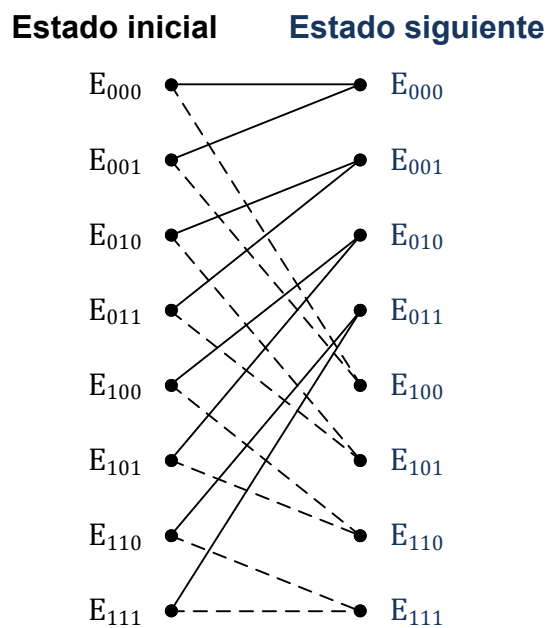


Fig. I.13: Transición de estados de codificador convolucional (15,13)
Elaborado por el autor

El proceso de codificación para el codificador citado se desarrolla de la siguiente manera: primero, los sumadores capturan el valor en sus entradas y calculan el mensaje codificado. Posteriormente, los bits del mensaje original ingresan por la izquierda y van desplazando los valores de los registros hacia la derecha. Este proceso se repite tantas veces como bits posea el mensaje. Por ejemplo, en la Fig. I.11 se observa que las ecuaciones que gobiernan las conexiones del circuito codificador son:

$$c_k^{(1)} = m_k + m_{k-1} + m_{k-3}, \quad c_k^{(2)} = m_k + m_{k-2} + m_{k-3} \quad (I.24)$$

Finalmente, la salida del código citado es un entrelazamiento de los vectores $c_k^{(1)}$ y $c_k^{(2)}$, tal que el vector del mensaje de salida \mathbf{c} es:

$$\mathbf{c} = \{c_0^{(1)}, c_0^{(2)}, c_1^{(1)}, c_1^{(2)}, c_2^{(1)}, c_2^{(2)}, c_3^{(1)}, c_3^{(2)}, c_4^{(1)}, c_4^{(2)}, \dots\} \quad (I.25)$$

Para cada bit a la entrada del codificador de la Fig. I.11, existen dos bits salientes, por lo tanto es un código con tasa $R = 1/2$. Esta tasa es denominada *tasa madre*. Finalmente, el mensaje codificado se obtiene entrelazando los bits resultantes.

El proceso de transición entre estados puede ser representado también en un diagrama de Trellis, como se muestra en la Fig. I.14. Dicho diagrama representa el conjunto de todas las rutas posibles por las cuales un codificador puede transitar en el tiempo. Por ejemplo, para el mensaje $\mathbf{m} = \{1,0,1,0,0,1\}$ y el codificador citado inicializado en el estado cero, las salidas serán:

$$\mathbf{c}^{(1)} = \{1,1,1,0,0,0\}, \quad \mathbf{c}^{(2)} = \{1,0,0,1,1,0\} \quad (I.26)$$

En consecuencia, el mensaje entrelazado será:

$$\mathbf{c} = \{11,10,10,01,01,00\} \quad (I.27)$$

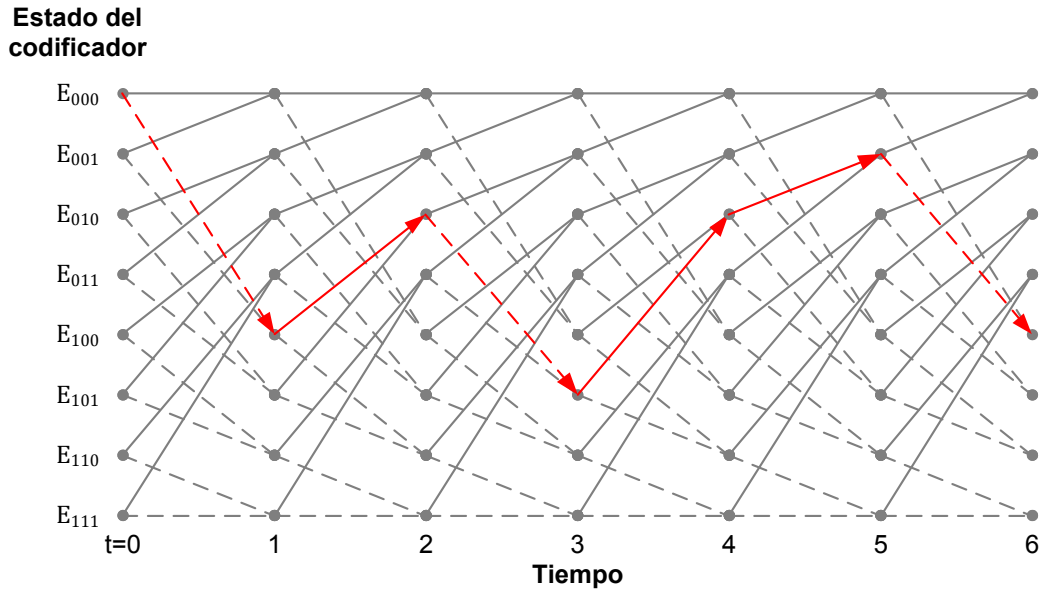


Fig. I.14: Diagrama de Trellis para la codificación de un mensaje binario
Elaborado por el autor

Para elevar la tasa de codificación, se recurre a la eliminación sistemática de ciertos bits del mensaje codificado, a costa de reducir el rendimiento del código. Este proceso se denomina *perforado* y se denota con una matriz (o patrón) de perforado.

Por ejemplo, para obtener una tasa $R = 2/3$, se emplea el patrón de perforado $P = \begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$, de forma que P_1 corresponda al patrón de perforado para la salida $c^{(1)}$ y P_2 para la salida $c^{(2)}$. En consecuencia, la salida resultante será:

$$\bar{c} = \{c_0^{(1)}, c_0^{(2)}, c_1^{(1)}, -, c_2^{(1)}, c_2^{(2)}, c_3^{(1)}, -, c_4^{(1)}, c_4^{(2)}, \dots\}$$

Los símbolos de guión – indican los lugares donde el perforado fue ejecutado; por lo tanto, dichos símbolos no son transmitidos.

La decodificación de los códigos convolucionales exige el uso de algoritmos que recuperen la secuencia de estados del codificador a través de los bits que resultaron de su salida. Existen varios códigos que son capa-

ces de ello, pero en el sistema bajo estudio se norma el uso del algoritmo de Viterbi, cuyas propiedades se describen en el Capítulo 1.9a).

Para la decodificación del código perforado se deben llevar a cabo los mismos procesos que se usa para un código no perforado, con la diferencia de que se deben identificar las posiciones de los símbolos perforados para no agregarles métricas de rama. El proceso de decodificación y del cálculo de métricas de rama se detalla en el Capítulo 1.9a).

c) Dispersión de energía

En los sistemas de transmisión, estos elementos sirven para reducir la dependencia de la densidad espectral de potencia de la señal transmitida sobre la información transmitida. Esto resulta útil para cumplir con los requerimientos de potencia espectral y rango dinámico de los amplificadores. Si se superan dichos límites, el amplificador introducirá distorsiones no lineales, tales como dispersión del espectro fuera de la banda, intermodulación y cambios en la constelación de la señal.

En el caso particular de las modulaciones OFDM, la potencia de la señal depende de la fase y amplitud de las subportadoras. Estas se miden a través de la relación de potencia pico a valor medio (*Peak-to-Average Power Ratio - papr*). Se debe procurar que el *papr* sea minimizado para que el rango dinámico no sea superado.

Una señal OFDM está compuesta de múltiples tonos sinusoidales en cuadratura, llamados subportadoras. En su máxima amplitud, está determinada por la siguiente expresión:

$$x(t) = \cos(2\pi ft) + j \sin(2\pi ft) = e^{j2\pi ft} = e^{j\theta} \quad (1.28)$$

Donde:

$$\theta = 2\pi ft, \quad T = 1/f \quad (1.29)$$

La potencia media de esta señal está dada por:

$$\begin{aligned} E[\|x(t)\|^2] &= E[x(t)x^*(t)] & (1.30) \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T e^{j\theta} e^{-j\theta} dt \\ &= 1 \end{aligned}$$

El pico de potencia de esta señal está dado por:

$$\begin{aligned} \max(\|x(t)\|^2) &= \max(x(t)x^*(t)) & (1.31) \\ &= \max(e^{j\theta} e^{-j\theta}) \\ &= 1 \end{aligned}$$

En este caso, el *papr* está dado por:

$$papr = \frac{\max(\|x(t)\|^2)}{E[\|x(t)\|^2]} = 1 \quad (1.32)$$

Pero una señal OFDM está compuesta por múltiples subportadoras. Si dicha señal contara con K subportadoras y, en un instante dado, están todas en fase y en su máxima amplitud, la señal resultante $x(t)$ será:

$$x(t) = \sum_{k=0}^{K-1} e^{jk\theta} \quad (1.33)$$

Dicha señal OFDM posee un *papr* máximo dado por:

$$papr = \frac{\max(\|x(t)\|^2)}{E[\|x(t)\|^2]} = \frac{K^2}{K} = K \quad (1.34)$$

En el estándar de transmisión digital de televisión ABNT NBR 15601 se definen tres modos de transmisión: modo 1, con 1405 portadoras; modo 2, con 2809 portadoras; y modo 3, con 5617 portadoras. Para cada modo, 8/9 del número total de portadoras sirven para transmitir datos, y una única portadora, ubicada al final de la banda, sirve como tono piloto continuo. Por lo tanto, en el modo 3 existen 4992 portadoras que transmiten datos, llamadas *portadoras útiles*. Si los datos tuvieran la máxima amplitud y fueran constantes, el *papr* sería 4992, que equivale a 36.98 dB, lo cual es

excesivo e introduciría mucha distorsión a la señal al saturar – y dañar – los amplificadores.

El dispersor de energía impide la homogeneidad de la información binaria para minimizar el *psnr* promedio. Este funciona combinando la señal de información binaria con una secuencia pseudoaleatoria binaria mediante operaciones OR exclusivo. En el Capítulo 1.13b) se describe una implementación de un dispersor de energía empleado en el estándar ISDB-Tb / SBTVD.

d) Entrelazamiento

En algunos tipos de canal, los errores en los símbolos de información se presentan uno a continuación de otro, en ráfagas. Por ejemplo, esto ocurre en los canales inalámbricos cuando existe una caída súbita de la relación señal a ruido durante un periodo de tiempo. También puede ocurrir debido a las limitaciones de los algoritmos de decodificación. Por ejemplo, si se introduce gran cantidad de símbolos errados consecutivamente durante la decodificación de un mensaje mediante el algoritmo de Viterbi, el decodificador tomara una decisión incorrecta sobre la ruta sobreviviente, que producirá una ráfaga de errores en el mensaje decodificado.

Existen varias alternativas para corregir los mensajes con errores en ráfaga. Una de ellas es bajar la tasa de datos del codificador de canal, con lo cual el sistema tendería a la ineficiencia. Otra alternativa es incrementar el grado de los símbolos o el número de elementos de memoria interna para abarcar la ráfaga de bits errados con un número mayoritario de bits correctos, con lo cual el sistema no sería implementable para fines prácticos.

Para que la recuperación de la información por parte de los decodificadores sea más eficiente, se permuta la secuencia de símbolos a transmitir a través de un entrelazador, como se ilustra en la Fig. I.15. En el destino, la secuencia se revierte a su estado original mediante un desentrelazador. Esto evita que aquellos errores que se presenten en ráfaga afecten a un

mismo bloque de datos. Un entrelazamiento de longitud grande garantiza un mejor desempeño de los decodificadores, a costa de incrementar el tiempo de atraso en la salida de la información y exige aumentar significativamente el tamaño de los registros de los decodificadores.

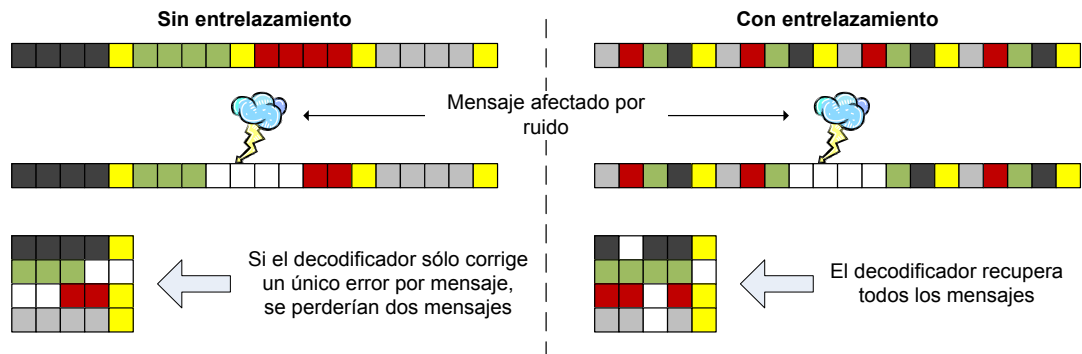


Fig. I.15: Efecto del entrelazamiento en un canal con ruido en ráfaga
Elaborado por el autor

Una forma común para entrelazar símbolos es el entrelazamiento en bloque, en el cual un bloque de registros se lee y escribe en sentidos diferentes, como se ilustra en la Fig. I.16. Este tipo de entrelazamiento se realiza típicamente de la siguiente forma: primero, los símbolos se escriben en el bloque a través de las filas, hasta completar el bloque; finalmente, se transmiten los símbolos leyendo el bloque a través de las columnas. El número de columnas del bloque, M , lo determina el tamaño del mensaje; mientras que el número de filas, N , determina la profundidad del entrelazamiento. Si un mensaje es afectado por una ráfaga de tamaño l , al desentrelazar el mensaje se tendrá como máximo l/M errores.

Otra forma para entrelazar símbolos es el entrelazamiento convolucional o cruzado, que consiste en un arreglo de líneas de retardo de longitud variable por el cual pasan los símbolos de información, como se ilustra en la Fig. I.17. La longitud del retardo se incrementa en D símbolos en cada línea, siendo M el número total de líneas. Si un mensaje es afectado por una ráfaga de errores de tamaño l , entonces $\lceil l/(MD + 1) \rceil$ errores se introducirán en el mensaje desentrelazado.

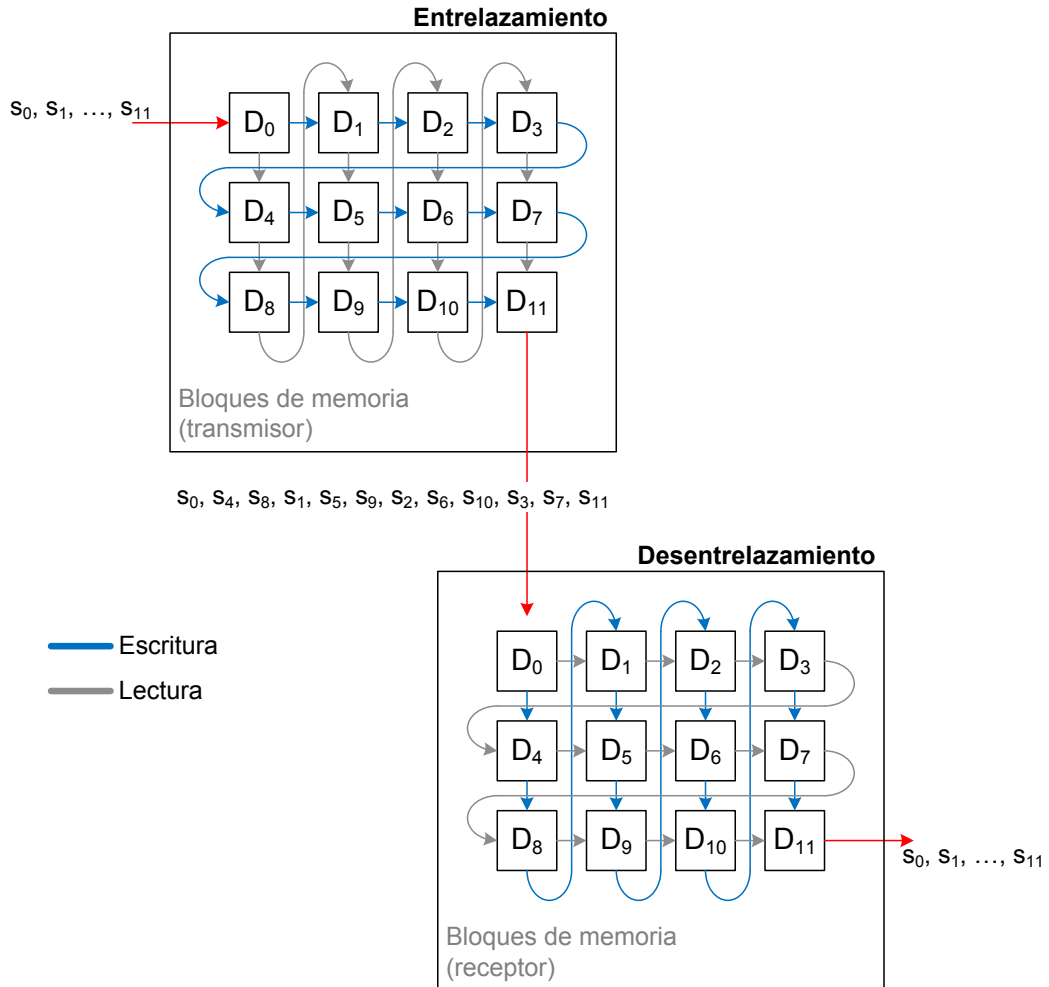


Fig. I.16: Sistema de entrelazamiento en bloque de tamaño 3x4

Elaborado por el autor

La eficiencia de un entrelazador se define como la razón entre la *mínima longitud de una ráfaga de errores que exceda la capacidad de corrección* y la *cantidad de memoria que emplea el entrelazador*. Si t es el máximo número de errores en un mensaje que un codificador puede corregir, la eficiencia de los entrelazadores descritos se expresa a través de las siguientes ecuaciones:

$$\gamma_B = \frac{Nt + 1}{NM} \approx \frac{t}{M} \quad (I.35)$$

$$\gamma_C = \frac{(MD + 1)(t - 1) + 1}{DM(M - 1)/2} \approx \frac{2t}{M - 1} \quad (I.36)$$

Siendo γ_B y γ_C la eficiencia de los entrelazadores en bloque y convolucionales, respectivamente. Se aprecia que $\gamma_C/\gamma_B \approx 2$, lo cual denota que el entre-

lazamiento convolucional es más eficiente. Sin embargo, éste introduce un atraso en la transmisión de símbolos, como se aprecia en la Fig. I.17: existen $M = 3$ líneas que agregan $D = 1$ símbolos de retardo adicional. La salida mostrada en la etapa de desentrelazamiento ocurre realmente después de $DM(M - 1) = 12$ símbolos recibidos.

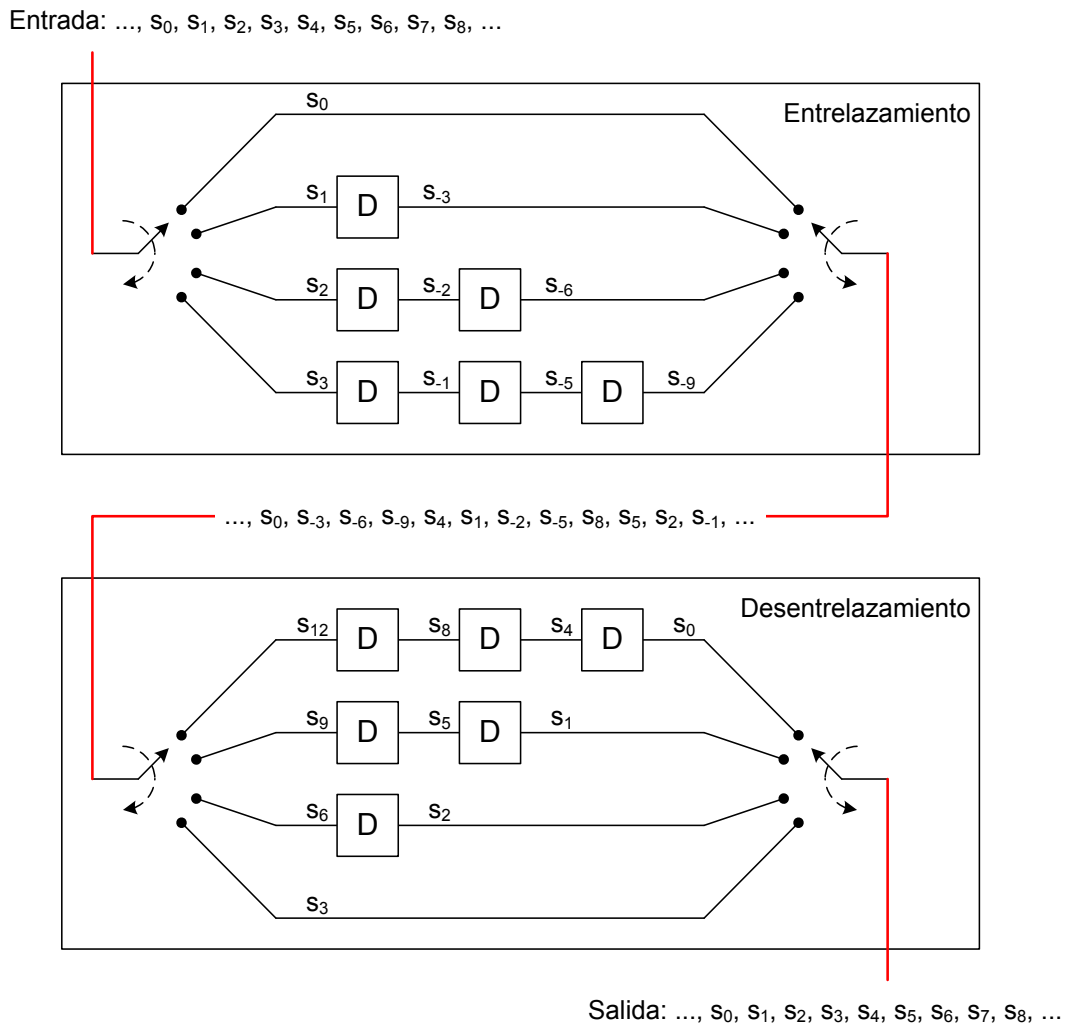


Fig. I.17: Sistema de entrelazamiento convolucional
Elaborado por el autor

1.6 Modulador

El modulador es el bloque que realiza un proceso de cambio en algunas propiedades de una señal periódica de alta frecuencia, llamada *portadora*, mediante otra señal llamada *modulante*, que contiene la información a transmitir. Los parámetros más importantes que una señal modulante puede cambiar en la portadora son su amplitud, su fase y su frecuencia. Estas señales pueden ser pulsos de luz, diferencias de potencial eléctrico, u ondas electromagnéticas, de acuerdo al canal elegido.

Se observa que el proceso de modulación genera una señal que tiene un espectro en frecuencia similar al de la señal modulante pero desplazado y centrado en la frecuencia de la portadora. Para el caso de la señal BPSK, el espectro antes y después del proceso de modulación se muestra en la Fig. 1.18.

Existen dos familias de modulaciones: análogas y digitales. En las análogas, la señal portadora es continuamente modulada por la señal a transmitir; en las digitales, la señal portadora es modulada por otra señal que cambia tras un periodo de tiempo. Dicha señal es llamada *símbolo* y representa uno o más bits de información de forma analógica, que suele presentarse en una tabla llamada *alfabeto de modulación* y presentarse gráficamente en *constelaciones*⁷, como se muestra en la Fig. 1.20. El conjunto de valores distintos que puede tomar la señal modulante digital es finito y es una función generada por un número similar de patrones de bits para transmitir.

⁷ Un diagrama de constelaciones es una representación de todos los valores posibles que pueden tomar los símbolos de una señal digital modulada en fase o cuadratura, dentro de un plano complejo. El eje horizontal (I) es la amplitud de la componente en fase y el eje vertical (Q) es la amplitud de la componente en cuadratura.

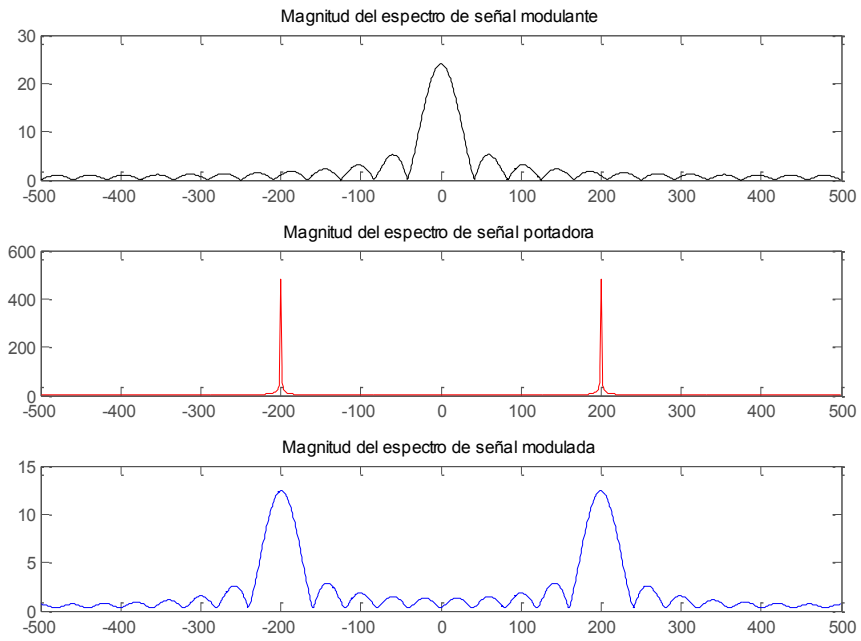


Fig. I.18: Efecto de la modulación sobre el espectro de una portadora
Elaborado por el autor

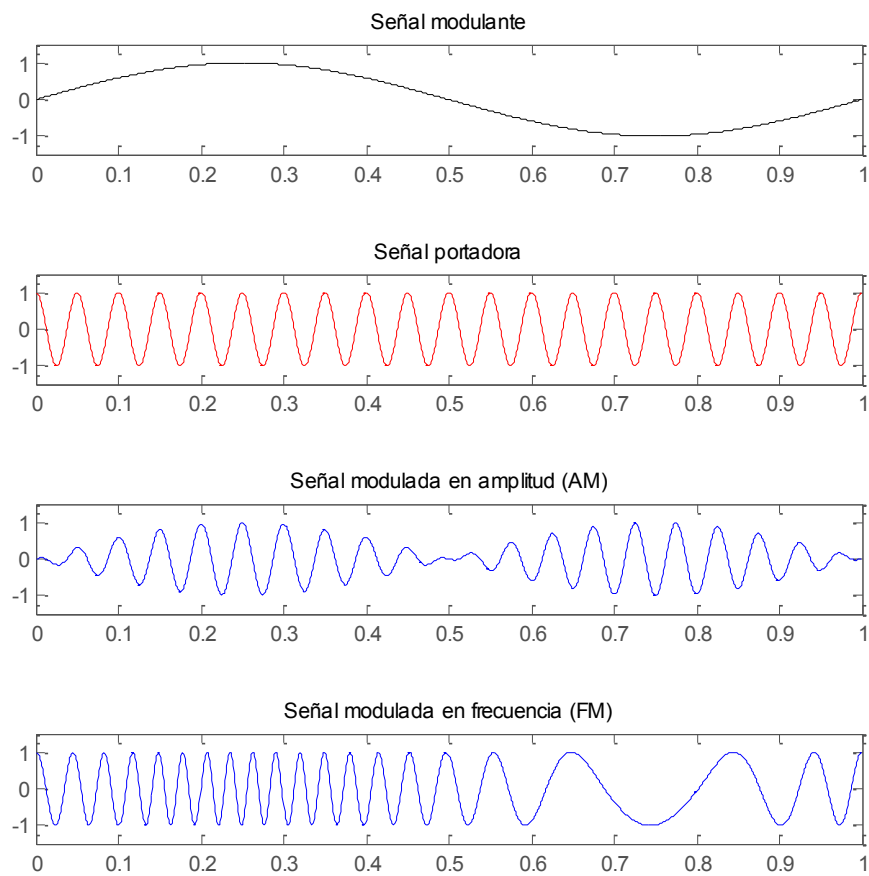


Fig. I.19: Portadora senoidal modulada en amplitud y en frecuencia
Elaborado por el autor

En los estándares de transmisión de televisión digital terrestre se emplean netamente modulaciones digitales, mayormente las de modulación de fase (PSK) y las modulaciones de amplitud en cuadratura (QAM) debido a que exhiben una alta relación de tasa de bits sobre el ancho de banda requerido, respecto a otras modulaciones. Además, ambas modulaciones pueden alcanzar altos órdenes y con ello se incrementa la capacidad del canal de transmisión manteniendo el mismo ancho de banda, a costa de comprometer la inmunidad de la señal al ruido y la tasa de error, como se ilustra en la Fig. I.20.

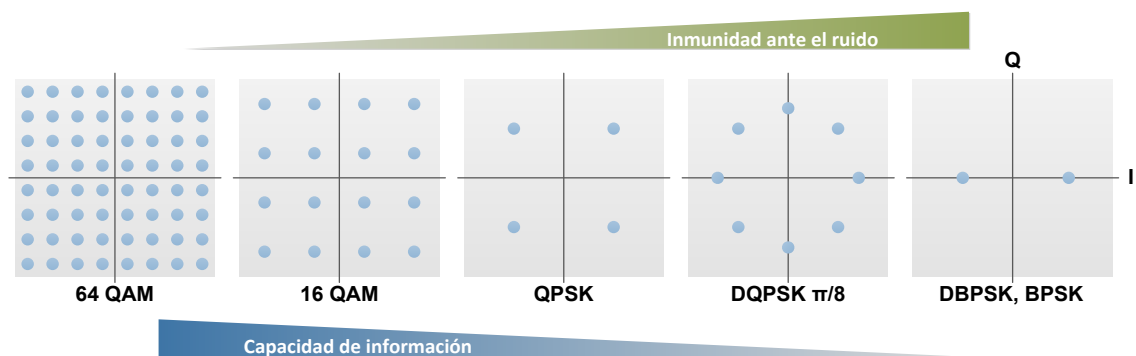


Fig. I.20: Constelaciones usadas en la modulación ISDB-Tb / SBTVD

Elaborado por el autor

En el estándar ISDB-Tb / SBTVD, las señales modulantes se generan mediante el alfabeto especificado en el estándar ABNT NBR 15601, indicando el número de bits por símbolo, su periodo y el valor correspondiente. Debido a que se emplean modulaciones de órdenes mayores, en la cual un único símbolo compuesto por señales ortogonales contiene varios bits, el alfabeto de modulación se representa mejor a través de su representación como constelación.

a) Modulación PSK

Es una técnica de modulación en la que se transmite una señal de información modulando la fase de una señal de referencia. Una señal PSK se puede expresar mediante la ecuación (I.37):

$$s(t) = \Re\{ae^{-j(2\pi f_0 t + \theta(t))}\} = a \cos(2\pi f_0 t + \theta(t)) \quad (I.37)$$

Donde a es la amplitud de la portadora, f_0 es su frecuencia y $\theta(t)$ es la señal de información, la cual afecta la fase de la portadora. La constelación de la señal resultante $s(t)$ posee puntos uniformemente espaciados en fase, que están situados alrededor de un círculo de radio a . Esto implica que todos los símbolos transmitidos mediante esta modulación poseen la misma energía y es proporcional a a y a la duración de los símbolos.

La modulación en fase más básica es la modulación binaria (BPSK). Un alfabeto de ejemplo para dicha modulación se presenta en la Tabla I.2, el cual solo usa dos fases que corresponden con los valores que puede tener un único bit.

Tabla I.2: Alfabeto de modulación para señal BPSK de ejemplo

Valor de bit	Fase de salida
0	0
1	π

Esta técnica de modulación también admite modulaciones de órdenes mayores: por ejemplo la modulación PSK en cuadratura (QPSK) emplea cuatro fases, cada una llevando los valores de dos bits; la modulación 8-PSK emplea ocho fases, cada una llevando los valores de tres bits; en general, una modulación N -PSK empleará N fases distintas llevando $\log_2 N$ bits cada una.

En el receptor, el demodulador determina la fase de la señal transmitida comparándola con una señal de referencia, la cual en algunos sistemas no está disponible. Por ello existe la *codificación diferencial de fase*, en la que no se requiere determinar el valor absoluto de la fase del transmisor (sincronización) para determinar el símbolo transmitido: solo se requiere calcular la diferencia de fase entre el símbolo presente y el anterior. Esto además simplifica la recepción en canales que introducen un tipo de distorsión llamada *rotación de fase*. Un ejemplo del alfabeto de modulación

para una modulación de fase binaria diferencial (DBPSK) se presenta en la Tabla I.3.

Tabla I.3: Alfabeto de modulación para señal DBPSK de ejemplo

Valor de bit	Fase de salida
0	$+\pi/2$
1	$-\pi/2$

En el caso de una modulación BPSK (no diferencial), si se tiene un vector de bits $x = \{1, 0, 0, 1, 0\}$, una señal portadora de 2 MHz y símbolos binarios cuyo periodo es de $1 \mu\text{s}$, de acuerdo al alfabeto de modulación de la Tabla I.2 se genera la señal BPSK mostrada en la Fig. I.21, correspondiente a una señal modulante de fase binaria (BPSK) de 2400 bps.

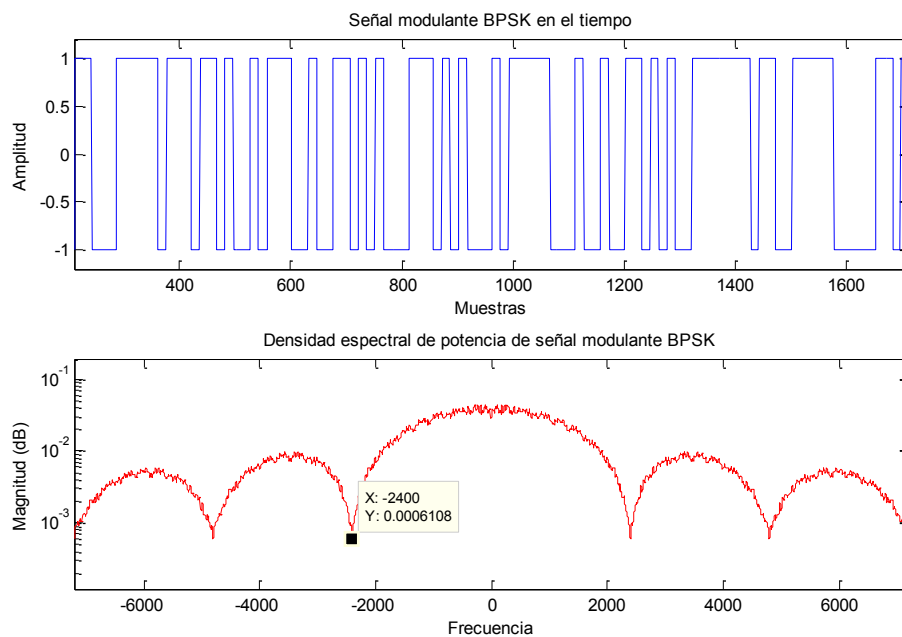


Fig. I.21: Gráfica en el tiempo y en frecuencia de una señal BPSK

Elaborado por el autor

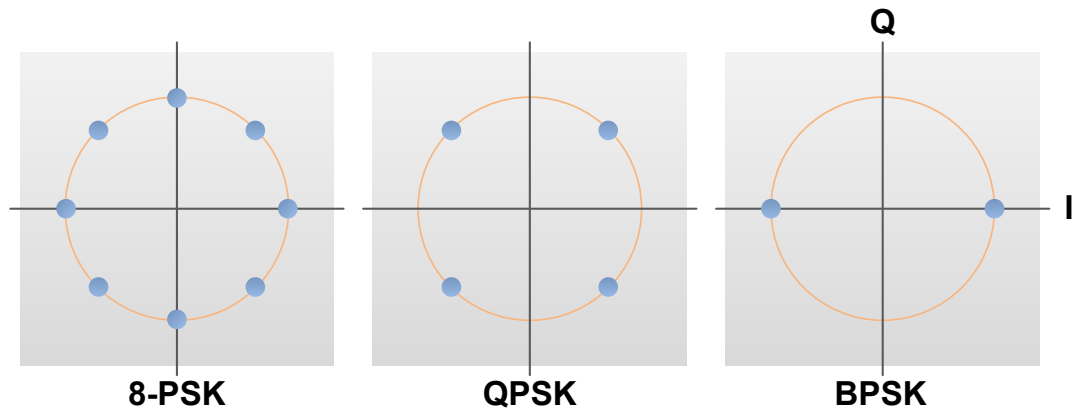


Fig. I.22: Constelaciones PSK de diversos órdenes

Elaborado por el autor

b) Modulación QAM

Es una técnica de modulación en la que se transmite una señal de información modulando la amplitud de dos portadoras tonales en cuadratura⁸. La señal modulada resultante es simplemente la combinación aditiva de las portadoras moduladas, y se puede expresar mediante la ecuación (I.38):

$$\begin{aligned}
 s(t) &= \Re\{[I(t) + jQ(t)]e^{-j2\pi f_0 t}\} \\
 &= I(t) \cos(2\pi f_0 t) - Q(t) \sin(2\pi f_0 t)
 \end{aligned}
 \tag{I.38}$$

Donde $I(t)$ y $Q(t)$ son las señales que modulan la amplitud de dos portadoras tonales en cuadratura, $\cos(2\pi f_0 t)$ y $\sin(2\pi f_0 t)$, que están a la frecuencia f_0 . Debido a que están en cuadratura, ambas señales moduladas son ortogonales entre sí y por lo tanto es posible detectarlas independientemente. La constelación de dicha señal es una región bidimensional que contiene puntos ubicados de acuerdo a los posibles valores de I y Q de los símbolos.

⁸ Dos señales tonales se encuentran en cuadratura cuando tienen la misma frecuencia y están desfasadas 90° entre sí

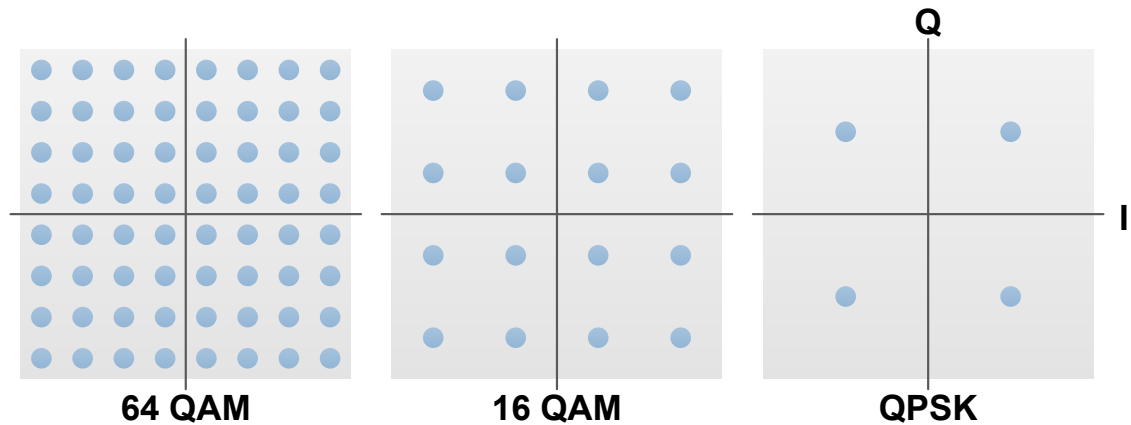


Fig. I.23: Constelaciones de diversas modulaciones QAM

Elaborado por el autor

En el receptor, el demodulador recupera las señales de información modulando de nuevo la señal recibida con una señal de referencia a la misma frecuencia, como se expresa en la ecuación (I.39):

$$\begin{aligned}
 r_I(t) &= s(t) \cos(2\pi f_0 t) && (I.39) \\
 &= [I(t) \cos(2\pi f_0 t) - Q(t) \sin(2\pi f_0 t)] \cos(2\pi f_0 t) \\
 &= \frac{I(t)}{2} + \frac{1}{2} [I(t) \cos(4\pi f_0 t) - Q(t) \sin(4\pi f_0 t)]
 \end{aligned}$$

Al excluir los componentes de alta frecuencia mediante un filtro pasabajos, se recupera la señal de información $I(t)$. De manera similar, se puede recuperar la señal $Q(t)$ al modular la señal recibida con otra señal de referencia en cuadratura.

En el caso de las modulaciones QAM para la transmisión de señales digitales, los niveles de I y Q se expresan mejor mediante constelaciones, donde se muestra la correspondencia del valor (I, Q) del símbolo QAM con un grupo de bits, como se muestra en la Fig. I.51 y la Fig. I.52 para modulaciones 16-QAM y 64-QAM, respectivamente. En la Fig. 24 se ilustra una señal QPSK de 2400 bps, modulada con una portadora de 7200 Hz.

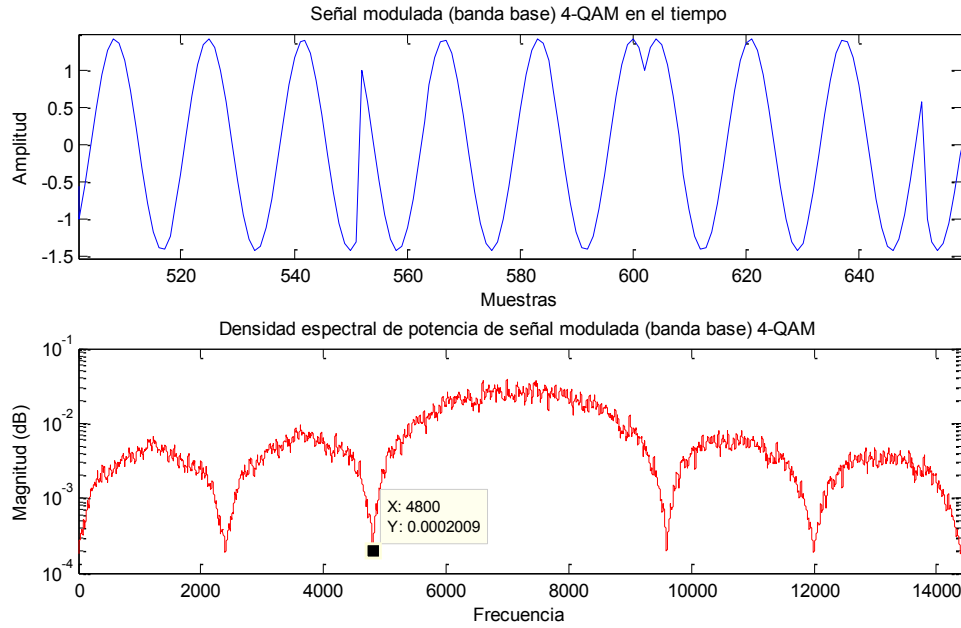


Fig. I.24: Gráfica en el tiempo y en frecuencia de una señal QPSK
Elaborado por el autor

c) Modulación OFDM

Es una técnica de transmisión en la cual se multiplexa en frecuencia varias portadoras que puedan ser recuperadas individualmente; para ello, estas deben ser *ortogonales* entre sí.

Para que dos señales cualesquiera sean ortogonales, deben estar suficientemente espaciadas en frecuencia entre sí y no deben interferirse mutuamente (*crosstalk*). Expresado formalmente, dos señales estacionarias x e y son ortogonales si y solo si:

$$\int_0^T x(t)y(t)dt = 0 \quad (I.40)$$

Por ejemplo, para que dos señales QAM (moduladas en fase y amplitud) $x(t) = a \cos(2\pi f_1 t + \theta_1(t))$ e $y(t) = b \cos(2\pi f_2 t + \theta_2(t))$, sean ortogonales se debe cumplir la igualdad expresada en (I.41):

$$\int_0^T \cos(2\pi f_1 t) \cos(2\pi f_2 t + \theta(t)) dt = 0 \quad (I.41)$$

En una aplicación real, las fases $\theta_1(t)$ y $\theta_2(t)$ cambian su valor en función de la información transmitida, también llamado *símbolo*, que se mantiene constante durante un periodo de T segundos. Por lo tanto, $\theta_1(t) = \theta_1$ y $\theta_2(t) = \theta_2$ para $t \in [0, T]$.

Sea $\theta = \theta_2 - \theta_1$ la diferencia de fase entre las señales, y asumiendo que la información transmitida es arbitraria, θ también será arbitraria. En consecuencia, la expresión (I.41) se reduce a:

$$\int_0^T \cos(2\pi f_1 t) \cos(2\pi f_2 t + \theta) dt = 0 \quad (I.42)$$

Mediante identidades trigonométricas se expande la expresión (I.42):

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} \int_0^T [\cos(2\pi(f_1 - f_2)t - \theta) + \cos(2\pi(f_1 + f_2)t + \theta)] dt = 0 \quad (I.43) \\ \int_0^T [\cos(2\pi(f_1 + f_2)t) \cos(\theta) - \sin(2\pi(f_1 + f_2)t) \sin(\theta) \\ + \cos(2\pi(f_1 - f_2)t) \cos(-\theta) \\ + \sin(2\pi(f_1 - f_2)t) \sin(-\theta)] dt = 0 \end{aligned}$$

Se factoriza las constantes de la expresión (I.43):

$$\begin{aligned} \cos(\theta) \int_0^T [\cos(2\pi(f_1 + f_2)t) + \cos(2\pi(f_1 - f_2)t)] dt \quad (I.44) \\ - \sin(\theta) \int_0^T [\sin(2\pi(f_1 + f_2)t) \\ + \sin(2\pi(f_1 - f_2)t)] dt = 0 \end{aligned}$$

Se resuelven las integrales definidas de la expresión (I.44):

$$\begin{aligned} \cos(\theta) \left(\frac{\sin(2\pi(f_1 + f_2)t)}{2\pi(f_1 + f_2)} + \frac{\sin(2\pi(f_1 - f_2)t)}{2\pi(f_1 - f_2)} \right) \Bigg|_{t=0}^T \quad (I.45) \\ + \sin(\theta) \left(\frac{\cos(2\pi(f_1 + f_2)t)}{2\pi(f_1 + f_2)} \right. \\ \left. + \frac{\cos(2\pi(f_1 - f_2)t)}{2\pi(f_1 - f_2)} \right) \Bigg|_{t=0}^T = 0 \end{aligned}$$

Se evalúa la expresión (I.45) para $t = 0$ y $t = T$:

$$\begin{aligned} \cos(\theta) \left[\frac{\sin(2\pi(f_1 + f_2)T)}{2\pi(f_1 + f_2)} + \frac{\sin(2\pi(f_1 - f_2)T)}{2\pi(f_1 - f_2)} \right] \\ + \sin(\theta) \left[\frac{\cos(2\pi(f_1 + f_2)T) - 1}{2\pi(f_1 + f_2)} \right. \\ \left. + \frac{\cos(2\pi(f_1 - f_2)T) - 1}{2\pi(f_1 - f_2)} \right] = 0 \end{aligned} \quad (I.46)$$

Ya que las fases son arbitrarias, es necesario que los términos independientes de ella sean iguales a cero para cumplir la igualdad. Para ello, se establecen las siguientes condiciones:

- *Condición 1*: el producto de la separación de frecuencias con el periodo de símbolo debe ser entero:

$$f_1 - f_2 = \Delta f \geq \frac{k}{T}, \quad k \in \mathbb{N} \quad (I.47)$$

Tras aplicar la primera condición, se tienen las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned} \left[\frac{\sin(2\pi(k/T + 2f_2)T)}{2\pi(k/T + 2f_2)c} + \frac{\sin(2\pi k)}{2\pi k/T} \right] = 0 \\ \sin(2\pi k + 4\pi f_2 T) = 0 \\ \sin(2\pi k) \cos(4\pi f_2 T) - \cos(2\pi k) \sin(4\pi f_2 T) = 0 \\ \sin(4\pi f_2 T) = 0 \end{aligned} \quad (I.48)$$

$$\begin{aligned} \left[\frac{\cos(2\pi(k/T + 2f_2)T) - 1}{2\pi(k/T + 2f_2)} + \frac{\cos(2\pi k) - 1}{2\pi k/T} \right] = 0 \\ \cos(2\pi k + 4\pi f_2 T) - 1 = 0 \\ \cos(2\pi k) \cos(4\pi f_2 T) + \sin(2\pi k) \sin(4\pi f_2 T) - 1 = 0 \\ \cos(4\pi f_2 T) = 1 \end{aligned} \quad (I.49)$$

Condición 2: el periodo del símbolo debe ser múltiplo de la mitad del periodo de la portadora de frecuencia inferior en banda base. En este caso, la frecuencia inferior es f_2 :

$$f_2 = \frac{m}{2T}, \quad m \in \mathbb{N} \quad (1.50)$$

En consecuencia, las expresiones (1.48) y (1.49) son iguales a:

$$\begin{aligned} \sin(4\pi f_2 T) &= \sin(2\pi m) = 0 \\ \cos(4\pi f_2 T) &= \cos(2\pi m) = 1 \end{aligned} \quad (1.51)$$

Con ello se demuestra que ambas condiciones son necesarias para garantizar la ortogonalidad de dos señales multiplexadas en frecuencia. Se observa que la separación de portadoras Δf corresponde al ancho de banda mínimo necesario para acotar la señal al k -ésimo nulo en el espectro. Por ejemplo, el espectro de tres señales BPSK, cada una de 2400 bps, multiplexadas en OFDM con $k = 1$ y $m = 6$, se muestra en la Fig. 1.25.

En general, la ecuación que determina una señal OFDM compuesta por N subportadoras QAM es:

$$\begin{aligned} s(t) &= \Re \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{j2\pi f_n t} \right\} \\ &= \Re \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} (a_n + jb_n) e^{j2\pi f_n t} \right\} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} [a_n \cos(2\pi f_n t) + b_n \sin(2\pi f_n t)] \end{aligned} \quad (1.52)$$

Donde $s(t)$ es la señal OFDM en el tiempo, $X_n = a_n + jb_n$ es la magnitud compleja de la subportadora n , N es el número total de subportadoras, f_n es la frecuencia central de la subportadora n , y T_s es la duración del símbolo OFDM.

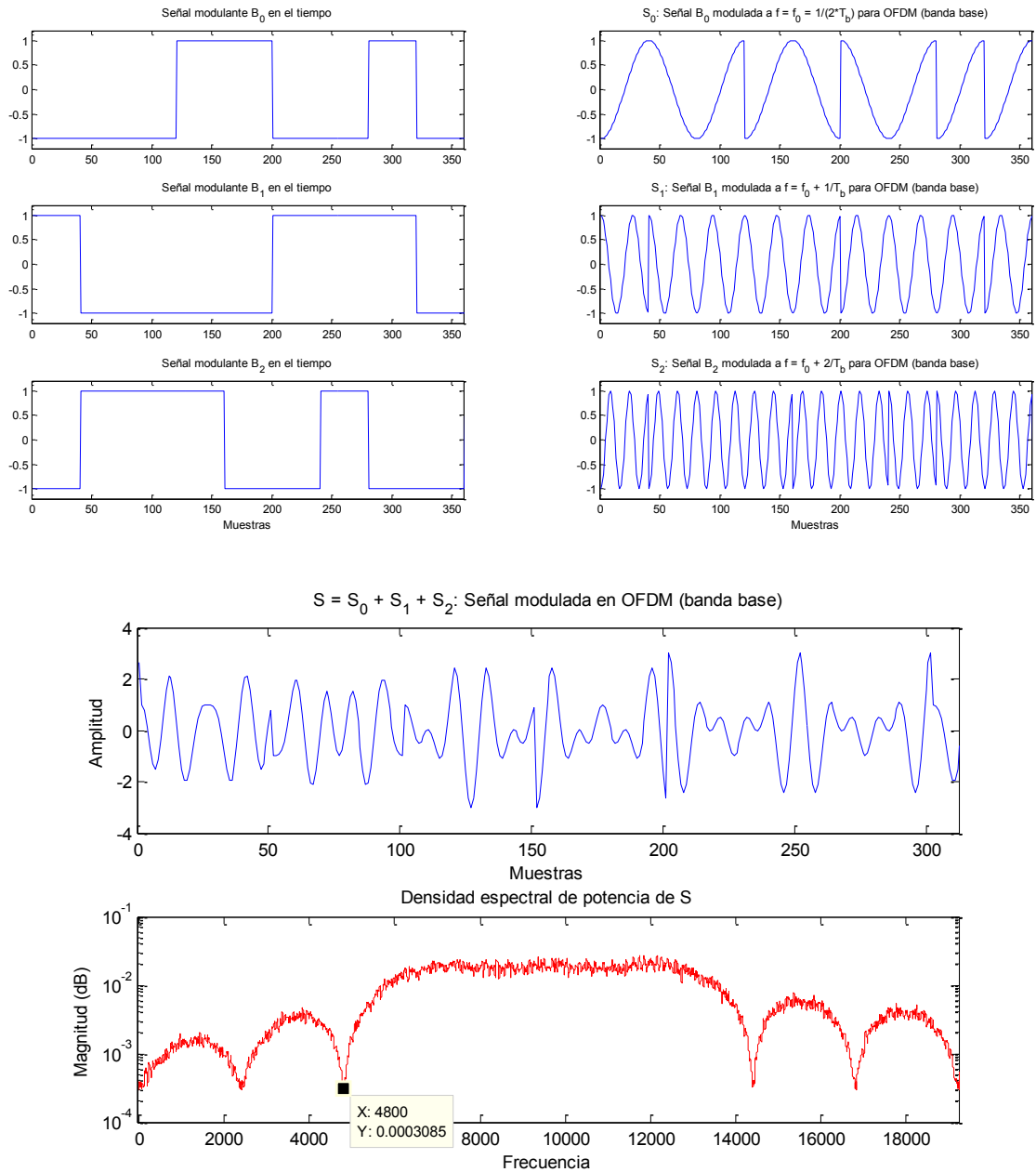


Fig. I.25: Gráfica en tiempo y frecuencia de señal OFDM

Elaborado por el autor

La ventaja de los sistemas OFDM, en comparación a aquellos de una única portadora, es que son menos inmunes al desvanecimiento selectivo en frecuencia: al distribuir la información en varias portadoras, el desvanecimiento selectivo afectaría solo un número limitado de estas, con lo cual se minimiza el impacto en la señal. Además, difieren de los sistemas convencionales FDM en que no es necesario que las subportadoras cuenten con bandas de guarda ni filtros independientes, sino solo un único filtro

cuyo ancho de banda de paso abarque a todas las subportadoras. De esta forma se logra reducir el ancho de banda necesario y la complejidad de los equipos de comunicación.

En la práctica, los símbolos OFDM se generan mediante sistemas digitales como el de la Fig. I.26. Se observa que en este tipo de implementaciones, los bits de información son mapeados, de acuerdo con la constelación de la modulación, en señales que contienen información sobre la amplitud y fase de cada subportadora en frecuencia. Luego, se agrupan N símbolos, siendo N la longitud de la transformada de Fourier, para ser convertidas en un símbolo OFDM en el tiempo, a través de la transformada rápida de Fourier inversa (FFT^{-1}). Finalmente, el símbolo es convertido en una señal analógica para su transmisión.

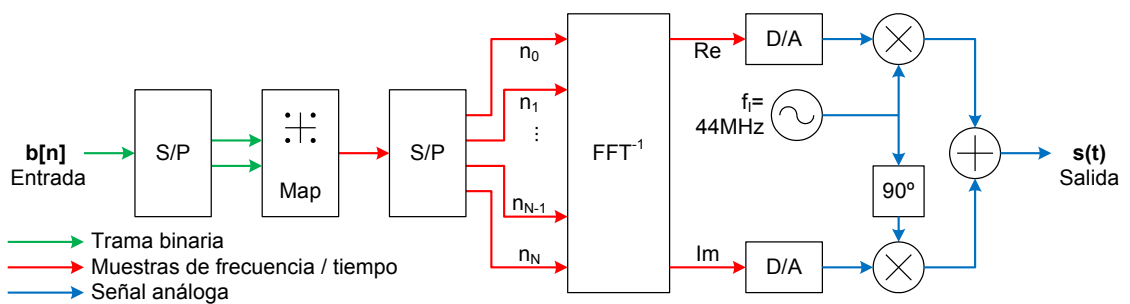


Fig. I.26: Modulador OFDM para señales QPSK

Elaborado por el autor

Dichos sistemas emplean la FFT inversa y directa para transmitir y recibir los símbolos OFDM, respectivamente, porque las implementaciones circuitales de este algoritmo han alcanzado un grado de desarrollo muy alto, que les confieren una alta eficiencia en el cálculo y un bajo costo del integrado.

d) Prefijo cíclico

El prefijo cíclico, también llamado intervalo de guarda, es una técnica de protección de señales que consiste en colocar una señal al inicio del sím-

bolo, llamada prefijo, que es idéntica a la porción final del mismo símbolo. Esto hace que el prefijo más el símbolo aparenten ser una señal periódica o cíclica.

Esta técnica permite que las señales incrementen su inmunidad a la interferencia intersimbólica con los símbolos previos, y facilita la estimación del canal y la ecualización en el receptor. Por ejemplo, si una señal sinusoidal compleja $x(t) = e^{-j\omega t}$ atraviesa un canal con obstáculos tal que en el destino se reciben un trayecto con línea de vista y otro con oclusión. Por lo tanto, la respuesta impulsiva del canal está definida por:

$$h(t) = \delta(t) + \alpha\delta(t - t_1), \quad \alpha < 1 \quad (1.53)$$

En consecuencia, la señal recibida se determina mediante la expresión (1.54):

$$\begin{aligned} y(t) &= x(t) * h(t) & (1.54) \\ &= x(t) + \alpha x(t - t_1) \\ &= e^{-j\omega t} + \alpha e^{-j(\omega t - t_1)} \\ &= e^{-j\omega t} + \alpha e^{j t_1} e^{-j\omega t} \\ &= e^{-j\omega t} [1 + \alpha e^{j t_1}] \\ &= x(t) [1 + \alpha \cos t_1 - j\alpha \sin t_1] \end{aligned}$$

Donde:

$$\begin{aligned} |y(t)| &= |x(t)| \sqrt{(1 + \alpha \cos t_1)^2 + (\alpha \sin t_1)^2} & (1.55) \\ \varphi_y(t) &= \varphi_x(t) - \arctan\left(\frac{\alpha \sin t_1}{1 + \alpha \cos t_1}\right) \end{aligned}$$

Lo cual implica que la señal $x(t)$ sufrirá un desplazamiento en fase y un cambio de amplitud, pero no de frecuencia. Por lo tanto, se mantiene la ortogonalidad original de las portadoras.

A pesar de ello, la información que está modulada en amplitud y fase. Para contrarrestar dichas distorsiones, se emplean algoritmos que buscan encontrar una estimación de la respuesta del canal $\tilde{h}(t)$, tal que:

$$\tilde{x}(t) = y(t) * \tilde{h}^{-1}(t) \quad (1.56)$$

Y, a través de la transformada de Fourier, se tiene que:

$$\tilde{X}(w) = Y(w) \cdot \tilde{H}^{-1}(w) \quad (1.57)$$

Siendo esta una operación lineal que es fácil de implementar en los receptores. La estimación de canal se realiza sobre las portadoras piloto que se encuentran en el canal de control de la señal ISDB-Tb / SBTVD.

Sean $X[k]$, $Y[k]$ y $H[k]$ el resultado de la discretización de las señales $X(w)$, $Y(w)$ y $H(w)$, respectivamente. Además, sea x_p uno de los tonos piloto, conocido por el transmisor y el receptor. Si se toma como ejemplo una transmisión con modulación diferencial, este tono se insertará en cada segmento del canal de acuerdo a la siguiente ecuación:

$$X_p[k] = X[nM + m] = \begin{cases} x_p, & m = 0 \\ \text{dato}, & m = 1, 2, \dots, M - 1 \end{cases} \quad (1.58)$$

Donde $M = N/N_p$, N es el número total de portadoras, y $N_p = 1$ es el número de tonos piloto. Entonces, la estimación de la respuesta del canal sobre los tonos pilotos es:

$$H_p[kM] = \frac{Y_p[kM]}{X_p[kM]}, \quad k = 0, 1, \dots, N_p - 1 \quad (1.59)$$

Finalmente, esta información es interpolada con la información provista por las portadoras piloto de otros segmentos para obtener la respuesta total del canal.

1.7 Canal o medio de transmisión

Es el material por el cual transitan las señales que representan la información. En un canal real, las señales son alteradas a medida que viajan a través del canal. Por ejemplo, puede agregársele ruido, desfase o variación de tiempo, o sufrir atenuación debido a la distancia de propagación; también puede sufrir múltiples reflexiones por los objetos que

existan en su camino, lo que producirá interferencia constructiva o destructiva; incluso puede sufrir interferencia por señales de otras fuentes. Además, la señal puede filtrarse debido a la respuesta impulsiva del canal, produciendo interferencia entre símbolos consecutivos.

Además, el canal posee inherentemente una propiedad llamada *capacidad*, es decir, la cantidad de información que puede llegar al destino confiablemente. Esta cantidad está fuertemente relacionada a la codificación de canal y al tipo de canal, los cuales se describen en el Capítulo 1.7.

a) Canal gaussiano (AWGN⁹)

Este canal presenta un único tipo de distorsión llamado *ruido gaussiano blanco*, el cual se adiciona linealmente con la señal deseada y puede ser de origen térmico o de otros procesos naturales, como objetos cálidos, electricidad u otras fuentes de radiación electromagnética. La radiación solar es una fuente natural de ruido gaussiano, que se evidencia en días con alta actividad solar, como el que se ilustra en la Fig. 1.27.

El ruido gaussiano producido por efectos térmicos se genera a partir del desplazamiento aleatorio o agitación de los electrones debido al calor que posee el medio de transmisión y los elementos que conducen la señal dentro de los equipos de transmisión y recepción implicados, independientemente del potencial eléctrico en el que estén. Dicha materia agrega ruido solo si su temperatura es mayor al cero absoluto de la escala Kelvin.

La relación que existe entre la temperatura de un objeto y el ruido blanco gaussiano producido cumple con la siguiente ecuación:

$$P_N = k_B T B \quad (1.60)$$

Donde P_N es la potencia del ruido térmico, expresada en Watts; k_B es la constante de Boltzman; T es la temperatura en Kelvins y B es el ancho de banda de interés.

⁹ AWGN: *Additive White Gaussian Noise*



Fig. I.27: Escenario con alta actividad solar

Fuente: <http://limatradiciones.blogspot.com>

El ruido gaussiano blanco también se caracteriza por poseer una distribución uniforme de energía en su espectro, similar a la que presenta el *color blanco*¹⁰.

Adicionalmente, cuenta con una densidad de probabilidad Gaussiana de su amplitud, donde la media es siempre igual a cero. La expresión (I.61) describe la función de densidad de probabilidad de su amplitud.

$$f(x; \mu, \sigma) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (\text{I.61})$$

En la Fig. I.28 se muestra gráficamente la expresión (I.61), donde se observa que la media $\mu = 0$ tiene la mayor densidad de probabilidad: $1/\sqrt{2\pi} = 0.3989$.

¹⁰ El color blanco es una señal luminosa que está compuesta por la suma de haces de fotones que oscilan a diferentes frecuencias, cuya potencia está uniformemente distribuida dentro del espectro visible.

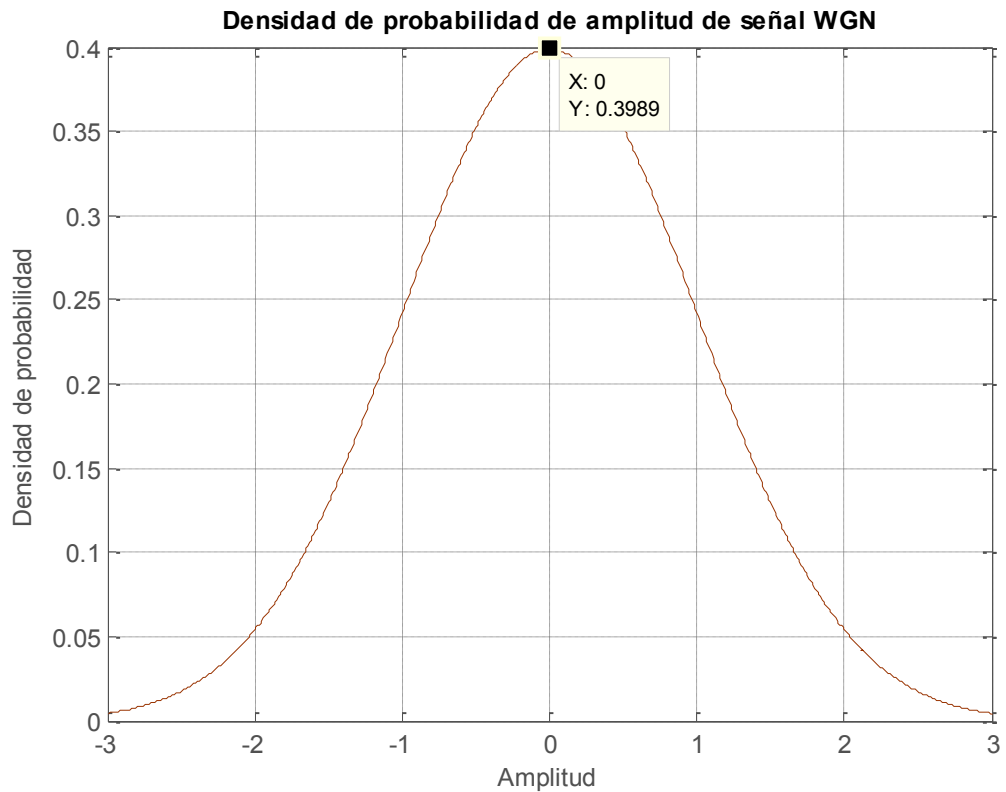


Fig. I.28: Densidad de probabilidad de amplitud de señal AWGN
Elaborado por el autor

La densidad espectral del ruido blanco gaussiano es constante y abarca todo el ancho de banda del canal en prueba. En la Fig. I.29 se muestra la componente real de una señal AWGN de 1 Watt de potencia, junto a su espectro en frecuencia, la cual fue muestreada a 24 KHz.

La autocorrelación de la señal AWGN, de acuerdo al teorema de Wiener–Khinchin, equivale a la transformada inversa de Fourier de la densidad espectral de la señal. Siendo la densidad espectral una constante, su transformada de Fourier inversa es una función de Dirac.

$$R(G, \tau) = \delta(\tau) \quad (I.62)$$

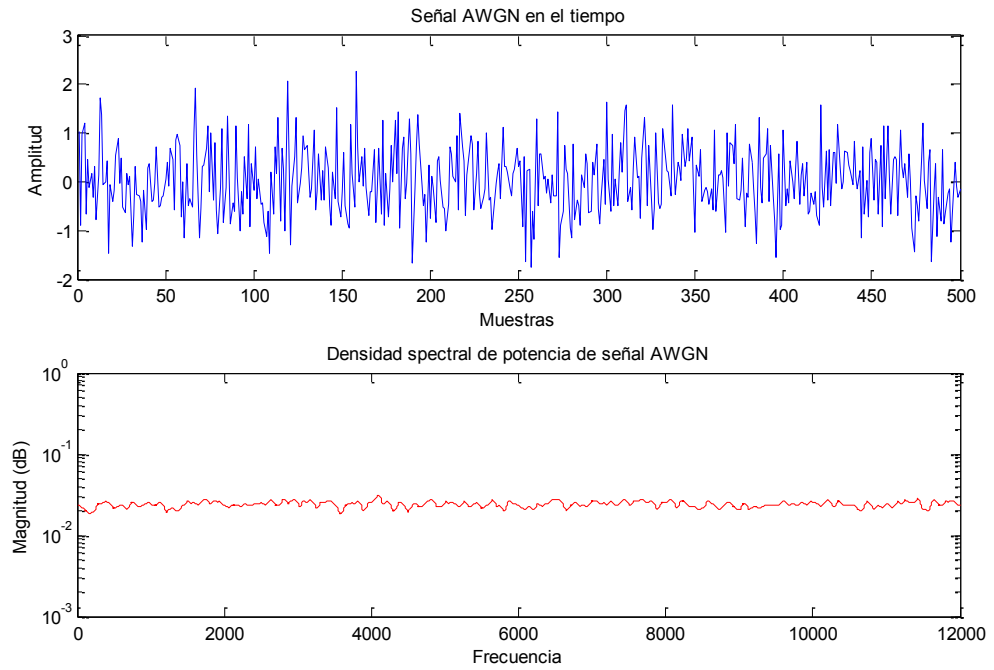


Fig. I.29: Gráfico en el tiempo y frecuencia de muestra de ruido AWGN
Elaborado por el autor

Finalmente, el canal aditivo blanco gaussiano se define como un canal sin memoria, que agrega ruido blanco gaussiano a la señal deseada. En consecuencia, si \mathbf{a} es un vector que contiene la señal de entrada y \mathbf{n} es un vector que contiene el ruido, el vector que almacena la señal a la salida del canal será $\mathbf{b} = \mathbf{a} + \mathbf{n}$.

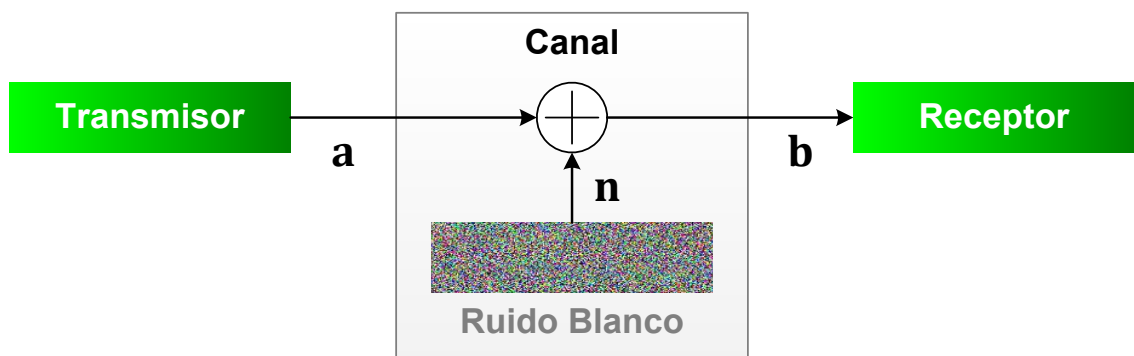


Fig. I.30: Modelo de canal AWGN
Elaborado por el autor

Como ejemplo, se propone analizar una señal de OFDM compuesta por dos señales BPSK, que es transmitida por un canal AWGN cuya relación señal a ruido SNR es igual a 1. La forma de la señal transmitida y recibida en el tiempo se muestra en la Fig. I.31, donde se aprecia la distorsión que produce el canal gaussiano en la señal.

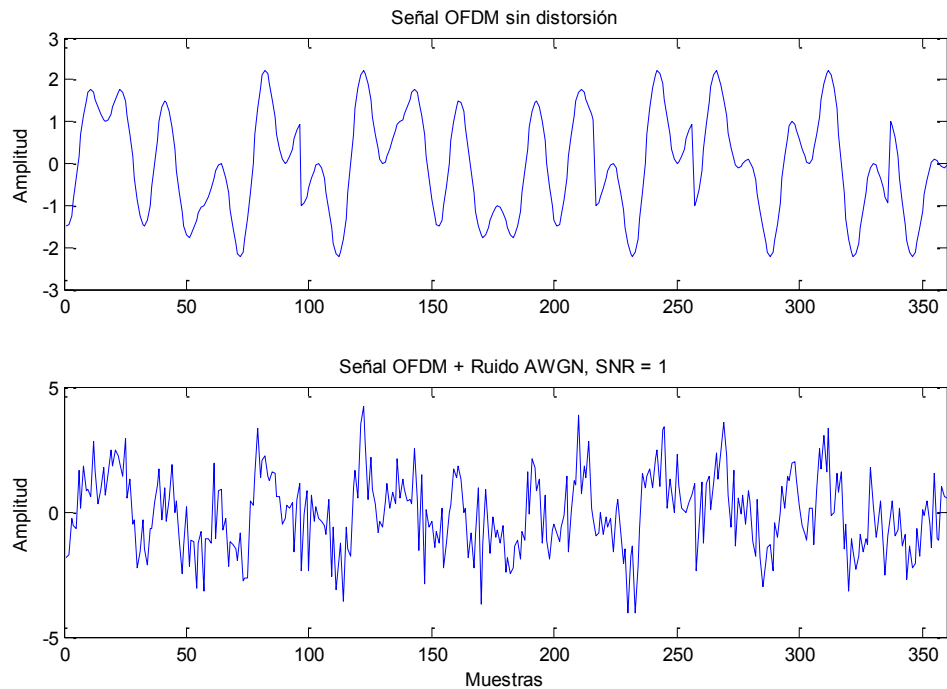


Fig. I.31: Gráfico de señal OFDM en canal ideal y en canal AWGN
Elaborado por el autor

b) Canal con ruido impulsivo

Este tipo de canal presenta una de las distorsiones que más afecta a las señales de televisión digital, debido a la gran cantidad de energía que se agrega en un breve instante de tiempo, lo cual corrompe fuertemente a la señal. Las fuentes de ruido impulsivo son la operación de los motores, el encendido o apagado de electrodomésticos y las interrupciones del flujo de corriente en general. Una característica notable del estándar ISDB-Tb / SBTVD es su robustez frente a este ruido [3] [4].

De acuerdo a lo anterior, un escenario típico donde se manifiesta el ruido impulsivo es la proximidad con vehículos de combustión interna en el área urbana, ilustrado en la Fig. I.32.



Fig. I.32: Ejemplo de escenario con alto ruido impulsivo

Fuente: <http://limatradiciones.blogspot.com>

Diversos estudios fueron efectuados para encontrar una forma de representar o modelar matemáticamente el ruido impulsivo [4] [7].

$$i(t) = \sum_k A_k \prod_{W_k} (t - \tau_k) \quad (I.63)$$

En la expresión (I.63) se describe al ruido impulsivo $i(t)$ como la suma de pulsos con amplitud aleatoria A_k , con duración aleatoria W_k y tiempo de ocurrencia aleatorio τ_k . La distribución estadística de estas variables es aún objeto de estudio, por ello no se ha definido un modelo estándar a seguir.

Este canal se modela como un canal sin memoria, que agrega ruido impulsivo a la señal deseada. En consecuencia, si \mathbf{a} es la señal de entrada y \mathbf{i} es el ruido impulsivo, la señal a la salida del canal será $\mathbf{b} = \mathbf{a} + \mathbf{i}$.

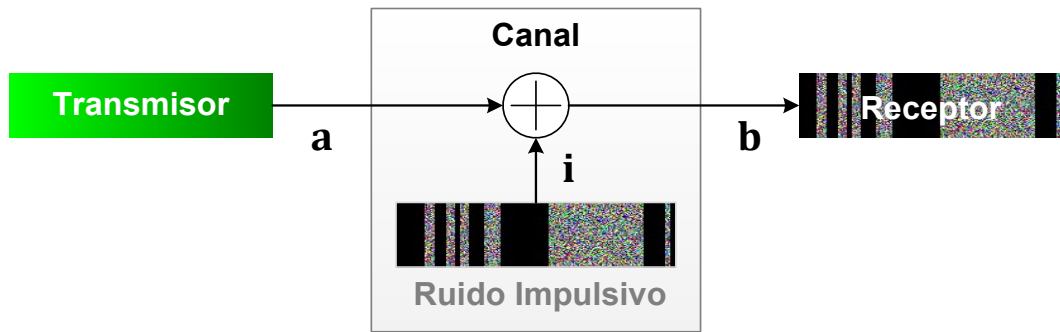


Fig. I.33: Modelo de canal con ruido impulsivo
Elaborado por el autor

El ruido impulsivo para el canal de transmisión simulado es generado a partir del aventanamiento de una señal WGN, como se propone en los documentos técnicos especificados en el Capítulo 2.1.1b). Pese al aventanamiento, su densidad espectral de potencia se asemeja a la del ruido blanco gaussiano. En la Fig. I.34 se muestran la forma de onda y el espectro de una señal WGN aventaneada, muestreada a 24 KHz.

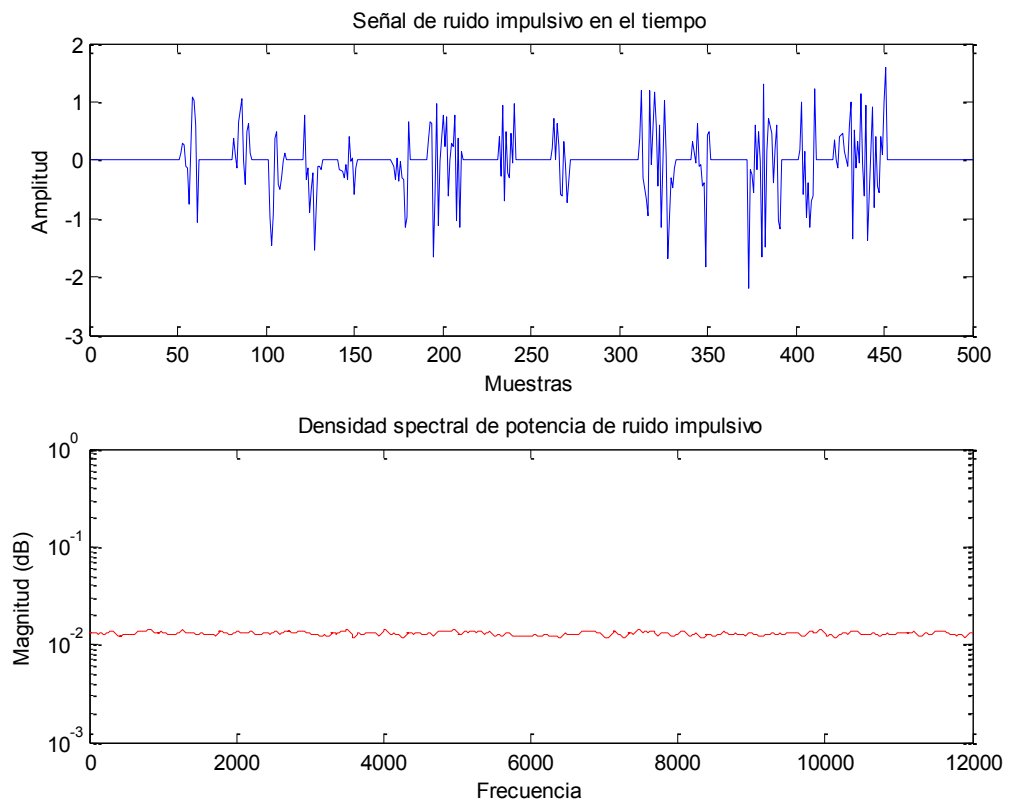


Fig. I.34: Gráfica en tiempo y frecuencia de señal de ruido impulsivo
Elaborado por el autor

c) Canal con multitrayectos

Este tipo de canal presenta una distorsión generada por la adición de réplicas de la señal, debido a la dispersión natural de la señal electromagnética, la cual cubre distintas rutas con diferentes longitudes en su trayecto al receptor, llamadas ecos, a través de la atmósfera o a nivel del suelo. Este efecto se ilustra en la Fig. I.35. Con frecuencia se observa que la señal presenta una disminución de su potencia espectral en algunos segmentos de su banda.

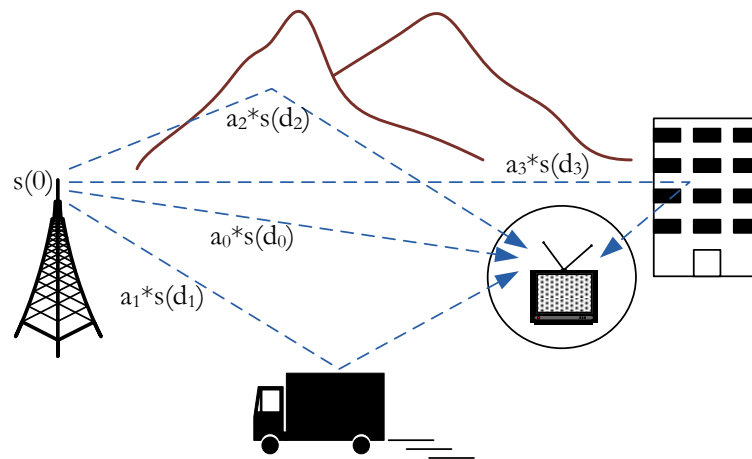


Fig. I.35: Múltiples trayectos de una señal electromagnética
Elaborado por el autor

En un escenario real, este fenómeno se observa en localidades urbanas con gran cantidad de edificios y accidentes geográficos, y en particular para los receptores móviles en el exterior, los vehículos pueden reflejar y ocultar ecos de la señal electromagnética, los cuales sufrirán además un desplazamiento en frecuencia proporcional a la velocidad del objeto. Este último se llama efecto Doppler, y el desplazamiento en frecuencia se calcula mediante la expresión:

$$\Delta f = -\frac{v_{e,r}}{c} f_0 \quad (I.64)$$

Donde Δf es el desplazamiento en frecuencia en Hertz, $v_{e,r}$ es la velocidad relativa del emisor respecto al receptor, c es la velocidad de la luz y f_0 es la frecuencia original de la señal transmitida por el emisor.

$$y(t) = x(t)e^{-j2\pi\Delta ft} \quad (I.65)$$

Los ecos además sufren un retardo de propagación t_d y un cambio de amplitud determinado por una constante de atenuación α , ambos relativos a la señal de referencia, producido por la diferencia de longitudes de sus trayectorias hacia el receptor, cuya respuesta impulsiva se expresa en (I.66):

$$h(t) = \delta(t) + \alpha\delta(t - t_d) \quad (I.66)$$



Fig. I.36: Ejemplo de escenario urbano con obstáculos estáticos

Fuente: <http://limatradiciones.blogspot.com>

La señal puede pasar por múltiples trayectos con retardo, atenuación y desplazamiento Doppler independientes, los cuales se suman en el receptor. Esto resulta en interferencia constructiva o destructiva, que puede en algunos casos reducir drásticamente la potencia de la señal frente al ruido. Este efecto se llama desvanecimiento (*fading*).

Para representar el desvanecimiento, es necesario emplear un modelo apropiado para la transmisión de señales electromagnéticas en el aire. Se elige el modelo de desvanecimiento de Rayleigh debido a que es el modelo de referencia usado en las pruebas de desempeño de recepción de señales electromagnéticas estandarizadas [13] y documentadas [14] [15] por la Unión Internacional de Telecomunicaciones – ITU y la Universidad Presbiteriana Mackenzie, sobre las cual se basa el presente estudio.

Finalmente, para representar todos estos efectos, este canal se modela como un sistema que posee memoria y modula selectivamente los ecos en función a la velocidad relativa de los puntos de reflexión respecto al receptor de posición fija. La respuesta impulsiva $h(n)$ determina la amplitud y retardos discretos de cada eco.

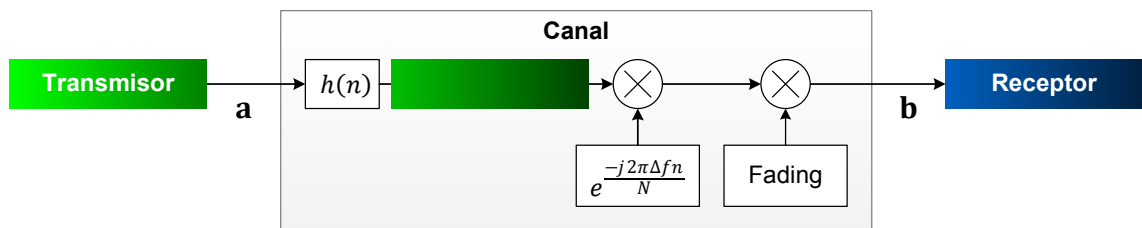


Fig. I.37: Modelo de canal con memoria y desplazamiento en frecuencia

Elaborado por el autor

Como ejemplo, se propone analizar una señal de OFDM compuesta por dos señales BPSK, que es transmitida por un canal que produce dos trayectos, cuyo trayecto secundario posee una constante de atenuación $\alpha = 0.6$ respecto a la trayectoria principal, y un retardo de propagación $t_d = 1 \text{ ms}$, siendo ambos trayectos estáticos ($\Delta f = 0$). La forma de dicha señal en el tiempo sufre una distorsión mostrada en la Fig. I.38.

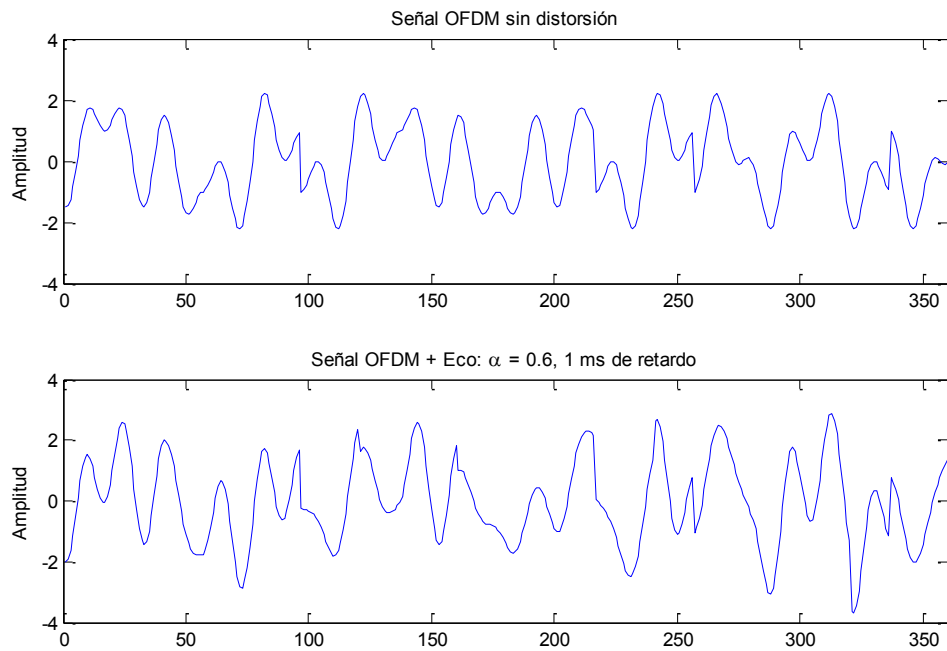


Fig. I.38: Gráfico de señal OFDM en un canal con múltiples trayectos
Elaborado por el autor

c.1) Desvanecimiento Rayleigh

Es un modelo de desvanecimiento que reproduce el efecto del canal de propagación de una señal electromagnética, en el cual se asume que la magnitud de una señal que ha transitado a través de un medio cambiará aleatoriamente de acuerdo a la distribución estadística de Rayleigh.

Este modelo es útil para modelar transmisiones troposféricas e ionosféricas y el efecto de dispersión observado en entornos urbanos, en el cual abundan objetos, como las edificaciones, que impiden la existencia de una línea de vista entre el transmisor y el receptor.

La velocidad con la cual el canal atenúa y amplifica la señal depende de la velocidad relativa que existe entre el receptor y el transmisor. El efecto Doppler inherente al movimiento produce una variación de la potencia de la señal recibida, cuya envolvente posee una densidad espectral de potencia $S(f)$ característica, descrita en la expresión (I.67):

$$S(f) = \begin{cases} \frac{1}{\pi\Delta f \sqrt{1 - \left(\frac{f}{\Delta f}\right)^2}}, & |f| \leq \Delta f \\ 0, & |f| > \Delta f \end{cases} \quad (I.67)$$

La gráfica de la DEP y la potencia en el tiempo de una muestra generada de este modelo para $\Delta f = 10$ Hz se ilustran en la Fig. I.39 y Fig. I.40, respectivamente.

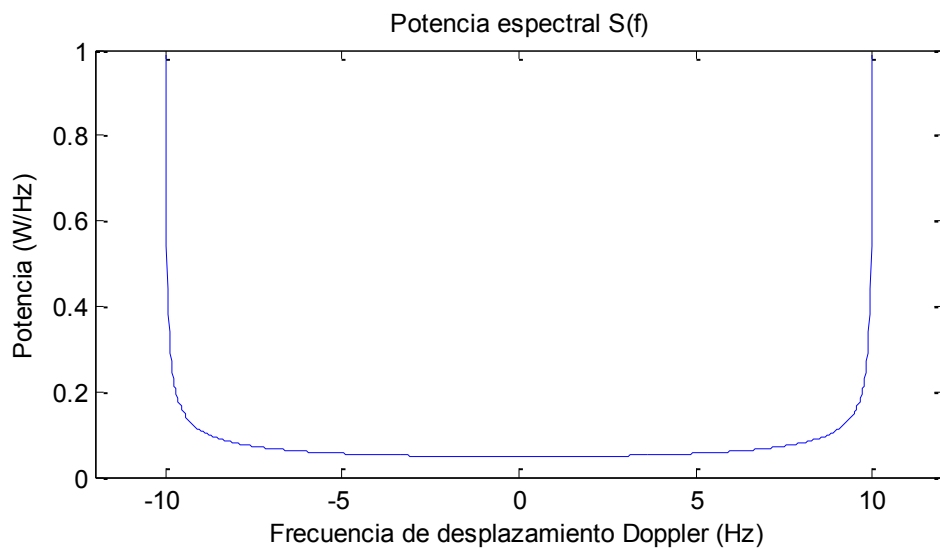


Fig. I.39: Densidad espectral de potencia de desvanecimiento Rayleigh
Elaborado por el autor

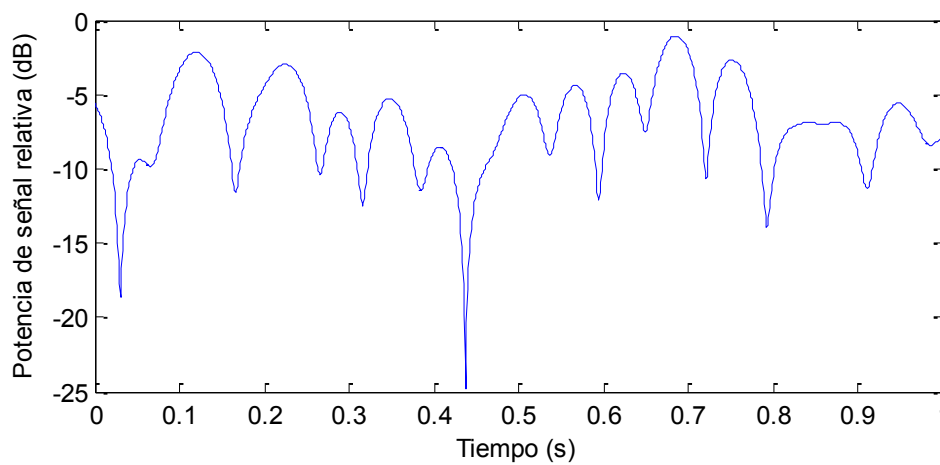


Fig. I.40: Gráfico de potencia de desvanecimiento Rayleigh
Elaborado por el autor

El modelo de desvanecimiento de Rayleigh posee dos medidas características:

- Tasa de cruce de nivel (Level Crossing Rate – LCR), en el cual se mide la frecuencia en la que el desvanecimiento cruza un nivel umbral, de menos a más. El LCR del modelo de Rayleigh se caracteriza por la expresión (I.68):

$$LCR = \sqrt{2\pi}\Delta f \rho e^{-\rho^2} \quad (I.68)$$

Donde ρ es el nivel umbral de amplitud R_{th} normalizado a la amplitud RMS de la señal transmitida, según la ecuación (I.69).

$$\rho = \frac{R_{th}}{R_{RMS}} \quad (I.69)$$

- Duración promedio de desvanecimiento, en la cual se determina la duración promedio del nivel de señal recibida cuando es inferior al umbral R_{th} , de acuerdo a la expresión (I.70):

$$AFD = \frac{e^{\rho^2} - 1}{\rho \Delta f \sqrt{2\pi}} \quad (I.70)$$

Para reconstruir la envolvente compleja que posee dicha densidad espectral de potencia, existen diferentes métodos determinísticos y no determinísticos. Debido a la naturaleza del proyecto, se empleará un método no determinístico de alta efectividad computacional [16] que se detalla en el Capítulo 2.1.1.

1.8 Demodulador

Recibe la señal del canal y la convierte en una secuencia de símbolos. Esto implica realizar varias operaciones sobre la señal recibida, tales como filtraje, sincronización, detección, entre otros, para poder reconstruir los símbolos transmitidos.

1.9 Decodificador de canal

Explota la redundancia introducida por el codificador de canal del con la cual los receptores intentarán corregir la información que se hubiera alterado en el camino.

a) Decodificador de Viterbi

Este algoritmo es un estimador de secuencias de máxima verosimilitud (*Maximum Likelihood Sequence Estimator* - MLSE), ya que busca determinar la secuencia más probable de estados por los cuales un sistema, por ejemplo un codificador convolucional, ha transitado. Con ello es posible conocer inmediatamente el mensaje transmitido.

El algoritmo recibe una secuencia de símbolos $\mathbf{r} = \{r_0, r_1, \dots\}$ y determina una estimación de la secuencia de bits que fueron codificados en el transmisor, denominada $\hat{\mathbf{x}}$. La secuencia \mathbf{c} posee una correspondencia con una ruta a través de los estados por los cuales ha pasado el codificador pasó. Debido al ruido del canal, es posible que la secuencia recibida \mathbf{r} no sea igual a \mathbf{c} y que no corresponda exactamente a la ruta original. Las notaciones empleadas se muestran en la Fig. I.41.

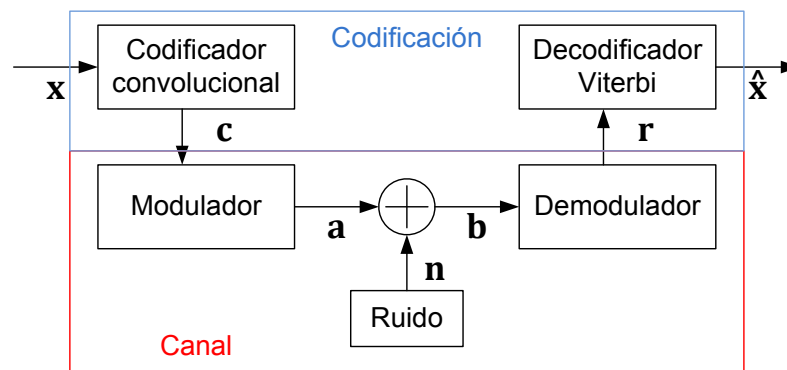


Fig. I.41: Codificación convolucional sobre modelo de canal gaussiano

Elaborado por el autor

Para una entrada x_t en el codificador, la salida c_t depende de su estado actual, el cual a su vez depende de las entradas anteriores. Por lo tanto, las decisiones que deba tomar el decodificador para recuperar el mensaje

recibido no se pueden tomar únicamente sobre el símbolo recibido en un único instante de tiempo, sino a través de una secuencia de símbolos.

El algoritmo de Viterbi busca eficientemente la ruta más cercana a la original, donde la cercanía se determina con una función de verosimilitud, que varía en función al tipo de canal. Para un canal gaussiano, sobre el cual está basado este estudio, la verosimilitud corresponde a la ruta que minimiza la distancia vectorial entre el mensaje \mathbf{x} con la ruta recibida \mathbf{r} . Dicha función se define en la expresión (1.71):

$$f(\mathbf{r}|\mathbf{x}) = f(r_0, r_1, \dots, r_{L-1} | x_0, x_1, \dots, x_{L-1}) = \prod_{t=0}^{L-1} f(r_t | x_t) \quad (1.71)$$

El algoritmo de Viterbi ejecuta un proceso sobre la secuencia de símbolos recibidos, con la cual se determina una *estimación* del mensaje original, denotado $\hat{\mathbf{x}}$, que maximice a dicha función. La secuencia $\hat{\mathbf{x}}$ guarda correspondencia con la secuencia de estados por los cuales el codificador tuvo que pasar.

El algoritmo de decodificación de Viterbi consta de los siguientes bloques:

- *Unidad de Métricas de Rama*: Calcula la distancia que existe entre las salidas de un estado y el símbolo recibido. Un símbolo puede constar de más de un bit, y puede llevar información binaria o continua.
- *Unidad de Métricas de Ruta*: Acumula la métrica de las ramas. Se almacenan en un vector de longitud 2^v , donde v es el número de elementos de memoria del codificador, también llamado en inglés *constraint length*.
- *Unidad de Determinación de Menor Distancia*: Decide cuál de las ramas es la que agrega menos distancia desde el estado actual hacia los estados siguientes, y almacena dicha decisión en una matriz de tamaño $2^v \times L$, donde L , la longitud de la ruta, debe ser dimensionada para aumentar la precisión de la decisión y minimizar el consumo de memoria.

- *Unidad de Determinación de Ruta Sobreviviente*: Una vez que las rutas han sido completadas se requiere decidir cuál es la correcta, para lo cual se emplean técnicas que permiten converger las ramas hacia atrás desde los extremos finales (*Traceback*) o simplemente decidir por aquella rama que posee menor distancia.

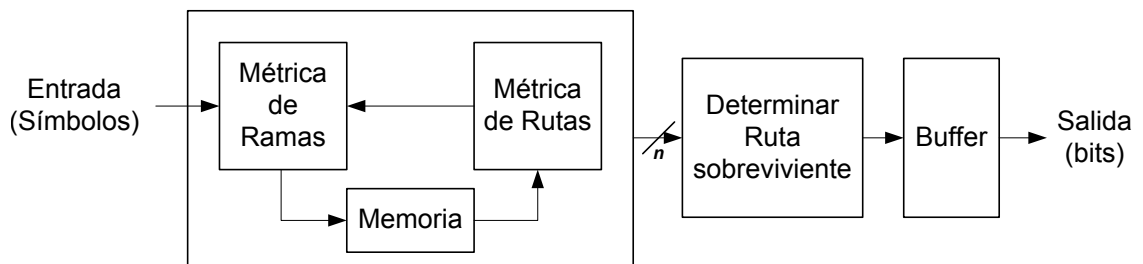


Fig. I.42: Diagrama de bloques de decodificador de Viterbi

Elaborado por el autor

La decisión que el algoritmo toma sobre las rutas sobrevivientes, sobre sus ramas y sus distancias será dura (*hard decision*) si la información entrante al decodificador son bits, 1 o 0, donde se calculará la distancia de Hamming; por otro lado, dicha decisión es suave (*soft decision*) si la información entrante es la probabilidad de que cada símbolo recibido corresponda con los bits 1 o 0, donde se calculará la distancia vectorial. Cabe destacar que la decisión suave hace más preciso el cálculo de las métricas, pero incrementa el costo computacional al agregar operaciones de coma flotante. En implementaciones en hardware, se observa que al cuantizar los niveles de los símbolos recibidos a tres bits, la ganancia de codificación se reduce solo en fracciones de decibel respecto a una implementación cuantizada a dieciséis bits. De esta forma, se puede disminuir la complejidad computacional sin comprometer significativamente la recepción.

El proceso de decodificación suave mediante el algoritmo de Viterbi procede de la siguiente manera: tomando como base el codificador convolucional del Capítulo 1.5b) y la modulación BPSK del Capítulo 1.6a), se recopilan las características del codificador, tales como la *Tabla de informa-*

ción de estado previo y la Tabla de salida para calcular la Tabla de información sobre transiciones de estado.

Continuando con la nomenclatura empleada en el Capítulo 1.5b), se denotará además ψ_t al estado del codificador en el instante t , $Y(\psi_t, x_t)$ a los símbolos producidos en el estado ψ_t con el bit x_t a la entrada del codificador, y $Y(\psi_t, \psi_{t+1})$ a los símbolos producidos en el instante previo a la transición del estado ψ_t al estado ψ_{t+1} .

Tabla I.4: Información de estado previo y de salida de codificador¹¹

Elaborado por el autor

Estado actual ψ_t	Estado previo ψ_{t-1}		Estado actual ψ_t	Salida $Y(\psi_t, x_t) = (c_t^{(1)}, c_t^{(2)})$	
	$x_{t-1} = 0$	$x_{t-1} = 1$		$x_t = 0$	$x_t = 1$
E ₀₀₀	E ₀₀₀	E ₀₀₁	E ₀₀₀	(1,1)	(-1,-1)
E ₀₀₁	E ₀₁₀	E ₀₁₁	E ₀₀₁	(-1,-1)	(1,1)
E ₀₁₀	E ₁₀₀	E ₁₀₁	E ₀₁₀	(1,-1)	(-1,1)
E ₀₁₁	E ₁₁₀	E ₁₁₁	E ₀₁₁	(-1,1)	(1,-1)
E ₁₀₀	E ₀₀₀	E ₀₀₁	E ₁₀₀	(-1,1)	(1,-1)
E ₁₀₁	E ₀₁₀	E ₀₁₁	E ₁₀₁	(1,-1)	(-1,1)
E ₁₁₀	E ₁₀₀	E ₁₀₁	E ₁₁₀	(-1,-1)	(1,1)
E ₁₁₁	E ₁₁₀	E ₁₁₁	E ₁₁₁	(1,1)	(-1,-1)

Tabla I.5: Tabla de información sobre transiciones de estado

Elaborado por el autor

Estado actual ψ_t	Estado siguiente ψ_{t+1}	Entrada x_t	Salida $Y(\psi_t, \psi_{t+1}) = (c_t^{(1)}, c_t^{(2)})$
E ₀₀₀	E ₀₀₀	0	(1,1)
E ₀₀₁		0	(-1,-1)
E ₀₁₀	E ₀₀₁	0	(1,-1)
E ₀₁₁		0	(-1,1)
E ₁₀₀	E ₀₁₀	0	(-1,1)
E ₁₀₁		0	(1,-1)
E ₁₁₀	E ₀₁₁	0	(-1,-1)
E ₁₁₁		0	(1,1)
E ₀₀₀	E ₁₀₀	1	(-1,-1)
E ₀₀₁		1	(1,1)

¹¹ Se considera un codificador convolucional (15, 13) no recursivo, no sistemático y modulación BPSK con símbolos definidos en el Capítulo 1.6a)

E_{010}	E_{101}	1	$(-1, 1)$
E_{011}		1	$(1, -1)$
E_{100}	E_{110}	1	$(1, -1)$
E_{101}		1	$(-1, 1)$
E_{110}	E_{111}	1	$(1, 1)$
E_{111}		1	$(-1, -1)$

En este ejemplo, un decodificador recibe el vector de símbolos \mathbf{b} , cuyos valores se muestran en la Tabla I.6. Tratándose de una codificación de tasa madre 1/2, se agrupan los símbolos recibidos de a dos. Al principio, todos los estados son *equiprobables*, es decir, tienen la misma métrica de ruta, denominada M_{ψ_t} . Esta métrica se actualiza a través del tiempo, tal que $M_{\psi_t} = M_{\psi_{t-1}} + d_b^{\psi_t}$. Típicamente, el valor inicial de dichas métricas en el tiempo $t = 0$ es 0 para todos los estados.

Tabla I.6: Vectores de símbolos BPSK de ejemplo

Elaborado por el autor

	$t = 0$		1		2		3		4		5	
\mathbf{b}_t	-0.16	1.6	1.13	-1.21	0.28	-1.07	-1.68	1.51	-0.59	1.89	0.12	-0.35

Sea $\mathbf{b}_0 = (-0.16, 1.6)$ los símbolos recibidos en el tiempo $t = 0$, la unidad de métrica de rama del decodificador compara la distancia vectorial entre \mathbf{b}_0 y los símbolos producidos por la transición de cada uno de los estados desde sus estados previos. Aquella transición que posea la menor distancia queda registrada en la memoria del decodificador y se denomina *rama sobreviviente*, determinada por la expresión.

$$d_b^{\psi_t} = \min \left(d(\Upsilon(\psi_{t-1}^{(x_{t-1}=0)}, \psi_t), \mathbf{b}_t), d(\Upsilon(\psi_{t-1}^{(x_{t-1}=1)}, \psi_t), \mathbf{b}_t) \right)$$

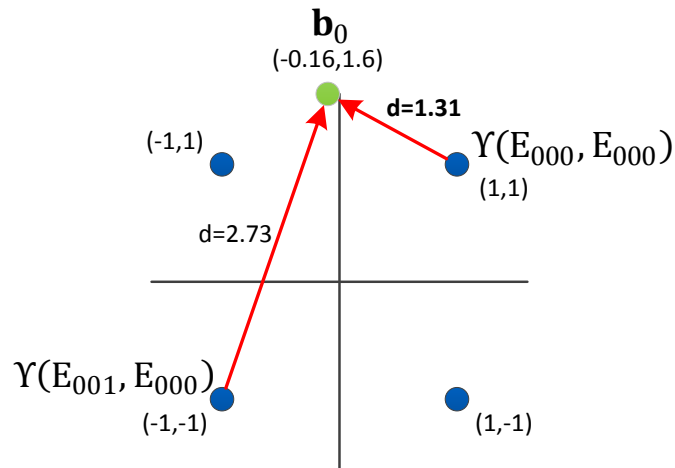


Fig. I.43: Distancia vectorial (métrica) del símbolo recibido

Elaborado por el autor

Por ejemplo, para conocer la rama sobreviviente al estado E_{000} , se obtiene de la Tabla I.4 sus antecesores posibles: E_{000} y E_{001} . De la Tabla I.5 se tiene que la transición de E_{000} al estado E_{000} produce el símbolo $Y(E_{000}, E_{000}) = (1, 1)$ y que la transición de E_{001} al estado E_{000} produce el símbolo $Y(E_{001}, E_{000}) = (-1, -1)$. De la Fig. I.43 se observa que la distancia vectorial desde \mathbf{b}_0 al símbolo $(1, 1)$ es menor que al símbolo $(-1, -1)$, por lo tanto la rama sobreviviente es $E_{000} \rightarrow E_{000}$. Posteriormente, la unidad de métricas de ruta del decodificador actualiza la métrica del estado final de dicha rama, es decir, el estado E_{000} , de tal forma que $M_{E_{000_1}} = M_{E_{000_0}} + d(Y(E_{000}, E_{000}), \mathbf{b}_0) = 1.31$.

Tras procesar las ramas sobrevivientes de todos los estados hasta el tiempo $t = 5$, la memoria del decodificador tendrá los valores mostrados en la Tabla I.7:

Tabla I.7: Registro de métricas de ruta

Elaborado por el autor

Estado inicial	Métrica acumulada					
	$t = 0$	1	2	3	4	5
E_{000}	1.31	3.25	3.74	6.35	6.39	5.72
E_{001}	1.03	1.55	3.97	4.56	4.11	6.6
E_{010}	1.03	1.55	3.71	3.13	5.3	7.46
E_{011}	1.31	3.25	3.47	4.73	5.51	7.72
E_{100}	1.31	3.17	2.83	6.47	7.48	5.4
E_{101}	1.03	1.28	2.28	4.32	5.71	6.39
E_{110}	1.03	1.28	2	3.68	7.45	6.8
E_{111}	1.31	3.17	2.56	4.6	6.43	8.04

Al recibir todos los símbolos, la unidad de determinación de ruta sobreviviente busca el estado con menor métrica acumulada y a partir de él efectúa una búsqueda hacia atrás (*Traceback*) con la información registrada sobre la unidad de rama sobreviviente, como se muestra resaltada en la Tabla I.8.

Tabla I.8: Registro de determinación de rama sobreviviente

Elaborado por el autor

Estado final	Estado inicial					
	$t = 0$	1	2	3	4	5
E_{000}	E_{001}	E_{001}	E_{001}	E_{000}	E_{001}	E_{001}
E_{001}	E_{010}	E_{011}	E_{011}	E_{010}	E_{010}	E_{011}
E_{010}	E_{101}	E_{100}	E_{101}	E_{101}	E_{101}	E_{101}
E_{011}	E_{110}	E_{110}	E_{110}	E_{110}	E_{110}	E_{111}
E_{100}	E_{000}	E_{001}	E_{001}	E_{000}	E_{001}	E_{001}
E_{101}	E_{011}	E_{010}	E_{010}	E_{011}	E_{011}	E_{010}
E_{110}	E_{100}	E_{101}	E_{101}	E_{100}	E_{100}	E_{101}
E_{111}	E_{111}	E_{110}	E_{110}	E_{110}	E_{111}	E_{111}

Leído de derecha a izquierda, dicha secuencia de estados representa a aquella con mayor verosimilitud a la que fue transmitida. Para recuperar el mensaje, se combina la Tabla I.5 con la Tabla I.8, leyendo la secuencia de derecha a izquierda, como se muestra en la Tabla I.9. Mediante este proceso se determina el mensaje transmitido a partir de la secuencia de estados de la ruta sobreviviente. Finalmente, el mensaje recuperado es $\hat{x} = \{1,0,1,0,0,1\}$.

Tabla I.9: Determinación del mensaje transmitido

Elaborado por el autor

E. inicial (actual): ψ_t	E_{000}	E_{100}	E_{010}	E_{101}	E_{010}	E_{001}
E. final (siguiente): ψ_{t+1}	E_{100}	E_{010}	E_{101}	E_{010}	E_{001}	E_{100}
Mensaje (entrada): x_t	1	0	1	0	0	1

1.10 Decodificador de encriptación

Realiza el proceso inverso al de encriptación, dejando a la información en un formato legible para el decodificador de datos. Este proceso requiere que el usuario introduzca una clave digital, que suele almacenarse en tarjetas inteligentes (Smart cards). El estándar ISDB-T [10], precursor del ISDB-Tb / SBTVD, establece el uso del sistema MULTI2 en los receptores para dicho fin.

1.11 Decodificador de datos

Reconstruye la información comprimida para que sea legible por el receptor. En los televisores analógicos, se requiere que la señal codificada en MPEG 2 o MPEG 4 / AVC sea convertida al formato de banda base NTSC o PAL; mientras que en los televisores digitales se requiere que sea compatible con el estándar CEA-861.

1.12 Receptor

Es el destino de la información. Para el caso de televisión digital terrestre, los receptores pueden ser televisores domésticos, computadoras personales, celulares, equipos con sistemas de posicionamiento global (GPS), entre otros, los cuales pueden estar fijos o en movimiento.

La evolución en las tecnologías de semiconductores ha permitido que todas estas complejas funciones se puedan ejecutar en pequeños circuitos integrados, llamados *chips*, los cuales son suficientemente económicos para hacer posible el acceso masivo al sistema de televisión digital a los consumidores.

1.13 Estándar ISDB-Tb / SBTVD

Son un conjunto de normas que especifican los sistemas de transmisión, recepción, codificación, multiplexación e implementación del Sistema Brasileño de Televisión Digital Terrestre (ISDB-Tb / SBTVD). Este se encuentra normado por la Asociación Brasileira de Normas Técnicas (ABNT) y las vinculaciones que existen entre dichos documentos se presentan en la Fig. I.44.

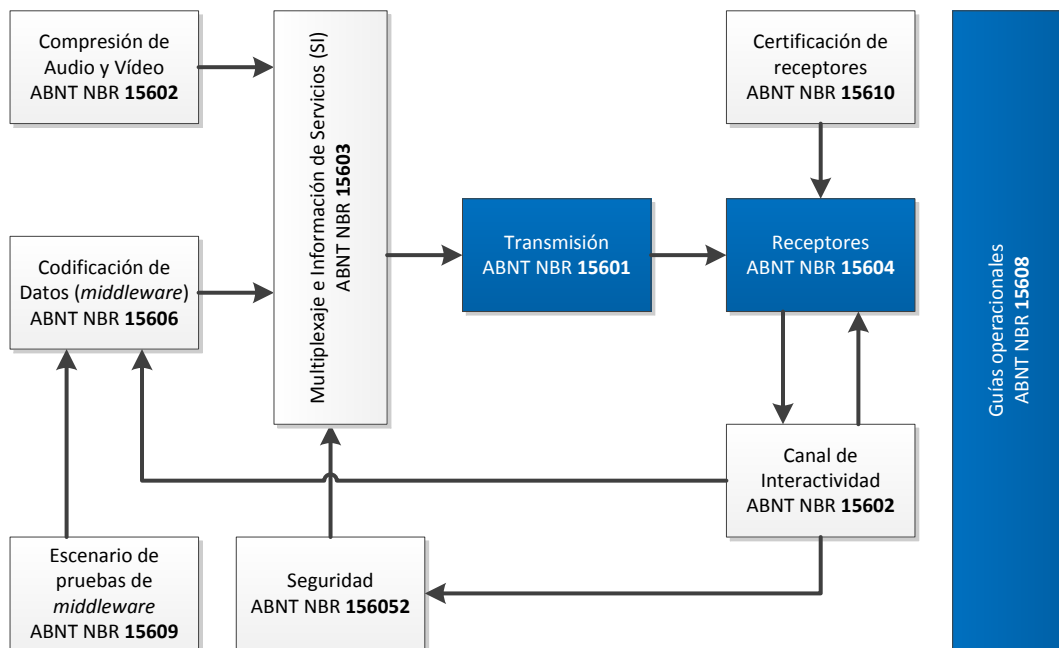


Fig. I.44: Normas que definen el sistema ISDB-Tb / SBTVD

Elaborado por el autor

Los documentos que son de interés para la investigación y que detallan la estructura del sistema son los siguientes:

- ABNT NBR 15601:2007: Televisión digital terrestre - Sistema de Transmisión [1].
- ABNT NBR 15604:2007: Televisión Digital Terrestre – Receptores [2]
- ABNT NBR 15608-1:2008: Televisión Digital Terrestre– Guía Operacional: Parte 1: Sistema de Transmisión: Guía para implementación de la ABNT NBR 15601:2007 [17]

El sistema de transmisión se encarga de tomar un vídeo codificado según el estándar MPEG-4/AVC, con canales de audio codificados en AAC o Dolby AC3, para empaquetarlo en la trama de transporte *Transport Stream*, definida en el estándar MPEG-2 [18], y procesarlo según la norma ABNT 15601 [1] con el fin de generar las señales de televisión digital terrestre. Sus componentes se muestran en la Fig. I.45.

En las capas posteriores, la señal digital normada por este estándar puede ser dividida hasta en tres capas jerárquicas (*layers*), como se muestra en la Fig. I.45, que poseen distintas informaciones y diferentes configuraciones de transmisión. Además, se pueden definir tres *modos*, los cuales emplean 1405, 2809 o 5617 portadoras en paralelo para transmitir la señal, conservando la tasa neta del canal. Se prefiere el último modo (modo 3) debido a que es más inmune frente a la interferencia intersimbólica (ISI).

Finalmente, para la transmisión de la señal, se divide la banda de transmisión de televisión (6 MHz) en trece segmentos útiles, como se ilustra en la Fig. I.46. De acuerdo al volumen de información transmitida por cada *layer*, se les asigna un número adecuado de *segmentos*. Cada segmento posee un ancho de banda de $6/14 \text{ MHz} = 428.57 \text{ KHz}$, siendo el segmento central empleado para la transmisión de banda estrecha para dispositivos portátiles, llamada *one-seg*. La porción restante en la banda se emplea como banda de guarda.

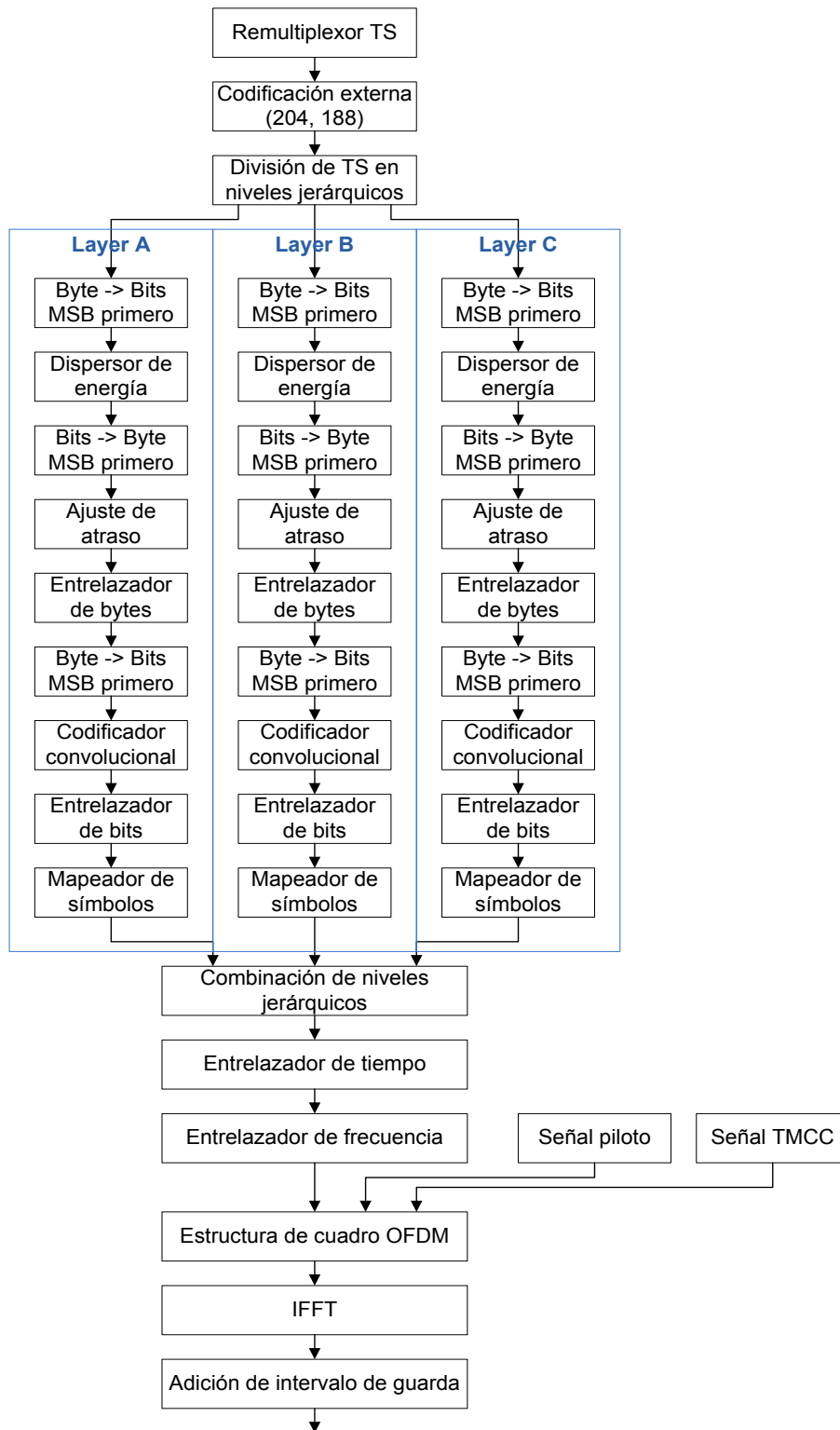


Fig. I.45: Diagrama de bloques de codificación de canal [1]

Elaborado por el autor

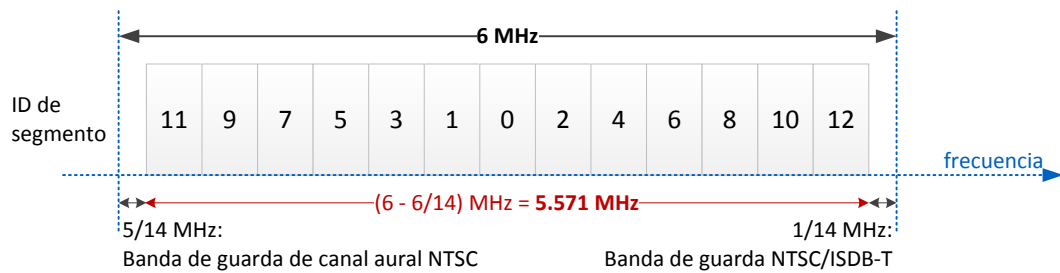


Fig. I.46: Arreglo de segmentos de frecuencia para ISDB-Tb / SBTVD
Elaborado por el autor

Cabe resaltar que el estándar no especifica el soporte de hardware o software para la implementación de transmisores o receptores [2] [17], pero sugiere el uso de algunas técnicas para mejorar la recepción, por ejemplo el uso de decodificadores suaves de Viterbi y el aprovechamiento de los bytes de sincronismo de los paquetes TS [2].

A continuación, se detallan los bloques que componen el Sistema Brasileño de Televisión Digital (ISDB-Tb / SBTVD) para la codificación y decodificación de canal.

a) Codificador externo

La información contenida en la señal ISDB-Tb / SBTVD debe ser protegida contra errores para asegurar su correcta recepción. Por ello, el estándar exige el uso de la codificación Reed-Solomon como protección externa de la información.

El estándar exige el uso del algoritmo $RS(255,239)$ reducido hasta $RS(204,188)$, y podrá corregir hasta 8 símbolos errados. Se empleará el campo finito $GF(2^8)$ para efectuar las operaciones de codificación y decodificación [12], y se tomarán 8 bits de datos, equivalentes a 1 byte, para cada símbolo [1]. Se usa el mencionado código reducido para sincronizar la codificación de los datos con el inicio y fin de cada paquete del *Transport Stream*. Esto implica que a la salida del codificador, cada paquete codificado constará de 204 bytes: 188 correspondientes al paquete TS, más 16 bytes de paridad, como se ilustra en la Fig. I.47.

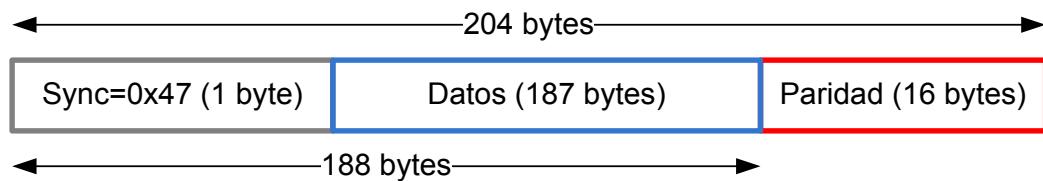


Fig. I.47: Paquete *Transport Stream* con paridad

Elaborado por el autor

El estándar exige que se emplee el polinomio primitivo $p(x)$, expresado en (I.72), para definir el campo $GF(2^8)$:

$$p(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1 \quad (I.72)$$

Además, el estándar exige emplear el polinomio generador $g(x)$, expresado en (I.73) para generar el código $RS(255,239)$:

$$g(x) = (x - \alpha^0)(x - \alpha^1) \dots (x - \alpha^{15}) \quad (I.73)$$

Para implementar la reducción del código, se debe incrementar 51 bytes nulos¹², a cada paquete TS, los cuales son posteriormente removidos.

El proceso de decodificación se muestra en la p. 21, perteneciente al marco teórico. En [11], p. 258, se propone un pseudocódigo para ser usado en aplicaciones informáticas, el cual fue seguido para la implementación del proceso en el sistema propuesto.

b) Dispensador de energía

En el estándar ISDB-Tb / SBTVD, el circuito dispensador de energía exigido se muestra en la Fig. I.48. Este circuito es capaz de generar una secuencia pseudoaleatoria binaria de hasta 2^{15} bits. El valor de los elementos de memoria en un determinado instante determina el estado del circuito.

¹² El dato nulo en una codificación RS es aquel que posee el valor que corresponde al símbolo con identidad aditiva dentro de GF . Para el codificador RS citado, dicho valor es 0.

En cada inicio de cuadro OFDM, se debe inicializar los registros en el estado 1 0 0 1 0 1 0 1 0 0 0 0 0 0 0, de izquierda a derecha. Cabe resaltar que para conservar el sincronismo de la trama binaria, se debe omitir la aleatorización del byte de sincronismo del TS.

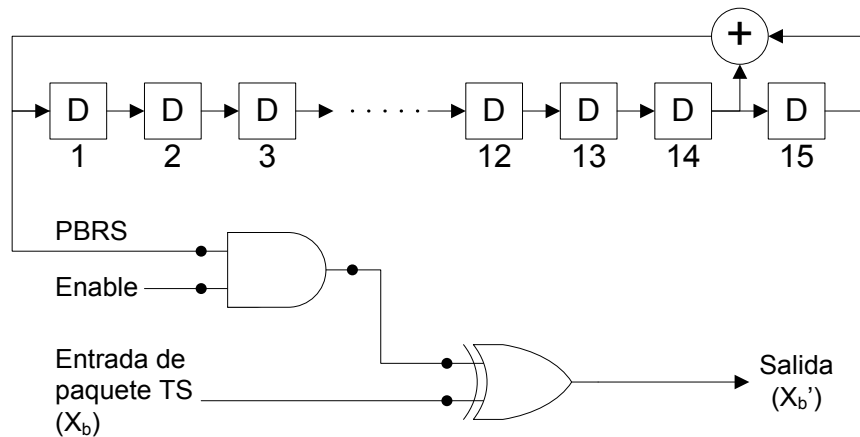


Fig. I.48: Circuito generador de números binarios aleatorios [1]

Elaborado por el autor

c) Ajuste de atraso

En todos los entrelazamientos convolucionales se produce un atraso en la recepción de los bloques de información, como se detalla en el Capítulo 1.5d). Por ello, se atrasa la señal un tiempo apropiado para que en el destino se sincronice la llegada de un bloque de información con el inicio de una trama. El atraso añadido depende de la configuración de transmisión del *layer*. En [1] se especifican los valores de atraso para todos los entrelazadores.

d) Entrelazador de bytes

El entrelazamiento convolucional de bytes después del codificador RS sirve para dispersar los errores en ráfaga que se puedan recibir de los bloques anteriores, haciendo más efectiva su corrección. Este entrelazador convolucional cuenta con $M = 12$ líneas de atraso y $D = 17$ elementos de atraso.

e) Codificador interno

El esquema de codificación de canal exige el uso de un codificador convolucional para proteger a los bits de la información. Este codificador se determina mediante los polinomios $(171_g, 133_g)$, cuya representación en diagrama de bloques se muestra en la Fig. I.49. El codificador debe inicializarse en el estado cero $[0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0]$ al inicio de cada cuadro OFDM. El estado final siempre es $[0\ 0\ 1\ 0\ 0\ 1]$, que corresponde con los últimos bits del byte de sincronismo del último paquete TS que ingresa al codificador.

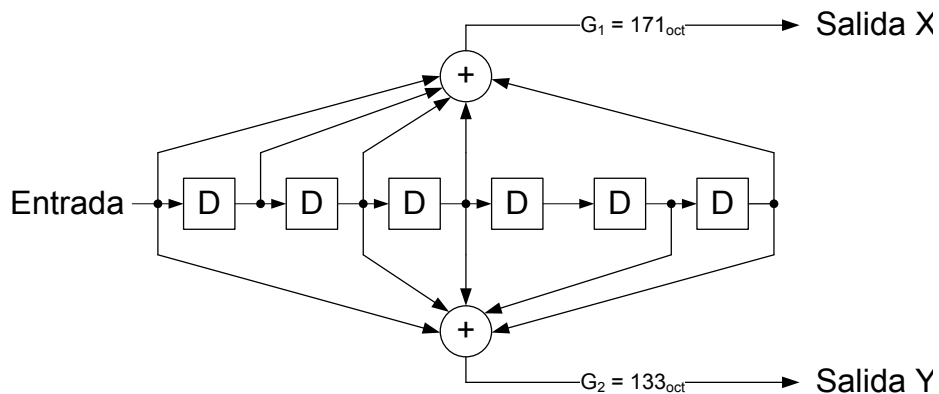


Fig. I.49: Circuito descriptivo del codificador convolucional para SBDTV
Elaborado por el autor

El estándar permite cinco tasas de codificación, los cuales son obtenidos de manera sencilla a través del perforado del código de tasa madre $1/2$. Además, se puede conseguir la máxima verosimilitud en la secuencia de bits recibidos tras su decodificación mediante el algoritmo de Viterbi, confiriéndole al sistema una alta ganancia de codificación. Este algoritmo se basa en decisiones sobre los bits recibidos para reconstruir el mensaje original, y un error en la decisión puede dar lugar a varios bits errados de forma consecutiva, o en ráfaga. Sin embargo, el código RS es muy eficiente para corregir dicho error residual, por ello se emplea ambos codificadores en cascada.

f) Entrelazador de bits

Este bloque es empleado para dispersar los errores que puedan ser generados previos a la decodificación de Viterbi, con el fin de hacer más efectivo el cálculo de métrica de rutas. Este entrelazador convolucional depende de la modulación elegida para cada capa, siendo M igual al número de bits por símbolo, y $D = 120/(M - 1)$ elementos de atraso.

g) Mapeador de símbolos PSK / QAM

El estándar admite la modulación de los datos en 4 modos: DQPSK $\pi/4$, QPSK, 16-QAM y 64-QAM, con los cuales se puede transmitir 2, 4 y 6 bits por símbolo de modulación, respectivamente. El proceso de modulación implica un mapeo de dichos grupos de bits en valores discretos detallados en [1]. Posterior al mapeo, los símbolos son normalizados en amplitud para procurar que la potencia media de la señal sea igual a 1, con los factores mostrados en la Tabla I.10.

Tabla I.10: Normalización del nivel de modulación [1]

Elaborado por el autor

Modulación	Factor de Normalización
QPSK / DQPSK	$1/\sqrt{2}$
16-QAM	$1/\sqrt{10}$
64-QAM	$1/\sqrt{42}$

Las constelaciones que establece el estándar están ordenadas mediante codificación Gray para minimizar la distancia vectorial y de Hamming en los símbolos consecutivos. Esto facilita la recuperación del valor continuo del símbolo a través de interpolaciones.

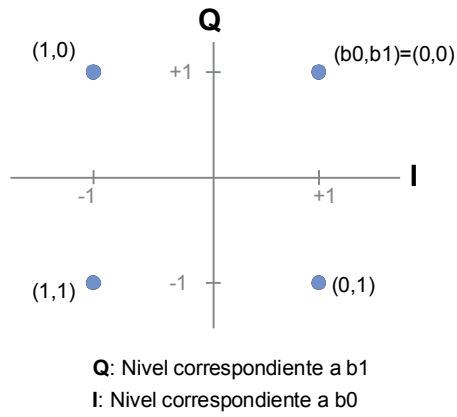


Fig. I.50: Mapeo de símbolos QPSK

Elaborado por el autor

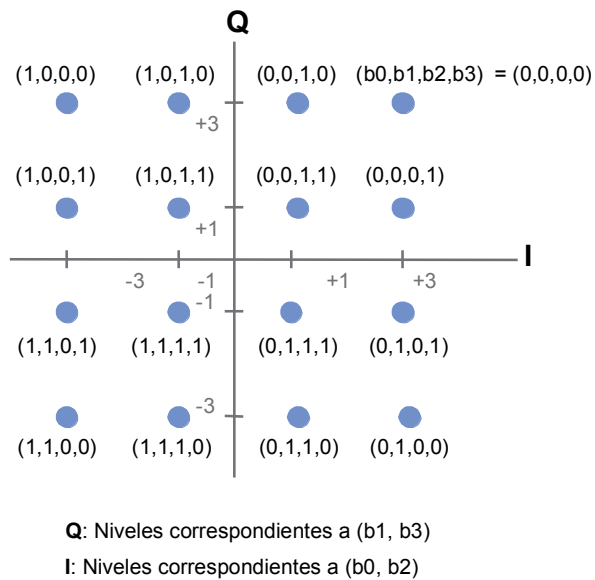
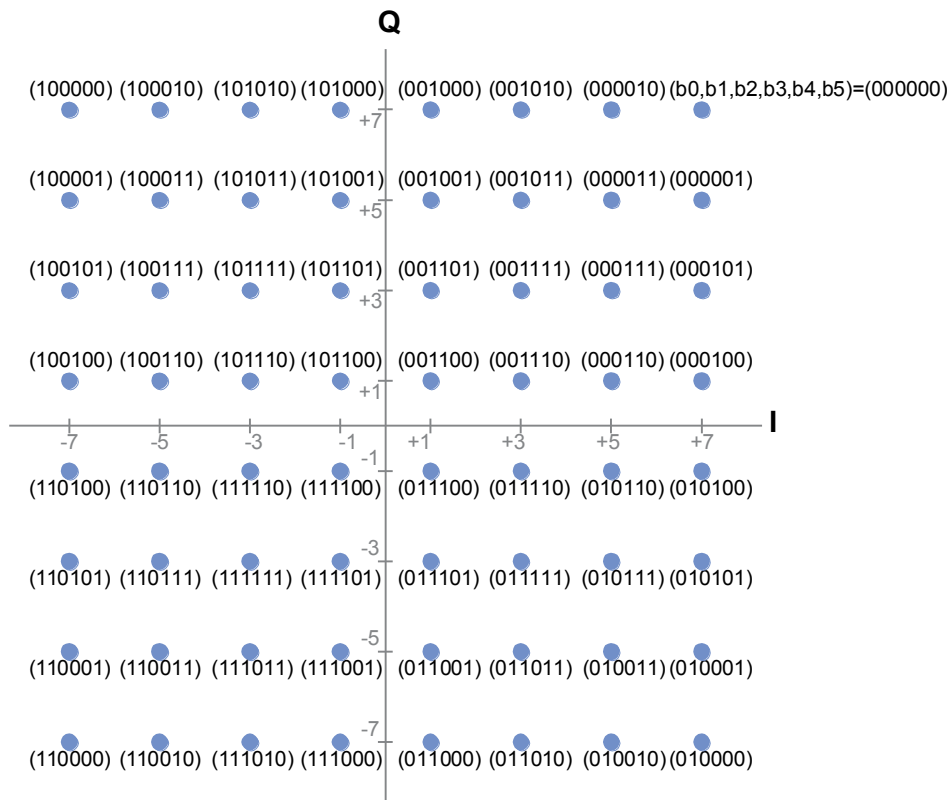


Fig. I.51: Mapeo de símbolos 16-QAM

Elaborado por el autor



Q: Nivel correspondiente a (b1, b3, b5)

I: Nivel correspondiente a (b0, b2, b4)

Fig. I.52: Mapeo de símbolos 64-QAM

Elaborado por el autor

h) Entrelazador en el tiempo

Según [1], el entrelazamiento en el tiempo o *time interleaving* aumenta la robustez contra el desvanecimiento ocurrido en el tiempo. La longitud de este entrelazamiento convolucional, L , es un parámetro de transmisión configurable que depende del modo de transmisión elegido. En [1] se listan los valores de L permitidos para cada modo.

i) Entrelazador en frecuencia

Este entrelazamiento permuta la posición de las portadoras dentro de la banda. Consta de tres procesos: *entrelazamiento intersegmentos*, que permuta todas las portadoras que pertenezcan al mismo tipo de modulación sin importar su segmento de origen; *entrelazamiento intrasegmento*, que permuta las portadoras dentro de cada segmento; y *aleatorización de*

portadoras intrasegmento, que efectúa una segunda permutación sobre las portadoras dentro de cada segmento.

El primero (entrelazamiento intersegmentos) no se efectúa sobre la capa de recepción parcial, o *one-seg*, para simplificar su recepción. Las posiciones de las portadoras en los procesos de entrelazamiento se calculan mediante operaciones algebraicas; mientras que en los procesos de aleatorización, estas se obtienen de las tablas mostradas en [1]. La Fig. I.53 describe gráficamente la conexión descrita entre los entrelazadores.

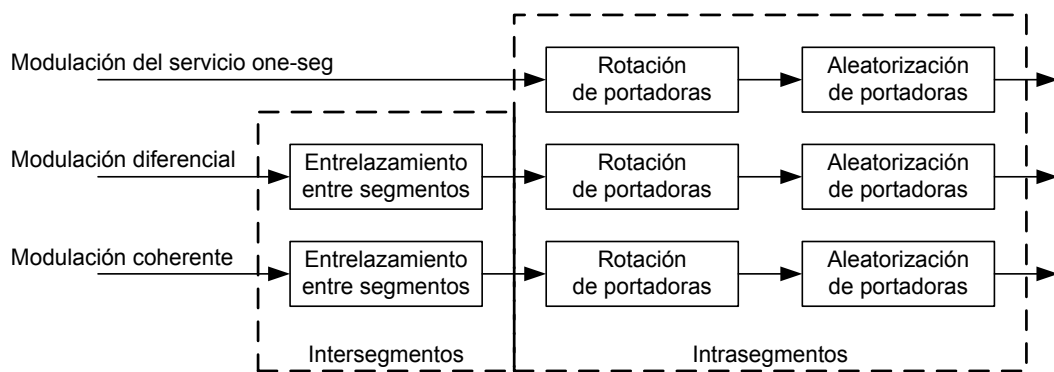


Fig. I.53: Diagrama de entrelazamiento de portadoras

Elaborado por el autor

j) FFT / IFFT

La información de entrada a este bloque está compuesta por símbolos, los cuales definen las magnitudes de las portadoras en la dimensión de la frecuencia. Para que esta señal en frecuencia sea transmitida por equipos de transmisión, es necesario convertirla a una señal en el tiempo, lo cual se logra a través de la transformada de Fourier. En este estándar, el número de puntos en frecuencia necesarios para la transformación depende del modo de transmisión: 2048 para el modo 1, 4096 para el modo 2, y 8192 para el modo 3.

k) Intervalo de guarda

El intervalo de guarda se emplea para prevenir la interferencia entre símbolos consecutivos (interferencia intersimbólica, ISI) debido a la respuesta del medio de transmisión. El estándar ISDB-Tb / SBTVD contempla el uso de prefijos cíclicos (repetición de la parte final del cuadro OFDM) de diferentes longitudes: $1/4$, $1/8$, $1/16$, y $1/32$ del tiempo de cuadro. El prefijo cíclico se toma de la parte final del símbolo OFDM, como se indica en la Fig. I.54

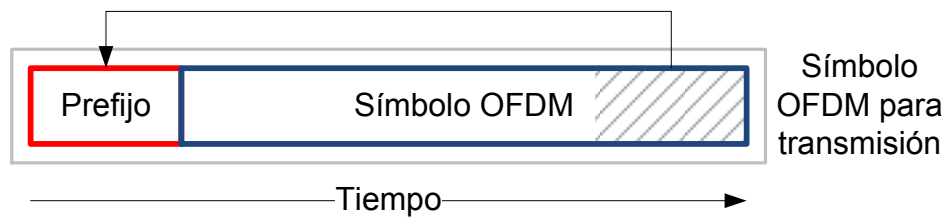


Fig. I.54: Generación de prefijo cíclico
Elaborado por el autor

1.14 Evaluaciones de calidad

A través del simulador, se generan secuencias de vídeo y audio que pueden ser sometidas a evaluaciones subjetivas y objetivas de calidad, con el objeto de medir la distorsión ocasionada por el canal sobre los contenidos citados. De acuerdo con la recomendación ITU-R BT.500-11, este tipo de evaluación constituye parte del análisis del canal de transmisión, con el objetivo de obtener una derivación de características de fallas compuestas, producidas por el contenido de la fuente de información y el canal de transmisión.

a) Análisis del contenido del programa

Esta etapa involucra dos operaciones. Primero, se deriva una medición apropiada del contenido del programa, y luego se estiman las probabilidades de aquellos valores que ocurran en la práctica.

La medida del contenido del programa es una medida estadística que captura aspectos del contenido del programa que influyen en la capacidad

del sistema bajo estudio de proveer reproducciones perceptiblemente fieles al material visual de origen. Claramente, sería ventajoso si la medida estuviera basada en un modelo perceptual apropiado. Debido a la ausencia de dicho modelo, cualquier medida que capture algunos aspectos de la extensión de diversidad espacial en un único y entre varios cuadros/campos puede ser suficiente, siempre y cuando dicha medida posea una relación monótonica con la calidad percibida de la imagen. Puede ser necesario usar diferentes medidas para sistemas que usen fundamentalmente diferentes formas de representación de imágenes.

Cuando una medida apropiada haya sido seleccionada, es necesario estimar la probabilidad de ocurrencia de aquellos valores que surjan en la práctica. Esto puede ser efectuado de dos formas:

- Con el procedimiento empírico, se analiza una muestra aleatoria de alrededor de 200 segmentos de programa de diez segundos en formato de estudio¹³, con resolución, tasa de cuadros y relación de aspecto apropiados para el sistema considerado. El análisis de estas muestras otorgan frecuencias relativas de ocurrencia de los valores estadísticos, los cuales son tomados como estimaciones de la probabilidad de ocurrencia en la práctica; o
- Con el método teórico, el cual es usado para estimar las probabilidades. Cabe recalcar que, a pesar de que se prefiere el método empírico, puede ser necesario usar el método teórico en casos específicos (por ejemplo, cuando no hay suficiente información relevante sobre el contenido del programa, como ocurre cuando emergen nuevas tecnologías de producción de contenidos)

Los análisis posteriores resultan en una distribución de probabilidades de los valores propios de la medida estadística del canal. Esto será combinado con los resultados del análisis del canal de transmisión para preparar el último paso del proceso.

¹³ Formato de estudio: aquel que posee mínima o ninguna distorsión perceptible por un experto

b) Análisis del canal de transmisión

Esta etapa involucra también dos operaciones. Primero, se deriva la medida del rendimiento de un canal de transmisión. Segundo, se estiman las probabilidades de aquellos valores que ocurran en la práctica.

La medida del canal de transmisión es una medida estadística que captura aspectos del rendimiento del canal que influyen en la capacidad del sistema bajo estudio de proveer reproducciones perceptiblemente fieles al material visual de origen. Claramente, sería ventajoso si la medida estuviera basada en un modelo perceptual apropiado. Debido a la ausencia de dicho modelo, cualquier medida que capture algunos aspectos de la influencia impuesta por el canal puede ser suficiente, siempre y cuando dicha medida posea una relación monotónica con la calidad percibida de la imagen. Puede ser necesario usar diferentes medidas para sistemas que usen fundamentalmente diferentes formas de codificación de canal.

Cuando una medida apropiada haya sido seleccionada, es necesario estimar la probabilidad de ocurrencia de aquellos valores que surjan en la práctica. Esto puede ser efectuado de dos formas:

- Con el procedimiento empírico, el rendimiento del canal es medido alrededor de 200 veces seleccionadas en puntos de recepción y tiempos aleatorios. El análisis de estas muestras otorgan frecuencias relativas de ocurrencia de los valores estadísticos, los cuales son tomados como estimaciones de la probabilidad de ocurrencia en la práctica; o
- Con el método teórico, el cual es usado para estimar las probabilidades. Cabe recalcar que, a pesar de que se prefiere el método empírico, puede ser necesario usar el método teórico en casos específicos (por ejemplo, cuando no hay suficiente información relevante sobre el rendimiento del canal, como ocurre cuando emergen nuevas tecnologías de transmisión)

Los análisis posteriores resultan en una distribución de probabilidades de los valores propios de la medida estadística del canal. Esto será combinado con los resultados del análisis del contenido del programa para preparar el último paso del proceso.

c) Derivación de características de fallas compuestas

Esta etapa involucra una experimentación fundamental en la cual el contenido del programa y las condiciones de transmisión son variadas conjuntamente de acuerdo a las probabilidades establecidas en los primeros dos pasos.

El método básico consiste en usar el procedimiento de medición continua de calidad con doble estímulo (DSCQS - *Double-Stimulus Continuous Quality-Scale*) y, en particular, la versión de diez segundos recomendada para secuencias con movimiento. Aquí, la referencia es una película con calidad de estudio en un formato apropiado (por ejemplo, uno con resolución, tasa de cuadros y relación de aspecto apropiados para el sistema considerado). En contraste, la prueba presenta la misma película tal como la recibiría el sistema considerando las condiciones del canal seleccionado.

El material de prueba y las condiciones de canal son seleccionados de acuerdo a las probabilidades establecidas en los dos primeros pasos del método. Los segmentos del material de prueba, cada uno de los cuales ha sido analizado para determinar su valor predominante de acuerdo a la medida estadística del contenido, conforman un grupo de selección. El material es muestreado de dicho grupo de tal forma que cubra el rango de los posibles valores estadísticos, distanciados cuando se encuentran a niveles críticos, y juntos cuando se ubican a niveles críticos. Los posibles valores estadísticos del canal son seleccionados de la misma manera. Entonces, estas dos fuentes independientes de influencia son combinadas

aleatoriamente para producir contenido combinado y condiciones de canal de probabilidad conocida.

Los resultados de dichos estudios, los cuales relacionan la calidad de la imagen percibida a la probabilidad de ocurrencia en la práctica, son usados para considerar si un sistema es adecuado o para comparar varios sistemas en términos de su adecuación.

CAPÍTULO II METODOLOGÍA

2.1 Materiales y métodos

Se propone el diseño e implementación de un software que incluirá algoritmos que emulen el comportamiento de un transmisor y receptor de televisión digital según el conjunto de normas ABNT NBR para televisión digital, además de algoritmos de generación de distorsión, mediciones y gráficos. En la Fig. II.1 se muestra el diagrama de bloques global del sistema mencionado.

El proyecto se limita a la simulación, visualización en el dominio del tiempo y de la frecuencia, y al cálculo de la tasa de error de bits en diferentes niveles de un decodificador de canal que cumple la mencionada norma, de la señal de datos en modulación síncrona generada bajo el estándar ISDB-Tb / SBTVD en presencia de las siguientes distorsiones: ruido blanco gaussiano; ruido impulsivo, generado por ventanas de ruido blanco gaussiano, y desvanecimiento selectivo producido por las colisión de la señal deseada con réplicas de sí misma, que pueden tener atraso y desplazamiento en frecuencia positivos respecto a la original. Las características de dichas distorsiones, tales como potencia, ancho de banda, distribución probabilística, entre otras, serán recabadas de investigaciones publicadas por entidades académicas y tecnológicas de prestigio.

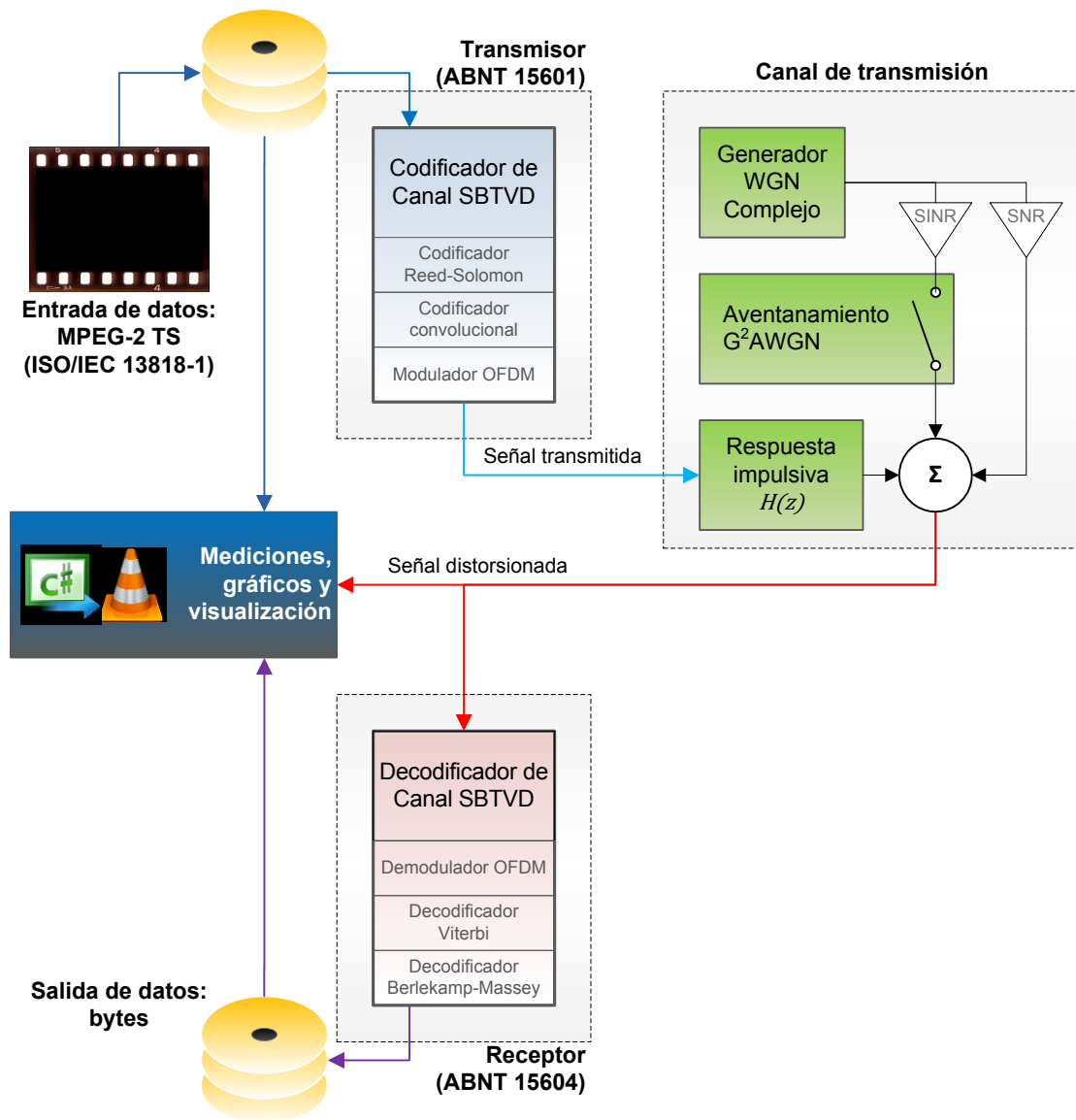


Fig. II.1: Diagrama de bloques general del simulador

Elaborado por el autor

El proyecto es viable debido a que es un aplicativo de software, del cual su implementación está a cargo del autor, que posee conocimientos de procesamiento digital de señales y programación en diversos lenguajes de programación. Además, las herramientas de software necesarias para el desarrollo son de libre disponibilidad y no poseen *royalties* o licencias de pago. Cabe mencionar que la arquitectura de los computadores personales que la mayoría de personas utiliza en el país hace posible que el software pueda ser ejecutado en todas ellas. En la Tabla II.1 se presenta un cuadro de materiales que resume lo mencionado.

Tabla II.1:Cuadro de materiales utilizados para el desarrollo del proyecto

Elaborado por el autor

Nombre y descripción	Costo unit.	Cantidad	Costo total
Entorno de desarrollo de software: Microsoft Visual C# 2010 Express	S/. 0.00	1	S/. 0.00
Computadora de escritorio compatible Intel Core 2 Quad con accesorios	S/. 2600.00	1	S/. 2600.00
Total			S/. 2600.00

El público objetivo son los ingenieros y tecnólogos con conocimientos en procesamiento de señales y transmisión de televisión digital terrestre y que laboren en centrales de transmisión de señales televisivas. Además, puede ser empleado como herramienta pedagógica para alumnos de universidades o institutos tecnológicos cuyo campo laboral o de estudio sea afín con la transmisión de señales de televisión digital.

Tras evaluar la ventaja comparativa de las posibles implementaciones del simulador, se ha elegido la implementación en software debido a las facilidades técnicas disponibles y a la gran flexibilidad que las aplicaciones para el desarrollo de software actualmente brindan. El sistema implementa los algoritmos especificados en la Tabla II.2:

Tabla II.2:Algoritmos implementados en el simulador

Elaborado por el autor

Transmisor	Receptor
Codificación Reed-Solomon (204,188)	Decodificador Berlekamp-Massey de código Reed-Solomon (204,188)
Dispersor de energía	Inversor del dispersor de energía
Codificador convolucional (171 ₈ ,133 ₈)	Decodificador Viterbi suave
Entrelazador convolucional de bytes, bits, y símbolos en el tiempo	Desentrelazador convolucional de bytes, bits, y símbolos en el tiempo
Permutador de símbolos en frecuencia	Despermutador de símbolos en frecuencia
Mapeador de símbolos	Mapeador inverso de símbolos

El sistema incluirá, además del transmisor y receptor, un bloque generador de distorsión, y un bloque de mediciones y gráficos. En la Fig. II.1 se muestra el diagrama de bloques global del sistema mencionado.

El sistema está implementado como una aplicación de software, programada y compilada en el entorno de desarrollo Microsoft Visual Studio 2010, usando el lenguaje de programación C# / WPF. Este se encuentra instalado en una computadora personal cuyas características se detallan en la Tabla II.3.

Tabla II.3:Características de la computadora de referencia
Elaborado por el autor

Procesador	Intel Core 2 Quad Q8400 (2.66 GHz, bus 1333 MHz, 4 MB L2)
Memoria	Kingston 2x2GB (3 GB utilizable)
Disco duro	Seagate Barracuda ES.2 750 GB, SATA 3.0 Gb/s, 7200 RPM
T. Vídeo	Nvidia GeForce 8400 GS, 512 MB
S.Operativo	Windows 7 Professional (32 bits)

2.1.1 Bloque de distorsión

En este bloque se realiza la generación de señales no deseadas con las características descritas en los modelos de canal expuestos en el Capítulo 1.7:

a) Implementación de ruido blanco gaussiano

La implementación de esta distorsión fue efectuada tomando la transformación Box-Muller. Esta operación es necesaria debido a que las librerías incluidas en el *framework* .NET y el sistema operativo solo proveen números pseudoaleatorios con distribución uniforme en el rango $[0, 1[$, los cuales no cumplen las propiedades estadísticas de la distribución gaussiana.

Originalmente, el algoritmo de Box-Muller fue expresado por sus autores mediante las ecuaciones (II.1) y (II.2) para generar dos números aleatorios independientes z_0 y z_1 , ambos en la distribución gaussiana, con me-

dia 0 y varianza unitaria, a partir de dos números aleatorios x_0 y x_1 con distribución uniforme en el rango $[0,1]$:

$$z_0 = R \cos \theta, \quad z_1 = R \sin \theta \quad (\text{II.1})$$

Donde se verifica las expresiones de (II.2):

$$R = \sqrt{-2 \ln x_0}, \quad \theta = 2\pi x_1 \quad (\text{II.2})$$

La representación gráfica de estas variables se muestra en la Fig. II.2.

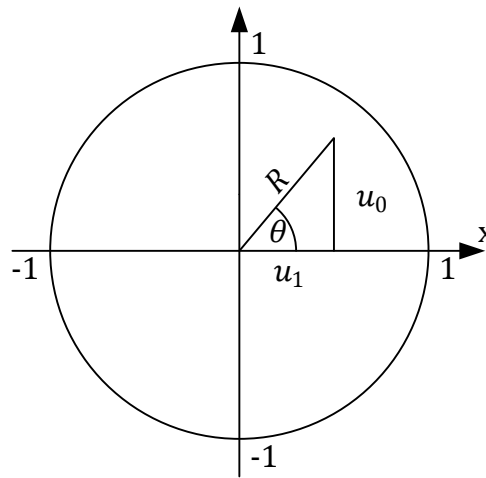


Fig. II.2: Representación gráfica de la transformación Box-Muller
Elaborado por el autor

La transformación de Box-Muller posee una forma polar, que produce dos números aleatorios independientes z_0 y z_1 , ambos en la distribución gaussiana, con media 0 y varianza unitaria, a partir de dos números aleatorios u_0 y u_1 con distribución uniforme en el rango $[-1,1]$, relacionados por las expresiones de la ecuación (II.3):

$$z_0 = u_0 K, \quad z_1 = u_1 K \quad (\text{II.3})$$

Donde se verifica las expresiones de la ecuación (II.4):

$$K = \sqrt{\frac{-2 \ln s}{s}}, \quad s = R^2 = u_0^2 + u_1^2, \quad s \in]0,1[\quad (\text{II.4})$$

El código fuente de la implementación en lenguaje C# se presenta en la Tabla II.4. Este se ejecuta dentro de un bucle que permite generar un vector de pares de números reales, donde cada par representa un número complejo. Cabe resaltar que el número de iteraciones no es determinable, ya que si s presenta algún valor fuera del rango especificado, es necesario repetir el proceso y tomar un nuevo par de números u_0 y u_1 .

Las ventajas de la forma polar de este algoritmo frente a su versión cartesiana radican en las siguientes características:

- Posee mayor robustez numérica, ya que el cálculo de R en la forma cartesiana depende del cálculo de $\ln x_0$, que arrojaría una indeterminación cuando su único argumento, x_0 , es cero. En la forma polar, la probabilidad de ocurrencia de este evento es mucho menor ya que requiere que ambos números aleatorios consecutivos, u_0 y u_1 , sean cero.
- El cálculo es más simple, ya que se evade el acceso a las funciones trigonométricas.

Tabla II.4: Implementación de algoritmo de Box-Muller en C#

Elaborado por el autor

```
using System;
[...]
// Se ejecuta la transformación Box-Muller
double u0, u1, s, K, z0, z1;
do
{
    // rnd.NextDouble entrega números en el rango [0, 1[
    u0 = 2.0 * rnd.NextDouble() - 1.0;
    u1 = 2.0 * rnd.NextDouble() - 1.0;
    s = u0 * u0 + u1 * u1;
} while (s >= 1.0 || s == 0.0);
K = Math.Sqrt(-2.0 * Math.Log(s) / s);
z0 = u0 * K;
z1 = u1 * K;
```

Finalmente, para establecer la amplitud del ruido complejo, se multiplica a z_0 y z_1 por la inversa de la relación señal a ruido SNR y por la amplitud de la señal S :

$$(\mathbf{n}_R, \mathbf{n}_I) = (z_0, z_1) \cdot SNR^{-1} \cdot S \quad (II.5)$$

b) Implementación de ruido impulsivo

La implementación de esta distorsión está basada en la solución provista por el Grupo de Televisión Digital (DTG) de Europa. Este grupo propone modelar el ruido impulsivo usando una variable aleatoria gaussiana doblemente aventaneada (G^2 AWGN) [7], que incluye los parámetros mostrados en la Fig. II.3.

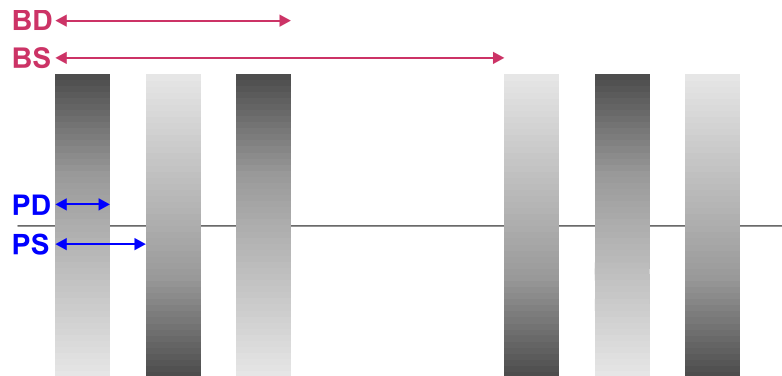


Fig. II.3: Componentes del Modelo de Ruido Impulsivo

Fuente: [7]

PD: Duración del pulso, aproximadamente $250 \mu\text{s}$

PS: Separación del pulso, sigue una distribución uniforme

BD: Duración de la ráfaga, menor a la duración de un símbolo OFDM

BS: Separación de la ráfaga, fijada en 10 ms

El modelo de este canal, representado en diagrama de bloques, se presenta en la Fig. II.4.

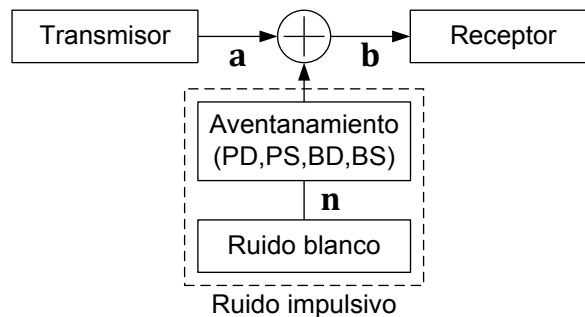


Fig. II.4: Modelo de canal con ruido impulsivo

Elaborado por el autor

Los patrones derivados de este modelo se muestran en la Tabla II.5. Como se indicó en la introducción, este sistema se emplea para ejecutar pruebas de desempeño de receptores de televisión digital bajo el estándar DVB.

Tabla II.5: Patrones de ruido impulsivo en pruebas de receptores DVB-T

Fuente: [7]

Nº prueba	Pulsos por ráfaga	Duración efectiva (µs)	Tiempo entre pulsos min – máx (µs)	Duración de ráfaga (µs)
1	1	0.25	N/A	0.25
2	2	0.50	1.5 – 45	1.75 – 45.25
3	4	1.00	15 – 35	45.25 – 105.25
4	12	3.00	10 – 15	110.25 – 165.25
5	20	5.00	1 – 2	19.25 – 38.25
6	40	10.00	0.5 – 1	19.75 – 39.25

c) Implementación de multitrayectos

La expresión (II.6) muestra la operación que se ejecuta sobre la señal para la implementación de esta distorsión.

$$b(n) = \sum_{k=1}^K \sqrt{p_k} g_k(n) a(n - \tau_k) \quad (\text{II.6})$$

Donde $a(n)$ es la señal original; $b(n)$ es la señal resultante; p_k es la potencia de la señal proveniente del trayecto k , τ_k determina el retardo en el trayecto k y $g_k(n)$ es un proceso aleatorio complejo que determina la atenuación de la réplica k . Este modelo de canal es recomendado [13] por la Unión Internacional de Telecomunicaciones – ITU para la simulación de la respuesta de un canal con múltiples trayectos.

El espectro de potencia de g_k , llamado comúnmente espectro Doppler del trayecto k , se asume idéntico al modelo de Clarke/Jakes [19] para simular canales en el exterior (outdoor), de acuerdo a la expresión (II.7):

$$S(f) = \frac{1}{\pi\Delta f \sqrt{1 - \left(\frac{f}{\Delta f}\right)^2}}, \quad |f| \leq \Delta f \quad (\text{II.7})$$

En el caso de simulación de canales en interiores (indoor), se asume un espectro plano, determinado por la expresión (II.8):

$$S(f) = \frac{1}{2\Delta f}, \quad |f| > \Delta f \quad (\text{II.8})$$

Para implementar esta señal en el tiempo a nivel discreto, se emplea la técnica desarrollada por Young y Beauileu [20], cuyo diagrama de bloques se presenta en la Fig. II.5.

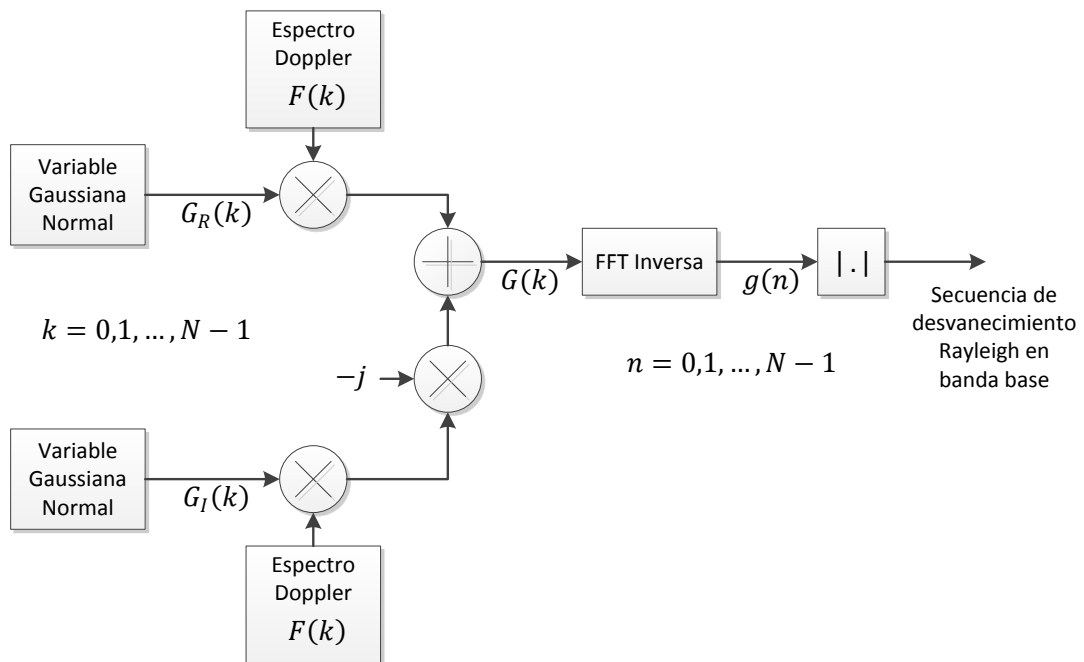


Fig. II.5: Diagrama del simulador de desvanecimiento Rayleigh
Elaborado por el autor

Este método se lleva a cabo a través de los siguientes pasos:

- Generar dos secuencias aleatorias gaussianas normales de longitud N, denominadas $G_R[m](k)$ y $G_I(k)$
- Multiplicar ambas secuencias por la amplitud del espectro Doppler $F(k)$, que proviene de la discretización de la función $\sqrt{S(f)}$

- Sumar ambas secuencias en cuadratura para generar la secuencia compleja $G(k)$
- Ejecutar la transformada rápida de Fourier inversa sobre $G(k)$ para generar la secuencia compleja $g(n)$ en el tiempo. El valor absoluto de esta última secuencia contiene la envolvente de la señal que transita por un único trayecto.

La forma cómo los sistemas de recepción de señales ISDB-Tb / SBTVD puede mitigar el efecto de las réplicas se detalla en el Capítulo 1.6d).

2.1.2 Validación del sistema

Debido a la carencia de equipamiento de laboratorio, la validación será realizada comparando los resultados del simulador implementado con los resultados de las pruebas realizadas en laboratorios de diversas universidades sobre el canal de transmisión del estándar ISDB-Tb / SBTVD. Se toma como referencia la investigación [21] realizada por la Universidad Presbiteriana Mackenzie. Para este sistema, se compararon los resultados de tres pruebas: Relación Señal a Ruido, Robustez del sistema de TV digital frente al ruido impulsivo y Características del sistema de TV digital para recepción móvil (efecto Doppler), cuyos resultados se presentan a continuación.

a) Relación Señal a Ruido

En esta prueba se valida la relación entre la potencia de la señal, S , y la potencia del ruido del sistema, N . El nivel de señal de entrada se debe mantener constante en un valor de condición de recepción óptima. En equipos de laboratorio, se ajusta la potencia de señal a -30 dBm. Luego, se inyecta un ruido blanco cuya potencia se ajusta hasta alcanzar una tasa de error de 3×10^{-6} . Dicha tasa se denomina límite de perceptibilidad, a partir del cual ocurre degradación de la imagen. Cuando se alcance dicho límite, se registra la relación S/N . La Tabla II.6 muestra los resultados obtenidos por el sistema en esta prueba.

Tabla II.6: Comparación de SNR entre el sistema real y el simulador

Elaborado por el autor

Configuración del Transmisor: ISDB-Tb 64-QAM, 8K, 1/16, FEC 3/4, 0.2 s	
Pruebas Mackenzie	Simulador ISDB-Tb
18.9 dB	17.41 dB

Este resultado se obtuvo en la simulación de la transmisión de 9000 cuadros OFDM, con una configuración que permite 216 TSP por segmento y por cuadro OFDM, que equivalen a $9000 \times 216 \times 13 \times 204 \times 8 = 4.124 \times 10^{10}$ bits transmitidos. En la computadora de referencia, el tiempo de ejecución aproximado es de 10 horas. Esta cantidad de información es necesaria para mantener estable la tasa de error dentro de un intervalo de ± 2 dB respecto al promedio, como se muestra en la Fig. II.6, donde las barras rojas abarcan los percentiles 5 y 95 encontrados. La señal bajo prueba está modulada en 64-QAM, posee 8K portadoras, 1/16 de intervalo de guarda, FEC 3/4 y 0.2 s de entrelazamiento en el tiempo.

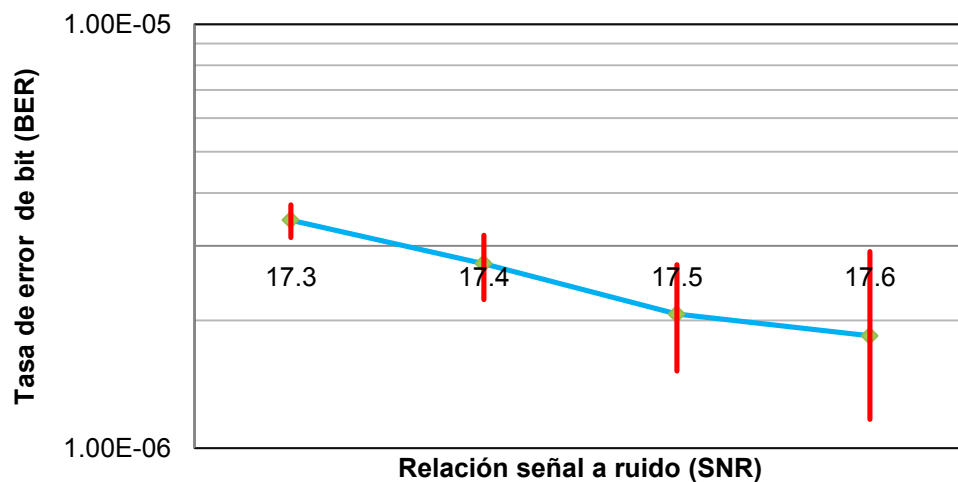


Fig. II.6: SNR vs. BER para señal ISDB-Tb

Elaborado por el autor

b) Robustez del sistema de TV digital frente al ruido impulsivo

En esta prueba se valida el desempeño del sistema frente al ruido impulsivo, inyectando en el canal un ruido de ignición, que consiste en ventanas de ruido blanco cuya duración es ajustada desde 1 μ s hasta 999 μ s.

La prueba se lleva a cabo haciendo que el generador de ruido blanco produzca una señal 5 dB mayor que la señal digital deseada. Este ruido es aventaneado inicialmente con ventanas de 10 μ s, separadas 100 ms entre cada una. Luego se combinan aditivamente la señal deseada con el ruido aventaneado y finalmente se registra la tasa de error. Este procedimiento se repite para diferentes duraciones de ventana de ruido y de separación entre ventanas. Se aprecia que a medida que el ruido impulsivo posee un mayor tamaño de ventana, su efecto sobre la tasa de error de bit se aproxima al del ruido blanco gaussiano, no aventaneado, con la misma potencia, lo cual coincide con las investigaciones de referencia. Este resultado se ilustra en la Fig. II.7 efectuando la prueba en una señal ISDB-Tb modulada a 64-QAM, 8K portadoras, FEC 3/4 con 0.2 s de entrelazamiento, junto a un ruido impulsivo a -5dB SINR.

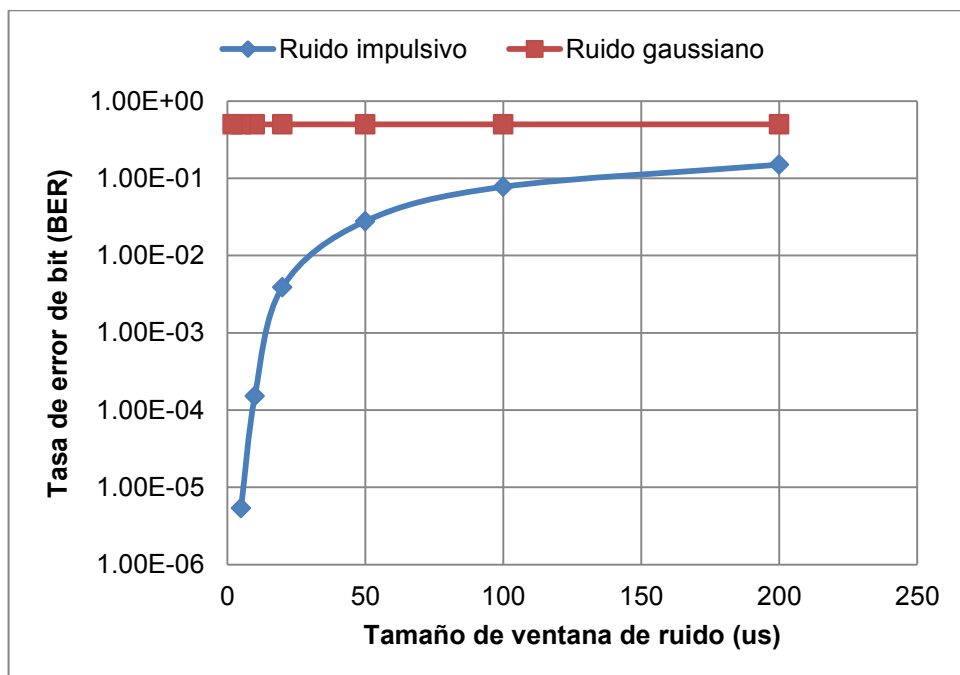


Fig. II.7: BER vs. Tamaño de ventana de ruido para señal ISDB-Tb

Elaborado por el autor

De acuerdo con las pruebas efectuadas en la Universidad Presbiteriana Mackenzie [21], se aprecia una diferencia notable de la tasa de error respecto al tamaño de la ventana, pero se conserva la misma tendencia en ambas curvas, como se observa en la Fig. II.8. En la sección de Discusiones y Aplicaciones, página 116, se brinda mayor detalle sobre el resultado.

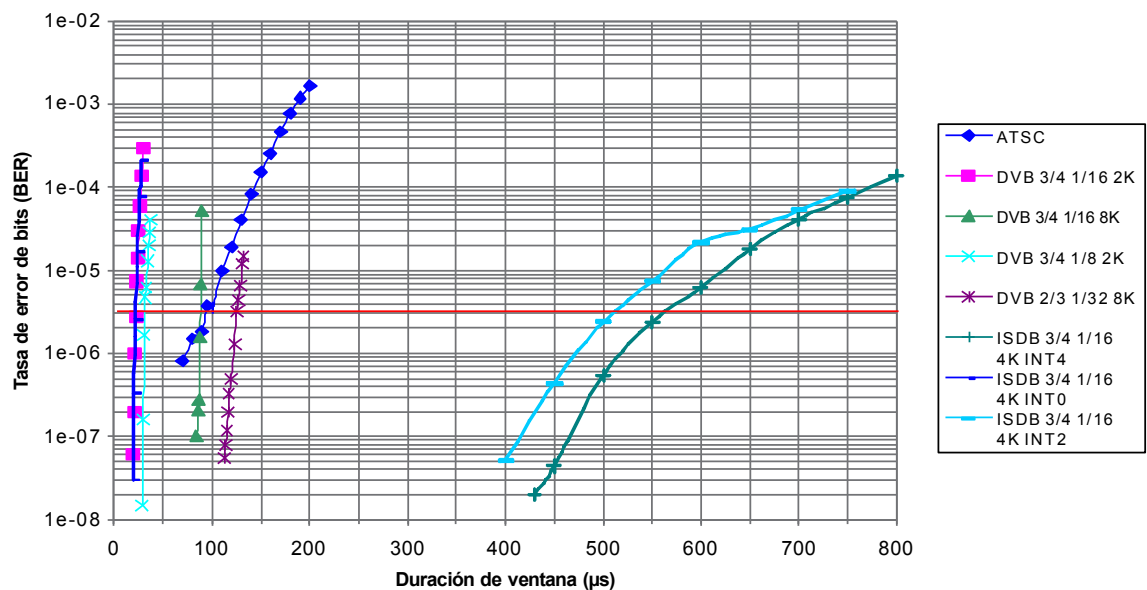


Fig. II.8: BER vs duración de ventana para varios sistemas DTV

Fuente: Universidad Presbiteriana Mackenzie [22]

2.2 Desarrollo del proyecto

2.2.1 Interfaz visual de usuario

La ventana principal del programa, mostrada en la Fig. II.9, permite configurar el Modo de Operación de la señal ISDB-Tb / SBTVD y el tamaño del Intervalo de Guarda de la señal OFDM. Además, permite determinar los parámetros de la distorsión de canal, tales como la magnitud del ruido blanco; magnitud y duración de ventanas de ruido impulsivo; y magnitud, retraso y desplazamiento Doppler para cada réplica asignada al canal. Para controlar la duración de la simulación, existe un campo de texto en la parte inferior de esta ventana para definir el número máximo de cuadros OFDM que se transmitirán.

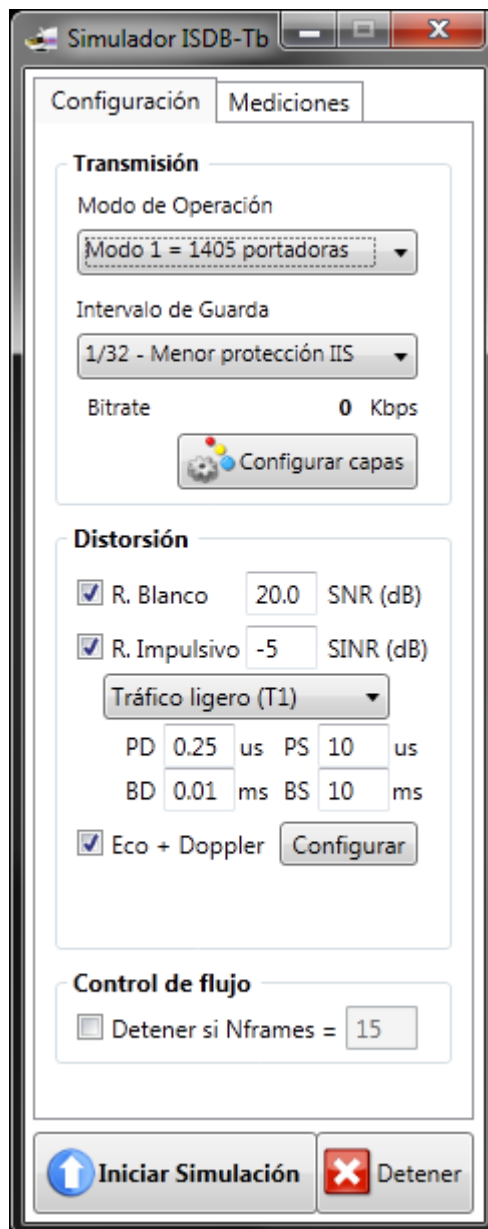


Fig. II.9: Ventana de configuración global

Elaborado por el autor

Para configurar individualmente las capas de transmisión, se ha dispuesto una ventana en la que se puede elegir el orden de modulación, tasa de codificación interna, número de segmentos, tamaño de entrelazamiento temporal, y definir el origen de datos, como se ilustra en la Fig. II.11. Cabe mencionar que los datos aleatorios corresponden a una secuencia binaria pseudoaleatoria, a la cual se añaden marcas de

sincronismo para mantener el mismo desempeño en la decodificación respecto a un *Transport Stream*.

Para especificar las características de las réplicas, se ha dispuesto una ventana en la que se permite determinar el desplazamiento Doppler, en hertz, el retardo del eco, en microsegundos, y la potencia de cada réplica, en decibeles respecto a la potencia de la señal deseada, como se muestra en la Fig. II.10.



Fig. II.10: Ventana de configuración de multitrayectos

Elaborado por el autor

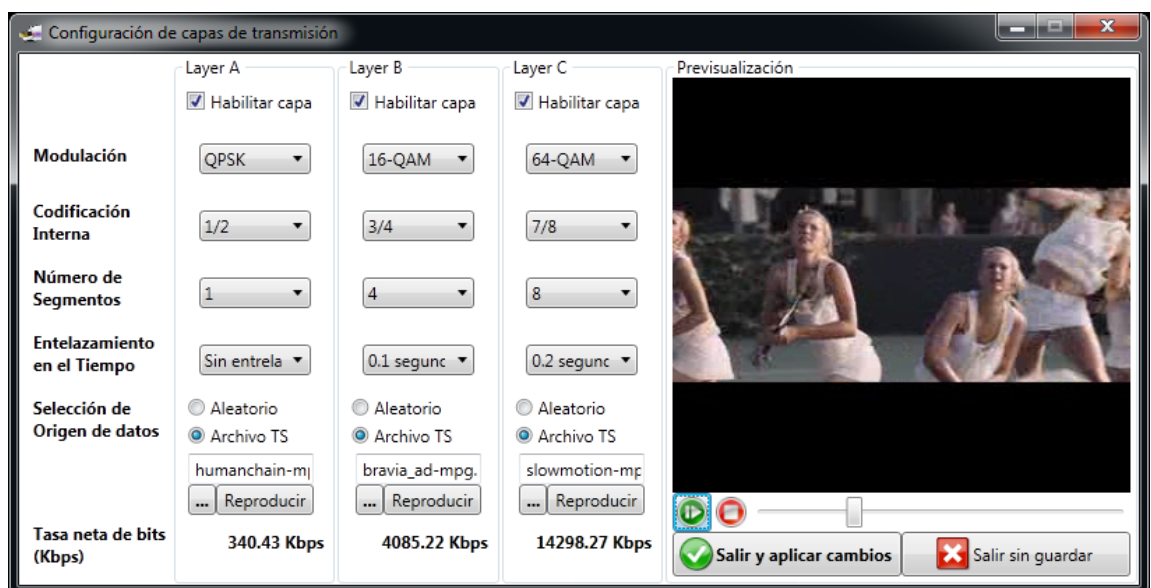


Fig. II.11: Ventana de configuración de capas ISDB-Tb

Elaborado por el autor

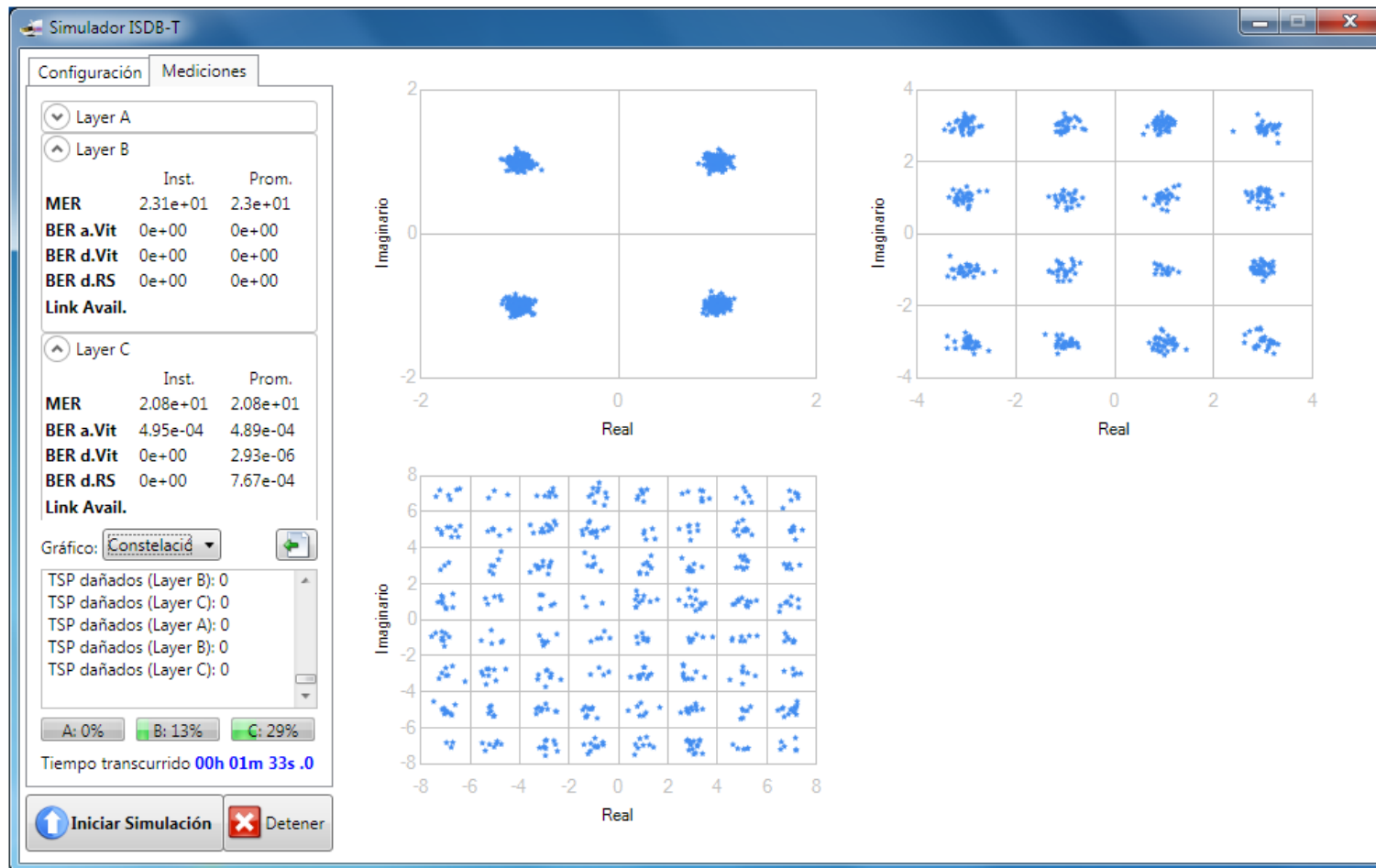


Fig. II.12: Constelaciones de los *layers* de la señal ISDB-Tb simulada

Elaborado por el autor

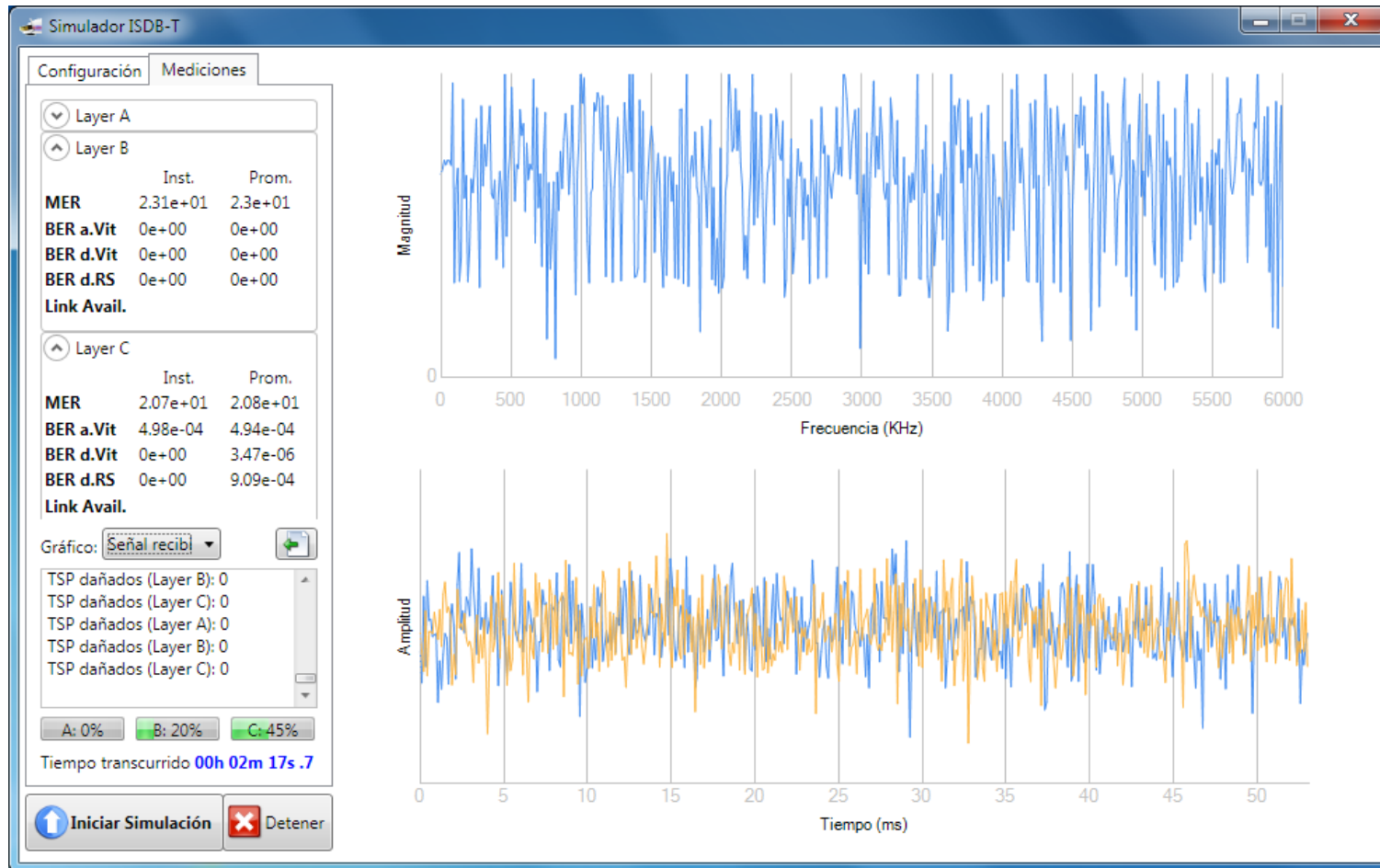


Fig. II.13: Espectro en frecuencia y magnitud de las componentes en fase y cuadratura de la señal ISDB-Tb en el tiempo

Elaborado por el autor

En Fig. II.12 y Fig. II.13 se muestran los gráficos disponibles durante la simulación de la transmisión de la señal ISDB-Tb / SBTVD. Se pueden generar gráficos IQ para las señales de los *layers* (capa de datos), que están modulados en fase y amplitud. Además, se pueden generar gráficos del espectro de la señal en frecuencia, empleando ventanas rectangulares, y gráficos en el tiempo de los cuadros OFDM, mostrando la componente en fase y la componente en cuadratura.

En las figuras mencionadas anteriormente, se observa un panel informativo en el lado izquierdo que muestra la tasa de error de modulación (MER), la tasa de error de bits antes del decodificador de Viterbi (BER a.Vit), la tasa de error de bits después del mismo (BER d.Vit), y la tasa de error después del decodificador Reed-Solomon (BER d.RS). Los indicadores mostrados ofrecen información instantánea (calculada dentro de cada cuadro OFDM) y promedio (calculada a lo largo de toda la simulación).

En la parte inferior de dichas figuras, existe un campo de texto en el cual se advierte el estado del simulador: inicio del proceso de simulación, preparación del espacio de trabajo, número de TSP dañados que se han podido recuperar, finalización del proceso, entre otros. Debajo de este campo, se han dispuesto tres barras de progreso del proceso de transmisión para determinar el avance en la transmisión de los *Transport Streams* por cada capa. En el caso que se haya elegido información aleatoria como origen de datos en el panel de configuración de capas (Fig. II.11), las barras de progreso mostrarán "0%" y el simulador procesará información hasta que el usuario pulse el botón "Detener". Para detener la simulación automáticamente, se debe definir un límite en el número de cuadros OFDM a transmitir en la parte inferior del panel de configuración global (Fig. II.9).

2.2.2 Modelo de uso en diferentes escenarios

rios

A continuación se detallan los pasos a seguir para configurar el simulador en condiciones independientes de distorsión. Todos estos casos pueden ser combinados entre sí para configurar escenarios más complejos.

La configuración base del transmisor será la siguiente: Modo 2 (2809 portadoras), con intervalo de guarda de 1/16, como se muestra en la Fig. II.14; y se habilitará un único *layer* con modulación a 64 QAM, FEC de 3/4, entrelazamiento temporal de 0.2 segundos y empleando información aleatoria como fuente, como se muestra en la Fig. II.15.

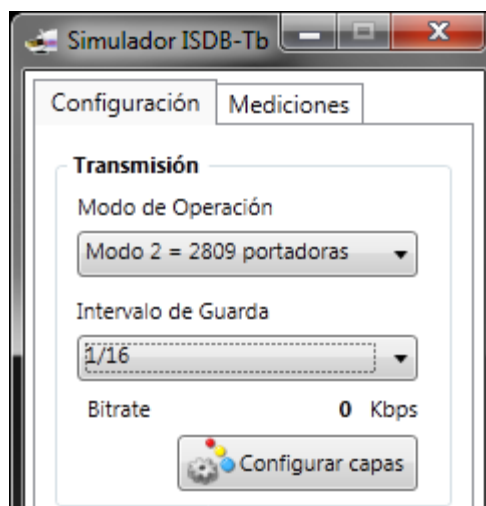


Fig. II.14: Configuración modelo de transmisión

Elaborado por el autor

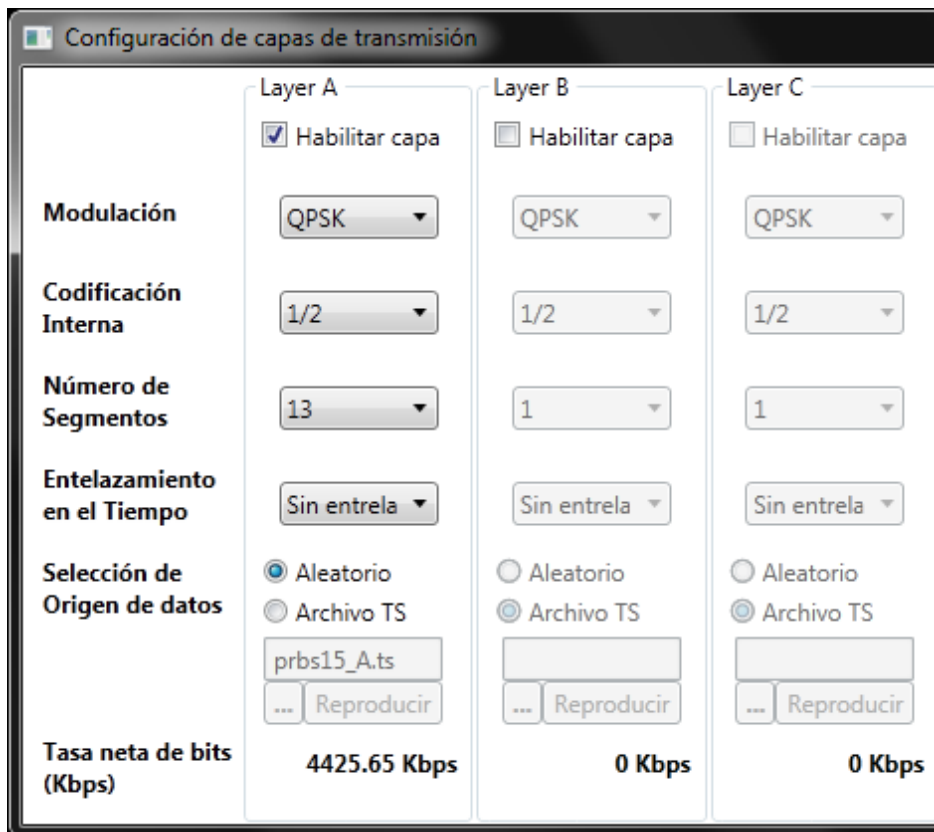


Fig. II.15: Configuración modelo de capas de transmisión

Elaborado por el autor

a) Desempeño en canal AWGN

Se define un canal sin memoria cuyo modelo se observa en la Fig. I.30. Se conoce la relación de potencias de la señal a respecto al ruido n y la configuración del transmisor ISDB-Tb / SBTVD.

Primero, se establecen los parámetros de configuración del transmisor según la configuración base, descrita al inicio del Capítulo 2.2.2. A continuación, en el panel de Configuración, se hace click para marcar el check "R. Blanco" y en el cuadro de la derecha se escribe la relación a/n en decibels, que es la potencia de la señal respecto al ruido (SNR). El resto de checks de la sección de Distorsión deben permanecer desmarcados, como se muestra en la Fig. II.16.

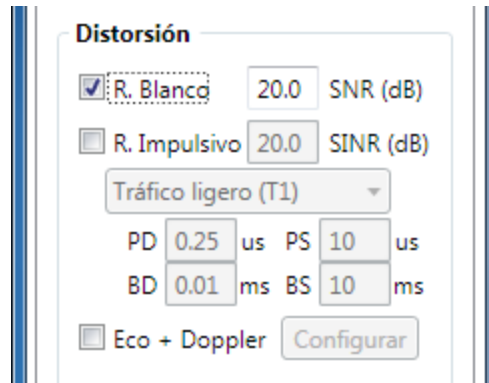


Fig. II.16: Configuración de distorsión para canal con ruido blanco
Elaborado por el autor

b) Desempeño en ruido impulsivo

Se define un canal sin memoria cuyo modelo, mostrado en la Fig. II.4, se deriva del mostrado en la Fig. I.33. Se conoce la relación de potencias de la señal a respecto al ruido n , el tiempo de duración del pulso de ruido t_{PD} , el tiempo de separación entre pulsos t_{PS} , el tiempo de duración de ráfagas de ruido t_{BD} y el tiempo de separación entre ráfagas t_{BS} . El modelo de construcción del ruido se detalla en la Fig. II.3.

Primero, se establecen los parámetros de configuración del transmisor según la configuración base, descrita al inicio del Capítulo 2.2.2. A continuación, en el panel de Configuración, se hace click para marcar el check "R. Impulsivo". El resto de checks de la sección de Distorsión deben permanecer desmarcados, como se muestra en la Fig. II.17.

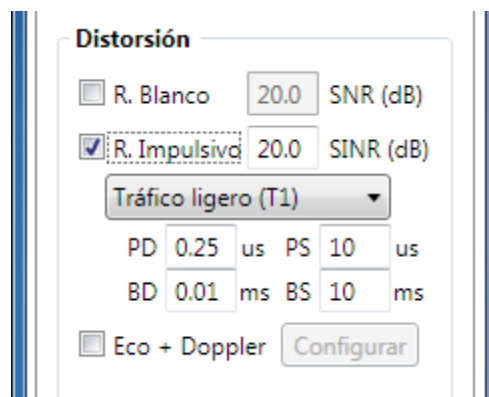


Fig. II.17: Configuración de distorsión para canal con ruido impulsivo
Elaborado por el autor

Luego, en el cuadro de la derecha se escribe la relación a/n en decibeles, se elige el tipo de distorsión de las opciones mostradas en la Fig. II.18.

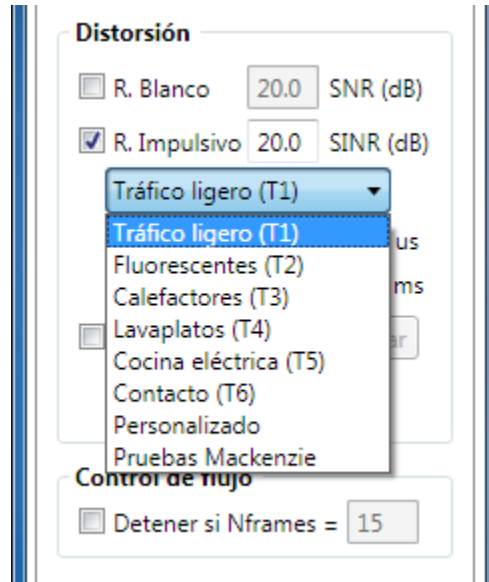


Fig. II.18: Tipos de ruido impulsivo implementados

Elaborado por el autor

Las opciones “Tráfico Ligero (T1)” hasta “Contacto (T6)” corresponden con los patrones de ruido impulsivo descritos en la Tabla II.5. La opción “Personalizado” permite al usuario definir arbitrariamente los valores del modelo de ruido impulsivo. La opción “Pruebas Mackenzie” permite simular un ruido impulsivo variante en el tiempo, de acuerdo con el protocolo de pruebas [21] de dicha universidad, donde solo se puede definir la duración de la ventana del pulso de ruido PD, en microsegundos.

c) Desempeño en ecos y Doppler

Se define un canal con memoria, cuyo modelo se muestra en la Fig. I.37. Se conoce la relación de potencias de la señal deseada a respecto a la señal interferente d y el desplazamiento en frecuencia f , en Hertz, y el retraso en el tiempo de dicha señal. Además, se conoce la configuración del transmisor ISDB-Tb / SBTVD.

Primero, se establecen los parámetros de configuración del transmisor según la configuración base, descrita al inicio del Capítulo 2.2.2. A continuación, en el panel de Configuración, hacer click para marcar el check “Eco + Doppler”. Luego, para configurar la potencia del eco y el desplazamiento Doppler, hacer click en el botón “Configurar”.

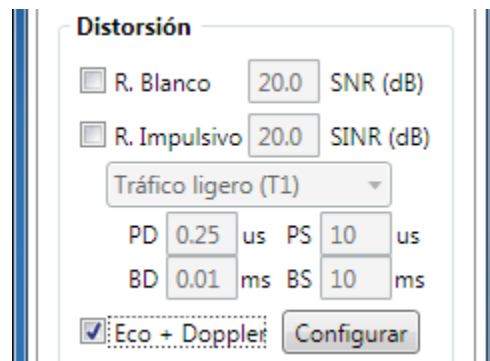


Fig. II.19: Habilitación de canal con ecos y efecto Doppler

Elaborado por el autor

En el panel de Configuración, existe una tabla en la que se pueden hacer múltiples registros con tres campos: “Desplaz. Doppler (Hz)”, “Retardo (us)” y “Potencia relativa (dB)” que corresponden al desplazamiento en frecuencia del eco en hertz, al retraso relativo del mismo en microsegundos, y a la potencia del mismo respecto a la señal deseada en decibeles, respectivamente.



Fig. II.20: Valores de configuración de multitrayectos tipo “Brazil A” [15]

Elaborado por el autor

Para ingresar los datos, primero se debe hacer click en cada campo y luego, con el teclado, ingresar un número. Repetir la misma operación para los tres campos, y finalmente presionar “Enter” con el teclado para ingresar el registro. En el campo “Frecuencia central RF” ubicado en la parte inferior de la ventana, es necesario ingresar la frecuencia central de la portadora central de la señal en RF a la que se simulará la transmisión, en Megahertz (MHz). Al finalizar el ingreso de registros, hacer click en el botón “Guardar”.

Si el valor ingresado en alguno de los campos no es un número, un recuadro rojo aparecerá sobre el campo. Para corregirlo, debe hacer doble click en dicho recuadro y cambiar el valor por un número. Para borrar alguno de los datos, hacer click en cualquier parte de la fila, y presionar “Suprimir” con el teclado. Finalmente, se debe presionar “Enter” con el teclado para establecer los valores.

CAPÍTULO III

PRUEBAS Y RESULTADOS

3.1 Desempeño de la señal ISDB-Tb / SBTVD en el canal AWGN debido al FEC

En esta prueba se observa que a medida de que la tasa de codificación (FEC) es mayor, se requiere una mayor potencia de señal para mantener la tasa de error de bit constante. Para la modulación QPSK, la ganancia de codificación promedio en la zona lineal de las series de datos mostrada en la Fig. III.1, es aproximadamente de 2 dB al disminuir la tasa de codificación interna de $7/8 \rightarrow 3/4$, y de 3 dB al disminuirla de $3/4 \rightarrow 1/2$. La ganancia aumenta si se usa un esquema de modulación mayor, como en el caso de la modulación 64 QAM. En este caso, la ganancia promedio es de 3 dB al reducir la tasa de codificación de $7/8 \rightarrow 3/4$, y de 4 dB al reducirla de $3/4 \rightarrow 1/2$.

La Fig. III.1 ilustra lo descrito en el párrafo anterior. Este gráfico se obtiene al variar la SNR para el esquema de modulación QPSK, con diferentes tasas de codificación. En este caso fue considerado un intervalo de guarda de $1/16$ en modo 3 con modulación QPSK, intervalo de guarda $1/16$, sin *time interleaving* (0 segundos).

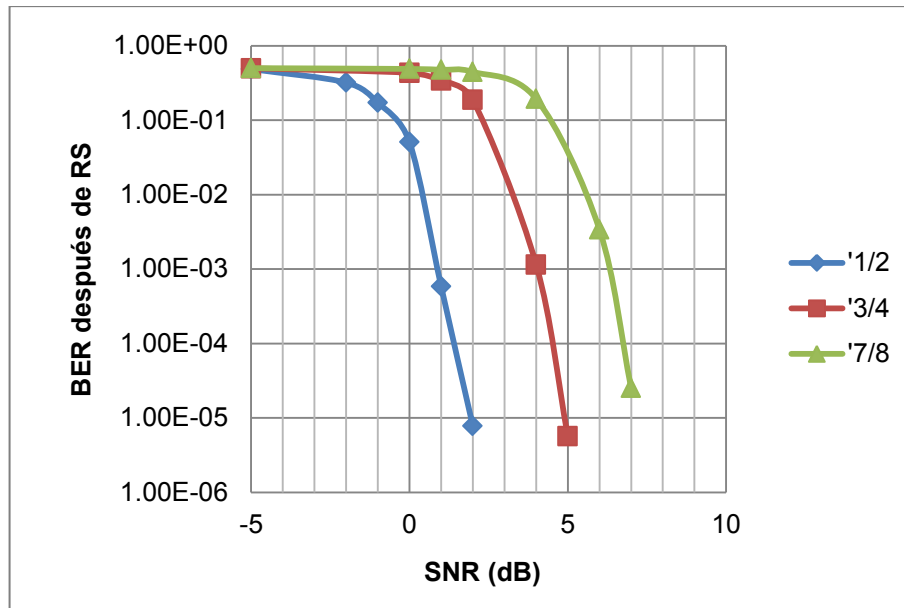


Fig. III.1: BER después de RS vs. SNR

Elaborado por el autor

3.2 Desempeño de la señal ISDB-Tb / SBTVD en canal AWGN debido al orden de modulación

La ganancia por usar un esquema de modulación inferior, sea de 64 QAM \rightarrow 16 QAM, o de 16 QAM \rightarrow QPSK, es alrededor de 6 dB. En la Fig. III.2 se muestran los resultados obtenidos al disminuir el orden de modulación, manteniendo la tasa de codificación interna en 7/8, con un intervalo de guarda de 1/16 en modo 3, con FEC de 7/8, intervalo de guarda 1/16, sin *time interleaving*. Esta tendencia ocurre de manera análoga en el resto de escenarios con otras tasas de codificación interna.

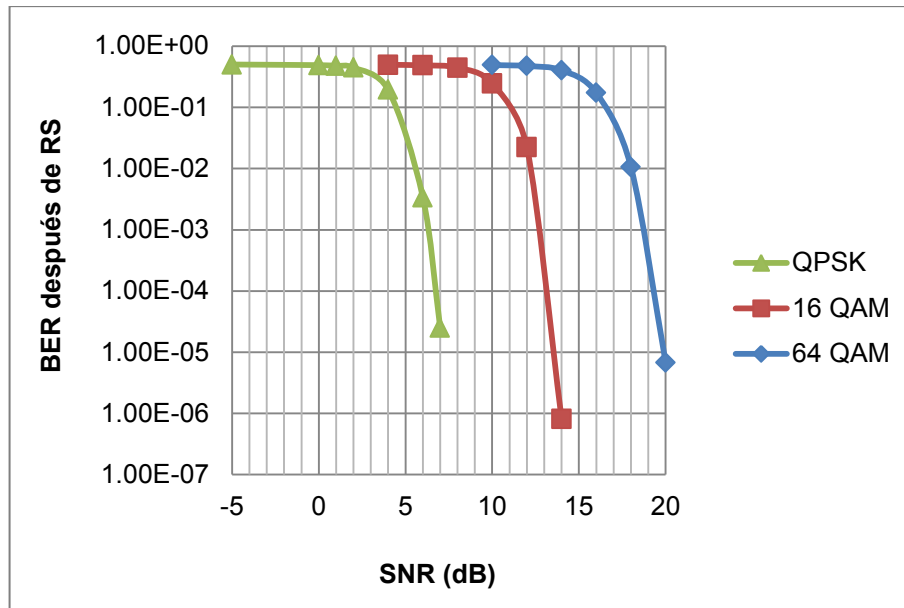


Fig. III.2: BER después de RS vs. SNR

Elaborado por el autor

3.3 Desempeño de la señal ISDB-Tb / SBTVD en canal con ruido impulsivo

Las pruebas frente al ruido impulsivo buscan medir la ventaja del entrelazamiento en el tiempo en la transmisión de las señales. Esta prueba fue realizada añadiendo secuencias de ruido impulsivo (ruido aditivo blanco gaussiano aventaneado) a la señal original. La duración de las ventanas fue variada desde $1\mu\text{s}$ hasta $1000\mu\text{s}$, mientras que el espaciamiento entre ventanas se mantuvo constante en 20ms , que corresponde a una velocidad de 1500rpm en un motor de cuatro cilindros [23], comúnmente instalado en los vehículos que circulan en Perú. Estas condiciones de simulación son aceptadas por la Agencia Nacional de Telecomunicaciones de Brazil – ANATEL – para evaluar la inmunidad al ruido impulsivo. Como referencia, se ha elegido implementar el Criterio II, que especifica mantener la relación C/N_{eq} en -5dB , siendo N_{eq} la potencia del ruido blanco antes de ser inyectado en las ventanas de tiempo.

Se verifica que el entrelazamiento reduce la tasa de error para ventanas de ruido impulsivo de corta duración. A medida que la duración de las ventanas se incrementa, se agrega más energía distorsio-

nante a la señal, y el efecto final se asemeja al del ruido AWGN, como fue descrito en las pruebas de validación frente al ruido impulsivo, en el Capítulo 2.1.2b).

Otra característica encontrada es la dependencia de la tasa de error frente a la potencia del ruido impulsivo: la curva que grafica esta relación muestra que son directamente proporcionales, y en el límite, cuando el tamaño de la ventana de ruido tiende a infinito, la tasa de error tiende a ser igual a la registrada para el ruido AWGN obtenido anteriormente. Además, el ruido impulsivo de mayor potencia alcanza rápidamente la tasa de error hallada para el ruido no aventaneado. En la Fig. III.3 y en la Fig. III.4 se muestra gráficamente la diferencia entre dos señales de ruido impulsivo de diferente potencia: 15 dB y -5dB respectivamente. En ambos casos se usa una señal ISDB-Tb modulada a 64 QAM, con intervalo de guarda 1/16, y FEC 3/4.

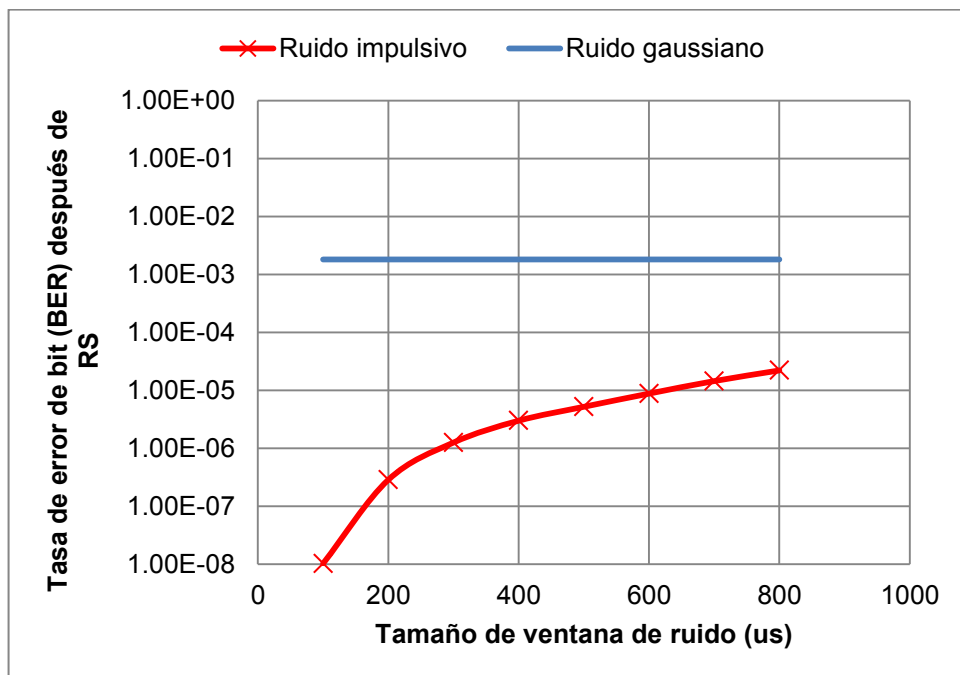


Fig. III.3: BER después de RS vs. Duración neta de impulsos (1)

Elaborado por el autor

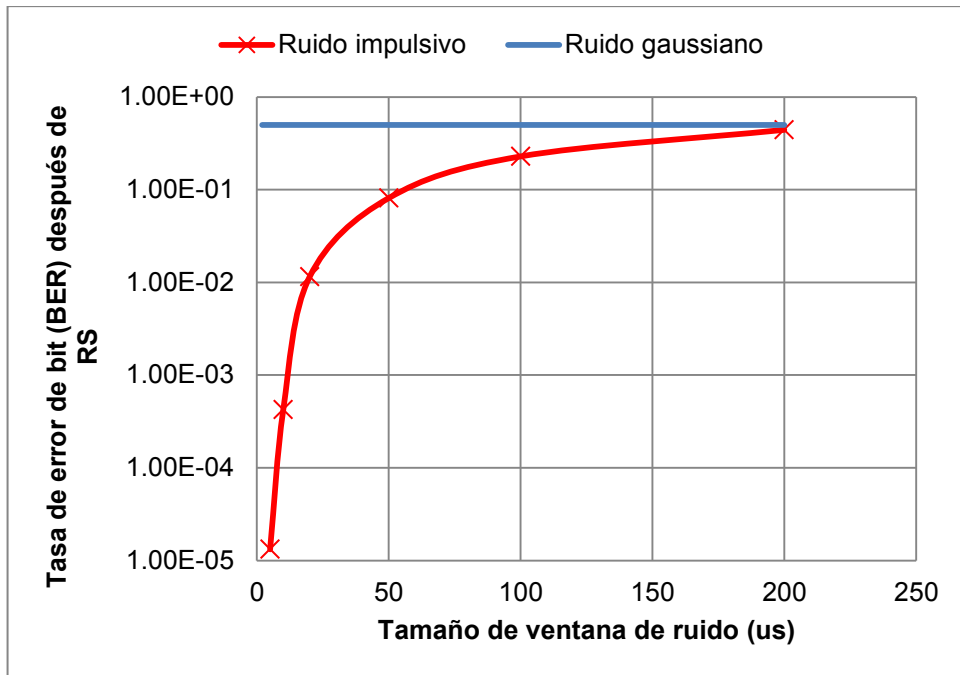


Fig. III.4: BER después de RS vs. Duración neta de impulsos (2)
Elaborado por el autor

CAPÍTULO IV

DISCUSIÓN Y APLICACIONES

4.1 Discusión

A través de la validación del sistema, se comprueba que la respuesta del simulador en canales gaussianos es cercana a aquella exhibida por equipos de laboratorio empleados para mediciones de calidad de señal, tomando como referencia el estudio y documentación de la Universidad Presbiteriana Mackenzie.

En dichas pruebas, se encontró un error de -1.49 dB en la mínima relación señal a ruido (SNR) para la recepción a una tasa de error de $3e-6$. Además, se encontró una diferencia en las curvas que grafican la respuesta del sistema ante el ruido impulsivo, observándose una mayor tasa de error en el sistema simulado, pero conservando la misma tendencia que el estudio de referencia. El error existente entre dichas respuestas, si bien no es despreciable, se debe a diferencias naturales entre las implementaciones: en los equipos de laboratorio, se emplean técnicas mixtas (analógicas y digitales) para acondicionar y recuperar la señal, mientras que en el simulador solo se emplean técnicas digitales, siendo las primeras más eficientes. Se concluye que el comportamiento del simulador muestra suficiente similitud con los equipos de laboratorio.

Ante el indiscutible trasfondo teórico sustentado en otras publicaciones [7] [24], se postula la existencia de filtros EMI que

atenúan el efecto del ruido impulsivo en los equipos de laboratorio empleados en las pruebas efectuadas por la Universidad Mackenzie, justificándose la diferencia en los resultados.

Posteriormente, se hizo una evaluación de la respuesta de un receptor ISDB-Tb / SBTVD simulado ante una señal degradada por canales con ruido AWGN y con ruido impulsivo para diferentes configuraciones de transmisión, con el objetivo de encontrar alguna que minimice la tasa de error. Se encontró que la ganancia de codificación, para un canal AWGN, depende de la tasa final, siendo la tasa de 1/2 la que mayor ganancia provee.

4.2 Aplicaciones

El Instituto Nacional de Investigación y Capacitación en Telecomunicaciones, INICTEL-UNI, efectuó mediciones de cobertura de señal ISDB-Tb / SBTVD en la ciudad de Lima, Perú, en el año 2010. Se observó que la recepción del servicio SD móvil y fijo presenta perturbaciones en el vídeo recibido debido a la gran atenuación existente en un número significativo de puntos en la ciudad, cuyo nivel de potencia de señal alcanza niveles críticos [25] para la configuración de algunos servicios.

El canal de televisión IRTP (Instituto de Radio y Televisión del Perú) emplea el canal 16 en la banda de UHF, para transmitir su señal de televisión digital, empleando tres *layers* para servicios de HD (*High Definition*), en 64 QAM con FEC de 3/4; SD (*Standard Definition*), en 16 QAM con FEC de 1/2; y LD (*Low Definition*), en QPSK con FEC de 3/4. Se estima conveniente practicar un cambio en la configuración y posteriormente elaborar un nuevo estudio de campo sobre la cobertura de señal en los sitios detectados para comprobar la mejora en la recepción, de acuerdo a las simulaciones elaboradas.

El sistema también contempla la generación de distorsión por ecos y desplazamiento Doppler, que fueron implementados mediante un retardador de señal y un modulador. Sin embargo, en sistemas

de simulación de mayores prestaciones, éste se modela a través de patrones estadísticos más complejos, que se basan en modelos de Rayleigh y de Rice para canales con multitrayectoria hacia receptores sin línea de vista y con línea de vista, respectivamente. La implementación de este tipo de patrones de distorsión es una tarea futura de este proyecto.

CONCLUSIONES

1. Durante las pruebas de validación, se comprobó que la respuesta del simulador en canales gaussianos es cercana a aquella exhibida por equipos de laboratorio empleados para mediciones de calidad de señal [22].
2. Durante las pruebas de desempeño en el canal AWGN, se comprobó que, para cualquier configuración del transmisor ISDB-Tb, si se aumenta el esquema de modulación en un orden, se requiere aumentar la potencia de la señal en 6 dB sobre la potencia del ruido WGN para mantener la misma tasa de error; mientras que la ganancia de codificación, debido al codificador interno, es mayor al pasar de una tasa de codificación interna de $3/4$ a $1/2$, siendo aproximadamente 4 dB.
3. Durante las pruebas de desempeño en el canal con ruido impulsivo, se comprobó que el efecto de dicho canal sobre la tasa de error de una señal ISDB-Tb con entrelazamiento depende del tiempo de duración efectiva de las ventanas de ruido.
4. Durante las pruebas de evaluación subjetiva de calidad de vídeo, se observó que los bits errados no corregidos por los codificadores externo e interno poseen una respuesta visible que depende de la implementación del decodificador por cada fabricante.

RECOMENDACIONES

1. Cambiar la configuración de los televisores sobre la base de los resultados de la simulación, en la cual se estima que la recepción de la señal ISDB-Tb de IRTP (Canal 16 UHF) puede ser mejorada cambiando el esquema de modulación a QPSK con una tasa de codificación de 7/8, con lo cual se estima que la señal tendrá una ganancia de codificación de 2 dB, con solo una pérdida de 12.5% en la tasa máxima de bits del canal.
2. Verificar y documentar la existencia de aditamentos electrónicos que puedan variar los resultados, debido a la diferencia encontrada en los resultados de desempeño del sistema ISDB-Tb frente al ruido impulsivo elaborados por la Universidad Mackenzie.
3. Seguir el modelo de respuesta impulsiva del canal terrestre propuesto por la Unión Internacional en Telecomunicaciones [13] para implementar simulaciones de canal con multitrayectos y desvanecimiento selectivo, siendo además el modelo de referencia más usado en el ámbito académico e industrial.

FUENTES DE INFORMACIÓN

- [1] Asociación Brasileira de Normas Técnicas, ABNT NBR 15601:2007: Televisión digital terrestre - Sistema de Transmisión.
- [2] Asociación Brasileira de Normas Técnicas, ABNT NBR 15604:2007: Televisión digital terrestre – Receptores.
- [3] G. Kemper y A. Morán. [En línea]. Disponible en: http://www.mtc.gob.pe/portal/comunicacion/concesion/radiodifusion/tv_digital/Descrip_analisis_TDT.pdf. [Último acceso: 15 junio 2010].
- [4] M. García Sánchez, L. De Haro, M. Calvo Ramón, A. Mansilla, C. Montero Ortega y D. Oliver, «Impulsive Noise Measurements and Characterization in a UHF Digital TV Channel,» *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 41, nº 2, Mayo 1999.
- [5] P. Torío y M. García Sánchez, «Novel Procedure to Determine Statistical Functions of Impulsive Noise,» *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 47, nº 3, agosto 2005.
- [6] R. Martínez Rodríguez-Osorio, L. de Haro Ariet, Á. D. Castro Urbina y M. Calvo Ramón, «A DSP-Based Impulsive Noise Generator for Test Applications,» *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 54, nº 6, diciembre 2007.
- [7] J. Lago-Fernández y J. Salter. [En línea]. Disponible en: <http://www.bbc.co.uk/rd/pubs/whp/whp080.html>. [Último acceso: 2010 octubre 20].

- [8] Associação Brasileira de Normas Técnicas, ABNT NBR 15606-1:2007: Codificación de datos y especificaciones de transmisión para difusión digital, parte 1: Especificaciones para codificación de datos.
- [9] International Organization for Standardization and the International Electrotechnical Commission (ISO/IEC), Information technology: Coding of audio-visual objects - Part 3: Audio, 2009.
- [10] Association of Radio Industries and Businesses, ARIB STD-B25: Conditional Access System Specifications.
- [11] T. Moon, Error Correction Coding: Mathematical Methods and Algorithms, New Jersey: Wiley, 2005.
- [12] T. Moon, Error Correction Coding: Mathematical Methods and Algorithms, New Jersey: Wiley, 2005.
- [13] International Mobile Telecommunications, Recommendation ITU-R M.1225: Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000.
- [14] G. Bedicks Jr, F. Yamada, F. Sukys, C. E. Dantas, L. T. Mendes Raunheite y C. Akamine, «Results of the ISDB-T System Tests, as Part of Digital TV Study Carried Out in Brazil,» *IEEE Transactions on broadcasting*, vol. 52, nº 1, 2006.
- [15] Agência Nacional de Telecomunicações, Noviembre 1998. [En línea]. Disponible en: <http://www.set.com.br/artigos/testing.pdf>.
- [16] D. J. Young y N. C. Beaulieu, «The Generation of Correlated Rayleigh Random Variates by Inverse Discrete Fourier Transform,» *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, nº 7, 2000.
- [17] Associação Brasileira de Normas Técnicas, ABNT NBR 15608-1:2008: Televisión Digital Terrestre– Guía Operacional: Parte 1: Sistema de Transmisión: Guía para implementación de la ABNT NBR 15601:2007.
- [18] Organización Internacional para la Estandarización, ISO/IEC 13818-1:2000(E): Information technology — Generic coding of moving pictures and associated audio information: Systems.
- [19] W. Jakes, Microwave Mobile Communications, John Wiley & Sons, 1974.

- [20] D. J. Young y N. C. Beaulieu, «The Generation of Correlated Rayleigh Random Variates by Inverse Discrete Fourier Transform,» *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, nº 7, 2000.
- [21] F. Yamada, G. J. Bedicks, L. T. M. Raunheite, F. Sukys, C. E. Dantas y C. Akamine, «TV Digital: Um novo conceito,» *Revista Mackenzie de Engenharia e Computação*, vol. 6, nº 10, 2009.
- [22] Universidad Presbiteriana Mackenzie, Noviembre 1998. [En línea]. Disponible en:
http://www.mackenzie.br/fileadmin/Graduacao/EE/Tv_digital/Teste_2025.pdf.
- [23] G. B. Jr., C. E. S. Dantas, F. Sukys, F. Yamada, L. T. M. Raunheite y C. Akamine, «Digital Signal Disturbed by Impulsive Noise,» *IEEE Transactions on broadcasting*, vol. 5, nº 3, Setiembre 2005.
- [24] H. Suraweera y J. Armstrong, «Noise bucket effect for impulse noise in OFDM,» setiembre 2004. [En línea]. Disponible en:
http://www.ecse.monash.edu.au/staff/jeana/paperpdfs/2004/suraweera_noisebucket_iee04.pdf. [Último acceso: 21 octubre 2010].
- [25] Instituto Nacional de Investigación y Capacitación de Telecomunicaciones, Resultados de evaluación de cobertura de un sistema de Televisión Digital Terrestre en la localidad de Lima, Lima, 2010.
- [26] B. P. Lathi, *Modern Digital and Analog Communications Systems*, 3ª edición ed., New York: Oxford University Press, 1998.
- [27] Agilent Technologies, «Comparación de paquetes para Advanced Design System (ADS),» [En línea]. Disponible en:
<http://www.home.agilent.com/agilent/product.jsp?nid=-34346.0.00&cc=ES&lc=spa&pageMode=SC>. [Último acceso: 06 Agosto 2012].
- [28] Hewlett-Packard, «MPEG-2: The basics of how it works,» [En línea]. Disponible en:
http://www.home.agilent.com/upload/cmc_upload/All/6C06MPEGTUTORIAL1.pdf?&cc=PE&lc=eng. [Último acceso: 20 agosto 2012].
- [29] DSP Laboratory - Università de Perugia, «gbDVB,» [En línea]. Disponi-

ble en: <http://dsplab.diei.unipg.it/software/gbdvb>. [Último acceso: 03 diciembre 2010].

[30] Tektronix, «ISDB-T and ISDB-TB RF Signal Generator: RTX100B,» [En línea]. Disponible en:

<http://www2.tek.com/cmswpt/psdetails.lotr?ct=PS&lc=EN&ci=13382&cs=psu>. [Último acceso: 3 diciembre 2010].

[31] Dektec, «DTC 305 XpressSim – Multipath Fading Simulator and AWGN Generator,» [En línea]. Disponible en:

<http://www.dektec.com/products/Apps/DTC-305/index.asp>. [Último acceso: 3 diciembre 2010].

[32] Steepest Ascent, «DVB & ISDB Toolbox and Blockset,» [En línea]. Disponible en:

http://www.steepestascent.com/content/default.asp?page=s2_14. [Último acceso: 3 diciembre 2010].

ANEXOS

1. Norma ABNT NBR 15601
2. Aprobación del Comité Técnico IEEE INTERCON 2011 para participar en calidad de Ponente de Conferencia Técnica con el artículo de investigación: “Simulador de las Capas de Transmisión y Recepción ISDB-Tb para Canales Gaussianos con Ruido Impulsivo” (Cód. P-119)
3. Certificado de participación como Ponente Técnico de IEEE INTERCON 2011 con el tema: “Simulador de las Capas de Transmisión y Recepción ISDB-Tb para Canales Gaussianos con Ruido Impulsivo”. Lima, Perú.
4. Certificado de participación como Conferencista en el V CIBELEC 2012 con el tema: “Simulador de las Capas de Transmisión y Recepción ISDB-Tb para Canales Gaussianos con Ruido Impulsivo”. Mérida, Venezuela.

BRAZILIAN
STANDARD

**ABNT NBR
15601**

First edition
2007.11.30

Valid from
2007.12.01

**Digital terrestrial television –
Transmission system**

Descriptors: Digital terrestrial television. Transmission. Modulation. Channel coding. OFDM.

ICS 33.160.01

ISBN 978-85-07-00606-0



Reference number
ABNT NBR 15601:2007
57 pages

© ABNT 2007

© ABNT 2007

All rights reserved. Unless otherwise specified, no part of this publication may be reproduced or utilized in any form or by any means, electronic or mechanical, including photocopying and microfilm, without permission in writing from either ABNT.

ABNT office

Av. Treze de Maio, 13 - 28º andar

20031-901 - Rio de Janeiro - RJ

Tel.: + 55 21 3974-2300

Fax: + 55 21 2220-1762

abnt@abnt.org.br

www.abnt.org.br

Published in Brazil

Contents

Page

Foreword.....	v
1 Scope	1
2 Normative references	1
3 Terms and definitions	1
4 Abbreviations	4
5 System description.....	4
5.1 System overview.....	4
5.2 Hierarchical transmission.....	5
5.3 Partial reception.....	5
5.4 Modes.....	5
6 Channel-coding scheme	6
6.1 Principal parameters	6
6.2 Basic configuration of the channel coding.....	12
6.3 TS re-multiplexing	13
6.3.1 Multiplex-frame configuration	13
6.3.2 Model receiver for forming multiplex frame patterns	15
6.4 Outer code.....	17
6.5 Division of TS into hierarchical layers	17
6.6 Energy dispersal.....	18
6.7 Delay adjustment	19
6.8 Byte interleaving.....	20
6.9 Inner code.....	20
6.10 Carrier modulation.....	21
6.10.1 Configuration of the carrier modulator	21
6.10.2 Delay adjustment	21
6.10.3 Bit interleaving and mapping	22
6.10.4 Modulation-level normalization.....	25
6.10.5 Data-segment configuration.....	25
6.11 Combining hierarchical layers	27
6.12 Time and frequency interleaving	28
6.12.1 Time interleaving	28
6.12.2 Frequency interleaving	30
6.13 Frame structure	36
6.13.1 Conditions for the OFDM segment configuration	36
6.13.2 OFDM-segment configuration for the differential modulation.....	36
6.13.3 OFDM-segment configuration for the synchronous modulation.....	39
6.14 Pilot signals.....	41
6.14.1 Scattered pilot (SP).....	41
6.14.2 Continual pilot (CP)	42
6.14.3 TMCC.....	42
6.14.4 AC.....	42
6.15 Transmission spectrum configuration	43
6.15.1 Position of the segments within the 6 MHz spectrum	43
6.15.2 RF-signal format	44
6.15.3 Insertion of a guard interval	44
6.16 TMCC signal - Transmission and multiplexing configuration control.....	45
6.16.1 Overview	45
6.16.2 Assignment of TMCC carrier bits.....	45
6.16.3 References for differential demodulation	45
6.16.4 Synchronizing signal.....	45

ABNT NBR 15601:2007

6.16.5	Segment type identification.....	46
6.16.6	TMCC information.....	46
7	Frequency utilization requirements.....	51
7.1	Frequency bandwidth.....	51
7.2	Permissible transmission-frequency deviation.....	51
7.3	Frequency offset of the OFDM carriers.....	52
7.4	IFFT sampling frequency and permissible deviation.....	54
7.5	Transmission spectrum mask.....	54
7.5.1	Characteristics of the transmission spectrum mask.....	54
7.5.2	Criteria for applying masks.....	55
7.6	Allowable spurious emission intensity.....	56
	Bibliography.....	57

Foreword

Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT) is the Brazilian Standardization Forum. Brazilian Standards, which content is responsibility of the Brazilian Committees (Comitês Brasileiros – ABNT/CB), Sectorial Standardization Bodies (Organismos de Normalização Setorial – ABNT/ONS), and Special Studies Committees (Comissões de Estudo Especiais – ABNT/CEE), are prepared by Study Committees (Comissões de Estudo – CE), made up of representants from the sectors involved including: producers, consumers and neutral entities (universities, laboratories, and others).

Brazilian Standards are drafted in accordance with the rules given in the ABNT Directives (Diretivas), Part 2.

Attention is drawn to the possibility that some of the elements of this document may be the subject of patent rights. ABNT shall not be held responsible for identifying any or all such patent rights.

ABNT NBR 15601 was prepared within the purview of the Special Studies Committees of Digital Television (ABNT/CEE-00:001.85). The Draft Standard was circulated for National Consultation in accordance with ABNT Notice (Edital) nº 07, from June 29, 2007 to August 28, 2007 with the number Draft 00:001.85-001.

Should any doubts arise regarding the interpretation of the English version, the provisions in the original text in Portuguese shall prevail at all time.

This standard is based on the work of the Brazilian Digital Television Forum as established by the Presidential Decree number 5.820 of June, 29th 2006.

This Standard is the English version of the corrected version dated 2008.04.07 of ABNT NBR 15601:2007.

Digital terrestrial television – Transmission system

1 Scope

This standard applies to digital terrestrial television broadcasting (SBTVD) comprising the channel coding and modulation, describing the signal processing at the modulator and the demodulation process at the receiver.

2 Normative references

The following referenced documents are indispensable for the application of this document. For dated references, only the edition cited applies. For undated references, the latest edition of the referenced document (including any amendments) applies.

ARIB STD-B31:2005, *Transmission system for digital terrestrial television broadcasting*

ITU Recommendation BT.1306:2006, *Error correction, data framing, modulation and emission methods for digital terrestrial television broadcasting*

3 Terms and definitions

For the purposes of this document, the following terms and definitions apply.

3.1

spurious domain

the frequency range beyond the out-of-band domain in which spurious emissions generally predominate

3.2

out-of-band domain

the frequency range, immediately outside the necessary bandwidth but excluding the spurious domain, in which out-of-band emissions generally predominate

NOTE In the case of digital terrestrial television broadcasting, the out-of-band domain is within +/-15 MHz from the center frequency of the necessary bandwidth (the frequency of the boundary between the out-of-band and spurious domain is included in the spurious domain).

3.3

spurious emission

emission on a frequency or frequencies which are outside the necessary bandwidth and the level of which may be reduced without affecting the corresponding transmission of information

NOTE Spurious emissions include harmonic emissions, parasitic emissions, intermodulation products and frequency conversion products, but exclude out-of-band emissions.

3.4

out-of-band emission

emission on a frequency or frequencies immediately outside the necessary bandwidth resulting from the modulation process, but excluding spurious emissions

3.5

additional information

information for non-broadcasting purposes that is transmitted using part of the control information carrier

3.6

information of hierarchical layer

information of the coding parameters for each hierarchical transmission layer

3.7

control information

information other than MPEG-2 TS that assists the receiver in demodulation and decoding operations

3.8

channel bandwidth

a 6-MHz-wide frequency band in the case of digital terrestrial television broadcasting

3.9

mode

identification of transmission mode based on the spacing between OFDM carrier frequencies

3.10

segment number

number used to identify 13 OFDM segments and their corresponding data segments

3.11

constraint length

number obtained by adding 1 to the number of delay elements in a convolutional coder

3.12

multiplex frame

frame that is provided for signal-processing purposes and is used to re-multiplex MPEG-2 TSs to create a single TS

NOTE The multiplex frame is identical to an OFDM frame in terms of duration.

3.13

OFDM frame

transmission frame consisting of 204 OFDM symbols

3.14

full-seg receiver

devices enable to decode audio, video, data, etc., carried by transport stream layer of the thirteen segments designed to fixed (indoor) and mobile service

NOTE The full-seg classification shall be applied to the digital converter, also called by set-top box, as well as to thirteen segments receiver integrated with display, but not exclusive to these. This kind of receiver shall be enabling to decoder signal from terrestrial digital television in high definition and, by maker criteria, also to decoder information carried on layer A of the transport stream, applied for services oriented to portable receiver, here defined as one-seg.

3.15

model receiver

virtual receiver used to arrange transmission TSPs on a multiplex frame

3.16

one-seg receiver

device enable to decode audio, video, data, etc information transported on layer A that is located at central segment of the thirteen segments

NOTE The one-seg classification shall be designed to portable receiver, also called by handheld, specially recommended for small display, normally up to 7 inches. Among the products classified as one-seg are, but not limited to these, receiver integrated with cell phone, PDA, dongle and portable TV set. This kind of receiver shall be able to receiver and decode signal from terrestrial digital television transported on layer A and consequently only baseline profile signal designed for portable devices.

3.17

partial reception

reception of only one OFDM segment at the center of a group of segments

3.18

data segment

data group that corresponds to the effective carrier

NOTE This is an elementary block for channel coding

3.19

OFDM segment

basic band (1/14 of television-channel bandwidth) for transmission signals, generated by adding control-signal carriers to data carriers. OFDM segment also means signal processed to make up a frame

3.20

carrier symbol

a symbol per OFDM carrier

3.21

OFDM symbol

transmission symbol for the OFDM transmission signal

3.22

hierarchical transmission

simultaneous transmission of multiple OFDM segments that are channel-coded differently Hierarchical layer information. Channel-coding parameter information on each layer in hierarchical transmission

3.23

transmission TSP

204-byte packet formed by adding 16-byte parity to 188-byte MPEG-2 TSP

4 Abbreviations

For the purposes of this document, the following abbreviations apply:

AC	<i>Auxiliary Channel</i>
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i>
C/N	<i>Carrier to Noise Ratio</i>
CP	<i>Continual Pilot</i>
DBPSK	<i>Differential Binary Phase Shift Keying</i>
DQPSK	<i>Differential Quadrature Phase Shift Keying</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transformer</i>
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>
MPEG	<i>Moving Picture Experts Group</i>
OCT	<i>Octal Notation</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
PRBS	<i>Pseudo Random Binary Sequence</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>
RF	<i>Radio Frequency</i>
RS	<i>Reed Solomon</i>
SFN	<i>Single Frequency Network</i>
SP	<i>Scattered Pilot</i>
TMCC	<i>Transmission and Multiplexing Configuration Control</i>
TS	<i>Transport Stream</i>
TSP	<i>Transport Stream Packet</i>

5 System description

5.1 System overview

At the transmission, one or more transport stream (TS) inputs, defined in “MPEG-2 Systems,” shall be re-multiplexed to create single TS. This TS shall be then subjected to multiple channel-coding steps in accordance with the intentions of the service, and shall be finally sent as a single OFDM signal (see Figure 1).

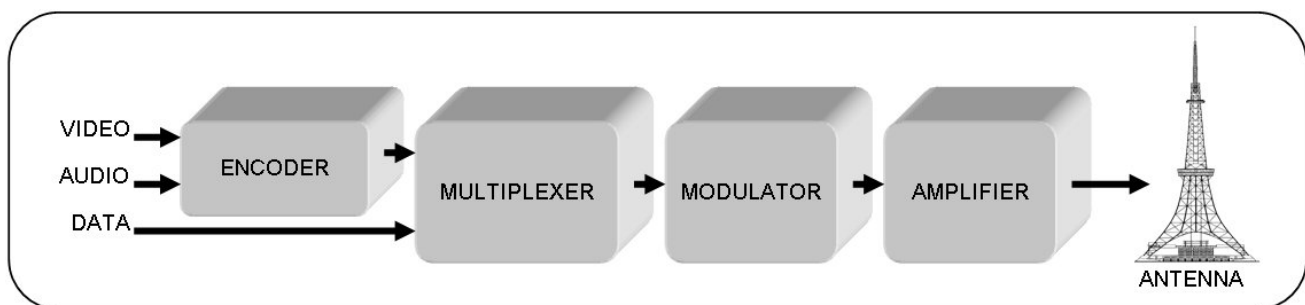


Figure 1 — Overview of the transmission system

The terrestrial digital transmission shall utilize the time interleaving in order to provide a code with lower bit error rate for mobile reception, where field strength variations are inevitable. The transmission spectrum of television broadcasting shall consist of 13 successive OFDM blocks (hereinafter referred to as “OFDM segments”), each bandwidth of which shall be equal to one fourteenth of a television-broadcasting channel bandwidth.

An OFDM-segment carrier configuration that allows connection of multiple segments makes it possible to provide a transmission bandwidth appropriate in terms of units of segment width for the target media.

5.2 Hierarchical transmission

Channel coding shall be conducted in units of OFDM segments. Therefore, part of a single television channel can be used for fixed-reception service and the rest for mobile-reception service. Such signal transmission shall be defined as hierarchical transmission.

Each hierarchical layer shall consist of one or more OFDM segments, and parameters such as the carrier modulation scheme, inner-code coding rate, and time interleaving length can be specified for each hierarchical layer. Up to three hierarchical layers may be provided and that the segment used for partial reception, shall be also counted as one hierarchical layer (see Figure 2).

The number of segments and the set of channel-coding parameters for each hierarchical layer are determined in accordance with the organization information. TMCC signals convey control information that assists in receiver operations.

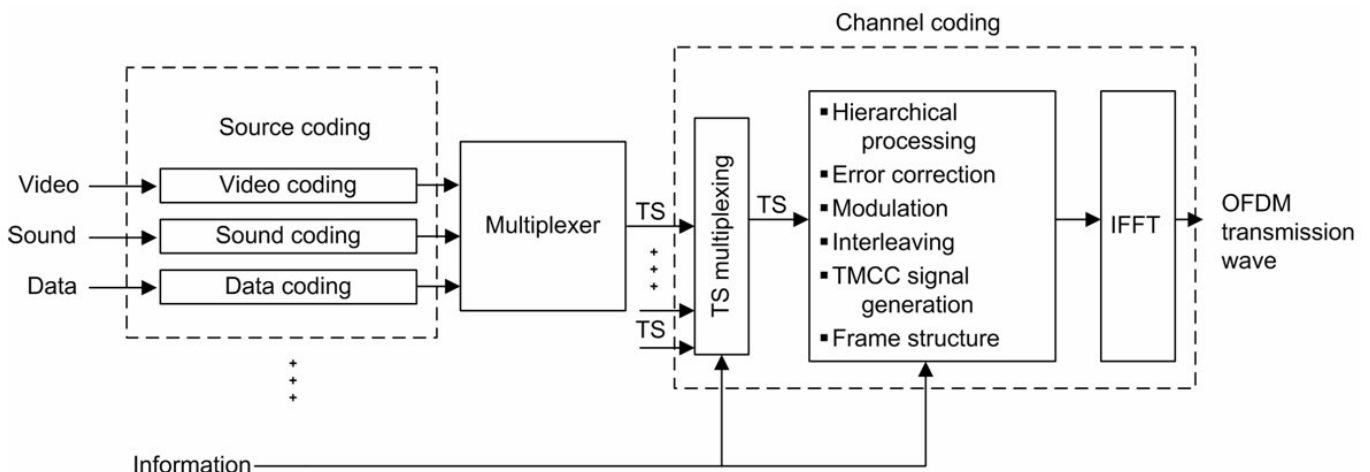


Figure 2 — Transmission system block diagram

5.3 Partial reception

The spectrum central segment, consisting of 13 segments, may be submitted to frequency interleaving without the participation of other portions of the spectrum. This kind of configuration enables the creation of the portable service (one-seg) which consists in the reception of one single layer of the television service.

5.4 Modes

In consideration of the suitability of the distance between SFN stations and the robustness to Doppler shift during mobile-reception, three different spacing between OFDM carrier frequencies may be selected. These spacing options shall be identified as system modes.

In the case of the Brazil, the carrier spacing shall be approximately 4 kHz, 2 kHz, and 1 kHz in modes 1, 2, and 3, respectively. The number of carriers used varies depending on the mode, but the usefull information bit rate shall remain the same in all modes.

6 Channel-coding scheme

6.1 Principal parameters

All technical specifications related to channel encoding shall comply with the established on ARIB STD-B31:2005, Section 3, with ITU Recommendation BT.1306, Annex 1.c and also with Table 1.

Table 1 — Parameters of the transmission system

Parameters		Values
1	Number of segments	13
2	Segment width	6 000/14 = 428,57 kHz
3	Used bandwidth	5,575 MHz (mode 1) 5,573 MHz (mode 2) 5,572 MHz (mode 3)
4	Number of radiated carriers	1 405 (mode 1) 2 809 (mode 2) 5 617 (mode 3)
5	Modulation method	DQPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM
6	Active symbol duration	252 μs (mode 1) 504 μs (mode 2) 1 008 μs (mode 3)
7	Carrier spacing	Bws/108 = 3,968 kHz (mode 1) Bws/216 = 1,984 kHz (mode 2) Bws/432 = 0,992 kHz (mode 3)
8	Guard interval duration	1/4, 1/8, 1/16, 1/32 active symbol duration 63; 31,5; 15,75; 7,875 μs (mode 1) 126; 63; 31,5; 15,75 μs (mode 2) 252; 126; 63; 31,5 μs (mode 3)
9	Overall symbol duration	315; 283,5; 267,75; 259,875 μs (mode 1) 628; 565; 533,5; 517,75 μs (mode 2) 1.260; 1 134; 1 071; 1.039,5 μs (mode 3)
10	Transmission frame duration	204 symbols OFDM
11	Inner channel code	Convolutional code, mother code rate = 1/2 with 64 states Puncturing to rate 2/3, 3/4, 5/6, 7/8
12	Interleaving	Intra and inter segments interleaving (frequency interleaving) Symbolwise convolutional interleaving (time interleaving) 0; 380; 760; 1.520 symbols (mode 1), 0; 190; 380; 760 symbols (mode 2), 0; 95; 190; 380 symbols (mode 3)

Data transmitted through ISDB-T shall consist of a group of data that includes multiple TSP defined in MPEG-2 systems.

These data segments shall be subjected to required channel coding. Further, pilot signal shall added to data segment in the OFDM framing section to form an OFDM segment (with a bandwidth of 6/14 MHz).

A total of 13 OFDM segments shall be converted to OFDM transmission signals collectively by IFFT. This channel coding scheme shall allow hierarchical transmission in which multiple hierarchical layers with different transmission parameters can be transmitted simultaneously (see Figure 3).

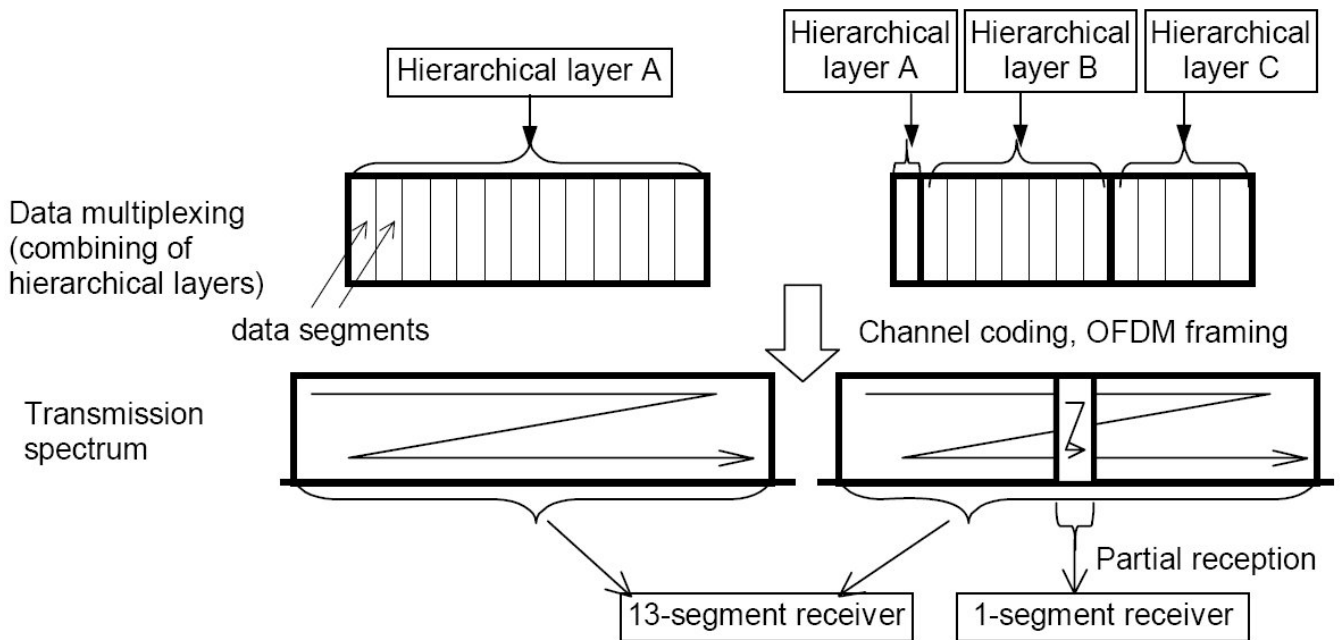


Figure 3 — Example of hierarchical transmission and partial reception

Each hierarchical layer shall consist of one or more OFDM segments. Parameters such as the carrier modulation scheme, inner-coding rate, and time interleaving length may be specified for each hierarchical layer. Up to three hierarchical layers may be transmitted in a 6 MHz channel.

OFDM segment transmission parameters identified as system modes shall be in accordance to Table 2 and transmission signal parameters shall be in accordance to Table 3.

The data rate per segment shall be in accordance to Table 4 and the total rate for all 13 segments in accordance to Table 5.

Table 2 — OFDM-segment parameters

Mode		Mode 1		Mode 2		Mode 3	
Bandwidth		3000/7 = 428.57 kHz					
Spacing between carrier frequencies		250/63 kHz		125/63 kHz		125/126 kHz	
Number of carriers	Total	108	108	216	216	432	432
	Data	96	96	192	192	384	384
	SP ^a	9	0	18	0	36	0
	CP ^a	0	1	0	1	0	1
	TMCC ^b	1	5	2	10	4	20
	AC1 ^c	2	2	4	4	8	8
	AC2 ^c	0	4	0	9	0	19
Carrier modulation scheme		QPSK 16QAM 64QAM	DQPSK	QPSK 16QAM 64QAM	DQPSK	QPSK 16QAM 64QAM	DQPSK
Symbols per frame		204					
Effective symbol length		252 μs		504 μs		1008 μs	
Guard interval		63 μs (1/4), 31.5 μs (1/8), 15.75 μs (1/16), 7.875 μs (1/32)		126 μs (1/4), 63 μs (1/8), 31.5 μs (1/16), 15.75 μs (1/32)		252 μs (1/4), 126 μs (1/8), 63 μs (1/16), 31.5 μs (1/32)	
Frame length		64.26 ms (1/4), 57.834 ms (1/8), 54.621 ms (1/16), 53.0145 ms (1/32)		128.52 ms (1/4), 115.668 ms (1/8), 109.242 ms (1/16), 106.029 ms (1/32)		257.04 ms (1/4), 231.336 ms (1/8), 218.484 ms (1/16), 212.058 ms (1/32)	
IFFT sampling frequency		512/63 = 8.12698 MHz					
Inner code		Convolutional code (1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8)					
Outer code		RS (204,188)					
<p>^a SP and CP are used by the receiver for synchronization and demodulation purposes.</p> <p>^b TMCC is control information.</p> <p>^c AC is used to transmit additional information. AC1 is available in an equal number in all segments, while AC2 is available only in differential modulated segments.</p>							

Table 3 — Transmission signal parameters

Mode		Mode 1	Mode 2	Mode 3
Number of OFDM segments N_s		13		
Bandwidth		$3000/7 \text{ kHz} \times N_s + 250/63 \text{ kHz} = 5.575 \text{ MHz}$	$3000/7 \text{ kHz} \times N_s + 125/63 \text{ kHz} = 5.573 \text{ MHz}$	$3000/7 \text{ kHz} \times N_s + 125/126 \text{ kHz} = 5.572 \text{ MHz}$
Number of segments of differential modulations		n_d		
Number of segments of synchronous modulations		$n_s (n_s + n_d = N_s)$		
Spacing between carrier frequencies		$250/63 = 3.968 \text{ kHz}$	$125/63 = 1.984 \text{ kHz}$	$125/126 = 0.992 \text{ kHz}$
Number of carriers	Total	$108 \times N_s + 1 = 1\,405$	$216 \times N_s + 1 = 2\,809$	$432 \times N_s + 1 = 5\,617$
	Data	$96 \times N_s = 1\,248$	$192 \times N_s = 2\,496$	$384 \times N_s = 4\,992$
	SP	$9 \times n_s$	$18 \times n_s$	$36 \times n_s$
	CP ^a	$n_d + 1$	$n_d + 1$	$n_d + 1$
	TMCC	$n_s + 5 \times n_d$	$2 \times n_s + 10 \times n_d$	$4 \times n_s + 20 \times n_d$
	AC1	$2 \times N_s = 26$	$4 \times N_s = 52$	$8 \times N_s = 104$
	AC2	$4 \times n_d$	$9 \times n_d$	$19 \times n_d$
Carrier modulation scheme		QPSK, 16QAM, 64QAM, DQPSK		
Symbols per frame		204		
Effective symbol length		252 μs	504 μs	1.008 ms
Guard interval		63 μs (1/4), 31.5 μs (1/8), 15.75 μs (1/16), 7.875 μs (1/32)	126 μs (1/4), 63 μs (1/8), 31.5 μs (1/16), 15.75 μs (1/32)	252 μs (1/4), 126 μs (1/8), 63 μs (1/16), 31.5 μs (1/32)
Frame length		64.26 ms (1/4), 57.834 ms (1/8), 54.621 ms (1/16), 53.0145 ms (1/32)	128.52 ms (1/4), 115.668 ms (1/8), 109.242 ms (1/16), 106.029 ms (1/32)	257.04 ms (1/4), 231.336 ms (1/8), 218.484 ms (1/16), 212.058 ms (1/32)
Inner code		Convolutional code (1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8)		
Outer code		RS (204,188)		
^a The number of CP represents the sum of those CP in segments, plus one CP added to the right of the entire bandwidth.				

Table 4 — Data rate of a single segment

Carrier modulation	Convolutional code	Number of transmitted TPS	Data rate ^a			
			Guard Interval 1/4	Guard interval 1/8	Guard interval 1/16	Guard interval 1/32
DQPSK QPSK	1/2	12/24/48	280.85	312.06	330.42	340.43
	2/3	16/32/64	374.47	416.08	440.56	453.91
	3/4	18/36/72	421.28	468.09	495.63	510.65
	5/6	20/40/80	468.09	520.10	550.70	567.39
	7/8	21/42/84	491.50	546.11	578.23	595.76
16QAM	1/2	24/48/96	561.71	624.13	660.84	680.87
	2/3	32/64/128	748.95	832.17	881.12	907.82
	3/4	36/72/144	842.57	936.19	991.26	1 021.30
	5/6	40/80/160	936.19	1 040.21	1 101.40	1 134.78
	7/8	42/84/168	983.00	1 092.22	1 156.47	1 191.52
64QAM	1/2	36/72/144	842.57	936.19	991.26	1 021.30
	2/3	48/96/192	1 123.43	1 248.26	1 321.68	1 361.74
	3/4	54/108/216	1 263.86	1 404.29	1 486.90	1 531.95
	5/6	60/120/240	1 404.29	1 560.32	1 652.11	1 702.17
	7/8	63/126/252	1 474.50	1 638.34	1 734.71	1 787.28

^a Represents the data rate (bits) per segment for transmission parameters data rate (bits) = Transmitted TSP × 188 (bytes/TSP) × 8 (bits/byte) × 1/frame length

Table 5 — Total data rate

Carrier modulation	Convolutional code	Number of transmitted TPS (Modes 1/ 2/ 3)	Data rate			
			Guard Interval	Guard interval	Guard interval	Guard interval
DQPSK QPSK	1/2	12/24/48	3.651	4.056	4.295	4.425
	2/3	16/32/64	4.868	5.409	5.727	5.900
	3/4	18/36/72	5.476	6.085	6.443	6.638
	5/6	20/40/80	6.085	6.761	7.159	7.376
	7/8	21/42/84	6.389	7.099	7.517	7.744
16QAM	1/2	24/48/96	7.302	8.113	8.590	8.851
	2/3	32/64/128	9.736	10.818	11.454	11.801
	3/4	36/72/144	10.953	12.170	12.886	13.276
	5/6	40/80/160	12.170	13.522	14.318	14.752
	7/8	42/84/168	12.779	14.198	15.034	15.489
64QAM	1/2	36/72/144	10.953	12.170	12.886	13.276
	2/3	48/96/192	14.604	16.227	17.181	17.702
	3/4	54/108/216	16.430	18.255	19.329	19.915
	5/6	60/120/240	18.255	20.284	21.477	22.128
	7/8	63/126/252	19.168	21.298	22.551	23.234

NOTE In this table, the total data rate during hierarchical transmission varies depending on the hierarchical parameter configuration. In the case shown above, the data volume transmitted by all 13 segments is equal to the sum of all data volumes transmitted by these segments that can be determined based on Table 4.

6.2 Basic configuration of the channel coding

Figure 4 shows, in a simplified way, the basic structure of the Brazilian digital terrestrial television system.

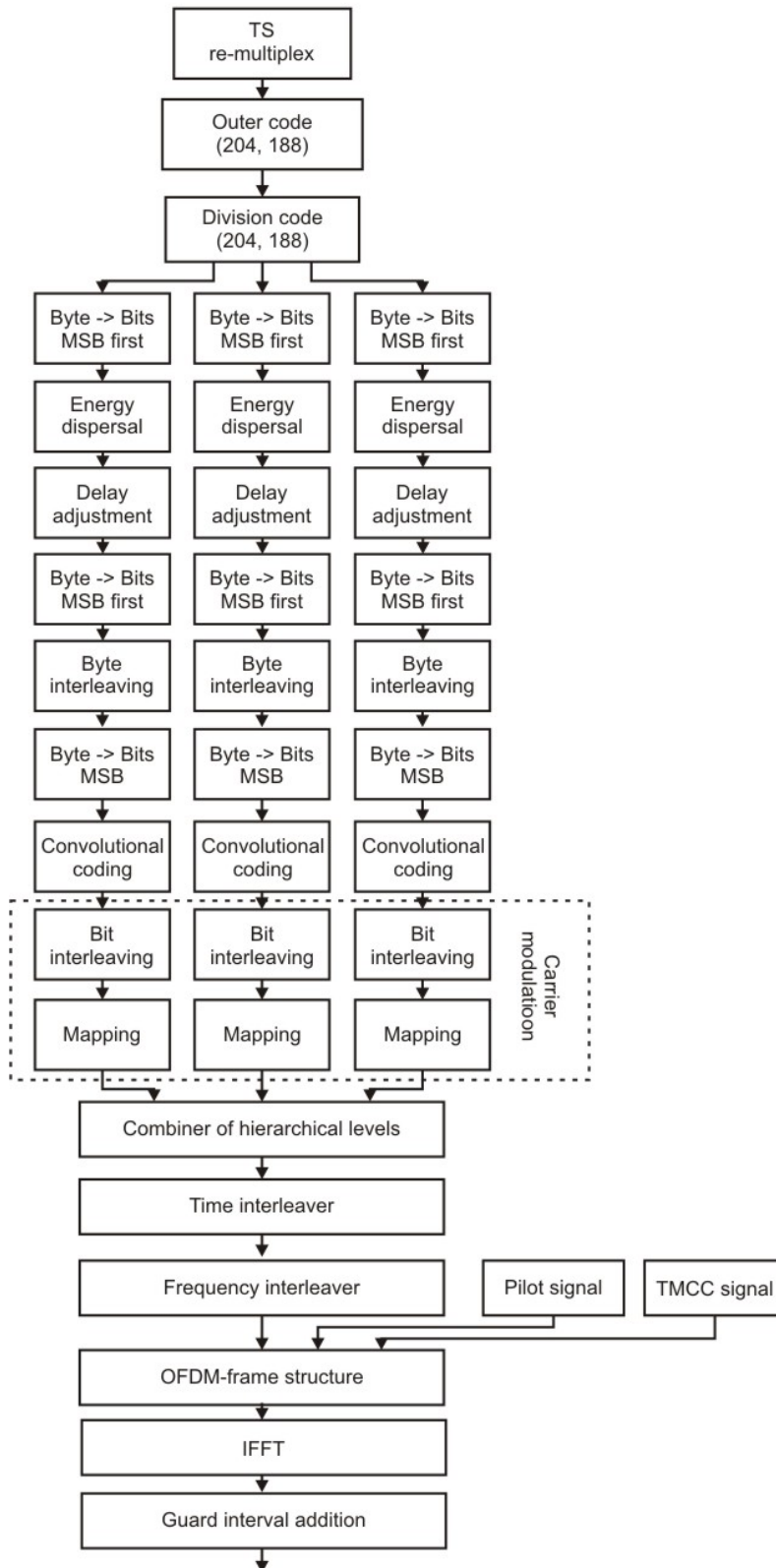


Figure 4 — Blocks diagram in the channel coding

Multiple TS output by the MPEG-2 multiplexer shall be fed to the TS re-multiplexer such that TSPs can be properly arranged for signal processing one data segment at a time.

In the re-multiplexer, each TS shall be first converted into 188 byte burst-signal form by means of a clock having a rate four times higher than that of the IFFT sample clock. An outer code shall be then applied, and these TSs are converted into a single TS.

When hierarchical transmission is performed, the TS shall be divided into multiple hierarchical layers in accordance with the hierarchy information. These layers shall then be fed to a maximum of three parallel-processor blocks.

In the parallel processor, digital data-processing steps including error-correction coding, interleaving, and carrier modulation are primarily conducted. The difference in delay time (generated in byte-interleaving and bit-interleaving signal processes) between hierarchical layers shall be adjusted in advance to adjust timing. Error correction, interleaving length, and the carrier modulation scheme are specified for one hierarchical layer independently.

Following parallel processing, hierarchical layer signals shall be combined and then fed to the time and frequency interleaving sections to ensure the improvement of error-correction effectively against both the variation of field strength and multipath interference in mobile-reception.

Convolutional interleaving shall be used as the time-interleaving scheme to reduce both transmission and reception delay times and minimize the receiver memory size. As for frequency interleaving, both inter-segment and intra-segment interleaving shall be employed to ensure the appropriate segment structure and proper interleaving.

To ensure that the receiver properly performs demodulation and decoding in hierarchical transmission in which multiple sets of transmission parameters are used, a TMCC (Transmission and Multiplexing Configuration Control) signal shall be also transmitted using specific carriers.

The TMCC signal shall form the OFDM frame together with program signals and pilot signals for synchronization and reproduction purposes. Once formation of a frame shall be complete, all signals are converted to OFDM transmission signals by IFFT process.

6.3 TS re-multiplexing

6.3.1 Multiplex-frame configuration

A re-multiplexed transport stream (TS) shall be formed by multiplex frames as elementary units, each of which consists of n pieces of transport-stream packets (TSP).

The numbers of TSP used for different transmission modes and guard-interval shall be in accordance to Table 6.

Table 6 — Multiplex-frame configuration

Mode	Number of transmission TSPs included in one multiplex frame			
	Guard-interval ratio 1/4	Guard-interval ratio 1/8	Guard-interval ratio 1/16	Guard-interval ratio 1/32
Mode 1	1 280	1 152	1 088	1 056
Mode 2	2 560	2 304	2 176	2 112
Mode 3	5 120	4 608	4 352	4 224

Each of the TSP comprising a multiplex frame shall be 204 bytes in length, consisting of 188-byte program data and 16-byte null data. This TSP is referred to as “transmission TSP”.

The multiplex-frame length matches that of the OFDM frame when the clock rate for sending transmission TSP shall be increased to four times that of the IFFT sample clock rate.

Each of the transmission TSPs within a multiplex frame shall be transmitted by hierarchical layer X of an OFDM signal (see Figure 5). The arrangement of transmission TSPs within a multiplex frame shall be determined in advance to ensure that it is identical to that of the TSs that will be reproduced by the receiver (see Figure 6).

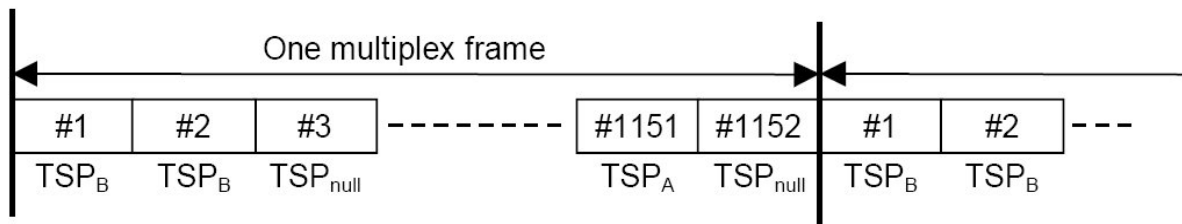


Figure 5 — Example of a re-multiplexed transport stream (mode 1, guard interval of 1/8)

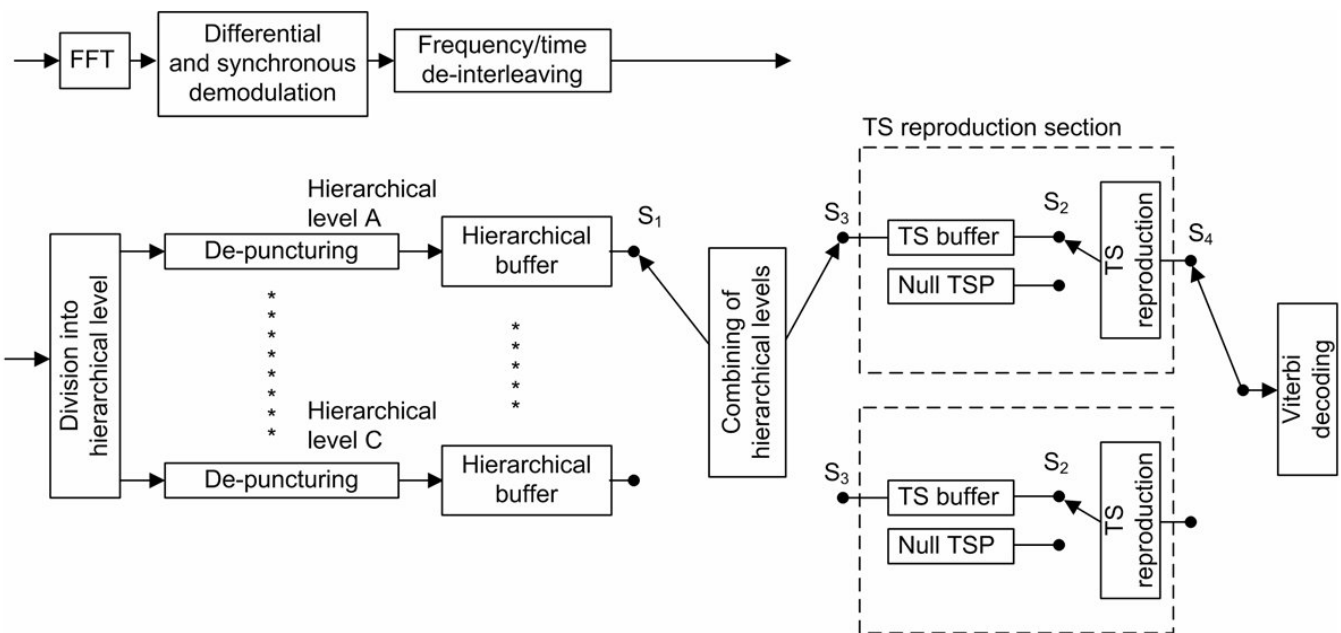


Figure 6 — Model receiver for forming multiplex frame patterns

Because the number of transport-stream packets that can be transmitted per unit time varies substantially depending on the parameters specified for each hierarchical layer, it is generally not possible to achieve consistency between TSs input to the re-multiplexer and a single TS output from it. However, the addition of an appropriate number of null packets allows interfacing between the transmitter and receiver during transmission of transport streams at a constant clock rate, regardless of which transmission parameters are specified.

Because multiplex-frame length is the same as OFDM-frame length, the receiver can reproduce transport-stream synchronization based on OFDM-signal synchronization, thus ensuring improved synchronization performance.

Correlating TSP arrangement within a multiplex frame with “division of TS into multiple hierarchical layers and combining of these layers” allows the receiving side to select the same single TS as the one transmitted from among multiple signals of different layers, and to reproduce that TS.

The model receiver operation on the transmitting side shall define the TSP arrangement. The receiving side can reproduce TS without any TSP position information when it operates in the same manner as the model receiver.

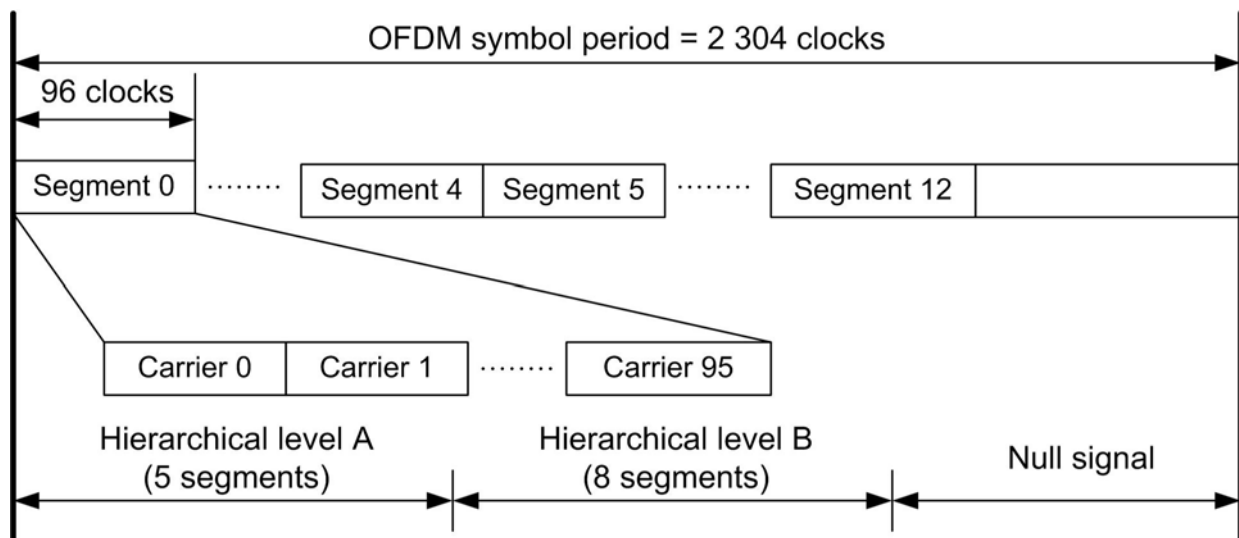
6.3.2 Model receiver for forming multiplex frame patterns

6.3.2.1 Organization of the multiplex frame

TSP shall be arranged on a multiplex frame in accordance with the configuration of TS reproduced by the model receiver (see Figure 6). An FFT sampling clock shall be used in this case.

6.3.2.2 Input signals to the hierarchical divider

Upon completion of processing such as carrier demodulation and de-interleaving, input signals to the hierarchical divider shall be arranged in ascending order of segment number, and also in ascending order of the carrier frequency of information symbol within a segment obtained by excluding the carriers of control symbol. (see Figure 7).



NOTE In this example in which two hierarchical layers are available (one layer modulated through DQPSK 1/2 with 5 segments, and the other modulated through 64QAM 7/8 with 8 segments), and a guard interval of 1/8 and mode 1 are selected.

Figure 7 — Time Arrangement for Input Signals to Hierarchical Layers

During the period of one OFDM symbol, data the size of 480 (96 × 5) carriers shall be input to hierarchical layer A, followed by the input of data the size of 768 (96 × 8) carriers to hierarchical layer B and a null signal the size of 1056 carriers.

The null signal shall correspond to the sum of sampling (equivalent to pilot signals inserted by the OFDM framing section), FFT sampling (sampling in excess of the net signal band), and guard-interval sampling. This operation shall be repeated as many times as 204 symbols for the duration of one OFDM frame.

Delays shall be adjusted such that the periods of time required for differential or synchronous demodulation become the same.

6.3.2.3 Operation of the model receiver from the hierarchical divider to the Viterbi decoding input

Signal, divided into multiple hierarchical layers, shall be subjected to de-puncturing before being stored in the hierarchical buffer. In this case, we shall assume that the processing delay time is the same for all layers, and that there is no delay time for the model receiver.

At this time, the number of bits B_{x_k} that are input to and stored in the hierarchical buffer upon input of the k_{th} datum to hierarchical layer X in a single multiplex frame can be determined by the following formula:

$$B_{x_k} = 2 \times ([k \times S_x \times R_x] - [(k-1) \times S_x \times R_x])$$

where

B_{x_k} is the number of bits;

[] indicates that all digits to the right of the decimal point are discarded;

k is the position of the data in the segment;

S_x is one of the values given in Table 7, depending on the modulation scheme selected for hierarchical layer X;

R_x is the convolutional-code coding rate at hierarchical layer X.

Table 7 — S_x value

Modulation scheme	S_x
DQPSK/QPSK	2
16QAM	4
64QAM	6

Switch S_1 shall be switched over to another hierarchical buffer when data the size of one TS packet (408 bytes) shall be input to the hierarchical buffer. This data shall be transferred to the TS buffer provided in the TS reproduction section. In this case, we assume that data transfer is instantaneous.

NOTE Convolutional coding of a single TS packet (204 bytes) of data produces 408 bytes, as the coding rate of the mother code of the convolutional code is 1/2.

The TS reproduction section checks the TS buffer every TS packet period (408 bytes). If there is more data than the size of one TS packet, this section shall switch S_2 over to the TS buffer position and shall read out one TS packet of data. When there is no data in the TS buffer, the TS reproduction section shall switch S_2 over to the null TSP position and transmits a null packet.

Switch S_3 shall be used to alternately switch between two TS reproduction sections for inputting a hierarchical combiner output signal. In mode 1, switching shall be performed at the beginning of an OFDM frame. Switch S_4 shall be used to switch between TS reproduction-section signal outputs. This switch shall be switched over to the same position as S_3 in three TS packet period (408×3 clocks) following the switching of S_3 , that is, at the beginning of an OFDM frame. In modes 2 and 3, switching of S_3 and S_4 shall be performed at 1/2 OFDM-frame intervals (102 OFDM-symbol intervals) and 1/4 OFDM-frame intervals (51 OFDM-symbol intervals), respectively.

6.4 Outer code

A shortened RS code (204,188) shall be used in every TSP as an outer code. The shortened RS (204,188) code shall be generated by adding 51-byte 00HEX at the beginning of the input of the data bytes of RS (255,239) code, and then removing these 51 bytes.

The GF (2^8) element (Galois Field) shall be used as the RS code element. The following primitive polynomial $p(x)$ shall be used to define GF (2^8):

$$p(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$$

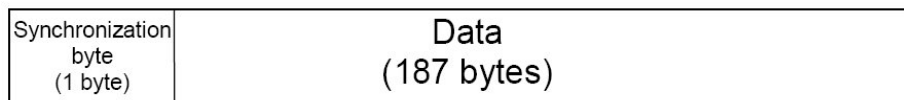
The following polynomial $g(x)$ shall be used to generate (204,188) shortened RS code:

$$g(x) = (x - \lambda^0)(x - \lambda^1)(x - \lambda^2) \dots (x - \lambda^{15})$$

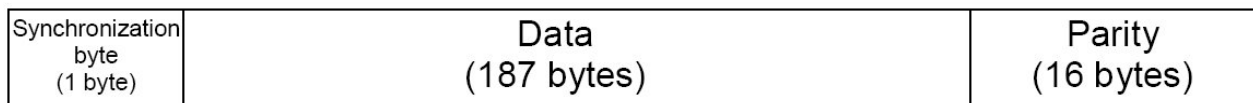
provided that $\lambda = 02_{\text{HEX}}$

Shortened RS (204,188) code can correct up to 8 random bytes in error among 204 bytes.

Figure 8 shows the MPEG-2 data format TSP and the TSP protected by the RS coding. The error-protected 204-byte packet is also called “transmission TSP”.



(a) MPEG2 TSP



(b) TSP error-protected by RS code (transmission TSP)

Figure 8 — MPEG2 TSP and Transmission TSP

6.5 Division of TS into hierarchical layers

The hierarchical divider shall divide the re-multiplexed TS into multiple portions (transmission TSPs, each of which is 204 bytes in length, containing all bytes from the byte next to the TS synchronization byte to the next synchronization byte), and assign each portion to the specified hierarchical layer. At the same time, the divider shall remove the null packet.

The hierarchical layer to which each of the transmission TSPs belongs shall be specified by hierarchy information based on organization information. The maximum number of hierarchical layers shall be three. OFDM-frame synchronization shall shift by one byte, to the beginning of the information bytes (see Figure 9).

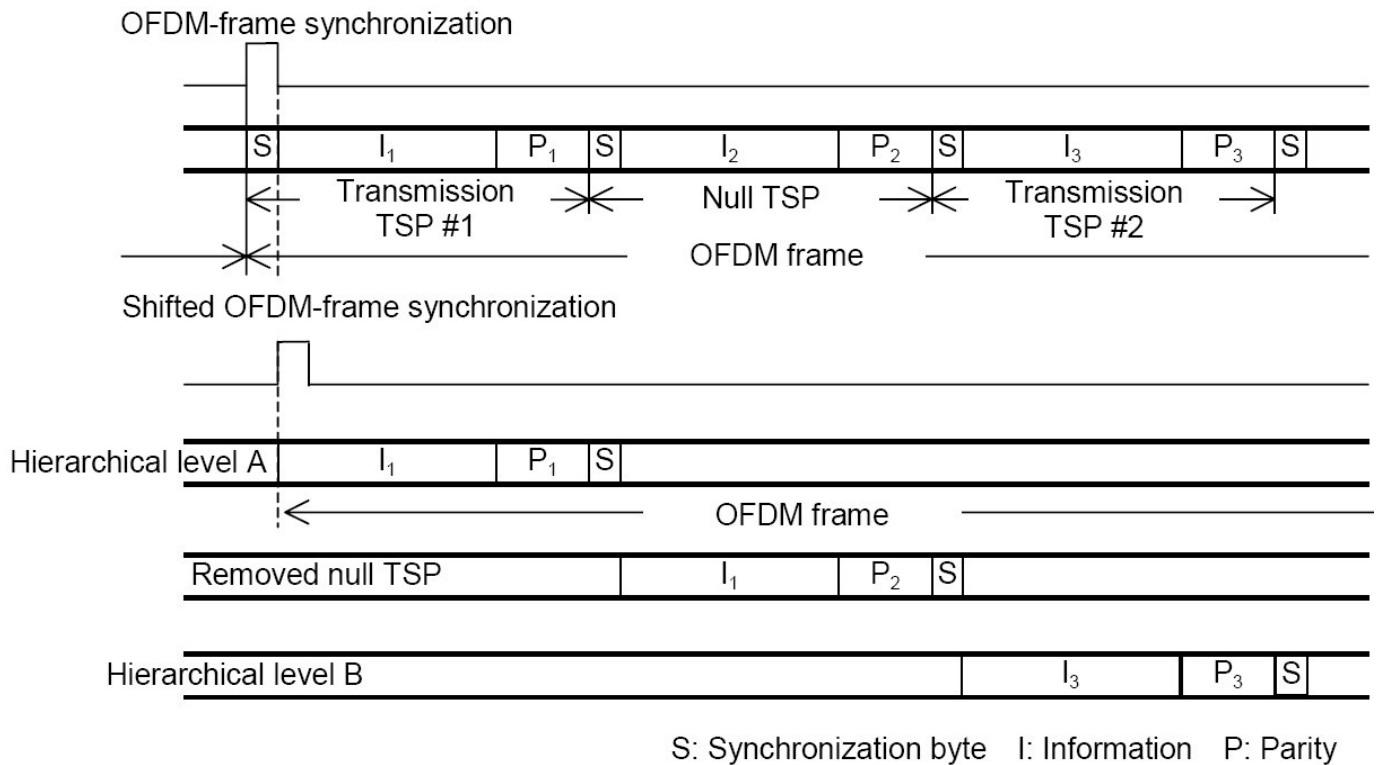


Figure 9 — Example of hierarchical divider operation

6.6 Energy dispersal

Energy dispersal shall be conducted at each hierarchical layer using a circuit, shown in Figure 10 that is generated by a PRBS (Pseudo Random Bit Sequence).

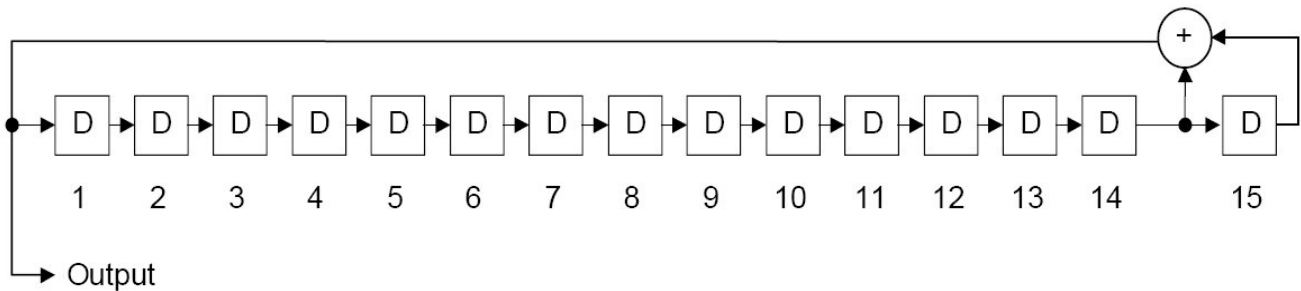


Figure 10 — PRBS-Generating Polynomial and Circuit

All signals other than the synchronization byte in each of the transmission TSP at different hierarchical layers shall be Exclusive OR using PRBSs, on a bit-by-bit basis.

The initial value of the PRBS-generating circuit shall be 100101010000000 (arranged in ascending order of bits, from left to right), and this value shall be initialized every OFDM frame. At this time, the beginning of an OFDM frame shall be the MSB of the byte next to the transmission TSP's synchronization byte. The shift register shall also perform shifting of the synchronization byte. The following equation defines the PRBS generating function:

$$G(x) = X^{15} + X^{14} + 1$$

6.7 Delay adjustment

Delay adjustment associated with byte interleaving, intended to provide identical transmission and reception delay times for all hierarchical layers, shall be conducted on the transmitting side. An appropriate adjustment value shall be selected and specified for each hierarchical layer from among those (equivalent to the number of transmission TSP) shown in Table 8, such that all delays, including transmission and reception delays caused by byte interleaving (11 transmission TSP), are one frame in length.

Table 8 — Delay-adjustment values required as a result of byte interleaving

Carrier modulation	Convolutional code	Delay-adjustment value (number of transmission TSP) ^a		
		Mode 1	Mode 2	Mode 3
DQPSK QPSK	1/2	12 x N-11	24 x N-11	48 x N-11
	2/3	16 x N-11	32 x N-11	64 x N-11
	3/4	18 x N-11	36 x N-11	72 x N-11
	5/6	20 x N-11	40 x N-11	80 x N-11
	7/8	21 x N-11	42 x N-11	84 x N-11
16QAM	1/2	24 x N-11	48 x N-11	96 x N-11
	2/3	32 x N-11	64 x N-11	128 x N-11
	3/4	36 x N-11	72 x N-11	144 x N-11
	5/6	40 x N-11	80 x N-11	160 x N-11
	7/8	42 x N-11	84 x N-11	168 x N-11
64QAM	1/2	36 x N-11	72 x N-11	144 x N-11
	2/3	48 x N-11	96 x N-11	192 x N-11
	3/4	54 x N-11	108 x N-11	216 x N-11
	5/6	60 x N-11	120 x N-11	240 x N-11
	7/8	63 x N-11	126 x N-11	252 x N-11

^a N represents the number of segments used by that hierarchical layer

With hierarchical transmission, different sets of transmission parameters can be specified (number of segments, inner-code coding rate, modulation scheme) for different hierarchical layers. In this case, however, the transmission bit rate for one layer may differ from that for another layer, resulting in different transmission capacities calculated as the time periods from coding of the inner code on the transmitting side to decoding on the receiving side.

Therefore, the amount of transmission TSP delay (11 packets.) caused by byte interleaving for one layer may differ from that for another layer when it is converted to delay time. To compensate for this relative difference in delay time between hierarchical layers, delay adjustment shall be conducted at each layer prior to byte interleaving, in accordance with the transmission bit rate.

6.8 Byte interleaving

The 204 bytes transmission TSP, which is error-protected by means of RS code and energy-dispersed, undergoes convolutional byte interleaving. Interleaving shall be 12 bytes in depth. However, that the byte next to the synchronization byte shall pass through a reference path that causes no delay (see Figure 11).

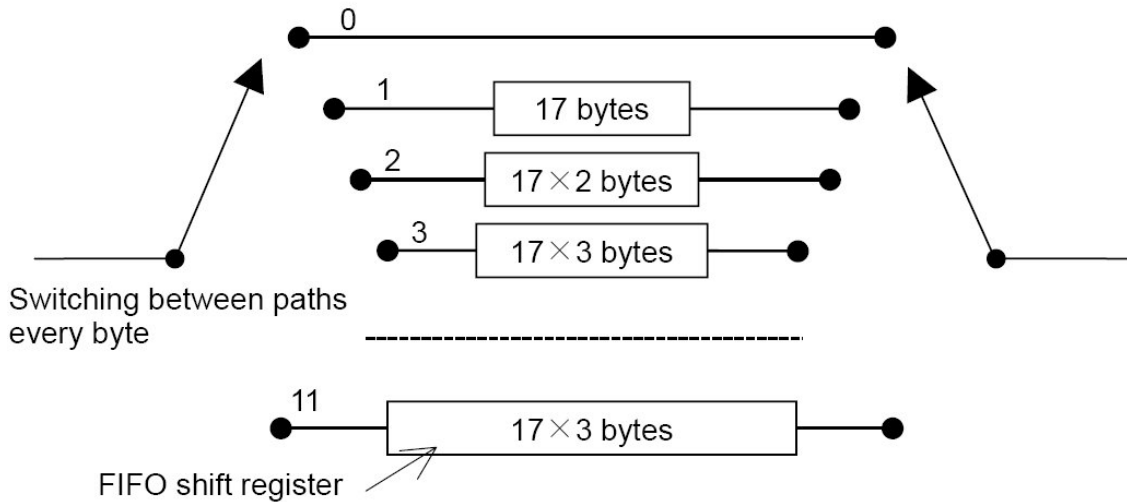


Figure 11 — Byte interleaving circuit

In the interleaving circuit, path 0 shall not have any delay. The memory size for path 1 shall be 17 bytes, that for path 2 be $17 \times 2 = 34$ bytes, and so on. Input and output shall be switched over to a different path every byte, in a sequential and cyclic manner, in ascending order of path number (path 0 -> path 1 -> path 2 ---- path 11 -> path 0 -> path 1 -> path 2).

6.9 Inner code

The inner code shall be a punctured convolutional code with a mother code having a constraint length k of 7, and a coding rate of $1/2$. The generating polynomial of the mother code shall be $G_1 = 171_{OCT}$ and $G_2 = 133_{OCT}$. (see Figure 12).

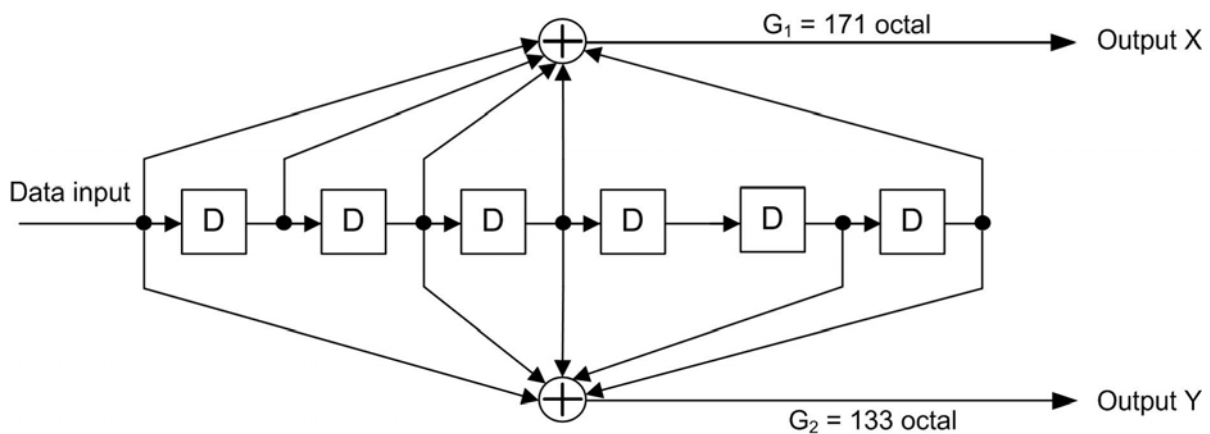


Figure 12 — Coding circuit of a convolutional code with constraint length k of 7 and a coding rate of $1/2$

The selectable inner-code coding rates and transmission signal sequence that are punctured at that time shall be in accordance with Table 9. The puncturing pattern shall be reset such that the patterns shown in Table 9 are initiated by frame synchronization. This is intended to ensure improved receiver reliability in compensating for synchronization between puncturing patterns.

Table 9 — Inner-code coding rates and transmission-signal sequence

Coding rate	Puncturing pattern	Transmission-signal sequence
1/2	X : 1 Y : 1	X1, Y1
2/3	X : 1 0 Y : 1 1	X1, Y1, Y2
3/4	X : 1 0 1 Y : 1 1 0	X1, Y1, Y2, X3
5/6	X : 1 0 1 0 1 Y : 1 1 0 1 0	X1, Y1, Y2, X3 Y4, X5
7/8	X : 1 0 0 0 1 0 1 Y : 1 1 1 1 0 1 0	X1, Y1, Y2, Y3, Y4, X5, Y6, X7

6.10 Carrier modulation

6.10.1 Configuration of the carrier modulator

In the carrier modulation process, the input signal shall bit-interleaved and mapped through the schemes specified for each hierarchical layer (see Figure 13).

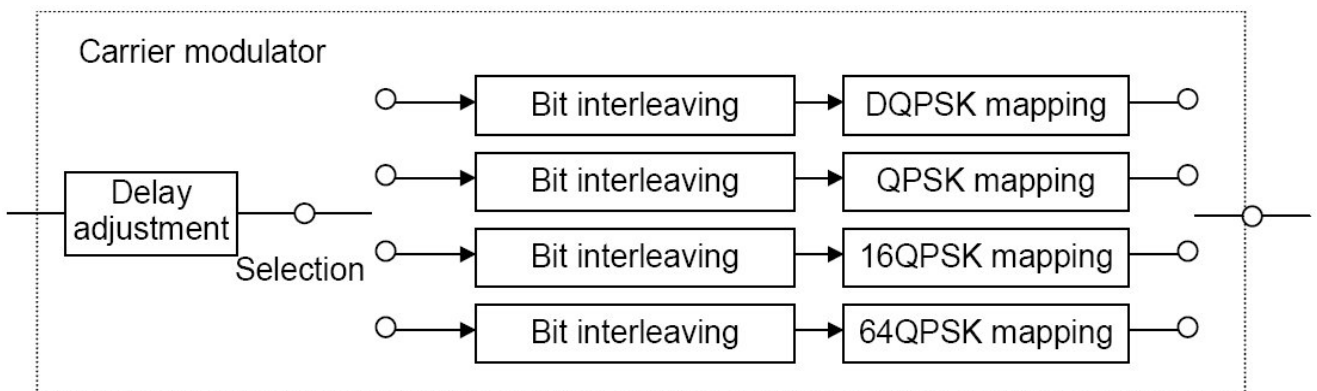


Figure 13 — Carrier-modulator configuration

6.10.2 Delay adjustment

Transmission and reception delays shall be equivalent to 120 carrier symbols occur as a result of bit interleaving of the carrier modulator. The delay time varies depending on the carrier modulation scheme, that is, the number of bits comprising the carrier symbol.

This difference in delay time shall be corrected at the bit interleaving input side through the addition of the delay-adjustment value shown in Table 10 such that the total transmission and reception delays are equal to 2 OFDM symbols.

Table 10 — Adjustment values required as a result of bit interleaving

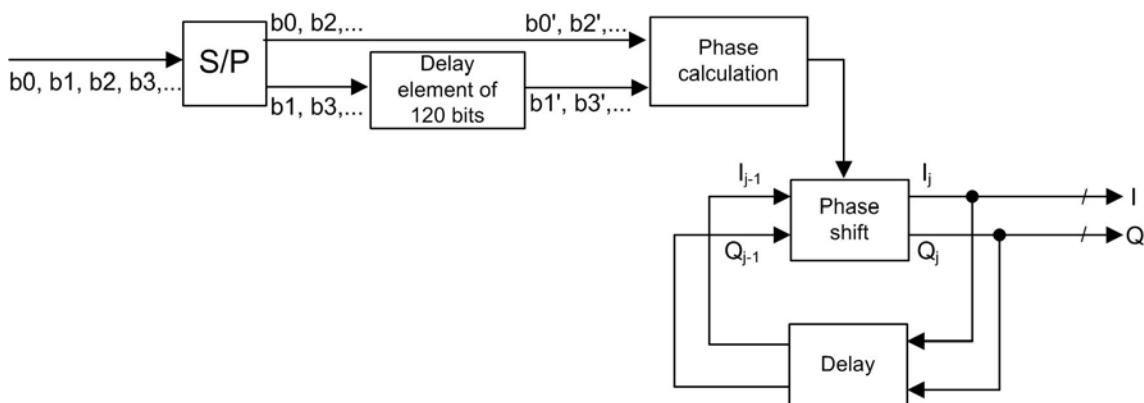
Carrier modulation	Delay-adjustment value (number of bits) ^a		
	Mode 1	Mode 2	Mode 3
DQPSK QPSK	$384 \times N-240$	$768 \times N-240$	$1536 \times N-240$
16QAM	$768 \times N-480$	$1\ 536 \times N-480$	$3\ 072 \times N-480$
64QAM	$1\ 152 \times N-720$	$2\ 304 \times N-720$	$4\ 608 \times N-720$

^a N represents the number of se

6.10.3 Bit interleaving and mapping

6.10.3.1 DQPSK

The input signal shall be 2 bits per symbol and $\pi/4$ -shift DQPSK-mapped to output multi-bit I- and Q-axes data. Upon completion of serial-parallel conversion, the 120-bit delay element shall be inserted into the phase-calculator input for bit interleaving (see Figures 14 and 15). The calculation of the phase shall be done in accordance to Table 11.



NOTE (I_j, Q_j) and (I_{j-1}, Q_{j-1}) represent the output symbol and the OFDM symbol immediately preceding the output symbol, respectively.

Figure 14 — $\pi/4$ -Shift DQPSK modulation system diagram

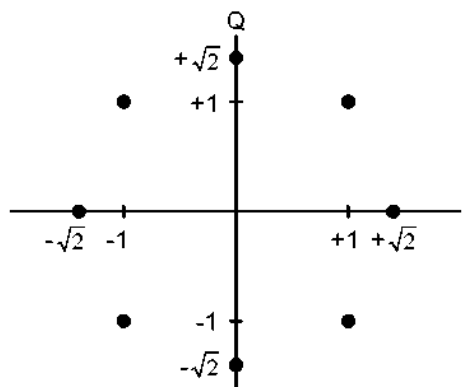


Figure 15 — $\pi/4$ -shift DQPSK constellation

Table 11 — Phase calculation

Input b0' b1'	Output θ_j
0 0	$\pi/4$
0 1	$-\pi/4$
1 0	$3\pi/4$
1 1	$-3\pi/4$

6.10.3.2 QPSK

The input signal shall be 2 bits per symbol and QPSK-mapped to output multi-bit I- and Q-axes data. To conduct mapping, the 120-bit delay element shall be inserted into the mapping input for bit interleaving (see figures 16 and 17).

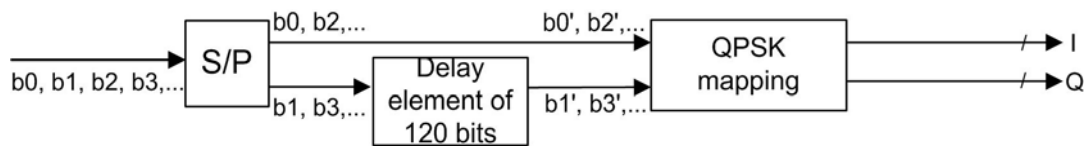


Figure 16 — QPSK Modulation system diagram

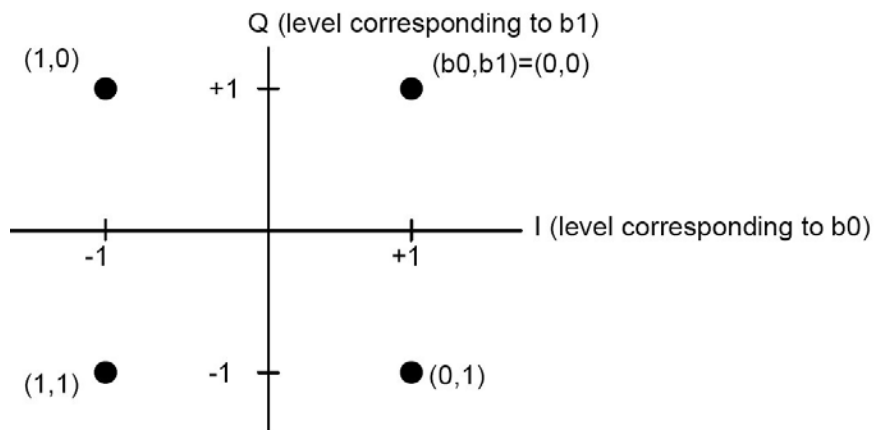


Figure 17 — QPSK Constellation

6.10.3.3 16QAM

The input signal shall be 4 bits per symbol and 16QAM-mapped to output multi-bit I- and Q-axes data. To conduct mapping, the delay elements shall be inserted into b1 to b3 for bit interleaving (see Figure 18 and 19).

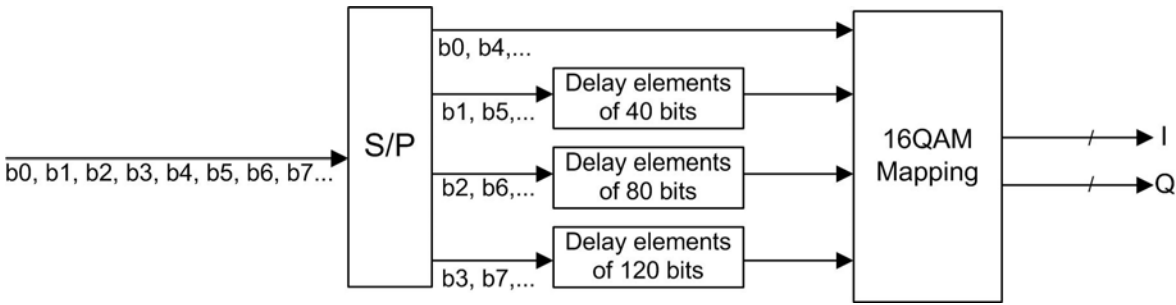


Figure 18 — 16QAM modulation system diagram

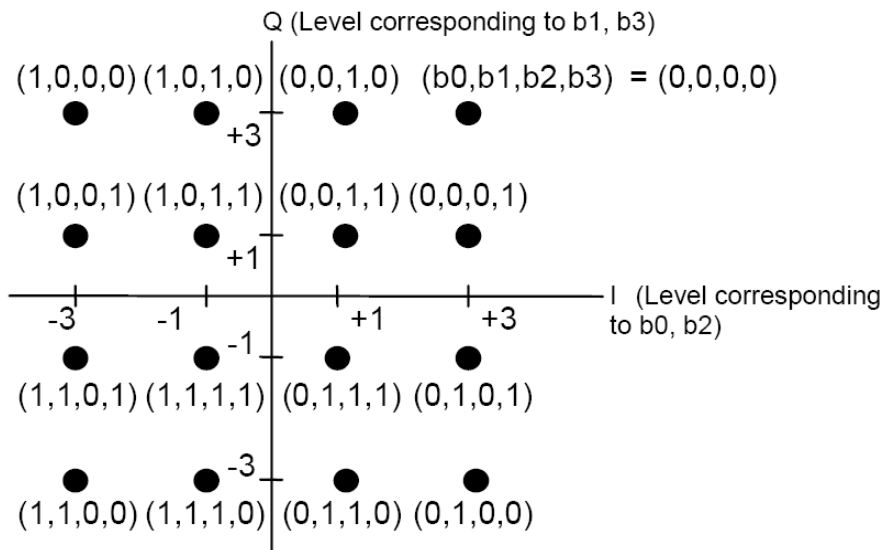


Figure 19 — 16QAM constellation

6.10.3.4 64QAM

The input signal shall be 6 bits per symbol and 64QAM-mapped to output multi-bit I- and Q-axes data. To conduct mapping, the delay elements shall be inserted into b1 and b5 for bit interleaving (see Figures 20 and 21).

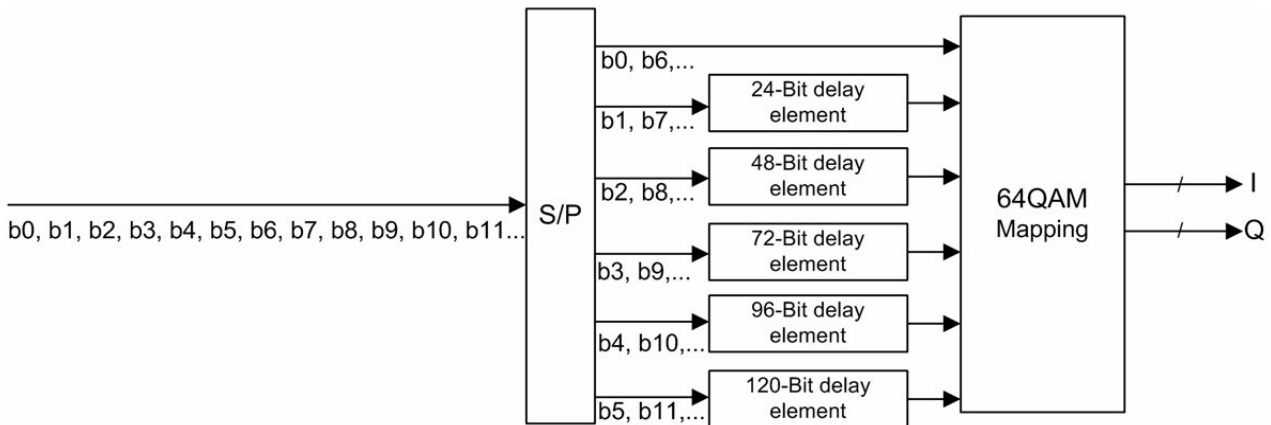


Figure 20 — 64QAM Modulation system diagram

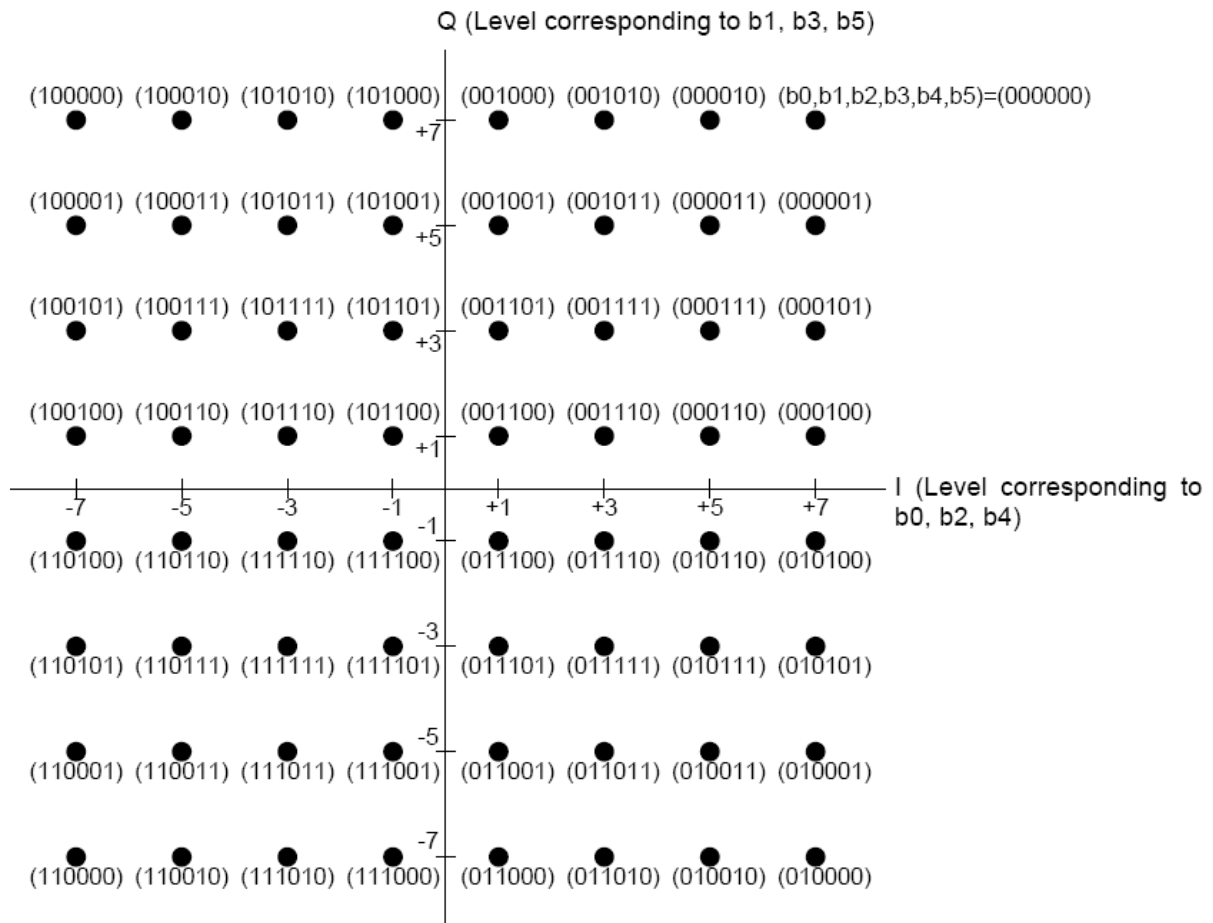


Figure 21 — 64QAM constellation

6.10.4 Modulation-level normalization

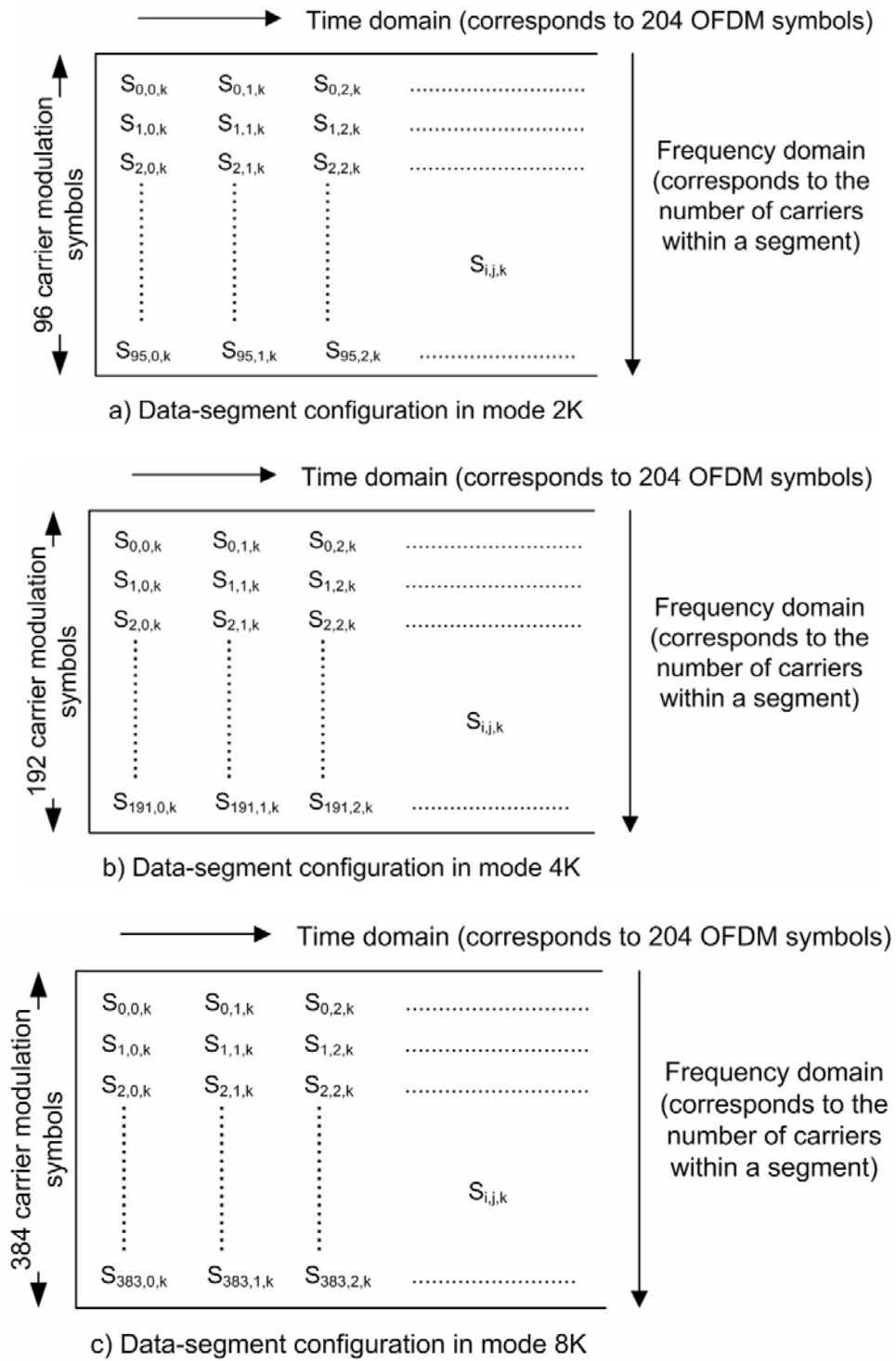
When we let the points in the constellations shown in Figures 15, 17, 19 and 21 be expressed as $Z (= I + jQ)$, the transmission-signal level shall be normalized by multiplying each of these points by the corresponding normalization factor shown in Table 12. As a result, the average OFDM symbol power becomes 1 regardless of which modulation scheme is used.

Table 12 — Modulation level normalization

Carrier modulation scheme	Normalization factor
$\pi/4$ -shifted DQPSK	$Z/\sqrt{2}$
QPSK	$Z/\sqrt{2}$
16QAM	$Z/\sqrt{10}$
64QAM	$Z/\sqrt{42}$

6.10.5 Data-segment configuration

A data segment shall be equivalent to data part in an OFDM segment shown in 6.13. Data segments shall consist of 96, 192, and 384 carrier symbols in modes 1, 2, and 3, respectively (see Figure 22).

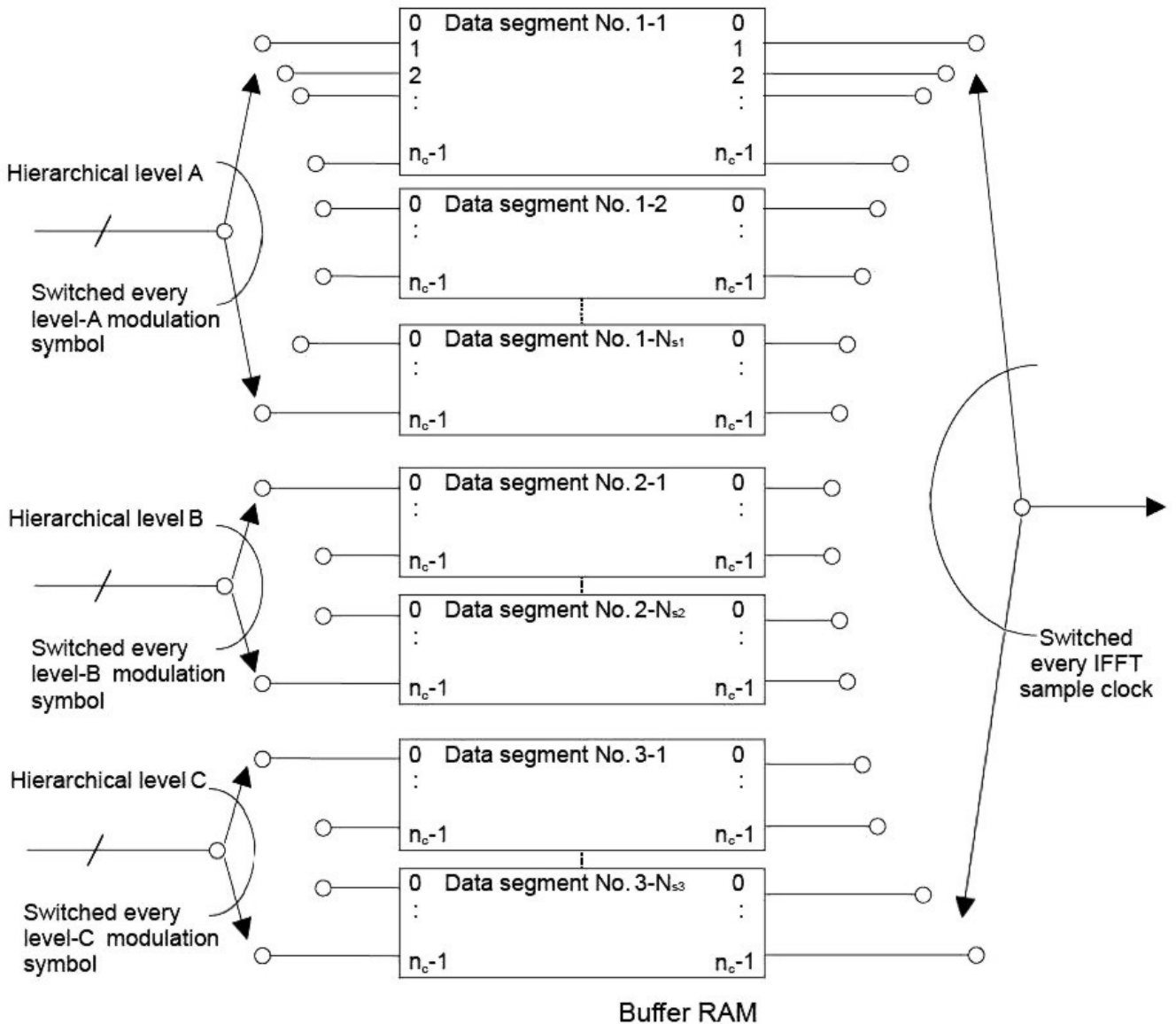


NOTE $S_{i,j,k}$ represents the k th segment carrier symbol while “i” is equivalent to the carrier direction in the OFDM segment, and “j” is equivalent to the symbol direction in the OFDM segment.

Figure 22 — Data-segment configuration

6.11 Combining hierarchical layers

Signals of different hierarchical layers, subjected to channel coding and carrier modulation by the specified parameters, shall be combined and inserted into data segments and undergo speed conversion (see Figure 23).



NOTE n_c is 96, 192, and 384 in modes 1, 2, and 3, respectively. N_s corresponds to the blocks of the hierarchical layers with the segments and $N_{s1} + N_{s2} + N_{s3} = 13$.

Figure 23 — Configuration of the layer combiner

6.12 Time and frequency interleaving

6.12.1 Time interleaving

Once signals of different hierarchical layers are combined, they shall be time-interleaved in units of modulation symbols (for each of the I and Q axes) (see Figures 24 and 25).

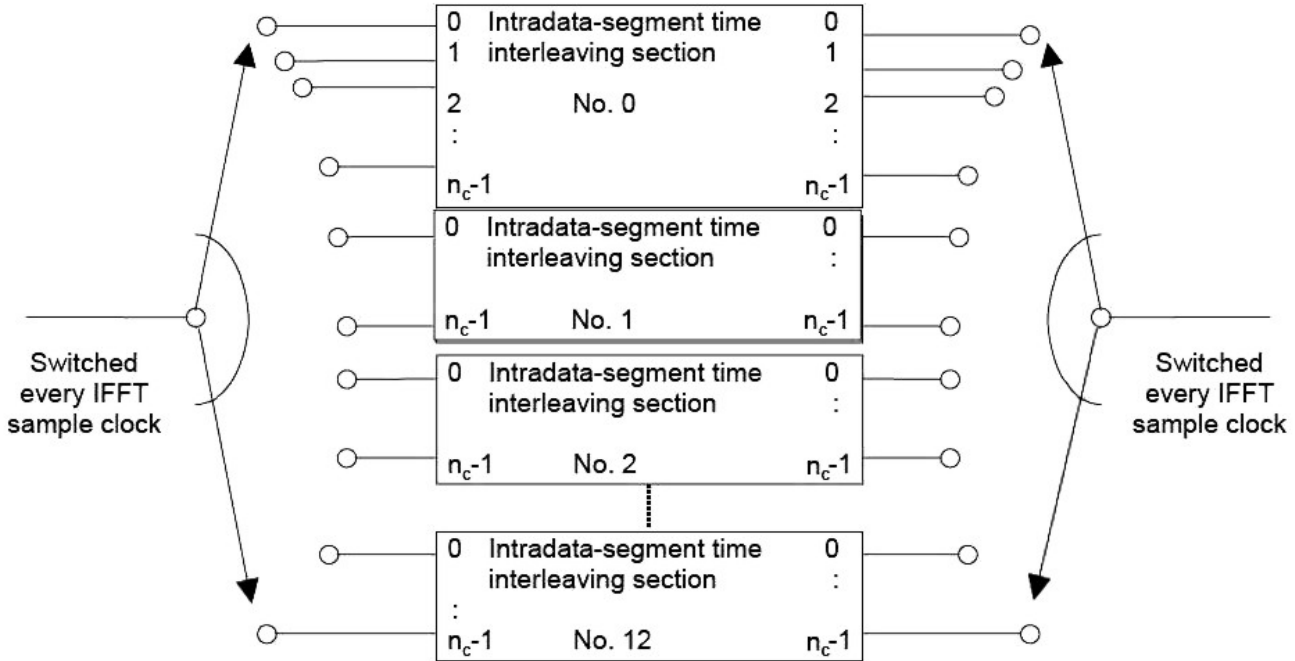
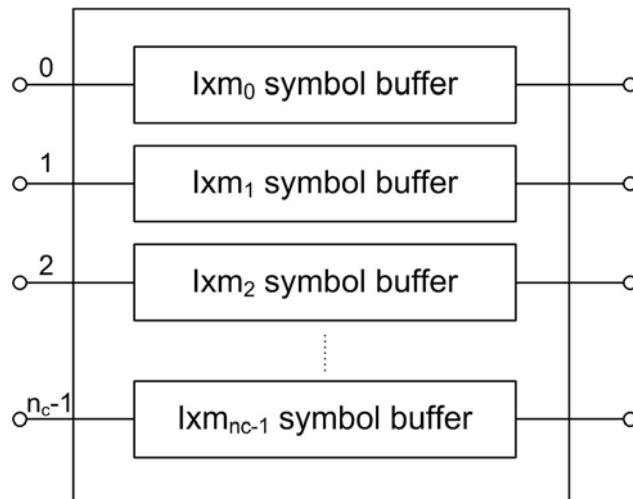


Figure 24 — Configuration of the time interleaving section



NOTE N_c is 96, 192, and 384 in modes 1, 2, and 3, respectively, and “ l ” is a parameter related to interleaving length that can be specified for each hierarchical layer and $m_i = (i \times 5) \bmod 96$.

Figure 25 — Configuration of the intra-segment time interleaving section

The time interleaving length shall be specified as “1” for each hierarchical layer, independently of other layers. The resulting difference in delay time shall be corrected on the transmitting side using the number of symbols or the delay appropriate for each layer shown in Table 13, such that the total number of transmission and reception delays is a multiple of the number of frames. Delay adjustment shall be performed in the signal before the time interleaving.

Table 13 — Time interleaving lengths and delay adjustment values

Mode 1			Mode 2			Mode 3		
Length (l)	Number of delay-adju stment	Number of delayed frames in transmissi on and reception	Length (l)	Number of delay-adju stment	Number of delayed frames in transmission and reception	Length (l)	Number of delay-adju stment	Number of delayed frames in transmissi on and reception
0	0	0	0	0	0	0	0	0
4	28	2	2	14	1	1	109	1
8	56	4	4	28	2	2	14	1
16	112	8	8	56	4	4	28	2

This delay adjustment shall be conducted on signals prior to time interleaving.

Time interleaving is intended to ensure improved the robustness against fading interference by randomizing symbol data in terms of the time after modulation. Specification of the interleaving length for each hierarchical layer shall allow the optimal interleaving length to be specified for the target channel if each layer employs a different channel, that is, a type of reception that differs from that of other layers (see Figure 26).

NOTE The purpose of using convolutional interleaving as the time interleaving method is to reduce the total transmission and reception delay time and decrease the amount of receiver memory taken up.

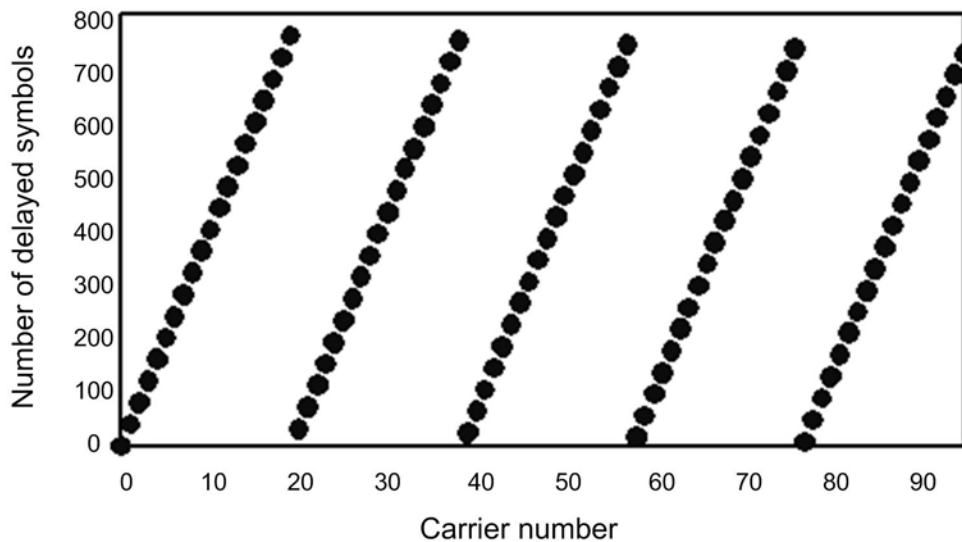


Figure 26 — Arrangement of carriers following time interleaving (mode 1, l = 8)

6.12.2 Frequency interleaving

6.12.2.1 Types of frequency interleaving

During segment division, data-segment numbers 0 to 12 shall be assigned sequentially to the partial-reception portion, differential modulations (segments for which DQPSK is specified for modulating carriers), and coherent modulation (segments for which QPSK, 16QAM, or 64QAM is specified for modulating carriers) (see Figure 27).

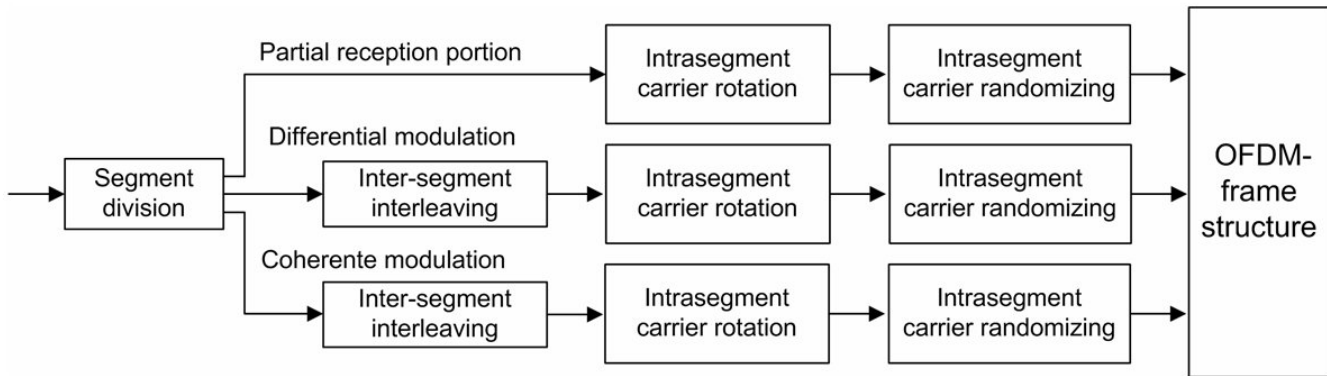


Figure 27 — Configuration of the frequency interleaving section

As for the relationship between the hierarchical configuration and data segments, data segments of the same hierarchical level shall be successively arranged, and hierarchical layers shall be named layer A, B, and C sequentially, in ascending order of data-segment number (that is, from smaller to larger segment numbers).

Inter-segment interleaving shall be conducted on two or more data segments when they belong to the same type of modulated portion, even if their hierarchical levels differ.

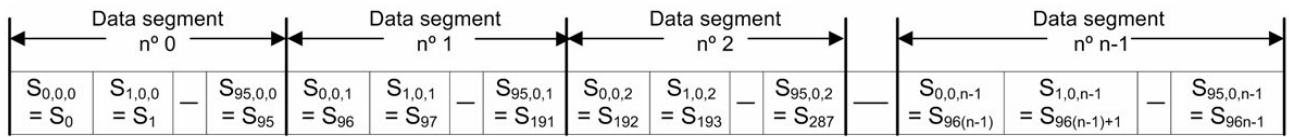
Inter-segment interleaving shall not be conducted on the partial-reception portion, as it is assumed that the receiver designed to receive only that segment will be used.

Because the differential and synchronous modulations differ in terms of frame structure, as shown in 6.13, inter-segment interleaving shall be performed in each group.

Inter-segment interleaving conducted across layer boundaries shall maximize the frequency interleaving effect.

6.12.2.2 Inter-segment interleaving

Inter-segment interleaving shall be conducted on each of the differential modulation (DQPSK) and synchronous modulation (QPSK, 16QAM, 64QAM), as shown in Figure 28.

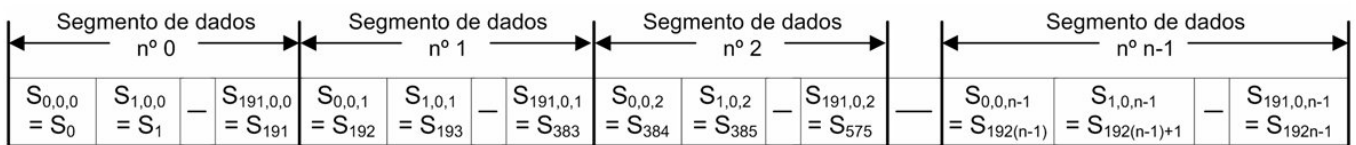


Arrangement of symbols before interleaving

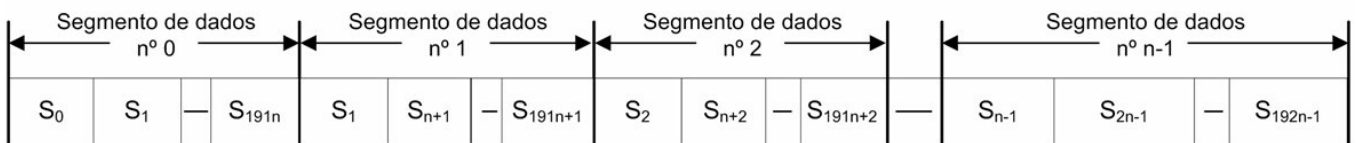


Arrangement of symbols after interleaving

(a) Inter-segment interleaver in mode 1

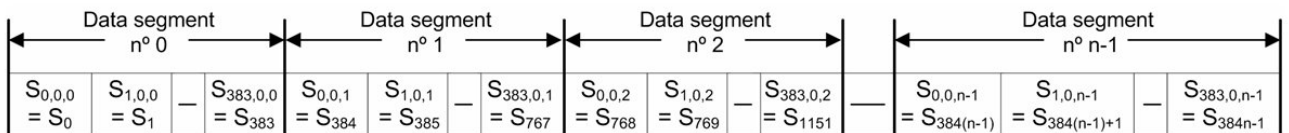


Arranjo de símbolos antes do *interleaving*



Arranjo de símbolos após o *interleaving*

(b) Entrelaçamento entre segmentos– Modo 2



Arrangement of symbols before interleaving



Arrangement of symbols after interleaving

(c) Inter-segment interleaver in mode 3

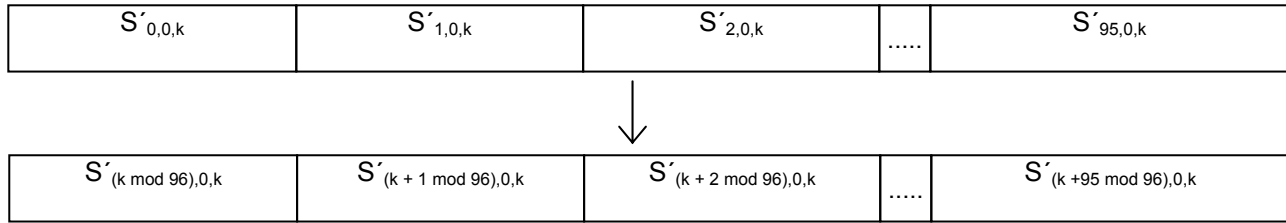
NOTE $S_{i,j,k}$, and n in the figures represent carrier symbols in the data-segment configuration and the number of segments assigned to the differential and synchronous modulation, respectively.

Figure 28 — Inter segment interleaving

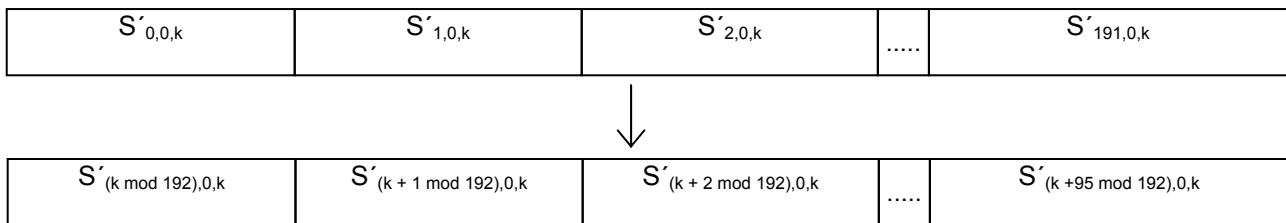
6.12.2.3 Intra-segment interleaving

Intra-segment interleaving shall be conducted in two steps: carrier rotation by segment number, followed by carrier randomizing.

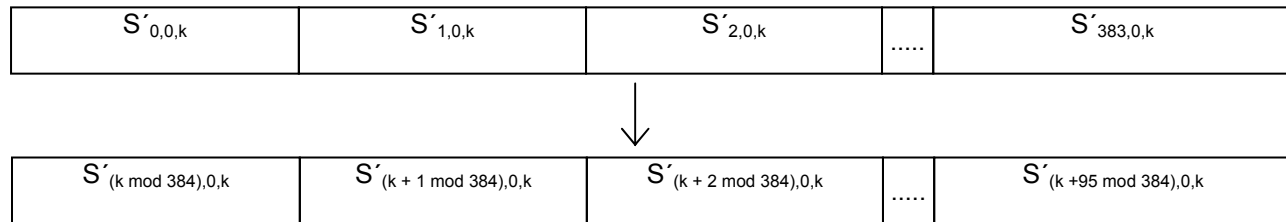
In the carrier rotation, carrier changes shall be carried out as shown in Figure 29.



(a) Carrier rotation in mode 1



(b) Carrier rotation in mode 2



(c) Carrier rotation in mode 3

NOTE The symbol $S'_{i,j,k}$ represents the carrier symbol of the k th segment following inter-segment interleaving.

Figure 29 — Carrier rotation

Carrier randomizing in mode 1, 2, and 3 shall be shown in Table 14, 15 and 16, that show which carriers are assigned, as a result of carrier randomizing, to carrier-rotated data arranged in ascending order of carrier number.

Table 14 — Intra-segment carrier randomizing in mode 1

Before	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23
After	80	93	63	92	94	55	17	81	6	51	9	85	89	65	52	15	73	66	46	71	12	70	18	13
Before	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47
After	95	34	1	38	78	59	91	64	0	28	11	4	45	35	16	7	48	22	23	77	56	19	8	36
Before	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70	71
After	39	61	21	3	26	69	67	20	74	86	72	25	31	5	49	42	54	87	43	60	29	2	76	84
Before	74	73	74	75	76	77	78	79	80	81	82	83	84	85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95
After	83	40	14	79	27	57	44	37	30	68	47	88	75	41	90	10	33	32	62	50	58	82	53	24

Table 15 — Intra-segment carrier randomizing in mode 2

Before	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23
After	98	35	67	116	135	17	5	93	73	168	54	143	43	74	165	48	37	69	154	150	107	76	176	79
Before	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47
After	175	36	28	78	47	128	94	163	184	72	142	2	86	14	130	151	114	68	46	183	122	112	180	42
Before	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70	71
After	105	97	33	134	177	84	170	45	187	38	167	10	189	51	117	156	161	25	89	125	139	24	19	57
Before	72	73	74	75	76	77	78	79	80	81	82	83	84	85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95
After	71	39	77	191	88	85	0	162	181	113	140	61	75	82	101	174	118	20	136	3	121	190	120	92
Before	96	97	98	99	100	101	102	103	104	105	106	107	108	109	110	111	112	113	114	115	116	117	118	119
After	160	52	153	127	65	60	133	147	131	87	22	58	100	111	141	83	49	132	12	155	146	102	164	66
Before	120	121	122	123	124	125	126	127	128	129	130	131	132	133	134	135	136	137	138	139	140	141	142	143
After	1	62	178	15	182	96	80	119	23	6	166	56	99	123	138	137	21	145	185	18	70	129	95	90
Before	144	145	146	147	148	149	150	151	152	153	154	155	156	157	158	159	160	161	162	163	164	165	166	167
After	149	109	124	50	11	152	4	31	172	40	13	32	55	159	41	8	7	144	16	26	173	81	44	103
Before	168	169	170	171	172	173	174	175	176	177	178	179	180	181	182	183	184	185	186	187	188	189	190	191
After	64	9	30	157	126	179	148	63	188	171	106	104	158	115	34	186	29	108	53	91	169	110	27	59

Table 16 — Intra-segment carrier randomizing in mode 3

Before	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23
After	62	13	371	11	285	336	365	220	226	92	56	46	120	175	298	352	172	235	53	164	368	187	125	82
Before	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47
After	5	45	173	258	135	182	141	273	126	264	286	88	233	61	249	367	310	179	155	57	123	208	14	227
Before	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70	71
After	100	311	205	79	184	185	328	77	115	277	112	20	199	178	143	152	215	204	139	234	358	192	309	183
Before	72	73	74	75	76	77	78	79	80	81	82	83	84	85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95
After	81	129	256	314	101	43	261	324	142	157	90	214	102	29	303	363	361	31	22	52	305	301	293	177
Before	96	97	98	99	100	101	102	103	104	105	106	107	108	109	110	111	112	113	114	115	116	117	118	119
After	116	296	85	196	191	114	58	198	16	167	145	119	245	113	295	193	232	17	108	283	246	64	237	189
Before	120	121	122	123	124	125	126	127	128	129	130	131	132	133	134	135	136	137	138	139	140	141	142	143
After	128	373	302	320	239	335	356	39	347	351	73	158	276	243	99	38	287	3	330	153	315	117	289	213
Before	144	145	146	147	148	149	150	151	152	153	154	155	156	157	158	159	160	161	162	163	164	165	166	167
After	210	149	383	337	339	151	241	321	217	30	334	161	322	49	176	359	12	346	60	28	229	265	288	225
Before	168	169	170	171	172	173	174	175	176	177	178	179	180	181	182	183	184	185	186	187	188	189	190	191
After	382	59	181	170	319	341	86	251	133	344	361	109	44	369	268	257	323	55	317	381	121	360	260	275
Before	192	193	194	195	196	197	198	199	200	201	202	203	204	205	206	207	208	209	210	211	212	213	214	215
After	190	19	63	18	248	9	240	211	150	230	332	231	71	255	350	355	83	87	154	218	138	269	348	130
Before	216	217	218	219	220	221	222	223	224	225	226	227	228	229	230	231	232	233	234	235	236	237	238	239
After	160	278	377	216	236	308	223	254	25	98	300	201	137	219	36	325	124	66	353	169	21	35	107	50
Before	240	241	242	243	244	245	246	247	248	249	250	251	252	253	254	255	256	257	258	259	260	261	262	263
After	106	333	326	262	252	271	263	372	136	0	366	206	159	122	188	6	284	96	26	200	197	186	345	340
Before	264	265	266	267	268	269	270	271	272	273	274	275	276	277	278	279	280	281	282	283	284	285	286	287
After	349	103	84	228	212	2	67	318	1	74	342	166	194	33	68	267	111	118	140	195	105	202	291	259
Before	288	289	290	291	292	293	294	295	296	297	298	299	300	301	302	303	304	305	306	307	308	309	310	311
After	23	171	65	281	24	165	8	94	222	331	34	238	364	376	266	89	80	253	163	280	247	4	362	379
Before	312	313	314	315	316	317	318	319	320	321	322	323	324	325	326	327	328	329	330	331	332	333	334	335
After	290	279	54	78	180	72	316	282	131	207	343	370	306	221	132	7	148	299	168	224	48	47	357	313
Before	336	337	338	339	340	341	342	343	344	345	346	347	348	349	350	351	352	353	354	355	356	357	358	359
After	75	104	70	147	40	110	374	69	146	37	375	354	174	41	32	304	307	312	15	272	134	242	203	209
Before	360	361	362	363	364	365	366	367	368	369	370	371	372	373	374	375	376	377	378	379	380	381	382	383
After	380	162	297	327	10	93	42	250	156	338	292	144	378	294	329	127	270	76	95	91	244	274	27	51

Carrier rotation and carrier randomizing shall eliminate periodicity in carrier arrangement. These operations shall prevent burst errors of a specific segment's carrier, which may occur if the carrier arrangement period matches the frequency-selective fading after inter-segment interleaving. (see Figure 30 and 31).

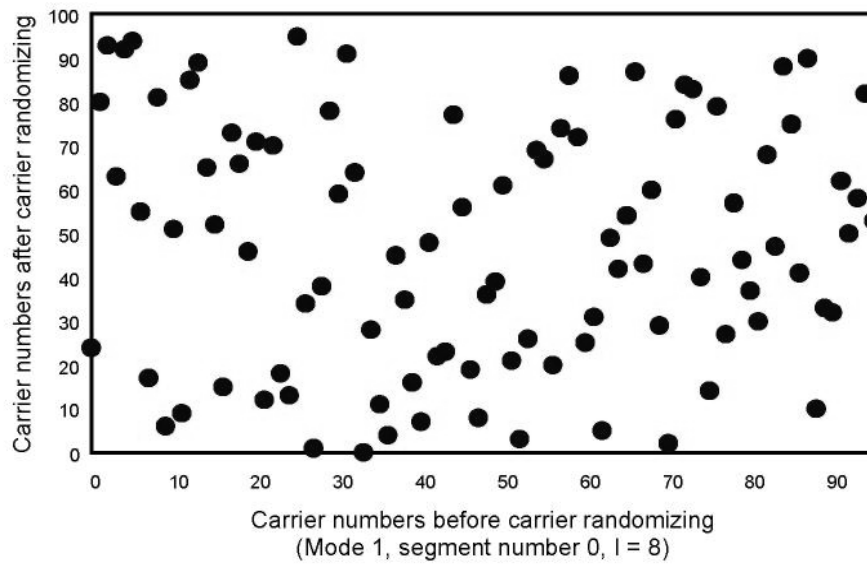


Figure 30 — Example of carrier arrangement before and after carrier randomizing

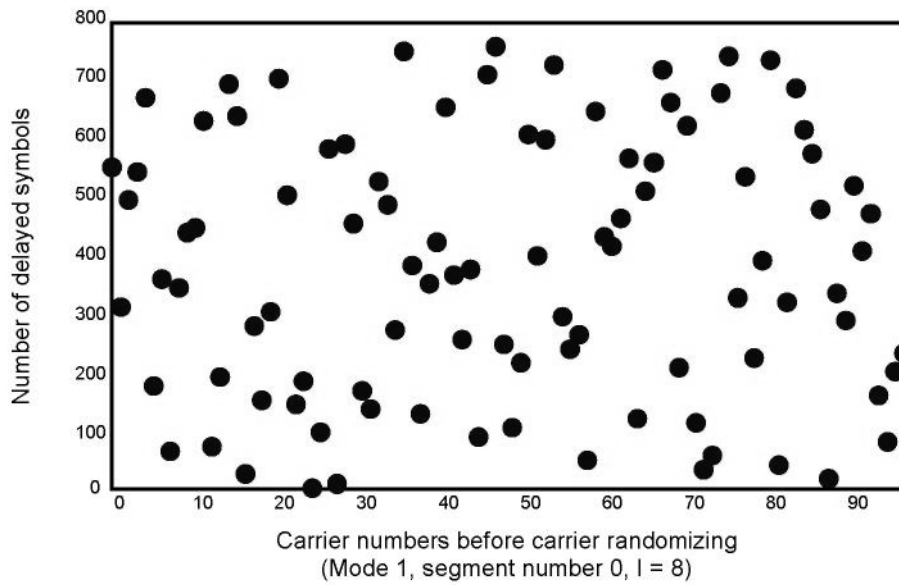


Figure 31 — Example of carrier arrangement after time interleaving and carrier randomizing

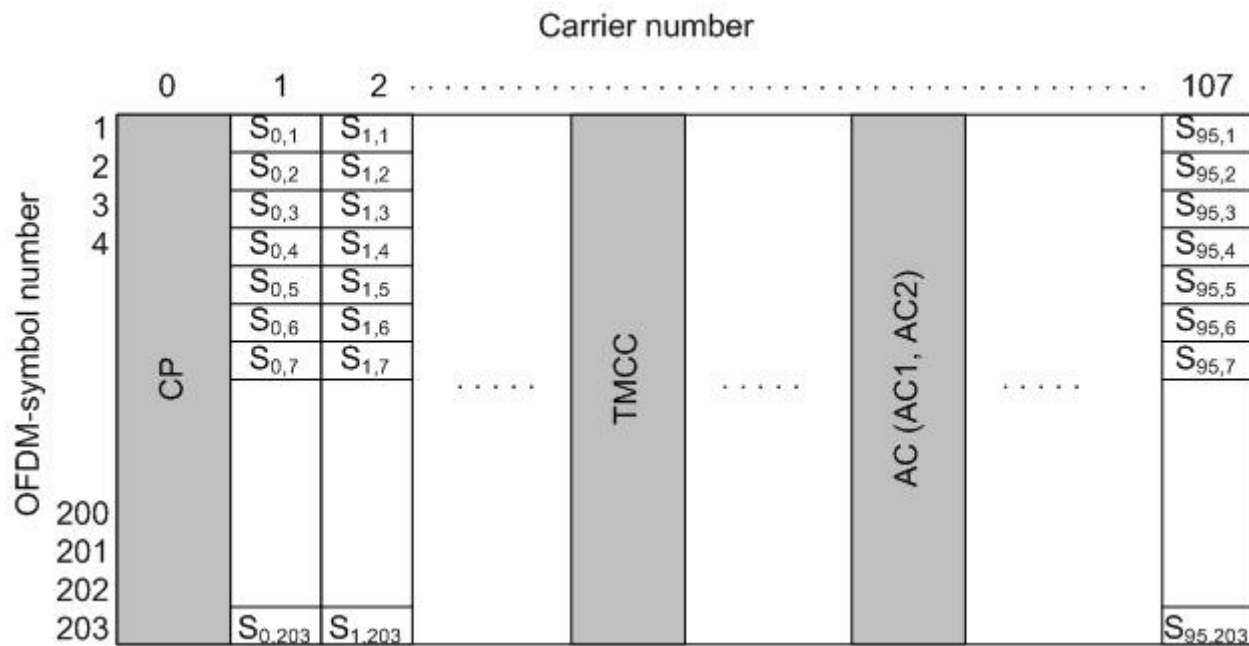
6.13 Frame structure

6.13.1 Conditions for the OFDM segment configuration

All data-processing tasks in data segments required for channel coding are complete when the steps discussed up in 6.12 are performed. The OFDM-frame shall be concluded through the addition of various pilot signals to data segments.

6.13.2 OFDM-segment configuration for the differential modulation

The OFDM-segment configuration for a differential modulation (DQPSK) shall be in accordance to Figure 32.



NOTE $S_{i,j}$ represents carrier symbols within data segments following interleaving

Figure 32 — OFDM-segment configuration for the differential modulation

The CP, the TMCC, and the AC shall be, respectively, the continuous carrier, the signal for conveying control information, and the extension signal for conveying additional transport information.

In mode 1, carrier numbers 0 to 107 shall be available, while in modes 2 and 3, carrier numbers 0 to 215 and 0 to 431 shall be assigned, respectively.

The arrangement of various control signals (represented by carrier numbers) that are added by the OFDM-frame structure section in each mode shall be in accordance to Tables 17, 18 and 19.

Table 17 — Arrangement of the CP, TMCC, and AC carriers for the differential modulation and mode 1

Segment number ^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 Segment numbers are arranged in ascending order of frequency along the frequency axis (see 6.15).

Table 18 — Arrangement of the CP, AC and TMCC carriers for the differential modulation and mode 2

Segment number	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	61	20	35	4	8	98	53	11	74	76	40	7
AC1_2	28	100	40	79	89	64	101	83	101	100	97	89	89
AC1_3	161	119	182	184	148	115	118	169	128	143	112	116	206
AC1_4	191	209	208	205	197	197	136	208	148	187	197	172	209
AC2_1	3	29	23	3	13	36	10	3	28	30	5	72	25
AC2_2	45	41	63	72	93	48	30	15	45	81	18	95	30
AC2_3	59	84	85	85	98	52	55	40	81	92	57	100	42
AC2_4	77	93	105	89	102	74	81	58	91	103	92	105	104
AC2_5	108	108	108	108	108	108	108	108	108	108	108	108	108
AC2_6	111	136	138	113	180	133	111	137	131	111	121	144	118
AC2_7	123	153	189	126	203	138	153	149	171	180	201	156	138
AC2_8	148	189	200	165	208	150	167	192	193	193	206	160	163
AC2_9	166	199	211	200	213	212	185	201	213	197	210	182	189
TMCC1	13	4	10	49	16	78	23	25	36	7	31	5	34
TMCC2	50	7	28	61	30	82	37	63	48	25	39	10	48
TMCC3	70	17	44	96	37	85	51	73	55	47	47	21	54
TMCC4	83	51	47	99	74	98	68	80	59	60	65	44	70
TMCC5	87	71	54	104	83	102	105	93	86	87	72	61	101
TMCC6	133	144	115	139	113	142	121	112	118	157	124	186	131
TMCC7	171	156	133	147	118	156	158	115	136	169	138	190	145
TMCC8	181	163	155	155	129	162	178	125	152	204	145	193	159
TMCC9	188	167	168	173	152	178	191	159	155	207	182	206	176
TMCC10	201	194	195	180	169	209	195	179	162	212	191	210	213

Table 19 — Arrangement of the CP, AC and TMCC carriers for the differential modulation and mode 3

Segment number	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	20	4	98	11	76	7	61	35	8	53	74	40
AC1_2	28	40	89	101	101	97	89	100	79	64	83	100	89
AC1_3	161	182	148	118	128	112	206	119	184	115	169	143	116
AC1_4	191	208	197	136	148	197	209	209	205	197	208	187	172
AC1_5	277	251	224	269	290	256	226	236	220	314	227	292	223
AC1_6	316	295	280	299	316	305	244	256	305	317	317	313	305
AC1_7	335	400	331	385	359	332	377	398	364	334	344	328	422
AC1_8	425	421	413	424	403	388	407	424	413	352	364	413	425
AC2_1	3	23	13	10	28	5	25	29	3	36	3	30	72
AC2_2	45	63	93	30	45	18	30	41	72	48	15	81	95
AC2_3	59	85	98	55	81	57	42	84	85	52	40	92	100
AC2_4	77	105	102	81	91	92	104	93	89	74	58	103	105
AC2_5	108	108	108	108	108	108	108	108	108	108	108	108	108
AC2_6	111	138	180	111	131	121	118	136	113	133	137	111	144
AC2_7	123	189	203	153	171	201	138	153	126	138	149	180	156
AC2_8	148	200	208	167	193	206	163	189	165	150	192	193	160
AC2_9	166	211	213	185	213	210	189	199	200	212	201	197	182
AC2_10	216	216	216	216	216	216	216	216	216	216	216	216	216
AC2_11	245	219	252	219	246	288	219	239	229	226	244	221	241
AC2_12	257	288	264	231	297	311	261	279	309	246	261	234	246
AC2_13	300	301	268	256	308	316	275	301	314	271	297	273	258
AC2_14	309	305	290	274	319	321	293	321	318	297	307	308	320
AC2_15	324	324	324	324	324	324	324	324	324	324	324	324	324
AC2_16	352	329	349	353	327	360	327	354	396	327	347	337	334
AC2_17	369	342	354	365	396	372	339	405	419	369	387	417	354
AC2_18	405	381	366	408	409	376	364	416	424	383	409	422	379
AC2_19	415	416	428	417	413	398	382	427	429	401	429	426	405
TMCC1	13	10	16	23	36	31	34	4	49	78	25	7	5
TMCC2	50	28	30	37	48	39	48	7	61	82	63	25	10
TMCC3	70	44	37	51	55	47	54	17	96	85	73	47	21
TMCC4	83	47	74	68	59	65	70	51	99	98	80	60	44
TMCC5	87	54	83	105	86	72	101	71	104	102	93	87	61
TMCC6	133	115	113	121	118	124	131	144	139	142	112	157	186
TMCC7	171	133	118	158	136	138	145	156	147	156	115	169	190
TMCC8	181	155	129	178	152	145	159	163	155	162	125	204	193
TMCC9	188	168	152	191	155	182	176	167	173	178	159	207	206
TMCC10	201	195	169	195	162	191	213	194	180	209	179	212	210
TMCC11	220	265	294	241	223	221	229	226	232	239	252	247	250
TMCC12	223	277	298	279	241	226	266	244	246	253	264	255	264
TMCC13	233	312	301	289	263	237	286	260	253	267	271	263	270
TMCC14	267	315	314	296	276	260	299	263	290	284	275	281	286
TMCC15	287	320	318	309	303	277	303	270	299	321	302	288	317
TMCC16	360	355	358	328	373	402	349	331	329	337	334	340	347
TMCC17	372	363	372	331	385	406	387	349	334	374	352	354	361
TMCC18	379	371	378	341	420	409	397	371	345	394	368	361	375
TMCC19	383	389	394	375	423	422	404	384	368	407	371	398	392
TMCC20	410	396	425	395	428	426	417	411	385	411	378	407	429

The CP of a differential modulation's segment shall serve as the SP of a synchronous modulation's segment when the differential modulation's segment at the lowermost frequency is adjacent to one of the synchronous modulation's segments. The CP is thus provided at this low-frequency end. The receiver synchronously detects this CP as the high-frequency end the SP of the synchronous modulation's segment.

The TMCC and AC (AC1 and AC2) carriers shall be arranged randomly with respect to the frequency in order to reduce the degradation caused by periodic dips on channel characteristics under multi-path environment. AC carriers not only serve as AC pilot signal, but may also be used as carriers for additional information on transmission control.

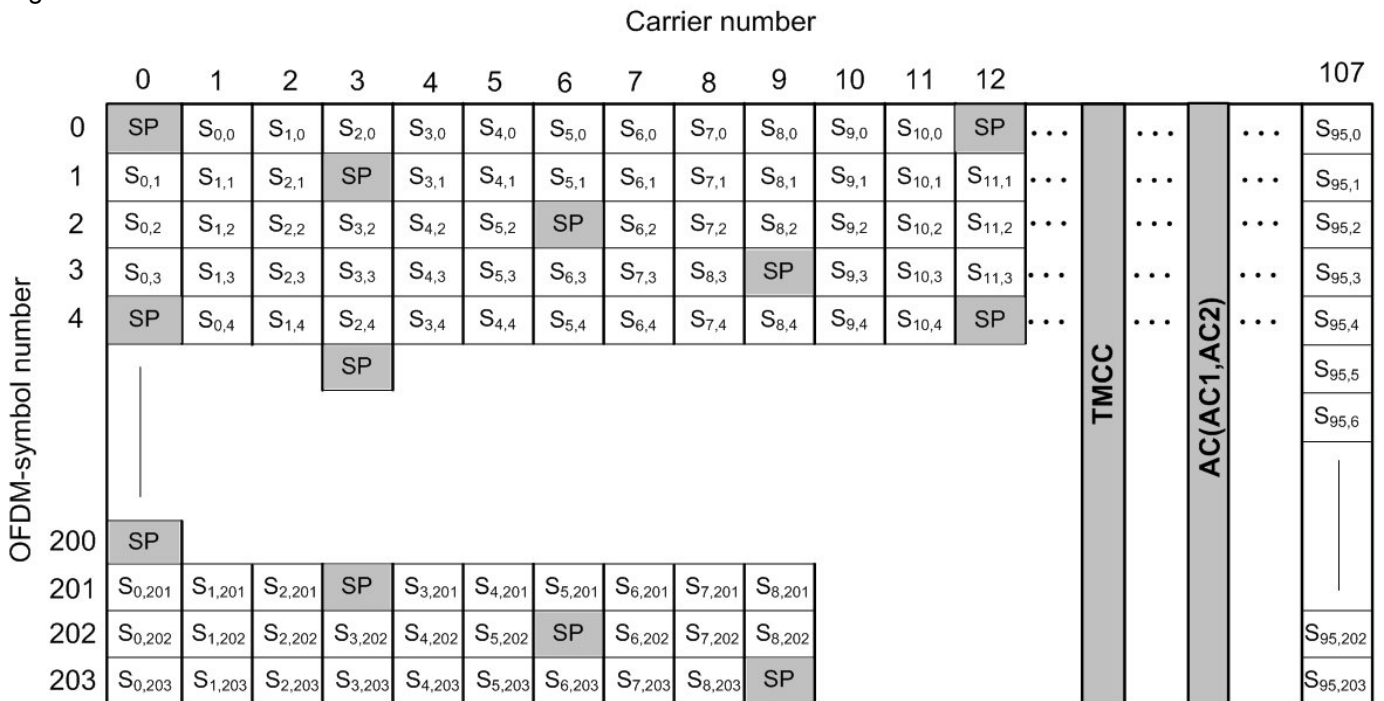
AC1 carriers for the differential modulation's segments shall be arranged at the same positions as those for the synchronous modulation's segments.

6.13.3 OFDM-segment configuration for the synchronous modulation

The SP shall be inserted into a segment once every 12 carriers in the carrier direction, and once every 4 symbols in the symbol direction (see Figure 33). The AC and TMCC carrier arrangements shall be in accordance to Tables 20, 21 and 22.

The AC1 carrier arrangement for the synchronous modulation is the same as that for the differential modulation. AC2 shall be available only for the differential modulation. Therefore, the synchronous modulation shall not have any AC2.

The TMCC and AC (AC1) carriers shall arranged randomly with respect to the frequency direction in order to reduce the periodic impact of dip on channel characteristics caused by multipath. AC1 carriers for the differential modulation's segments shall be arranged at the same positions as those for the synchronous modulation's segments.



NOTE Si,j represents carrier symbols within data segments following interleaving

Figure 33 — Configuration of the OFDM modulation for synchronous modulation (QPSK, 16QAM, 64QAM) at mode 1

Table 20 — AC and TMCC carrier arrangements for the synchronous modulation and mode 1

Segment number	11	9	7	5	3	1	0	2	4	6	8	10	12
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
TMCC 1	70	25	17	86	44	47	49	31	83	61	85	101	23

Table 21 — AC and TMCC carrier arrangements for the synchronous modulation and mode 2

Segment number	11	9	7	5	3	1	0	2	4	6	8	10	12
AC1_1	10	61	20	35	4	8	98	53	11	74	76	40	7
AC1_2	28	100	40	79	89	64	101	83	101	100	97	89	89
AC1_3	161	119	182	184	148	115	118	169	128	143	112	116	206
AC1_4	191	209	208	205	197	197	136	208	148	187	197	172	209
TMCC 1	70	17	44	49	83	85	23	25	86	47	31	61	101
TMCC 2	133	194	155	139	169	209	178	125	152	157	191	193	131

Table 22 — AC and TMCC carrier arrangements for the synchronous modulation and mode 3

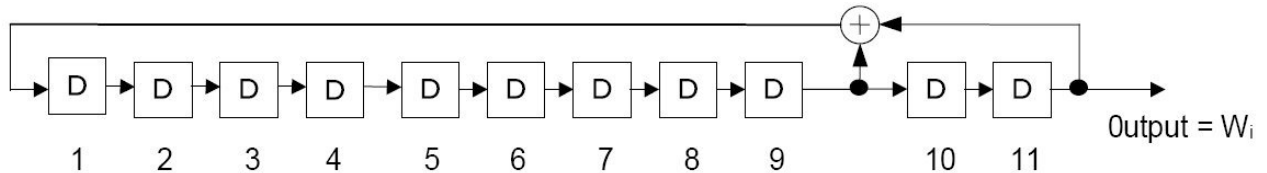
Segment number	11	9	7	5	3	1	0	2	4	6	8	10	12
AC1_1	10	20	4	98	11	76	7	61	35	8	53	74	40
AC1_2	28	40	89	101	101	97	89	100	79	64	83	100	89
AC1_3	161	182	148	118	128	112	206	119	184	115	169	143	116
AC1_4	191	208	197	136	148	197	209	209	205	197	208	187	172
AC1_5	277	251	224	269	290	256	226	236	220	314	227	292	223
AC1_6	316	295	280	299	316	305	244	256	305	317	317	313	305
AC1_7	335	400	331	385	359	332	377	398	364	334	344	328	422
AC1_8	425	421	413	424	403	388	407	424	413	352	364	413	425
TMCC 1	70	44	83	23	86	31	101	17	49	85	25	47	61
TMCC 2	133	155	169	178	152	191	131	194	139	209	125	157	193
TMCC 3	233	265	301	241	263	277	286	260	299	239	302	247	317
TMCC 4	410	355	425	341	373	409	349	371	385	394	368	407	347

6.14 Pilot signals

6.14.1 Scattered pilot (SP)

Scattered pilot is a BPSK signal that correlates output bit sequence W_i of the PRBS-generating circuit (see Figure 34). The following equation shows the PRBS polynomial generator.

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



NOTE The letter i of W_i is corresponds to the carrier number i of OFDM-segment.

Figure 34 — PRBS-generating circuit

The initial value of the PRBS-generating circuit shall be defined for each segment.

The initial values are shown in Table 23, while the correspondence between W_i and the modulating signal shall be in accordance to Table 24.

Table 23 — Initial value of the PRBS-generating circuit

Segment number	Initial value in mode 1	Initial value in mode 2	Initial value in mode 3
11	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
9	1 1 0 1 1 0 0 1 1 1 1 1	0 1 1 0 1 0 1 1 1 1 1 0	1 1 0 1 1 1 1 0 0 1 0 1
7	0 1 1 0 1 0 1 1 1 1 1 0	1 1 0 1 1 1 1 0 0 1 0 1	1 0 0 1 0 1 0 0 0 0 0 0
5	0 1 0 0 0 1 0 1 1 1 1 0	1 1 0 0 1 0 0 0 0 1 0 0	0 1 1 1 1 0 0 0 1 0 0 1
3	1 1 0 1 1 1 1 0 0 1 0 1	1 0 0 1 0 1 0 0 0 0 0 0	0 0 1 0 0 0 1 1 0 0 1
1	0 0 1 0 1 1 1 1 1 0 1 0	0 0 0 0 1 0 1 1 1 0 0 0	1 1 1 0 0 1 1 0 1 1 0
0	1 1 0 0 1 0 0 0 0 1 0 0	0 1 1 1 0 0 0 1 0 0 1	0 0 1 0 0 0 0 1 0 1 1
2	0 0 0 1 0 0 0 0 1 0 0	0 0 0 0 0 1 0 0 1 0 0	1 1 1 0 0 1 1 1 1 0 1
4	1 0 0 1 0 1 0 0 0 0 0 0	0 0 1 0 0 0 1 1 0 0 1	0 1 1 0 1 0 1 0 0 1 1
6	1 1 1 1 0 1 1 0 0 0 0 0	0 1 1 0 0 1 1 1 0 0 1	1 0 1 1 1 0 1 0 0 1 0
8	0 0 0 0 1 0 1 1 1 0 0 0	1 1 1 0 0 1 1 0 1 1 0	0 1 1 0 0 0 1 0 0 1 0
10	1 0 1 0 0 1 0 0 1 1 1 1	0 0 1 0 1 0 1 0 0 0 1	1 1 1 1 0 1 0 0 1 0 1
12	0 1 1 1 0 0 0 1 0 0 1	0 0 1 0 0 0 0 1 0 1 1	0 0 0 1 0 0 1 1 1 0 0

NOTE Arranged in Ascending Order of Bits from Left to Right. Each of the initial values matches the value obtained by setting all bits to an initial value of 1s and continuously generating all carriers in the entire band, starting with the leftmost carrier (carrier 0 of segment 11) and ending with the rightmost carrier.

Table 24 — W_i and modulating signal

Wi value	Modulating-signal amplitude (I, Q)
1	(- 4/3, 0)
0	(+ 4/3, 0)

6.14.2 Continual pilot (CP)

As with the scattered pilot (CP) shall be a BPSK signal modulated in accordance with the carrier position (carrier number within a segment) into which it is to be inserted, and also in accordance with the W_i value. The correspondence between W_i and the modulating signal shall be the same as that shown in Table 24. The phase angle of CP determined with respect to carrier position shall be constant in every symbol.

6.14.3 TMCC

TMCC shall be transmitted by means of the DBPSK signal modulated in accordance with the information shown in Section 3.14. The reference for differential modulation B_0 is stipulated by W_i shown in Section 3.13. After differential coding, the TMCC modulating signal takes signal points (+ 4/3, 0) and (- 4/3, 0) for information 0 and 1, respectively.

Information B'_0 to B'_{203} available following differential coding shall be stipulated in relation to information B_0 to B_{203} prior to differential coding, as follows:

$$B'_0 = W_i \text{ (reference for differential modulation)}$$

$$B'_k = B'_{k-1} \oplus B_k; k = 1, 203, \oplus \text{ represents EXCLUSIVE OR}$$

6.14.4 AC

AC channel shall be designed to convey additional information on modulating signal-transmission control. AC's additional information shall be transmitted by modulating the pilot carrier of a type similar to CP through DBPSK. The reference for differential modulation shall be provided at the first frame symbol, and takes the signal point that corresponds to the W_i value stipulated in 6.14.1.

The AC modulating signal takes signal points (+ 4/3, 0) and (- 4/3, 0) for information 0 and 1, respectively, available following differential coding. If there is no additional information, information 1 shall be inserted as stuffing bits.

Two channels shall be available as AC: AC1 channel with which the same carrier position is employed for all segments, regardless of which modulation scheme is used; and AC2 channel, which shall be provided in the differential modulation's segments.

To ensure diversity in applications, only DBPSK modulation shall be used.

The transmission capacity for each television channel varies depending on the segment configuration (see Table 25).

Table 25 — Examples of transmission capacities for AC carriers (mode 1, guard interval of 1/8)

	Synchronous modulation's segment		Differential modulation's segment	
	1	13	1	13
AC1	7,0 kbps	91,3 kbps	7,0 kbps	91,3 kbps
AC2	-	-	14,0 kbps	182,5 kbps

6.15 Transmission spectrum configuration

6.15.1 Position of the segments within the 6 MHz spectrum

The arrangement of OFDM segments shall be in accordance to Figure 35. Segment number 0 shall be positioned at the center of the entire band, with successively numbered segments placed alternately above and below that segment.

NOTE "Partial-reception portion," "Differential modulation portion," and "Synchronous modulation portion" in the figure are merely examples of segment usage.

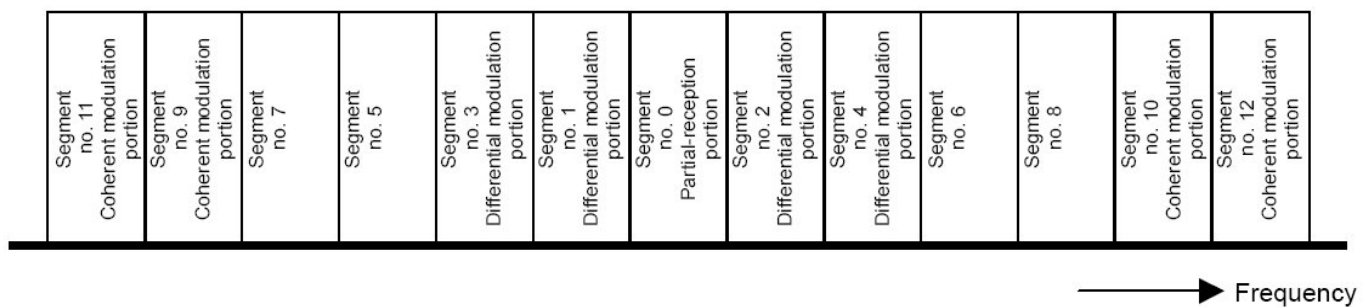


Figure 35 — OFDM-Segment numbers on the transmission spectrum and example of usage

For hierarchical transmission, segments of the differential modulation shall be assigned alternately above and below segment No. 0, in ascending order of segment number, with segments of the synchronous modulation assigned alternately above and below segments of the differential modulation. For hierarchical transmission, the segment position assigned to partial reception shall be always n° 0.

To make up the entire transmission spectrum, a continuous carrier with its phase stipulated by W_i is provided at the right-hand end of the band. The modulating signal used for the rightmost carrier is shown in Table 26.

Table 26 — Modulating signal for the rightmost continuous carrier

Mode	Modulating-signal amplitude (I, Q)
Mode 1	(- 4/3, 0)
Mode 2	(+ 4/3, 0)
Mode 3	(+ 4/3, 0)

The continuous carrier at the uppermost frequency of the television band is a pilot carrier required for demodulation when the adjacent segment shall be a synchronous modulation. This carrier shall be always present in the Brazilian system.

The partial-reception segment shall be assigned to n° 0 in order to ensure easy tuning by the receiver.

6.15.2 RF-signal format

The signal format in the RF band shall be defined by the following equations:

$$s(t) = \text{Re} \left\{ e^{j2\pi f_c t} \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{K-1} c(n, k) \psi(n, k, t) \right\}$$

$$\psi(n, k, t) = \begin{cases} e^{j2\pi \frac{k-K_c}{T_u} (t-T_g-nT_s)} & nT_s \leq t < (n+1)T_s \\ 0 & t < nT_s, \quad (n+1)T_s \leq t \end{cases}$$

where

k is successive across the entire band, with number 0 assigned to carrier 0 of segment 11;

n is symbol number;

K is the carrier total count (mode 1: 1 405; mode 2: 2 809; mode 3: 5 617);

T_s is time duration of OFDM symbol;

T_g is time duration of guard-interval;

T_u is time duration of useful part of a symbol;

f_c is RF-signal center frequency;

K_c is the carrier number corresponding to the RF-signal center frequency (mode 1: 702; mode 2: 1 404; mode 3: 2 808);

$c(n, k)$ is the complex signal-point vector corresponding to symbol number n and carrier number k ;

$s(t)$ is the RF signal.

The center frequency for digital terrestrial television broadcasting shall be stipulated by the RF frequency corresponding to K_c .

6.15.3 Insertion of a guard interval

A guard interval, the latter part of the IFFT data output for the specified duration, shall be added without any modification to the beginning of the effective symbol (see Figure 36).

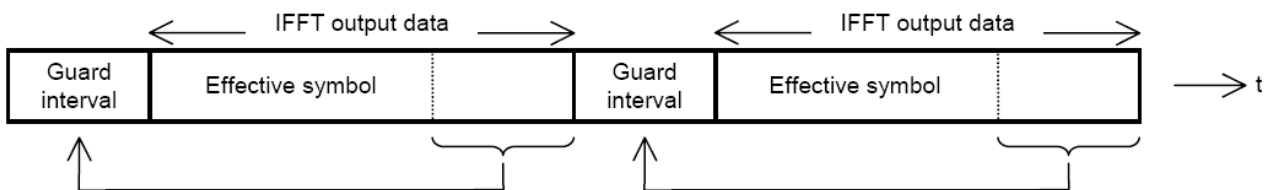


Figure 36 — Guard interval insertion

6.16 TMCC signal - Transmission and multiplexing configuration control

6.16.1 Overview

The TMCC signal shall be used to convey information on how the receiver is to perform demodulation of information such as the hierarchical configuration and the OFDM-segment transmission parameters. The TMCC signal shall be transmitted by means of the TMCC carrier (see 6.14).

6.16.2 Assignment of TMCC carrier bits

The assignment of 204 TMCC carrier bits B0 to B203 shall be in accordance to Table 27.

Table 27 — Bit assignment

B ₀	Reference for differential demodulation
B ₁ – B ₁₆	Synchronizing signal (W0 = 0011010111101110, W1 = 1100101000010001)
B ₁₇ – B ₁₉	Segment type identification (differential: 111; synchronous: 000)
B ₂₀ – B ₁₂₁	TMCC information (102 bits)
B ₁₂₂ – B ₂₀₃	Parity bit

6.16.3 References for differential demodulation

The reference amplitude and phase for differential demodulation shall be given by W_i (see Table 23).

6.16.4 Synchronizing signal

The synchronizing signal consists of a 16-bit word and takes one of two forms:

- with W0 = 0011010111101110
- with W1 = 1100101000010001 obtained by inverting each bit of W0.

One of W0 and W1 shall be transmitted alternately for each frame (see Table 28).

Table 28 — Example of synchronizing signal

Frame number ^a	Synchronizing signal
1	0011010111101110
2	1100101000010001
3	0011010111101110
4	1100101000010001
.	.
.	.
^a Frame numbers are assigned for convenience of description.	

A synchronizing signal shall be designed to establish synchronism between transmission and reception of a TMCC signal and OFDM frame. To prevent false synchronization lock caused by the TMCC-information bit pattern matching that of the synchronizing signal, the polarity of the synchronizing signal shall be inverted every frame.

NOTE Because TMCC information itself is not inverted every frame, it is possible to prevent false synchronization lock by means of inversion of the synchronizing-signal polarity.

6.16.5 Segment type identification

This signal B₁₇, B₁₈ and B₁₉ shall be used to determine whether a segment is a differential or synchronous modulation. A 3-bit word. “111” and “000” shall be assigned to this signal for a differential and synchronous modulation, respectively.

The number of TMCC carriers varies depending on the segment format. There shall be only one TMCC carrier if the partial-reception segment belongs to one of the synchronous modulations. Even in this case, to ensure reliable decoding, three bits shall be assigned to the identification signal such that the code-to-code distance becomes maximal when these bits are inverted.

6.16.6 TMCC information

6.16.6.1 TMCC function

TMCC information shall assist the receiver in demodulating and decoding various information, including the system identification, the indicator of transmission-parameter switching, the start flag for emergency-alarm broadcasting, the current information, and the next information.

The current information shall represent the current hierarchical configuration and transmission parameters, while the next information shall include the transmission parameters following switching.

Prior to the countdown for switching (see 6.16.6.3), the next information may be specified or changed at the desired time. However, no changes may be made during countdown.

The TMCC-information bit assignment and the transmission parameters included in next information, respectively shall be in accordance to Tables 29 and 30.

NOTE Of the 102 bits of TMCC information, 90 bits have already been defined. The remaining 12 bits are reserved for future expansion. For operation, all these bits are stuffed with 1s.

Table 29 — TMCC Information

Bit assignment	Description		Remarks
B ₂₀ – B ₂₁	System identification		See Table 31
B ₂₂ – B ₂₅	Indicator of transmission-parameter switching		See Table 32
B ₂₆	Start flag for emergency-alarm broadcasting		See Table 33
B ₂₇	Current information	Partial-reception flag	See Table 34
B ₂₈ – B ₄₀		Transmission-parameter information for hierarchical layer A	See Table 30
B ₄₁ – B ₅₃		Transmission-parameter information for hierarchical layer B	
B ₅₄ – B ₆₆		Transmission-parameter information for hierarchical layer C	
B ₆₇	Next information	Partial-reception flag	See Table 34
B ₆₈ – B ₈₀		Transmission-parameter information for hierarchical layer A	See Table 30
B ₈₁ – B ₉₃		Transmission-parameter information for hierarchical layer B	
B ₉₄ – B ₁₀₆		Transmission-parameter information for hierarchical layer C	
B ₁₀₇ – B ₁₀₉	Phase-shift-correction value for connected segment transmission ^(Note)		1 for all bits
B ₁₁₀ – B ₁₂₁	Reserved		1 for all bits

Table 30 — Contents of transmission-parameter information

Description	Number of bits	Remarks
Carrier modulation scheme	3	See Table 35
Convolutional-coding rate	3	See Table 36
Interleaving length	3	See Table 37
Number of segments	4	See Table 38

6.16.6.2 System identification

Two bits shall be assigned to the signal provided for system identification purposes. In the case of the Brazilian system, the identification bit shall be "00". The remaining values are reserved. (see Table 31).

Table 31 — System Identification

$B_{20} - B_{21}$	Meaning
00	System based on this
01, 10, 11	Reserved

6.16.6.3 Indicator of transmission-parameter switching

To switch between sets of transmission parameters, the contents of the indicator of transmission-parameter switching shall be counted down in order to inform the receiver of transmission-parameter switching and adjust the timing accordingly.

These indicator bits are normally set to "1111." However, when it is necessary to switch parameters, the countdown starts 15 frames prior to switching, thus decrementing the contents of these bits by 1 every frame. When the contents reach "0000," they shall be set back to "1111."

Switching shall be performed in synchronization with the next frame that outputs "0000." That is, a new set of transmission parameters apply, starting with the frame with which the contents of the bits are set back to "1111." The meaning of each count of the indicator of transmission-parameter switching is presented in Table 32.

Table 32 — Indicator of transmission-parameter switching

$B_{22} - B_{25}$	Meaning
1111	Normal value
1110	15 frames prior to switching
1101	14 frames prior to switching
1100	13 frames prior to switching
...	...
0010	3 frames prior to switching
0001	2 frames prior to switching
0000	1 frame prior to switching

When switching any of the transmission parameters and flags contained in the current information and the next information (see Table 29) (partial-reception flag, carrier modulation scheme, convolutional-coding rate, interleaving length, and the number of segments). The contents of the 4-bit indicator of transmission parameter switching (see Table 32) are counted down.

NOTE When switching only the start flag for emergency-alarm broadcasting, the contents of the indicator of transmission parameter switching are not counted down.

6.16.6.4 Start flag for emergency-alarm broadcasting

The content of the start flag shall be 1 and 0 when the receiver startup is and is not controlled, respectively (see Table 33).

Table 33 — Start flag for emergency-alarm broadcasting

B₂₆	Meaning
0	No startup control
1	Startup control available

6.16.6.5 Partial-reception flag

The content of the partial-reception flag shall be 1 when the segment at the center of the transmission band is used and 0 when the segment at the center of the transmission band is not used for partial reception (see Table 34).

When segment number 0 is used for partial reception, hierarchical layer A (see Table 29) shall be assigned to that segment. The content of this flag shall be 1 if there is no next information.

Table 34 — Partial-reception flag

B₂₇/B₆₇	Meaning
0	No partial reception
1	Partial reception available

6.16.6.6 Carrier modulation scheme

The meaning of carrier modulation scheme bits shall be in accordance to Table 35. The content of these bits is 111 for an unused hierarchical layer, or when there is no next information.

Table 35 — Carrier modulation scheme

$B_{28} - B_{30}/B_{41} - B_{43}/B_{54} - B_{56}$ $B_{68} - B_{70}/B_{81} - B_{83}/B_{94} - B_{96}$	Meaning
000	DQPSK
001	QPSK
010	16QAM
011	64QAM
100–110	Reserved
111	Unused hierarchical layer

With a TMCC signal, the meanings of all sets of bit contents shall be the same for all three hierarchical layers. When signals of two hierarchical layers or fewer are transmitted, the content of these bits for vacant hierarchical layer(s) shall be 111. The content of these bits shall be 111 if there is no next information, as when broadcasting ends.

6.16.6.7 Convolutional-coding rate

The content meaning of convolutional-coding-rate bits shall be in accordance to Table 36. The content of these bits is 111 for an unused hierarchical layer or when there is no next information.

Table 36 — Convolutional-coding rate

$B_{31} - B_{33}/B_{44} - B_{46}/B_{57} - B_{59}$ $B_{71} - B_{73}/B_{84} - B_{86}/B_{87} - B_{99}$	Meaning
000	1/2
001	2/3
010	3/4
011	5/6
100	7/8
101–110	Reserved
111	Unused hierarchical layer

6.16.6.8 Interleaving length

The meanings of contents of time-interleaving-length bits shall be in accordance to Table 37. This information represents time interleaving length I shown in Table 13. The content of these bits shall be 111 for an unused hierarchical layer or when there is no next information.

Table 37 — Interleaving length

$B_{34} - B_{36}/B_{47} - B_{49}/B_{60} - B_{62}$ $B_{74} - B_{76}/B_{87} - B_{89}/B_{100} - B_{102}$	Meaning (value I)
000	0 (mode 1), 0 (mode 2) , 0 (mode 3)
001	4 (mode 1) , 2 (mode 2) , 1 (mode 3)
010	8 (mode 1) , 4 (mode 2) , 2 (mode 3)
011	16 (mode 1) , 8 (mode 2) , 4 (mode 3)
100–110	Reserved
111	Unused hierarchical layer

6.16.6.9 Number of segments

The meanings of contents of segments bits shall be in accordance to Table 38. The content of these bits shall be 1111 for an unused hierarchical layer or when there is no next information.

Table 38 — Number of segments

$B_{37} - B_{40}/B_{50} - B_{53}/B_{63} - B_{66}$ $B_{77} - B_{80}/B_{90} - B_{93}/B_{103} - B_{106}$	Meaning
0000	Reserved
0001	1 segment
0010	2 segments
0011	3 segments
0100	4 segments
0101	5 segments
0110	6 segments
0111	7 segments
1000	8 segments
1001	9 segments
1010	10 segments
1011	11 segments
1100	12 segments
1101	13 segments
1110	Reserved
1111	Unused hierarchical layer

6.16.6.10 Channel-coding scheme

B_{20} to B_{121} of TMCC information are error-correction coded by means of the shortened code (184,102) of the difference cyclic code (273,191). The following shows the generating polynomial of the (273,191) code:

$$g(x) = x^{82} + x^{77} + x^{76} + x^{71} + x^{67} + x^{66} + x^{56} + x^{52} + x^{48} + x^{40} + x^{36} + x^{34} + x^{24} + x^{22} + x^{18} + x^{10} + x^4 + 1$$

Because TMCC information is used to specify transmission parameters and control the receiver operation, it shall be transmitted with higher reliability than program signals. Due to the difficulties involved with a receiver using the same concatenated-code decoding circuit for TMCC information and program signals, and in consideration of the fact that the use of block code is advantageous due to its shorter processing time, the shortened code (184,102) of the difference cyclic code (273,191) shall be used as the error-correction code for TMCC information.

The same TMCC signals shall be transmitted by means of multiple carriers. Therefore, it is possible to reduce the required C/N by simply adding these signals, thus ensuring improved reception performance. These error-correction techniques and the addition process make it possible to receive TMCC signals at a lower C/N than for program signals.

By excluding the synchronizing signal and segment type identification from the group of bits checked for errors, the contents of all TMCC carrier bits shall be the same, which makes it possible to determine the content of each bit, including a parity bit, by determining the contents of the majority of the carriers.

6.16.6.11 Modulation scheme

TMCC carriers shall be modulated through DBPSK (see 6.14.3).

7 Frequency utilization requirements

7.1 Frequency bandwidth

A frequency bandwidth of 5.7 MHz shall be used for digital terrestrial television broadcasting. The carrier frequency shall be the center frequency of the frequency bandwidth.

The frequency bandwidth shall be 5.7 MHz when the OFDM carrier bandwidth is 5.572 MHz with 4 kHz spacing between carrier frequencies in Mode 1. This bandwidth shall apply regardless of which mode is chosen, and has been selected to ensure that the bandwidth of 5.610 MHz has some margin to determine that each carrier of the uppermost and lowermost in the 5.572..MHz bandwidth includes 99 % of energy.

The center frequency shall be the frequency of the carrier at the center, among an odd number of OFDM carriers.

7.2 Permissible transmission-frequency deviation

The frequency stability of the carriers, when the temperature varies between +10 °C e + 50 °C and the input voltage varies between ± 15 % of the nominal voltage, shall be better than ± 1 Hz.

The permissible transmission-frequency deviation shall be ± 1 Hz.

7.3 Frequency offset of the OFDM carriers

The frequency of the terrestrial transmission signal shall have a positive offset of 1/7 MHz (142.857 kHz) in relation to the channel central carrier to be used in the current channel allotment plan (see Figure 37).

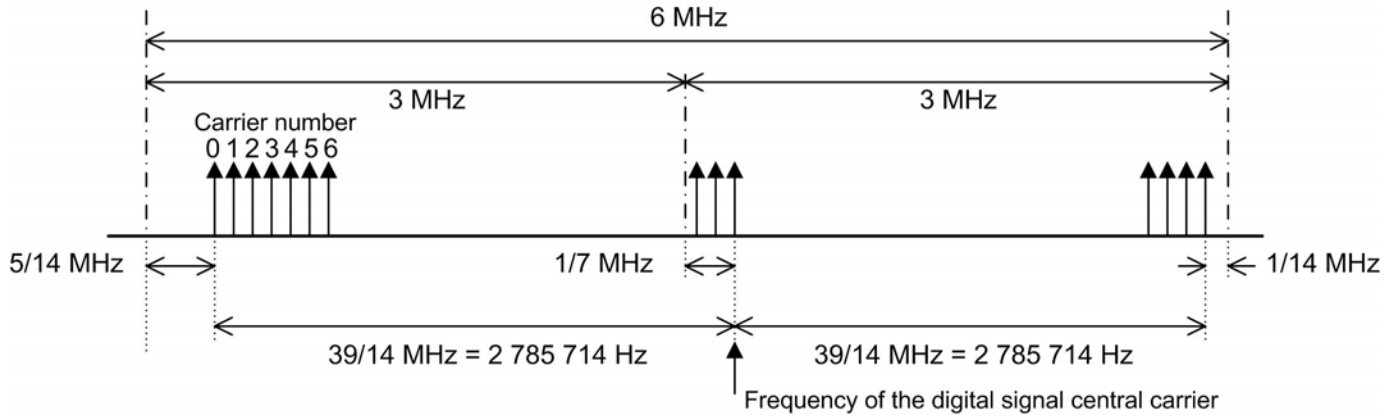


Figure 37 — Example of OFDM signal arrangement

The terrestrial emissions shall obey to Tables 39 and 40 of the channel allocation frequencies.

Table 39 — High VHF channels

Channel	Initial frequency MHz	Final frequency MHz	Central frequency MHz
07	174	180	177 + 1/7
08	180	186	183 + 1/7
09	186	192	189 + 1/7
10	192	198	195 + 1/7
11	198	204	201 + 1/7
12	204	210	207 + 1/7
13	210	216	213 + 1/7

Table 40 — UHF channels

Channel	Initial frequency MHz	Final frequency MHz	Central frequency MHz
14	470	476	473 + 1/7
15	476	482	479 + 1/7
16	482	488	485 + 1/7
17	488	494	491 + 1/7
18	494	500	497 + 1/7
19	500	506	503 + 1/7
20	506	512	509 + 1/7
21	512	518	515 + 1/7
22	518	524	521 + 1/7
23	524	530	527 + 1/7
24	530	536	533 + 1/7
25	536	542	539 + 1/7
26	542	548	545 + 1/7
27	548	554	551 + 1/7
28	554	560	557 + 1/7
29	560	566	563 + 1/7
30	566	572	569 + 1/7
31	572	578	575 + 1/7
32	578	584	581 + 1/7
33	584	590	587 + 1/7
34	590	596	593 + 1/7
35	596	602	599 + 1/7
36	602	608	605 + 1/7
37	Not used for television	Not used for television	Not used for television
38	614	620	617 + 1/7
39	620	626	623 + 1/7
40	626	632	629 + 1/7
41	632	638	635 + 1/7
42	638	644	641 + 1/7
43	644	650	647 + 1/7
44	650	656	653 + 1/7
45	656	662	659 + 1/7
46	662	668	665 + 1/7
47	668	674	671 + 1/7
48	674	680	677 + 1/7
49	680	686	683 + 1/7
50	686	692	689 + 1/7
51	692	698	695 + 1/7
52	698	704	701 + 1/7
53	704	710	707 + 1/7
54	710	716	713 + 1/7
55	716	722	719 + 1/7
56	722	728	725 + 1/7
57	728	734	731 + 1/7
58	734	740	737 + 1/7
59	740	746	743 + 1/7
60	746	752	749 + 1/7
61	752	758	755 + 1/7
62	758	764	761 + 1/7
63	764	770	767 + 1/7
64	770	776	773 + 1/7
65	776	782	779 + 1/7
66	782	788	785 + 1/7
67	788	794	791 + 1/7
68	794	800	797 + 1/7
69	800	806	803 + 1/7

7.4 IFFT sampling frequency and permissible deviation

The IFFT sampling frequency for use with OFDM for digital terrestrial television broadcasting shall be as follows:

$$F_s = 512/63 \text{ MHz} = 8\,126\,984 \text{ Hz}$$

The permissible deviation is $\pm 0.3 \text{ Hz/MHz}$. This frequency deviation (caused by FFT sample frequency error) at each end of the bandwidths is 1 Hz or less.

An IFFT sampling frequency of 512/63 MHz, a theoretical sample frequency, may be used if the permissible deviation requirement is met.

7.5 Transmission spectrum mask

7.5.1 Characteristics of the transmission spectrum mask

The out-of-band spectrum level allocated for broadcasting the television signal shall be reduced applying a proper filtering. Figure 38 and Table 41 indicate the minimum attenuation and the out-of-band emission in relation to the transmitter average power, specified in relation to the spacing of the signal central carrier, for critical, sub-critical and non-critical mask.

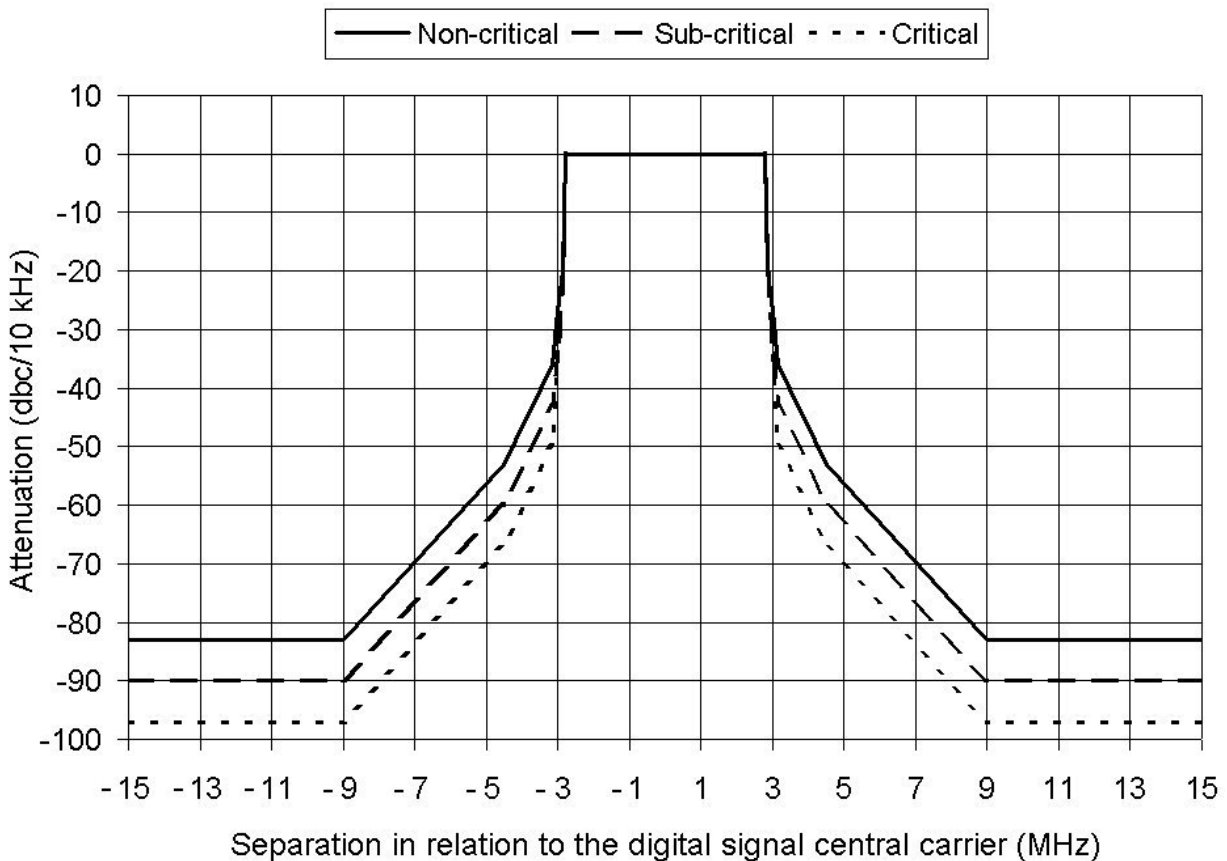


Figure 38 — Transmission-spectrum limit masks for digital terrestrial television broadcasting

Table 41 — Specification of the transmission spectrum mask

Separation in relation to the digital signal central carrier MHz	Minimum attenuation in relation to average power, measured at carrier central frequency		
	Non-critical mask dB	Sub-critical mask dB	Critical mask dB
- 15	83.0	90.0	97.0
- 9	83.0	90.0	97.0
- 4.5	53.0	60.0	67.0
- 3.15	36.0	43.0	50.0
- 3.00	27.0	34.0	34.0
- 2.86	20.0	20.0	20.0
- 2.79	0.0	0.0	0.0
2.79	0.0	0.0	0.0
2.86	20.0	20.0	20.0
3.00	27.0	34.0	34.0
3.15	36.0	43.0	50.0
4.5	53.0	60.0	67.0
9	83.0	90.0	97.0
15	83.0	90.0	97.0

The values of Table 41 shall be measured with a spectrum analyzer configured according to Table 42.

Table 42 — Spectrum settings for mask measurement

Central frequency	SPAN	RBW	VBW	Detection mode
Modulated carrier central frequency	20 MHz	10 kHz	300 Hz or lower	Positive peak detection

The cut point shall be measured using a spectrum analyzer adjusted for a 20 MHz span frequency or lower and a 10 kHz bandwidth resolution (RBW). It shall be used a 300 Hz or lower video bandwidth (VBW).

7.5.2 Criteria for applying masks

Application of masks shall take in account the class of the stations and substations.

Digital stations are classified in Special Class, Class A, Class B and Class C. Table 43 indicates maximum values of ERP power for each class of station taking as reference height 150 m above average terrain level.

Table 43 — Maximum power of each class

Class	Maximum ERP power (Haat = 150 m) kW	
	VHF high	UHF
Special	16	80
A	1.6	8
B	0.16	0.8
C	0.016	0.08

Each class is divided in subclasses where the power difference between the various subclasses is of 1 dB.

Two channels shall be said adjacent if, and only if, the difference between central frequencies of involved channels is of 6 MHz.

Criteria for employing non-critical, sub-critical and critical emission masks are indicated on Table 44.

Table 44 — Criteria for the use of the critical, sub-critical and non-critical emission mask

Digital station class	A, B and C				Special		
Distance in relation to the adjacent channel installed in the same location	< 400 m		> 400 m		Absence of adjacent channel foreseen of installed in the same location	Presence of adjacent channel foreseen or installed in the same location	Absence of adjacent channel foreseen of installed in the same location
Type of channel modulation of the adjacent channel foreseen or installed in the same location	Analogue	Digital	Analogue	Digital			
$P_{\text{digital}} < P_{\text{adjacente}} + 3 \text{ dB}$	Critical	Sub-critical	Critical		Non-critical	Critical	
$P_{\text{digital}} > P_{\text{adjacente}} + 3 \text{ dB}$		Critical					
P_{digital} = ERP Power of the digital station $P_{\text{adjacente}}$ = ERP Power of the adjacent channel station							

7.6 Allowable spurious emission intensity

The allowable spurious emission power shall be in accordance to Table 45.

Table 45 — Allowable spurious emission power

Separation in relation to the digital signal central carrier	Minimum attenuation in relation to the average power measured frequency of the central carrier
> 15 MHz	60 dB for $P > 25 \text{ W}$, limited to 1 mW in VHF and 20 mW in UHF
< - 15 MHz	For $P \leq 25 \text{ W}$, limited to 25 μW in VHF and UHF

Bibliography

- [1] *Resolução 407, de 10 de junho de 2005, Agência Nacional de Telecomunicações, Plano Básico de Distribuição de Canais Digitais*
- [2] ABNT NBR 15602:2007, *Digital terrestrial television – Video coding, audio coding and multiplexing*
- [3] ISO/IEC 13818-1:2007, *Information technology – Generic coding of moving pictures and associated audio information: Systems*
- [4] ARIB STD-B10:2003, *Service information for digital broadcasting system*
- [5] JEITA Handbook, 2005, *Methods of Measurement for Digital Terrestrial Broadcasting Transmission Networks*

“XVIII INTERNATIONAL CONGRESS OF ELECTRONIC, ELECTRICAL AND SYSTEMS ENGINEERING”

“AÑO DEL CENTENARIO DE MACHU PICCHU PARA EL MUNDO”

Lima - Perú, 13 de Junio del 2011

Estimado(a)

Autor: Ing. David Ponce Enríquez

Del artículo de investigación:

“Simulador de las Capas de Transmisión y Recepción ISDB-Tb para Canales Gaussianos con Ruido Impulsivo”

De código: P-119

**ASUNTO: Aprobación del Comité Técnico IEEE INTERCON 2011
Para participar en calidad de Ponente de Conferencia Técnica**


Reciba Usted un cordial saludo en nombre del Comité Técnico IEEE INTERCON 2011 y de la Universidad Nacional de Ingeniería de la ciudad de Lima – Perú. El motivo de la presente, se debe a que tenemos el grato honor de invitarlo a participar en calidad de **Ponente de Conferencia Técnica (*)** en el marco del **“XVIII INTERNATIONAL CONGRESS OF ELECTRONIC, ELECTRICAL AND SYSTEMS ENGINEERING” – INTERCON 2011**, el evento más importante del **IEEE SECCIÓN PERÚ**, el cual se realizará del 8 al 13 de agosto del 2011 en la ciudad de Lima, Perú.

El Comité Técnico, organizadores de **“Call For Papers IEEE INTERCON 2011”**, del cual fue Usted contribuyente, le da la grata noticia de la selección de su artículo luego del periodo de revisión que fue a cargo de nuestro **Staff de Revisores Distinguidos**. Por ello, su artículo se presentará en una **Conferencia Técnica. (*)** Sin embargo, antes de ello, Usted deberá realizar las correcciones dadas por los Revisores a su artículo de investigación. Esto debe efectuarse dentro de la fecha establecida. Después de ello, Usted estará apto para ser considerado como **Ponente de Conferencia Técnica**, para lo cual se encuentra aperturada la etapa de inscripción al **“Programa de Conferencias Técnicas”**, a partir del **20 de marzo del 2011**.

Para más información puede visitar: <http://www.intercon2011.org/call-for-papers/beneficios-autores>

A su vez es oportuno indicarle que la organización del **IEEE INTERCON 2011** se encuentra a su entera disposición para brindarle toda la información que Usted requiera, para ello le pedimos que visite: www.intercon2011.org.

Agradecemos la atención a la presente y esperamos contar con su gentil contribución al desarrollo del IEEE INTERCON 2011, del cual estamos convencidos, usted dará un mayor realce. Nos despedimos con muestras de aprecio hacia su persona en nombre del Comité Técnico IEEE INTERCON 2011, Lima-PERU.



Dr. Carlos Silva Cárdenas
Coordinador Honorario del Comité Técnico
PRESIDENTE IEEE SECCIÓN PERÚ 2009-2010
csilvac@ieee.org

Atentamente,



Sr. Miguel Hurtado Garrafa
Coordinador General Estudiantil del Comité Técnico
REIEEE – UNI – IEEE SECCIÓN PERU
miguel.hurtado@ieee.org

www.intercon2011.org



CERTIFICADO

Se otorga el presente a:

David Alonso Ponce Enríquez

Por su participación como **Ponente Técnico** en el marco del XVIII Congreso Internacional de Ingeniería Eléctrica, Electrónica, Sistemas y Ramas Afines "IEEE INTERCON 2011"

Lima - Perú, de Agosto de 2011



Dr. Oscar Penny Cabrera
PRESIDENTE
IEEE SECCIÓN PERÚ



Dr. Aurelio Padilla Ríos
RECTOR
UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERÍA



Brandy Arturo Huamán Loaiza
PRESIDENTE
IEEE INTERCON 2011

MERIDA

V CIBELEC 2012



VENEZUELA

V CIBELEC 2012

CERTIFICADO

QUE SE OTORGA A:

Ing. David Alonso Ponce Enriquez

POR SU PARTICIPACION EN CALIDAD DE:

Conferencista

**(Simulador de las Capas de Tranmisión y Recepción ISDB-T para
Canales Gaussianos con Ruido Impulsivo)**

EN EL V CONGRESO IBEROAMERICANO DE ESTUDIANTES DE INGENIERÍA ELÉCTRICA,
REALIZADO DEL 07 AL 11 DE MAYO DE 2012 EN LA CIUDAD DE MÉRIDA, VENEZUELA



IEEE



Oscar Camacho

Dr. Oscar Camacho
Decano Facultad de Ingeniería
Universidad de los Andes



Francisco Vilorio

M.Sc. Francisco Vilorio
Director Escuela Ingeniería Eléctrica
Universidad de los Andes



José Uzcátegui

Prof. José Uzcátegui
Coordinador General
V CIBELEC 2012

Nelson Pérez García

Dr. Nelson Pérez García
Coordinador General
V CIBELEC 2012



Zuleima Díaz

Br. Zuleima Díaz
Presidenta del Comité Organizador
V CIBELEC 2012



INGENIERÍA
UNIVERSIDAD DE LOS ANDES
MÉRIDA VENEZUELA