



ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DE CHIMBORAZO

COMPARATIVA ENTRE EL USO DE TÉCNICAS MIMO Y SISO EN SISTEMAS INTERIORES DE TELEVISIÓN DIGITAL TERRESTRE CON ESTÁNDAR ISDB-Tb, EN UN AMBIENTE SIMULADO

LUCÍA PATRICIA ZHINÍN OROZCO

**Trabajo de Titulación modalidad Proyectos de Investigación y Desarrollo,
presentado ante el Instituto de Posgrado y Educación Continua de la ESPOCH,
como requisito parcial para la obtención del grado de:**

MAGÍSTER EN SISTEMAS DE TELECOMUNICACIONES

RIOBAMBA - ECUADOR

AGOSTO 2018



ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DE CHIMBORAZO

CERTIFICACIÓN:

EL TRIBUNAL DE TRABAJO DE TITULACIÓN CERTIFICA QUE:

El Trabajo de Titulación modalidad **Proyectos de Investigación y Desarrollo**, titulado “COMPARATIVA ENTRE EL USO DE TÉCNICAS MIMO Y SISO EN SISTEMAS INTERIORES DE TELEVISIÓN DIGITAL TERRESTRE CON ESTÁNDAR ISDB-Tb, EN UN AMBIENTE SIMULADO.”, de responsabilidad de la Srta. Lucía Zhinín ha sido prolijamente revisado y se autoriza su presentación.

Tribunal:

JUAN MARIO VARGAS GUAMBO, Dr.
PRESIDENTE

FIRMA

JEFFERSON RIBADENEIRA RAMÍREZ, Ph.D
DIRECTOR

FIRMA

PAÚL DAVID MORENO AVILES, Ph.D.
MIEMBRO

FIRMA

OSWALDO MARTÍNEZ GUASHIMA, MsC.
MIEMBRO

FIRMA

Riobamba, Agosto 2018

DERECHOS INTELECTUALES

Yo, Lucía Patricia Zhinín Orozco, declaro que soy responsable de las ideas, doctrinas y resultados expuestos en el **Trabajo de Titulación modalidad Proyectos de Investigación y Desarrollo**, y que el patrimonio intelectual generado por el mismo pertenece exclusivamente a la Escuela Superior Politécnica de Chimborazo.

LUCÍA PATRICIA ZHINÍN OROZCO
No. Cédula: 0603832155

CONTENIDO

	Páginas
RESUMEN	x
SUMMARY	xi
CAPÍTULO I	
1. Introducción	1
1.1. Planteamiento del Problema	2
1.2. Formulación del Problema	3
1.3. Justificación de la Investigación.....	3
1.4. Objetivo General	4
1.5. Objetivos Específicos	4
1.6. Hipótesis.....	4
1.7. Diseño de Investigación	4
1.7.1. Tipo y diseño de investigación	4
1.7.2. Métodos de investigación.....	4
1.7.3. Enfoque de la investigación	5
1.7.4. Alcance de la investigación.....	5
1.7.5. Población de estudio.....	5
1.7.6. Unidad de análisis, selección y tamaño de la muestra.....	5
CAPÍTULO II	
2. Marco de Referencia	6
2.1. Antecedentes del problema:	6
2.2. Bases Teóricas.....	8
2.2.1. Televisión Digital Terrestre.....	8
2.2.1.1. <i>Definición</i>	8
2.2.1.2. <i>Estándares</i>	8
2.2.1.3. <i>OFDM en Sistemas de Radiodifusión</i>	10
2.2.1.3.1. Estimación de Canal en OFDM	11

2.2.1.3.1.1.	Estimación de canal por estructuras Piloto.....	11
2.2.1.3.1.2.	Estimación del canal basado en símbolos de entrenamiento.....	14
2.2.2.	Sistemas de diversidad	16
2.2.2.1.	<i>Definición</i>	16
2.2.2.2.	<i>Técnicas de MIMO</i>	20
2.2.2.2.1.	Diversidad de antenas	20
2.2.2.2.1.1.	Diversidad en transmisión.....	20
2.2.2.2.1.2.	Diversidad en recepción	21
2.2.2.2.1.3.	Canal MIMO.....	22
2.2.2.2.2.	Multiplexación espacial	23
CAPÍTULO III		
3.	Metodología.....	25
3.1.	Sistema ISDB-Tb	25
3.1.1.	Modulación OFDM	25
3.1.2.	Etapas de Transmisión.....	34
3.1.3.	Canal Radioeléctrico	45
3.1.3.1.	<i>Estimación de Canal</i>	46
3.1.4.	Etapas de Recepción.....	46
3.1.4.1.	<i>Tasa de Bit Errado</i>	48
3.2.	MIMO.....	48
3.2.1.	Codificación de Bloques Espacio - Tiempo (STBC).....	49
3.2.2.	Recepción: combinador y detector	51
CAPÍTULO IV		
4.	Resultados y Discusión.....	55
4.1.	Comprobación de la Hipótesis	67
CONCLUSIONES.....		71
RECOMENDACIONES.....		72
GLOSARIO		
BIBLIOGRAFÍA		

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1-2.	Historia de MIMO.....	18
Tabla 1-3.	Número de bits codificados por modulación	27
Tabla 2-3.	Modos de operación, estándar ISDB-Tb.....	32
Tabla 3-3.	Ajuste de retardo para el bloque de entrelazado de byte.....	36
Tabla 4-3.	Patrón de punzonado y secuencia transmitida.	37
Tabla 5-3.	Ajuste de retardo para el bloque de entrelazado de bit	38
Tabla 6-3.	Normalización del nivel de modulación	39
Tabla 7-3.	Posibles aplicaciones de distribuciones estadísticas	45
Tabla 8-3.	Codificación y secuencia de transmisión para Diversidad de Transmisión de dos ramas	50
Tabla 9-3.	Definición de canales entre antenas Transmisoras y Receptoras	51
Tabla 10-3.	Señales recibidas en las dos antenas receptoras	52
Tabla 1-4.	Valores de CNR mínimos necesarios para cada tasa de codificación. Modulación QPSK	56
Tabla 2-4.	Rendimiento MIMO/SISO para modulación QPSK.....	57
Tabla 3-4.	Valores de CNR mínimos necesarios para cada tasa de codificación. Modulación 16QAM	60
Tabla 4-4.	Rendimiento MIMO/SISO para modulación 16QAM.....	60
Tabla 5-4.	Valores de CNR mínimos necesarios para cada tasa de codificación. Modulación 64QAM	63
Tabla 6-4.	Rendimiento MIMO/SISO para modulación 64QAM.....	64
Tabla 7-4.	Prueba de normalidad	68
Tabla 8-4.	Prueba de muestras relacionadas.....	69
Tabla 9-4.	Medias estadísticas.....	70

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1-2.	Arreglo de pilotos Tipo Bloque	12
Figura 2-2.	Arreglo de pilotos Tipo Peine	13
Figura 3-2.	Arreglo de pilotos Tipo Enrejado.....	14
Figura 4-2.	Técnicas de diversidad de tiempo (a), frecuencia (b) y espacio (c, d).....	17
Figura 5-2.	Esquema de un sistema MIMO.....	18
Figura 6-2.	Diagrama de bloques de un transmisor con STC.....	21
Figura 7-2.Receptor con diversidad (a) por selección, (b) por conmutación, y (c) por combinación.....	22
Figura 1-3.	Organización del canal radioeléctrico.....	26
Figura 2-3.	Portadoras, símbolo OFDM y cuadro OFDM.....	27
Figura 3-3.	Transformada de Fourier de un pulso	27
Figura 4-3.	Símbolo OFDM (a) 5 señales sobre el eje del tiempo en un período T_u , (b) Representación de un símbolo.	28
Figura 5-3.	Portadoras ortogonales.....	28
Figura 6-3.	Diferenciación entre intervalo de guarda e intervalo útil.....	29
Figura 7-3.	Inserción de intervalo de guarda. a) Contenido del Intervalo de Guarda. b) Descripción de un símbolo OFDM con Intervalo de Guarda en el dominio tiempo/frecuencia.....	30
Figura 8-3.	Capas jerárquicas del Sistema ISDB-Tb.....	31
Figura 9-3.	División del AB y números de segmentos en ISDB-Tb	31
Figura 10-3.	Parámetros del segmento OFDM según el estándar ISDB-Tb.....	33
Figura 11-3.	Parámetros para 13 segmentos según el estándar ISDB-Tb.....	33
Figura 12-3.	Diagrama de bloques del sistema de transmisión ISDB-Tb.....	34
Figura 13-3.	Paquete de transporte TS MPEG2	34
Figura 14-3.	Proceso de aleatorización.....	35
Figura 15-3.	Palabra del código RS (204, 188, 8) del flujo TS	35
Figura 16-3.	Entrelazador de bytes ISDB-Tb.....	37
Figura 17-3.	Diagrama de bloques codificación interna a nivel de bit.	38
Figura 18-3.	Configuración del segmento de datos, modo 2.....	39
Figura 19-3.	Segmento de datos luego de la combinación de capas jerárquicas	40
Figura 20-3.	Aleatorización de portadoras intra segmentos en el modo 2.....	41
Figura 21-3.	Estructura del cuadro OFDM en modulación diferencial para modo 1. a) Configuración del segmento OFDM; b) Arreglo de las portadoras CP, AC y TMCC.	42

Figura 22-3. Estructura del cuadro OFDM en modulación síncrona para modo 1. a) Configuración del segmento OFDM; b) Arreglo de las portadoras AC Y TMCC	43
Figura 23-3. Diagrama de Bloques del Transmisor ISDB-Tb.	44
Figura 24-3. Diagrama de Bloques del Receptor ISDB-Tb.....	47
Figura 25-3. Codificación espacio – tiempo en sistemas MIMO 2x2	48
Figura 26-3. Codificador Alamouti para dos antenas transmisoras.....	50
Figura 27-3. Etapa de Recepción sistema MIMO 2x2.....	52
Figura 28-3. Diagrama de Bloques del Sistema MIMO 2x2 -ISDB-Tb.....	54
Figura 1-4. Gráfica BER vs CNR. Sistema ISDB-Tb (SISO, QPSK, CR1/2).....	56

ÍNDICE DE GRÁFICAS

Gráfica 1-4.	BER vs CNR. Modulación QPSK. CR=1/2.....	57
Gráfica 2-4.	BER vs CNR. Modulación QPSK. CR=2/3.....	58
Gráfica 3-4.	BER vs CNR. Modulación QPSK. CR=3/4.....	58
Gráfica 4-4.	BER vs CNR. Modulación QPSK. CR=5/6.....	59
Gráfica 5-4.	BER vs CNR. Modulación QPSK. CR=7/8.....	59
Gráfica 6-4.	BER vs CNR. Modulación 16QAM. CR=1/2.....	61
Gráfica 7-4.	BER vs CNR. Modulación 16QAM. CR=2/3.....	61
Gráfica 8-4.	BER vs CNR. Modulación 16QAM. CR=3/4.....	62
Gráfica 9-4.	BER vs CNR. Modulación 16QAM. CR=5/6.....	62
Gráfica 10-4.	BER vs CNR. Modulación 16QAM. CR=7/8.....	63
Gráfica 11-4.	BER vs CNR. Modulación 64QAM. CR=1/2.....	64
Gráfica 12-4.	BER vs CNR. Modulación 64QAM. CR=2/3.....	65
Gráfica 13-4.	BER vs CNR. Modulación 64QAM. CR=3/4.....	65
Gráfica 14-4.	BER vs CNR. Modulación 64QAM. CR=5/6.....	66
Gráfica 15-4.	BER vs CNR. Modulación 64QAM. CR=7/8.....	66

RESUMEN

El objetivo del trabajo es comparar la transmisión con el estándar de televisión digital terrestre adoptado por Ecuador, ISDB-Tb, sin técnicas de diversidad espacial (SISO), tal como lo indica la norma; y la transmisión con un estándar modificado, el cual cuente con técnicas de diversidad (MIMO). Mediante simulaciones computacionales se realizan transmisiones de una trama de bits a través del estándar de estudio, del mismo que se obtienen valores de relaciones señal ruido (SNR) que servirán de base para la comparativa; el trabajo consiste en modificar el sistema ISDB-Tb simulado, de tal forma que permita la inserción de técnicas de diversidad espacial, lo que una vez conseguido permite realizar nuevas transmisiones de la misma trama anteriormente usada, para obtener otros valores de relaciones señal ruido, que se compararán a los datos tomados inicialmente. Como resultado final se obtiene, de forma cuantitativa, la mejora en términos de robustez como consecuencia de la inserción de diversidad espacial MIMO 2x2 en el estándar de televisión digital terrestre ISDB-Tb; para lo que se presentan gráficas comparativas de BER vs SNR entre sistemas SISO y MIMO 2x2. Se demuestra con esta investigación que es posible combatir la hostilidad del medio de propagación radioeléctrica, mitigando las consecuencias del multitrayecto por interferencias, gracias a la implementación de técnicas de diversidad espacial. Se recomienda ahondar en investigaciones de técnicas de diversidad que permitan además de fortalecer una transmisión en términos de robustez, el aprovechamiento de ancho de banda para la transmisión de datos de mayor calidad.

Palabras claves: <TECNOLOGÍA Y CIENCIAS DE LA INGENIERÍA>, <TELECOMUNICACIONES>, <TELEVISIÓN DIGITAL>, <DIVERSIDAD ESPACIAL>, <TÉCNICAS DE DIVERSIDAD (MIMO)>, <ESTÁNDAR ISDB-Tb>, <CODIFICACIÓN DE DIVERSIDAD (ALAMOUTI)>, <CODIFICACIÓN DE BLOQUE (STBC)>

SUMMARY

The objective of the work is to compare the transmission with the terrestrial digital television standard adopted by Ecuador, ISDB-Tb, without spatial diversity techniques (SISO), as the norm indicates; and the transmission with a modified standard, which has diversity techniques (MIMO). Through computational simulations, transmissions of a bit frame are carried out through the study standard, from which values of signal-to-noise ratios (SNR) are obtained, which will serve as the basis for the comparison; the work consists of modifying the simulated ISDB-Tb system, in such a way that it allows the insertion of spatial diversity techniques, which once achieved allows to make new transmissions of the same plot previously used, to obtain other values of signal-to-noise ratios, which will be compared to the data initially taken and the conclusions of this work can be defined from them. As a final result we obtain, in a quantitative way, the improvement in terms of robustness as a consequence of the insertion of spatial diversity MIMO 2x2 in the digital terrestrial television standard ISDB-Tb; for which comparative graphs of BER vs SNR are presented between SISO and MIMO 2x2 systems. This research shows that it is possible to combat the hostility of the radio propagation medium, mitigating the consequences of multipath interference, thanks to the implementation of spatial diversity techniques.

Keywords: <TECHNOLOGIES AND SCIENCES OF ENGINEERING>, <TELECOMMUNICATIONS>, <DIGITAL TELEVISION>, <SPACE DIVERSITY>, <MIMO>, <ISDBT-b>, <ALAMOUTI>, <STBC>

CAPÍTULO I

1. INTRODUCCIÓN

La Televisión pública ha sido desde los años de su apareamiento, el medio por el cual se informa, educa y entretiene a la población. Su aprovechamiento es de interés estatal, pues es él quien la controla y regula. . Está por demás recalcar la importancia de un medio de comunicación masivo como lo es la televisión pública, cuya señal puede ser captada sin restricción alguna por todos los habitantes de un Estado, salvo por temas técnicos, como cobertura por ejemplo.

Es así que todo esfuerzo por mejorar el servicio de televisión pública es de interés estatal, y hoy por hoy en Ecuador nos encontramos en la recta final de la implementación de la digitalización de televisión pública mediante la adopción del estándar ISDB-Tb, con el objetivo de prestar más y mejores prestaciones en el servicio ya existente.

Los acelerados avances tecnológicos dan lugar a la implementación de transmisores y receptores digitales de televisión terrestre sumamente más complejos que los analógicos pero que hacen posible el aprovechamiento de los mismos recursos ya disponibles, como son el ancho de banda reglamentado para televisión y el mismo espectro frecuencial.

Las mejoras ocasionadas por la digitalización de la televisión pública son altamente considerables en cantidad de contenido, calidad de señal, posibilidad de convertir una comunicación simplex (en un solo sentido) en dúplex (en dos sentidos), cambiando así el paradigma de radiodifusión que se ha mantenido con la tecnología analógica. Sin embargo el incremento de beneficios en un sistema digital, nunca deja de ser una opción, y es justamente lo que se pretende en el presente trabajo, añadir una etapa de diversidad espacial en la transmisión y recepción de televisión digital terrestre con el objetivo de cuantificar la mejora en robustez ante interferencias de la señal que se propaga por el espacio.

El trabajo está organizado de la siguiente forma: en el Capítulo I se presenta la introducción, planteamiento del problema de investigación, su justificación, se delimitan los objetivos e hipótesis del trabajo, además se incluye el diseño de la investigación presentada. En el Capítulo II se encuentra el sustento científico de las tecnologías que se involucran en el trabajo con sus respectivas referencias y bibliografía que permitirá ampliar las definiciones que se requieran. En

el Capítulo III se detalla el proceso seguido para el cumplimiento exitoso de los objetivos del trabajo. En el Capítulo IV se presentan los resultados y se finaliza con conclusiones y recomendaciones finales.

1.1. Planteamiento del Problema

Mediante el Ministerio de Telecomunicaciones y de la Sociedad de la Información (MINTEL), Ecuador adoptó el estándar japonés-brasileño de Radiodifusión Digital Terrestre de Servicios Integrados, conocido por sus siglas en inglés como ISDB-Tb, en el año 2010, se conformó para su implementación un “Plan Maestro para la Televisión Digital Terrestre” (Ministerio de Telecomunicaciones - Ecuador, 2015), que pretende llegar al apagón analógico progresivamente desde el año 2016 hasta el 2018.

Frente al inminente empoderamiento de la Televisión Digital Terrestre (TDT), el ente regulador es consciente de los varios retos que esto conlleva y planifica su incursión en el ámbito productivo con el interés de aprovechar las características y capacidades de esta tecnología.

En el 2015, ARCOTEL emitió la “Norma Técnica para el Servicio de Radiodifusión de Televisión Digital Terrestre”, donde constan las relaciones de protección que se deben cumplir para evitar interferencias¹ y en la misma se prevé interferencias de canal inferior, cocanal y canal superior, para señales NTSC e ISDB-Tb en canales adyacentes; para cumplir con lo dispuesto las emisoras de TDT deberán tomar las precauciones necesarias, la opción por la que se opta es reducir la potencia de transmisión, pero con ello se reduce también la relación señal/ruido o relación de protección normada, de modo que se vuelve una situación imprecisa y complicada de lidiar.

Por otro lado, la regulación indicada anteriormente no contempla la interferencia en zonas fronterizas, donde el control sectorizado deberá ser minucioso para que se evite interferencias con el estándar DVB-T2 por el norte², e ISDB-T por el sur y este³.

Es entonces donde cabe la pregunta ¿se puede mejorar el sistema ISDB-Tb para que sea más robusto ante interferencias y su afectación en zonas fronterizas no sea tan crítica?

¹ Relación señal/ruido. S/N

² Colombia adoptó en el año 2010 el estándar DVB-T y un año más tarde fue aprobada su actualización a la versión DVB-T2

³ Perú adoptó en el año 2010 el estándar ISDB-T

1.2. Formulación del Problema

¿Cuánto influyen las técnicas MIMO en la robustez de un sistema ISDB-Tb?

Preguntas directrices o específicas de la investigación

1. ¿Cómo funciona el estándar de televisión digital terrestre ISDB-Tb?
2. ¿Cómo se pueden aplicar técnicas MIMO en sistemas OFDM?
3. ¿Cuál es la ganancia en robustez frente a interferencias al aplicar técnicas MIMO en un sistema ISDB-Tb?

1.3. Justificación de la Investigación

La televisión digital terrestre se trata de un servicio público que pretende la universalización de la televisión abierta (Ministerio de Telecomunicaciones - Ecuador, s.f.), convirtiéndola en una herramienta incluyente que nos acerque a la anhelada sociedad de la información, por lo tanto se espera su uso masivo. Por otro lado, el espectro radioeléctrico es un recurso natural y limitado que debe gestionarse eficientemente para lo que existe la normativa nacional e internacional que rige su uso. Por lo mencionado es imprescindible aprovechar a nivel tecnológico de todos los recursos que permitan satisfacer una demanda creciente de usuarios que merecen y exigen servicios de calidad, bajo estándares reglamentados, las técnicas de diversidad espacial son una solución aplicable para conseguirlo.

MIMO ha sido usado ampliamente en tecnologías inalámbricas, como en el estándar 802.11 (IEEE, 2012) y telefonía celular (ETSI, 2009), su aplicabilidad en estándares de televisión digital cuenta con varias investigaciones, aquellas realizadas en el estándar ISDB-T se orientan básicamente al incremento en la capacidad de transmisión del sistema, es así que se habla ya de 8k, televisión de ultra alta definición (Saito & et al, 2016); pero la tecnología MIMO, que consiste en el aprovechamiento de los multitrayectos de un entorno sin/con línea de vista, puede usarse tanto como para mejorar capacidades: enviando diferente información en los mencionados multitrayectos; como enviando redundancia, de modo que disminuya la tasa de bits errados y se incremente la robustez de un sistema.

En el presente trabajo se propone una comparativa en el uso de técnicas de diversidad espacial en sistemas, netamente interiores, de televisión digital terrestre con estándar ISDB-Tb, orientadas a robustecer al sistema frente a interferencias.

1.4. Objetivo General

Comparar el uso de técnicas MIMO y SISO en sistemas interiores de televisión digital terrestre con estándar ISDB-Tb en un ambiente simulado.

1.5. Objetivos Específicos

1. Estudiar el funcionamiento del estándar de televisión digital terrestre ISDB-Tb.
2. Analizar el uso de técnicas MIMO en sistemas OFDM.
3. Investigar mediante simulaciones computacionales la ganancia en términos de robustez ante interferencias al implementar MIMO en sistemas ISDB-Tb

1.6. Hipótesis

El uso de técnicas MIMO robustece un sistema de televisión digital terrestre basado en el estándar ISDB-Tb SISO, en la recepción en interiores.

1.7. Diseño de Investigación

1.7.1. Tipo y diseño de investigación

El trabajo es experimental puesto que la variable independiente: Uso de técnicas MIMO y SISO en sistemas ISDB-Tb, es completamente manipulable, y la misma permite ejecutar mediciones numéricas de la variable dependiente: Robustez del sistema ISDB-Tb.

Se realizó una investigación con diseño longitudinal puesto que se mide el rendimiento del sistema ISDB-Tb antes y después del uso de las técnicas de diversidad espacial.

1.7.2. Métodos de investigación

El método deductivo fue usado para la comprensión de conceptos, principios de funcionamiento, tecnologías, desarrollo de simulación; conocimiento necesario para realizar la comparación entre técnicas de diversidad espacial en sistemas MIMO – OFDM y optar por la que más se ajuste al Sistema de interés ISDB-Tb.

Los métodos analítico y sintético permiten partir del análisis del funcionamiento de las tecnologías ISDB-Tb y MIMO, para la experimentación de un sistema que unifica las dos teorías.

Mediante el método inductivo se determinan las conclusiones del trabajo.

1.7.3. Enfoque de la investigación

Cuantitativo

1.7.4. Alcance de la investigación

El presente trabajo de investigación cuantitativa tiene un alcance exploratorio por cuanto la tecnología MIMO en ISDB-Tb ha sido poco estudiada y permite realizar nuevos estudios a partir de la misma. Además es correlacional por cuanto se cuantifica la injerencia de MIMO en sistemas ISDB-Tb.

1.7.5. Población de estudio

Estándar de televisión digital terrestre ISDB-Tb

1.7.6. Unidad de análisis, selección y tamaño de la muestra.

El análisis parte de la capa física del estándar ISDB-Tb y para efectos de la presente investigación se requiere el estudio completo de la unidad de análisis de la población, es así que se imposibilita su fragmentación; por lo tanto la muestra corresponde a la población de estudio, es así que:

Muestra = Estándar de televisión digital terrestre ISDB-Tb

CAPÍTULO II

2. MARCO DE REFERENCIA

En este capítulo se inicia con un estado del arte que plantea la situación actual de las tecnologías objeto del presente estudio, para luego hacer una revisión bibliográfica que fundamenta teóricamente las tecnologías ISDB-Tb y MIMO, sus definiciones y esclarecimiento de términos técnicos que se usan en torno a dichas tecnologías.

2.1. Antecedentes del problema

La tecnología MIMO, diversidad en transmisión y recepción, o, también llamada técnica de diversidad espacial, fue investigada hace varios años como una tecnología de “transmisión de formación de haz” o con su término en inglés “beamforming”, así por ejemplo en los laboratorios Bell, Jack Winters en 1983 publicó un trabajo con varias antenas transmisoras y una receptora en un sistema de radio DPSK (Winters, Switched diversity with feedback for DPSK mobile radio systems, 1983), y un año más tarde en un sistema de radio celular comprueba que mediante la diversidad espacial en recepción disminuyen el desvanecimiento Rayleigh y la potencia de las señales de interferencia (Winters, Optimum Combining in Digital Mobile Radio with Cochannel Interference, 1984); para el año 1995 junto a Jack Salz y R Gitlin, publican un trabajo que demuestra el incremento de la capacidad de un sistema inalámbrico con el uso de múltiples antenas (Winters, Salz, & Gitlin, The impact of antenna diversity on the capacity of wireless communication systems, 1994).

Actualmente MIMO ya está integrado a estándares como: HSDPA, WCDMA, WiMax en su versión 802.16e, talvez el más difundido 802.11n para redes WLAN, entre otros.

Varios también son los estudios hechos de MIMO sobre sistemas OFDM, basándose su importancia en el aprovechamiento del multitrayecto inteligente propiciado por la diversidad espacial de MIMO para la transmisión de las múltiples subportadoras ortogonales de OFDM; es así que ya en el año 2004 en el trabajo titulado “Broadband MIMO-OFDM Wireless Communications” (Stuber, Barry, Li, Ingram, & Pratt, 2004) se discutieron asuntos como la sincronización, estimación del canal, estrategias de codificación espacio-tiempo para lazo

cerrado, códigos LDPC para corrección de errores y técnicas de configuración de haz adaptativo (Guitál Mansilla, Munoz Brandau, & Fierro Morineau, 2007).

Los sistemas de televisión digital terrestre, incluidos el estándar japonés-brasileño ISDB-Tb (ABNT NBR 15601) y el estándar europeo DVB-T, se caracterizan por la utilización de modulación de portadoras OFDM y por ello el interés de los estudios realizados sobre MIMO en OFDM, que se indica en el párrafo precedente.

Con el afán de particularizar hacia el interés del presente trabajo, se debe indicar la existencia de estudios sobre DVB-T, que comprueban que la utilización de técnicas MIMO en el sistema de Televisión Digital Terrestre con estándar europeo produce mejoras notables, es así el trabajo titulado “MIMO simulation realization of DVB-T system based on MATLAB” (Ling, 2010), donde se concluye que se elimina el desvanecimiento de una señal de video en un canal inalámbrico variante en el tiempo, gracias a la diversidad espacial de la tecnología MIMO; o, el artículo titulado “MIMO performance of the next generation DVB-T” (Atanes, y otros, 2009), en el que se hace una comparación entre técnicas de diversidad espacial MIMO, MISO y SISO en diferentes modelos de canales de propagación, como resultado se obtiene que la efectividad de MIMO depende de qué tan buenas son las características de propagación del canal, otro aspecto a destacar es que en este estudio se analiza un sistema MIMO 2x2 usando diversidad de polarización.

Sobre MIMO en ISDB-T poco se ha hablado, es así que se encuentran dos trabajos, en ambos se experimenta con modulación 4096QAM, mientras en el uno se usa diversidad de polarización horizontal y vertical (Taguchi, Murayama, Shitomi, Asakura, & Shibuya, 2011), en el segundo se trabaja con polarización circular (Shitomi, Murayama, Taguchi, Asakura, & Shibuya, 2012), denotándose la ventaja de la polarización circular en entornos en los que la potencia recibida difiere entre las ondas polarizadas horizontal y verticalmente; Saito en el 2016 realiza un estudio de transmisiones 8K, ultra alta definición, aprovechando también la tecnología MIMO y modulación de alto orden OFDM, en ella se analizan entornos con línea de vista mediante configuración MIMO 2x2 y sin línea de vista con MIMO 4x2.

2.2. Bases Teóricas

2.2.1. *Televisión Digital Terrestre*

2.2.1.1. Definición

El Ministerio de Telecomunicaciones y de la Sociedad de la Información define la Televisión digital Terrestre, como el resultado de la aplicación de la tecnología digital a la señal de televisión analógica, indicando que el objetivo es optimizar el espectro radioeléctrico e implementar nuevos servicios audiovisuales e interactivos a través de este medio de comunicación.

En la televisión analógica, los parámetros de la imagen y del sonido se representan por las magnitudes analógicas de una señal eléctrica, por tanto su transporte hasta los hogares ocupa un ancho de banda muy elevado. En el mundo digital esos parámetros se representan con datos binarios, es decir, usando únicamente los dígitos "1" y "0", obtenidos mediante un conversor analógico/digital. Esta representación, numérica en bits, permite someter la señal de televisión a procesos muy complejos, sin degradación de calidad, que ofrecen múltiples ventajas y abren un abanico de posibilidades de nuevos servicios en el hogar. La señal de televisión digital ofrecida directamente por el conversor analógico/digital contiene una gran cantidad de bits que no hacen viable su transporte y almacenamiento sin un consumo excesivo de recursos; pero afortunadamente, las señales de televisión tienen más información de la que el ojo humano necesita para percibir correctamente una imagen o un sonido, y esta redundancia es explotada por las técnicas de compresión digital, para reducir la cantidad de información generada en la digitalización hasta unos niveles adecuados que permiten su transporte con una gran calidad y economía de recursos. (Millán Tejedor, 2005). Por otro lado, una señal digital de formato estándar SDTV y una señal de alta definición HDTV, ocuparían más de 70MHz y 420MHz respectivamente, sin compresión; lo que imposibilitaría su transmisión por el ancho de banda requerido para televisión pública, de 6 a 8 MHz; pero para el año 1993 se puso en práctica la técnica de compresión de imagen y audio llamada MPEG-2, donde se comparan los fotogramas actuales con los anteriores y los futuros para almacenar sólo las partes que cambian de unos a otros, logrando así la compresión gracias a la cual se volvió factible la TDT.

2.2.1.2. Estándares

Los estándares a nivel mundial son:

- ATSC (Advance Television System Committee)
- DVB-T (Digital Video Broadcasting - Terrestrial)

- ISDB-T (Integrated Service Digital Broadcasting - Terrestrial)
- ISDB-Tb (Integrated Service Digital Broadcasting – Terrestrial Brasileiro)
- DTMB (Digital Terrestrial Multimedia Broadcasting)

ATSC desarrollado en Estados Unidos, nace como contraparte del estándar americano analógico NTSC (National Television System Committee), así como el estándar europeo DVB-T sustituye la norma de televisión analógica PAL (Phase Alternating Line). Por su parte Japón desarrolla ISDB-T que más tarde es modificado por Brasil para dar lugar a ISDB-Tb. Y finalmente China crea DTMB. (Sotomayor Jácome, 2009)

ATSC, permite transmitir señales de alta definición así como definición estándar, usa audio dolby digital AC-3, modulación 8-VBS con la que se pretende disminuir distorsiones con el uso de una sola portadora. Empaqueta los datos de un tamaño determinado para la corrección de errores lineales, multiplexación, sincronización de tiempo y flexibilidad. Presenta una velocidad fija de 19.4 Mbps, permitiendo varios formatos de imágenes y velocidades de trama en HDTV y SDTV. Fue diseñado para un ancho de banda de 6MHz. (Sotomayor Jácome, 2009)

DVB-T, se caracteriza por sus estrictos procesos de codificación y modulación que le permiten soportar elevados niveles de distorsión. La codificación de canal se realiza añadiendo suficiente redundancia y protección a la señal para hacerla más robusta, la modulación usada es OFDM, que combinada al proceso de corrección de errores se obtiene una transmisión de tipo COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex). Esto lo convierte en un sistema muy flexible permitiendo varias opciones que de manera resumida dependerán de: modos de transmisión (número de portadoras), esquemas de modulación (QPSK, 16-QAM, 64-QAM), relaciones de codificación para protección de errores ($1/2$, $2/3$, $3/4$, $5/6$, $7/8$), longitud del intervalo de guarda ($1/4$, $1/8$, $1/16$, $1/32$). En canales de 8MHz se alcanzan velocidades que oscilan entre 4,98 y 31,67Mbps, mientras que para 6MHz oscila entre 3,73 Mbps y 23,75Mbps en función de los parámetros de codificación de canal, tipos de modulación y duración de intervalos de guarda. (Sotomayor Jácome, 2009). DVB-T2, es la mejora al estándar descrito que involucra, LDPC/BCH⁴ como codificación para corrección de errores, lo que permite modulaciones de mayor capacidad como 256QAM, intervalos de guarda más pequeños ($1/128$), uso de MISO como alternativa de transmisión. (ETSI, 2012)

⁴ Códigos BCH, deben su nombre a sus inventores: Bose, Chaudhuri y Hocquenghem, generalización de los códigos Hamming.

ISDB-T, usa modulación OFDM-BST (Orthogonal Frequency Division Multiplex- Band Segmented Transmission), divide el ancho de banda en 13 segmentos, proporcionando capacidades de transmisión jerárquica, ya que cada segmento puede tener su propio esquema de protección y tipo de modulación, y además cada segmento puede satisfacer distintos requerimientos de servicio, o un conjunto de segmentos pueden combinarse para proporcionar un servicio de banda amplia (como HDTV). El sistema se desarrolló y probó con canales de 6MHz, pero su capacidad puede escalarse a cualquier ancho de canal. El ancho de banda para cada segmento es $1/14 \text{ABcanalTV}$, es así que para un canal de 6MHz cada segmento ocupará 0,4286MHz dando un ancho utilizable de 5,57MHz. (Sotomayor Jácome, 2009)

ISDB-Tb, estándar basado en ISDB-T, con la mayor diferencia en el uso de tecnología para compresión de video y audio. Usándose H.264/HE-AAC en ISDB-Tb, mientras que MPEG-2/MPEG-L2 en ISDB-T. (Sotomayor Jácome, 2009)

DTMB, usa código pseudo-aleatorio de ruido para obtener una sincronización más rápida y una estimación del canal más precisa, para protección contra errores usa códigos LDPC, modulación TDS-OFDM (Time Domain Synchronization - Orthogonal Frequency Division Multiplexing). El código pseudo-aleatorio es definido en el dominio temporal, y la trama con la información es definida en el dominio frecuencial. Las dos tramas se multiplexan en el dominio temporal, dando lugar a la Sincronización en el Dominio Temporal (TDS). Es así que este sistema se distingue por su capacidad de procesamiento de datos en dominio temporal y frecuencial. Alcanza tasas de transmisión de 4,813 Mbps a 32,486 Mbps.

2.2.1.3. *OFDM en Sistemas de Radiodifusión*

El mayor problema en radiodifusión ha consistido en el medio hostil por el que se propaga la señal, la intención de controlar las interferencias ocasionadas por la superposición de señales transmitidas, ecos, reflexiones, efecto doppler, ruido del canal, ocasionan que en la recepción se obtenga una resultante de la suma de varias señales retardadas con la señal directa. Una alternativa de solución es incrementar la potencia de transmisión, pero lo mismo ocasiona que la reutilización de frecuencia sea posible en extensiones mayores. La mejor alternativa hallada se ha venido estudiando desde los años 80 y consiste en el uso de una modulación robusta y eficiente que permita la propagación de señales digitales a la vez que se economice espectro radioeléctrico.

Lo mencionado ha hecho posible el desarrollo de los sistemas de televisión digital terrestre europeo y japonés. (Pisciotta, Sistema ISDB-Tb, 2010). Este último de interés para el presente trabajo.

Una descripción detallada de los parámetros necesarios para implementar OFDM en el estándar ISDB-Tb se encuentra en el siguiente capítulo, este espacio se aprovecha para definir varias técnicas de estimación de canal tras el uso de una modulación OFDM.

2.2.1.3.1. Estimación de Canal en OFDM

Los sistemas OFDM, cuyo transmisor modula el mensaje con símbolos PSK ó QAM, realizan transformadas inversas de Fourier para convertirlo en señal en el dominio del tiempo y enviarlas al canal inalámbrico. El canal inalámbrico agrega distorsión en las características de la señal, de modo que a fin de recuperar los bits transmitidos, el efecto del canal debe ser estimado y compensado en el receptor.

Cada subportadora de un sistema OFDM puede ser considerado como un canal independiente, por cuanto no ocurre ICI (interferencia entre operadores) debido a la ortogonalidad entre las subportadoras. La ortogonalidad permite que cada componente de la señal subportadora recibida sea expresada como el producto de la señal transmitida por la respuesta en frecuencia del canal a la subportadora en cuestión. Por lo tanto, la señal transmitida puede ser recuperada al estimar la respuesta del canal en cada subportadora.

En general, el canal puede ser estimado utilizando símbolos piloto conocidos tanto por el transmisor como por el receptor, empleando técnicas de interpolación para estimar la respuesta del canal de las subportadoras entre los tonos piloto. Pueden ser utilizadas para la estimación del canal la señal de datos como la señal de entrenamiento, o ambas. Para elegir la técnica de estimación de canal para Sistemas OFDM se debe tener en consideración varios aspectos, así como: el rendimiento requerido, complejidad computacional y variación en el tiempo del canal.

Según la literatura que sustenta el tema, existen varios tipos de estimadores de canal, una clasificación que atiende varias características del canal inalámbrico la hacen Young Soo, Jaekwon, Won y Chung en su libro MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB, donde se detallan, entre otras, las siguientes:

2.2.1.3.1.1. Estimación de canal por estructuras Piloto

Dependiendo de la estructura de las señales piloto, pueden considerarse tres tipos de estimaciones de canal: Bloque, De Peine y Enrejado.

Tipo Bloque:

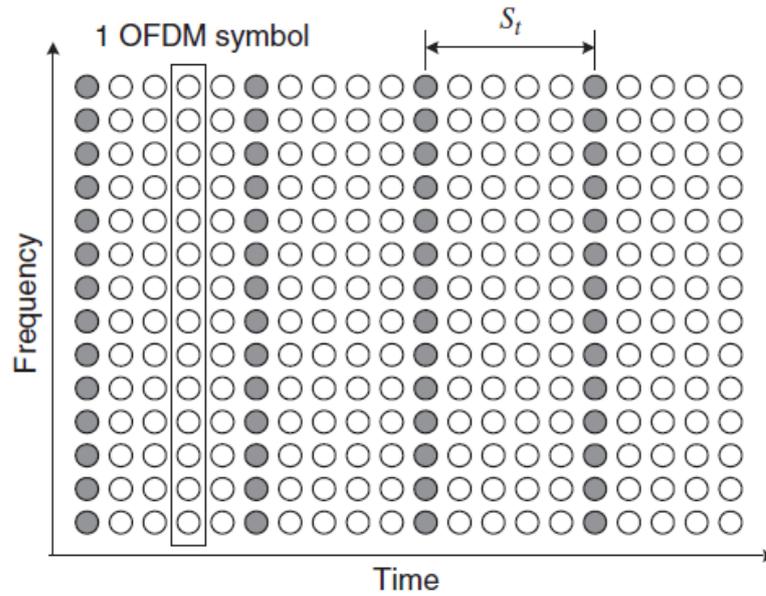


Figura 1-2. Arreglo de pilotos Tipo Bloque

Fuente: (Yong, Jaekwon, Won, & Chung-Gu, 2010)

En la Figura 1-2 se muestra un arreglo de pilotos tipo bloque. En este tipo, los símbolos OFDM con pilotos en todas las subportadoras, son transmitidos periódicamente para la estimación del canal. Usando estos pilotos, se realiza una interpolación en el dominio del tiempo para estimar el canal a lo largo del eje del tiempo. S_t en la Figura 1-2 denota el período de los símbolos piloto en el tiempo. Con el fin de realizar un seguimiento de las características del canal que varían en el tiempo, los símbolos piloto se deben colocar con tanta frecuencia como el tiempo de coherencia. Como el tiempo de coherencia en el canal es dado por el inverso de la frecuencia Doppler $f_{Doppler}$, el período del símbolo piloto debe satisfacer la siguiente desigualdad:

$$S_t \leq \frac{1}{f_{Doppler}} \quad (1)$$

Dado que los tonos piloto se insertan en todas las subportadoras de símbolos piloto con un período de tiempo, la disposición tipo bloque es adecuada para canales selectivos de frecuencia. Para los canales de desvanecimiento rápido, sin embargo, se podría incurrir en demasiada sobrecarga computacional para estimar la variación del canal al reducir el período del símbolo piloto.

Tipo de peine:

La disposición de pilotos tipo peine se representa en la Figura 2-2. En este tipo, todos los símbolos OFDM tienen tonos piloto en las subportadoras ubicadas periódicamente, que son usados mediante una interpolación en el dominio de la frecuencia para obtener la estimación del canal en el eje de frecuencia. S_f será el período de tonos piloto en frecuencia. Con el fin de hacer un seguimiento de las características del canal selectivo en frecuencia, los símbolos piloto deben

colocarse a un ancho de banda de coherencia. Como el ancho de banda de coherencia está determinado por un inverso de la dispersión máxima de retardo σ_{max} , el período del símbolo piloto debe satisfacer la siguiente desigualdad:

$$S_f \leq \frac{1}{\sigma_{max}} \quad (2)$$

Contrario a los arreglos tipo bloque, el arreglo tipo peine es usado para canales de desvanecimiento rápido, pero no para canales selectivos en frecuencia.

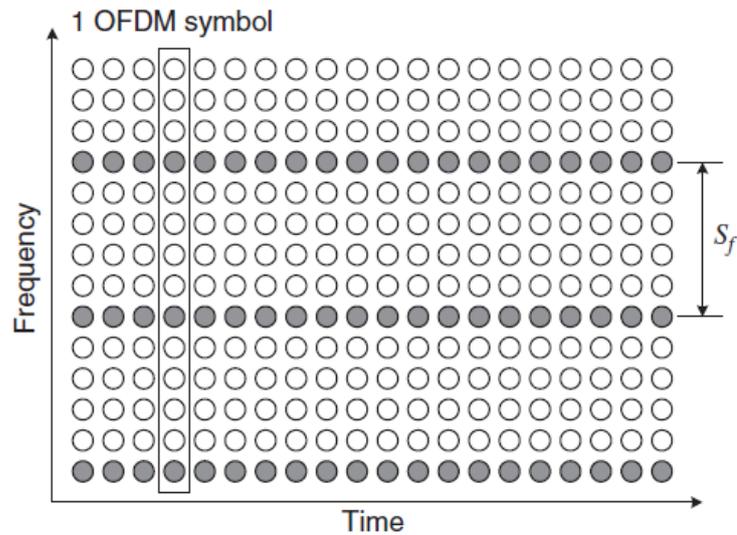


Figura 2-2. Arreglo de pilotos Tipo Peine
Fuente: (Yong, Jaekwon, Won, & Chung-Gu, 2010)

Tipo Enrejado:

La disposición de pilotos tipo enrejado se representa en la Figura 3-2. En este tipo, los tonos piloto se insertan a lo largo de los ejes de tiempo y frecuencia con períodos determinados. Los tonos piloto dispersos en los ejes de tiempo y frecuencia facilitan las interpolaciones en dominio de tiempo / frecuencia para la estimación de canal. S_t y S_f denotan los períodos de símbolos piloto en tiempo y frecuencia, respectivamente.

A fin de realizar un seguimiento de las características del canal de variación en tiempo y selectivo en frecuencia, la disposición del símbolo piloto debe cumplir ambas ecuaciones (1) y (2).

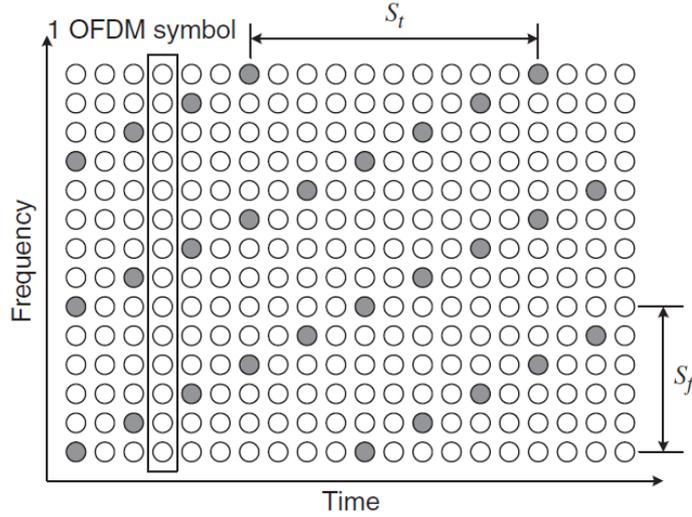


Figura 3-2. Arreglo de pilotos Tipo Enrejado
Fuente: (Yong, Jaekwon, Won, & Chung-Gu, 2010)

2.2.1.3.1.2. Estimación del canal basado en símbolos de entrenamiento.

Usar símbolos de entrenamiento, generalmente proporciona un buen rendimiento, sin embargo, la eficiencia de transmisión se reduce debido a la inserción de símbolos de entrenamiento tales como tonos de preámbulo o pilotos que se transmiten además de los símbolos de datos. Las técnicas más usadas cuando existen símbolos de entrenamientos son la de mínimos cuadrados (LS) y mínimos cuadrados de error (MMSE)

Al contar con todas las subportadoras ortogonales (es decir, libres de ICI), los símbolos de entrenamiento para N subportadoras se pueden representar mediante la siguiente matriz diagonal:

$$X = \begin{bmatrix} X[0] & 0 & \dots & 0 \\ 0 & X[1] & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & X[N-1] \end{bmatrix}$$

Donde $X[k]$ es un tono piloto en la k -ésima subportadora, con $E\{X[k]\} = 0$ y $\text{Var}\{X[k]\} = \sigma^2_x$, $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$. Tenga en cuenta que X está dado por una matriz diagonal, ya que suponemos que todas las subportadoras son ortogonales. Dado que la ganancia del canal es $H[k]$ para cada subportadora k , la señal de entrenamiento recibida $Y[k]$ se puede representar como:

$$\begin{bmatrix} Y[0] \\ Y[0] \\ \vdots \\ Y[N-1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X[0] & 0 & \dots & 0 \\ 0 & X[1] & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & X[N-1] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H[0] \\ H[0] \\ \vdots \\ H[N-1] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Z[0] \\ Z[0] \\ \vdots \\ Z[N-1] \end{bmatrix}$$

$$Y = XH + Z$$

Donde H es el vector del canal y Z el vector de ruido.

Estimación de canal por Mínimos Cuadrados (LS)

El método de estimación de canal por mínimos cuadrados, trata de eliminar el error cuadrático entre los símbolos pilotos recibidos y los transmitidos mediante una aproximación que determina que los parámetros a estimar son deterministas, por tanto no toma en cuenta las señales de carácter estadístico, como es el ruido, motivo por el que disminuye su eficiencia como estimador.

Al no tomar en cuenta el ruido, el estimador LS se reduciría a:

$$Y = XH$$
$$\hat{H} = \frac{Y}{X} = Y \cdot X^{-1}$$

Donde \hat{H} representa la estimación del canal.

Debido a su simplicidad, LS ha sido un método muy utilizado para la estimación de canal inalámbrico. Su principal ventaja consiste en el bajo coste computacional que requiere su cálculo, pues se debe precisar únicamente tantas divisiones de números complejos como símbolos se está transmitiendo.

Estimación de canal por Mínimo Error Cuadrático Medio (MMSE)

Esta técnica trata de minimizar el error cuadrático medio cometido en la estima, para ello se debe realizar de antemano una estimación de canal y además se debe conocer el comportamiento estadístico del canal y del ruido introducido. Por tomar en cuenta el ruido que afecta a la señal transmitida es un estimador más robusto, pero al mismo tiempo de una implementación en el receptor mucho más compleja y que requiere mayor carga computacional.

Para entornos con SNR altas el estimador MMSE supera a LS, mientras que para bajas SNR la respuesta de ambos estimadores es semejante. (Corral González, 2016)

Al hablar de un error cometido en la estimación del canal, se introduce el concepto de correlación entre el canal real y el estimado, que en términos matemáticos se traduce en una matriz de coeficientes de correlación, ya existiendo valores definidos de modelos de estimación de canal para distintas redes inalámbricas, matriz que se mantendría fija ocasionando que el cálculo se reduzca considerablemente. (Corral González, 2016). Sin embargo este método será poco fiable en caso de canales con alta variación en el tiempo, pues la matriz de correlación también se vería afectada por esta varianza.

2.2.2. *Sistemas de diversidad*

2.2.2.1. *Definición*

Las técnicas de diversidad aprovechan los multicaminos propios de una comunicación inalámbrica sin línea de vista, que generan más de una versión de la señal originalmente transmitida, en dónde se produce la diversidad es lo que define una clasificación de la misma, así lo indica Anguís (2008):

“Diversidad en el tiempo, cuando transmitimos varias versiones de la misma señal en instantes diferentes.

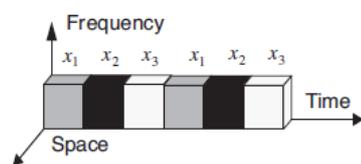
Diversidad en la frecuencia, cuando la señal es transmitida usando distintos canales de frecuencia. Un ejemplo sería OFDM o las técnicas de espectro expandido.

Diversidad en el espacio, cuando se utilizan caminos de propagación diferentes para transmitir la señal. En comunicaciones inalámbricas esto se consigue mediante diversidad de antenas, es decir, usando varias antenas transmisoras (diversidad en transmisión) y/o varias antenas receptoras (diversidad en recepción).

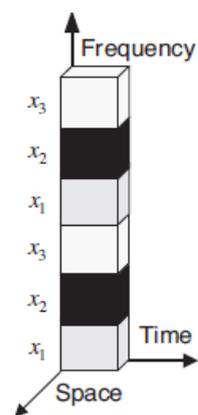
Diversidad de polarización, cuando múltiples copias de la señal son transmitidas con polarizaciones distintas.

Diversidad de usuarios, cuando el transmisor elige el mejor usuario entre varios candidatos de acuerdo con la calidad existente en cada canal”. (p.79)

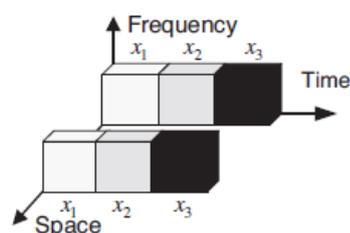
Las técnicas de tiempo, frecuencia y diversidad espacial se ilustran en la Figura 4-2. En la diversidad de tiempo, los datos se transmiten en múltiples intervalos de tiempo. En la diversidad de frecuencia, los mismos datos se transmiten a múltiples bandas espectrales para lograr una ganancia de diversidad. Como se muestra en la Figura 4-2 (a) y (b), las técnicas de diversidad de tiempo y diversidad de frecuencia requieren recursos de tiempo y recursos de frecuencia adicionales, respectivamente. Sin embargo, las técnicas de diversidad de antena o espacio no requieren ningún recurso adicional de tiempo o frecuencia. La Figura 4-2 (c) ilustra un concepto de la diversidad espacio-tiempo que emplea múltiples antenas de transmisión, que no requieren recursos de tiempo adicional en oposición a uno en la Figura 4-2 (a). De manera similar, la Figura 4-2 (d) ilustra un concepto de la diversidad espacio-frecuencia que emplea múltiples antenas de transmisión, que no requieren recursos de frecuencia adicionales en oposición a la de la Figura 4-2 (b). Aunque se ilustran dos antenas de transmisión para la diversidad de antenas en la Figura 4-2, el concepto puede extenderse a varias configuraciones de antena.



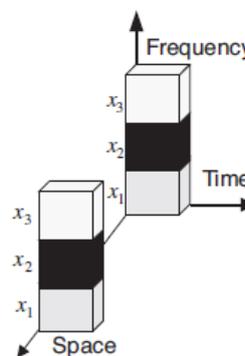
(a) Diversidad de Tiempo



(b) Diversidad de Frecuencia



(c) Diversidad de Espacio-Tiempo



(d) Diversidad de Espacio-Frecuencia

Figura 4-2. Técnicas de diversidad de tiempo (a), frecuencia (b) y espacio (c, d).
Fuente: (Yong, Jaekwon, Won, & Chung-Gu, 2010)

Es de interés en este trabajo la diversidad de espacio, espacial o de antena, que hace referencia a la instalación de múltiples antenas distanciadas de tal forma que las señales radiadas por cada una de ellas sufran desvanecimiento de una manera más o menos independiente (señales incorreladas), y por tanto se crean caminos de señal diferenciados. La separación de antena requerida depende de la dispersión local del medio así como de la frecuencia de la portadora.

La diversidad de antenas puede darse tanto en transmisión como en recepción, generándose una nueva clasificación:

- MIMO, sistemas con diversidad espacial tanto en transmisión como en recepción;
- MISO, sistemas con diversidad espacial sólo en transmisión;
- SIMO, sistemas con diversidad espacial sólo en recepción; y,
- SISO, sistemas que no cuentan con diversidad espacial.

Es así que un esquema de un sistema MIMO puede ser representado como en la Figura 5-2.

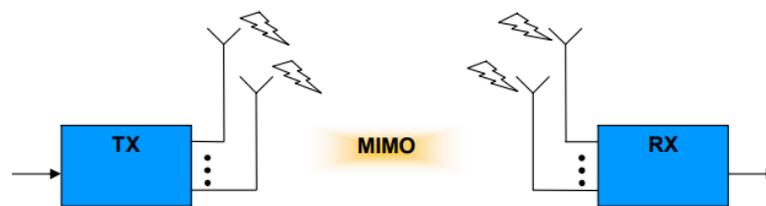


Figura 5-2. Esquema de un sistema MIMO

Fuente: (Anguís Horno, 2008)

Varios son los años desde que se ha venido investigando sobre las potencialidades de MIMO, en la Tabla 1-2 puede observarse un resumen cronológico de la evolución de las investigaciones.

Tabla 1-2. Historia de MIMO

Fecha	Evento
Años 70	A. R. Kaye , D. A. George y W. Van Etten realizan las primeras investigaciones
1984-1986	Los Laboratorios Bell, por medio de Jack Winters y Jack Salz, publicaron numerosos artículos acerca de aplicaciones donde podría ser útil el “beamforming” o conformación de los haces de antena
1994	A. Paulraj y T. Kailath, profesores de la Universidad de Stanford (California, EEUU), propusieron el concepto de “Multiplexación Espacial” y destacaron sus numerosas aplicaciones en comunicaciones inalámbricas. La Universidad de Stanford patentó la “Spacial Multiplexing” o Multiplexación Espacial.
1996	Rayleigh y Foschini, de los laboratorios Bell, comprobaron que la propagación multicamino podría ser muy beneficiosa en una configuración con múltiples antenas.
1998	Los Laboratorios Bell crearon el primer prototipo de multiplexación espacial, técnica clave para el desarrollo de sistemas de comunicación MIMO.
2001	Iospan Wireless Inc. desarrolló el primer sistema comercial que usaba la tecnología MIMO-OFDMA
2003	Airgo Networks desarrolló el primer prototipo de chip MIMO, con un DSP para el procesamiento digital de señales. El IEEE crea un grupo de trabajo para el desarrollo del estándar de las redes LAN inalámbricas que entreguen al menos 100 Mbit /s de datos de usuario. El estándar de radiocomunicaciones móviles 3GPP UMTS, desde su lanzamiento HSDPA+ (Release7/8) incluye MIMO para incrementar tasas de datos de 28Mbps hasta 42Mbps.
2004	Airgo es la primera empresa que despacha productos MIMO-OFDM.

	Se funda Beceem Communications para producir chipsets MIMO-OFDM para WiMAX, basado en el estándar 802.16e, entregando velocidades sobre los 138Mbit/s. Más tarde con el estándar 802.16m se permiten velocidades de descarga sobre 1Gbit/s.
2006	Compañías como Cisco, Netgear, Belkin o Intel empiezan a fabricar dispositivos para WLANs que aportan una solución MIMO-OFDM denominada 802.11 Pre-N, bases para el futuro estándar IEEE 802.11n. Numerosas compañías desarrollan soluciones MIMO-OFDMA para WiMAX Mobile (802.16e). Qualcomm adquiere Airgo.
2008	Publicación del definitivo estándar IEEE 802.11n, basado en la tecnología MIMO. Aparece la primera versión de LTE, 3GPP versión 8, que incluye MU-MIMO ⁵ .
2010	Broadcom adquiere Beceem Communications.
2014	Aprobado el estándar 802.11ac que es la mejora del 802.11n, en donde se recomienda el uso de MU-MIMO sin ser este obligatorio.
2017	Se trabaja en el lanzamiento del primer borrador del estándar 802.11ax, conocido como inalámbrico de alta eficiencia (HEW, High-Efficiency Wireless), con el que se pretende aumentar en al menos 4 veces el rendimiento promedio por usuario en entornos de alta densidad, se predicen velocidades de 10Gbits/s, gracias a la utilización de MU-MIMO (ahora obligatorio) y modulaciones del orden de los 1024QAM.

Fuente: (Anguís Horno, 2008) (3GPP, 2018) (Shaw, 2018)

Una definición de MIMO propuesta por Raileigh & Coiffi (1998):

“MIMO o Multiple Input Multiple Output es una tecnología que se refiere específicamente al uso de múltiples señales que viajan simultáneamente y a la misma frecuencia por un solo canal de radiofrecuencia, y que aprovecha la propagación multicamino para incrementar la eficiencia espectral de nuestro sistema de comunicaciones inalámbrico. Esto lo consigue a través del uso de diversidad de antenas, distintas técnicas y complejos algoritmos de tratamiento digital de señales en ambos extremos del enlace: extremo transmisor (múltiple entrada) y extremo receptor (múltiple salida)”. (Anguís Horno, 2008, pág. 82)

Es importante en la definición de MIMO hacer hincapié en las mejoras de eficiencia que produce, sin la necesidad de aumentar ancho de banda, ni aumentar potencia de transmisión; existen dispositivos con tecnología WLAN que han adoptado MIMO para llegar a cubrir al menos el doble de cobertura que un dispositivo convencional SISO de las mismas características; aumento

⁵ MU-MIMO, Multi User MIMO, término que describe la tecnología MIMO que soporta la transmisión simultánea a múltiples usuarios, de tal forma que se maximiza la utilización del ancho de banda; al aparecer este término, toda tecnología MIMO anterior se la denominó SU-MIMO Single User MIMO.

de cobertura que puede traducirse en aumento de velocidad o disminución de bits transmitidos con errores.

2.2.2.2. *Técnicas de MIMO*

Las técnicas para construir un sistema MIMO se pueden clasificar en dos categorías: diversidad de antenas y multiplexación espacial. (Yong, Jaekwon, Won, & Chung-Gu, 2010)

2.2.2.2.1. Diversidad de antenas

El objetivo fundamental de las técnicas de diversidad de antenas es convertir un canal de desvanecimiento inalámbrico variable en el tiempo inestable en un canal AWGN estable sin un desvanecimiento instantáneo significativo, lo que acelera la caída del BER en la curva BER vs SNR; lo que es posible con la implementación de canales inalámbricos independientes, no correlados, para ello se usan idealmente múltiples antenas suficientemente separadas (más de 10λ).

Realicemos primero una diferenciación entre: diversidad en transmisión y diversidad en recepción.

2.2.2.2.1.1. Diversidad en transmisión

Puede ser de algunos tipos: con cambio de antena, con ponderado de frecuencia, mediante diversidad de retraso y mediante diversidad de código, esta última la más usada para transmisiones inalámbricas de altas tasas de datos. (Tarokh, Seshadri, & Calderbank, 1998)

“La diversidad de código o técnicas Space-Time Coding (STC), en castellano codificación espacio-tiempo, es un método empleado para mejorar la fiabilidad de la transmisión de datos usando diversidad de transmisión. STC se basa en transmitir redundantes copias codificadas de una trama de datos, con la esperanza de que al menos una de ellas llegue al receptor en buen estado y así ser posible su decodificación fiable. Estas copias son distribuidas a lo largo del tiempo y entre todas las antenas transmisoras disponibles”. (Anguís Horno, 2008). Podemos ver en la Figura 6-2.

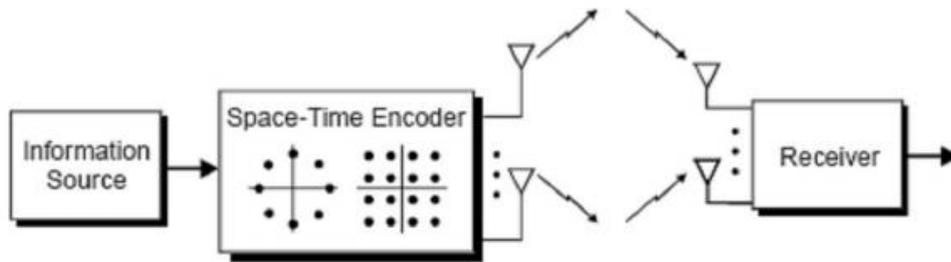


Figura 6-2. Diagrama de bloques de un transmisor con STC
Fuente: (Anguís Horno, 2008)

Dos tipos de Codificación Espacio Tiempo son: codificación de Trellis y Codificación de Bloques; la primera hace referencia al uso de un código de Trellis, una codificación convolucional que permite una ganancia de codificación y de diversidad, pero su desventaja es la complejidad que requiere el receptor al necesitar implementar un decodificador de Viterbi; mientras que la codificación de bloque no permite una ganancia de codificación, sólo de diversidad, sin embargo su implementación es menos compleja porque se basa en procesamientos lineales.

Las técnicas de diversidad de transmisión se han adoptado ampliamente en la práctica, ya que es útil para reducir la complejidad de procesamiento del receptor. Además, requiere múltiples antenas solo en el lado del transmisor.

2.2.2.2.1.2. Diversidad en recepción

Estas técnicas son desarrolladas para reducir los desvanecimientos generados por el efecto multicamino y mejorar la relación señal/ruido, para ello se utilizan varias antenas separadas a cierta distancia, cada una de ellas recibe una réplica de la señal transmitida, la distancia entre antenas receptoras debe ser suficiente para poder separar de manera independiente el desvanecimiento sufrido por cada uno de los canales y lograr que ambas señales recibidas no sufran un desvanecimiento simultáneamente. Según Anguís (2008) pueden ser de tres tipos:

- Por selección, SC (Selection Combining): “elige una de las antenas atendiendo a un criterio concreto: la que reciba la señal de más potencia, la que reciba la señal con mejor SNR, etc”. (Anguís Horno, 2008). Obsérvese Figura 7-2 (a).
- Por conmutación: “cambia la antena de recepción cuando la señal recibida no supera un cierto umbral”. (Anguís Horno, 2008). Obsérvese Figura 7-2 (b).
- Por combinación: realiza una combinación lineal ponderada de todas las señales recibidas. Dependiendo de cómo sea la combinación, se divide a su vez en otros tipos: de radio máximo

MRC (Maximal Ratio Combining) y de igual ganancia EGC (Equal Gain Combining). (Anguís Horno, 2008). Obsérvese Figura 7-2 (c).

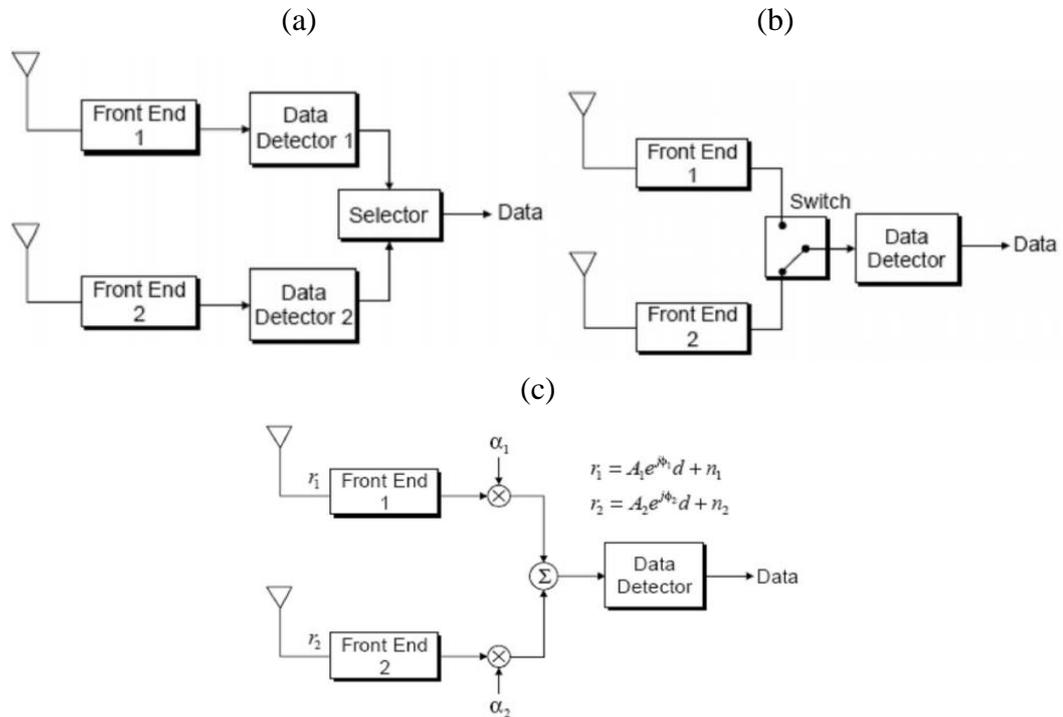


Figura 7-2. Receptor con diversidad (a) por selección, (b) por conmutación, y (c) por combinación

Fuente: (Anguís Horno, 2008)

2.2.2.2.1.3. Canal MIMO

Para poder evaluar un sistema de comunicaciones es necesario analizar todos los parámetros del diseño, uno de estos parámetros es el canal de comunicaciones; definir un modelo de canal de radio es primordial para cumplir con este objetivo y su éxito o fracaso dependerá, sin duda alguna, de la exactitud con que se modelen los efectos de propagación que se puedan generar en el canal; sin embargo no es lo único que interesa para su modelamiento, también juegan un papel importante el coste computacional y su aplicabilidad en distintos escenarios.

Si bien es cierto, la ortogonalidad de portadoras en la modulación OFDM, nos permite asumir la existencia de canales incorrelados en frecuencia y tiempo, los sistemas MIMO, que aprovechan de la diversidad espacial, ponen en evidencia la importancia del modelamiento del canal cuando las características físicas del mismo influyen para generar una correlación espacial dependiente de parámetros como distanciamiento de antenas, direcciones de las señales transmitidas como de las receptoras, dispersión angular de las mismas, topologías de las antenas transmisoras y

receptoras, sin descuidar también las características propias del entorno de propagación; factores que determinan una correlación entre los distintos subcanales por donde se está llevando a cabo la comunicación. Lo mencionado afirma que la correlación espacial es un parámetro clave para determinar la eficiencia de un modelo de canal MIMO. Sin embargo un canal MIMO ideal se modelaría con una matriz cuyas filas y columnas sean linealmente independientes, es decir, incorreladas, como se indica en el trabajo de Fernández, 2007. pág. 146.

Como se mencionó, varios son los factores para determinar la correlación entre los subcanales de un sistema MIMO, definir una óptima matriz de correlación para sistemas ISDB-Tb en un entorno determinado (como el sector urbano de la ciudad de Riobamba, o las Instalaciones de la ESPOCH), requiere un estudio experimental, que no entra en los objetivos del presente trabajo, pero que sin embargo sería un importante aporte para los resultados del mismo.

2.2.2.2.2. Multiplexación espacial

La Multiplexación Espacial o SM MIMO, se refiere al hecho de transmitir una señal de mayor ancho de banda en varias señales de menor ancho de banda de manera simultánea y por el mismo canal de frecuencia, usando diferentes antenas. Debiéndose realizar el proceso contrario en la parte receptora, combinando varias señales de menor ancho de banda en una señal de mayor ancho de banda. Estas técnicas son utilizadas por un sistema MIMO para aprovechar la propagación multicamino, ocasionando un aumento de la tasa de transmisión en dichos sistemas.

El orden de multiplexación espacial es el número de flujos de datos transmitidos paralelamente, el incremento de la eficiencia espectral será proporcional a este orden. Se debe aclarar que no existirá SM MIMO sin un esquema de diversidad de antenas, pues son las que proporcionan diversidad espacial.

Existe variedad de técnicas de detección para sistemas SM MIMO, a continuación se citan varios de los nombres de las mismas, sin entrar en detalles pues no son de interés para el presente trabajo:

- Linear Signal Detection, detector de señal lineal, en este método se incluyen las técnicas del Zero Forcing (ZF) y del error mínimo cuadrático (MMSE)
- OSIC Signal Detection, método de cancelación ordenada de interferencia sucesiva, presentan mejor rendimiento que los métodos lineales de detección.
- ML Signal Detection, detectores de máxima verosimilitud, calcula la distancia euclidiana del vector de señal recibido y el producto de todos los posibles vectores de señal transmitidos, y encuentra el de menor distancia.

- Sphere Decoding Method, método de decodificación esférica, utiliza la detección ML indicada anteriormente pero realiza el cálculo con un pequeño grupo de vectores de señal dentro de una esfera dada, en lugar de todos los posibles vectores de señales transmitidos. SD ajusta el radio de la esfera hasta que exista un solo vector (vector de solución ML) dentro de una esfera. Aumenta el radio cuando no existe un vector dentro de una esfera, y disminuye el radio cuando existen múltiples vectores dentro de la esfera.
- QRM-MLD, basada en las técnicas ML y SD, con la ventaja de necesitar de una implementación en hardware menos compleja que SD.

Se puede ampliar el detalle de cada técnica y conocer aún otras en el trabajo de Yong, Jaekwon, Won, & Chung-Gu, 2010.

CAPÍTULO III

3. METODOLOGÍA

A continuación se detalla el proceso de implementación mediante simulaciones computacionales de la tecnología MIMO 2x2 en el Sistema ISDB-Tb, para lo cual se analizó la capa física del estándar de televisión para definir los parámetros requeridos para su implementación, luego se particularizaron las características de la tecnología MIMO necesaria para su incorporación al sistema.

3.1. Sistema ISDB-Tb

Para el presente trabajo investigativo se requiere el análisis de la capa física del estándar ISDB-Tb, de modo que a continuación se describen las etapas que hacen posible la transmisión y recepción de televisión digital con el estándar de interés, mediante simulaciones computacionales.

Antes de iniciar el mencionado análisis es necesario conocer que un sistema TDT presenta serios problemas a enfrentar porque los mecanismos requeridos para la propagación de la señal contribuyen enormemente a la degradación de la misma, además que la radiodifusión terrestre al transmitirse por el espacio libre, presenta ruido, interferencias, atenuaciones y retardos producidos por la transmisión de la señal en sí misma y por las multitrayectorias que se van generando a su paso, aspectos imposibles de controlar en ambientes no guiados; por ello la adaptación al canal juega un papel primordial y se basa en la atención a dos aspectos:

- Una modulación digital poderosa, y,
- Un proceso potente de codificación de canal.

Se iniciará fundamentando la primera.

3.1.1. *Modulación OFDM*

El análisis de la modulación OFDM es el conocimiento a priori requerido para el establecimiento de los parámetros determinados en la norma ABNT NBR 15601.; pues el surgimiento de la TDT se hizo posible por la existencia de las técnicas de modulación utilizando múltiples portadoras,

mismas que fueron posibles y se popularizaron con la llegada de los procesadores digitales de alta capacidad. Son múltiples las ventajas de esta técnica con respecto a modulaciones de portadora única, pero el de interés para el presente trabajo tiene que ver con el por qué OFDM es usado para radiodifusión.

La interferencia ocasionada por reflexiones o ecos de la señal, así como desvanecimientos, dan como resultado un espectro de frecuencia transmitido muy irregular, habrán densidades de potencia altas en ciertas frecuencias, mientras que en otras sucederá lo contrario. Para ello se puede contar con dos soluciones: distribuir la información en el espectro en gran cantidad de frecuencias y además a esta información añadirle códigos de protección, de esta manera se tiene mayor probabilidad de recuperar más información; además se debe tomar en cuenta que existe inestabilidad del medio de propagación con respecto al tiempo, por ello se suma una tercera solución a las anteriores, utilizar el canal los pequeños rangos de tiempo en que se mantenga el canal estable. Esto es lo que se hace en ISDB-Tb, la repartición de información en el espectro es posible gracias a la modulación OFDM, mientras que los códigos de protección se realizan en etapas precedentes conocidas como codificación de canal. (Pisciotta, Sistema ISDB-Tb, 2010)

En la Figura 1-3 se observa una distribución del canal que estaría en la capacidad de solucionar los inconvenientes mencionados.

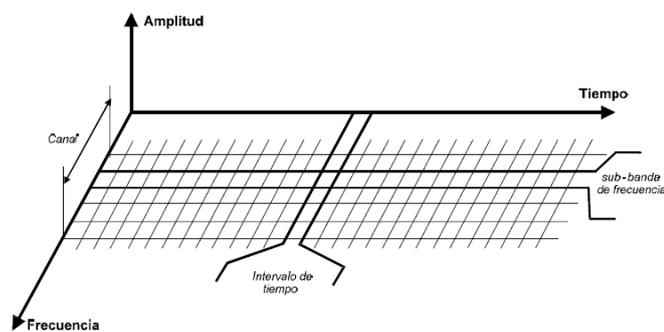


Figura 1-3. Organización del canal radioeléctrico.
Fuente: (Pisciotta, Sistema ISDB-Tb, 2010)

En el canal radioeléctrico que se muestra en la Figura 2-3 se ubicarán las portadoras en cada espacio frecuencia-tiempo.

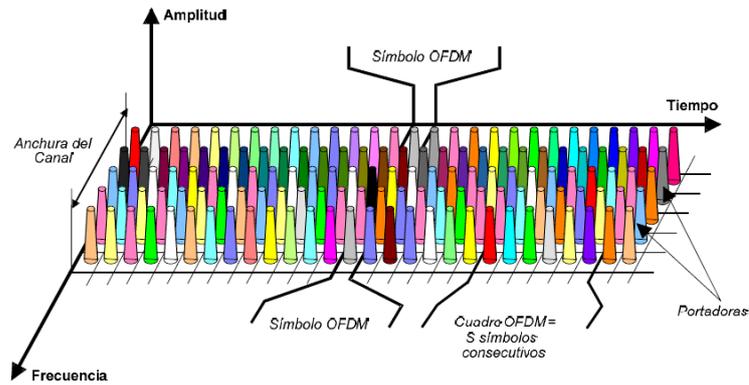


Figura 2-3. Portadoras, símbolo OFDM y cuadro OFDM

Fuente: (Pisciotta, Sistema ISDB-Tb, 2010)

De la Figura 2-3, sabemos entonces que: Símbolo OFDM es un conjunto de portadoras transmitidas en un intervalo de tiempo, mientras que Cuadro OFDM es un conjunto de estos símbolos.

En cada intervalo de tiempo cada portadora es modulada dependiendo del tipo de modulación que se escoja, como lo indica la Tabla 1-3.

Tabla 1-3. Número de bits codificados por modulación

Modulación	QPSK, DQPSK	16QAM	64QAM
No Bits	2	4	6

Fuente: (ABNT, 2007)

Para que no exista interferencia entre cada portadora se debe cumplir que la separación de las portadoras en frecuencia, sea el inverso de la duración del símbolo, lo que se comprueba matemáticamente con la transformada de Fourier, como se indica en la Figura 3-3.

$$\Delta f = \frac{1}{\Delta t}, \text{ es decir } \Delta f = \frac{1}{T_u} \quad (3)$$

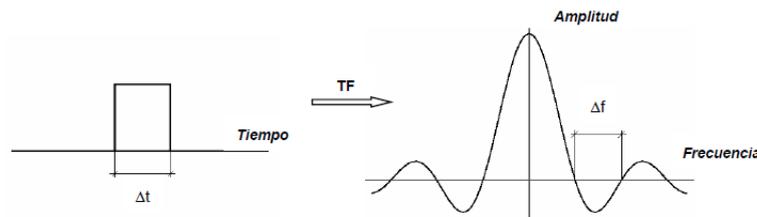


Figura 3-3. Transformada de Fourier de un pulso

Fuente: (Pisciotta, Sistema ISDB-Tb, 2010)

Varias ráfagas de bits con distinta modulación en un período de tiempo se observaría como se indica en la Figura 4-3.

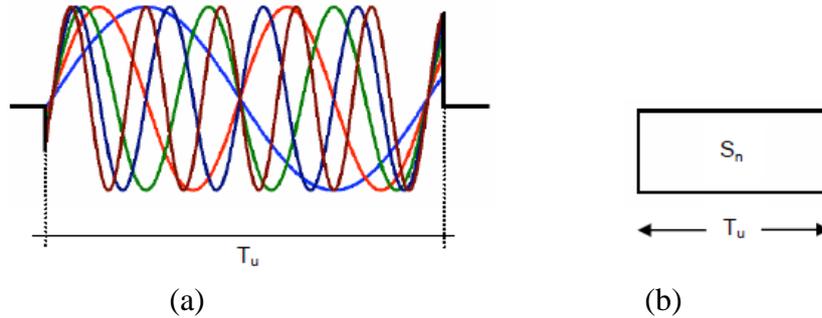


Figura 4-3. Símbolo OFDM (a) 5 señales sobre el eje del tiempo en un período T_u , (b) Representación de un símbolo.
Fuente: (Pisciotta, Sistema ISDB-Tb, 2010)

Al transmitir las cinco portadoras que se observan en la Figura 4-3 al mismo tiempo, se interferirán unas con otras ocasionando la denominada interferencia interportadora (ICI), pero al respetar la condición de la Ecuación (3), se evita esta interferencia, obteniéndose un espectro de frecuencia como el indicado en la Figura 5-3.

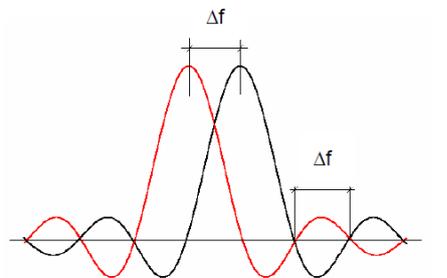


Figura 5-3. Portadoras ortogonales
Fuente: (Pisciotta, Sistema ISDB-Tb, 2010)

Por efectos del multitrayecto, que se había hablado anteriormente, el receptor puede recibir réplicas de señales retardadas que llegaría a afectar la parte inicial del siguiente símbolo recibido, para solventar este inconveniente, se requiere la inserción de un intervalo de tiempo al inicio de cada símbolo, como se observa en la Figura 6-3, donde se diferencian el intervalo de guarda y el tiempo útil que será el período del símbolo.

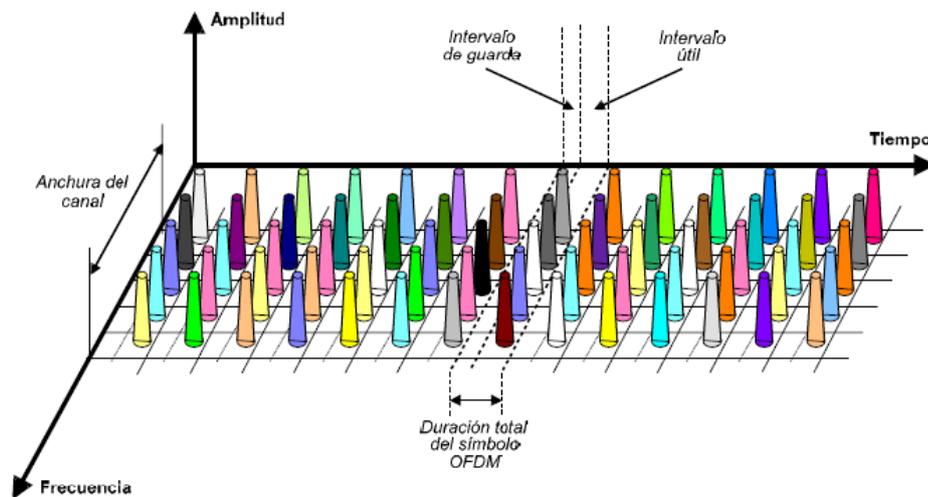


Figura 6-3. Diferenciación entre intervalo de guarda e intervalo útil
Fuente: (Pisciotta, Sistema ISDB-Tb, 2010)

Para determinar cuánto durará el intervalo de guarda se hace necesario calcular el tiempo que ocupa una señal al chocar con obstáculos, reflejarse y llegar al receptor, este cálculo se consigue con operaciones matemáticas que involucren las distancias que recorrería la señal; se debe tomar en cuenta sin duda la distancia más alejada, para ello se requiere el análisis de la cobertura de una red de frecuencia única (SFN) y dependerá de este valor para determinar las distancias máximas permitidas en estas redes. (Pisciotta, Sistema ISDB-Tb, 2010)

El intervalo de guarda deberá contener la parte última del símbolo a transmitirse, de modo que el receptor al encontrar en un mismo período útil valores repetidos, podrá reconocer cuáles son datos válidos y cuáles no.

En la norma ABNT NBR 15601 (2007) se indica: “En la parte final de la salida de datos del IFFT, para una duración específica, se debe agregar obligatoriamente un intervalo de guarda, sin ninguna modificación, en el comienzo del símbolo efectivo” (p.44), se observa la inserción del intervalo de guarda en la Figura 7-3.

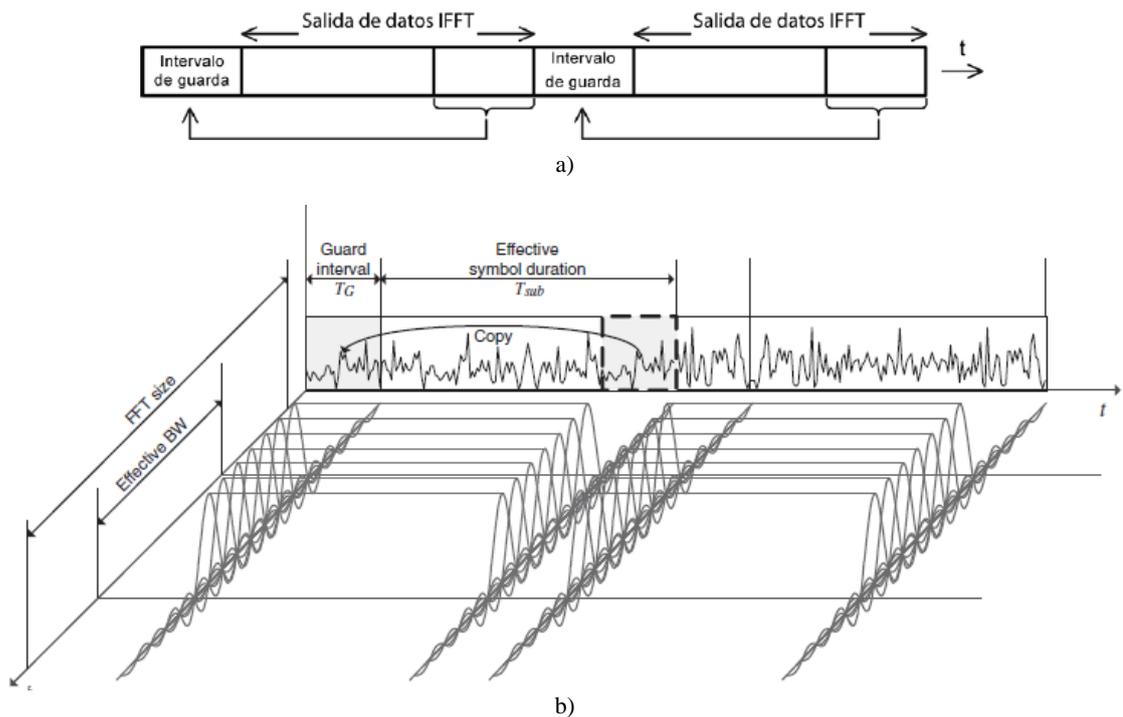


Figura 7-3. Inserción de intervalo de guarda. a) Contenido del Intervalo de Guarda. b) Descripción de un símbolo OFDM con Intervalo de Guarda en el dominio tiempo/frecuencia.
Fuente: (ABNT, 2007), (Yong, Jaekwon, Won, & Chung-Gu, 2010)

Como resultado lógico de la inserción del intervalo de guarda, se produce una disminución en la capacidad del canal, debido a que disminuye el tiempo útil del símbolo.

Finalmente la modulación OFDM incluye un entrelazado temporal y frecuencial de los que se tratará más adelante. Con lo mencionado queda definir los parámetros que esta modulación requiere para ejecutarse satisfactoriamente en tecnologías de televisión digital, para lo cual como antecedentes se dispone de requerimientos básicos como: ancho de banda, tasa de datos deseada y tiempo de retardo de las señales reflejadas.

Con respecto al ancho de banda, el Sistema ISDB-Tb se caracteriza por la denominada transmisión de banda segmentada, esto se debe a que organiza la información de tal forma que la divide en 3 capas jerárquicas, cada una de ellas puede proveer un servicio diferente.

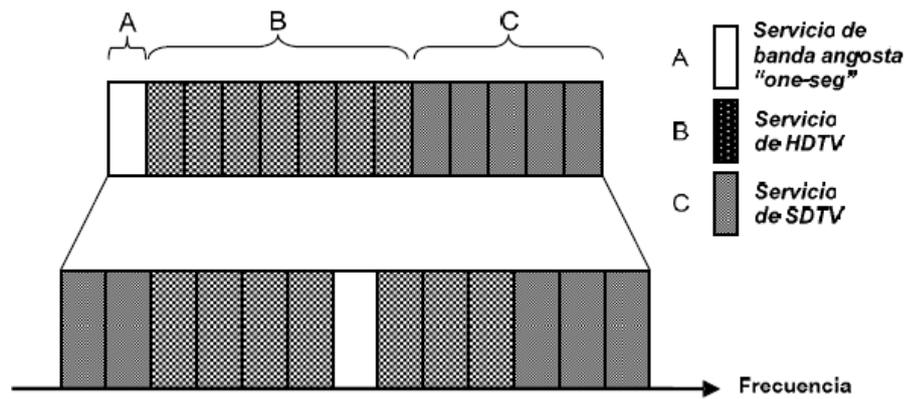


Figura 8-3. Capas jerárquicas del Sistema ISDB-Tb
Fuente: (Pisciotta, Sistema ISDB-Tb, 2010)

El ancho de banda de 6MHz para la transmisión es dividido en 13 segmentos, como se indica en la Figura 8-3, de tal forma que cada capa se compone de 1 o más segmentos según lo requiera el servicio a transmitir; cada capa puede recibir un tratamiento independiente, ya sea en codificación como en modulación. El segmento central es reservado para servicio de baja definición (LDTV) orientado a la transmisión para dispositivos móviles, se lo denomina “one-seg” o de recepción parcial, y es a partir de este que se hace una división de los segmentos restantes, pares a la derecha e impares a la izquierda, como se observa en la Figura 9-3.

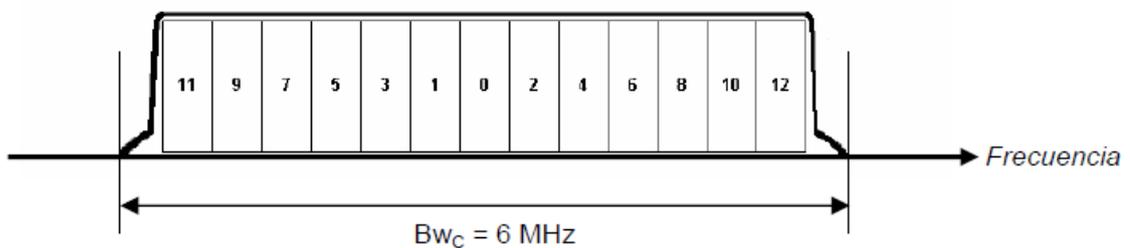


Figura 9-3. División del AB y números de segmentos en ISDB-Tb
Fuente: (Pisciotta, Sistema ISDB-Tb, 2010)

Tomando en cuenta que para la transmisión en un canal radioeléctrico se requiere de la existencia de bandas de guarda a los costados del ancho de banda designado, además que se necesita distribuir portadoras ortogonales en los 13 segmentos a transmitir, recordando que la ortogonalidad se consigue con una separación entre portadoras igual al inverso del tiempo útil del símbolo, el cual debe contener agregado un tiempo de guarda muy menor a su tiempo útil; y este número de portadoras deberá ser un número entero para hacer posible el cálculo de la modulación OFDM; es necesario determinar un ancho de banda y número de portadoras óptimos que hagan posible estos requerimientos.

Por otro lado, un estándar de televisión digital tiene como objetivo adaptarse a la mayor cantidad de escenarios posibles, es así que ISDB-Tb define tres modos de operación, clasificados por el número de portadoras con las que se va a trabajar, como lo indica la Tabla 2-3.

Tabla 2-3. Modos de operación, estándar ISDB-Tb

	Modo 1 (2K)	Modo 2 (4K)	Modo 3 (8K)
Número total de portadoras	$2^n = 2048$	$2^n = 4096$	$2^n = 8192$

Fuente: (ABNT, 2007)

Obteniéndose los valores indicados en la Tabla 2-3 como resultado del requerimiento de las funciones IFFT y FFT para la construcción de los símbolos OFDM.

Cada uno de los modos tiene sus respectivos parámetros de configuración, obsérvelos en las figuras 10-3 y 11-3; los cálculos matemáticos para su obtención se pueden revisar en Pisciotta, Sistemas ISDB-Tb, 2010, Pág. 9 – 42.

El único valor que se mantiene constante para los 3 modos de operación es la frecuencia de muestreo para el cálculo de IFFT y FFT, valor fundamental del cual se pueden derivar los demás parámetros OFDM.

Parámetro		Modo 1		Modo 2		Modo 3		
Ancho de banda del segmento	Bw_s	3000/7 = 428,57 kHz						
Separación entre portadoras	Δf	250/63 kHz		125/63 kHz		125/126 kHz		
Número de portadoras activas por segmento	L_s	108	108	216	216	432	432	
Número de portadoras de datos por segmento	L_D	96	96	192	192	384	384	
Esquema de modulación de las portadoras		QPSK	DQPSK	QPSK	DQPSK	QPSK	DQPSK	
		16QAM		16QAM		16QAM		
		64QAM		64QAM		64QAM		
Símbolos por cuadro	S	204						
Período útil de símbolo	T_U	252 μ s		504 μ s		1008 μ s		
Relación $\frac{T_G}{T_U}$	Δ	1/4	63 μ s		126 μ s		252 μ s	
		1/8	31,5 μ s		63 μ s		126 μ s	
		1/16	15,75 μ s		31,5 μ s		63 μ s	
		1/32	7,875 μ s		15,75 μ s		31,5 μ s	
Duración total de símbolo T_U+T_G	T_s		315 μ s		630 μ s		1260 μ s	
			283,5 μ s		567 μ s		1134 μ s	
			267,75 μ s		535,5 μ s		1071 μ s	
			259,875 μ s		519,75 μ s		1039,5 μ s	
Duración total de cuadro $S.T_s$	T_C		64,26 ms		128,52 ms		257,04 ms	
			57,834 ms		115,668 ms		231,336 ms	
			54,621 ms		109,242 ms		218,484 ms	
			53,014 ms		106,029 ms		212,058 ms	
Frecuencia de muestreo de la IFFT	f_{IFFT}	512/63 = 8,12698 MHz						

Figura 10-3. Parámetros del segmento OFDM según el estándar ISDB-Tb
Fuente: (Pisciotta, Sistema ISDB-Tb, 2010)

Parámetro		Modo 1	Modo 2	Modo 3
Numero de segmentos	N_s	13		
Anchura de banda	Bw	$\frac{3000}{7}N_s + \frac{250}{63}$	$\frac{3000}{7}N_s + \frac{125}{63}$	$\frac{3000}{7}N_s + \frac{125}{126}$
		5,575 MHz	5,573 MHz	5,572 MHz
Número total de portadoras	L	$108 \times N_s + 1$	$216 \times N_s + 1$	$432 \times N_s + 1$
		1405	2809	5617

Figura 11-3. Parámetros para 13 segmentos según el estándar ISDB-Tb
Fuente: (Pisciotta, Sistema ISDB-Tb, 2010)

3.1.2. Etapas de Transmisión

En la norma brasileña ABNT NBR 15601 (2007) se establece el diagrama de bloques del sistema de transmisión indicado en la Figura 12-3.

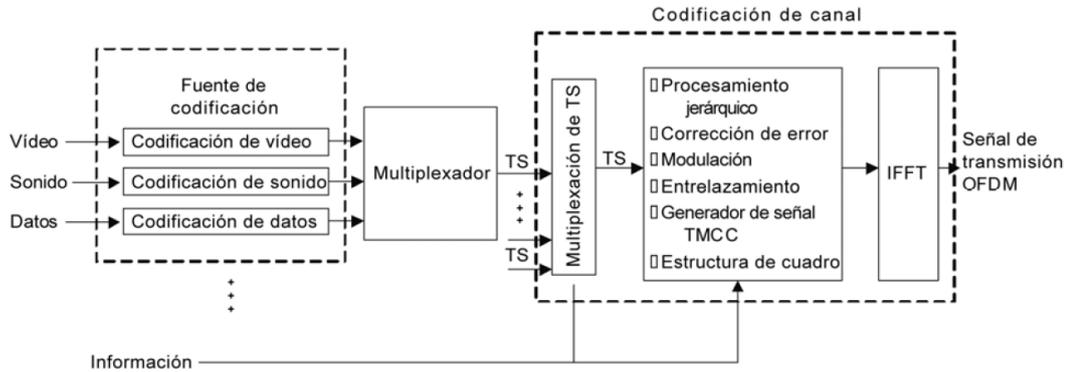


Figura 12-3. Diagrama de bloques del sistema de transmisión ISDB-Tb
Fuente: ABNT NBR 15601:2007

El estudio se centrará en el bloque de codificación de canal, remarcado en líneas entrecortadas a la derecha de la Figura 12-3, la codificación de la señal de video a transmitirse no es de interés para el presente trabajo, sin embargo para efectos de la simulación del sistema ISDB-Tb se aclara que como punto de partida se tienen tres flujos de datos MPEG-2 jerarquizados, como se observa en la Figura 13-3, donde cada paquete representa un servicio de los tres disponibles en el estándar (TV móvil, SDTV, HDTV) y podrá ser tratado independientemente tanto en codificación como en modulación, dependiendo del requerimiento que el servicio lo solicite; este flujo de datos de cada servicio o capa, se divide en paquetes con longitud fija de 188 bytes, llamados cadenas de transmisión (TS, transport stream), que incluyen 1 byte de sincronismo, 3 bytes de cabecera y 184 bytes de datos. (Ramirez Luz, 2015).

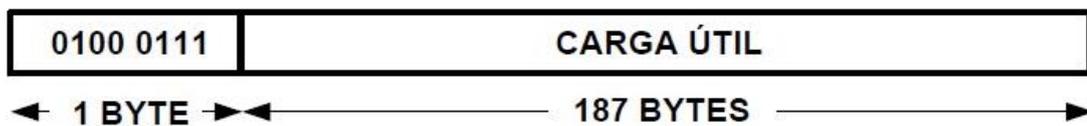


Figura 13-3. Paquete de transporte TS MPEG2
Fuente: ABNT NBR 15601:2007

Los procesos a continuación se realizan independientemente para cada servicio a transmitir:

Se da inicio a la codificación de canal con la aleatorización de los 187 bytes de datos de la cadena de transmisión, con el objetivo de evitar series largas de 1s o 0s que ocasionarían en la modulación puntos de la constelación más frecuentes, que para ser transmitidos deban requerir más energía,

lo que implica desperdicio de potencia. El primer byte del TS es para sincronismo, el mismo no entra al proceso de aleatorización. En la Figura 14-3 se observa el diagrama usado para la obtención de una secuencia binaria pseudo aleatoria (PRBS), que se forma a partir de la operación lógica OR Exclusiva entre el bit de entrada y el polinomio $G(x) = x^{15} + x^{14} + 1$. Los registros del generador deben inicializarse con la secuencia “10010101000000” al comienzo de cada cuadro OFDM.

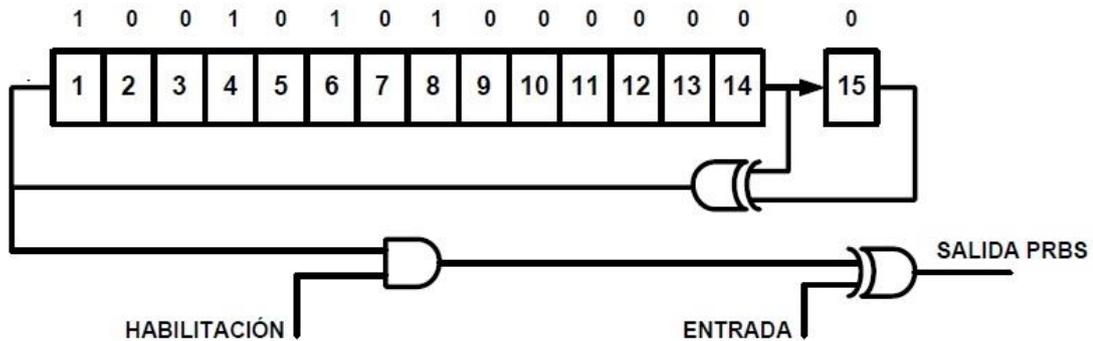


Figura 14-3. Proceso de aleatorización
Fuente: ABNT NBR 15601:2007

Esta ráfaga de bytes ingresa a un codificador externo Reed Solomon (204, 188, 8) (RS(204, 188, 8)) con el fin de crear paquetes de 204 bytes, introduciendo 16 bytes de redundancia y con la capacidad de corrección de 8 bytes por paquete, -que requiere la norma, Figura 15-3.

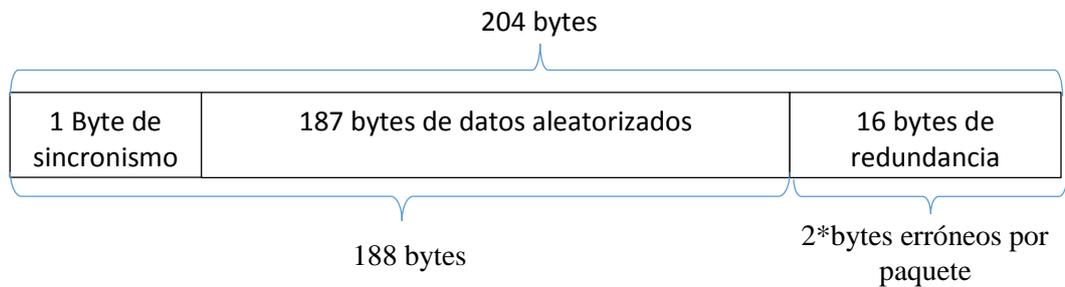


Figura 15-3. Palabra del código RS (204, 188, 8) del flujo TS
Fuente: Sistemas de Radiocomunicaciones escrito por Ramón Ramírez Luz

Esta primera codificación externa RS (outer coded) se hace con el fin de detectar y corregir errores, la misma se complementa con una nueva aleatorización, que, como se había mencionado párrafos arriba, su objetivo es dispersar energía.

Los códigos RS permiten una protección a nivel de bytes y no bits, es así que su efectividad se produce si y sólo si, existen 64 bits erróneos repartidos en un máximo de 8 símbolos, de no ser así el código RS no podría corregirlos (Lujan, Almagro, Cabrera-Lozoya, Suardíaz-Muro, & Cerdan, 2010); por ello su identificación como codificador externo.

Tras la codificación se procede a un ajuste de retardo, pues debido al proceso que se detalla a continuación, los datos son retardados algunos bits, que hacen necesaria la sincronización de tiempos de tránsito binario de cada capa jerárquica; es así que en la Tabla 3-3 se indica el número de 0s que se deberá incrementar a cada trama transmitida, dependiendo de su modulación y tasa de codificación.

Tabla 3-3. Ajuste de retardo para el bloque de entrelazado de byte

Modulación	Codificación convolucional	Número de TSPs de transmisión para ajuste de retardo		
		Modo 1	Modo 2	Modo 3
DQPSK QPSK	1/2	12xN-11	24xN-11	48xN-11
	2/3	16xN-11	32xN-11	64xN-11
	3/4	18xN-11	36xN-11	72xN-11
	5/6	20xN-11	40xN-11	80xN-11
	7/8	21xN-11	42xN-11	84xN-11
16QAM	1/2	24xN-11	48xN-11	96xN-11
	2/3	32xN-11	64xN-11	128xN-11
	3/4	36xN-11	72xN-11	144xN-11
	5/6	40xN-11	80xN-11	160xN-11
	7/8	42xN-11	84xN-11	168xN-11
64QAM	1/2	36xN-11	72xN-11	144xN-11
	2/3	48xN-11	96xN-11	192xN-11
	3/4	54xN-11	108xN-11	216xN-11
	5/6	60xN-11	120xN-11	240xN-11
	7/8	63xN-11	126xN-11	252xN-11
N indica el número de segmentos usados por capa				

Fuente: ABNT NBR 15601:2007

El incremento de 0s será compensado en recepción. Es necesario este ajuste de retardo, pues en recepción hasta no recibirse todas las tramas configuradas para transmisión, la señal recibida no será válida. Este proceso se vuelve a repetir más adelante a nivel de bit.

El entrelazado externo (outer interleaving) tiene la función de esparcir los errores a nivel de byte, definido en la norma ABNT 15601 mediante 12 ramas o registros de desplazamiento por 17 celdas y cada celda es un byte, ocasionando una periodicidad del entrelazador de 204 bytes (12x17) que es el tamaño de un paquete TS; el primer byte no es entrelazado y coincide con el byte de sincronismo, obsérvese su configuración en la Figura 3-16. (Pisciotta, Liendo, & Lauro, Transmisión de Televisión Digital Terrestre en la Norma ISDB-Tb, 2013)

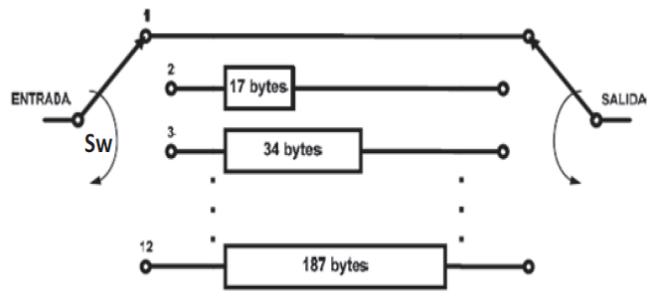


Figura 16-3. Entrelazador de bytes ISDB-Tb
Fuente: Pisciotta, Liendo, & Lauro, 2013

Para fortalecer el proceso de codificación se procede a una codificación y entrelazado internos (inner coded e inner interleaving, respectivamente). Ambos procesos a nivel de bit. La codificación interna usa códigos convolucionales que proporcionan una protección muy fuerte contra errores aleatorios a costa de reducción en la capacidad del canal; su funcionamiento consiste en cambiar los bits de información por otros, resultado de sumas módulo 2 (OR exclusivo) y combinaciones con registros de desplazamiento que contienen datos anteriores, motivo por el que se dice que esta codificación tiene memoria. Por cada bit que entre a un codificador convolucional se tiene dos de salida, transmitiendo dos bits por cada bit útil, trabaja pues para una tasa de codificación de 1/2 con 6 registros de memoria de 1 bit cada uno, 8 compuertas XOR generando una longitud de restricción (constraint length) de 7 bits, 1 bit actual y 6 almacenados en los registros; para solventar la disminución de la capacidad del canal el código convolucional se somete a un proceso de perforado (puncturing), que implica la eliminación de bits redundantes lo que hace posible obtener tasas de codificación de 2/3, 3/4, 5/6 y 7/8; se puede observar en la Tabla 4-3 el patrón de punzonado y la secuencia transmitida.

Tabla 4-3. Patrón de punzonado y secuencia transmitida.

Tasas de Codificación	Patrón de Punzonado	Secuencia Transmitida
1/2	X: 1 Y: 1	X ₁ , Y ₁
2/3	X: 1 0 Y: 1 1	X ₁ , Y ₁ , Y ₂
3/4	X: 1 0 1 Y: 1 1 0	X ₁ , Y ₁ , Y ₂ , X ₃
5/6	X: 1 0 1 0 1 Y: 1 1 0 1 0	X ₁ , Y ₁ , Y ₂ , X ₃ , Y ₄ , X ₅
7/8	X: 1 0 0 0 1 0 1 Y: 1 1 1 1 0 1 0	X ₁ , Y ₁ , Y ₂ , Y ₃ , Y ₄ , X ₅ , Y ₆ , X ₇

Fuente: ABNT NBR 15601:2007

De modo que un diagrama de bloques del proceso de codificación interna se puede apreciar en la Figura 17-3.

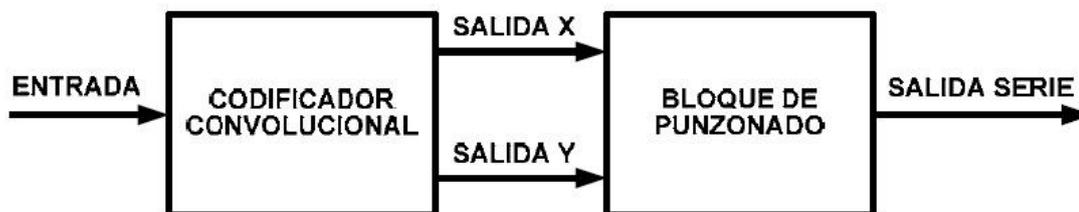


Figura 17-3. Diagrama de bloques codificación interna a nivel de bit.
 Fuente: ABNT NBR 15601:2007

Se implementa un nuevo ajuste de retardo, esta vez los bits introducidos, en función de la modulación y el modo en el que se está trabajando, son los indicados en la Tabla 5-3.

Tabla 5-3. Ajuste de retardo para el bloque de entrelazado de bit

Modulación	Número de bits para ajuste de retardo		
	Modo 1	Modo 2	Modo 3
DQPSK QPSK	384xN-240	768xN-240	1536xN-240
16QAM	768xN-480	1536xN-480	3072xN-480
64QAM	1152xN-720	2304xN-720	4608xN-720
N indica el número de segmentos usado por capa			

Fuente: ABNT NBR 15601:2007

Mediante un entrelazado interno se evita los errores de ráfagas de bits luego de la codificación convolucional realizada, muy semejante al entrelazador externo descrita en un párrafo precedente, con la diferencia que en este caso se evitan ráfagas de errores a nivel de bit. El número de ramas y celdas para esta etapa de entrelazado interno dependen de la modulación digital a realizarse. (Pisciotta, Liendo, & Lauro, Transmisión de Televisión Digital Terrestre en la Norma ISDB-Tb, 2013).

Se continúa con la modulación de cada capa jerárquica, el estándar permite modulaciones DQPSK, QPSK, 16QAM y 64QAM. Siendo DQPSK la modulación más robusta se utiliza para recepción móvil y obligatoriamente para la portadora que transmite información de control que servirá en recepción para la identificación de parámetros de transmisión, como modos de operación o modulaciones ocupadas; se agrupa de a 2 bits pero origina 8 símbolos posibles, con fase inicial de 45°. Mientras que los datos de servicios SDTV y HDTV podrán ser modulados con: QPSK que agrupa 2 bits y utiliza 4 símbolos para enviar la información, 16QAM que agrupa 4 bits y utiliza 16 símbolos para enviar la información, o, 64QAM que es la modulación menos robusta pero que permite la transmisión de más datos por símbolo, pues agrupa 6 bits, utilizando 64 símbolos para enviar la información, generalmente es usada para servicios que requieran gran

ancho de banda como es HDTV. Los símbolos modulados son normalizados según lo indica la Tabla 6-3.

Tabla 6-3. Normalización del nivel de modulación

Esquema de modulación de la portadora	Factor de normalización
DQPSK desplazado $\pi/4$	$Z/\sqrt{2}$
QPSK	$Z/\sqrt{2}$
16QAM	$Z/\sqrt{10}$
64QAM	$Z/\sqrt{42}$

Fuente: (ABNT, 2007)

Cada capa jerárquica se organiza en segmentos OFDM de 96, 192 o 384 símbolos de portadoras respectivamente para los modos 1, 2 y 3; por 204 símbolos, resultando una matriz semejante a la indicada en la Figura 18-3, con el número de portadoras determinado para el modo 2.

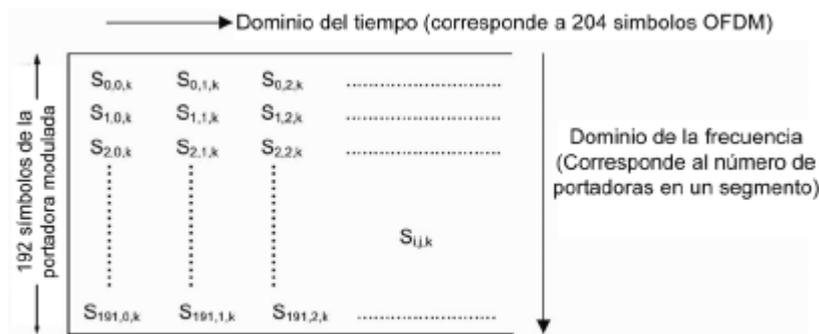


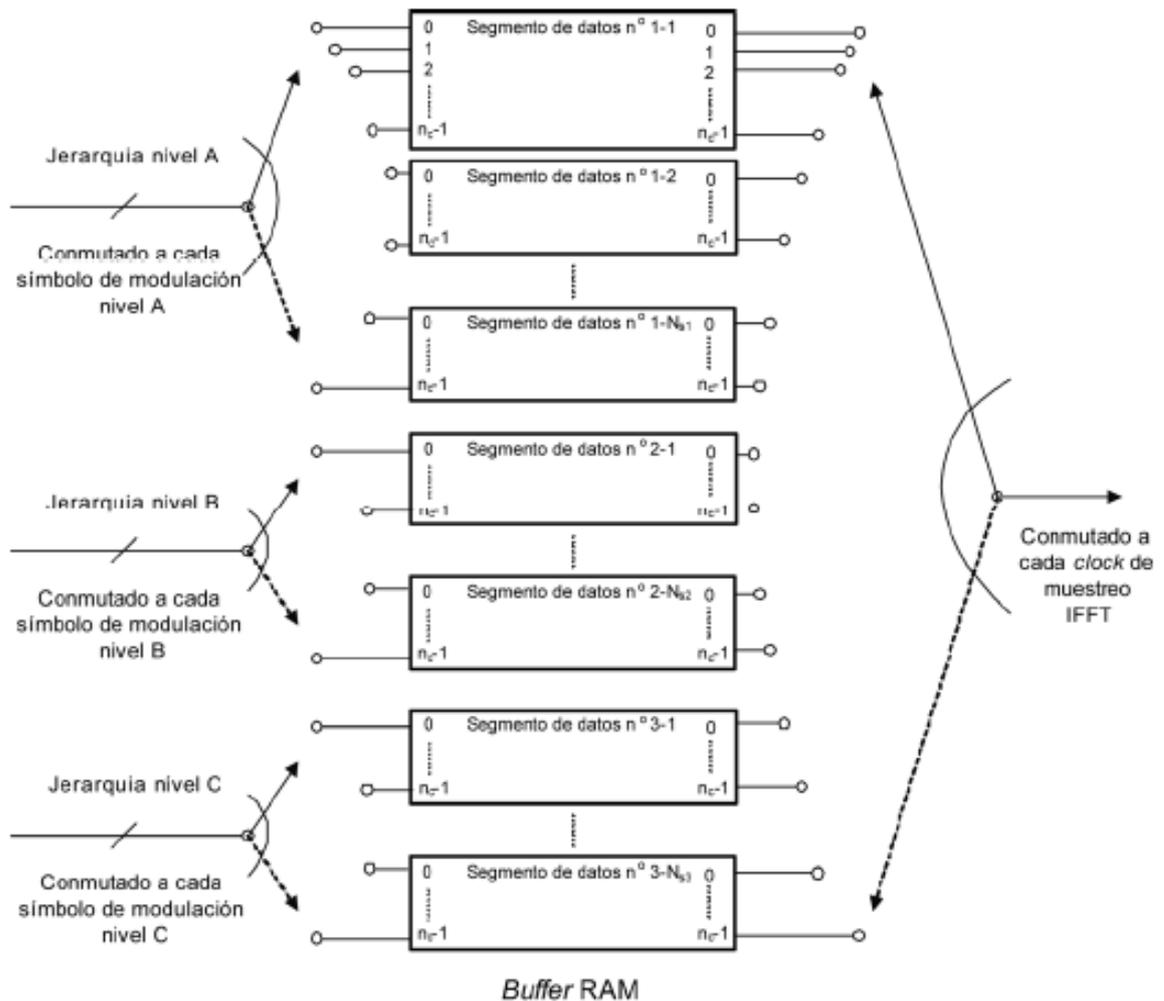
Figura 18-3. Configuración del segmento de datos, modo 2

Fuente: (ABNT, 2007)

Se procede a la combinación de los tres flujos de datos o capas jerárquicas, combinadas e insertadas todas en 13 segmentos de datos, lo mencionado se observa en la Figura 19-3.

Se continúa con un bloque de entrelazado en tiempo que consiste en la aleatorización de los símbolos de datos modulados con el objeto de aumentar la robustez ante el desvanecimiento.

Los símbolos se reordenan temporalmente por cada subportadora.



NOTA: n_c es 96, 192 y 384 en los modos 1, 2 y 3, respectivamente. N_s corresponde a los bloques de las capas jerárquicas con los segmentos y $N_{s1} + N_{s2} + N_{s3} = 13$.

Figura 19-3. Segmento de datos luego de la combinación de capas jerárquicas

Fuente: (ABNT, 2007)

Estos símbolos reordenados ingresan a un entrelazamiento de frecuencia, cuyo objetivo es mezclar portadoras, para que cada portadora de cada símbolo OFDM quede en una frecuencia distinta, de esta forma si una banda de frecuencia se pierde en la transmisión, los errores se distribuyen y el segmento completo no se ve afectado.

Este proceso se lleva a cabo mediante: un entrelazado inter segmento que permite que las portadoras se mezclen entre segmentos de modulación coherente (QPSK, 16QAM, 64QAM) y diferencial (DQPSK) por separado, no se aplica a recepción parcial ya que los receptores sólo están preparados para recibir un solo segmento OFDM; una rotación intra segmento, aplicada a todos los segmentos, incluso al de recepción parcial, aquí las portadoras de un mismo segmento son rotadas en función del número de segmento; una aleatorización de portadoras que deberá

realizarse según una tabla definida por la norma, que depende del modo de operación, para el modo 2, se puede observar en la Figura 20-3.

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

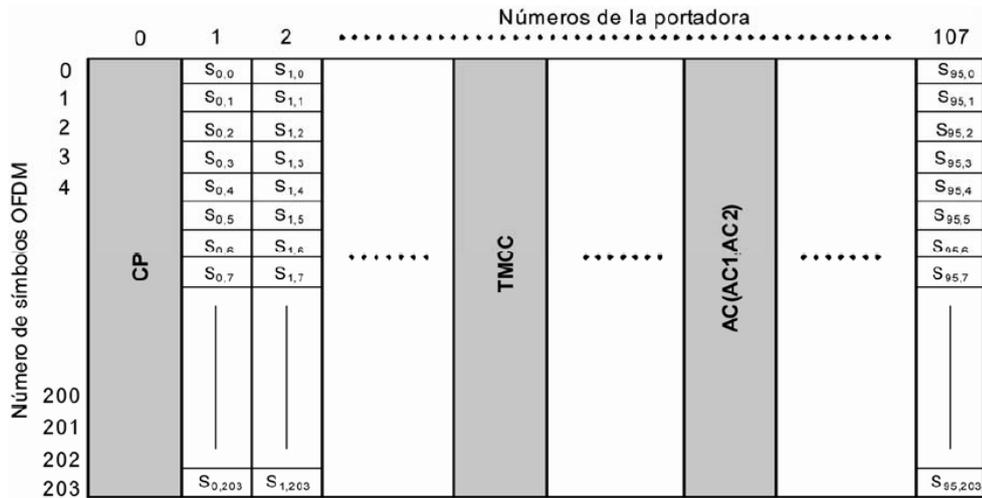
Figura 20-3. Aleatorización de portadoras intra segmentos en el modo 2.
Fuente: (ABNT, 2007)

Una vez procesados los símbolos, se arma el cuadro OFDM, para ello se toma en cuenta que el ancho de banda de 6MHz debe ser dividido en 13 segmentos, y basándose en ellos se estructura el cuadro OFDM adicionando las siguientes portadoras:

- SP, piloto disperso (scattered pilot), es una señal modulada en BPSK generada por una secuencia de bits pseudo aleatorios (PRBS), donde el registro generador se inicializa con el comienzo de cada frame, sirve para sincronización en los segmentos con modulación coherente.
- CP, piloto continuo, también es una señal modulada en BPSK y generada por un PRBS, se ubica en la portadora 0 de cada segmento de modulación diferencial, también es usado para sincronización.
- TMCC, señal de control de configuración de transmisión y multiplexación, portadora con modulación diferencial.
- AC, señal de canal auxiliar, contiene información adicional para control de la señal de transmisión, debe contener dos canales: AC1 utiliza la misma posición de la portadora para todos los segmentos y AC2 se usa solamente en modulación diferencial.

En la modulación diferencial se agregarán solamente las portadoras CP, TMCC y AC, como se puede observar en la Figura 21-3 para el modo 1, donde deben estar disponibles obligatoriamente

las portadoras de números 0 a 107, mientras que en los modos 2 y 3 se deben atribuir a las portadoras, números 0 a 215 y 0 a 431, respectivamente. (ABNT, 2007)



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

a) Configuración del segmento OFDM

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

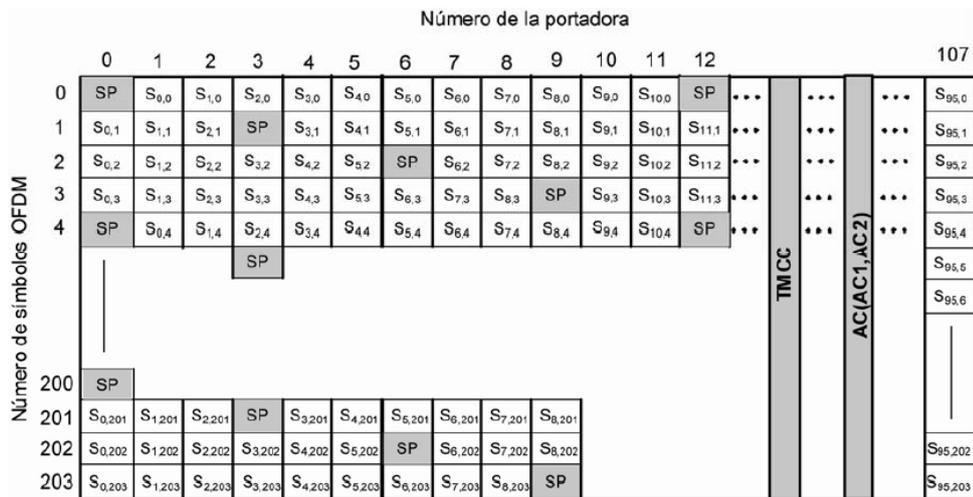
^a Los números de segmento son organizados en orden ascendente de frecuencia a lo largo del eje de frecuencia

b) Arreglo de las portadoras CP, AC y TMCC

Figura 21-3. Estructura del cuadro OFDM en modulación diferencial para modo 1. a) Configuración del segmento OFDM; b) Arreglo de las portadoras CP, AC y TMCC.

Fuente: (ABNT, 2007)

En modulación síncrona las portadoras SP se ubicarán cada 12 portadoras y una vez cada 4 símbolos, mientras que TMCC y AC1 se ubicarán de forma aleatoria de acuerdo a la dirección de la frecuencia y se ubicarán como indica la norma, lo que se observa en la Figura 22-3, en el literal a) se muestra la configuración del segmento OFDM para modulación síncrona en modo 1, y en el literal b) donde se observa la repartición de portadoras para modulación síncrona en el modo 1.



NOTA S_{ij} representa el símbolo de la portadora dentro del segmento de datos, siguiendo el entrelazamiento (*interleaving*).

a) Configuración del segmento OFDM

Número del segmento	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

b) Arreglo de las portadoras AC Y TMCC

Figura 22-3. Estructura del cuadro OFDM en modulación síncrona para modo 1. a) Configuración del segmento OFDM; b) Arreglo de las portadoras AC Y TMCC
Fuente: (ABNT, 2007)

El contenido de las portadoras de información SP, CP, AC y TMCC se especifica en la norma ABNT NBR 15601.

Una vez listo el cuadro OFDM se procede con la codificación para su transmisión mediante el uso de la transformada inversa de Fourier (IFFT), convirtiendo las muestras en una señal en función del tiempo; los parámetros para la IFFT se describieron en la sección anterior. A la señal en el dominio del tiempo se le inserta el intervalo de guarda necesario para conservar la ortogonalidad que hace posible su detección en la recepción, así como también para la protección de la señal ante posibles efectos multicamino en su paso por el canal radioeléctrico.

En la Figura 23-3 se observa el diagrama de bloques del transmisor completo, donde cada recuadro es el bloque descrito en esta sección y además se observan las variables de salida usadas en el simulador.

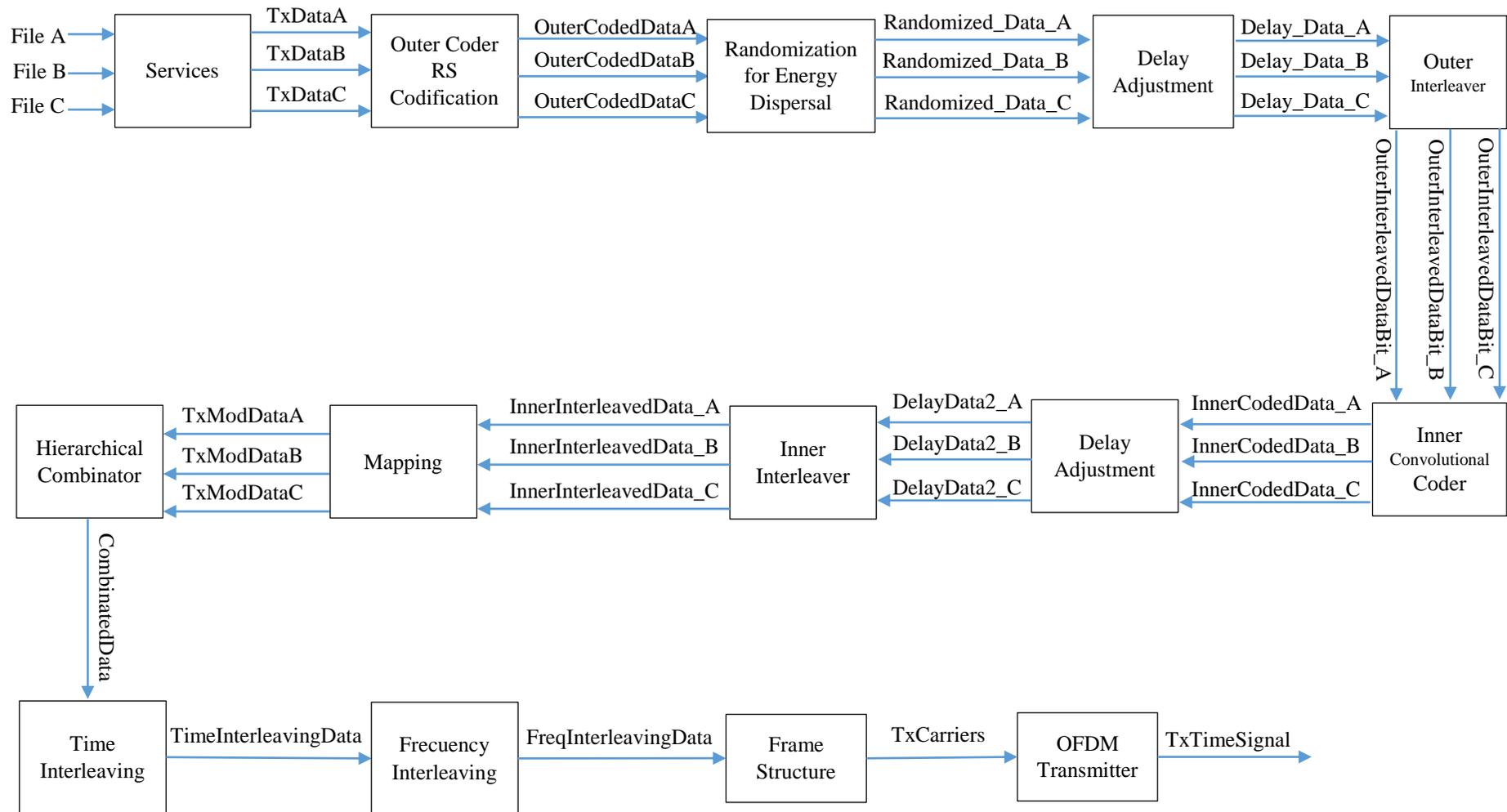


Figura 23-3. Diagrama de Bloques del Transmisor ISDB-Tb.
 Realizado por: Lucía Zhinín, 2018

3.1.3. Canal Radioeléctrico

Para efectos de conocer el comportamiento del estándar en diversos entornos es importante el modelamiento de canales que simulen los ambientes reales de transmisión, es así que según la recomendación ITU-R P.1057 (1994), acerca de las distribuciones de probabilidad para establecer modelos de propagación de las ondas radioeléctricas, reconoce como las más importantes las siguientes:

- Gaussiano, AWGN (Additive White Gaussian Noise), agrega ruido blanco a la señal transmitida, este no es un buen modelo para la simulación de enlaces terrestres, pues a pesar de tomar en cuenta el ruido producido por fuentes naturales, pasa por alto efectos de desvanecimiento, multicamino, interferencia, reflexión. El efecto de este canal ocasiona que la ganancia en amplitud tenga una distribución Gaussiana.
- Rice o Rician, modelo estocástico que toma en cuenta multicaminos, pero considera que una señal con línea de vista es más fuerte que las copias de la señal producidas por las multitrayectorias, la ganancia en amplitud sigue una distribución Rice.
- Rayleigh, modelo estocástico que es aplicable cuando no exista una propagación directa o dominante entre el transmisor y receptor, es así que su uso se extiende mayormente a recepción inalámbrica móvil, en donde se toman en cuenta desvanecimientos selectivos de frecuencia, interferencias, multicaminos, etc.

Tabla 7-3. Posibles aplicaciones de distribuciones estadísticas

Distribución	Tipo de Desvanecimiento	Tipo de entorno	Aplicación Típica
Gaussiana	Lento (Sombra)	Rural Urbano	SD / SI
Rayleigh	Rápido (Multitrayecto)	Urbano NLOS	SD
Rice	Rápido (Multitrayecto)	Urbano LOS - NLOS	SD / SI

SD: Señal Deseada. SI: Señal Interferente

Fuente: (Hernando Rábanos, Mendo Tomás, & Riera Salís, 2015)

El interés del presente trabajo se centra en el análisis de entornos interiores, para cuya recepción se acostumbra ubicar una antena fuera del domicilio, misma que puede recibir un rayo directo y multitrayectorias, es así que el modelamiento de canal se asemeja más a una distribución Rice, que deberá complementarse con la inserción de un ruido Gaussiano propio de la naturaleza de la transmisión.

Al pasar la señal por el canal establecido, se obtendrá una señal filtrada, y debido a que empieza aquí el análisis de la transmisión en entornos con diversas relaciones CNR (Carrier to Noise Ratio), se añade ruido a la señal filtrada dependiente de esta relación.

3.1.3.1. Estimación de Canal

Debido a que el proceso de modulación combina modulación tanto coherente como diferencial, se requiere una estimación de canal.

Para transmisiones con modulación diferencial no es necesaria una estimación de canal debido a que la información está codificada en la diferencia de dos símbolos consecutivos, es una técnica usada por ejemplo en el estándar europeo DAB en donde se reduce la complejidad del receptor por no necesitar la estimación del canal. La desventaja de la modulación diferencial es que genera una pérdida de 3-4 dB en la SNR e imposibilita aumentar la eficiencia espectral con constelaciones multiamplitud. Atendiendo a otros aspectos, la modulación coherente permite usar constelaciones de señal arbitrarias y es una elección obvia en los sistemas cableados, donde el canal es prácticamente constante en el tiempo. En sistemas inalámbricos la eficiencia de la modulación coherente la hace necesaria cuando la tasa binaria a transmitir es elevada. (Gallardo Moreno, 2006)

Para conocer el efecto del canal en la transmisión se realiza la estimación de canal basándose en la ecuación:

$$Rx = H.Tx$$
$$H = \frac{Rx}{Tx}$$

Siendo, Rx la señal recibida
H el canal, y
Tx la señal transmitida

De esta forma se tendrá en H el error introducido por el canal. Esto es posible gracias a que existen señales piloto en las portadoras SP, CP, TMCC y AC. La estimación de canal se realiza en el dominio frecuencial. Según lo indican las bases teóricas citadas en este trabajo, se está realizando una estimación tipo peine (para datos con modulación diferencial) y enrejado (para datos con modulación coherente) con un estimador LS.

3.1.4. Etapas de Recepción

En el receptor se realiza el proceso inverso de lo realizado en el Transmisor, en la Figura 24-3 puede observarse todo el proceso, donde cada recuadro representa cada uno de los bloques de código fuente existente en el simulador, se detallan además las variables de salida de cada bloque.

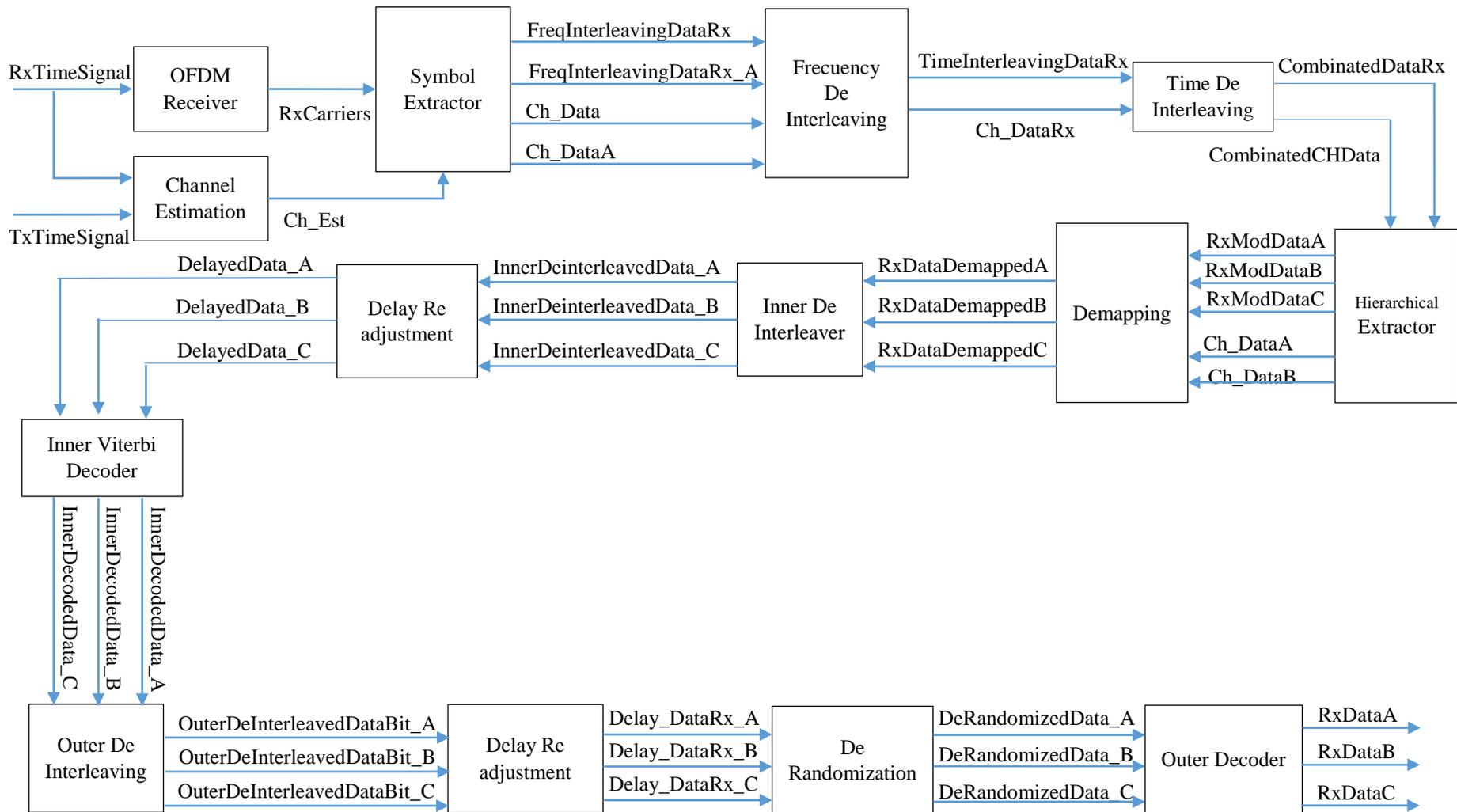


Figura 24-3. Diagrama de Bloques del Receptor ISDB-Tb
 Realizado por: Lucía Zhinín, 2018

3.1.4.1. Tasa de Bit Errado

El receptor es programado para realizar tantas simulaciones de recepción como puntos contenga un vector CNR previamente cargado; de modo que en cada una de la señal recibida sea restada de la señal transmitida para conocer el número de bits errados en toda la trama receptada, estos errores son sumados y divididos para el total de bits transmitidos, obteniéndose el parámetro que nos permitirá definir la eficiencia del sistema, BER, la tasa de bits errados.

La recomendación ITU-R BT.1368-13 actualizada en junio del 2017 donde se definen criterios de planificación, relaciones de protección para servicios de televisión digital terrestre en las bandas VHF/UHF; indica que las relaciones de protección sean medidas entre los codificadores interno y externo, antes del decodificador Reed-Solomon, para un $BER = 2 \times 10^{-4}$, que corresponde a un $BER < 1 \times 10^{-11}$ a la entrada del demultiplexor MPEG2. Por este motivo y basándose en la Figura 23-3, el cálculo del BER se realiza en el simulador con las señales: *OuterCodedData*, ubicado en el transmisor después del codificador Reed Solomon; y, *DeRandomizationData*, ubicado en el receptor antes del decodificador externo, ver Figura 24-3.

3.2. MIMO

En el presente estudio se implementó un sistema MIMO 2x2, es decir de 2 antenas transmisoras y 2 antenas receptoras, como el mostrado en la Figura 25-3.

Para la diversidad en transmisión se usó la técnica STBC propuesta por Alamouti, mientras que para la diversidad en recepción se utilizaron un Combinador de Radio Máximo⁶ y un detector de Máxima Verosimilitud⁷.

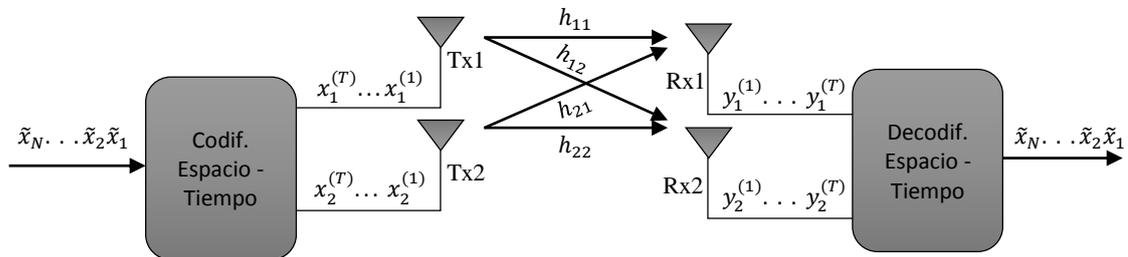


Figura 25-3. Codificación espacio – tiempo en sistemas MIMO 2x2

Fuente: (Yong, Jaekwon, Won, & Chung-Gu, 2010)

⁶ Conocido por sus siglas en inglés MRC (Maximal Ratio Combiner)

⁷ Conocido por sus siglas en inglés ML (Maximum Likelihood)

La Figura 25-3 ilustra un sistema MIMO general codificado en el espacio y el tiempo con antenas transmisoras $N_T = 2$ y antenas receptoras $N_R = 2$. En los sistemas MIMO codificados en el espacio-tiempo, el flujo de bits se mapea en el flujo de símbolos $\{\tilde{x}_i\}_{i=1}^N$. Como se muestra en la Figura 25-3, una secuencia de símbolos de tamaño N está codificada en espacio-tiempo en $\{x_i^{(t)}\}_{i=1}^2$, $t = 1, 2, \dots, T$, donde i es el índice de la antena y t es el índice de tiempo del símbolo. El número de símbolos de espacio-tiempo es $N_T * T$ (es decir, $N = 2 * T$). En otras palabras, $\{x_i^{(t)}\}_{i=1}^2$, $t = 1, 2, \dots, T$, forma una codificación espacio-tiempo. Debido a que N símbolos son transmitidos en T veces, la tasa de símbolos de un sistema con codificación espacio - tiempo, como el de la Figura 25-3, está dada por:

$$R = \frac{N}{T} = \frac{2*T}{T} = 2[\text{Símbolos / canal}]$$

Lo que indicaría que se duplica la tasa de símbolos con respecto a un sistema SISO.

Al lado del receptor el flujo de símbolos $\{\tilde{x}_i\}_{i=1}^N$ es estimado usando las señales $\{y_j^t\}_{j=1}^2$, $t = 1, 2, \dots, T$. Mientras que h_{ij} representa la ganancia del canal de la i -ésima antena transmisora a la j -ésima antena receptora sobre el período de símbolo t .

Si asumimos que la ganancia del canal no cambia durante períodos de símbolo T , el subíndice t puede desaparecer. Además siempre que las antenas de transmisión y las antenas de recepción estén lo suficientemente espaciadas se puede asumir que las ganancias de los canales h_{ij} son estadísticamente independientes.

3.2.1. Codificación de Bloques Espacio - Tiempo (STBC)

Se describe el sustento matemático de la técnica STBC pues es la que se implementó en este trabajo.

El código STBC más usado es el propuesto por Alamouti en su trabajo titulado “A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications”, 1998; donde presenta un sistema compuesto de dos antenas transmisoras y una receptora, cuando para esos momentos las investigaciones de diversidad se enfocaban sólo en la etapa de recepción.

Alamouti propone diversidad en transmisión con una codificación de bloque espacio –tiempo, compleja y ortogonal, compuesta por los símbolos de la Tabla 8-3.

Tabla 8-3. Codificación y secuencia de transmisión para Diversidad de Transmisión de dos ramas

	Tx1	Tx2
tiempo t	x_1	x_2
tiempo t + Ts	$-x_2^*$	x_1^*

Fuente: (Alamouti, 1998)

En donde T_s es el período del símbolo y x_i es el símbolo transmitido por la antena i . En la Figura 26-3 se observa el esquema que sigue el codificador Alamouti

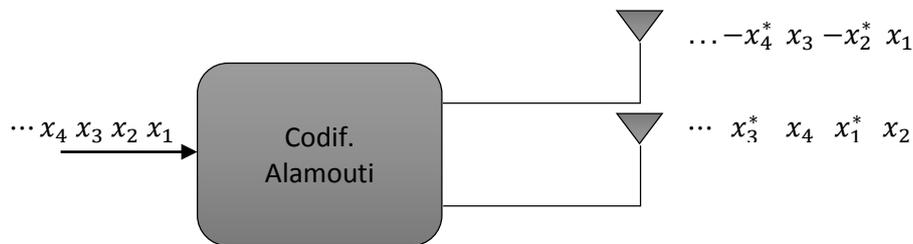


Figura 26-3. Codificador Alamouti para dos antenas transmisoras

Fuente: (Alamouti, 1998)

La característica de esta matriz es su ortogonalidad, fácilmente comprobable, conocemos que la matemática nos dice que una matriz ortogonal multiplicada por su transpuesta da como resultado la matriz identidad⁸; sean dos números complejos:

$$x_1 = 0.5687 + 0.6897j \text{ y } x_2 = -0.4173 - 0.2228j$$

Obtendremos la siguiente matriz con codificación espacio tiempo:

$$X = \begin{bmatrix} 0.5687 + 0.6897j & -0.4173 - 0.2228j \\ 0.4173 - 0.2228j & 0.5687 - 0.6897j \end{bmatrix}$$

Cuya matriz transpuesta compleja⁹ será:

⁸ Matriz Identidad es aquella que tiene como diagonal principal 1s y el resto 0s

⁹ La matriz transpuesta compleja además de sacar la transpuesta de la matriz, saca la conjugada de cada valor.

$$X' = \begin{bmatrix} 0.5687 + 0.6897j & 0.4173 - 0.2228j \\ -0.4173 - 0.2228j & 0.5687 - 0.6897j \end{bmatrix}$$

Y el producto de X^*X' , será:

$$X^* X' = \begin{bmatrix} 1.0229 & 0 \\ 0 & 1.0229 \end{bmatrix}$$

La ortogonalidad de esta codificación facilita la detección en el receptor.

3.2.2. *Recepción: combinador y detector*

Para modelar el canal MIMO se asume que el canal es invariante en el tiempo mientras dura la transmisión de dos símbolos x_1 y x_2 ; de esta forma se deberá modelar un canal para la antena Rx1 y otro para Rx2 que sean constantes para la recepción de las secuencias $x_1; -x_2^*$, y $x_2; x_1^*$, respectivamente.

En el tiempo t , el canal puede ser modelado por una distorsión multiplicativa compleja $h1(t)$ para la antena Tx1 y $h2(t)$ para la antena Tx2, que ambas tendrán su efecto en las dos antenas receptoras, generándose los canales con los índices correspondientes que se observan en la Tabla 9-3.

Tabla 9-3. Definición de canales entre antenas Transmisoras y Receptoras

	Rx1	Rx2
Tx1	h_{11}	h_{12}
Tx2	h_{21}	h_{22}

Fuente: (Alamouti, 1998)

Donde h_{ij} representa el canal resultado del efecto de la antena transmisora i sobre la antena receptora j . Asumiendo que las características del canal son constantes mientras dura la transmisión de dos símbolos consecutivos, y expresando el valor complejo del canal en su forma exponencial, podemos decir que:

$$h_{11}(t) = h_{11}(t + Ts) = h_{11} = \alpha_{11}e^{j\theta_{11}}$$

$$h_{21}(t) = h_{21}(t + Ts) = h_{21} = \alpha_{21}e^{j\theta_{21}}$$

$$h_{12}(t) = h_{12}(t + Ts) = h_{12} = \alpha_{12}e^{j\theta_{12}}$$

$$h_{22}(t) = h_{22}(t + Ts) = h_{22} = \alpha_{22}e^{j\theta_{22}}$$

En donde T_s es el período del símbolo, α_{ii} representa la ganancia (módulo del número complejo) y $e^{j\theta_{ii}}$ la fase (argumento del número complejo) que aporta el canal.

Un diagrama de bloques más específico del proceso de recepción del sistema MIMO se puede observar en la Figura 27-3.

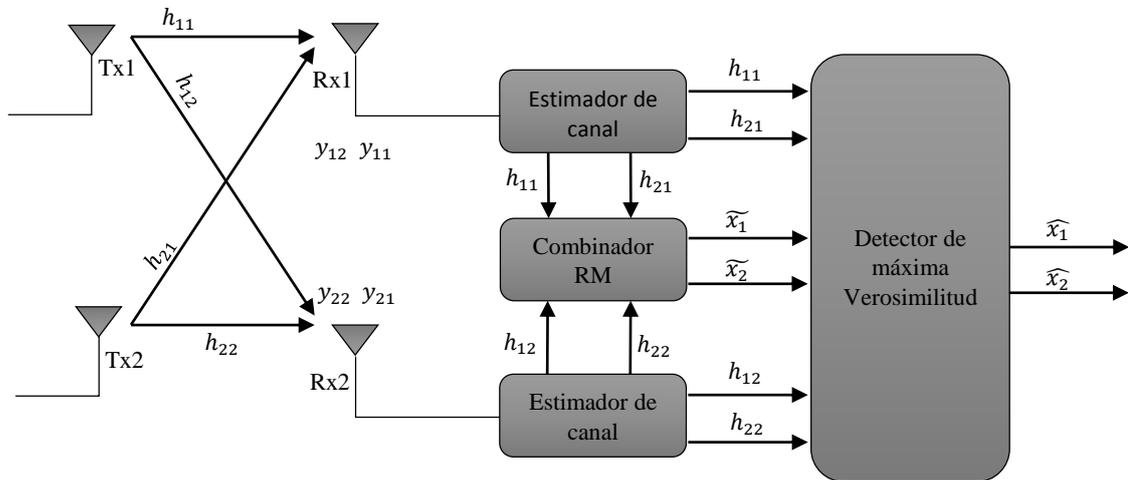


Figura 27-3. Etapa de Recepción sistema MIMO 2x2

Fuente: (Yong, Jaekwon, Won, & Chung-Gu, 2010)

Tabla 10-3. Señales recibidas en las dos antenas receptoras

	Rx1	Rx2
tiempo t	y_{11}	y_{12}
tiempo t + Ts	y_{21}	y_{22}

Fuente: (Alamouti, 1998)

Considerándose la nomenclatura de la Tabla 10-3, la señal recibida puede ser expresada como:

$$\begin{aligned}
 y_{11}(t) &= h_{11}x_1 + h_{21}x_2 + \eta_{11} \\
 y_{21}(t + Ts) &= -h_{11}x_2^* + h_{21}x_1^* + \eta_{21} \\
 y_{12}(t) &= h_{12}x_1 + h_{22}x_2 + \eta_{12} \\
 y_{22}(t + Ts) &= -h_{12}x_2^* + h_{22}x_1^* + \eta_{22}
 \end{aligned}$$

Donde y_{ij} representa el símbolo recibido por la antena receptora j desde la antena transmisora i , y η_{ij} es el ruido e interferencia de cada canal formado por las antenas ij transmisora y receptora respectivamente.

Como se observa en la Figura 27-3, en el combinador de radio máximo (RM) se construye las señales \widetilde{x}_1 y \widetilde{x}_2 de la siguiente forma:

$$\begin{aligned}\widetilde{x}_1 &= h_{11}^* y_{11} + h_{21} y_{21}^* + h_{12}^* y_{12} + h_{22} y_{22}^* \\ \widetilde{x}_2 &= h_{21}^* y_{11} - h_{11} y_{12}^* + h_{22}^* y_{12} - h_{12} y_{22}^*\end{aligned}$$

Que representándolas de otra forma en base a sustituciones, tenemos:

$$\begin{aligned}\widetilde{x}_1 &= (\alpha_{11}^2 + \alpha_{12}^2 + \alpha_{21}^2 + \alpha_{22}^2)x_1 + h_{11}^* \eta_{11} + h_{21} \eta_{21}^* + h_{12}^* \eta_{12} + h_{22} \eta_{22}^* \\ \widetilde{x}_2 &= (\alpha_{11}^2 + \alpha_{12}^2 + \alpha_{21}^2 + \alpha_{22}^2)x_2 - h_{11} \eta_{21}^* + h_{21}^* \eta_{11} - h_{12} \eta_{22}^* + h_{22}^* \eta_{12}\end{aligned}$$

Estas señales combinadas se envían al decodificador de máxima verosimilitud, que usa el siguiente criterio para usar la señal x_1 :

Escoja x_i , si:

$$\begin{aligned}(\alpha_{11}^2 + \alpha_{21}^2 + \alpha_{12}^2 + \alpha_{22}^2 - 1)|x_i|^2 + d^2(\widetilde{x}_1, x_i) \\ \leq (\alpha_{11}^2 + \alpha_{21}^2 + \alpha_{12}^2 + \alpha_{22}^2 - 1)|x_k|^2 + d^2(\widetilde{x}_1, x_k)\end{aligned}$$

De igual forma para usar la señal x_2 :

$$\begin{aligned}(\alpha_{11}^2 + \alpha_{12}^2 + \alpha_{21}^2 + \alpha_{22}^2 - 1)|x_i|^2 + d^2(x_2, x_i) \\ \leq (\alpha_{11}^2 + \alpha_{12}^2 + \alpha_{21}^2 + \alpha_{22}^2 - 1)|x_k|^2 + d^2(x_2, x_k)\end{aligned}$$

En donde $d^2(a, b)$ representa el cálculo del cuadrado de la distancia Euclídea¹⁰ entre los puntos a y b .

Finalmente del detector se obtienen los símbolos \widehat{x}_1 y \widehat{x}_2 que son los símbolos estimados correspondientes a los transmitidos x_1 y x_2 .

De esta manera el sistema MIMO-ISDB-Tb es conformado como lo indica el diagrama de la Figura 28-3.

¹⁰ Cuadrado de la distancia Euclídea $d^2(a, d) = (\sqrt{(b-e)^2 + (c-f)^2})^2 = (b-e)^2 + (c-f)^2$, si $a = b + jc$; y $d = e + jf$.

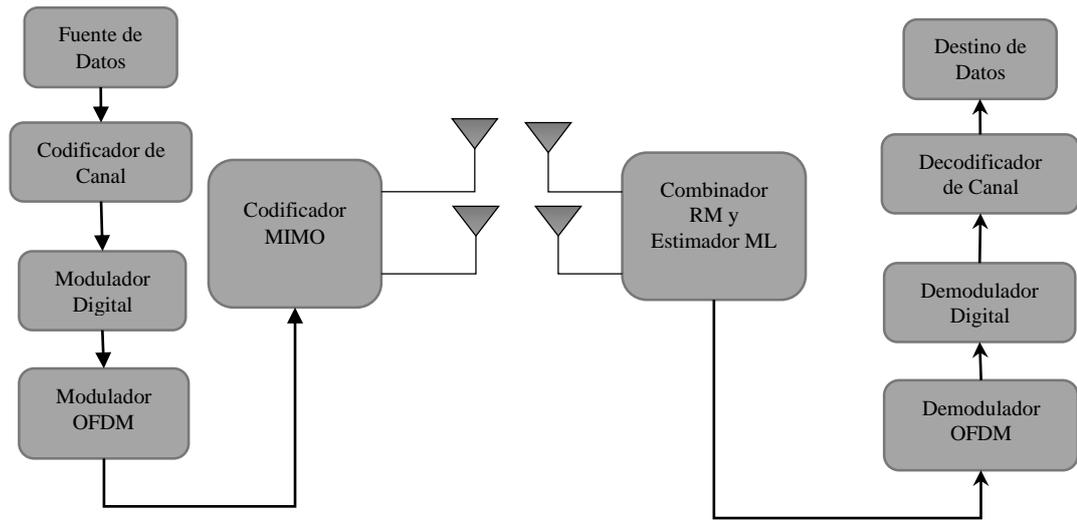


Figura 28-3. Diagrama de Bloques del Sistema MIMO 2x2 -ISDB-Tb
 Realizado por: Lucía Zhinín, 2018

CAPÍTULO IV

4. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

Para precisar los resultados se debe tomar en cuenta que en el simulador ISDB-Tb se deben definir ciertos parámetros, como son:

- Modo de transmisión: 1 (2K), 2 (4K) ó 3 (8K). Depende del tamaño de la FFT y el número de portadoras por símbolo.
- Intervalo de Guarda: 1/4, 1/8, 1/16 ó 1/32.
- Modulación por capa: QPSK, 16-QAM, o 64-QAM.
- Code Rate por capa: 1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8.
- Número de segmentos asignados a cada capa.
- Número de tramas a transmitir.
- Tipo de canal: AWGN, Rice o Rayleigh.

Cada combinación de estos parámetros genera un resultado distinto por analizar, para fines demostrativos nos centraremos en realizar pruebas para los tres tipos de modulación y las cinco tasas de codificación.

Los parámetros que se mantendrán constantes serán:

- El canal con una distribución Rice, utilizado para escenarios en que se cuenta con al menos un rayo con línea de vista y además multitrayectos.
- El intervalo de guarda $IG=1/4$.
- Modo de operación 2, es decir 4096 portadoras totales para la modulación OFDM.
- Número de segmentos: 12
- Número de tramas a transmitir: 3

Con objeto de demostrar la hipótesis planteada en el presente estudio, se analizarán gráficas BER vs CNR, como la indicada en la Figura 1-4.

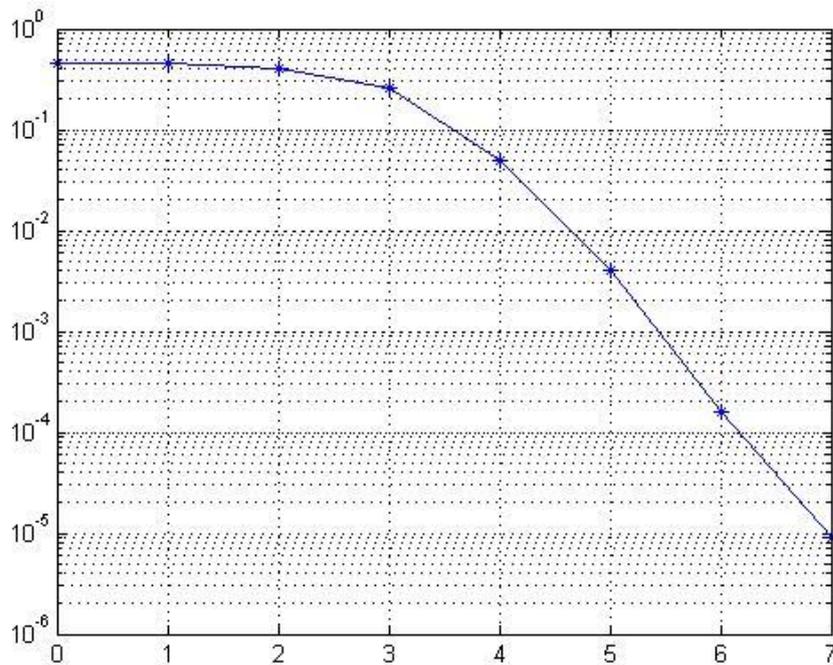


Figura 1-4. Gráfica BER vs CNR. Sistema ISDB-Tb (SISO, QPSK, CR1/2)
Realizado por: Lucía Zhinín, 2018

En ellas se compara el valor de CNR requerido para conseguir una tasa de bit errado $BER = 2 \times 10^{-4}$, pues es el valor mínimo necesario para que una señal ISDB-Tb decodificada y demodulada en recepción sea aceptable, según los criterios de planificación de sistemas ISDB-Tb de la recomendación ITU-R BT.1368-13. Es así que para la Figura 1-4 podemos decir que se requiere una CNR = 6,3dB para que el sistema ISDB-Tb esté siendo receptado al valor mínimo permitido.

Con estas consideraciones se hace el análisis de una transmisión QPSK. En la Tabla 1-4 se observan los valores de CNR obtenidos para cada tasa de codificación y en las figuras 2-4 a la 6-4 se observan las gráficas BER vs CNR para las tasas de codificación 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 y 7/8, respectivamente. El rendimiento del sistema MIMO con respecto al sistema SISO pueden observarse en la Tabla 2-4.

Tabla 1-4. Valores de CNR mínimos necesarios para cada tasa de codificación. Modulación QPSK

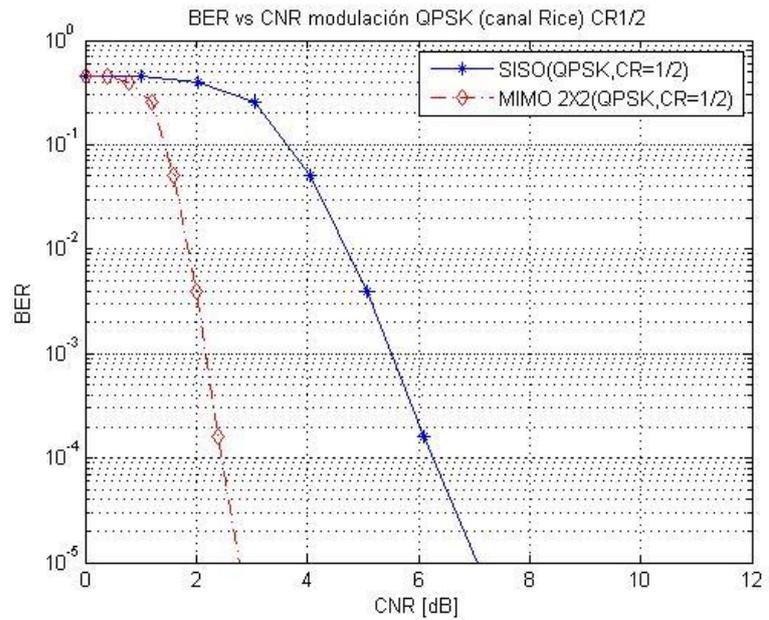
QPSK					
CR	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
CNR SISO [dB]	6,23	8,14	9,15	10,44	11,09
CNR MIMO [dB]	2,5	4,43	5,6	7,05	7,8

Realizado por: Lucía Zhinín, 2018

Tabla 2-4. Rendimiento MIMO/SISO para modulación QPSK

QPSK					
CR	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
Rendimiento MIMO/SISO[dB]	-3,73	-3,71	-3,55	-3,39	-3,29

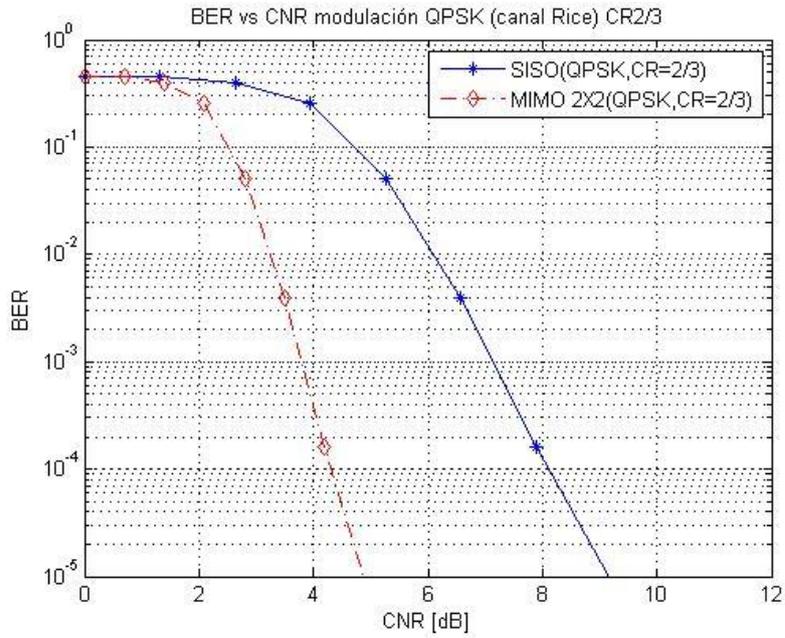
Realizado por: Lucía Zhinín, 2018



Gráfica 1-4. BER vs CNR. Modulación QPSK. CR=1/2

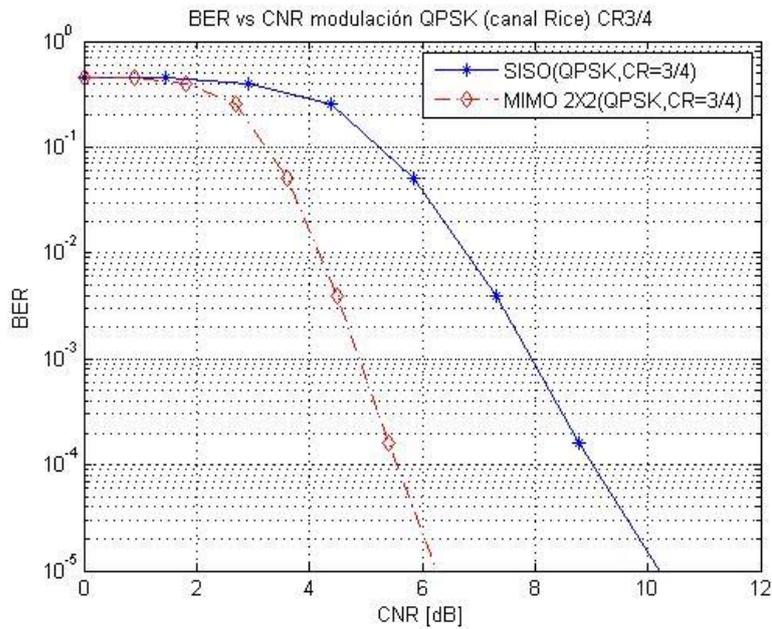
Realizado por: Lucía Zhinín, 2018

Como lo indica la Tabla 1-4. Para una CR de 1/2, SISO requiere de al menos una CNR de 6,23dB, mientras que MIMO requiere solamente 2,5dB, existiendo una ganancia en rendimiento de 3,75dB, como se observa en la Tabla 2-4.



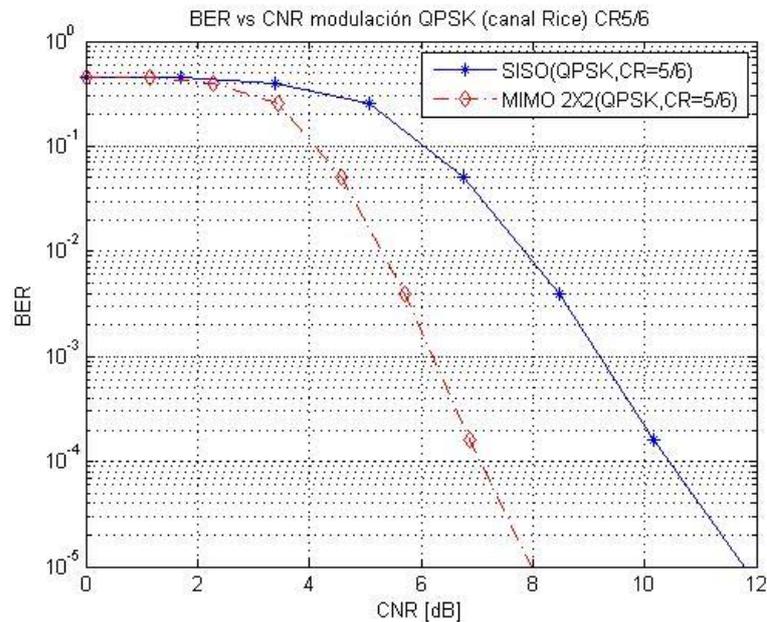
Gráfica 2-4. BER vs CNR. Modulación QPSK. CR=2/3.
Realizado por: Lucía Zhinín, 2018

Como lo indica la Tabla 1-4. Para una CR de 2/3, SISO requiere de al menos una CNR de 8,14dB, mientras que MIMO requiere solamente 4,43dB, existiendo una ganancia en rendimiento de 3,71dB, como se observa en la Tabla 2-4.



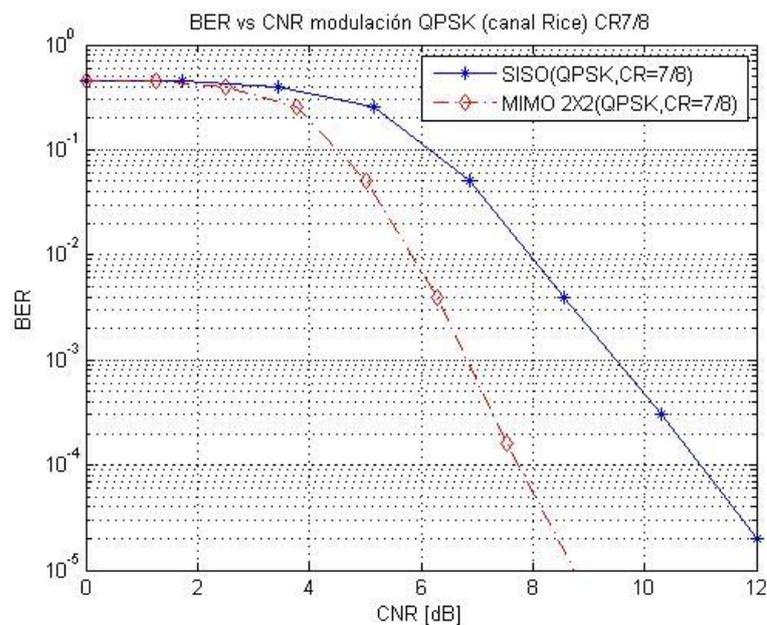
Gráfica 3-4. BER vs CNR. Modulación QPSK. CR=3/4.
Realizado por: Lucía Zhinín, 2018

Como lo indica la Tabla 1-4. Para una CR de 3/4, SISO requiere de al menos una CNR de 9,15dB, mientras que MIMO requiere solamente 5,6dB, existiendo una ganancia en rendimiento de 3,55dB, como se observa en la Tabla 2-4.



Gráfica 4-4. BER vs CNR. Modulación QPSK. CR=5/6.
Realizado por: Lucía Zhiñín, 2018

Como lo indica la Tabla 1-4. Para una CR de 5/6, SISO requiere de al menos una CNR de 10,44dB, mientras que MIMO requiere solamente 7,05dB, existiendo una ganancia en rendimiento de 3,39dB, como se observa en la Tabla 2-4.



Gráfica 5-4. BER vs CNR. Modulación QPSK. CR=7/8.
Realizado por: Lucía Zhiñín, 2018

Como lo indica la Tabla 1-4. Para una CR de 7/8, SISO requiere de al menos una CNR de 11,09dB, mientras que MIMO requiere solamente 7,8dB, existiendo una ganancia en rendimiento de 3,29dB, como se observa en la Tabla 2-4.

Para el caso de modulación 16QAM, de igual forma en la Tabla 3-4 se observan los valores de CNR para los sistemas SISO y MIMO, en las figuras 7-4 a la 11-4 se observan las gráficas BER vs CNR para tasas de codificación 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 y 7/8, respectivamente; y en la Tabla 4-4 se relacionan las CNR halladas para denotar el rendimiento existente en modulación 16QAM.

Tabla 3-4. Valores de CNR mínimos necesarios para cada tasa de codificación. Modulación 16QAM

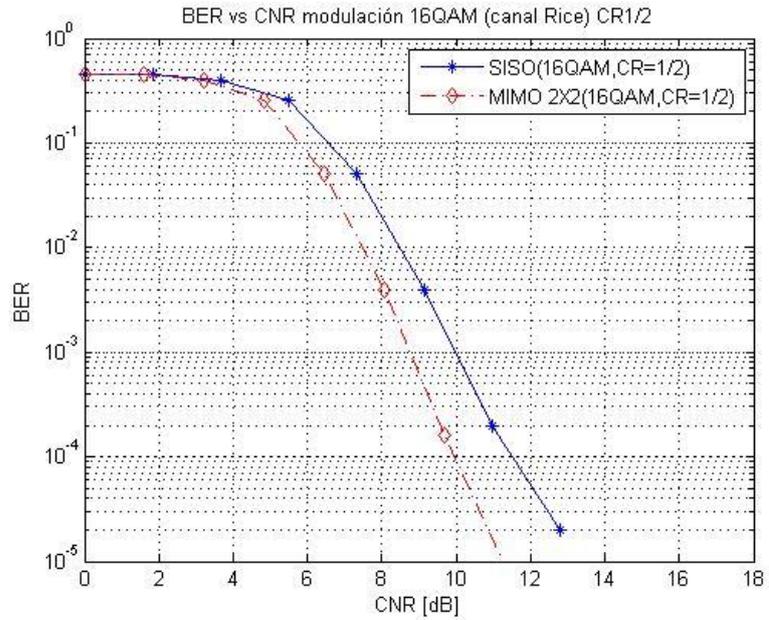
16QAM					
CR	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
CNR SISO [dB]	11,61	14,12	15,62	16,78	17,72
CNR MIMO [dB]	9,95	12,45	14,02	15,15	16,2

Realizado por: Lucía Zhinín, 2018

Tabla 4-4. Rendimiento MIMO/SISO para modulación 16QAM

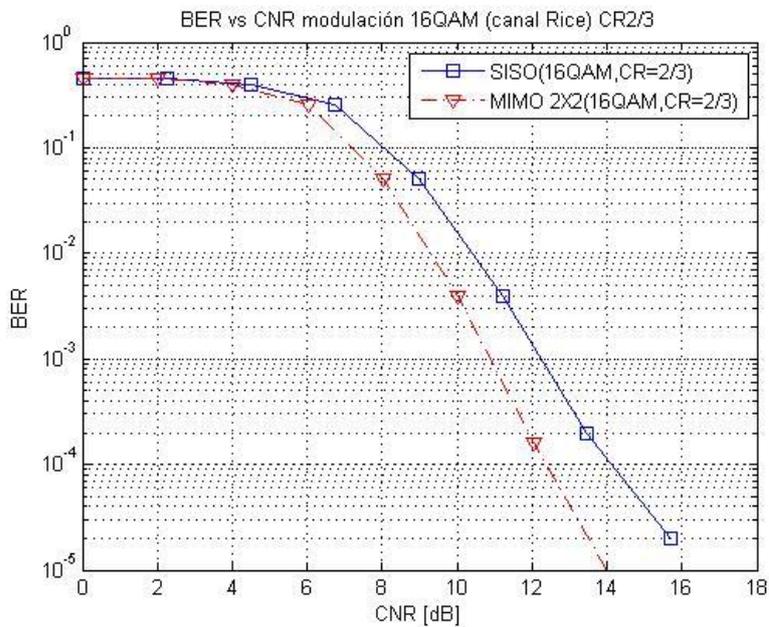
16QAM					
CR	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
Rendimiento MIMO/SISO[dB]	-1,66	-1,67	-1,6	-1,63	-1,52

Realizado por: Lucía Zhinín, 2018



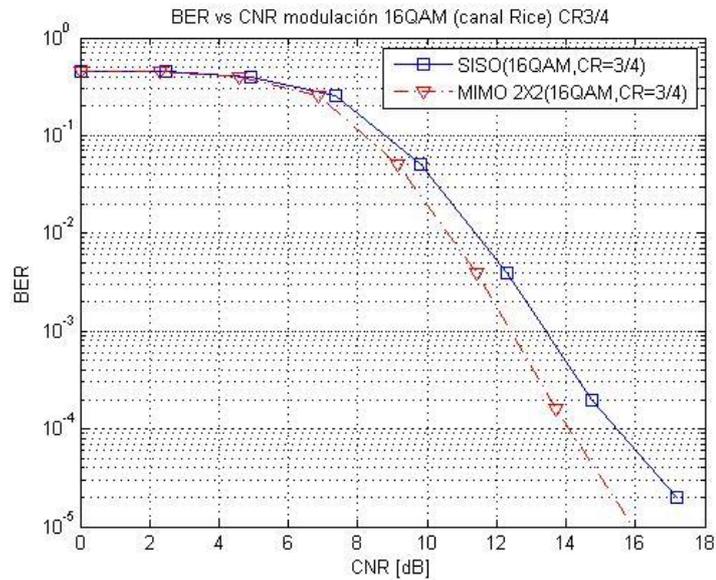
Gráfica 6-4. BER vs CNR. Modulación 16QAM. CR=1/2.
Realizado por: Lucía Zhiñín, 2018

Como lo indica la Tabla 3-4. Para una CR de 1/2, SISO requiere de al menos una CNR de 11,61dB, mientras que MIMO requiere solamente 9,95dB, existiendo una ganancia en rendimiento de 1,66dB, como se observa en la Tabla 4-4.



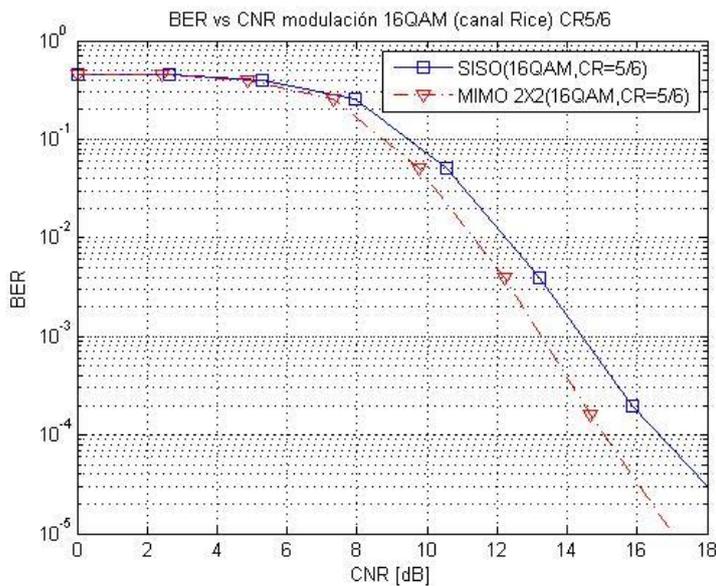
Gráfica 7-4. BER vs CNR. Modulación. 16QAM. CR=2/3.
Realizado por: Lucía Zhiñín, 2018

Como lo indica la Tabla 3-4. Para una CR de 2/3, SISO requiere de al menos una CNR de 14,12dB, mientras que MIMO requiere solamente 12,45dB, existiendo una ganancia en rendimiento de 1,67dB, como se observa en la Tabla 4-4.



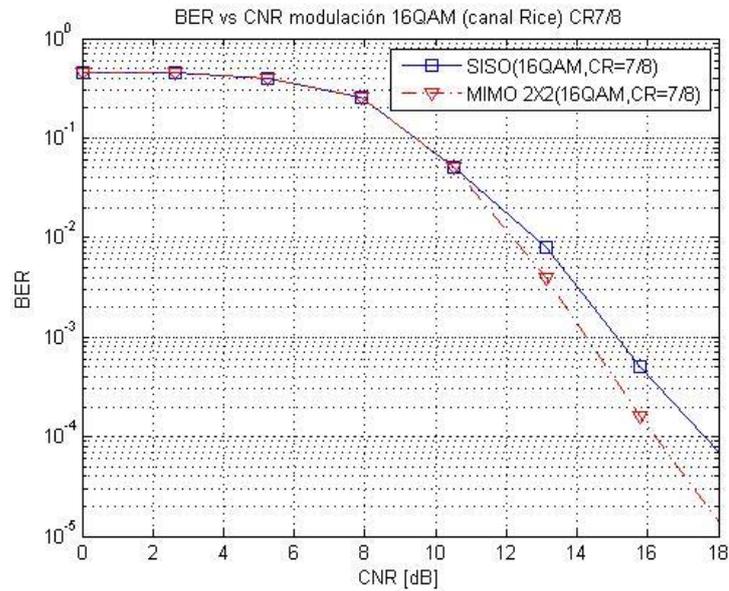
Gráfica 8-4. BER vs CNR. Modulación 16QAM. CR=3/4.
Realizado por: Lucía Zhinín, 2018

Como lo indica la Tabla 3-4. Para una CR de 3/4, SISO requiere de al menos una CNR de 15,62dB, mientras que MIMO requiere solamente 14,02dB, existiendo una ganancia en rendimiento de 1,6dB, como se observa en la Tabla 4-4.



Gráfica 9-4. BER vs CNR. Modulación 16QAM. CR=5/6.
Realizado por: Lucía Zhinín, 2018

Como lo indica la Tabla 3-4. Para una CR de 5/6, SISO requiere de al menos una CNR de 16,78dB, mientras que MIMO requiere solamente 15,15dB, existiendo una ganancia en rendimiento de 1,63dB, como se observa en la Tabla 4-4.



Gráfica 10-4. BER vs CNR. Modulación 16QAM. CR=7/8.
Realizado por: Lucía Zhinín, 2018

Como lo indica la Tabla 3-4. Para una CR de 7/8, SISO requiere de al menos una CNR de 17,72dB, mientras que MIMO requiere solamente 16,2dB, existiendo una ganancia en rendimiento de 1,52dB, como se observa en la Tabla 4-4.

Finalmente el análisis de la modulación 64QAM, en la Tabla 5-4 se observan las CNR en SISO y MIMO, en las figuras 12-4 a la 16-4 se observa la gráfica BER vs CNR para tasas de codificación de 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 y 7/8, respectivamente; y en la Tabla 6-4 se aprecia el rendimiento del sistema MIMO sobre SISO en términos de CNR.

Tabla 5-4. Valores de CNR mínimos necesarios para cada tasa de codificación. Modulación 64QAM

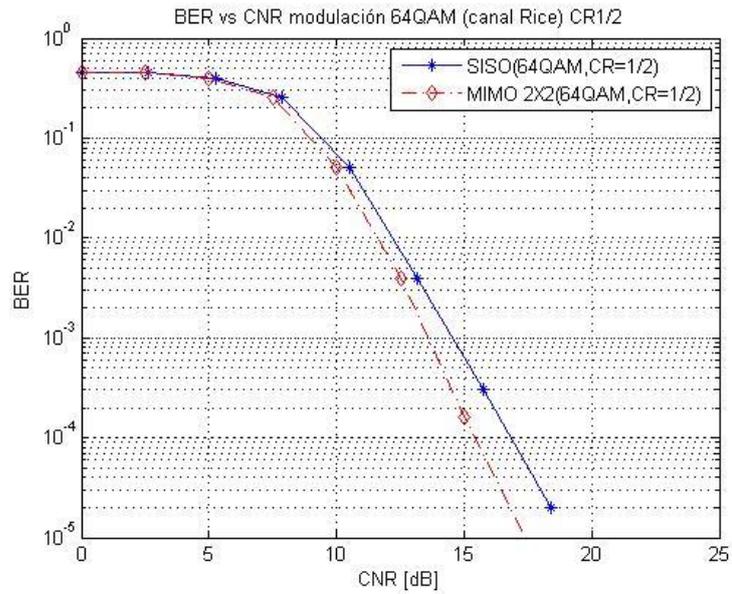
64QAM					
CR	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
CNR SISO [dB]	17,34	18,99	21,08	22,54	22,5
CNR MIMO [dB]	15,68	17,42	19,5	20,99	21

Realizado por: Lucía Zhinín, 2018

Tabla 6-4. Rendimiento MIMO/SISO para modulación 64QAM

64QAM					
CR	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
Rendimiento MIMO/SISO[dB]	-1,66	-1,57	-1,58	-1,55	-1,5

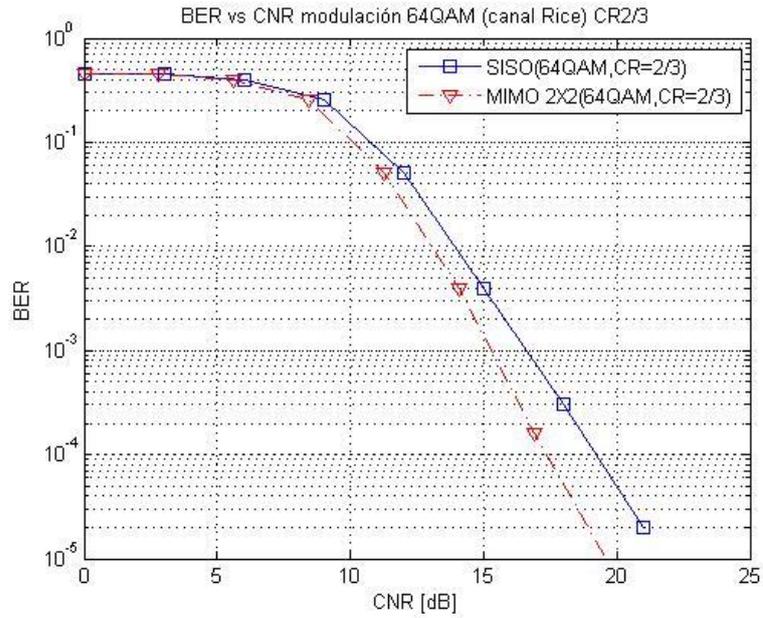
Realizado por: Lucía Zhinín, 2018



Gráfica 11-4. BER vs CNR. Modulación 64QAM. CR=1/2.

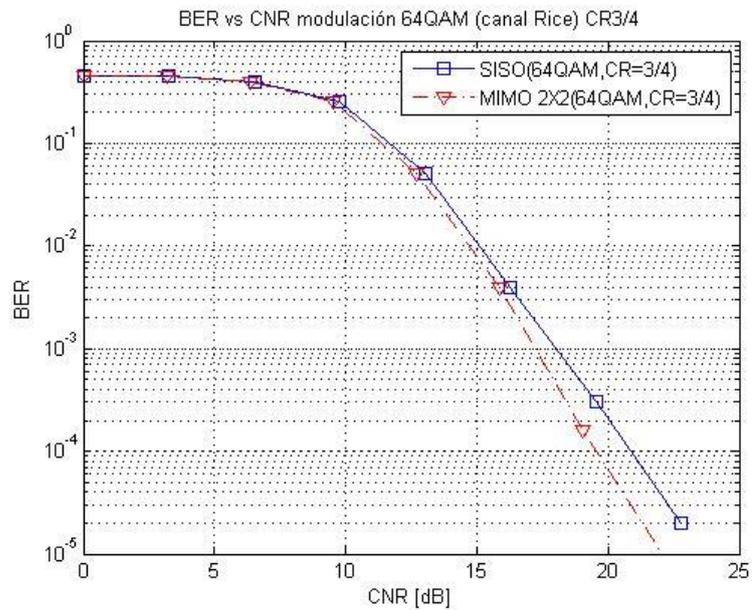
Realizado por: Lucía Zhinín, 2018

Como lo indica la Tabla 5-4. Para una CR de 1/2, SISO requiere de al menos una CNR de 17,34dB, mientras que MIMO requiere solamente 15,68dB, existiendo una ganancia en rendimiento de 1,66dB, como se observa en la Tabla 6-4.



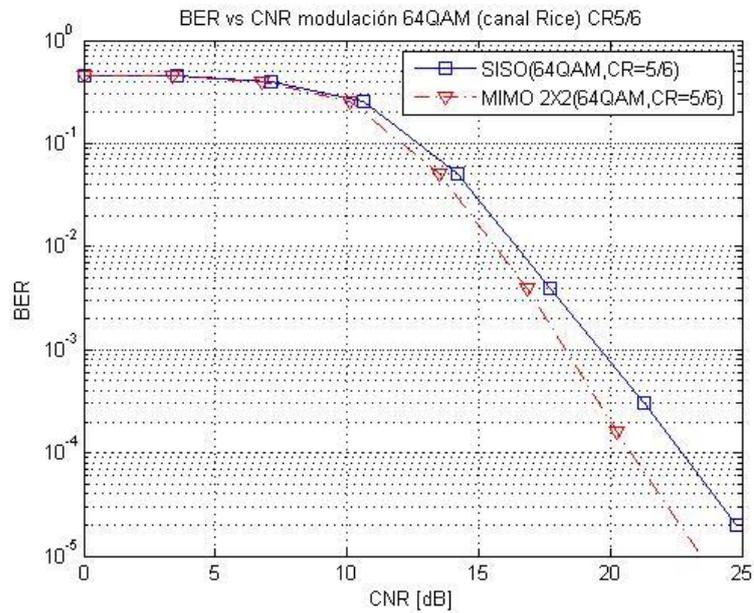
Gráfica 12-4. BER vs CNR. Modulación 64QAM. CR=2/3.
Realizado por: Lucía Zhiñín, 2018

Como lo indica la Tabla 5-4. Para una CR de 2/3, SISO requiere de al menos una CNR de 18,99dB, mientras que MIMO requiere solamente 17,42dB, existiendo una ganancia en rendimiento de 1,57dB, como se observa en la Tabla 6-4.



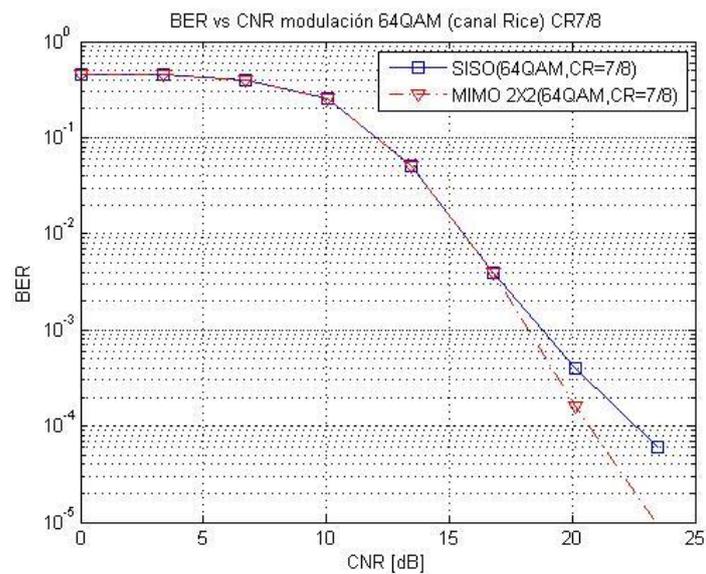
Gráfica 13-4. BER vs CNR. Modulación 64QAM. CR=3/4.
Realizado por: Lucía Zhiñín, 2018

Como lo indica la Tabla 5-4. Para una CR de 3/4, SISO requiere de al menos una CNR de 21,08dB, mientras que MIMO requiere solamente 19,05dB, existiendo una ganancia en rendimiento de 1,58dB, como se observa en la Tabla 6-4.



Gráfica 14-4. BER vs CNR. Modulación 64QAM. CR=5/6.
Realizado por: Lucía Zhiñín, 2018

Como lo indica la Tabla 5-4. Para una CR de 5/6, SISO requiere de al menos una CNR de 22,54dB, mientras que MIMO requiere solamente 20,99dB, existiendo una ganancia en rendimiento de 1,55dB, como se observa en la Tabla 6-4.



Gráfica 15-4. BER vs CNR. Modulación 64QAM. CR=7/8.
Realizado por: Lucía Zhiñín, 2018

Como lo indica la Tabla 5-4. Para una CR de 7/8, SISO requiere de al menos una CNR de 22,5dB, mientras que MIMO requiere solamente 20,99dB, existiendo una ganancia en rendimiento de 1,5dB, como se observa en la Tabla 6-4.

Para analizar los datos obtenidos se requiere comparar los valores de CNR en un sistema SISO con respecto a un sistema MIMO. En las figuras 2-4 a 6-4 correspondientes a modulación QPSK podemos observar que existe una ganancia en relación señal ruido de al menos 3 dB, el valor exacto para cada enlace se observa en la Tabla 2-4. En el caso de modulación 16QAM se observa en las figuras 7-4 a 11-4 que existe una ganancia en relación señal ruido de al menos 1 dB, el valor exacto para cada enlace se observa en la Tabla 4-4. En la modulación 64QAM se observa en las figuras 12-4 a 16-4 que existe una ganancia en relación señal ruido muy semejante a la anterior, de al menos 1 dB, el valor exacto para cada enlace se observa en la Tabla 6-4. Esta ganancia propiciada por la implementación de MIMO en ISDB-Tb se traduce en menor gasto de potencia en el enlace para obtener los mismos niveles de señal.

4.1. Comprobación de la Hipótesis

Hipótesis del estudio

El uso de técnicas MIMO robustece un sistema de televisión digital terrestre basado en el estándar ISDB-Tb SISO, en la recepción en interiores.

Para poder definir si un sistema de comunicaciones es más robusto que otro, se obtienen las tasas de bit errado (BER) generadas por distintos valores de relaciones portadora a ruido (CNR) en las tasas de codificación 1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8. El sistema ISDB-Tb con SISO presentará 5 valores de CNR para un nivel de BER aceptable en recepción (según normativa), luego de aplicado MIMO en el sistema se vuelven a tomar los datos de CNR para el mismo valor de BER, de modo que estos últimos sean comparados con el primer grupo y sea evaluado el efecto que tiene aplicar diversidad en el sistema. Cabe aclarar también que un sistema tiene mejor rendimiento que otro, cuando sus medidas de CNR son menores, siempre que ambos sistemas sean evaluados en condiciones semejantes.

Para definir el estudio a realizar se debe tomar en cuenta que:

- el estudio es longitudinal,
- se cuenta con una baja cantidad de muestras a interpretar,
- se debe comparar variables numéricas del mismo grupo en momentos distintos.

Se analizan los datos con un software estadístico para definir el tipo de distribución que tienen los mismos.

Prueba de normalidad de datos:

Para muestras menores a 30 se usa la prueba Shapiro Wilk, que para el presente análisis, el software estadístico genera la Tabla 7-4.

Tabla 7-4. Prueba de normalidad

	Shapiro-Wilk		
	Statistic	n	Sig.
SISO	,963	5	,830
MIMO	,967	5	,859

Criterio de normalidad:
Si $\text{Sig} \geq \alpha \rightarrow$ distribución normal
Si $\text{Sig} < \alpha \rightarrow$ no es distribución normal

Realizado por: Lucía Zhinín, 2018

Los valores de significancia calculados comparados con el nivel de significancia aceptado para esta prueba, son:

SISO: $0,830 > 0,05$

MIMO: $0,859 > 0,05$

De lo expuesto se concluye que los datos tanto de SISO como de MIMO provienen de una distribución normal; por tanto es posible realizar la comprobación de la hipótesis con una prueba T Student.

Definida la prueba a utilizar se realiza la comprobación de la hipótesis mediante el software estadístico, a continuación se detallan los pasos desarrollados:

1. Planteamiento de las Hipótesis Nula y Alternativa

Hipótesis nula:

La CNR media en SISO es menor o igual a la CNR media en MIMO

$H_0: \mu_{SISO} \leq \mu_{MIMO}$

Hipótesis alternativa:

La CNR media en SISO es mayor a la CNR media en MIMO

$H_1: \mu_{SISO} > \mu_{MIMO}$

2. Definición del nivel de significancia (α), porcentaje de error aceptado.

$$\alpha = 5\% = 0.05$$

3. Determinación del Valor P y Criterio de Decisión.

El valor P es el mínimo nivel de significancia en el cual H_0 sería rechazada.

Al tratarse de una prueba unilateral que se abre a la derecha, debemos evaluar el valor estadístico t, que se observa en la tabla de pruebas relacionadas proporcionada por el software estadístico; con el siguiente criterio de decisión:

Cuando t es negativo:

No Rechazar H_0

Cuando t es positivo:

Valor $P/2 < \alpha$ Rechazar H_0

Valor $P/2 \geq \alpha$ No Rechazar H_0

Tabla 8-4. Prueba de muestras relacionadas

	Diferencias relacionadas					t	gl	Sig. (bilateral)
	Media	Desviación típ.	Error típ. de la media	95% Intervalo de confianza para la diferencia				
				Inferior	Superior			
Pair 1 SISO - MIMO	3,53400	,19360	,08658	3,29362	3,77438	40,818	4	,000

Realizado por: Lucía Zhiñín, 2018

De la tabla 8-4, tenemos:

$$t = 40,818$$

$$\text{valor } P = 0,000$$

4. Decisión:

Al ser t positivo:

$$P\text{-valor}/2 < 0,05$$

$$0,000/2 < 0,05$$

$$0,000 < 0,05 \quad \text{Rechazar } H_0, \text{ Aceptar } H_1$$

5. Conclusión:

Se acepta la H_1 : La CNR media en SISO es mayor a la CNR media en MIMO

Lo que implica que MIMO presenta valores de CNR menores que SISO, como puede observarse en la tabla 9-4 obtenida del software estadístico, MIMO con una media de 5,4760

es menor a SISO con una media de 9,01; además se ha llegado a comprobar que la diferencia de estos valores, además de ser numéricamente notoria, estadísticamente tiene una significancia tal, que permite asegurar que MIMO mejora el rendimiento de un sistema ISDB-Tb SISO.

Tabla 9-4. Medias estadísticas

		Statistic
SISO	Media	9,0100
MIMO	Media	5,4760

Realizado por: Lucía Zhinín, 2018

CONCLUSIONES

Se realizó la comparación de técnicas MIMO y SISO en sistemas de televisión digital terrestre en un ambiente simulado, cumpliendo con los objetivos planteados satisfactoriamente, se investigó a detalle el funcionamiento de la norma ABNT NBR 15601, así como también se llegó a analizar y ejecutar mediante simulaciones computacionales la implementación de técnicas MIMO 2x2 en ISDB-Tb que es basado en OFDM, permitiendo valorizar cuantitativamente la ganancia de esta ejecución en términos de robustez del sistema.

La modulación implementada en un sistema es un factor determinante para establecer el rendimiento del mismo, esta afirmación no deja de tener validez cuando se implementa MIMO 2x2 en el sistema ISDB-Tb, como se observa en los resultados con una modulación QPSK mejora el rendimiento en al menos 3dB, mientras que con QAM, tanto de 4 como de 6 bits se reduce esta mejora en 2dB. Sin embargo, pese a ello, MIMO 2x2 no deja de ser una mejor alternativa a SISO en ISDB-Tb.

Las codificaciones de datos más robustas como es el caso de $CR = 1/2$, en todos los casos, ocasionan que la curva BER vs CNR converja mucho más rápido en relación a aquellas donde el $CR = 7/8$.

La codificación de Alamouti implementada no presenta ni pérdida ni ganancia en la tasa de datos transmitidos, pues aunque si bien es cierto que con un sistema MIMO 2x2 se aumenta la tasa de símbolos transmitidos a $R = 2$, la misma es compensada con la redundancia producida por la codificación espacio – tiempo.

Se logró introducir la técnica de detección de Alamouti en un canal con desvanecimiento en frecuencia, a pesar de que conceptualmente fue creada la técnica para desvanecimientos planos; esto gracias al uso de una modulación OFDM propia del sistema ISDB-Tb.

Finalmente se concluye que la hipótesis planteada: “El uso de técnicas MIMO robustece un sistema de televisión digital terrestre basado en el estándar ISDB-Tb SISO, en la recepción en interiores”, es aceptada.

RECOMENDACIONES

La simplicidad de la técnica aplicada en el presente trabajo se basa en su linealidad. Para futuros trabajos se recomienda la implementación de técnicas no lineales que permitirán obtener mejores tasas de bit errados, según lo indica la bibliografía consultada.

Otro parámetro importante y que abarca un amplio campo por investigar es el modelado del canal radio, pues es imprescindible para la correcta implementación y configuración de las diferentes etapas del sistema, como modulación, codificación o ecualización, así como para evaluar las prestaciones finales del mismo: capacidad o tasa de error en bit. Además que para el sistema implementado con MIMO se considera óptimo una estimación experimental en donde se llegue a determinar no sólo parámetros de desvanecimiento en tiempo y frecuencia de la señal, ángulos, multitrayectos, etc., que permitan obtener una estimación de canal más adecuada, sino también las características geográficas, dimensiones, distancias, tamaños, de las antenas a utilizar. Son temas que a futuro deberán ser estudiados para entornos específicos.

GLOSARIO

ARCOTEL: acrónimo de Agencia de Regulación y Control de las Telecomunicaciones

NTSC: siglas de National Television System Committee, sistema de televisión analógico usado en Ecuador

HSDPA: siglas de High Speed Downlink Packet Access, tecnología de telefonía celular

WCDMA: siglas de Wideband Code Division Multiple Access, tecnología de telefonía celular

WiMax: acrónimo de Worldwide Interoperability for Microwave Access, redes inalámbricas de largo alcance

WLAN: acrónimo de Wireless Local Area Network, redes de área local inalámbrica

LDPC: siglas de Low Density Parity Check

LS: siglas de Least Square

MMSE: siglas de Minimum Mean Square Error

ABNT: siglas de Asociación Brasileña de Normas Técnicas

Beamforming: término inglés para conformación de haz, técnica usada direccionar señales en transmisión o recepción.

MIMO: acrónimo de múltiple entrada múltiple salida, una técnica de diversidad espacial.

MISO: acrónimo de múltiple entrada única salida, una técnica de diversidad espacial.

SISO: acrónimo de única entrada única salida, una técnica de diversidad espacial.

OFDM: siglas de Orthogonal Frequency-Division Multiplexing, esquema de modulación digital.

ISDB-Tb: estándar japonés-brasileño de televisión digital terrestre.

DVB-T: estándar europeo de televisión digital terrestre.

Desvanecimiento: atenuación de una señal al propagarse.

Atenuación: pérdida de potencia de una señal que sufre al transitar por cualquier medio de transmisión.

BER: siglas de Bit Error Rate, relación de bit errado, representa el número de bits recibidos con error, con respecto al número de bits transmitidos.

SNR: siglas de Sign to Noise Ratio, relación señal a ruido.

DQPSK: siglas de Differential Quadrature Phase Shift Keying.

QPSK: siglas de Quadrature Phase Shift Keying.

16QAM: siglas de Quadrature Amplitude Modulation con 16 símbolos por constelación.

64QAM: siglas de Quadrature Amplitude Modulation con 64 símbolos por constelación.

TMCC: siglas de Transmission and Multiplexing Configuration Control.

STBC: siglas de Space-Time Block Coding

BIBLIOGRAFÍA

- 3GPP. (2018). *The Mobile Broadband Standard*. Obtenido de <http://www.3gpp.org>
- ABNT. (01 de 12 de 2007). ABNT NBR 15601. Televisión digital terrestre - Sistema de transmisión. Norma brasileña. Río de Janeiro, Brasil.
- Alamouti, S. M. (Octubre de 1998). Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications. *IEEE Journal*, 16(8).
- Albentia Systems S.A. (5 de Septiembre de 2013). *albentia Systems*. Obtenido de <https://albentia.wordpress.com/2013/09/05/modulacion-ofdm-wimax-madrid/>
- Anguís Horno, J. J. (Marzo de 2008). Redes de Área Local Inalámbricas: Diseño de la WLAN de Wheelers Lane Technology College. Sevilla.
- ARCOTEL. (02 de Abril de 2015). <http://www.arcotel.gob.ec/>. Obtenido de <http://www.arcotel.gob.ec/wp-content/uploads/2015/07/Proyecto-resoluci%C3%B3n-norma-tecnica-tdt.pdf>
- Atanes, P., Arrinda, A., Prieto, G., Angueira, P., Velez, M. M., & Prieto, P. (2009). MIMO Performance of the Next Generation DVB-T. (págs. 1-5). Barcelona: Vehicular Technology Conference, 2009 VTC Spring 2009. IEEE 69th.
- Corral González, P. (2016). *Simulación de técnicas de diversidad y filtrado Kalman en redes inalámbricas*. Elche: Universidad Miguel Hernández.
- ETSI. (Enero de 2009). ETSI TR 125 913 V8.0.0. Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); LTE; Requirements for Evolved UTRA (E-UTRA) and Evolved UTRAN (E-UTRAN) (3GPP TR 25.913 version 8.0.0 Release 8). Comuna Sophia Antipolis, Departamento de los Alpes marítimos, Francia. Obtenido de www.etsi.org: http://www.etsi.org/deliver/etsi_tr/125900_125999/125913/08.00.00_60/tr_125913v080000p.pdf
- ETSI. (08 de 2012). ETSI TS 102 831 V1.2.1. Digital Video Broadcasting (DVB); Implementation guidelines for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2). Comuna Valbonne Sophia Antipolis, Departamento de los Alpes marítimos, Francia. Obtenido de http://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/102800_102899/102831/01.02.01_60/ts_102831v010201p.pdf
- Fernández Fernández, O. (2007). *Caracterización Experimental y Modelado de Canal MIMO para aplicaciones WLAN Y WMAN*. Santander: Universidad de Cantabria.
- Gallardo Moreno, J. P. (2006). *Estudio de un sistema CDMA-OFDM*. Universidad de Sevilla.
- Guital Mansilla, C., Munoz Brandau, E., & Fierro Morineau, N. (Noviembre de 2007). Antenas inteligentes y su desempeño en redes wireless. *Síntesis Tecnológica*, 3(2), 97-109.
- Hernando Rábanos, J. M., Mendo Tomás, L., & Riera Salís, J. M. (2015). *Comunicaciones móviles* (3era ed.). Madrid: Editorial Universitaria Ramón Areces.

- IEEE. (Marzo de 2012). *standards.ieee.org*. Obtenido de <http://standards.ieee.org/findstds/interps/802.11n-2009.html>
- ITU. (06 de 2017). Recommendation ITU-R BT.1368-13. *Planning criteria, including protection ratios, for digital terrestrial television services in the VHF/UHF bands*. Obtenido de <https://www.itu.int/rec/R-REC-BT.1368-13-201706-I/es>
- Ling, W. (2010). MIMO simulation realization of DVB-T system based on MATLAB. (págs. 387-390). Chengdu: Computer Science and Information Technology (ICCSIT), 2010 3rd IEEE International Conference on.
- Lujan, S., Almagro, S., Cabrera-Lozoya, A., Suardíaz-Muro, J., & Cerdan, F. (2010). Códigos RS y su aplicación a la capa física de 802.16 en FPGAs. *III Jornadas de Introducción a la inversión de la UPCT*, 71-73. Obtenido de <http://repositorio.upct.es/bitstream/handle/10317/2041/crs.pdf?sequence=1>
- Millán Tejedor, R. J. (2005). *Consultoría estratégica en tecnologías de la información y comunicación*. Recuperado el 12 de 12 de 2016, de <http://www.ramonmillan.com/tutoriales/tdt.php>
- Ministerio de Telecomunicaciones - Ecuador. (Febrero de 2015). *www.telecomunicaciones.gob.ec*. Obtenido de http://www.telecomunicaciones.gob.ec/wp-content/uploads/downloads/2015/02/PRESENTACION%CC%81N_TDT_MINTEL-Febrero-2015.pdf
- Ministerio de Telecomunicaciones - Ecuador. (s.f.). *www.telecomunicaciones.gob.ec*. Obtenido de <http://www.telecomunicaciones.gob.ec/conoce-las-ventajas-de-la-implementacion-de-la-television-digital-en-ecuador/>
- Pisciotta, N. O. (Septiembre de 2010). Sistema ISDB-Tb. *UBP Serie Materiales de Investigación*, 47.
- Pisciotta, N. O., Liendo, C., & Lauro, R. (2013). *Transmisión de Televisión Digital Terrestre en la Norma ISDB-Tb*. Buenos Aires: CENGAGE Learning.
- Raileigh, G., & Cioffi, J. (1998). Spatio-Temporal Coding for Wireless Communications. *IEEE Transactions on Communications* (pág. 10). IEEE.
- Ramirez Luz, R. (2015). *Sistemas de Radiocomunicaciones*. Madrid: Paraninfo, S.A.
- Saito, S., & et al. (Marzo de 2016). 8K Terrestrial Transmission Field Tests Using Dual-Polarized MIMO and Higher-Order Modulation OFDM. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 62(1), 306-315.
- Shaw, K. (26 de Enero de 2018). What is MU-MIMO and why you need it in your wireless routers. *Network World*. Obtenido de <https://www.networkworld.com/article/3250268/mobile-wireless/what-is-mu-mimo-and-why-you-need-it-in-your-wireless-routers.html>
- Shitomi, T., Murayama, K., Taguchi, M., Asakura, S., & Shibuya, K. (2012). Technology for next-generation digital terrestrial broadcasting — Field experiments of dual-polarized MIMO-OFDM transmission using LDPC codes. (págs. 1-6). Seoul: IEEE international Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting.

- Sotomayor Jácome, P. F. (2009). *Análisis de los estándares de televisión digital terrestre (TDT) y pruebas de campo utilizando equipos de comprobación técnica de la Superintendencia de Telecomunicaciones*. Quito.
- Stuber, G. L., Barry, J. R., Li, Y., Ingram, M. A., & Pratt, T. G. (Febrero de 2004). Broadband MIMO-OFDM wireless communications. *Proceedings of the IEEE*, 92(2), 271-294.
- Taguchi, M., Murayama, K., Shitomi, T., Asakura, S., & Shibuya, K. (2011). Field experiments on dual-polarized MIMO transmission with ultra-multilevel OFDM signals toward digital terrestrial broadcasting for the next generation. (págs. 1-5). Nuremberg: Broadband Multimedia Systems and Broadcasting (BMSB), 2011 IEEE International Symposium on.
- Tarokh, V., Seshadri, N., & Calderbank, A. (1998). Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction. *IEEE Transactions on Information Theory*, 744-765.
- Winters, J. H. (Febrero de 1983). Switched diversity with feedback for DPSK mobile radio systems. *IEEE Transactions on vehicular Technology*, 32(1), 134-150.
- Winters, J. H. (Julio de 1984). Optimum Combining in Digital Mobile Radio with Cochannel Interference. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2(4), 528-539.
- Winters, J. H., Salz, J., & Gitlin, R. D. (Febrero, Maro, Abril de 1994). The impact of antenna diversity on the capacity of wireless communication systems. *IEEE Transactions on Communications*, 42(234), 1740-1751.
- Yong, S. C., Jaekwon, K., Won, Y. Y., & Chung-Gu, K. (2010). *MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB*. Singapore: John Wiley & Sons.