

DVB

Digital Video Broadcasting

Máster en Electrónica, Tratamiento de Señales y Comunicaciones

Alumno: Darío Pérez-Calderón Rodríguez

Titulación: Ingeniero de Telecomunicación

Tutor: Vicente Baena Lecuyer

Departamento: Ingeniería Electrónica

Área de conocimiento: Tecnología Electrónica



Índice de Capítulos

Capítulo 1: Motivación y estructura.....	3
1. Motivación y línea de investigación.....	3
2. Objetivos del trabajo	4
3. Organización del trabajo	4
4. Metodología de trabajo	5
5. Contribuciones	5
6. Referencias	6
Capítulo 2: El proyecto DVB.....	9
1. Introducción.....	9
2. Estructura del grupo DVB.....	9
3. Estándares de radiodifusión terrestre.....	10
3.1. DVB-T.....	10
3.2. DVB-H	12
3.3. DVB-SH	13
3.4. DVB-T2.....	15
3.4.1. Principales novedades con respecto a DVB-T.....	16
3.4.1.1. Anchos de banda adicionales	17
3.4.1.2. Modo de portadora extendida (para 8K, 16K, 32K).....	17
3.4.1.3. MISO basado en Alamouti.....	17
3.4.1.4. Preámbulo	18
3.4.1.5. Patrones de pilotos.....	19
3.4.1.6. 256-QAM	20
3.4.1.7. Constelaciones rotadas	21
3.4.1.8. Tamaños de FFT 16k y 32k.....	21
3.4.1.9. Codificación de control de errores LDPC/BCH.....	22
3.4.1.10. Etapas de entrelazado (tiempo, bit, celda, frecuencia).....	22
3.4.1.11. Técnicas PAPR.....	23
3.4.1.12. Future Extension Frames (FEFs)	23
3.5. DVB-NGH	24
4. Despliegue de Mercado	24
5. Referencias	26
Capítulo 3: Hacia DVB-NGH.....	29
1. Introducción.....	29
2. Requisitos para DVB-NGH	29
2.1. Arquitectura del sistema	31
2.2. Calidad de servicio.....	31
2.3. Coexistencia con otros estándares.....	31
2.4. Reutilización de tecnología de otros sistemas.....	32

2.5.	Mejoras de capacidad y robustez	32
2.6.	Requisitos comerciales emitidos por el CM del Proyecto DVB.....	33
3.	Análisis de DVB-T2/SH como punto de partida de DVB-NGH	34
3.1.	Forward Error Correction	35
3.2.	Evaluación de las prestaciones de DVB-T2 para recepción móvil	35
4.	Conclusiones	36
5.	Referencias	36
Capítulo 4: Antecedentes de diversidad en DVB.....		39
1.	Introducción	39
2.	Teoría de constelaciones rotadas	40
3.	Ángulos de rotación.....	43
4.	Demapeo de constelaciones rotadas	43
4.1.	Eliminación del retraso cíclico en la componente imaginaria	43
4.2.	Demapeo para constelaciones rotadas	44
4.2.1.	Demapeo 2D LLR.....	44
4.2.1.1.	Cálculo de la LLR perfecta.....	44
4.2.1.2.	Cálculo de la LLR simplificado.....	45
4.2.2.	Demapper 2D LLR con demapeo y decodificación iterativa	45
4.2.2.1.	Cálculo de la LLR perfecta con ID.....	46
4.2.2.2.	Demapeo “Genie-aided”	47
4.2.2.3.	Cómputo de la LLR simplificada con ID.....	48
4.2.3.	Impacto en la complejidad.....	49
4.3.	Demapeo simplificado	50
4.3.1.	Método propuesto.....	50
4.3.2.	Resultados de simulación	52
5.	Conclusiones	54
6.	Referencias	54
Capítulo 5: Sistemas MIMO en DVB-NGH.....		57
1.	Definición del escenario MIMO	57
2.	Capacidad en canales MIMO	59
2.1.	Capacidad en canales AWGN.....	59
2.1.1.	Códigos de repetición	59
2.1.2.	Canal AWGN	61
2.1.3.	Canal SIMO.....	62
2.1.4.	Canal MIMO	63
3.	Códigos espacio-frecuenciales.....	64
3.1.	Introducción	64
3.2.	Principios y características.....	65
3.2.1.	Ventajas de las tecnologías de múltiples antenas	65
3.2.1.1.	Ganancia de matriz.....	65
3.2.1.2.	Ganancia por diversidad.....	66
3.2.1.3.	Ganancia por multiplexión	68

3.2.1.4.	Reducción de interferencias.....	69
3.2.2.	Conclusiones.....	70
3.3.	Criterios de construcción de códigos.....	70
3.3.1.	Criterio de rango y determinante.....	71
3.3.2.	Criterio de la traza.....	74
3.4.	Técnicas Propuestas para NGH.....	75
3.4.1.	MIMO de Alamouti.....	75
3.4.2.	Golden Code.....	77
3.4.3.	Silver Code.....	78
3.4.4.	Enhanced Spatial Multiplexing.....	79
4.	Referencias.....	79
Capítulo 6: Modelos de canal para DVB-NGH.....		83
1.	Introducción.....	83
2.	Modelos de canal.....	83
2.1.	Modelos de canal SISO.....	83
2.1.1.	Canales estacionarios.....	83
2.1.1.1.	Canal AWGN.....	83
2.1.1.2.	Perfil de propagación simple de dos trayectos, 0dB echo.....	84
2.1.2.	Recepción portable.....	84
2.1.2.1.	Modelo basado en MIMO.....	84
2.1.3.	Recepción móvil.....	84
2.1.3.1.	Modelo basado en MIMO.....	84
2.1.3.2.	Modelo TU6.....	84
2.1.3.3.	SFN basada en TU6 móvil.....	85
2.2.	Modelos de canal MIMO.....	86
2.2.1.	Modelo portable “outdoor”.....	87
2.2.1.1.	Valores de los parámetros.....	88
2.2.2.	Modelo portable indoor.....	89
2.2.2.1.	Valores de los parámetros.....	90
2.2.3.	Términos adicionales de rotación de antenas y asimetría.....	90
2.2.4.	Generación de realizaciones fijas de canal (Snapshoots).....	91
2.2.5.	Modelo outdoor móvil.....	91
2.2.6.	Modelo MIMO 4x2.....	91
2.3.	Sistemas SISO, MISO y SIMO.....	91
3.	Referencias.....	92
Capítulo 7: Evaluación de prestaciones.....		95
1.	Plataforma de simulación.....	95
2.	Cálculo de los bits efectivos por celda.....	97
3.	Resultados de simulación.....	100
3.1.	Resultados en Snapshoots.....	101
3.1.1.	Canal outdoor pessimistic.....	101
3.1.2.	Canal outdoor typical.....	102
3.1.3.	Canal outdoor optimistic.....	103
3.1.4.	Análisis de los resultados.....	104
3.2.	Resultados para SFNs.....	106

3.2.1. Resultados para canal SFN indoor	106
3.2.2. Resultados para canal SFN outdoor	109
3.2.3. Análisis de los resultados	111
4. Referencias	113
Capítulo 8: Conclusiones y trabajo futuro	116
1. Conclusiones	116
2. Trabajo futuro	118

Índice de figuras

Figura 2-1. Estructura del Proyecto DVB.....	10
Figura 2-2. Esquema del transmisor de DVB-T.....	12
Figura 2-3. Novedades sobre DVB-T que aporta DVB-H	13
Figura 2-4. Arquitectura de red de DVB-SH	15
Figura 2-5. Máscaras de espectro y espectros para distintos modos de DVB-T2 (obtenido de [5])	17
Figura 2-6. Esquema MISO	18
Figura 2-7. Estructura del preámbulo en la trama DVB-T2	18
Figura 2-8. Patrón de pilotos para DVB-T.....	19
Figura 2-9. Patrón de pilotos para DVB-T2.....	20
Figura 2-10. Constelación 256-QAM	20
Figura 2-11. Constelación QPSK rotada (azul) y sin rotar (verde).....	21
Figura 2-12. Reducción de la sobrecarga del periodo de guarda con un mayor tamaño de FFT	21
Figura 2-13. Comparación de codificación de control de errores entre DVB-T y DVB-T2	22
Figura 2-14. Constelación 16-QAM tras uso de ACE PAPR.....	23
Figura 2-15. Coexistencia de las tramas T2 con las FEFs.....	23
Figura 4-1. Constelación 16-QAM rotada.....	39
Figura 4-2. Constelación tras la rotación y el retraso cíclico en Q	40
Figura 4-3. Mapeo del bit 0 en una constelación 16-QAM rotada.....	41
Figura 4-4. Mapeo del bit 1 en una constelación 16-QAM rotada.....	41
Figura 4-5. Mapeo del bit 2 en una constelación 16-QAM rotada.....	42
Figura 4-6. Mapeo del bit 3 en una constelación 16-QAM rotada.....	42
Figura 4-7. Demapper 2D LLR para constelaciones rotadas	44
Figura 4-8. Demapper LLR para demapeo iterativo	46
Figura 4-9. Ejemplos de las dos posibilidades cuando sólo queda un bit por demapear en 64- QAM	47
Figura 4-10. Ejemplo de cálculo de la LLR con el demapper "Genie-Aided" para 64-QAM rotada	48
Figura 4-11. Histograma para el primer cuadrante y constelación 256-QAM	51
Figura 4-12. Subconjuntos posibles	52
Figura 4-13. Resultados para canal RME con 15% de pérdida de portadoras y tasa de código 3/4	53
Figura 4-14. Pérdidas de los distintos subconjuntos con respecto a la aproximación Max-log .	53
Figura 5-1. Escenario MIMO genérico.....	58
Figura 5-2. Ejemplo de ganancia en recepción, sistema SIMO 1x2.....	67
Figura 5-3. Ejemplo de diversidad en transmisión, sistema MISO 2x1	67
Figura 5-4. Principios del spatial multiplexing.....	68
Figura 5-5. Reducción de interferencia para un receptor de dos antenas	70
Figura 5-6. Esquema de escenario MIMO con Alamouti.....	76
Figura 6-1. Esquema de sistema MIMO 2x2.....	86
Figura 7-1. Cadena de transmisión del sistema DVB-T2	96

Figura 7-2. Cadena de transmisión de DVB-NGH	97
Figura 7-3. Curvas de capacidad para el modelo de canal outdoor pessimistic	102
Figura 7-4. Curvas de capacidad para canal outdoor typical	103
Figura 7-5. Curvas de capacidad para canal outdoor optimisitic	104
Figura 7-6. Resultados para canal SFN indoor con 9dB de potencia relativa entre trayectos..	107
Figura 7-7. Resultados para canal SFN indoor con 6dB de potencia relativa entre trayectos..	107
Figura 7-8. Resultados para canal SFN indoor con 3dB de potencia relativa entre trayectos..	108
Figura 7-9. Resultados para canal SFN indoor con 0dB de potencia relativa entre trayectos..	108
Figura 7-10. Resultados para canal SFN outdoor con 9dB de potencia relativa entre trayectos	109
Figura 7-11. Resultados para canal SFN outdoor con 6dB de potencia relativa entre trayectos	110
Figura 7-12. Resultados para canal SFN outdoor con 3dB de potencia relativa entre trayectos	110
Figura 7-13. Resultados para canal SFN outdoor con 0dB de potencia relativa entre trayectos	111

Índice de tablas

Tabla 2-1. Comparación entre modos disponibles en DVB-T y DVB-T2.....	16
Tabla 2-2. Ejemplo de rendimiento DVB-T/T2	16
Tabla 2-3. Mercados más exitosos de DVB-T (Diciembre de 2009) [6].....	25
Tabla 4-1. Ángulo de rotación según la constelación.....	43
Tabla 4-2. Reducción aportada por cada uno de los subconjuntos a estudio	52
Tabla 5-1. Comparación de capacidad SISO frente a MIMO	64
Tabla 6-1. Parámetros del canal 0dB echo.....	84
Tabla 6-2. Parámetros del modelo TU6	85
Tabla 6-3. Perfil de retraso de potencias del modelo outdoor de 6 taps	87
Tabla 6-4. Perfil de retraso de potencias del modelo indoor de 6 taps.....	89
Tabla 7-1. Bits efectivos por celda según la modulación seleccionada	98
Tabla 7-2. Bits de cabecera BCH.....	98
Tabla 7-3. Bits efectivos para sistemas SISO y SIMO.....	99
Tabla 7-4. Bits efectivos para sistema MIMO con codificación half rate	100
Tabla 7-5. Bits efectivos para sistemas MIMO con codificación full rate	100
Tabla 7-6. Ganancia de eSM con respecto a Golden Code	105
Tabla 7-7. Ganancia de eSM con respecto a Silver Code	105
Tabla 7-8. Ganancia de eSM con respecto Alamouti	105
Tabla 7-9. Ganancia de eSM con respecto a SISO.....	105
Tabla 7-10. Ganancia de eSM con respecto a SIMO	105
Tabla 7-11. Ganancia máxima en dB de eSM con respecto a otras configuraciones	106
Tabla 7-12. Comparación de rendimiento entre eSM y SISO en canal SFN indoor.....	111
Tabla 7-13. Comparación de rendimiento entre eSM y SISO en canal SFN outdoor.....	112
Tabla 7-14. Comparación de rendimiento entre eSM y SIMO en canal SFN indoor	112
Tabla 7-15. Comparación de rendimiento entre eSM y SIMO en canal SFN outdoor	112
Tabla 7-16. Comparación de rendimiento entre eSM y Alamouti en canal SFN indoor	112
Tabla 7-17. Comparación de rendimiento entre eSM y Alamouti en canal SFN outdoor.....	113
Tabla 7-18. Ganancia máxima para eSM.....	113
Tabla 8-1. Ganancia máxima de eSM frente al resto de codificaciones para snapshots.....	117
Tabla 8-2. Ganancia mínima de eSM frente al resto de codificaciones para snapshots.....	117
Tabla 8-3. Ganancia máxima de eSM respecto a las otras configuraciones en condiciones de desapareo de potencia.....	117
Tabla 8-4. Ganancia mínima de eSM respecto a las otras configuraciones en condiciones de desapareo de potencia.....	117
Tabla 8-5. Ahorro en número de vectores a comparar en el demapper para eSM	118

Acrónimos

3GPP2: 3rd Generation Partnership Project 2

ACE: Active Constellation Extension

AICIA: Asociación de Investigación y Cooperación Industrial de Andalucía

ASO: Analog Switch Off

AWGN: Additive White Gaussian Noise

BCH: Bose-Chaudhuri-Hocquengham

BPSK: Bipolar Pulse Shift Keying

C/N: Carrier to Noise ratio

CC: Convolutional Code

CM: Commercial Module

COFDM: Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing

CPE: Continual Pilots Estimation

DVB: Digital Video Broadcasting

DVB-C: DVB Cable

DVB-H: DVB Handheld

DVB-IPDC: DVB Internet Protocol Data Casting

DVB-NGH: DVB Next Generation Handheld

DVB-S: DVB Satellite

DVB-S2: DVB-S 2nd generation

DVB-SH: DVB Satellite Handheld

DVB-T: DVB Terrestrial

DVB-T2: DVB-T 2nd generation

ELG: European Launch Group

ENGINES: Enabling Next Generation Networks for broadcast Services

ETSI: European Telecommunications Standards Institute

FEC: Forward Error Correction

FFT: Fast Fourier Transform

FURIA: Futura Red Integrada Audiovisual

GSM: Global System for Mobile communications

HD: High Definition

IP: Internet Protocol

LDPC: Low Density Parity Check

LOS: Line Of Sight

LTE: Long Term Evolution

MIMO: Multiple Input Multiple Output

MISO: Multiple Input, Single Output

MoU: Memorandum of Understanding

MPE: Multi Protocol Encapsulation

NLOS: No Line Of Sight

OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexion

PAM: Pulse Amplitude Modulation

PAPR: Peak to Average Power Ratio

PDA: Personal Digital Assistant

PLP: Physical Layer Pipeline

PP: Pilot Pattern

PSD: Power Spectral Density

PDF: Probability Distribution Function

QAM: Quadrature and Amplitude Modulation

QPSK: Quadrature and Phase Shift keying

RF: Radio Frequency

SDTV: Standard Definition Television

SFN: Single Frequency Network

SIMO: Single Input, Multiple Output

SISO: Single Input, Single Output

SMATV: Satellite Master Antenna Television

SNR: Signal to Noise Ratio

TDM: Time Division Multiplexion

TDT: Televisión Digital Terrestre

TM: Technical Module

TR: Tone Reservation

UHF: Ultra High Frequency

UMTS: Universal Mobile Telephone System

VBR: Variable Bit Rate

DVB

Digital Video Broadcasting

Máster en Electrónica, Tratamiento de la Señal y Comunicaciones

Alumno: Darío Pérez-Calderón Rodríguez

Titulación: Ingeniero de Telecomunicación

Tutor: Vicente Baena Lecuyer

Departamento: Ingeniería Electrónica

Área de conocimiento: Tecnología Electrónica



Índice

Capítulo 1: Motivación y estructura.....	3
1. Motivación y línea de investigación.....	3
2. Objetivos del trabajo	4
3. Organización del trabajo	4
4. Metodología de trabajo	5
5. Contribuciones	5
6. Referencias	6

Capítulo 1: Motivación y estructura

Hoy en día los dispositivos móviles representan un mercado que ofrece una cantidad de beneficios económicos inmensa y con una perspectiva de explotación de nuevos servicios cuyas fronteras están únicamente delimitadas por la imaginación de los diseñadores. Lejos quedan los primeros dispositivos cuya única funcionalidad era la de realizar y recibir llamadas. Hoy en día los denominados Smartphones constituyen un auténtico centro multimedia en la palma de la mano del usuario. Esto presenta grandes desafíos a la hora de añadir nuevas funcionalidades a estos terminales, la aceptación de una nueva funcionalidad depende de muchos factores (atractivo, utilidad, consumo, ...).

Uno de los servicios que pretende implantarse en los dispositivos móviles es el del visionado de señales de video, como demuestra la aparición de estándares como DVB-H (Digital Video Broadcasting Handheld). Con el fin de mejorar este estándar (basado en tecnologías un tanto obsoletas como se argumentará a lo largo de este proyecto) el Proyecto DVB se encuentra inmerso en el proceso de creación de un nuevo estándar para dispositivos móviles que ha recibido el nombre de DVB-NGH (Digital Video Broadcasting Next Generation Handheld).

1. Motivación y línea de investigación

Hoy en día los sistemas de comunicaciones inalámbricos presentan un rendimiento muy elevado debido a la madurez y estudio de las técnicas de transmisión y codificación de datos. Claros ejemplos son los estándares de la familia 802.11(a, b, g, n), 802.16 (WiMax) o los estándares de telefonía móvil UMTS (Universal Mobile Telephone System). Como punto de referencia de última generación se puede tener el ya existente LTE (Long Term Evolution). En este estándar se apuesta por una de las técnicas más prometedoras en cuanto al aumento de capacidad de sistemas inalámbricos se refiere, este tipo de tecnologías se conoció en un principio como “smart antenna technologies” y que ahora son más comúnmente conocidas como MIMO (Multiple Input Multiple Output). En los últimos años los estudios en este campo han sido numerosos, pero estas tecnologías se encuentran todavía en un estado de inmadurez, por lo que el estudio de las mismas es necesario para que lleguen a ser un denominador común a la mayoría de los estándares estado del arte en un futuro.

El estado incipiente de estas tecnologías hace que su estudio sea muy prometedor y por tanto sea una de las principales motivaciones de la línea de investigación.

Este trabajo pretende hacer un estudio sobre esta prometedora técnica en cuanto al aumento de capacidad y robustez en sistemas de comunicaciones concretamente en el marco de desarrollo del próximo estándar llevado a cabo por el Proyecto DVB, el futuro estándar DVB-NGH.

2. Objetivos del trabajo

El primer objetivo de este trabajo es analizar las posibles tecnologías existentes en el estado del arte que conformen las bases como posible punto de partida para el futuro estándar DVB-NGH. Tras esto se dará un pequeño repaso a las principales técnicas de diversidad ya utilizadas en estándares DVB, en concreto se estudiará el uso de constelaciones rotadas en DVB-T2 (Digital Video Broadcasting Second Generation Terrestrial) así como las implicaciones que esto produce en el hardware del receptor. El tercer objetivo es realizar un análisis teórico de las principales propiedades y características de los sistemas MIMO, en primer lugar de forma genérica, y después como posible tecnología aplicada a sistemas de radiodifusión DVB, como lo será el próximo estándar DVB-NGH. Finalmente, se realizará un análisis muy detallado sobre técnicas de codificación de datos en sistemas MIMO, con el objetivo de realizar una búsqueda de la técnica de codificación de datos que mejores prestaciones presente en el estándar estudiado: DVB-NGH.

3. Organización del trabajo

Para dar una visión genérica del estado del arte de los estándares del proyecto DVB y de la estructura del mismo se comenzará con un capítulo dedicado a ello, el capítulo 2. En este capítulo se describirán las principales características de los estándares que más directamente se relacionan con DVB-NGH, principal objeto de estudio de este proyecto. En el siguiente capítulo, se estudiarán las características de los sistemas más adecuados para sentar una base de la que DVB-NGH podría partir, DVB-SH (Digital Video Broadcasting Satellite Handheld) y DVB-T2, y se justificará el por qué son los mejores candidatos para ser la base de este nuevo estándar.

En el cuarto capítulo se hará una revisión de la principal técnica de diversidad utilizada en sistemas DVB hasta el momento, las constelaciones rotadas. Esta técnica aprovecha la diversidad frecuencial, con la ventaja de que al tratarse de una técnica para sistemas SISO, se puede representar de manera gráfica y esto servirá como apoyo a lo que en capítulos posteriores se extenderá a sistemas MIMO. También se verá el impacto en la complejidad del receptor que produce esta técnica y una de las principales aportaciones de este trabajo será una técnica para reducir la misma.

A partir del quinto capítulo se comenzará a tratar en profundidad el tema que pretende ser el centro del proyecto, los sistemas MIMO. En primer lugar se justificará el uso de este tipo de sistemas mediante lo que la Teoría de la Información denomina capacidad del canal. Se llevará a cabo una comparativa entre los distintos tipos de configuración de sistemas (SISO, SIMO, MIMO) para mostrar las ventajas que MIMO ofrece con respecto a sus competidores. En el mismo capítulo se presentarán las ventajas teóricas que presentan los sistemas MIMO (ganancia de matriz, de multiplexión de código y reducción de interferencias), así como algunos criterios de diseño para los denominados códigos espacio-frecuenciales. Este capítulo concluye mostrando las técnicas de codificación espacio-frecuenciales propuestas para DVB-NGH y se detallarán sus principales características.

Los capítulos 6 y 7 describen el entorno de simulación utilizado así como los resultados de las simulaciones llevadas a cabo. En concreto el capítulo 6 se centra en la descripción del modelado del medio de propagación usado para las simulaciones de DVB-NGH propuesto por el TM-H (Technical Module-Handheld). En el capítulo 7 se presenta el entorno de simulación utilizado basado en DVB-T2 y los principales cambios que se le realizan para que éste cumpla con las características de DVB-NGH. Tras esto, se presentan los resultados de simulación obtenidos con sus respectivos análisis e implicaciones.

Para concluir el proyecto en el capítulo 8 se realiza un resumen de las principales conclusiones que se pueden obtener con lo expuesto a lo largo del trabajo, así como el trabajo futuro a realizar.

4. Metodología de trabajo

Para cumplimentar todos los objetivos de este trabajo se ha seguido una metodología muy clara. En primer lugar se ha llevado a cabo un estudio bibliográfico en pos de encontrar la mayor información posible acerca de las tecnologías del estado del arte aplicables al nuevo estándar que está desarrollando el Proyecto DVB: el estándar DVB-NGH. En concreto, se ha realizado un estudio bibliográfico más profundo y detallado de las características de las técnicas MIMO, como posible tecnología aplicable al estándar estudiado.

Después para realizar un estudio y una comparativa de prestaciones de técnicas de codificación MIMO se han realizado simulaciones mediante una plataforma de simulación verificada por el módulo TM-T2, el cual se ha encargado de la definición del recientemente aprobado estándar DVB-T2. Esta plataforma recibe el nombre de Common Simulation Platform [1], la cual implementa una cadena de transmisión, canal y recepción completa del sistema DVB-T2 en coma flotante haciendo uso de MATLAB. Esta plataforma ha estado dirigida por el Grupo de Investigación al que pertenezco como investigador. Posteriormente, y para tener funcionalidad como sistema DVB-NGH, he añadido las técnicas MIMO a analizar en este trabajo. Tras completar los cambios pertinentes y validarlos mediante la comparación de resultados con las simulaciones llevadas a cabo por otras entidades como Panasonic, LG e iTeam, se llevan a cabo una serie de simulaciones con diferentes configuraciones que pretenden dilucidar cuál de los esquemas MIMO propuestos en el proceso de estandarización de DVB-NGH ofrece un mejor rendimiento.

5. Contribuciones

El trabajo llevado a cabo ha sido presentado en diversas reuniones y teleconferencias del TM-H (Technical Module Handheld), dentro del grupo de trabajo dedicado a MIMO, con el fin de validar los resultados obtenidos por otras entidades y contribuir en la elección del esquema MIMO a aplicar en el futuro estándar DVB-NGH. Los siguientes documentos son consecuencia directa del estudio llevado a cabo en este trabajo y en el que el doctorando ha participado activamente:

- SFNs [2]
- AICIA SFNs Power Imbalance [3]
- AICIA NGH 15 channel model results [4]
- AICIA results high correlation [5]

Además, en el marco de DVB el desarrollo del trabajo realizado por el doctorando en temas de diversidad ha derivado en la publicación de los siguientes artículos en revistas internacionales y publicaciones en congresos:

- Rotated constellation demapper for DVB-T2 [6]
- Rotated constellations for DVB-T2 [7]
- Análisis del ángulo de rotación en DVB-T2 [8]

También el estudio presentado en este documento es fruto del trabajo realizado en los proyectos que se citan a continuación:

- TID-DVB/SIDSA (financiación privada)
- FURIA2: Futura Red Integrada Audiovisual (financiación pública)
- FURIA3: Futura Red Integrada Audiovisual (financiación pública)
- ENGINES: Enabling Next Generation Networks for broadcast Services (financiación pública)
- Nuevas arquitecturas para la futura generación de estándares de televisión digital (financiación pública)

6. Referencias

- [1] Baena, V., "Common Simulation Platform Tutorial", DVB Document TM-T20491, Diciembre 2008.
- [2] Darío Pérez-Calderón Rodríguez, Vicente Baena Lecuyer, Carlos Pardo, "SFNs", DVB Document TM-NGH373, Agosto 2010.
- [3] Darío Pérez-Calderón Rodríguez, "AICIA SFNs Power Imbalance" DVB Document TM-NGH419, Septiembre 2010.
- [4] Darío Pérez-Calderón Rodríguez, Vicente Baena Lecuyer, "AICIA NGH 15_channel_model_results" DVB Document TM-NGH656, Febrero 2011.
- [5] Darío Pérez-Calderón Rodríguez, "AICIA results high correlation" DVB Document TM-NGH731, Febrero 2011.
- [6] Pérez-Calderón, D., Baena Lecuyer, V., Oria, A.C. López, P., Doblado, J.G., "Rotated constellation demapper for DVB-T2", Electronics Letters, Volume 47, Pages 31 - 32, January 2011.
- [7] Pérez-Calderón, D., Oria, C., García, J., López, P., Baena Lecuyer, V., I. Lacadena "Rotated constellations for DVB-T2", XXIV Conference on Design of Circuits and Integrated Systems, 2009.
- [8] Darío Pérez-Calderón Rodríguez, José García Doblado, Patricio López García, Ana Cinta Oria Oria, Vicente Baena Lecuyer, "Análisis del ángulo de rotación en DVB-T2", XXV Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, 2010.

DVB

Digital Video Broadcasting

Máster en Electrónica, Tratamiento de Señales y Comunicaciones

Alumno: Darío Pérez-Calderón Rodríguez

Titulación: Ingeniero de Telecomunicación

Tutor: Vicente Baena Lecuyer

Departamento: Ingeniería Electrónica

Área de conocimiento: Tecnología Electrónica



Índice

Capítulo 2: El proyecto DVB.....	9
1. Introducción.....	9
2. Estructura del grupo DVB.....	9
3. Estándares de radiodifusión terrestre.....	10
3.1. DVB-T.....	10
3.2. DVB-H.....	12
3.3. DVB-SH.....	13
3.4. DVB-T2.....	15
3.4.1. Principales novedades con respecto a DVB-T.....	16
3.4.1.1. Anchos de banda adicionales.....	17
3.4.1.2. Modo de portadora extendida (para 8K, 16K, 32K).....	17
3.4.1.3. MISO basado en Alamouti.....	17
3.4.1.4. Preámbulo.....	18
3.4.1.5. Patrones de pilotos.....	19
3.4.1.6. 256-QAM.....	20
3.4.1.7. Constelaciones rotadas.....	21
3.4.1.8. Tamaños de FFT 16k y 32k.....	21
3.4.1.9. Codificación de control de errores LDPC/BCH.....	22
3.4.1.10. Etapas de entrelazado (tiempo, bit, celda, frecuencia).....	22
3.4.1.11. Técnicas PAPR.....	23
3.4.1.12. Future Extension Frames (FEFs).....	23
3.5. DVB-NGH.....	24
4. Despliegue de Mercado.....	24
5. Referencias.....	26

Capítulo 2: El proyecto DVB

Hacia finales de 1991, los organismos de radiodifusión, fabricantes de equipos y los órganos reguladores en Europa se reunieron para discutir la formación de un grupo que supervisase la introducción de la televisión digital. Ese grupo, que pasó a ser conocido como el Grupo Europeo de Lanzamiento (ELG), estableció un marco basado en el consenso, a través del cual se propusieran tecnologías adecuadas para ser utilizadas por todos los participantes. Se elaboró un Memorando de Entendimiento (MoU), que establece la base sobre la cual los competidores en el mercado se aúnan en un espíritu de confianza y el respeto mutuo. El Memorandum fue firmado en Septiembre de 1993 por todos los participantes del ELG. A partir de esta fecha, el grupo cambió su nombre por el que se conoce hoy en día: Proyecto DVB.

1. Introducción

El DVB (Digital Video Broadcasting) es un organismo encargado de crear y proponer los procedimientos de estandarización para la televisión digital. Está constituido por más de 270 instituciones y empresas de todo el mundo. Los estándares propuestos han sido ampliamente aceptados en Europa y casi todos los continentes, con la excepción de Estados Unidos y Japón donde coexisten con otros sistemas propietarios. Los servicios que utilizan normas DVB están disponibles en todos los continentes con más de 500 millones de receptores DVB desplegados [1].

2. Estructura del grupo DVB

La Figura 2-1 representa el organigrama del proyecto DVB. En él destaca el Módulo Comercial (CM) que determina qué especificaciones requiere el mercado, es decir, se encarga de la elaboración de un conjunto de exigencias comerciales, sin tener en cuenta cómo tales requisitos pueden cumplirse. Por otra parte, el módulo técnico (TM) se encarga de la elaboración de una especificación técnica que cumpla con las exigencias comerciales por el CM. El CM y TM se dividen a su vez en un conjunto de subgrupos que se centran en un área de trabajo específico. Una vez que un proyecto de especificación técnica ha sido examinado por el Consejo de Ministros se envía a la Junta Directiva del Proyecto DVB, la cual debe dar su aprobación definitiva antes de ser enviados a la ETSI (European Telecommunications Standards Institute) para su estandarización formal.

Hay una serie de controles y métodos en vigor para garantizar que la labor del Proyecto DVB sigue estando orientada hacia el mercado y que sus normas son aplicables. Por ejemplo, en el Memorando de Entendimiento firmado por todos los miembros se incluye un artículo dedicado a los derechos de propiedad intelectual, un aspecto del trabajo del Proyecto DVB que es supervisado por el Módulo de Derechos de Propiedad Intelectual. En dicho Memorando, también se acuerda que todos los miembros deben ofrecer su tecnología a todos los fabricantes en condiciones justas, razonables y no discriminatorias.

Con el fin de garantizar que una información clara con respecto a la labor del Proyecto DVB esté disponible para todas las partes interesadas, el Módulo de Comunicaciones y

Promociones trabaja en estrecha cooperación con la Oficina del Proyecto DVB, la cual tiene su base en la Unión Europea de Radiodifusión con sede central en Ginebra, Suiza.

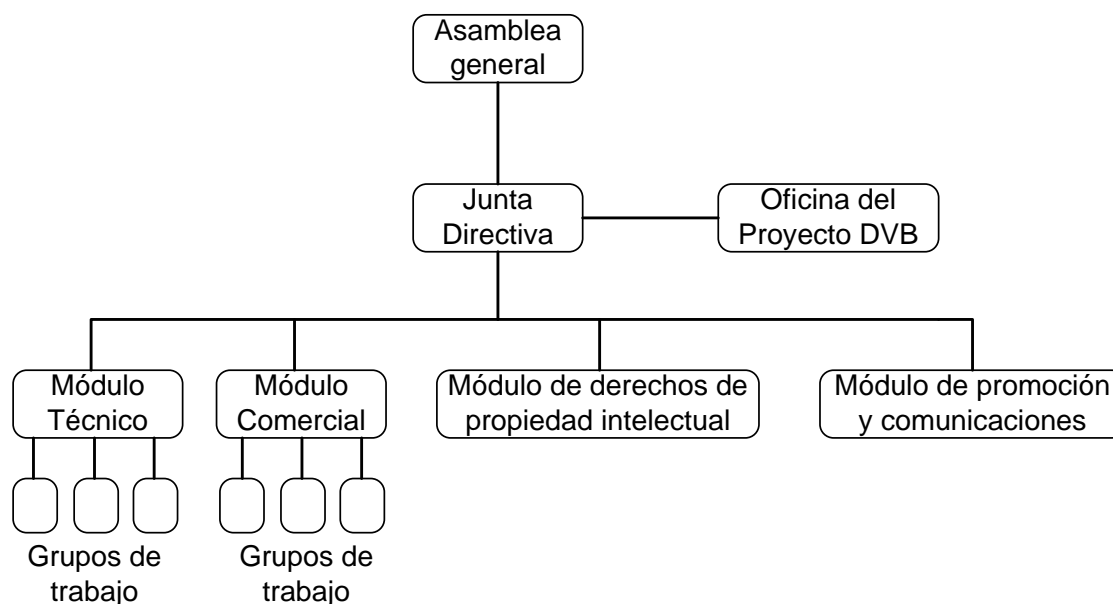


Figura 2-1. Estructura del Proyecto DVB

3. Estándares de radiodifusión terrestre

El Proyecto DVB ha elaborado distintos estándares de televisión en función de las características del medio de propagación de la señal de video digital. Los estándares más utilizados en la actualidad son DVB-S (Digital Video Broadcasting by Satellite) [11] y DVB-C (Digital Video Broadcasting Cable) [12], que contemplan las transmisiones de señales de televisión digital mediante redes de distribución por satélite y cable respectivamente. La transmisión de televisión digital a través de redes de distribución terrestres utilizando los canales UHF convencionales se contempla en el estándar DVB-T (Digital Video Broadcasting Terrestrial), que actualmente está implantado en la mayor parte de los países europeos. Además de estos estándares también están especificados los sistemas para la distribución de señales de televisión digital en redes multipunto, sistemas SMATV (Satellite Master Antenna Television). También existen estándares que definen las características de la señalización en el canal de retorno en sistemas de televisión interactiva, la estructura de transmisión de datos para el cifrado y descifrado de programas de acceso condicional, la transmisión de subtítulos, y la radiodifusión de datos (nuevos canales de teletexto) mediante sistemas digitales.

3.1. DVB-T

Cuando el Proyecto DVB comenzó su labor en 1993, el desarrollo de normas para mercados de cable y satélite eran prioritarios. La existencia de menos problemas técnicos y

una reglamentación climática más simple, hacían que los servicios basados en estas normas pudieran ser puestos en marcha muy rápidamente. De hecho, la industria dio prioridad a las soluciones para la difusión digital por satélite y cable frente a las de TDT (Televisión Digital Terrestre), ya que el desarrollo de un sistema de TDT presenta más dificultades debido a que estos sistemas están obligados a hacer frente a una cantidad de ruido mayor, limitaciones de ancho de banda y entornos de interferencias multitrayecto. Sin embargo, tras el desarrollo de DVB-S y DVB-C, el proyecto DVB elaboró un conjunto de requisitos comerciales para definir cómo se debía implementar un sistema de radiodifusión terrestre. DVB-T [2] se diseñó para satisfacer estos requisitos.

DVB-T es una norma técnica desarrollada por el Proyecto DVB que especifica la estructura de trama, la codificación de canal y la modulación para la transmisión de la televisión digital terrestre. La primera versión de la norma se publicó en marzo de 1997 y en los trece años transcurridos desde entonces se ha convertido en el estándar más usado en este tipo de sistemas en el mundo, con más de 60 millones de receptores desplegados en más de 35 países. Es un sistema flexible que permite a las redes ser diseñadas para la entrega de una amplia gama de servicios, desde la televisión de Alta Definición a SDTV (Standard Definition Television) multicanal, fijo, portátil, móvil, e incluso recepción de mano (especialmente cuando se utiliza en conjunción con DVB-H). DVB-T, en común con casi todos los sistemas de transmisión terrestres modernos, utiliza la modulación OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexion). Este tipo de modulación, que utiliza un gran número de sub-portadoras, ofrece una sólida señal que tiene la capacidad para hacer frente a condiciones de canal muy duras. DVB-T posee unas características técnicas que lo convierten en un sistema muy flexible:

- 3 opciones de modulación (QPSK, 16-QAM, 64-QAM)
- 5 diferentes tasas FEC (Forward Error Correction)
- 4 opciones de Intervalo de Guarda
- Opción de dos modos de transmisión, 2k (2048) o 8k (8192) portadoras
- Puede operar en anchos de banda de 6, 7 u 8MHz (con vídeo a 50Hz o 60Hz)

Usando diferentes combinaciones de los parámetros anteriores, una red DVB-T puede estar diseñada para cumplimentar los requisitos del operador de la red, encontrar el justo equilibrio entre robustez y capacidad. Las redes pueden ser diseñadas para ofrecer toda la gama de servicios: SDTV, radio, servicios interactivos, televisión de alta definición y, utilizando multiprotocolo de encapsulado, incluso transmisión de datos IP.

Aunque no fue diseñado originalmente para los receptores móviles, el rendimiento de DVB-T es tal que la recepción móvil no es sólo posible, sino que constituye la base de algunos servicios comerciales. El uso de un receptor con diversidad de dos antenas proporciona una mejora típica de 5 dB para recepción fija y una reducción del 50% en los errores que se esperan en un automóvil.

El uso de la modulación OFDM con el “intervalo de guarda” permite a DVB-T proporcionar una herramienta valiosa para los reguladores y los operadores en forma de la

“red de frecuencia única” (SFN, Single Frequency Networks). Una SFN es una red donde un número de transmisores trabaja en la misma frecuencia de RF. Una SFN puede cubrir un país, como España, o utilizarse para mejorar la cobertura de interior usando un simple “gap-filler”.

Un último aspecto técnico de DVB-T que vale la pena mencionar es su capacidad de modulación jerárquica. Utilizando esta técnica, dos flujos de datos completamente separados son modulados en una sola señal DVB-T. Un flujo de "alta prioridad" (HP, High Priority) está embebido dentro de uno de "baja prioridad" (LP). Por lo tanto, los transmisores pueden encontrar dos tipos diferentes de receptor con dos servicios completamente distintos. Por ejemplo, DVB-H para televisión móvil, optimizado para los servicios de condiciones más difíciles, podría ser transportado en el flujo HP, con servicios de televisión de alta definición orientados a entrega en antenas fijas en el flujo LP.

Este estándar sienta las bases de sus estándares sucesores aunque en la actualidad se puede considerar una tecnología obsoleta. El esquema de un transmisor DVB-T se muestra en la Figura 2-2, para una mayor información sobre este estándar consultar [2].

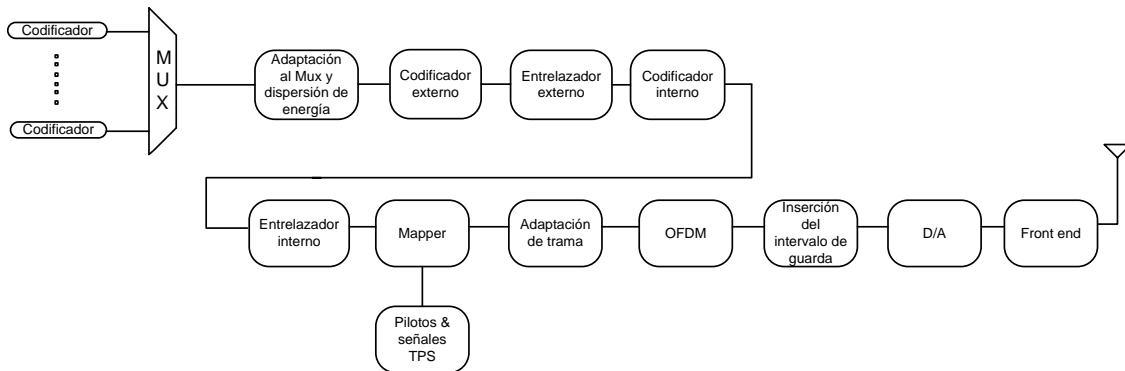


Figura 2-2. Esquema del transmisor de DVB-T

3.2.DVB-H

DVB-H (Digital Video Broadcasting Handheld) es el líder mundial en tecnología estándar para la transmisión de televisión digital a receptores de mano, tales como teléfonos móviles y PDAs. Publicado como una norma formal de la ETSI [3] en noviembre de 2004, es una especificación de capa física diseñada para permitir la transmisión eficiente de datos encapsulados en IP a través de las redes terrestres. La creación de DVB-H, estrechamente relacionado con DVB-T, también implica modificaciones de algunas otras normas DVB sobre la transmisión de datos, servicios de información, etc. Está diseñado para ser utilizado como portador en conjunción con las especificaciones de los sistemas de capa DVB-IPDC. Se trata de un estándar no propietario abierto. DVB-H cuenta con un amplio apoyo en toda la industria y sus servicios se ofrecen en más de diez países.

La posibilidad de una especificación DVB dedicada a la transmisión a dispositivos de mano se debatió por primera vez durante las pruebas de rendimiento de DVB-T en entornos móviles. Se consideraron como aplicaciones clave la televisión móvil, difusión de video en general y descargas de archivos, dirigidas a todos los receptores de mano que operarían con

una vida limitada de batería y en condiciones difíciles de recepción. Como de costumbre, el trabajo del Módulo Técnico de DVB se basó en una serie de exigencias comerciales. Las más importantes de ellas fueron que debería haber un importante ahorro de energía en el receptor en comparación con DVB-T, un excelente rendimiento y robustez en un medio celular y un mayor apoyo para la recepción de una antena en redes de frecuencia única (SFNs).

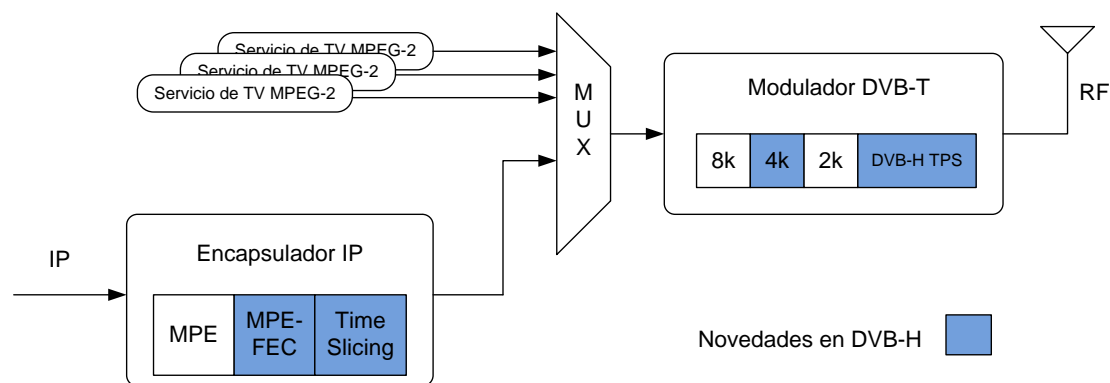


Figura 2-3. Novedades sobre DVB-T que aporta DVB-H

Por eso, DVB-H se definió como una extensión de DVB-T con algunas compatibilidades hacia atrás, es decir, que pueden compartir el mismo múltiplex con DVB-T. La Figura 2-3 muestra cuáles son las novedades de DVB-H en comparación con DVB-T. DVB-H utiliza un mecanismo denominado encapsulado multiprotocolo (MPE, Multi Protocol Encapsulation), haciendo posible el transportar datos de protocolo de red sobre flujos de transporte MPEG-2. Se utiliza un sistema de "Forward Error Correction" (FEC) en conjunto con esto para mejorar la robustez y, por tanto, la movilidad de la señal. Además de los modos 2k y 8k disponibles en DVB-T, se añade un modo 4k, dando mayor flexibilidad para el diseño de redes. Se introdujo un entrelazador en profundidad para los modos 2k y 4k, lo que conlleva una mejor tolerancia contra el ruido impulsivo (ayudando a alcanzar un nivel similar de robustez al del modo de 8k).

Otro elemento esencial de DVB-H es el "Time Slicing", la principal técnica utilizada para lograr el ahorro de energía necesario. Cada servicio de televisión en una señal DVB-H se transmite en ráfagas que permite al receptor entrar en modo de reposo, sólo despertando cuando el servicio al que está "sintonizado" se transmite. Para dispositivos de mano esto puede significar un ahorro muy importante. Por la duración de la batería y el balance térmico se trata de una funcionalidad clave. El multiplexado estadístico es también posible en DVB-H, garantizando un uso óptimo del ancho de banda para prestar servicios. DVB-H está diseñado para su uso en las bandas III, IV y V, así como la banda L.

3.3. DVB-SH

La televisión móvil se esperaba que fuera el próximo éxito del mercado de medios de comunicación. Sin embargo, no ha habido una actividad significativa a este respecto desde la publicación en noviembre de 2004 del estándar DVB-H, ahora la base de un número creciente de servicios de televisión móvil en todo el mundo. DVB-H está destinado principalmente para su uso en la banda UHF, actualmente ocupada en la mayoría de los países por servicios analógicos y servicios de televisión digital terrestre. Por eso, nuevos estándares de televisión tratan de aprovechar las oportunidades en la banda de frecuencia S, donde hay menos

congestión que en UHF. De este modo, el Proyecto DVB comenzó a trabajar en un nuevo estándar de televisión digital móvil en 2006, llamado DVB-SH (Digital Video Broadcasting Satellite Handheld).

DVB-SH es el nombre de un sistema de transmisión estándar diseñado para ofrecer vídeo, audio y servicios de datos a los dispositivos portátiles y móviles, como teléfonos móviles y PDAs, utilizando la banda de frecuencias S. La característica fundamental de DVB-SH es el hecho de que se trata de un sistema híbrido satélite-terrestre. Por una parte, proporciona cobertura satelital para lograr cobertura en grandes regiones o incluso en todo un país. Por otra parte, en las zonas donde la recepción directa de la señal del satélite no es posible, la cobertura se complementa con una red terrestre formada por distintos tipos de transmisores: "gap-filler" terrestre o repetidores, transmisores terrestres fijos y transmisores terrestres móviles. La Figura 2-4 presenta un muestra gráfica de la arquitectura de una red DVB-SH.

El sistema DVB-SH está diseñado para uso de frecuencias por debajo de 3GHz, por lo general alrededor de 2.2GHz. Las especificaciones del sistema y de forma de onda han sido publicadas como normas ETSI [4].

OFDM es la elección natural para la modulación terrestre en DVB-SH, al igual que sus estándares predecesores DVB-H y DVB-T. Sin embargo DVB-SH introduce un segundo tipo de modulación para su uso en la red satelital, multiplexión por división de tiempo (TDM, Time Division Multiplexion), lo que conlleva a la definición de dos arquitecturas de referencia denominadas SH-A y SH-B:

- SH-A utiliza OFDM tanto en el enlace satelital como en el terrestre.
- SH-B utiliza TDM en el enlace satelital y OFDM para el vínculo terrestre.

La Banda S es muy exigente en términos de cobertura de señal. Su longitud de onda corta (aproximadamente 13 cm) requiere una densa red de repetidores terrestres en los pueblos y ciudades. Naturalmente, el coste de esta red se puede reducir si la relación señal a ruido (SNR, Signal to Noise Ratio) necesaria para la recepción estable es baja. La carga en DVB-SH por la banda de alta frecuencia en la que opera es compensada por una selección de herramientas que mejoran la robustez de las señales, como por ejemplo, un FEC avanzado basado en los turbo códigos empleados en 3GPP2 (3rd Generation Partnership Project 2). Además, DVB-SH emplea un entrelazador de canal muy flexible que ofrece una diversidad temporal desde alrededor de cien milisegundos a varios segundos, dependiendo del tipo de servicio y la correspondiente capacidad del terminal (esencialmente el tamaño de la memoria).

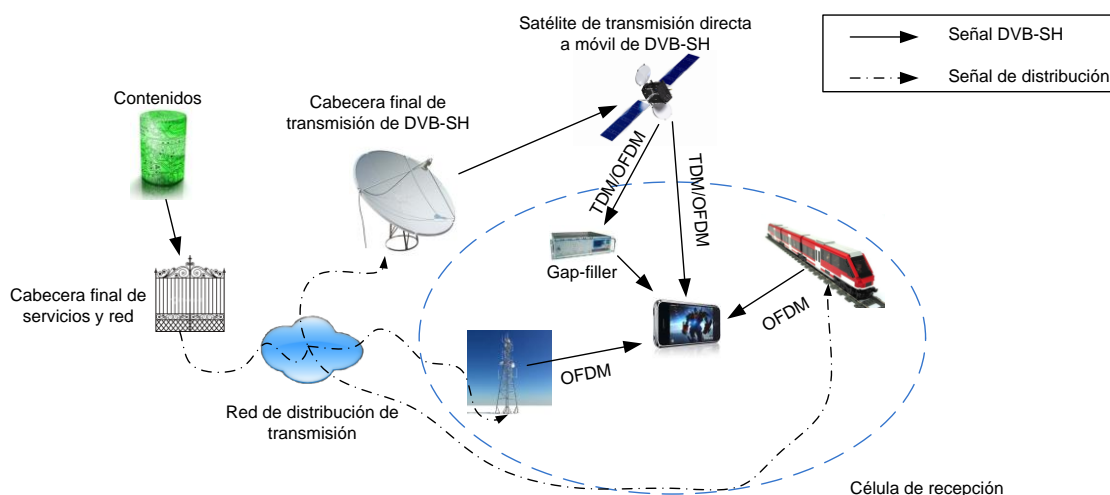


Figura 2-4. Arquitectura de red de DVB-SH

Como en todos los demás sistemas de transmisión de DVB, las cuestiones de "capas superiores" se definen en otros documentos. La especificación DVB-IPDC fue definida también como la "capa superior" de DVB-SH, al igual que en DVB-H.

La combinación de una huella satélite y un complemento terrestre en la banda S pueden ofrecer cobertura a nivel nacional a los terminales que puedan aplicar los modos TDM y OFDM de DVB-SH, una combinación de DVB-SH y DVB-H, o simplemente el modo OFDM de DVB-SH que opera en SFN. La clave para el despliegue de DVB-SH será su interfaz con la actual capa DVB-IPDC y los servicios basados en ella.

3.4.DVB-T2

DVB-T2 (Second Generation Terrestrial Digital Video Broadcasting) es otro sistema de transmisión digital terrestre desarrollado por el Proyecto DVB. Es el sistema más avanzado de este tipo en el mundo e introduce las últimas técnicas de modulación y codificación que permiten el uso eficiente del valioso espectro terrestre para la transmisión de audio, vídeo y servicios de datos a los terminales fijos, portátiles y dispositivos móviles. DVB-T2 no ha sido diseñado para sustituir a DVB-T, sino que las dos normas coexistirán en muchos mercados durante un extenso periodo de tiempo.

Al igual que ocurre con su predecesor, DVB-T2 utiliza la modulación OFDM, con un gran número sub-portadoras, generando una señal robusta. También en común con DVB-T, la nueva especificación ofrece una gama de diferentes modos que la convierten en una norma muy flexible. En el ámbito de la corrección de errores, DVB-T2 utiliza la misma codificación que se seleccionó para DVB-S2 (Second generation Satellite Digital Video Broadcasting). Ésta es la codificación LDPC (Low Density Parity Check) junto con la codificación BCH (Bose-Chaudhuri-Hocquengham), que ofrece un excelente rendimiento en presencia de altos niveles de ruido e interferencia, lo que resulta en una señal muy sólida.

Varias opciones están disponibles en parámetros tales como el número de portadoras, tamaño del intervalo de guarda y señales piloto, de modo que la sobrecarga puede ser minimizada para cualquier canal. Una nueva técnica, llamada Rotación de Constelaciones, proporciona robustez adicional significativa en canales muy severos y difíciles. Además, se ha definido una nueva tecnología para ajustar la robustez de cada servicio de manera individual.

Este mismo mecanismo permite a las transmisiones adaptarse de tal manera que un receptor puede ahorrar energía, ya que se puede realizar la decodificación de un solo programa en lugar de un conjunto de programas.

DVB-T2 también especifica un método de transmisor con diversidad, conocido como codificación de Alamouti, lo que mejora la cobertura en redes de pequeña escala de frecuencia única. Por último, DVB-T2 ha definido una forma en que la norma puede ser mejorada de forma compatible en el futuro mediante el uso de los Future Extension Frames o FEFs. La Tabla 2-1 muestra las principales diferencias entre DVB-T y DVB-T2 en relación a las tecnologías y configuración que pueden usar cada estándar.

Tabla 2-1. Comparación entre modos disponibles en DVB-T y DVB-T2

	DVB-T	DVB-T2
FEC	Código convolucional + Reed Solomon 1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8	LDPC+BCH 1/2, 3/5, 2/3, 3/4, 4/5, 5/6,
Modos	QPSK, 16-QAM, 64-QAM	QPSK, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM
Intervalo de guarda	1/4, 1/8, 1/16, 1/32	1/4, 19/256, 1/8, 19/128, 1/16, 1/32, 1/128
Tamaño de la FFT	2k, 8k	1k, 2k, 4k, 8k, 16k, 32k,
Pilotos dispersos	8% del total	1%, 2%, 4%, 8% del total
Pilotos continuos	2.6% del total	0.35% del total

Comparado con DVB-T, DVB-T2 puede ofrecer una tasa de datos mucho mayor o una señal mucho más robusta. Por ejemplo, en el Reino Unido un canal de DVB-T tiene normalmente una tasa de datos de 24 Mbps, mientras que un canal de DVB-T2 puede llevar hasta 36Mbps manteniendo la misma robustez de señal. Otro claro ejemplo se muestra en la Tabla 2-2 [9].

Tabla 2-2. Ejemplo de rendimiento DVB-T/T2

	Eficiencia espectral		Robustez	
	Tasa de datos útil para una C/N determinada		C/N necesaria para una tasa de datos determinada	
	C/N (dB)	Tasa de datos (Mbps)	C/N (dB)	Tasa de datos (Mbps)
DVB-T	20.2	29	16.7	22.1
DVB-T2	20.5	47.8	8.9	21.3

3.4.1. Principales novedades con respecto a DVB-T

DVB-T2 fue diseñado para satisfacer las necesidades de los países después de haber completado el cierre de la radiodifusión analógica (ASO). La publicación del estándar DVB-T2 se llevó a cabo en Junio de 2009. Éste puede consultarse en [5]. En los siguientes apartados, se describirá cuáles son las principales características y tecnologías novedosas respecto al estándar DVB-T.

3.4.1.1. Anchos de banda adicionales

DVB-T2 define dos anchos de bandas adicionales: 10 MHz y 1.712 MHz. Para hacer DVB-T2 apto para uso profesional, se incluye la opción del ancho de banda de 10 MHz para transmisiones entre cámaras radio y estudios móviles. Por eso, no se espera que los receptores para los consumidores soporten el modo citado anteriormente. Para hacer que el T2 esté disponible para asignaciones de canal RF más estrechos (como la banda III y la banda L) también se incluye el ancho de banda de 1.712 MHz. Éste se definió para servicios móviles.

3.4.1.2. Modo de portadora extendida (para 8K, 16K, 32K)

Cuanto mayor es el modo de transmisión, más rápidamente cae el espectro (veáse Figura 2-5), permitiendo que los laterales del espectro de la señal OFDM puedan ser extendidos, pudiéndose usar más portadoras por símbolo para el transporte de datos. La ganancia alcanzada está entre el 1.4% (para el modo 8k) y 2.1% (para el modo 32k). La Figura 2-5 representa la densidad espectral de potencia o PSD (Power Spectral Density) del espectro para el modo 2k en comparación con el del modo 32k, en los modos de portadora normal y extendido, en conjunto con la máscara normal de espectro. La extensión del modo es una característica opcional en el estándar, ya que es incompatible con la máscara crítica de espectro y es por tanto sólo aplicable en los casos en los que es aceptada la máscara normal de espectro (estas máscaras están definidas en el estándar DVB-T2 [5] en el apartado 13). Esta opción puede hacer más difícil el cumplir los requisitos como máscaras de espectro y proporciones de protección.

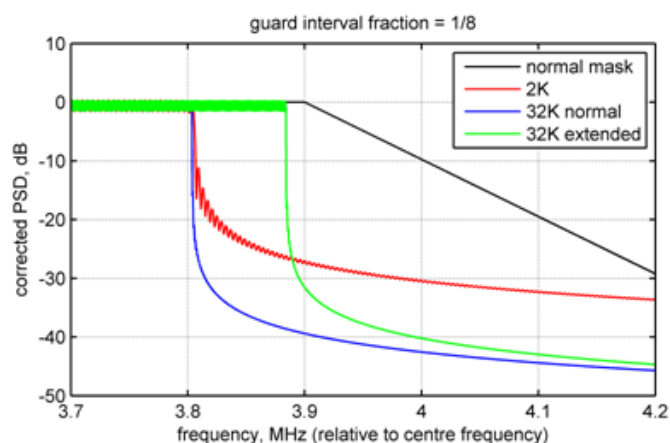


Figura 2-5. Máscaras de espectro y espectros para distintos modos de DVB-T2 (obtenido de [5])

3.4.1.3. MISO basado en Alamouti

Ya que DVB-T soporta redes de frecuencia única (SFNs), la presencia de señales con potencia similar de dos transmisores en una red causa una pérdida significativa de margen dado que el canal resultante tiene desvanecimientos profundos. Existe la evidencia de campo

de que la recepción portátil puede sufrir desvanecimientos como resultado de esto y requiere una mayor potencia de transmisión para compensar.

Para superar estos problemas, DVB-T2 permite usar la codificación de Alamouti (ver Figura 2-6). Esta codificación es un ejemplo de sistema de entrada múltiple y salida única (multiple input, single output, MISO) en el cual cada punto de la constelación es transmitido por cada uno de los transmisores, pero el segundo transmisor (Tx2 en la Figura 2-6) transmite una versión conjugada de cada par de la constelación y en orden inverso en frecuencia. La técnica da unas prestaciones equivalentes a las dadas por la diversidad en recepción en el sentido de que las operaciones llevadas a cabo por el receptor resultan en una óptima combinación de las dos señales. La SNR efectiva se incrementa como resultado de la recombinación en el receptor de las dos señales transmitidas. La complejidad requerida, algunos multiplicadores extra, no es significativa.

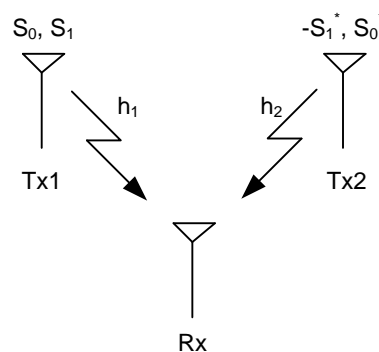


Figura 2-6. Esquema MISO

3.4.1.4. Preámbulo

Los símbolos OFDM de la señal DVBT2 se agrupan en tramas que comienzan con un preámbulo formado por varios símbolos especiales: el P1 y el P2, como puede apreciarse en la Figura 2-7.

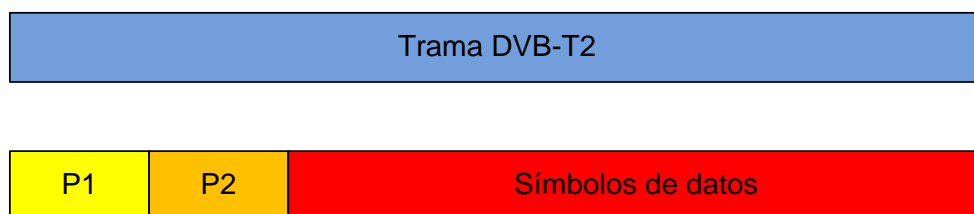


Figura 2-7. Estructura del preámbulo en la trama DVB-T2

El símbolo P1 se emplea para las tareas de sincronización temporal y frecuencial, está modulado en BPSK, con intervalos de guarda al principio y al final, e incluye más de 7 bits de información (incluyendo el tamaño de la FFT de los símbolos transmitidos).

Los subsiguientes símbolos P2, cuyo número está fijado por el tamaño de la FFT, dan toda la señalización estática, configurable y dinámica de capa 1 (la parte dinámica puede ser transmitida también en paralelo con los datos). Los primeros bits de la señalización estática tienen una codificación y modulación fija. Para el resto (los L1 post señalización) la tasa de codificación es fija a 1/2 pero la modulación puede ser escogida entre QPSK, 16-QAM y 64-QAM. Los símbolos P2 en general contendrán también datos para el PLP (Physical Layer Pipeline) común o los PLPs de datos, el cual continúa en los símbolos normales de la trama T2.

3.4.1.5. Patrones de pilotos

Al igual que en su estándar antecesor DVB-T, en DVB-T2 también se definen portadoras pilotos para tareas de estimación de canal, sincronización ... Entre ellos, se pueden distinguir tres tipos de pilotos: los pilotos dispersos o scattered, los pilotos continuos y los pilotos TPS.

Los pilotos dispersos, de amplitud y fase predefinidas, son insertados en la señal a intervalos regulares de tiempo y frecuencia, como se explica en [2]. Estos son usados por el receptor para estimar cambios en la respuesta del canal en tiempo y frecuencia. Mientras que DVB-T aplica el mismo patrón estático de pilotos dispersos independientemente del tamaño de la FFT y el intervalo de guarda, DVB-T2 consigue una mayor flexibilidad mediante la posibilidad de poder elegir entre ocho patrones distintos de pilotos. Estos patrones dependen del tamaño de la FFT y del intervalo de guarda usado en la transmisión. Esto reduce la sobrecarga de pilotos asegurando una estimación de canal de suficiente calidad. El ejemplo de la Figura 2-8 y Figura 2-9 muestra la correspondiente reducción de sobrecarga del 8% al 4% usando el patrón PP3 con un intervalo de guarda de 1/8.

Uno de los ocho patrones (PP8) está pensado para ser usado con receptores que implementan la estimación de canal basándose en los datos y no en los pilotos.

El entrelazado temporal y el PP8 no deberían usarse conjuntamente, pero si un operador de red elige hacerlo, el rendimiento en el receptor podría verse degradado.

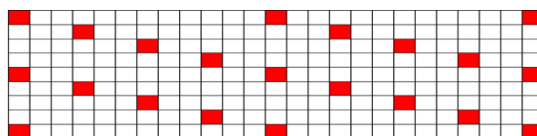


Figura 2-8. Patrón de pilotos para DVB-T

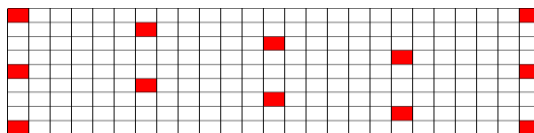


Figura 2-9. Patrón de pilotos para DVB-T2

Para los pilotos continuos, el porcentaje en DVB-T2 también depende del tamaño de la FFT, llevando a una reducción en sobrecarga de 2.5% a 0.7% para los modos 8k, 16k y 32k sin comprometer las prestaciones de sincronización fina en frecuencia y los algoritmos de detección CPE (Continual Pilots Estimation) basados en ellos.

3.4.1.6. 256-QAM

En DVB-T la constelación de mayor orden es la 64-QAM, dando una tasa de datos amplia de 6 bits por símbolo por portadora. En DVB-T2, el uso de una constelación 256-QAM (ver Figura 2-10) incrementa estos 6 bits a 8 por cada celda o portadora OFDM, un incremento del 33% en eficiencia espectral y capacidad de transporte para una tasa de código dada. Normalmente esto requerirá una SNR significativamente mayor (de 4 a 5 dB mayor, dependiendo del canal y la tasa de código). Esto es porque la distancia euclídea entre dos puntos adyacentes de la constelación es casi la mitad que en la constelación 64-QAM, por tanto, la recepción es más sensible a ruido. No obstante, el rendimiento de los códigos LDPC es mucho mejor que el de los convolucionales, y si se elige una tasa de código ligeramente más robusta para la 256-QAM comparada con la tasa usada para la 64-QAM en DVB-T, la C/N (Carrier to Noise) requerida se mantiene, mientras que se consigue un aumento significativo de la tasa de bit.

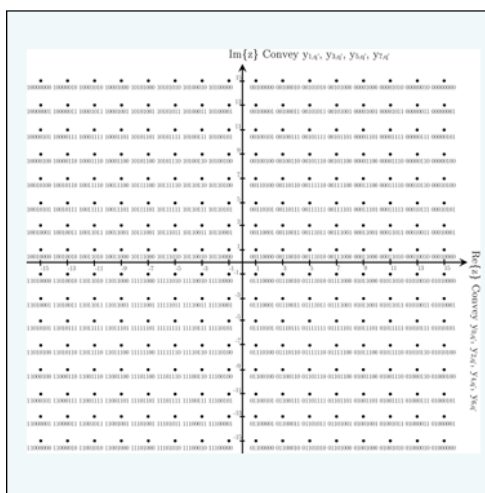


Figura 2-10. Constelación 256-QAM

256-QAM es una opción prometedora y se espera que sea muy usada en este campo.

3.4.1.7. Constelaciones rotadas

La técnica de constelaciones rotadas es una de las innovaciones que introduce DVB-T2 con respecto a DVB-T. Esta técnica consiste en rotar la constelación en el plano complejo y tras esto se realiza un retraso cíclico de la componente Q. A continuación podemos ver un ejemplo de constelación rotada:

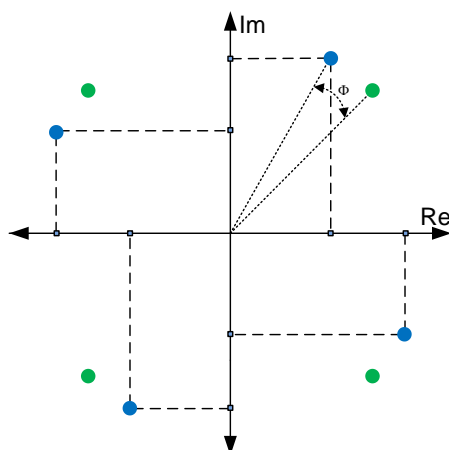


Figura 2-11. Constelación QPSK rotada (azul) y sin rotar (verde)

Una vez rotada la constelación, cada uno de los ejes contiene información suficiente para poder recuperar la información transmitida. Cada componente (I y Q) es enviada en una portadora distinta por norma general, por lo que si se produce la pérdida de una de ellas aún podremos recuperar la información. Gracias a esto se produce una gran ganancia en escenarios de propagación complicados con pérdidas de portadoras.

3.4.1.8. Tamaños de FFT 16k y 32k

Incrementar el tamaño de la FFT lleva a un espacio entre portadoras más estrecho, pero una duración de símbolo mayor. El primer atributo conlleva grandes dificultades por la interferencia entre portadoras, por tanto se puede tolerar una menor frecuencia Doppler, por eso estas no son opciones preferentes para la recepción móvil. Sin embargo, el segundo atributo, mayor duración de símbolo, se traduce en que la fracción del intervalo de guarda es menor para un tiempo de intervalo de guarda dado (ver Figura 2-12). Esta reducción en sobrecarga conlleva un incremento en el flujo de datos de salida de 2.3% a 17.6%

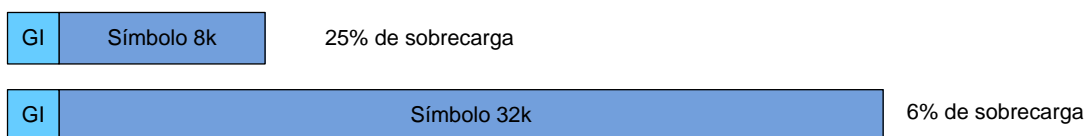


Figura 2-12. Reducción de la sobrecarga del periodo de guarda con un mayor tamaño de FFT

Otras ventajas de los modos de transmisión más altos, son una mayor robustez ante el ruido impulsivo y una atenuación del espectro casi rectangular. Los requerimientos de memoria para la interpolación en el receptor son del mismo orden para 32k que para 8k, pero para 16k se doblan. La complejidad del cálculo de la FFT sólo se incrementa ligeramente.

3.4.1.9. Codificación de control de errores LDPC/BCH.

Mientras que los códigos de control interno y externo fueron realizados con códigos convolucionales (CC) y códigos Reed-Solomon en el caso de DVB-T, diez años de desarrollo tecnológico se han traducido en que ahora los códigos LDPC/BCH de mayor complejidad pueden ser implementados en los receptores. DVB-T2 usa una concatenación de códigos LDPC y BCH. Estos códigos aseguran una mayor protección, permitiendo transportar más datos en un canal dado. Estos códigos también muestran un mejor comportamiento en la relación BER a C/N. Esto se puede apreciar en la gráfica que se presenta en la Figura 2-13.

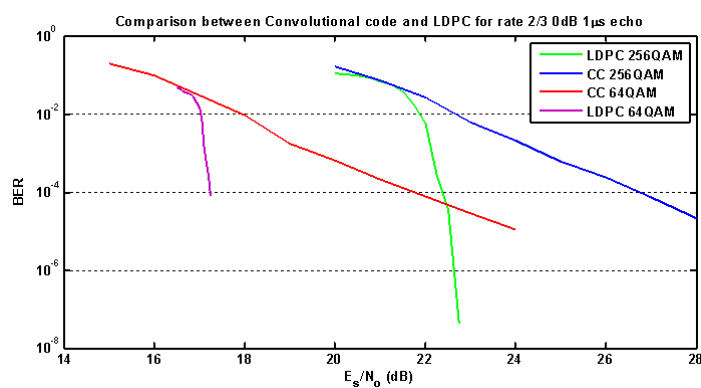


Figura 2-13. Comparación de codificación de control de errores entre DVB-T y DVB-T2

3.4.1.10. Etapas de entrelazado (tiempo, bit, celda, frecuencia)

El objetivo de las etapas de entrelazado es dispersar la información en los planos temporal y frecuencial, de tal manera que ni el ruido impulsivo (interferencia de la señal OFDM durante un corto periodo de tiempo) ni los desvanecimientos selectivos en frecuencia (interferencia en un rango determinado de frecuencia) puedan eliminar secuencias largas del flujo original de datos. Además es necesario ajustar el entrelazado al comportamiento del codificador de control de errores, que no protege a todos los datos por igual. Por último, los bits portados por un punto transmitido dado de una constelación no deberían corresponder a una secuencia de bits consecutivos en el flujo de datos original.

El paso más significativo de DVB-T a DVB-T2 es la introducción del entrelazado temporal para proteger los datos ante el ruido impulsivo y desvanecimientos selectivos en el tiempo.

3.4.1.11. Técnicas PAPR

Un PAPR (Peak to Average Power Ratio) elevado puede disminuir la eficiencia del amplificador de potencia RF. DVB-T2 tiene dos técnicas para reducir el PAPR, ACE (Active Constellation Extension) y TR (Tone Reservation). Estas técnicas llevan a una reducción considerable del PAPR, a costa de un pequeño aumento de la potencia media o como mucho de un 1% de subportadoras reservadas. Unas primeras pruebas sobre el tema muestran resultados de una reducción de 2 dB en el PAPR (con 36 dB de MER, Modulation Error Rate).

La técnica ACE reduce el PAPR extendiendo los puntos externos de la constelación en la frecuencia (ver Figura 2-14), mientras que el TR lo reduce cancelando los picos de la señal de salida directamente en el dominio del tiempo. Las dos técnicas son complementarias, no son mutuamente exclusivas, por lo que se puede usar una combinación de ellas.

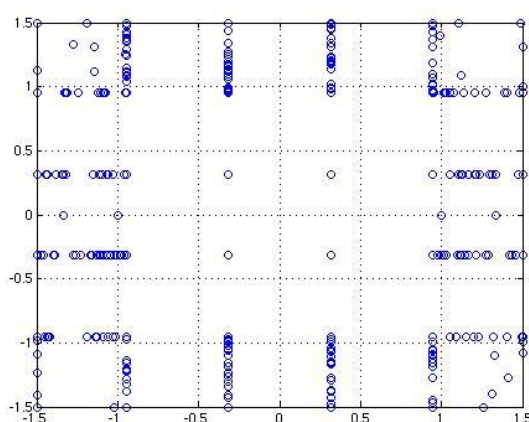


Figura 2-14. Constelación 16-QAM tras uso de ACE PAPR

3.4.1.12. Future Extension Frames (FEFs)

Para hacer un hueco en el estándar original de DVB-T2 a futuros avances como la introducción de los sistemas MIMO (Multiple Input, Multiple Output) o una rama completamente móvil del estándar, se incluyen unos contenedores denominados Future Extension Frame (FEF). Los únicos atributos definidos para las FEFs actualmente, que son introducidas entre tramas T2 (ver Figura 2-15), es que comienzan con un símbolo P1, su posición en la supertrama y su duración son señalizadas en la señalización L1 en las tramas T2. Esto permite a los primeros receptores ignorar las FEFs mientras que reciben las señales T2.



Figura 2-15. Coexistencia de las tramas T2 con las FEFs

3.5.DVB-NGH

Se espera que para el 2015, el consumo de contenido multimedia aumente varias veces con respecto al actual y que éste se consuma con una gran variedad de dispositivos. Para facilitar este consumo de contenido multimedia de una manera eficiente, flexible y robusta se necesita un sistema de nueva generación como pretende ser DVB-NGH (Next Generation Handled) facilitando además la convergencia de servicios fijos y móviles, así como los servicios de telecomunicaciones. El desarrollo de DVB-NGH viene también dado por la escasa acogida que han tenido estándares como DVB-H y DVB-SH.

El proceso de normalización de este nuevo estándar se arrancó en el primer trimestre de 2010. La publicación de la correspondiente norma ETSI se espera para finales del 2011, y los primeros dispositivos comerciales NGH podrían estar disponibles en 2013, según sea necesario para el éxito en el mercado.

Con el fin de cumplir con los requisitos comerciales para DVB-NGH, el proyecto DVB llevó a cabo un "Call for Technologies", cuya petición pretende atraer las tecnologías más novedosas que puedan facilitar una capa física apropiada para NGH, sobre la cual se pueda construir un sistema completo exitoso y que cumpla los requisitos comerciales [Referencia] definido por el proyecto DVB. En el siguiente capítulo, se describe con más detalle los aspectos más importantes sobre este nuevo estándar que se está definiendo.

4. Despliegue de Mercado

Desde cualquier punto de vista, el Proyecto DVB ha sido un éxito. Más de 500 millones de dispositivos en todo el mundo reciben servicios que utilizan normas DVB. De éstos, alrededor de 100 millones de receptores satélite y más de 60 millones reciben señales DVB-T. DVB-S/S2 constituye la base de la televisión digital vía satélite casi en todas partes. DVB-C es el más sistema más usado para la televisión digital por cable. DVB-T ha visto un crecimiento extraordinario en los últimos años con los servicios aéreos a través de Europa y en partes de Asia, con más lanzamientos futuros en el Sudeste de Asia, América Latina y la región de EMEA. La economía de escala generada por ese éxito se traduce en que los precios que los consumidores tienen que pagar por los receptores están cayendo progresivamente.

Servicios tales como los de TV móvil basados en DVB-H/DVB-SH IPTV y en general servicios basados en las especificaciones DVB se encuentran en su etapa inicial. Sin embargo, hay indicios de que éstos también se beneficiarán de la estabilidad y la flexibilidad que consiguen todos los estándares DVB.

Los servicios de DVB-T son usados en más de 35 países en los que más de 60 millones de receptores se han vendido. Los mercados de mayor éxito, con receptores DVB-T disponibles por menos de 32€, son el Reino Unido, Alemania, Francia, España, Italia y Australia. Un ejemplo de mercado de DVB-T de crecimiento muy rápido ha sido Francia, donde, tan sólo dos

años después de que se iniciaran los servicios, más de 8 millones de receptores DVB-T se habían instalado en los hogares.

Cada mes se lleva a cabo la puesta en marcha de los servicios de DVB-T en más países y hay emisiones de prueba en todo el mundo. En Mayo de 2008 se vio como los operadores de redes móviles en Alemania y Austria anunciaban su intención de fabricar teléfonos móviles con DVB-T integrado, lo que permite a sus clientes aprovechar las ventajas de las excelentes condiciones de las redes de DVB-T de esos países.

La conferencia internacional de planificación de frecuencias de Ginebra en 2006 dio lugar a un nuevo acuerdo, GE06, firmado por más de 100 países en Europa, África y el Oriente Medio. Todos los firmantes de este acuerdo, acordaron desplegar DVB-T. La norma también está siendo adoptada ampliamente fuera de estas zonas. Los servicios están en Taiwán, Singapur y Vietnam, y el sistema ha sido adoptado formalmente por Uruguay, India, Malasia y otros lugares. Tras un acuerdo de Abril de 2007 entre los transmisores de ASEAN, lo más probable es que DVB-T se adopte en todo el sudeste de Asia, una región con una población de más de 500 millones de personas.

Tabla 2-3. Mercados más exitosos de DVB-T (Diciembre de 2009) [6]

País	Población (millones)	Servicios DVB-T lanzado	Receptores vendidos (millones)
Reino Unido	60	1998 (2002 en abierto)	46
Francia	64	2005	17.5
Alemania	82	2002	16
España	45	2000	30
Italia	59	2004	29
Australia	21	2001	2.5
Taiwan	30	2005	2.5

En los próximos años, en los países donde DVB-T se han convertido en un servicio bien establecido, los reguladores querrán lograr pleno cierre de la transmisión analógica (ASO, Analog Switch Off) y, en el proceso, la liberación de las valiosas bandas de frecuencia UHF y VHF para otros fines. Algunos países ya han completado la ASO. Una opción en la ASO será la introducción de nuevos servicios que utilicen la tecnología de DVB-T2. Esto podría permitir, por ejemplo, la implantación de la televisión de alta definición que ofrece servicios multicanal, o tal vez nuevos e innovadores servicios de datos. Al igual que con DVB-T, la nueva norma no se orienta sólo para transmitir a antenas de azotea y “set-top”, sino también a PCs, ordenadores portátiles, receptores en el automóvil, y toda una serie de innovadores dispositivos de recepción.

La transición de DVB-T a DVB-T2 tendrá que ser cuidadosamente gestionado en esos países, si esta transición ocurre. El Proyecto DVB espera que DVB-T y DVB-T2 coexistan durante algún tiempo. Se puede deducir de la experiencia en Australia (DVB-T, codificación de vídeo MPEG-2) y Francia (DVB-T, codificación de vídeo MPEG-4) que los servicios HDTV terrestres son perfectamente viables sin necesidad de utilizar DVB-T2.

El primer país que desplegó DVB-T2 fue el Reino Unido, donde el apagón analógico está muy avanzado. El regulador en este país, Ofcom, ha autorizado la conversión del multiplex

nacional a DVB-T2 y las primeras transmisiones de la nueva televisión de alta definición multicanal comenzaron en Diciembre de 2009. Los receptores de DVB-T2 en este país se pueden encontrar ya integrados en los aparatos de televisión de muchos fabricantes y cada vez con un precio más asequible.

Italia ha visto el reciente lanzamiento de DVB-T2 para servicios de televisión de pago. En 2011, Suecia y Finlandia comenzarán a transmitir servicios de DVB-T2 HD, que serán de alcance nacional. También se llevan a cabo pruebas en un estado muy avanzado en Austria, Dinamarca, República Checa y Alemania. Gracias a los positivos resultados de su lanzamiento en el Reino Unido, cada vez más países están considerando el lanzamiento de servicios DVB-T2 en el futuro. Fuera de Europa, los primeros países que están considerando el lanzamiento de DVB-T2 son Australia y Singapur. Con su tecnología de mercado probada y precios en decremento, DVB-T2 está siendo considerado incluso por áreas sin precedentes en redes de televisión digital como los países en vías de desarrollo.

5. Referencias

- [1] DVB Fact Sheet, "Introduction to the DVB Project Creating Global Standards for Digital Television", Mayo 2010.
- [2] ETSI EN 300 744 V1.6.1, "Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television", Enero 2009.
- [3] ETSI EN 302 304 V1.1.1 (2004-11) "Digital Video Broadcasting (DVB); Transmission System for Handheld Terminals (DVB-H)", Diciembre 2004
- [4] ETSI EN 302 583 V1.1.2, "Digital Video Broadcasting (DVB); Framing Structure, channel coding and modulation for Satellite Services to Handheld devices (SH) below 3 GHz", Febrero 2010.
- [5] ETSI EN 302 755 V1.1.1, "Digital Video Broadcasting (DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2)", Septiembre 2009.
- [6] DVB Fact Sheet , "Digital Terrestrial Television" Septiembre 2010.
- [7] DVB Fact Sheet, "Broadcasting to Handhelds, Digital Terrestrial Mobile TV", Septiembre 2010.
- [8] DVB Fact Sheet, "Satellite Services to Handhelds", Septiembre 2010.
- [9] DVB Fact Sheet, "2nd Generation Terrestrial The World's Most Advanced Digital Terrestrial TV System", Septiembre 2010.
- [10] www.dvb.org
- [11] EN 300 421 V1.1.2, "Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for 11/12 GHz satellite services", Agosto 1997.
- [12] EN 300 429 V1.2.1, "Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for cable systems", Abril 1998.

DVB

Digital Video Broadcasting

Máster en Electrónica, Tratamiento de Señales y Comunicaciones

Alumno: Darío Pérez-Calderón Rodríguez

Titulación: Ingeniero de Telecomunicación

Tutor: Vicente Baena Lecuyer

Departamento: Ingeniería Electrónica

Área de conocimiento: Tecnología Electrónica



Índice

Capítulo 3: Hacia DVB-NGH.....	29
1. Introducción.....	29
2. Requisitos para DVB-NGH	29
2.1. Arquitectura del sistema	31
2.2. Calidad de servicio	31
2.3. Coexistencia con otros estándares.....	31
2.4. Reutilización de tecnología de otros sistemas.....	32
2.5. Mejoras de capacidad y robustez	32
2.6. Requisitos comerciales emitidos por el CM del Proyecto DVB.....	33
3. Análisis de DVB-T2/SH como punto de partida de DVB-NGH	34
3.1. Forward Error Correction	35
3.2. Evaluación de las prestaciones de DVB-T2 para recepción móvil	35
4. Conclusiones	36
5. Referencias	36

Capítulo 3: Hacia DVB-NGH

Desde que se introdujo DVB-H se han producido cambios muy acusados en la distribución y consumo de contenido multimedia. En un principio DVB-H se lanzó para proveer servicios de retransmisión, como puedan ser señales de radio o televisión, para dispositivos de mano. Este concepto ha cambiado mucho en los últimos años, se ha pasado de un consumo de contenido lineal a un consumo mucho más variado y rico. En este contenido se encuentran los servicios tradicionales y nuevos como videos bajo demanda y audio, imágenes y mensajes de texto.

Hay una relación entre los servicios ofrecidos por DVB-T y DVB-H, aunque ambos se concibieron con objetivos de uso distintos. Los cambios en los hábitos de consumo y expectativas de productos multimedia muestran que se espera ver los mismos contenidos en distintos dispositivos con distintas resoluciones (la pantalla de un Smartphone o una televisión de alta definición), o el uso de una distribución simultánea del mismo contenido en diferentes formatos acorde con los distintos dispositivos y usuarios.

Con el despliegue de DVB-T2 es necesario encontrar la manera de trasladar sus ventajas a DVB-NGH para poder conseguir una correcta convergencia.

1. Introducción

Debido a los cambios producidos en las tecnologías en los sistemas de comunicaciones, el Proyecto DVB (Digital Video Broadcasting) comenzó a realizar un estudio para investigar sobre la posibilidad y viabilidad de concebir un nuevo estándar de comunicaciones en Junio del año 2007, pero el proyecto llamado a ser el sucesor de DVB-H fue archivado. La principal causa de esto fue el esfuerzo realizado para conseguir la versión híbrida terrestre/satélite de DVB-H, DVB-SH. Un año después, los resultados de dicho estudio fueron publicados en [1]. En noviembre de 2009 el grupo DVB hizo un "call for technologies" para un nuevo sistema (DVB-NGH) que pretende actualizar y reemplazar a DVB-H en la transmisión digital para dispositivos móviles. Según el calendario previsto, las contribuciones se aceptarían hasta Febrero de 2010, el estándar estará para 2011 y los dispositivos preparados en 2013.

En el estudio realizado se sentaron las bases para el inicio del proceso de estandarización de DVB-NGH. A lo largo de este capítulo se resumirán las principales conclusiones de este estudio y se dará una visión global del estado de la tecnología que se perfila como la que será usada para DVB-NGH.

2. Requisitos para DVB-NGH

En este apartado, se resumen las principales conclusiones que se obtuvieron tras el estudio llevado a cabo por el proyecto DVB en [1]. En dicho documento, primero se hace un

análisis sobre las tecnologías existentes que permiten la transmisión de servicios de televisión o servicios multimedia a dispositivos portables o móviles, indicando cuáles son sus ventajas y cuáles sus inconvenientes. Finalmente, se describen qué mejoras debe proporcionar un nuevo estándar como DVB-NGH respecto a los ya existentes, o qué posibles tecnologías en el estado del arte serían adecuadas para definir las en este nuevo estándar. Un resumen sobre estas posibles mejoras o tecnologías se citan a continuación.

En primer lugar, se indica que DVB-NGH podrá al menos dar cobertura a los servicios ofrecidos ya por DVB-H y DVB-SH. También se ha de asumir que no habrá pérdida de prestaciones ni en el segmento terrestre ni en el satélite. También se busca un aumento en la capacidad con respecto a los estándares anteriores.

El sistema DVB-NGH, debe poder trabajar de manera similar a como lo hacen los sistemas actuales DVB-H/SH con las capas superiores DVB-IPDC y OMA-BCAST soportando servicios IP como difusión de audio y video, servicio y guía de programas. En general el nuevo sistema tendrá que basarse en un modelo de referencia de capas y debe identificar la capa a la que se está refiriendo así la cooperación con otras capas se hace más suave.

El sistema DVB-NGH ha de recopilar de entre los estándares internacionales existentes sus aspectos más relevantes. Se tendrán en cuenta especialmente los estándares de DVB, como DVB-H, DVB-SH, DVB-IPDC, DVB-S2 y DVB-T2 a la hora de seleccionar los bloques que constituyan el sistema. También se tendrán en cuenta aspectos importantes de especificaciones 3GPP, ya que se pretende que los terminales NGH tengan funcionalidad 3G. El objetivo es conseguir una gran similitud con otros sistemas en la implementación, pero esto ha de conseguirse sin pérdidas de rendimiento.

Los sistemas DVB-NGH han de trabajar por lo menos en las bandas VHF, UHF, L y S, pero en un futuro, otras bandas podrían quedar disponibles, por lo que la especificación debe ser independiente a la frecuencia de transmisión. Un límite superior práctico es el de 4 GHz, pero no se espera que todos los modos posibles trabajen a esta frecuencia. Además, debido a que las distintas bandas de frecuencia tienen planes distintos de canales, el diseño de DVB-NGH y de los protocolos de transmisión relacionados deben ser capaces de permitir una explotación óptima de la frecuencia, el ancho de banda y la potencia para los sistemas terrestres y satélite.

DVB-NGH ha de soportar servicios de tasa de bit variable (VBR) y multiplexión estadística, ya que estas técnicas ayudan a la optimización de los recursos de ancho de banda disponibles.

El sistema NGH ha de ser capaz de llevar a cabo transferencias fiables de datos, señalización e información de control y permitir las transacciones seguras entre clientes y proveedores de servicios. También tiene que tener mecanismos para prevenir accesos no autorizados, asegurar la autenticación, integridad, confidencialidad y no denegación de servicios.

El concepto de inserción de contenidos locales se debe contemplar, entendiendo local como áreas de 500 m a 500 km.

Ya que el sistema DVB-NGH está pensado para ser usado en dispositivos móviles que también tendrán sistemas celulares (2G, 3G y 4G) es lógico pensar que debe ofrecer las mismas características en términos de cobertura geográfica, recepción interior y exterior, uso portable o móvil y velocidades de peatones y de vehículos, incluyendo modos especiales para soportar situaciones especiales como puedan ser la recepción en trenes de alta velocidad.

2.1.Arquitectura del sistema

La arquitectura genérica de NGH debe incluir segmento terrestre y satélite, con la posibilidad de combinarlos. En el caso del sistema terrestre, las arquitecturas de red deben poder escalar de uno a varios transmisores, donde en el caso de un solo transmisor se contempla el uso de “gap-fillers” locales de baja potencia.

2.2.Calidad de servicio

El sistema NGH puede tener distintas clases de servicios, tolerando diferentes niveles de retrasos, por eso ha de ser posible un compromiso flexible entre retraso y robustez. También se ha de proporcionar un tiempo de zapping menor desde el punto de vista de la capa física que los predecesores DVB-H/SH.

2.3.Coexistencia con otros estándares

Se prevé que una gran parte de los dispositivos que contengan receptores NGH también contendrán transeptores de otros sistemas. En particular, si se consideran ordenadores portátiles y teléfonos móviles se encontrará un gran número de estándares inalámbricos en el mismo dispositivo. La coexistencia con estos sistemas se puede ver como un requisito básico para la implantación en un mercado masivo.

Durante el desarrollo de DVB-H, existía un principal problema de coexistencia con GSM 900 [3]. Esto se debía a que la frecuencia de transmisión de GSM puede ser hasta de 880 MHz. Esto provoca que sólo haya una banda de guarda de 1,8 MHz con respecto a la banda usada en DVB-T (474-862 MHz). Por tanto, no se puede filtrar la señal GSM con una banda de guarda tan pequeña. Esto hizo que para DVB-H la frecuencia central más alta fuera de 698 MHz. Sólo una porción de las frecuencias disponibles se puede usar por culpa de los problemas de coexistencia.

Para DVB-NGH los problemas de coexistencia podrían ser incluso más complicados. Una de las razones de esta problemática es la naturaleza híbrida que debe tener el sistema, donde también los satélites se usan para la transmisión. Otra razón para esto es que posiblemente para la parte terrestre se necesite soportar más bandas de frecuencia. Por todo esto, más estándares pueden estar ubicados en las mismas bandas de frecuencia que DVB-NGH.

El problema de la coexistencia con otros estándares es uno de los más apremiantes para el desarrollo de DVB-NGH.

2.4. Reutilización de tecnología de otros sistemas

La reutilización de tecnología de otros estándares se debe ver como una manera pasiva de trabajar en una introducción sin problemas de DVB-NGH. Una manera más activa de trabajar sería la de hablar con otros equipos de estandarización y discutir soluciones conjuntas, e incluso usar soluciones desarrolladas en el DVB. Aun así, si el modo pasivo es factible, se prefiere ya que podría requerir un gran esfuerzo el conseguir un acercamiento más activo. Además, al poder verse DVB-NGH como un competidor, sería muy complicado que los distintos equipos de estandarización colaboraran.

En el desarrollo de DVB-NGH será normal buscar entre las soluciones ya existentes en los estándares DVB. En el caso de teléfonos móviles u otros dispositivos en los que se pueden encontrar estándares celulares se consideran importantes, es necesario demostrar que DVB-NGH puede añadir un valor extra a un bajo coste comparado con lo que se puede alcanzar con los estándares celulares actuales. Este valor extra es algo que se determinará gracias a la eficiencia de DVB-NGH.

2.5. Mejoras de capacidad y robustez

Como se mostrará más adelante en este capítulo, DVB-T2 es un candidato adecuado como punto de partida para DVB-NGH. Este sistema se basa en el uso del concepto de PLPs, cuya eficiencia se habrá de evaluar para demostrar si es susceptible de ser adoptado. El objetivo de reducción de sobrecarga para DVB-NGH es de un 15% a un 20% sin contar con la sobrecarga introducida por la codificación de control de errores, como se puede comprobar en [1].

Esta disminución de sobrecarga no justifica la creación de un nuevo estándar en términos de rendimiento. Una de las técnicas más prometedoras en este aspecto es MIMO. Tanto MIMO como SIMO presentan una gran ganancia con respecto a sistemas SISO. Puesto que DVB-T2 implementa MISO y DVB-SH recomienda una implementación SIMO, por lo que DVB-NGH debería ir más allá e implementar sistemas MIMO. La posible introducción de este tipo de técnica es posible gracias a que no es necesaria una compatibilidad con las antiguas antenas ya desplegadas.

Las técnicas MIMO son todavía inmaduras, por lo que es necesario un profundo estudio de las mismas. Los sistemas MIMO se pueden basar en diversidad espacial o de polarización, no obstante es necesario un estudio de viabilidad así como de compatibilidad con la planificación de red actual.

2.6. Requisitos comerciales emitidos por el CM del Proyecto DVB

Tras la misión de estudio [1] el módulo comercial del DVB emitió un documento [2] en el que se recogen los requisitos mínimos comerciales que ha de satisfacer DVB-NGH. En este subapartado, se exponen de manera resumida. Para más información, consulte [2].

1. El sistema debe tener la posibilidad de ser configurado como sistema de transmisión (unidireccional) o como un sistema con canal de retorno (bidireccional).
2. El tiempo que se tarda en conmutar de una aplicación no DVB-NGH a una aplicación que sí lo es ha de ser menor que el tiempo que se tarda en conmutar a DVB-H o cualquier otro sistema del mercado actual.
3. DVB-NGH ha de permitir la inserción de contenidos locales en una SFN con un coste en sobrecarga de la red mínimo.
4. DVB-NGH ha de tener un tiempo de interrupción de servicio reducido en comparación con DVB-H cuando se produce un cambio de un servicio a otro. También ha de ser competitivo con otros sistemas móviles estado del arte.
5. Se ha de tener un consumo bajo, al menos comparable con el que tiene DVB-H.
6. DVB-NGH ha de ser diseñado para tener una interacción en tiempo real con sus servicios, teniendo una latencia en el enlace de bajada mínima.
7. DVB-NGH ha de estar optimizado para recepción en entornos de propagación exteriores e interiores y recepción móvil lenta (por debajo de 15km/h)
8. DVB-NGH ha de estar optimizado para recepción vehicular en exteriores (de 15 a 350km/h).
9. DVB-NGH ha de ser diseñado para poder coexistir con otros sistemas en el transmisor o estación base.
10. DVB--NGH ha de ser diseñado para poder coexistir con otros sistemas en el receptor.
11. DVB--NGH ha de ser diseñado para poder operar al menos en las bandas de frecuencia III, IV, V, L y S.
12. DVB-NGH ha de ser diseñado para poder operar en canales RF de 1.7, 5, 6, 7, 8, 10, 15 y 20MHz.
13. DVB-NGH ha de cumplir con los niveles de interferencia y máscaras de espectro definidas por GE06. Sería deseable que DVB-NGH emitiera menos interferencias que otros sistemas de televisión móvil.
14. El sistema DVB-NGH ha de soportar las soluciones para capas superiores basadas en IP y TS.
15. El sistema ha de ser diseñado para uso terrestre pero puede tener también un componente satélite.
16. En condiciones de canal ideal se ha de cumplir con un nivel de calidad de servicio QEF (Quasi Error Free), por ejemplo, un evento erróneo no corregido por hora.
17. El sistema ha de permitir configuración en banda de sitios remotos, es decir, se han de poder reconfigurar partes de la red de manera remota
18. El sistema ha de soportar el transporte de flujos de datos completos sobre transmisores de redes asíncronas como redes IP.

19. Se debe poder tener distintas calidades para los componentes de los servicios.
20. NGH debe ofrecer mecanismo de degradación gradual en las zonas marginales de la red, en este tipo de zonas de la red la calidad de servicio debe asegurar un mínimo aceptable.
21. El sistema debe permitir un diseño de red flexible, redes SFNs y MFNs. Para esta última ha de disponerse de múltiples configuraciones.
22. El estándar DVB-NGH debe permitir que sus servicios se ofrezcan en distintas calidades, la más baja será la más robusta.
23. El sistema debe permitir el compartir componentes de servicios para distintos servicios.
24. La tasa de salida para audio, datos y video ha de ser maximizada para unas condiciones de recepción dadas.
25. Ha de poderse llevar a cabo reconfiguraciones dinámicas del múltiplex y que éstas sean seguidas sin problemas por los terminales.
26. La continuación de servicio automática entre celda y celda ha de tener los menos problemas posibles incluso entre otros sistemas, incluyendo DVB-H.
27. La capa física de DVB-NGH debe ser transparente para las capas superiores.
28. La preferencia en mejora rendimiento es el aumento de robustez y de cobertura de interior. La capacidad se puede cambiar por robustez, el aumento de capacidad para una robustez dada en comparación con DVB-H ha de ser al menos del 50%.
29. DVB-NGH debe permitir la reutilización de las estructuras de red RF de DVB-H.
30. Debe ser posible combinar las señales DVB-NGH y DVB-T2 en un canal RF.
31. La especificación de DVB-NGH ha de estar completa para finales de 2011.

3. Análisis de DVB-T2/SH como punto de partida de DVB-NGH

DVB-T2 y DVB-SH son los estándares más avanzados del DVB. Por lo que de ellos será de los que mejores ideas se puedan obtener para NGH.

La recepción móvil fue abordada por el grupo DVB con DVB-H/SH, por lógica DVB-NGH tendría que ser una mejora de estos dos estándares.

DVB-H /SH son estándares derivados de DVB-T, pero este es un estándar que ya tiene más de 10 años y no está diseñado para una recepción móvil óptima (no tiene entrelazado temporal, no tiene opciones de ahorro de consumo,...). DVB-T y DVB-H comparten el mismo esquema para el codificado de la capa física. DVB-H y SH comparten el tamaño de la FFT, intervalos de guarda, pilotos, modulaciones y esquemas de señalización. La principal diferencia entre DVB-H y SH es el esquema de corrección, el primero hace uso de códigos Reed-Solomon y convolucionales mientras que el segundo hace uso de turbocódigos (técnica mucho más avanzada).

En DVB-SH se tiene un entrelazador temporal de longitud variable en la capa física, este entrelazador permite hasta 30s de entrelazado. También es conveniente tener en cuenta que el concepto de "Time Slicing" usado en DVB-H se usa también en DVB-SH.

Para dar una visión general, DVB-H y DVB-SH reusaron la mayoría de la capa física de DVB-T, añadiendo dos grandes mejoras, la codificación (Turbo-código) y el entrelazado temporal flexible. Además DVB-SH introduce cobertura híbrida satélite/terrestre.

A parte de esto, todos los bloques de DVB-T tendrían que ser revisados puesto que la antigüedad de este estándar hace que no se aprovechen las técnicas estado del arte que se pueden encontrar en la actualidad. Afortunadamente con la llegada de DVB-T2 este problema se ve resuelto en su mayoría. Se hace uso de las tecnologías más punteras para conseguir un aumento de hasta el 70% sobre la capacidad que se podría conseguir con DVB-T en las mismas condiciones de funcionamiento. Esto es gracias a muchas de las nuevas características que se añaden en la capa física (las más destacadas descritas en el capítulo 1):

- Estructura de trama con preámbulos para la señalización.
- Combinaciones más flexibles de FFT, GI y modulaciones.
- Variedad de estructuras de pilotos.
- “Time Slicing” y “Time Frequency Slicing”
- Constelaciones Rotadas
- MISO
- Codificación LDPC+BCH

DVB-T2 también ofrece nuevas características muy novedosas para el mundo de las comunicaciones como son el símbolo P1 y las tramas de extensión, que permiten coexistir varios estándares DVB en la misma frecuencia.

Todas las tecnologías citadas de DVB-T2, lo hacen un firme candidato para constituir un punto de partida más que factible para DVB-NGH.

3.1. Forward Error Correction

Tanto los códigos LDPC como los Turbo-códigos son tecnologías estado del arte. Ambas ofrecen unas capacidades correctoras superiores a otras tecnologías anteriores y muy parejas entre sí, las dos se encuentran muy próximas al límite de capacidad que marca la teoría Shannon. Por esto, en este aspecto no hay mucho margen de mejora para DVB-NGH.

3.2. Evaluación de las prestaciones de DVB-T2 para recepción móvil

En este apartado se estudiará cómo el estándar DVB-T2 cumple con algunas de los requisitos clave para una recepción móvil correcta.

Consumo energético reducido:

- Time Slicing: el concepto de PLP hace necesario el Time Slice.
- Tiempo de sincronización: Se consigue el sincronismo en unos pocos ms.

- Fallo en sincronización tras ráfaga: El tiempo de recuperación de los PLP está protegido por el preámbulo y la señalización.
- Escaneo inicial: El símbolo P1 acelera el escaneo de frecuencia, el P2 tiene una descripción rápida del servicio.

Condiciones de recepción:

- Estática, TU-6, Peatonal: Rendimiento muy bueno en canales móviles estáticos.
- C/N de trabajo baja: No se tienen suficientes modos en T2 que funcionen con C/N negativa, pero esto se puede mejorar.
- Canales satélite: No hay entrelazado suficiente. No es suficientemente flexible.

Casos de uso:

- Tasas de datos bajas: DVB-T2 no está pensado para tasas de datos bajas, habría que evaluar si está optimizado para ello.
- Tasas de datos medias: DVB-T2 tiene un buen rendimiento para este tipo de usos.
- Tiempo de zapping: Buen rendimiento con co-programación.
- Handover: Se tendría que definir

La capa física de DVB-T2, como se ha discurrecido en estos apartados puede ser un punto de partida para DVB-NGH, pero habrá que adaptar algunas características a la recepción móvil.

4. Conclusiones

Teniendo en cuenta todo lo expuesto hasta el momento queda claro que es necesario añadir nuevas funcionalidades y características a DVB-T2 para conseguir que DVB-NGH sea un estándar competitivo y eficiente que aporte una mejora de calidad sustancial para la recepción móvil que justifique el desarrollo de este nuevo estándar, una de las mejoras clave para conseguirlo es el aprovechamiento de la capacidad ofrecida por el canal inalámbrico y una de las técnicas más prometedoras en este campo es el uso de sistemas MIMO. El resto de este trabajo se centrará en justificar el uso de este tipo de sistemas así como a buscar la mejor codificación posible para sistemas MIMO para el estándar DVB-NGH.

5. Referencias

- [1] TM 4026r1, "TM-H NGH Study mission report (Final)".
- [2] CM-NGH Version 1.01, "Commercial Requirements for DVB-NGH DVB".
- [3] ETSI TS 141 101 V4.9.0, "Digital cellular telecommunications system (Phase 2+); Technical Specifications and Technical Reports for a GERAN-based 3GPP system (3GPP TS 41.101 version 4.9.0 Release 4)", 2003-2006.

DVB

Digital Video Broadcasting

Máster en Electrónica, Tratamiento de Señales y Comunicaciones

Alumno: Darío Pérez-Calderón Rodríguez

Titulación: Ingeniero de Telecomunicación

Tutor: Vicente Baena Lecuyer

Departamento: Ingeniería Electrónica

Área de conocimiento: Tecnología Electrónica



Índice

Capítulo 4: Antecedentes de diversidad en DVB.....	39
1. Introducción.....	39
2. Teoría de constelaciones rotadas	40
3. Ángulos de rotación.....	43
4. Demapeo de constelaciones rotadas	43
4.1. Eliminación del retraso cíclico en la componente imaginaria	43
4.2. Demapeo para constelaciones rotadas	44
4.2.1. Demapeo 2D LLR.....	44
4.2.1.1. Cálculo de la LLR perfecta.....	44
4.2.1.2. Cálculo de la LLR simplificado.....	45
4.2.2. Demapper 2D LLR con demapeo y decodificación iterativa	45
4.2.2.1. Cálculo de la LLR perfecta con ID.....	46
4.2.2.2. Demapeo “Genie-aided”	47
4.2.2.3. Cómputo de la LLR simplificada con ID.....	48
4.2.3. Impacto en la complejidad.....	49
4.3. Demapeo simplificado	50
4.3.1. Método propuesto.....	50
4.3.2. Resultados de simulación	52
5. Conclusiones	54
6. Referencias	54

Capítulo 4: Antecedentes de diversidad en DVB

Como ya se mencionó en el capítulo 1 las técnicas MIMO representan una de las principales líneas de investigación en el esfuerzo por aumentar la robustez y capacidad en sistemas de comunicaciones. Antes de abordar directamente la casuística de este tipo de sistemas es conveniente realizar un repaso por los principales antecedentes de técnicas de diversidad aplicados a sistemas DVB.

La principal técnica de diversidad aplicada a estándares DVB es la técnica de constelaciones rotadas, aplicada por primera vez en DVB-T2 [1]. Esta técnica ya ha sido parcialmente descrita en el capítulo 2 de este trabajo y en éste se pretende dar una visión más profunda de la misma.

1. Introducción

La técnica de constelaciones rotadas y retraso cíclico en Q (RQD) se introducen en DVB-T para aumentar el rendimiento del sistema aprovechando la diversidad frecuencial que esta técnica ofrece. Los principios básicos de esta técnica consisten en, tras mapear los bits de datos en la constelación QAM seleccionada, esta es rotada en el plano complejo. Esto hace que cada eje en sí mismo (u_1 , u_2) transporte suficiente información para deducir qué punto fue el que se transmitió. El aspecto de la constelación tras aplicar la rotación se puede apreciar en la siguiente Figura 4-1.

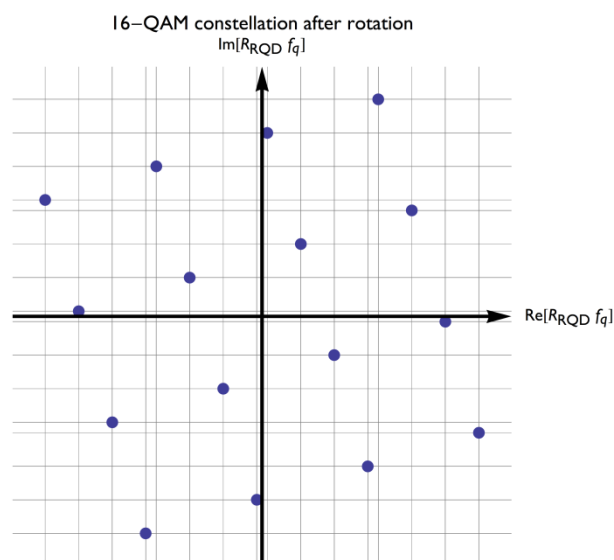


Figura 4-1. Constelación 16-QAM rotada

Las componentes I y Q son separadas por un retraso cíclico aplicado a la componente Q y tras los procesos de entrelazado viajan en diferentes portadoras y en diferentes instantes de tiempo. Debido a esto, si el canal destruye una de las componentes, la otra puede ser usada para recuperar la información.

2. Teoría de constelaciones rotadas

La técnica de constelaciones rotadas consiste en aplicar una rotación a la constelación QAM seguida de un retraso cíclico aplicado a la componente imaginaria.

Después de la rotación, las proyecciones de los puntos de la constelación en los canales I y Q portan la información relativa a los m bits mapeados. Para una 16-QAM, en vez de $2^{m/2}=4$ proyecciones en cada eje, la constelación tiene ahora $2^m=16$ proyecciones como se ve en la Figura 4-1. El proceso de retraso cíclico entre en Q lleva a que la misma información es enviada dos veces al canal en diferentes celdas, como si fuera usado un código de repetición interno. La constelación “virtual” resultante después de la rotación y del retraso cíclico en caso de una constelación 16-QAM se muestra en la Figura 4-2. Esto es equivalente a mandar una constelación QAM de mayor orden irregular, mientras que se mantiene la eficiencia espectral de la 16-QAM. Esto nos da una diversidad adicional que mejora el rendimiento en la corrección de errores cuando nos encontramos con canales con muchos desvanecimientos.

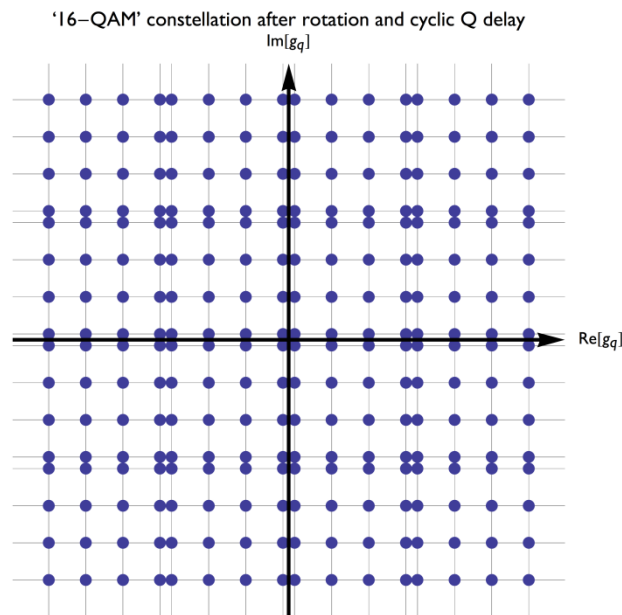


Figura 4-2. Constelación tras la rotación y el retraso cíclico en Q

Los ángulos de rotación aplicados son los que se presentan en el siguiente apartado. La elección óptima del ángulo depende del orden de la modulación, el tipo de canal y el tipo de mapeo. Para cada orden de modulación se elige una sola rotación correspondiente. Esta puede ser óptima sólo para un tipo de canal, pero aun así los valores elegidos dan una mejora de rendimiento (comparado con las constelaciones no rotadas) para todos los modelos de canales encontrados, desde el canal con desvanecimientos clásico (Rayleigh) al canal con muchos desvanecimientos (Rayleigh con “erasures”, descrito en [2]).

Para dar una visión más profunda de la técnica de constelaciones rotadas, las siguientes figuras muestran las proyecciones como una función del mapeo Gray para la constelación 16-QAM:

16-QAM rotated constellation, showing bit 0 mapping
 blue points represent 0 and red points represent 1

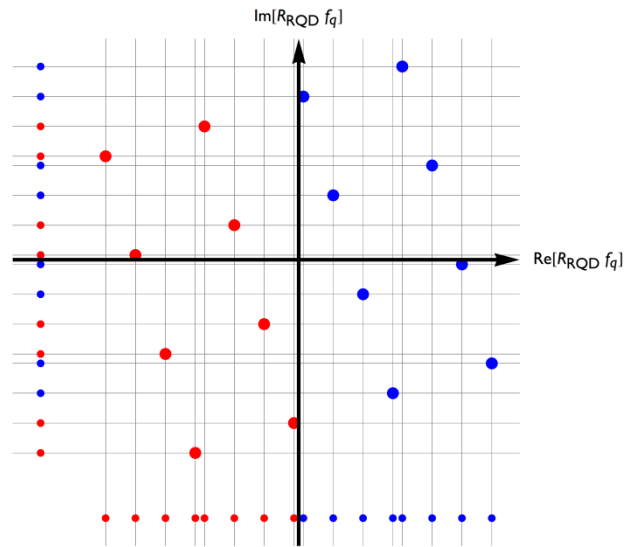


Figura 4-3. Mapeo del bit 0 en una constelación 16-QAM rotada

16-QAM rotated constellation, showing bit 1 mapping
 blue points represent 0 and red points represent 1

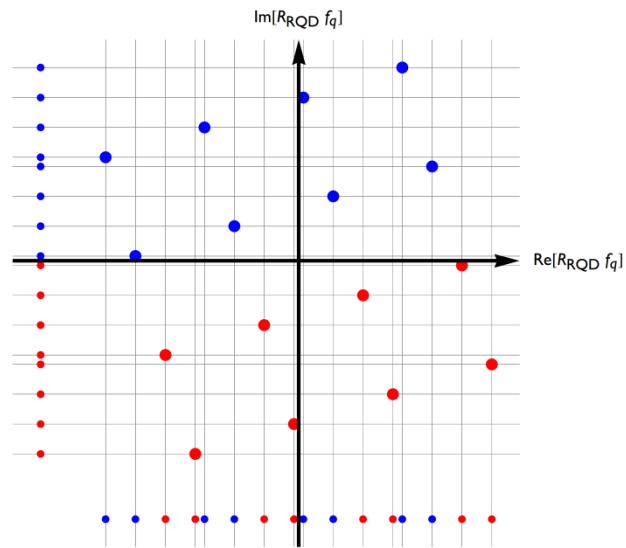


Figura 4-4. Mapeo del bit 1 en una constelación 16-QAM rotada

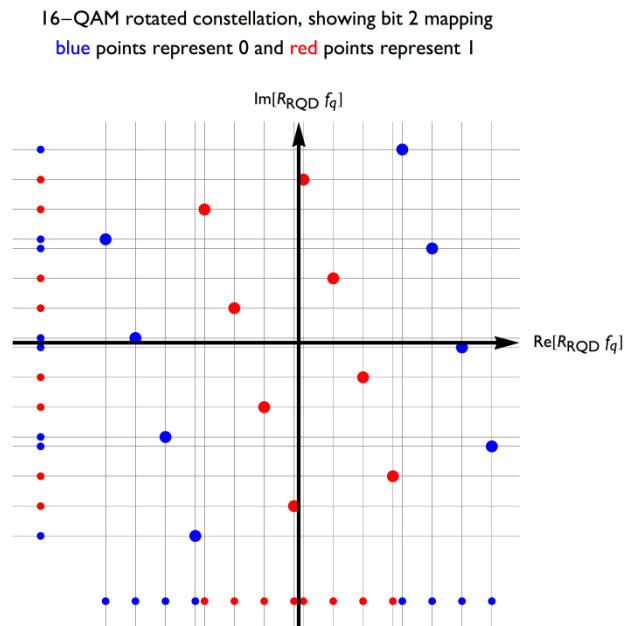


Figura 4-5. Mapeo del bit 2 en una constelación 16-QAM rotada

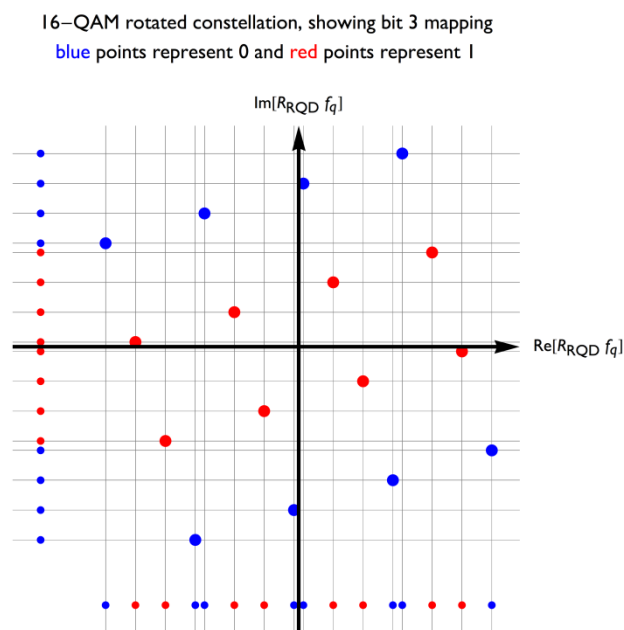


Figura 4-6. Mapeo del bit 3 en una constelación 16-QAM rotada

Una clara ventaja con respecto a la constelación no rotada 16-QAM se observa en el caso extremo donde una proyección sobre un eje es completamente eliminada. En efecto, la detección del punto de la constelación transmitida todavía es factible, ya que la proyección en el otro eje será transmitida generalmente en otra portadora OFDM y en un símbolo OFDM distinto.

En cada eje de proyección (I o Q) hay 3 pares de puntos con la misma separación. Sin embargo, los puntos que están más juntos en un eje están más separados en otro y viceversa. Esto no representa puntos adyacentes de una constelación 2D. Consecuentemente, generalmente tendrán menor probabilidad de error a nivel de par en todos menos en el caso extremo, donde un eje es eliminado por completo.

El análisis previo correspondiente al caso de 16-QAM es también válido para la QPSK, 64-QAM y 256-QAM.

Esta técnica no muestra ninguna desventaja de rendimiento conocida, mientras que mejora la robustez del receptor en condiciones adversas propagación. Sin embargo no puede ser usado conjuntamente con la técnica ACE de reducción de PAPR.

3. Ángulos de rotación

Cuando se usa la técnica de constelaciones rotadas, los valores normalizados de las celdas de cada bloque FEC, proveniente del mapper de la constelación, son rotados en el plano complejo y la parte imaginaria se retrasa cíclicamente una celda en un bloque FEC. El ángulo de rotación Φ depende de la modulación como se ve en la siguiente tabla:

Tabla 4-1. Ángulo de rotación según la constelación

Modulación	QPSK	16-QAM	64-QAM	256-QAM
Φ (grados)	29.0	16.8	8.6	$\text{atan}(1/16)$

Donde $\text{atan}(1/16)$ denota la arcotangente de $1/16$ expresada en grados. La rotación de constelaciones sólo debe ser usada para el PLP común y para los PLPs de datos y nunca para las celdas de la señalización L1. Cuando la rotación de constelaciones no se usa las celdas pasan al cell interleaver sin modificar.

4. Demapeo de constelaciones rotadas

En los apartados anteriores se ha hecho un análisis sobre las ventajas que aporta el uso de las constelaciones rotadas. En este se tratará la forma de demapear estas constelaciones, ya que las técnicas de demapeo usadas para las constelaciones no rotadas dejan de ser válidas.

4.1. Eliminación del retraso cíclico en la componente imaginaria

Cuando se usan constelaciones rotadas, el retraso cíclico ha de ser eliminado. Esto se puede hacer fácilmente retrasando la componente "I" una celda, para volver a emparejarla con el valor correspondiente de la componente "Q", para esto sólo es necesario mantener en memoria una celda. La componente "Q" de la primera celda también necesita ser guardada hasta el final del bloque FEC para poder volver a emparejarla con su componente "I" correspondiente.

4.2. Demapeo para constelaciones rotadas

En este apartado se describen las principales implicaciones que conlleva el uso de constelaciones rotadas.

Las constelaciones rotadas requieren que en el receptor se formen métricas (Log Likelihood-Ratios, LLRs) a partir de una función de dos dimensiones en vez de las aproximaciones de variables separadas de una dimensión (1-D) usadas con las constelaciones QAM convencionales (sin rotar).

4.2.1. Demapeo 2D LLR

En el receptor, el demapper clásico se sustituye por una estructura como la que se puede apreciar en la Figura 4-7.

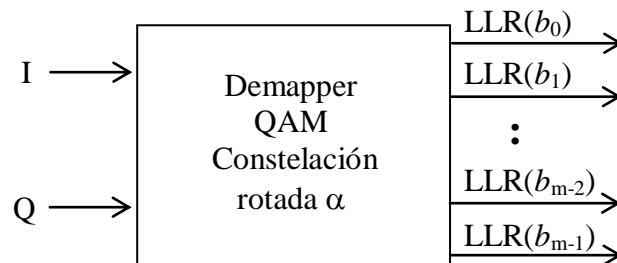


Figura 4-7. Demapper 2D LLR para constelaciones rotadas

4.2.1.1. Cálculo de la LLR perfecta

Definimos las LLRs que queremos que el demapper de la Figura 4-7 de a partir del punto de la constelación recibido (I, Q) como se puede ver en (1).

$$LLR(b_i) = \ln \left(\frac{Pr(b_i = 1|I, Q)}{Pr(b_i = 0|I, Q)} \right) \quad (1)$$

Esta expresión describe la LLR para el i-ésimo bit b_i

Una LLR positiva indicaría que el bit b_i será más probablemente un “1”, mientras que un valor negativo indicaría que el bit transmitido sería más probablemente un “0”. El problema que se nos plantea por tanto es cómo debería ser medido el grado de similitud y por tanto cómo se debería calcular el LLR.

Un punto determinado de la constelación, que se llamará x , se transmite con coordenadas I_x y Q_x . Idealmente el punto recibido (I,Q) debería ser idéntico. En la práctica esto no ocurre por dos razones: las celdas en las cuales han sido transportadas I y Q han sufrido desvanecimientos de amplitud con factores ρ_I y ρ_Q respectivamente y además se ha añadido ruido. Podemos por tanto escribir lo siguiente para la función de distribución de probabilidad

(pdf) condicional para la recepción de unas coordenadas I,Q determinadas, dado que sabemos el punto x que fue transmitido.

$$p(I, Q|x) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{(I-\rho_I I_x)^2 + (Q-\rho_Q Q_x)^2}{2\sigma^2}} \quad (2)$$

Ahora consideremos la recepción de un bit en concreto b_i , si fue transmitido como “1”, esto implica por tanto que se pudo transmitir cualquiera de los 2^{m-1} estados posibles. Denotaremos C_{ij} al conjunto de puntos de la constelación para los que el bit i-ésimo toma el valor j (“1” ó “0”).

La PDF condicional para los valores recibidos I,Q, dado que b_i fue transmitido como “1” viene dada por la siguiente expresión, suponiendo que todos los 2^{m-1} estados posibles para los que $b_i=1$ son transmitidos con una misma probabilidad.

$$p(I, Q|b_i = 1) = \frac{1}{2^m \pi \sigma^2} \sum_{x \in C_i^1} e^{-\frac{(I-\rho_I I_x)^2 + (Q-\rho_Q Q_x)^2}{2\sigma^2}} \quad (3)$$

La PDF condicional para los I,Q recibidos, dado que b_i fue transmitido como “0” es lo mismo sólo que la suma se toma con . Haciendo uso del teorema de Bayes y la suposición de que la probabilidad de que el bit b_i tome el valor “1” ó “0” sea la misma, podemos calcular la LLR:

$$\begin{aligned} LLR(b_i) &= \ln \left(\frac{Pr(b_i = 1|I, Q)}{Pr(b_i = 0|I, Q)} \right) = \ln \left(\frac{p(I, Q|b_i = 1)}{p(I, Q|b_i = 0)} \right) = \\ &= \ln \left(\frac{\frac{1}{2^m \pi \sigma^2} \sum_{x \in C_i^1} e^{-\frac{(I-\rho_I I_x)^2 + (Q-\rho_Q Q_x)^2}{2\sigma^2}}}{\frac{1}{2^m \pi \sigma^2} \sum_{x \in C_i^0} e^{-\frac{(I-\rho_I I_x)^2 + (Q-\rho_Q Q_x)^2}{2\sigma^2}}} \right) \end{aligned} \quad (4)$$

4.2.1.2. Cálculo de la LLR simplificado

El cálculo de la LLR se puede simplificar aplicando la aproximación Max-Log:

$$\ln(e^{a_1} + \dots + e^{a_k}) \approx \max_{i=1 \dots k} (a_i) \quad (5)$$

La LLR queda entonces:

$$LLR(b_i) \approx \frac{1}{2\sigma^2} \left\{ \min_{x \in C_i^0} \left((I - \rho_I I_x)^2 + (Q - \rho_Q Q_x)^2 \right) - \min_{x \in C_i^1} \left((I - \rho_I I_x)^2 + (Q - \rho_Q Q_x)^2 \right) \right\} \quad (6)$$

4.2.2. Demapper 2D LLR con demapeo y decodificación iterativa

Cuando se hace uso del demapeo iterativo (ID), el demapper se tiene que modificar ligeramente para coger la información de bit extrínseca que viene del decodificador LDPC, como se muestra en la Figura 4-8.

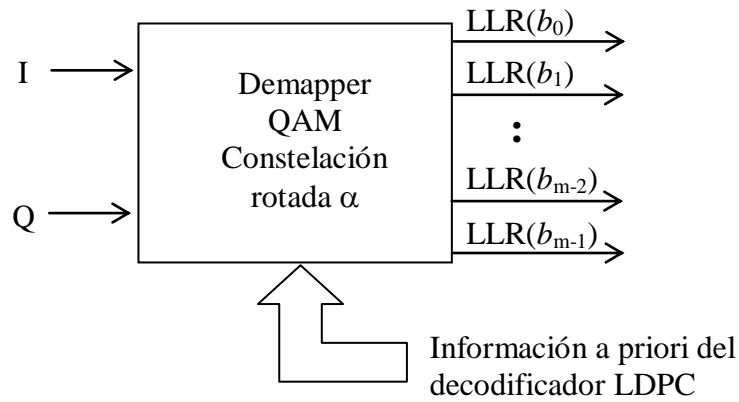


Figura 4-8. Demapper LLR para demapeo iterativo

4.2.2.1. Cálculo de la LLR perfecta con ID

Con el demapeo iterativo, la métrica del bit b_i debe ser calculada en luz a un conocimiento a priori del estado de los otros $m-1$ bits, obtenido del decodificador LDPC en la iteración previa. Gracias a este conocimiento, no tenemos que volver a asumir que todos los estados de x de la constelación son equiprobables. Para reflejar esto, necesitamos una expresión más complicada para la PDF condicional de los valores recibidos I, Q dado que b_i fue transmitido como “1”:

$$p(I, Q | b_i = 1) = \frac{1}{2^m \pi \sigma^2} \sum_{x \in C_i^1} \left(e^{-\frac{(I - \rho_I I_x)^2 + (Q - \rho_Q Q_x)^2}{2\sigma^2}} Pr_{apriori}(x | b_i = 1) \right) \quad (7)$$

Esta expresión suma las contribuciones de cada uno de los 2^{m-1} puntos x transmitidos posibles en la media constelación C_i^1 que se distingue por nuestra elección de $b_i=1$. Cada punto tiene su propia probabilidad de haber sido transmitido. Esta probabilidad puede ser expresada como una función de las probabilidades de que los otros $(m-1)$ bits tomen el valor de “0” ó “1”, como necesidad para conseguir el mapeo del estado x . Estas probabilidades se estiman con iteraciones previas del LDPC. $x_{m-1}x_{m-2} \dots x_2x_1x_0$ representan los valores de los bits $b_{m-1}b_{m-2} \dots b_2b_1b_0$ que corresponden con el punto x de la media constelación C_i^1 . Por tanto:

$$Pr_{apriori}(x | b_i = 1) = \prod_{k \neq i} Pr_{LDPC}(b_k = x_k) \quad (8)$$

Como antes, los cambios equivalentes se hacen para obtener la PDF correspondiente para el caso en el que b_i fuera transmitido como “0”.

Asumimos que el decodificador LDPC maneja decisiones “suaves” (LLRs) en sus entradas y salidas en vez de probabilidades de bit. La LLR extrínseca relativa al bit b , $LLR_{EXT}(b)$, es relativa a los valores de entrada y salida $LLR_{IN}(b)$ y $LLR_{OUT}(b)$ de las decisiones suaves del decodificador LDPC .

$$LLR_{EXT}(b) = LLR_{OUT}(b) - LLR_{IN}(b) \tag{9}$$

Obtenemos las probabilidades extrínsecas de bit de la LLR extrínseca del bit con la siguiente transformación:

$$Pr_{LDPC}(b = 0) = \frac{1}{1 + e^{LLR_{EXT}(b)}} ; Pr_{LDPC}(b = 1) = 1 - Pr_{LDPC}(b = 0) \tag{10}$$

Por último, podemos usar las ecuaciones previas, aplicando el teorema de Bayes como antes, para obtener la LLR para el bit b_i a la salida del demapper, teniendo en cuenta el proceso iterativo:

$$LLR(b_i) = \ln \left(\frac{\sum_{x \in C_i^1} \left(e^{-\frac{(I-\rho_I I_x)^2 + (Q-\rho_Q Q_x)^2}{2\sigma^2}} \prod_{k \neq i} Pr_{LDPC}(b_k = x_k) \right)}{\sum_{x \in C_i^0} \left(e^{-\frac{(I-\rho_I I_x)^2 + (Q-\rho_Q Q_x)^2}{2\sigma^2}} \prod_{k \neq i} Pr_{LDPC}(b_k = x_k) \right)} \right) \tag{11}$$

4.2.2.2. Demapeo “Genie-aided”

El demapeo “Genie-aided” es el caso límite supuesto de beneficios de la decodificación iterativa y demapeo. En este caso se supone que la decodificación LDPC de todos los bits no tiene errores excepto para el bit b_i . Con esto tenemos que sólo dos puntos de la constelación han podido ser transmitidos, cuales dos depende de los valores de los otros bits. Uno de estos puntos corresponderá a $b_i=1$ y el otro a $b_i=0$.

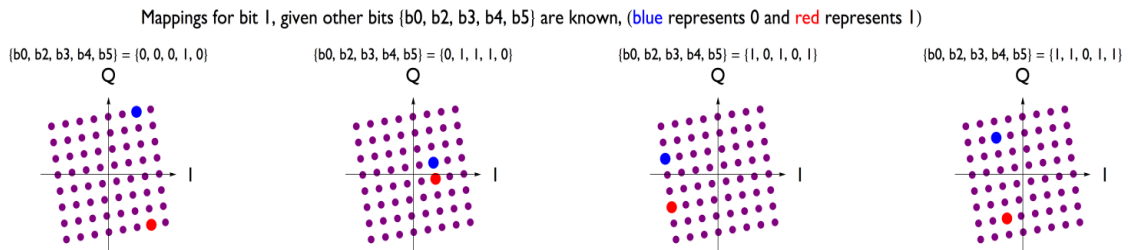


Figura 4-9. Ejemplos de las dos posibilidades cuando sólo queda un bit por demapear en 64-QAM

Con estas condiciones se puede simplificar la expresión de la LLR:

$$LLR(b_i) = \ln \left(\frac{e^{-\frac{(I-\rho_I I_1)^2 + (Q-\rho_Q Q_1)^2}{2\sigma^2}}}{e^{-\frac{(I-\rho_I I_0)^2 + (Q-\rho_Q Q_0)^2}{2\sigma^2}}} \right) \quad (12)$$

Esta función toma la forma de un plano inclinado que corta el plano I, Q en una línea recta. Esta línea recta es la mediatriz de la línea que une los dos puntos (escalados) $(\rho_I I_1, \rho_Q Q_1)$ y $(\rho_I I_0, \rho_Q Q_0)$. Esto se muestra en la siguiente Figura 4-10.

LLR and mappings for bit 2, given $\{b_0, b_1, b_3, b_4, b_5\} = \{0, 1, 1, 0, 1\}$
 (blue represents 0 and red represents 1)

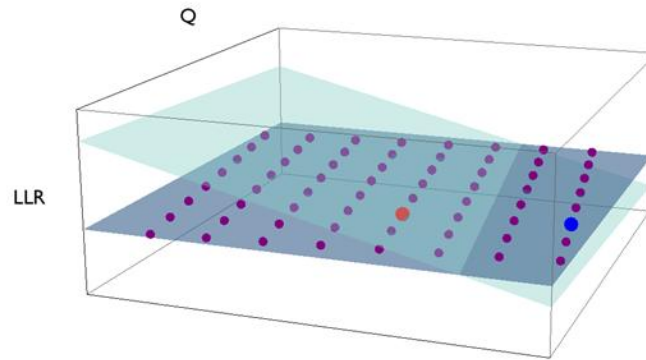


Figura 4-10. Ejemplo de cálculo de la LLR con el demapper "Genie-Aided" para 64-QAM rotada

4.2.2.3. Cómputo de la LLR simplificada con ID

Mientras que confiamos en que el demapeo iterativo convergirá en el escenario "Genie-aided" (donde el estado de los bits $b_k |_{k \neq i}$ es considerado conocido con absoluta certeza), durante las iteraciones necesitamos tener en cuenta la certeza relativa de estos bits que viene dada por las probabilidades $Pr_{LDPC}(b_k = x_k)$.

Una vez más nos gustaría aplicar la aproximación Max-Log para simplificar el cálculo de la LLR. Sin embargo, para hacer esto son necesarias algunas simplificaciones ya que todos los términos en las sumas en la ecuación LLR deben ser exponenciales.

Consideremos un término como el siguiente:

$$e^{-\frac{(I-\rho_I I_x)^2 + (Q-\rho_Q Q_x)^2}{2\sigma^2}} \prod_{k \neq i} Pr_{LDPC}(b_k = x_k) \quad (13)$$

Si dividimos cada término de este tipo, en el numerador y el denominador, de la expresión complete por la misma cantidad, el cálculo de la LLR no cambiará. Si dividimos entonces por $Pr_{LDPC}(b_k = 0)$, por ejemplo la probabilidad de que todos los otros bits tomen el valor "0". El término se convierte en:

$$e^{-\frac{(I-\rho_I I_x)^2 + (Q-\rho_Q Q_x)^2}{2\sigma^2}} \prod_{k \neq i} \frac{Pr_{LDPC}(b_k = x_k)}{Pr_{LDPC}(b_k = 0)} \quad (14)$$

Ahora consideremos el producto $\prod_{k \neq i} \frac{Pr_{LDPC}(b_k = x_k)}{Pr_{LDPC}(b_k = 0)}$, productos de probabilidades para cada k distinta de i . Para esos bits b_k , cuyo valor $x_k=0$, la probabilidad se cancela, por eso los únicos términos que quedan en el producto son los que tienen $x_k=1$. Estos términos de los productos toman la siguiente forma, $\frac{Pr_{LDPC}(b_k=1)}{Pr_{LDPC}(b_k=0)} = e^{LLR_{EXT}(b_k)}$.

La ecuación de la LLR se puede reescribir entonces de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} LLR(b_i) &= \ln \left(\frac{\sum_{x \in C_i^1} \left(e^{-\frac{(I-\rho_I I_x)^2 + (Q-\rho_Q Q_x)^2}{2\sigma^2}} \prod_{k \neq i} Pr_{LDPC}(b_k = x_k) \right)}{\sum_{x \in C_i^0} \left(e^{-\frac{(I-\rho_I I_x)^2 + (Q-\rho_Q Q_x)^2}{2\sigma^2}} \prod_{k \neq i} Pr_{LDPC}(b_k = x_k) \right)} \right) = \\ &= \ln \left(\frac{\sum_{x \in C_i^1} \left(e^{-\frac{(I-\rho_I I_x)^2 + (Q-\rho_Q Q_x)^2}{2\sigma^2} + \sum_{k \neq i, x_k=1} LLR_{EXT}(b_k)} \right)}{\sum_{x \in C_i^0} \left(e^{-\frac{(I-\rho_I I_x)^2 + (Q-\rho_Q Q_x)^2}{2\sigma^2} + \sum_{k \neq i, x_k=0} LLR_{EXT}(b_k)} \right)} \right) \end{aligned} \quad (15)$$

Cabe destacar que el sumatorio en k recorre todos los bits b_k que son iguales a 1 para el estado x de la constelación, excluyendo el bit b_i .

Ahora podemos aplicar la aproximación Max-Log para obtener:

$$\begin{aligned} LLR(b_i) &\approx \min_{x \in C_i^0} \left(\frac{(I-\rho_I I_x)^2 + (Q-\rho_Q Q_x)^2}{2\sigma^2} - \sum_{k \neq i, x_k=0} LLR_{EXT}(b_k) \right) \\ &\quad - \min_{x \in C_i^1} \left(\frac{(I-\rho_I I_x)^2 + (Q-\rho_Q Q_x)^2}{2\sigma^2} - \sum_{k \neq i, x_k=1} LLR_{EXT}(b_k) \right) \end{aligned} \quad (16)$$

4.2.3. Impacto en la complejidad

La principal complejidad añadida para el receptor reside en el cálculo de las métricas. Ya sean rotadas o no, una constelación $2m$ -QAM transporta m bits por celda, y esto requiere el cálculo de m LLRs por celda. La diferencia reside en la complejidad de estos cálculos.

En el caso de las constelaciones no rotadas $2m$ -QAM cada eje puede ser tratado independientemente. Cada eje transporta $m/2$ bits y requiere el cálculo de $2m/2$ distancias 1-D (que son usadas después en los exponentes del mismo número de términos exponenciales). De este modo en cada celda hay $2(1 + m/2)$ términos que hay que calcular. Sin embargo, es común usar una aproximación (equivalente a la aproximación Max-Log) que de una forma

lineal para la LLR como una función de la posición en el eje. Por eso no es necesario calcular explícitamente las distancias.

En el caso de las constelaciones 2m-QAM rotadas los ejes no pueden ser tratados independientemente. Cada LLR es función de las dos componentes I y Q, además de los factores de atenuación de ambos ejes. Para realizar el cálculo completo ahora necesitamos el calcular distancias 2-D del punto recibido a todos los puntos de la constelación. Por tanto se necesitan 2^{m+1} distancias 1-D. Esto implica que ahora tenemos un incremento de un factor de $2^{m/2}$ con respecto a las constelaciones no rotadas en el número de distancias a calcular. Este mismo número de distancias (a expensas de futuras simplificaciones) se tiene que calcular incluso usando la aproximación Max-Log, pero al menos los términos exponenciales correspondientes se evitan.

En el caso del demapper con demapeo iterativo, se tienen que introducir algunos sumadores tras el cómputo de las métricas y antes de los comparadores para tener unos valores extrínsecos LLR provenientes del decodificador LDPC.

4.3. Demapeo simplificado

Como se ha podido ver en el subapartado anterior, el uso de constelaciones rotadas implica un aumento en la complejidad del hardware del demapper. En este apartado se pretende presentar una manera simple de disminuir esta complejidad. La técnica presentada a continuación fue publicada en [3].

4.3.1. Método propuesto

Dependiendo del cuadrante del plano complejo 2D en el que se reciba un punto de la constelación determinado, en vez de calcular las distancias a todos los puntos de la constelación, como se haría normalmente, se calcula la distancia a un subconjunto determinado de esta constelación. Esto haría que decrecer el número de distancias a calcular por cada punto recibido y por tanto la complejidad hardware del demapper.

Para el caso de un demapper basado en LLRs que utilice la aproximación MaxLog, los subconjuntos a escoger son fácilmente deducibles analizando unos histogramas que representan la distancia mínima 2D. Para todos los puntos recibidos en un cuadrante en particular se determina qué puntos son más probables mediante el uso de la distancia mínima. Los símbolos con mayor ocurrencia serán los adecuados para formar parte del subconjunto reducido de la constelación original. El histograma resultante para una constelación 256-QAM y puntos recibidos en el primer cuadrante se muestra en la Figura 4-11.

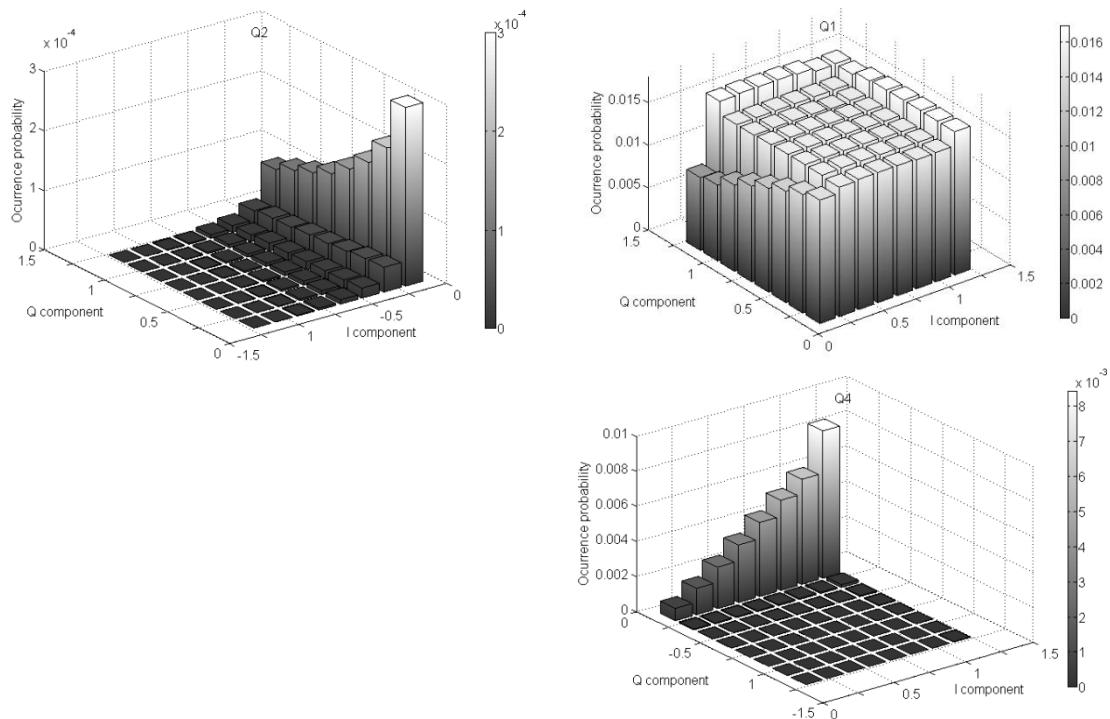


Figura 4-11. Histograma para el primer cuadrante y constelación 256-QAM

En la Figura 4-11 se representa la probabilidad de ocurrencia para cada uno de los puntos de la constelación 256-QAM para un punto recibido en el primer cuadrante. No se representa ningún punto del tercer cuadrante puesto que ninguno de ellos presenta una probabilidad representativa. Un análisis similar para puntos recibidos en el resto de cuadrantes arroja unos resultados simétricos a los obtenidos para el cuadrante.

Observando el histograma se puede ver claramente que los puntos del tercer cuadrante pueden ser eliminados del subconjunto a comparar, lo que supone una reducción del 25% con respecto a un demapper convencional. Se pueden hacer reducciones mayores, como las que se muestran en la Figura 4-12, sin una gran pérdida de prestaciones, como se verá en el apartado siguiente.

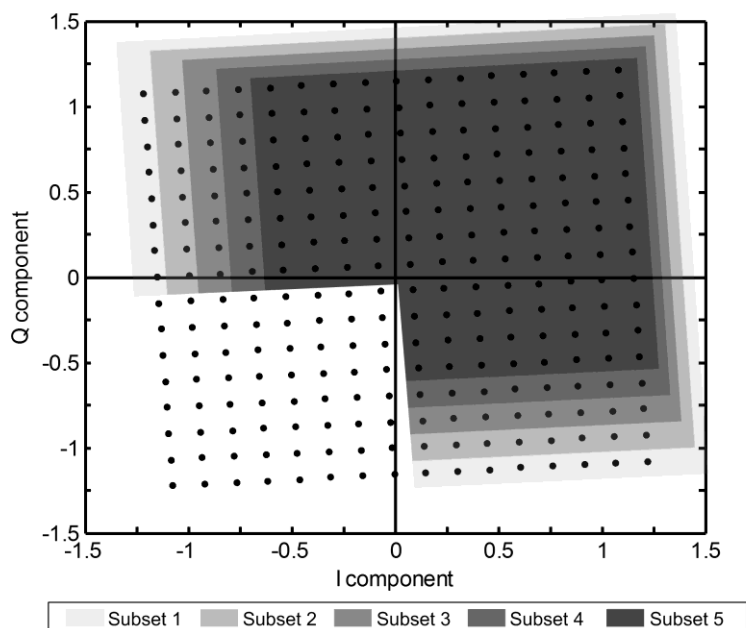


Figura 4-12. Subconjuntos posibles

4.3.2. Resultados de simulación

El rendimiento de la técnica propuesta se evalúa mediante curvas de BER a la salida del LDPC que se utiliza como FEC en DVB-T2. El modelo usado para las simulaciones es conocido como la Common Simulation Platform (CSP), que ha sido verificada por el módulo técnico de DVB-T2 [4].

Todas las simulaciones se han llevado a cabo con la siguiente configuración del sistema DVB-T2

- Constelación 256-QAM
- LDPC de 64k
- Estimación de canal ideal
- Tasas de codificación: 1/2, 2/3, 3/4, 4/5 y 5/6

Las simulaciones se han llevado a cabo en un entorno de propagación muy adverso, canal Rayleigh sin memoria y con un 15% de pérdida de portadoras, definido en [2].

Las simulaciones se llevan a cabo para todos los subconjuntos mostrados en la Figura 4-12. Cada uno de los distintos subconjuntos representa una reducción en el número de operaciones a realizar en el demapper como la que se muestra en la Tabla 4-2.

Tabla 4-2. Reducción aportada por cada uno de los subconjuntos a estudio

Subconjunto	1	2	3	4	5
Reducción en el número de operaciones	25%	31%	37.5%	44%	50%

Las pérdidas de rendimiento se han computado con respecto a un demapper convencional con la aproximación Max-log, obteniendo la C/N con la que se consigue una BER de 10^{-4} y hallando la diferencia entre ambos.

En la FIGURA se muestran los resultados para los 5 subconjuntos sometidos a estudio para la tasa de código de 3/4. Se puede comprobar fácilmente que para el subconjunto 2, 31% de reducción, se tienen unas pérdidas casi despreciables mientras que para el subconjunto 4 se tienen unas pérdidas de aproximadamente unos 0,5 dB.

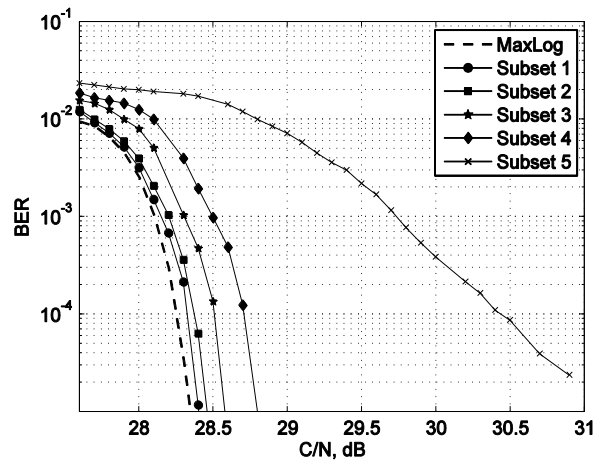


Figura 4-13. Resultados para canal RME con 15% de pérdida de portadoras y tasa de código 3/4

En la Figura 4-14 se muestra la pérdida con respecto a un demapper convencional de aproximación Max-log según la aproximación y la tasa de código.

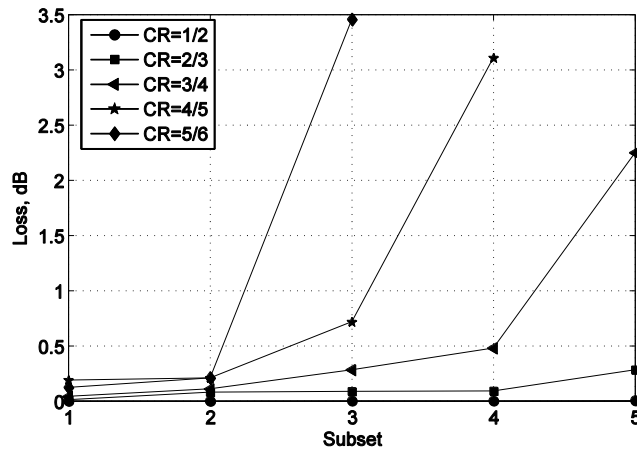


Figura 4-14. Pérdidas de los distintos subconjuntos con respecto a la aproximación Max-log

Como se puede apreciar, para las tasas de código más robustas (1/2 y 2/3) se tiene una pérdida siempre por debajo de 0.2 dB para todos los subconjuntos. Sin embargo para las tasas de código menos robustas (4/5 y 5/6) se tiene que pérdidas por debajo de 0.2 dB sólo se consiguen para los dos primeros subconjuntos. No se ha de olvidar que las simulaciones se llevan a cabo en un medio de propagación extremadamente adverso, en escenarios con condiciones de propagación más favorables, como pueda ser un canal Rayleigh tradicional, las pérdidas serían mucho menores.

5. Conclusiones

En este capítulo se han introducido conceptos básicos de diversidad que servirán como ilustración para los siguientes capítulos en los que se tratará la misma para sistemas MIMO. El concepto espacial que se tiene en este tipo de sistemas es de 4 dimensiones al menos (2 dimensiones reales y otras dos complejas para sistemas con 2 transmisores), tener una idea de los cambios que se realizan sobre las constelaciones de datos en este espacio vectorial es complicado, por esto tener en mente cómo afectaría a un sistema SISO equivalente puede ser muy orientativo y clarificador.

Además de la teoría de constelaciones rotadas se ha abordado la problemática que se produce en los receptores a la hora de la detección y se ha propuesto una manera sencilla y eficiente de simplificar este problema. Como se ha podido ver se puede conseguir unas pérdidas prácticamente despreciables obteniéndose una reducción del 31% de las operaciones sobre un demapper tradicional.

6. Referencias

- [1] ETSI EN 302 755 V1.1.1, "Digital Video Broadcasting (DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2)", Septiembre 2009.
- [2] "Implementation guidelines for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2)," DVB Document A133 (draft ETSI TR 102 831 V0.10.00), Diciembre 2009.
- [3] Pérez-Calderón, D., Baena Lecuyer, V., Oria, A.C. López, P., Doblado, J.G, "Rotated constellation demapper for DVB-T2", Electronics Letters, Volume 47, Pages 31 - 32, Enero 2011.
- [4] Baena, V., "Common Simulation Platform Tutorial", DVB Document TM-T20491, Diciembre 2008.

DVB

Digital Video Broadcasting

Máster en Electrónica, Tratamiento de Señales y Comunicaciones

Alumno: Darío Pérez-Calderón Rodríguez

Titulación: Ingeniero de Telecomunicación

Tutor: Vicente Baena Lecuyer

Departamento: Ingeniería Electrónica

Área de conocimiento: Tecnología Electrónica



Índice

Capítulo 5: Sistemas MIMO en DVB-NGH.....	57
1. Definición del escenario MIMO	57
2. Capacidad en canales MIMO	59
2.1. Capacidad en canales AWGN.....	59
2.1.1. Códigos de repetición	59
2.1.2. Canal AWGN	61
2.1.3. Canal SIMO.....	62
2.1.4. Canal MIMO	63
3. Códigos espacio-frecuenciales.....	64
3.1. Introducción	64
3.2. Principios y características.....	65
3.2.1. Ventajas de las tecnologías de múltiples antenas	65
3.2.1.1. Ganancia de matriz.....	65
3.2.1.2. Ganancia por diversidad	66
3.2.1.3. Ganancia por multiplexión	68
3.2.1.4. Reducción de interferencias.....	69
3.2.2. Conclusiones	70
3.3. Criterios de construcción de códigos.....	70
3.3.1. Criterio de rango y determinante	71
3.3.2. Criterio de la traza	74
3.4. Técnicas Propuestas para NGH.....	75
3.4.1. MIMO de Alamouti	75
3.4.2. Golden Code	77
3.4.3. Silver Code	78
3.4.4. Enhanced Spatial Multiplexing.....	79
4. Referencias	79

Capítulo 5: Sistemas MIMO en DVB-NGH

Aumentar la tasa de datos o régimen binario en sistemas limitados en potencia, ancho de banda y complejidad es un objetivo muy ambicioso. Para conseguirlo se pueden implementar los denominados sistemas MIMO, es decir, usar múltiples antenas tanto en transmisión como en recepción. El uso de sistemas MIMO implica un aumento de la capacidad del canal. Los primeros trabajos sobre el tema llevados a cabo por Winters [1], Foschini [2] y Telatar[3] hicieron que se despertara un gran interés sobre las técnicas MIMO debido a la eficiencia espectral que tiene el canal de propagación cuando se tiene una gran dispersión y sus variaciones pueden ser seguidas con suficiente precisión. Toda esta ganancia hizo que surgieran cientos de investigaciones sobre el tema para caracterizar los asuntos teóricos y prácticos asociados a los canales inalámbricos MIMO.

La alta eficiencia espectral asociada a los canales MIMO se basa en que un canal con suficiente dispersión ofrece caminos independientes de transmisión y de recepción para cada antena. Para sistemas MIMO se alcanza una capacidad aproximadamente igual a $\min(M, N)$ canales, donde M representa el número de antenas transmisoras y N el número de receptores. Esto hace que la capacidad se escale por $\min(M, N)$ linealmente con respecto al sistema SISO equivalente.

Esta ganancia requiere un medio disperso de modo que la matriz del canal tenga rango completo y se pueda estimar de manera perfecta en el receptor. La capacidad de los canales MIMO depende muy fuertemente de las propiedades estadísticas y la correlación de las antenas. Se han llevado a cabo trabajos para desarrollar modelos analíticos y basados en medidas de canales MIMO y sus correspondientes cálculos de capacidad para medios de interior y exterior. La correlación entre antenas varía drásticamente como función de la dispersión del medio, la distancia entre transmisor y receptor y la dispersión Doppler. Los efectos de correlación del canal a veces aumentan la capacidad y otras la disminuyen. Canales con correlación muy baja pueden llevar a situaciones en la que el rango de la matriz del canal es muy pequeño, lo que lleva a ganancias de capacidad muy limitadas. Afortunadamente este efecto no es predominante.

1. Definición del escenario MIMO

Un sistema MIMO genérico presenta M transmisores y N receptores como se muestra en la Figura 5-1.

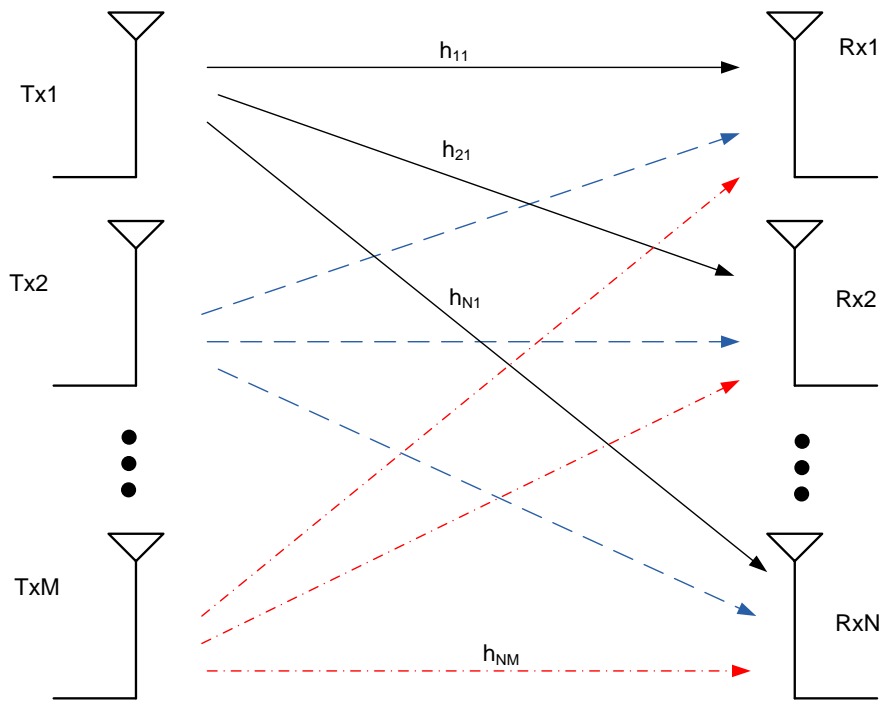


Figura 5-1. Escenario MIMO genérico

En este caso tendremos una matriz de canal de dimensiones $N \times M$. La expresión que nos da la forma de la información llegada al receptor será la que se muestra en la ecuación (1).

$$y = \mathbf{H}x + n \tag{1}$$

Donde y será un vector de dimensiones $N \times 1$ que represente la señal recibida en el receptor, \mathbf{H} una matriz $N \times M$ que represente al canal de propagación, x un vector $M \times 1$ que represente la señal transmitida y n un vector $N \times 1$ que represente el ruido de las antenas receptoras. La matriz \mathbf{H} se puede escribir como se sigue en (2)

$$\begin{bmatrix} h_{11} & \dots & h_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N1} & \dots & h_{NM} \end{bmatrix} \tag{2}$$

donde h_{ij} es la respuesta del canal entre la j -ésima antena transmisora y la i -ésima antena receptora. Esta matriz de canal se puede interpretar como una muestra instantánea del canal inalámbrico para una frecuencia determinada y un instante de tiempo dado. Cuando se produce multitrayecto con alta dispersión de retardo, \mathbf{H} varía en función de la frecuencia. De la misma manera, si los causantes de la dispersión son móviles y hay una gran dispersión Doppler, los elementos de \mathbf{H} varían con el tiempo. Con la suficiente separación entre las antenas en transmisión y recepción se puede suponer que los elementos h_{ij} de la matriz \mathbf{H} son variables Gaussianas independientes, de media cero y complejas (desvanecimiento Rayleigh) con varianza unidad si hay gran cantidad de multitrayectos. Este modelo se conoce como canal MIMO idénticamente distribuido Gaussiano. En general, si las antenas están

separadas por más de media longitud de onda, los desvanecimientos del canal se pueden modelar como variables aleatorias Gaussianas.

De este escenario genérico se pueden derivar los distintos sistemas que se han mencionado a lo largo de todo el trabajo. Para sistemas SISO, basta con igualar $M=1$ y $N=1$, para SIMO, $M=1$ y cualquier valor distinto de uno para N , y por último para MISO, $N=1$ y cualquier valor de M distinto de uno.

2. Capacidad en canales MIMO

La ciencia que estudia los límites de rendimiento en los sistemas de comunicaciones es la Teoría de la Información. La medida básica del rendimiento de una comunicación se denomina capacidad del canal, que se puede definir como la máxima tasa de datos para la que se puede obtener una tasa de error arbitrariamente pequeña. Se empezará con el estudio en canales AWGN (Additive White Gaussian Noise). Esto servirá como punto de partida para el estudio en canales con desvanecimientos. Sin embargo, para estos últimos canales no existe una única definición de capacidad, sino que se desarrollan diversas nociones de capacidad, que conjuntamente se pueden usar para conformar un análisis sistemático de los límites de capacidad en canales con desvanecimientos. Las distintas medidas permiten ver claramente diferentes tipos de recursos disponibles en los canales con desvanecimientos, como puedan ser la potencia, la diversidad y grados de libertad.

2.1. Capacidad en canales AWGN

Los primeros principios de la Teoría de la Información fueron propuestos por Claude Shannon en 1948 [4] con el objetivo de caracterizar los límites de una comunicación fiable. Antes de que Shannon desarrollara su teoría, se creía que la única manera de alcanzar una comunicación fiable en un canal ruidoso (hacer la tasa de error tan pequeña como se quiera) era disminuir la tasa de datos, por ejemplo usando un código de repetición. Shannon demostró que esta creencia no era correcta, y que usando una codificación más eficiente de la información se puede obtener esta tasa de error arbitrariamente pequeña. No obstante, como se ha mencionado antes, existe una máxima tasa de datos que se denomina capacidad del canal, por encima de la cual es imposible llevar la tasa de error a cero.

Se tomará el siguiente esquema de transmisión para el estudio:

$$y[m] = x[m] + n[m] \quad (3)$$

Donde $x[m]$ e $y[m]$ son la entrada y salida del canal en el instante m respectivamente, y $n[m]$ es un ruido con distribución normal con desviación típica σ^2 y media cero.

2.1.1. Códigos de repetición

Usando símbolos BPSK (Bipolar Pulse Shift Keying), donde $x[m] = \pm\sqrt{P}$, siendo P la potencia del símbolo, la probabilidad de error es $Q(\sqrt{P/\sigma^2})$, siendo Q la función probabilidad de cola de la distribución normal estándar, definida como $Q(x) = \int_x^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{u^2}{2}} du$. Para reducir la probabilidad de error se puede repetir el símbolo a transmitir N veces. Esto conforma un bloque de código de longitud N , con palabras de código $x_A = \sqrt{P}[1, \dots, 1]^t$ y $x_B = -\sqrt{P}[1, \dots, 1]^t$. Estas palabras del código cumplen con una restricción de potencia de P . Si se transmite x_A , el vector recibido será el que se describe en (4)

$$\mathbf{y} = \mathbf{x}_A + \mathbf{n} \quad (4)$$

donde $\mathbf{n} = (n[1], \dots, n[N])^t$.

Se produce un error cuando \mathbf{y} está más cerca de \mathbf{x}_B que de \mathbf{x}_A . En este caso, la probabilidad de error seguirá la siguiente expresión:

$$Q\left(\sqrt{\frac{\|\mathbf{x}_A - \mathbf{x}_B\|}{2\sigma}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{NP}{\sigma^2}}\right) \quad (5)$$

Esta expresión decae exponencialmente con la longitud de bloque N . Por tanto, se puede concluir que la probabilidad de error se puede hacer arbitrariamente pequeña simplemente aumentando la longitud de bloque. Como contraprestación se tiene que la tasa de datos se ve reducida a $1/N$ bits por símbolo.

La tasa de datos se puede aumentar usando una PAM (Pulse Amplitude Modulation) multinivel. Repitiendo un símbolo M-PAM, con los símbolos equiespaciados $\pm\sqrt{P}$, la tasa es de $\log_2(M/N)$ bits por tiempo de símbolo. En este caso, la probabilidad de error para los símbolos internos es la mostrada en (6).

$$Q\left(\frac{\sqrt{NP}}{(M-1)\sigma}\right) \quad (6)$$

Mientras que el orden de la modulación M-PAM crezca menos que \sqrt{N} , se puede asegurar una comunicación fiable. Pero la tasa de datos está limitada por $\log(\sqrt{N})/N$. Aun así la tasa de datos tiende a cero cuando se aumenta la longitud de bloque.

Geoméricamente, los códigos de repetición ponen todas las palabras de código en una misma dimensión. Por otra parte, el espacio de señal tiene un espacio mayor, en este caso N . Para una comunicación más eficiente las palabras de código deberían esparcirse en las N dimensiones.

Se puede obtener una estimación del máximo número de palabras de código que se pueden encerrar para la restricción de potencia P aplicando la clásica encapsulación esférica. Por la ley de grandes números el vector N -dimensional recibido $\mathbf{y} = \mathbf{x} + \mathbf{n}$ estará dentro de

una esfera de radio $\sqrt{N(P + \sigma^2)}$, por lo que sin pérdida de generalidad sólo se necesita estudiar lo que ocurra en el interior de la esfera. Si $N \rightarrow \infty$, se tiene por tanto que:

$$\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N n^2[m] \rightarrow \sigma^2 \quad (7)$$

Por ello, para un valor de N elevado, el vector \mathbf{y} recibido queda con una gran probabilidad dentro de una esfera de radio $\sqrt{N}\sigma$ alrededor de la palabra de código transmitida. Se consigue una transmisión fiable siempre que las esferas no se solapen. El máximo número de palabras de código que se pueden encajar dentro de la esfera sin solapamiento es el cociente entre el volumen de la esfera y el de las esferas de ruido, como se muestra en (8).

$$\frac{\sqrt{N(P + \sigma^2)}^N}{\sqrt{N}\sigma^2} \quad (8)$$

Esto implica que el máximo número de bits por símbolo que se pueden transmitir de manera fiable es el indicado en la ecuación (9).

$$\frac{1}{N} \log \left(\frac{\sqrt{N(P + \sigma^2)}^N}{\sqrt{N}\sigma^2} \right) = \frac{1}{2} \log \left(1 + \frac{P}{\sigma^2} \right) \quad (9)$$

Esta última expresión es en sí la capacidad de un canal AWGN. Esta argumentación se basa únicamente en el número de palabras de código que se pueden empaquetar asegurando una comunicación fiable.

Desde el punto de vista de la ingeniería, lo difícil es encontrar códigos con los que la tarea de codificar y decodificar sea sencilla y que tengan un rendimiento cercano al de la capacidad del canal. Estos códigos serán la base de posteriores apartados de este capítulo.

La capacidad del canal AWGN es probablemente uno de los resultados más conocidos de la Teoría de la Información, pero no es más que la aplicación de la teoría de Shannon a un caso específico.

2.1.2. Canal AWGN

La fórmula de la capacidad en un canal AWGN puede usarse para definir el papel que juega cada uno de los principales recursos de los que se disponen para mejorar el rendimiento de un sistema de comunicaciones, es decir, el ancho de banda y la potencia.

Si se considera un canal AWGN con un ancho de banda W Hz, con restricción de potencia P vatios y ruido aditivo blanco gaussiano con densidad espectral de potencia $N_0/2$, y

siguiendo una conversión paso banda - banda base y una tasa de muestreo de $1/W$, se puede representar con un canal en tiempo discreto complejo y de banda base:

$$y[m] = x[m] + n[m] \quad (10)$$

donde $n[m]$ es una variable distribuida como una distribución normal de media 0 y varianza N_0 . Se puede ver que al ser independientes las componentes real e imaginaria del ruido, el uso del canal complejo se puede ver como dos usos de un canal real. La varianza del ruido y la restricción de potencia por símbolo real son $N_0/2$ y $P/2W$, por lo que la capacidad del canal se puede reescribir como se puede observar en (11).

$$\frac{1}{2} \log \left(1 + \frac{P}{N_0 W} \right) \quad (11)$$

En el caso de que se quiera por separado para una de las dimensiones, la capacidad del canal es:

$$\log \left(1 + \frac{P}{N_0 W} \right) \quad (12)$$

Ya que hay W muestras por segundo, la expresión para la capacidad de un canal AWGN en tiempo continuo tendrá la forma que se observa en (11).

$$C_{awgn}(P, W) = W \log \left(1 + \frac{P}{N_0 W} \right) \text{ bits/s} \quad (13)$$

Si se tiene en cuenta que $\frac{P}{N_0 W} = SNR$ se puede reescribir la ecuación anterior como:

$$C_{awgn}(P, W) = \log(1 + SNR) \text{ bits/s/Hz} \quad (14)$$

donde se ha tomado la capacidad por unidad de ancho de banda. En este caso la fórmula ofrece la máxima capacidad espectral que se puede alcanzar en un canal AWGN.

Esta capacidad está calculada para un sistema SISO. En los siguientes apartados se estudiará la capacidad para otros esquemas de transmisión

2.1.3. Canal SIMO

Si se considera un escenario de transmisión con una antena transmisora y N antenas receptoras se puede describir matemáticamente lo que se recibe como se muestra a continuación:

$$y_n[m] = h_n x[m] + n_n[m] \quad (15)$$

donde h_n representa la ganancia fija compleja del canal para la antena receptora n -ésima y n_n representa el ruido blanco aditivo gaussiano en la n -ésima antena receptora. Para llevar a cabo la detección será suficiente con aplicar:

$$\tilde{y}[m] := \mathbf{h}^* \mathbf{y}[m] = \|\mathbf{h}\|^2 x[m] + \mathbf{h}^* n_n[m] \quad (16)$$

donde $\mathbf{h} := [h_1, \dots, h_N]^t$, $\mathbf{n} := [n_1, \dots, n_N]^t$ e $\mathbf{y} := [y_1, \dots, y_N]^t$. Esto representa un canal AWGN con una SNR en el receptor de $P\|\mathbf{h}\|^2/N_0$, donde P representa la energía media por símbolo transmitido. La capacidad del canal será por tanto como se sigue en (17).

$$C_{SIMO} = \log\left(1 + \frac{P\|\mathbf{h}\|^2}{N_0}\right) \text{ bits/s/Hz} \quad (17)$$

El uso de múltiples antenas aumenta la SNR efectiva, por lo que se produce una ganancia en potencia.

2.1.4. Canal MIMO

Dado que el objetivo de este apartado es el de justificar que haciendo uso de técnicas MIMO se puede conseguir una mejora considerable en la capacidad aprovechada, y que obtener una expresión cerrada para la capacidad de un canal MIMO es muy complicado, se harán una serie de hipótesis que simplificarán el estudio para poder evaluar la ganancia sobre un sistema SISO.

En primer lugar se supondrá un canal MIMO 2x2, por lo que la matriz del canal será una matriz 2x2 con coeficientes h_{ij} que representan la atenuación compleja entre el receptor i y el transmisor j :

$$\begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} \\ h_{12} & h_{22} \end{bmatrix} \quad (18)$$

La expresión cerrada para la capacidad en este caso será:

$$C_{MIMO\ 2x2} = \log_2\left(\det\left(I_2 + \frac{P}{2}\mathbf{H}\mathbf{H}^*/\sigma^2\right)\right) \text{ bits/s/Hz} \quad (19)$$

Si se sigue particularizando el caso de estudio aun más aplicando que las antenas están perfectamente polarizadas y que no hay despolarización por la propagación en el canal, se llega a un modelo demasiado idealista, por lo que sólo ha de ser usado para dar una idea aproximada de la posible ganancia en capacidad que se podría obtener haciendo uso de este tipo de sistemas. De acuerdo con las suposiciones anteriores la matriz del canal es diagonal e invariante en el tiempo, esto implica que el canal de transmisión es equivalente a tener dos canales independientes y fijos h_{11} y h_{22} . Para este caso, la expresión de la capacidad se puede reescribir como:

$$C_{MIMO\ 2x2} = \log_2 \left(1 + \frac{P}{2} \|h_{11}\|^2 / \sigma^2 \right) + \log_2 \left(1 + \frac{P}{2} \|h_{22}\|^2 / \sigma^2 \right) \text{ bits/s/Hz} \quad (20)$$

Si se compara esta expresión con la obtenida para un sistema SISO, véase ecuación (14), y asumiendo que h_{11} y h_{22} tienen una atenuación equivalente se pueden obtener las capacidades que se muestran en la Tabla 5-1.

Tabla 5-1. Comparación de capacidad SISO frente a MIMO

SNR (dB)	Capacidad SISO (bit/cell)	Capacidad MIMO (bit/cell)	Ganancia vs SISO
5	2.06	2.74	33%
10	3.46	5.17	49%
20	6.66	11.34	70%

Como se puede observar en la Tabla 1-1, la capacidad de un sistema MIMO se incrementa significativamente en comparación con la capacidad de un sistema SISO a medida que aumenta el nivel de SNR.

3. Códigos espacio-frecuenciales

3.1. Introducción

Como se ha expuesto en el apartado anterior, se busca que el rendimiento de un sistema sea lo más cercano posible a la capacidad del canal de Shannon (14). Para ello es necesario el uso de técnicas de codificación eficientes de la información y el empleo de lo que se conoce como “smart antenna technology”. A lo largo de este capítulo se presentarán las principales técnicas de codificación que se han tenido en cuenta en el desarrollo del futuro estándar DVB-NGH y sus principios matemáticos. Posteriormente se hará una comparación del rendimiento de cada una de ellas en los canales definidos por el grupo TM-H del Proyecto DVB.

El diseño óptimo de redes inalámbricas presenta una gran cantidad de desafíos tecnológicos. Esto incluye límites regulatorios como el uso de frecuencias y un complejo medio de propagación variante en el tiempo y afectado por desvanecimientos planos y multitrayectos. Para cumplir con la demanda creciente de régimen binario y mejor calidad del servicio se necesitan técnicas que mejoren la eficiencia espectral y la fiabilidad del enlace. El uso de múltiples antenas en el receptor y el transmisor es una tecnología emergente muy prometedora, ya que permite alcanzar una tasa de datos muy alta sin necesidad de usar potencia o ancho de banda extra. Estas técnicas si se explotan correctamente pueden alcanzar una ganancia multiplicativa con respecto a los sistemas tradicionales SISO.

Las tecnologías de múltiples antenas ofrecen una gran variedad de opciones, desde arquitecturas SIMO que recogen más energía para mejorar la SNR en el receptor a arquitecturas MIMO (que conforman el objeto principal de estudio de este proyecto).

3.2. Principios y características

Las diferentes configuraciones de antenas dan diferentes beneficios que se pueden clasificar en ganancia de matriz, ganancia de diversidad, ganancia de multiplexión y reducción de interferencia. La estrategia de codificación en el transmisor y el correspondiente procesado en el receptor se basan en los requisitos del enlace (tasa de datos, rango, fiabilidad, etc.). A modo de ejemplo, si se quiere incrementar la eficiencia espectral, en bits/s/Hz, entre transmisor y receptor, se requiere ganancia de multiplexión, que se obtiene haciendo uso de una configuración MIMO. La estrategia de codificación también depende de la disponibilidad de la información del canal en el transmisor. En las configuraciones MIMO no se necesita conocer la información del canal en el transmisor, aunque presenta un rendimiento mejor si se dispone de la misma.

3.2.1. Ventajas de las tecnologías de múltiples antenas

En este apartado se comentarán las principales ventajas que conlleva el uso de múltiples antenas tanto en el transmisor como en el receptor.

3.2.1.1. Ganancia de matriz

Se considera un sistema SIMO con una antena transmisora y dos receptoras. Las dos antenas ven dos versiones distintas y_1 e y_2 de la misma señal transmitida, x . Las señales y_1 e y_2 tienen distintas amplitudes y fases determinadas por las condiciones de propagación. Si el canal es conocido en el receptor se puede aplicar el correspondiente tratamiento para recombinar las señales y_1 e y_2 coherentemente. De este modo, la potencia recibida se aumenta, consiguiendo una mejora en la SNR, ya que la resultante es la suma de la SNR de los dos enlaces individuales. Este resultado se puede extender a sistemas con una antena transmisora y más de dos antenas receptoras como se muestra a continuación:

$$\mathbf{w}^* \mathbf{y} = \mathbf{w}^* \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{w}^* \mathbf{n} \quad (21)$$

donde el filtro del receptor lineal óptimo $N \times 1$ es $\mathbf{w} = \mathbf{H}$ y la SNR máxima es proporcional a la norma del canal $\|\mathbf{h}\|^2 = \sum_{m=1}^N |\mathbf{h}_m|^2$. El aumento promedio en potencia de la señal recibida en el receptor ($E\|\mathbf{h}\|^2$) se define como ganancia de matriz y es proporcional al número de antenas receptoras.

La ganancia de matriz también se puede aprovechar en sistemas con múltiples antenas en el transmisor usando conformado de haz. Obtener el mayor rendimiento posible en este tipo de sistemas requiere tener conocimiento del canal en el transmisor, así las señales se pueden tratar de manera óptima antes de la transmisión. Como ejemplo, si se tiene un sistema MISO de M antenas transmisoras

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}(\mathbf{w}x) + n \quad (22)$$

En este caso, el filtro óptimo para $M \times 1$ antenas transmisoras es $\mathbf{w} = \mathbf{h}/\|\mathbf{h}\|$. Análogamente al caso SIMO, la ganancia de matriz en sistemas MISO con conocimiento del canal en el transmisor es igual a $E\|\mathbf{h}\|^2$ y es proporcional al número de antenas transmisoras. La ganancia de matriz en los sistemas MIMO depende del número de antenas transmisoras y receptoras y es función del autovalor dominante del canal.

3.2.1.2. *Ganancia por diversidad*

La potencia de señal en un canal inalámbrico fluctúa (o se dispersa) con el tiempo, la frecuencia y el espacio. Cuando la potencia de señal cae drásticamente, se dice que se produce un desvanecimiento en el canal. La diversidad se usa en canales inalámbricos para evitar estos desvanecimientos. El principio básico que sigue la diversidad es el ofrecer al receptor diferentes visiones de la señal transmitida a través de enlaces independientes. A medida que el número de enlaces independientes aumenta, la probabilidad de que uno de ellos no sufra un desvanecimiento es mayor, por lo que se produce un aumento de la estabilidad del canal inalámbrico.

La diversidad aparece en los sistemas SISO en el uso de tiempo y frecuencia. El uso de esta diversidad frecuencial o temporal en sistemas SISO suele traducirse en una pérdida de tasa de datos debido al uso de tiempo o ancho de banda para añadir redundancia. El uso de múltiples antenas en el transmisor o el receptor se traduce en diversidad espacial, lo cual no conlleva ninguna penalización en la tasa de datos y que además produce ganancia de matriz, como se mostró en el apartado anterior. Hay dos tipos de diversidad espacial, diversidad en recepción y en transmisión.

La diversidad en recepción se aplica a sistemas con varias antenas sólo en el receptor (sistemas SIMO). La Figura 5-2 muestra un ejemplo de diversidad en recepción. La señal es transmitida por una única antena transmisora. Las dos antenas receptoras ven dos versiones independientes de la señal transmitida. En el receptor se combinan estas dos señales usando las técnicas de procesamiento de señal apropiadas de manera que la señal resultante presente muchos menos desvanecimientos que las dos señales que se han combinado por separado. La variabilidad en la amplitud se puede reducir añadiendo más antenas en el receptor. En un sistema la diversidad se caracteriza por el número de caminos de diversidad de desvanecimiento independientes, también conocido como orden de diversidad. El orden de diversidad en la Figura 5-2 es dos y en general es igual al número de antenas receptoras en un sistema SIMO.

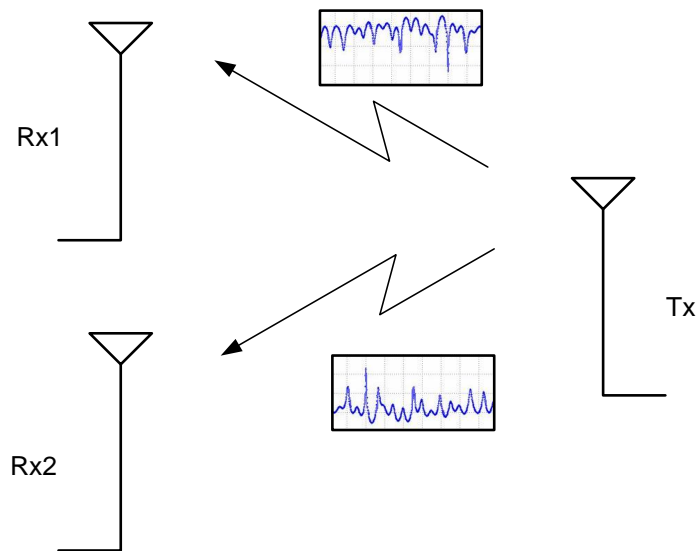


Figura 5-2. Ejemplo de ganancia en recepción, sistema SIMO 1x2

La diversidad en transmisión es aplicable cuando se hace uso de múltiples antenas en el transmisor. Tener diversidad en estos sistemas no implica que se tenga que tener conocimiento del canal en el transmisor. No obstante, se necesita un diseño adecuado de la señal transmitida para obtener diversidad. Los códigos espacio frecuenciales representan una poderosa técnica de diversidad en transmisión que se basa en codificar a través del espacio (distintas antenas) y el tiempo para obtener diversidad. En la Figura 5-3 se muestra un escenario en el que se tienen dos antenas transmisoras y una receptora. En el transmisor se tienen dos señales que se derivan de la señal original a transmitir. En el receptor se combinan las dos señales recibidas de manera que la señal resultante tenga menos desvanecimientos que las dos recibidas por separado. El orden de diversidad de este sistema sería de dos, y en general, corresponde con el número de antenas transmisoras en sistemas MISO.

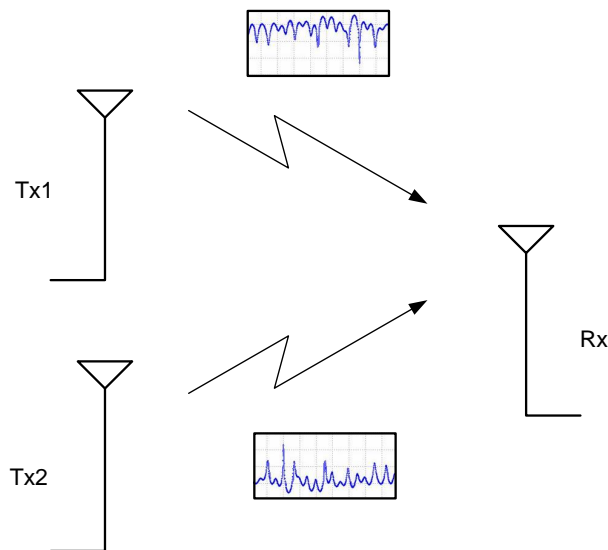


Figura 5-3. Ejemplo de diversidad en transmisión, sistema MISO 2x1

El uso de diversidad en sistemas MIMO requiere que se aplique la combinación de los dos tipos de diversidad ya citados. Un sistema MIMO consiste en $M \times N$ (número de antenas

transmisoras y receptoras respectivamente) enlaces SISO. Si las señales transmitidas por cada uno de estos enlaces sufren desvanecimientos independientes el orden de diversidad del sistema es $M \times N$. Por eso, el orden de diversidad de los sistemas MIMO se escala linealmente con el producto del número de antenas transmisoras y receptoras. Matemáticamente, la diversidad se define como la pendiente de la gráfica que representa la probabilidad de error de símbolo (SER, Symbol Error Rate) frente a la SNR.

El rendimiento de los códigos espacio frecuenciales se puede ver claramente representando la BER con respecto a la SNR en escala logarítmica. La ganancia en diversidad afecta a la pendiente asintótica de la curva, cuanto mayor sea más rápido cae la BER con respecto a la SNR. La ganancia de codificación afecta al desplazamiento horizontal de la gráfica, cuanto mayor sea, más desplazada quedará la curva a la izquierda.

3.2.1.3. Ganancia por multiplexión

La ventaja principal de los sistemas MIMO es el aumento en el flujo de datos de salida, que no ofrecen los sistemas SIMO y MISO. A este aumento se refiere como ganancia por multiplexión y esto se puede observar con una técnica denominada spatial multiplexing. En la Figura 5-4 se muestran los principios básicos del spatial multiplexing para un sistema de dos antenas transmisoras y dos receptoras.

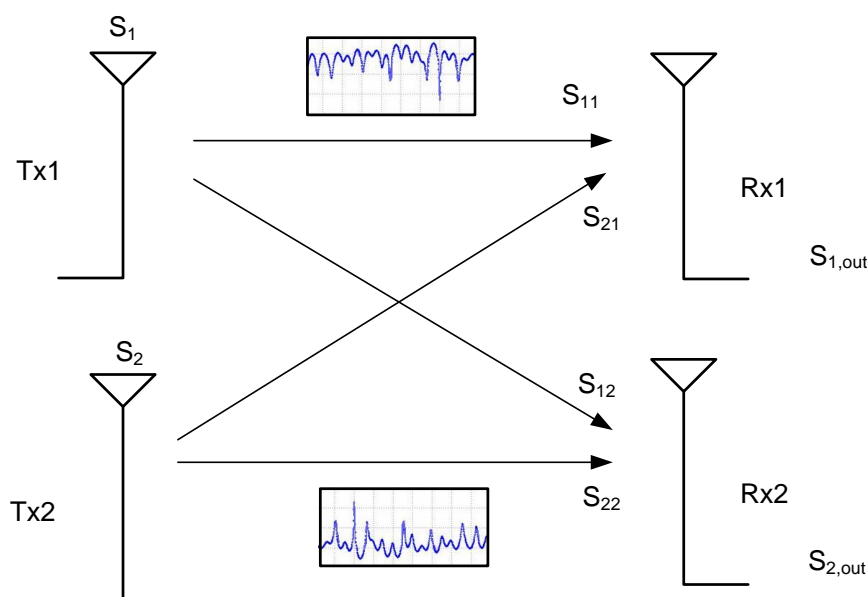


Figura 5-4. Principios del spatial multiplexing

El flujo de símbolos que se va transmitir se divide en dos subflujos con la mitad de tasa que se usan para crear dos señales distintas que se transmiten una por cada antena simultáneamente. En condiciones favorables de canal, los vectores de datos formados por la señal transmitida por las antenas están bien separados, idealmente ortogonales. En el receptor se puede por tanto extraer los dos subflujos, que combinados forman el flujo originario.

Esto se puede expresar matemáticamente como la capacidad teórica del canal. La capacidad del canal MIMO sin memoria se define como la información mutua instantánea que es función de la realización del canal como se muestra a continuación:

$$C_H = \log \det(\mathbf{I}_M + SNR \mathbf{H} \mathbf{K}_X \mathbf{H}^*) \quad (23)$$

donde \mathbf{I}_M representa la matriz identidad de dimensiones $M \times M$ y $\mathbf{K}_X = \frac{1}{M} \mathbf{I}_M$.

Cuando la matriz del canal es cuadrada y ortogonal ($\mathbf{H} \mathbf{H}^* = \mathbf{I}$), entonces con una entrada idénticamente distribuida se puede reescribir como

$$C_H = M \log \left(1 + \frac{1}{M} SNR \right) \quad (24)$$

Por tanto M canales paralelos se crean en el mismo ancho de banda sin transmitir potencia adicional. La capacidad se escala de manera lineal con el número de antenas para una SNR creciente. En general se puede demostrar que un canal ortogonal como el que se ha mostrado maximiza la capacidad de Shannon en sistemas MIMO. Para el canal MIMO idénticamente distribuido con desvanecimientos planos la realización del mismo se vuelve aproximadamente ortogonal cuando el número de antenas es elevado. Cuando el número de antenas transmisoras no es el mismo que el de antenas receptoras, el aumento de capacidad está limitado al mínimo del número de éstas. Este aumento en capacidad de canal es lo que se llama ganancia en multiplexión.

3.2.1.4. Reducción de interferencias

Al contrario que en los cables de cobre o en la fibra óptica, el medio inalámbrico es un enlace de comunicaciones no guiado, por lo que las interferencias cocanal representan un problema frecuente debido a la reutilización de frecuencias en redes inalámbricas. La interferencia cocanal se añade al ruido degenerando el rendimiento del sistema. En la Figura 5-5 se representa el esquema de reducción de interferencia para un receptor con dos antenas.

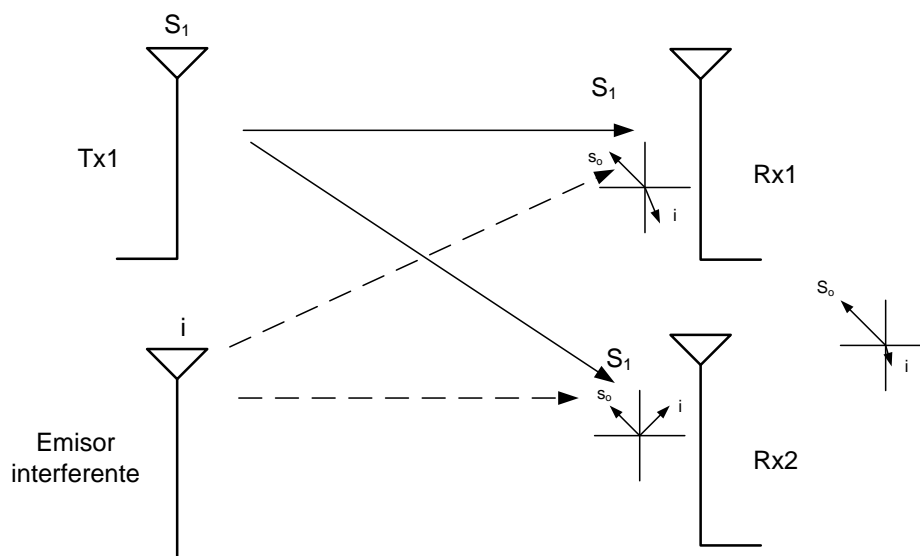


Figura 5-5. Reducción de interferencia para un receptor de dos antenas

Normalmente la señal deseada y la interferencia llegan con firmas espaciales bien diferenciadas. El receptor puede aprovechar esta diferencia para reducir la interferencia, por lo que se mejora la SNR. La reducción de la señal interferente requiere normalmente el conocimiento del espacio de canal de la señal deseada y de los beneficios de conocer el espacio de canal de la interferencia. La reducción de la interferencia se puede implementar también en el transmisor haciendo uso de SDMA (Space Division Multiple Access), donde el objetivo es mejorar la potencia de señal en el receptor objetivo y minimizar la energía de la interferencia que se envía a los usuarios del mismo canal de comunicaciones. La reducción de interferencias permite factores de reutilización de frecuencias agresivos y mejora la capacidad de la red.

3.2.2. Conclusiones

Se han descrito las principales ventajas que plantea el uso de sistemas con múltiples antenas tanto en el receptor como en el transmisor de manera genérica y se ha ejemplificado en el caso de que se trate de un sistema de dos antenas transmisoras o receptoras por tratarse del caso más simple posible. Es importante remarcar que no es posible beneficiarse de todos las propiedades que se han citado a la vez. Esto se debe a que los grados de libertad espaciales son limitados y tiene que haber una solución de compromiso desde el punto de vista de la ingeniería entre ellos. La estrategia espacio frecuencial óptima es función de las propiedades del canal y los requisitos de la red.

3.3. Criterios de construcción de códigos

En este apartado se pretende dar una ligera visión acerca de qué criterios se pueden seguir a la hora de diseñar un código espacio-frecuencial, o de comparar sin necesidad de llevar a cabo simulaciones completas la eficiencia de distintas codificaciones. Los criterios de

construcción que se mostrarán intentan buscar el máximo de ganancia por diversidad y ganancia de codificación.

3.3.1. Criterio de rango y determinante

En primer lugar, para poder llegar a cualquier criterio de diseño, es necesario evaluar qué efecto tiene el que se produzca un error, es decir, qué ocurre si se confunden dos palabras de código.

Para un caso genérico una palabra de código será una matriz $M \times F$ (donde F será el número de frecuencias usadas para el código), si se transmite la palabra de código \mathbf{C}^1 :

$$\mathbf{C}^1 = \begin{bmatrix} c_{11}^1 & \dots & c_{1F}^1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{M1}^1 & \dots & c_{MF}^1 \end{bmatrix} \quad (25)$$

Donde los c_{ij} representan los símbolos transmitidos por la antena i y en la frecuencia j .

Si se transmite una palabra de código \mathbf{C}^1 , se producirá un error si en la detección se determina que la palabra transmitida fue \mathbf{C}^2 . En general se podrá confundir con cualquiera de las otras T palabras del alfabeto del código, por lo que usando la cota de unión como límite superior se puede tener la siguiente expresión:

$$P(\text{error}|\mathbf{C}^1) \leq \sum_{i=2}^T P(\mathbf{C}^1 \rightarrow \mathbf{C}^i) \quad (26)$$

Donde $P(\mathbf{C}^1 \rightarrow \mathbf{C}^i)$ representa la probabilidad de que se confunda el símbolo \mathbf{C}^1 con el símbolo \mathbf{C}^i . Para calcular este error se harán una serie de suposiciones. En primer lugar se supondrá que la matriz del canal \mathbf{H} es fija y conocida y luego se calculará el error promedio haciendo uso de la esperanza sobre la distribución de \mathbf{H} . Se tomarán los siguientes parámetros sin que haya pérdida de generalidad en el análisis, $E_s = 1/N$ (energía de símbolo), varianza de una muestra de ruido $\sigma^2 = N_0 = 1/\gamma$.

Si se considera la distribución de la señal recibida $f(\mathbf{r}|\mathbf{C}, \mathbf{H})$ para un palabra de código conocida, así como la matriz del canal:

$$f(\mathbf{r}|\mathbf{C}, \mathbf{H}) = \frac{1}{(\pi N_0)^{\frac{M \times M}{2}}} e^{-\frac{\text{Tr}[(\mathbf{r}-\mathbf{C}\mathbf{H})^H(\mathbf{r}-\mathbf{C}\mathbf{H})]}{N_0}} = \left(\frac{\gamma}{\pi}\right)^{\frac{M \times M}{2}} e^{-\gamma \text{Tr}[(\mathbf{r}-\mathbf{C}\mathbf{H})^H(\mathbf{r}-\mathbf{C}\mathbf{H})]} \quad (27)$$

Cabe recordar que la combinación de variables aleatorias Gaussianas resulta en otra variable aleatoria Gaussiana.

Si se reescribe la ecuación en términos de la norma de del producto de matrices:

$$f(\mathbf{r}|\mathbf{C}, \mathbf{H}) = \left(\frac{\gamma}{\pi}\right)^{\frac{M \times M}{2}} e^{-\gamma \|\mathbf{r}-\mathbf{C}\mathbf{H}\|^2} \quad (28)$$

Desarrollando la norma del exponente de la ecuación anterior, haciendo uso de que $\|(\mathbf{r} - \mathbf{C}\mathbf{H})\|^2 = \sum_{f=1}^F \sum_{m=1}^M |(\mathbf{r} - \mathbf{C}\mathbf{H})_{t,m}|^2$, se tiene que:

$$f(\mathbf{r}|\mathbf{C}, \mathbf{H}) = \left(\frac{\gamma}{\pi}\right)^{\frac{M \times M}{2}} e^{-\gamma \sum_{f=1}^F \sum_{m=1}^M |(\mathbf{r} - \mathbf{C}\mathbf{H})_{t,m}|^2} \quad (29)$$

Una vez obtenida esta expresión, la detección ML (Maximum Likelihood) toma su decisión en base a la palabra de código que la maximiza. Reescribiendo la expresión para la probabilidad de error supuesta transmitida \mathbf{C}^1 , se tiene que:

$$P(\mathbf{C}^1 \rightarrow \mathbf{C}^i | \mathbf{H}) = P(\|(\mathbf{r}^1 - \mathbf{C}^1 \mathbf{H})\|^2 - \|(\mathbf{r}^1 - \mathbf{C}^i \mathbf{H})\|^2 > 0 | \mathbf{H}) \quad (30)$$

Si se desarrolla esta expresión en términos de la traza y sustituyendo el vector recibido por su valor se puede llegar fácilmente a la siguiente expresión:

$$P(\mathbf{C}^1 \rightarrow \mathbf{C}^i | \mathbf{H}) = P(X > \|(\mathbf{C}^i - \mathbf{C}^1) \mathbf{H}\|^2 | \mathbf{H}) \quad (31)$$

Donde $X = \text{Tr} \left[\mathcal{N}^{1H} (\mathbf{C}^i - \mathbf{C}^1) \mathbf{H} + \mathbf{H}^H (\mathbf{C}^i - \mathbf{C}^1)^H \mathcal{N}^1 \right]$, es una variable aleatoria Gaussiana de media cero y varianza $2N_0 \|(\mathbf{C}^i - \mathbf{C}^1) \mathbf{H}\|^2$. Esto hace que la probabilidad de error tome la expresión que se muestra a continuación:

$$P(\mathbf{C}^1 \rightarrow \mathbf{C}^i | \mathbf{H}) = Q \left(\frac{\|(\mathbf{C}^i - \mathbf{C}^1) \mathbf{H}\|^2}{\sqrt{2N_0 \|(\mathbf{C}^i - \mathbf{C}^1) \mathbf{H}\|^2}} \right) = Q \left(\frac{\|(\mathbf{C}^i - \mathbf{C}^1) \mathbf{H}\|}{\sqrt{2N_0}} \right) \quad (32)$$

Donde la función Q , es la definida en el apartado 2.1.1 de este capítulo. Si se define una matriz de diferencia $\mathbf{D}(\mathbf{C}^1, \mathbf{C}^i) = \mathbf{C}^i - \mathbf{C}^1$ y además se define $\mathbf{A}(\mathbf{C}^1, \mathbf{C}^i) = \mathbf{D}(\mathbf{C}^1, \mathbf{C}^i)^H \mathbf{D}(\mathbf{C}^1, \mathbf{C}^i) = (\mathbf{C}^i - \mathbf{C}^1)^H (\mathbf{C}^i - \mathbf{C}^1)$, los autovalores de la matriz $\mathbf{A}(\mathbf{C}^1, \mathbf{C}^i)$ serán valores no negativos reales ($\lambda_n \geq 0$). Si se usa el teorema de descomposición en valores singulares en la matriz \mathbf{A} :

$$\mathbf{A}(\mathbf{C}^1, \mathbf{C}^i) = \mathbf{V}^H \mathbf{\Lambda} \mathbf{V} \quad (33)$$

La matriz $\mathbf{\Lambda}$ es una matriz diagonal por lo que se puede reescribir $\|(\mathbf{C}^i - \mathbf{C}^1) \mathbf{H}\|^2$ de la siguiente manera:

$$\|(\mathbf{C}^i - \mathbf{C}^1) \mathbf{H}\|^2 = \text{Tr}[\mathbf{H}^H \mathbf{A}(\mathbf{C}^1, \mathbf{C}^i) \mathbf{H}] = \text{Tr}[\mathbf{H}^H \mathbf{V}^H \mathbf{\Lambda} \mathbf{V} \mathbf{H}] \quad (34)$$

Con respecto al producto $\mathbf{V}\mathbf{H}$, se tiene una matriz con elementos que siguen una distribución Gaussiana, como la matriz \mathbf{H} por lo que el resultado será otra matriz con variables aleatorias Gaussianas, que se denominarán α_{ij} . Con la anterior consideración se puede volver a reescribir:

$$\begin{aligned} \|(\mathbf{C}^i - \mathbf{C}^1)\mathbf{H}\|^2 &= Tr \left\{ \begin{bmatrix} \alpha_{11}^* & \dots & \alpha_{F,1}^* \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \alpha_{1,M}^* & \dots & \alpha_{F,M}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_1 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \lambda_F \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_{11} & \dots & \alpha_{1,M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \alpha_{F,1} & \dots & \alpha_{F,M} \end{bmatrix} \right\} = \\ &= Tr \left\{ \begin{bmatrix} \sum_{f=1}^F \lambda_f |\alpha_{f,1}|^2 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \sum_{f=1}^F \lambda_f |\alpha_{f,M}|^2 \end{bmatrix} \right\} = \sum_{m=1}^M \sum_{f=1}^F \lambda_f |\alpha_{f,m}|^2 \end{aligned} \quad (35)$$

La probabilidad de error se puede reescribir por tanto en función del último resultado obtenido:

$$\begin{aligned} P(\mathbf{C}^1 \rightarrow \mathbf{C}^i | \mathbf{H}) &= Q \left(\frac{\|(\mathbf{C}^i - \mathbf{C}^1)\mathbf{H}\|^2}{\sqrt{2N_0} \|(\mathbf{C}^i - \mathbf{C}^1)\mathbf{H}\|^2} \right) = Q \left(\frac{\|(\mathbf{C}^i - \mathbf{C}^1)\mathbf{H}\|}{\sqrt{2N_0}} \right) \\ &= Q \left(\frac{\sum_{m=1}^M \sum_{f=1}^F \lambda_f |\alpha_{f,m}|^2}{\sqrt{2N_0}} \right) \end{aligned} \quad (36)$$

La función Q cumple que $Q(x) \leq \frac{1}{2} e^{-\frac{x^2}{2}}$, lo que nos da una cota superior de su valor, con la ventaja que se tiene una expresión cerrada para ello:

$$P(\mathbf{C}^1 \rightarrow \mathbf{C}^i | \mathbf{H}) \leq \frac{1}{2} e^{-\frac{\sum_{m=1}^M \sum_{f=1}^F \lambda_f |\alpha_{f,m}|^2}{4N_0}} \quad (37)$$

Al ser los términos $\alpha_{f,m}$ variables Gaussianas, su valor absoluto seguirá una distribución Rayleigh con función densidad de probabilidad $f(|\alpha_{f,m}|) = 2|\alpha_{f,m}|e^{-|\alpha_{f,m}|^2}$

Conociendo la distribución de los términos $|\alpha_{f,m}|$ se puede calcular la probabilidad de error como la esperanza de $P(\mathbf{C}^1 \rightarrow \mathbf{C}^i | \mathbf{H})$:

$$P(\mathbf{C}^1 \rightarrow \mathbf{C}^i) = E[P(\mathbf{C}^1 \rightarrow \mathbf{C}^i | \mathbf{H})] \leq \frac{1}{\prod_{f=1}^F \left[1 + \frac{\lambda_f}{4N_0} \right]^M} \quad (38)$$

Si la matriz $\mathbf{A}(\mathbf{C}^1, \mathbf{C}^i)$ tiene rango completo, ninguno de sus autovalores será nulo y en el caso de que no lo fuera, se tendrán una serie de autovalores con valor mayor que 0 y otra

con valor igual a 0. Para valores de SNR altos, se puede despreciar el 1 que se encuentra sumando en los términos del productorio de la ecuación anterior, por lo que se puede aproximar por:

$$P(\mathbf{C}^1 \rightarrow \mathbf{C}^i) \leq \frac{(4N_0)^{RM}}{(\prod_{f=1}^R \lambda_f)^M} \quad (39)$$

Donde R representa el rango de la matriz y por tanto el número de sus autovalores no nulos. A partir de esta expresión se pueden definir la ganancia de codificación, G_c , y la ganancia de diversidad, G_d , igualando la parte derecha de la inecuación a $\left(\frac{G_c}{N_0}\right)^{-G_d}$, siendo la ganancia de diversidad igual a RM (que no es más que el producto del rango de la matriz $\mathbf{D}(\mathbf{C}^1, \mathbf{C}^i)$ por el número de antenas receptoras). Por su parte la ganancia de codificación es proporcional al producto de los autovalores de $\mathbf{A}(\mathbf{C}^1, \mathbf{C}^i)$. Sólo se puede alcanzar una diversidad completa si el rango de $\mathbf{A}(\mathbf{C}^1, \mathbf{C}^i)$ es completo, en este caso se puede hacer uso del determinante de la matriz para definir la ganancia de codificación.

Llegado a este punto se puede concluir que un buen criterio de diseño es hacer que todas las posibles matrices $\mathbf{A}(\mathbf{C}^i, \mathbf{C}^j)$, para $i \neq j$, tengan rango completo, y que el determinante mínimo de las mismas sea lo mayor posible. A esto es lo que se conoce como el criterio del rango y el determinante.

3.3.2. Criterio de la traza

Este criterio sigue un proceder similar al expuesto en el apartado anterior, para empezar habrá que reescribir $\|(\mathbf{C}^i - \mathbf{C}^1)\mathbf{H}\|^2$ de la siguiente forma:

$$\|(\mathbf{C}^i - \mathbf{C}^1)\mathbf{H}\|^2 = \text{Tr} \left[\mathbf{D}(\mathbf{C}^1, \mathbf{C}^i) \mathbf{H} (\mathbf{D}(\mathbf{C}^1, \mathbf{C}^i) \mathbf{H})^H \right] = \text{Tr} \left[\mathbf{D}(\mathbf{C}^1, \mathbf{C}^i) \mathbf{H} \mathbf{H}^H \mathbf{D}(\mathbf{C}^1, \mathbf{C}^i)^H \right] \quad (40)$$

Tras obtener la expresión anterior se calcula la esperanza matemática de la misma, puesto que la distribución de los elementos de la matriz del canal es una Gaussiana independiente para cada uno de ellos se tiene que:

$$E[\mathbf{H} \mathbf{H}^H] = M \mathbf{I}_F \quad (41)$$

Donde \mathbf{I}_F se corresponde con la matriz identidad de dimensiones $F \times F$. Basándose en el resultado anterior:

$$\begin{aligned} E \left[\|(\mathbf{C}^i - \mathbf{C}^1)\mathbf{H}\|^2 \right] &= E \left[\text{Tr} \left[\mathbf{D}(\mathbf{C}^1, \mathbf{C}^2) \mathbf{H} (\mathbf{D}(\mathbf{C}^1, \mathbf{C}^i) \mathbf{H})^H \right] \right] = M \text{Tr} \left[\mathbf{D}(\mathbf{C}^1, \mathbf{C}^2) \mathbf{D}(\mathbf{C}^1, \mathbf{C}^i)^H \right] = \\ &= M \|\mathbf{D}(\mathbf{C}^1, \mathbf{C}^i)\|^2 \end{aligned} \quad (42)$$

Por lo que la probabilidad de error quedará:

$$P(\mathbf{C}^1 \rightarrow \mathbf{C}^i) \approx P(\mathbf{C}^1 \rightarrow \mathbf{C}^i | \mathbf{H}) \approx Q \left(\sqrt{\frac{M}{2N_0}} \|\mathbf{D}(\mathbf{C}^1, \mathbf{C}^i)\| \right) \quad (43)$$

Esta aproximación es más acertada cuanto mayor sea el número de antenas receptoras, puesto que se basa en que:

$$\lim_{M \rightarrow \infty} \frac{\mathbf{H}\mathbf{H}^H}{M} = \mathbf{I}_F \Rightarrow \lim_{M \rightarrow \infty} \frac{\|(\mathbf{C}^i - \mathbf{C}^1)\mathbf{H}\|^2}{M} = \|\mathbf{D}(\mathbf{C}^1, \mathbf{C}^i)\|^2 \quad (44)$$

Si se vuelve a utilizar la función que se usó en el apartado anterior como cota superior para la función Q :

$$P(\mathbf{C}^1 \rightarrow \mathbf{C}^i) \leq \frac{1}{2} e^{-\frac{M}{4N_0} \|\mathbf{D}(\mathbf{C}^1, \mathbf{C}^i)\|^2} \quad (45)$$

Por lo que al igual que en el apartado anterior se puede concluir que es un buen criterio de diseño el maximizar la distancia mínima entre palabras de código. Esto se conoce como el criterio de la traza puesto que $\|\mathbf{D}(\mathbf{C}^j, \mathbf{C}^i)\|^2 = \text{Tr}[\mathbf{A}(\mathbf{C}^j, \mathbf{C}^i)]$.

3.4. Técnicas Propuestas para NGH

3.4.1. MIMO de Alamouti

En este caso el objetivo es el de obtener una mayor robustez en un sistema MIMO 2x2 como el que se puede ver en la Figura 1-6. En ésta se puede observar un esquema MIMO 2x2 y la codificación seguida para los símbolos de datos S_0 y S_1 .

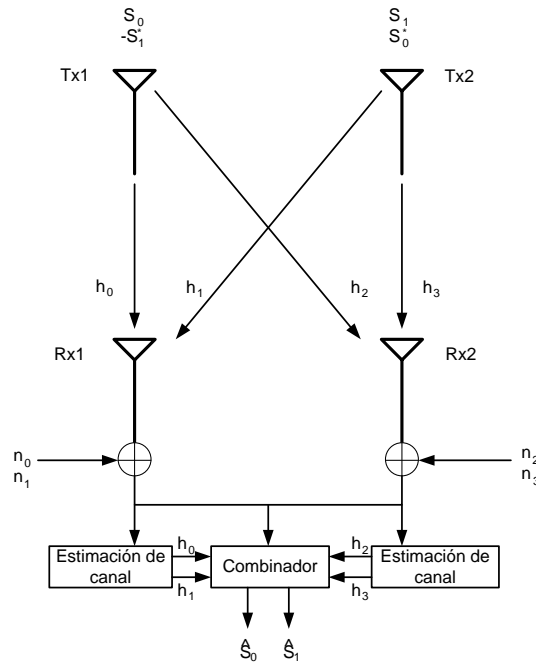


Figura 5-6. Esquema de escenario MIMO con Alamouti

Se hace uso de una codificación especial de los datos para que la recombinación en el receptor sea ventajosa, como se podrá apreciar más adelante.

Se seguirá la nomenclatura siguiente:

	Rx1	Rx2
Tx1	h_0	h_2
Tx2	h_1	h_3

	Rx1	Rx2
Celda n	r_0	r_2
Celda n+1	r_1	r_3

En el receptor tendremos por tanto:

$$\begin{aligned}
 r_0 &= h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0 \\
 r_1 &= -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + n_1 \\
 r_2 &= h_2 s_0 + h_3 s_1 + n_2 \\
 r_3 &= -h_2 s_1^* + h_3 s_0^* + n_3
 \end{aligned}
 \tag{46}$$

La recombinación a aplicar en el receptor será:

$$\begin{aligned}
 \tilde{s}_0 &= h_0^* r_0 + h_1 r_1^* + h_2^* r_2 + h_3 r_3^* \\
 \tilde{s}_1 &= h_1^* r_0 - h_0 r_1^* + h_3^* r_2 - h_2 r_3^*
 \end{aligned}
 \tag{47}$$

Si sustituimos las ecuaciones apropiadas se tiene:

$$\begin{aligned}\tilde{s}_0 &= (\alpha_0 + \alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3)s_0 + h_0^*n_0 + h_1n_1^* + h_2^*n_2 + h_3n_3^* \\ \tilde{s}_1 &= (\alpha_0 + \alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3)s_1 - h_0n_1^* + h_1^*n_0 - h_2n_3^* + h_3^*n_2\end{aligned}\quad (48)$$

Donde el valor α_i indica el módulo del coeficiente h_i .

3.4.2. Golden Code

El Golden Code [8] es un código espacio-temporal para dos transmisores y dos receptores, para un canal MIMO coherente. La matriz que genera el código es la siguiente:

$$\frac{1}{\sqrt{5}} \begin{bmatrix} (1+i\cdot\sigma)a + (\theta-i)b & (1+i\cdot\sigma)c + (\theta-i)d \\ (i-\theta)c + (1+i\cdot\sigma)d & (1+i\cdot\theta)a + (\sigma-i)b \end{bmatrix}\quad (49)$$

Donde a,b,c y d son los símbolos de una constelación M-QAM a transmitir (datos consecutivos), $\theta = (1 + \sqrt{5})/2$ (número áureo) y $\sigma = 1 - \theta$.

Las principales propiedades de este código son:

- Rango completo: el determinante de la diferencia de dos palabras de código es siempre distinto de cero.
- Tasa completa: los cuatro grados de libertad del sistema se usan, lo que permite mandar 4 símbolos de información.
- Determinante no nulo: el determinante mínimo del Golden Code es 1/5.
- Alcanza la frontera de diversidad en multiplexión.
- La eficiencia espectral es $2 \log_2(M)$ bits/s/Hz.

Para la detección se tendrán que construir las siguientes matrices:

$$R = \frac{1}{\sqrt{5}} \begin{bmatrix} 1-\sigma & \theta & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \sigma & 1 & -1 & \theta & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\theta & -1 & 1-\sigma \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1-\theta & \theta & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1-\sigma & \sigma & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma & 1 & -1 \\ 1-\theta & \sigma & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \theta & 1 & -1 & \sigma & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}\quad (50)$$

$$\mathbf{H}' = \begin{bmatrix} \text{Re}(h_{11}) - \text{Im}(h_{11}) & \text{Re}(h_{12}) - \text{Im}(h_{12}) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \text{Im}(h_{11}) & \text{Re}(h_{11}) & \text{Im}(h_{12}) & \text{Re}(h_{12}) & 0 & 0 & 0 \\ \text{Re}(h_{21}) - \text{Im}(h_{21}) & \text{Re}(h_{22}) - \text{Im}(h_{22}) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \text{Im}(h_{21}) & \text{Re}(h_{21}) & \text{Im}(h_{22}) & \text{Re}(h_{22}) & \text{Re}(h_{11}) - \text{Im}(h_{11}) & \text{Re}(h_{12}) - \text{Im}(h_{12}) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \text{Im}(h_{11}) & \text{Re}(h_{11}) & \text{Im}(h_{12}) & \text{Re}(h_{12}) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \text{Re}(h_{21}) - \text{Im}(h_{21}) & \text{Re}(h_{22}) - \text{Im}(h_{22}) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \text{Im}(h_{21}) & \text{Re}(h_{21}) & \text{Im}(h_{22}) & \text{Re}(h_{22}) \end{bmatrix}\quad (51)$$

El vector recibido se transforma en lo siguiente:

$$y' = \mathbf{H}' \mathbf{R} x' \quad (52)$$

Donde el vector x' se construye como se muestra a continuación:

$$x' = \begin{bmatrix} \text{Re}(a) \\ \text{Im}(a) \\ \text{Re}(b) \\ \text{Im}(b) \\ \text{Re}(c) \\ \text{Im}(c) \\ \text{Re}(d) \\ \text{Im}(d) \end{bmatrix} \quad (53)$$

3.4.3. Silver Code

El Silver Code es un código espacio-frecuencial para canales MIMO 2x2 que propicia una decodificación rápida para una detección coherente. Para una mayor información se puede consultar [7].

La codificación de las palabras de código, X , se lleva a cabo haciendo uso de la siguiente ecuación:

$$X = X_a(s_1, s_2) + \mathbf{T} X_b(z_1, z_2) \quad (54)$$

Donde

$$\begin{aligned} X_a(s_1, s_2) &= \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} \\ X_b(z_1, z_2) &= \begin{bmatrix} z_1 & -z_2^* \\ z_2 & z_1^* \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (55)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} z_3 \\ z_4 \end{bmatrix} &= \mathbf{U} \begin{bmatrix} s_3 \\ s_4 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{7}} \begin{bmatrix} 1+j & -1+2j \\ 1+2j & 1-j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_3 \\ s_4 \end{bmatrix} \\ \mathbf{T} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (56)$$

Los s_i representan los símbolos de la constelación M-QAM que se va a transmitir.

Este código posee unas características parecidas a las del Golden Code. Las principales se muestran a continuación:

- Rango completo: el determinante de la diferencia de dos palabras de código es siempre distinto de cero.
- Tasa completa: los cuatro grados de libertad del sistema se usan, lo que permite mandar 4 símbolos de información.
- Determinante no nulo: el determinante mínimo del Silver Code es 1/7.
- Alcanza la frontera de diversidad en multiplexión.

- La eficiencia espectral es $2 \log_2(M)$ bits/s/Hz.
- Decodificación rápida: En el peor de los casos el número de distancias a computar serán $2M^3$ para una detección ML, en vez de M^4 (como es el caso del Golden Code).

3.4.4. Enhanced Spatial Multiplexing

Existe otra técnica, denominada Enhanced Spatial Multiplexing (eSM) propuesta en [9] para conseguir ganancia en multiplexión para canales incorrelados y robustez para los canales correlados.

Un canal MIMO correlado es uno de los canales más complicados para varios esquemas MIMO. Por ejemplo, el SM (descrito en el apartado 3.2.1.3) no funciona con un canal completamente correlado y Golden Code también muestra peor rendimiento que un sistema SISO en este tipo de condiciones. Pero eSM puede obtener las mismas prestaciones que SM para canales incorrelados y mejores prestaciones que SISO para canales completamente correlados. Con respecto a la complejidad del eSM es equiparable a la del SM y mucho menor que la del Golden Code, ya que este tiene una complejidad que es función de M^4 mientras que la del eSM es función de M^2 .

El eSM propuesto para DVB-NGH sigue el siguiente esquema de codificación:

$$\begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{1+a^2}} \begin{bmatrix} 1 & a \\ a & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} \quad (57)$$

S_1 y S_2 son símbolos normalizados QAM de cada constelación de cada flujo MIMO y X_1 y X_2 son los símbolos MIMO codificados. El parámetro “a” se define de acuerdo con el modo MIMO correspondiente.

$$a = \begin{cases} (\sqrt{2} + 3 + \sqrt{5})/(\sqrt{2} + 3 - \sqrt{5}), & \text{para QPSK + 16 - QAM} \\ (\sqrt{2} + 4)/(\sqrt{2} + 2), & \text{para 16 - QAM + 16 - QAM} \end{cases} \quad (58)$$

Cuando el modo MIMO es el de QPSK+16-QAM el símbolo S_1 ha de ser el QPSK, por lo que el S_2 ha de ser la 16-QAM.

4. Referencias

- [1] J. Winters, “On the capacity of radio communication systems with diversity in a Rayleigh fading environment”, IEEE Journal on selected areas on communications, Vol. 5, pp. 871-878, Junio 1987.
- [2] G. J. Foschini, M.J. Gans, “On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas”, Wireless Personal Communications, Vol. 6, Issue 3, pp. 311-335, Marzo 1998.

- [3] I.E. Telatar, "Capacity of multi-antenna gaussian channels," AT&T Bell Laboratories, BL0 112 170-950 615-07TM, 1995.
- [4] C. E. Shannon, "A mathematical theory of communication", Bell System Technical Journal, vol. 27, pp. 379-423 and 623-656, July and October, 1948.
- [5] O. Tirkkonen and A. Hottinen, "Square-matrix embeddable space-time block codes for complex signal constellations" in IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 48, no. 2, pp. 384-395, Febrero 2002.
- [6] O. Tirkkonen and R. Kashaev, "Combined information and performance optimization of linear MIMO modulations" in Proc IEEE Int. Symp. Inform. Theory (ISIT 2002), Lausanne, Switzerland, p. 76, Junio 2002.
- [7] E. Biglieri, Y. Hong and E. Viterbo, "On fast-decodable space-time block codes" IEEE Trans. On Information Theory, pp. 524-530, vol. 55, n. 2, Febrero 2009.
- [8] J.-C. Belfiore, G. Rekaya, E. Viterbo, "The Golden Code: A 2 x 2 Full-Rate Space-Time Code with Non-Vanishing Determinants", IEEE Transactions on Information Theory, vol. 51, n. 4, pp. 1432-1436, Abril 2005.
- [9] Woo-Suk Ko, "LG response to NGH CfT", DVB Document TM-NGH076r1, Abril 2010.

DVB

Digital Video Broadcasting

Máster en Electrónica, Tratamiento de Señales y Comunicaciones

Alumno: Darío Pérez-Calderón Rodríguez

Titulación: Ingeniero de Telecomunicación

Tutor: Vicente Baena Lecuyer

Departamento: Ingeniería Electrónica

Área de conocimiento: Tecnología Electrónica



Índice

Capítulo 6: Modelos de canal para DVB-NGH.....	83
1. Introducción.....	83
2. Modelos de canal	83
2.1. Modelos de canal SISO	83
2.1.1. Canales estacionarios	83
2.1.1.1. Canal AWGN	83
2.1.1.2. Perfil de propagación simple de dos trayectos, 0dB echo.....	84
2.1.2. Recepción portable	84
2.1.2.1. Modelo basado en MIMO	84
2.1.3. Recepción móvil.....	84
2.1.3.1. Modelo basado en MIMO	84
2.1.3.2. Modelo TU6.....	84
2.1.3.3. SFN basada en TU6 móvil	85
2.2. Modelos de canal MIMO	86
2.2.1. Modelo portable “outdoor”	87
2.2.1.1. Valores de los parámetros.....	88
2.2.2. Modelo portable indoor	89
2.2.2.1. Valores de los parámetros.....	90
2.2.3. Términos adicionales de rotación de antenas y asimetría.....	90
2.2.4. Generación de realizaciones fijas de canal (Snapshoots)	91
2.2.5. Modelo outdoor móvil.....	91
2.2.6. Modelo MIMO 4x2.....	91
2.3. Sistemas SISO, MISO y SIMO	91
3. Referencias	92

Capítulo 6: Modelos de canal para DVB-NGH

Para poder caracterizar correctamente un sistema de comunicaciones es imprescindible llevar a cabo un correcto modelado desde el transmisor al receptor. Una de las partes cruciales a la hora del modelado es la correcta caracterización del medio de propagación, éste ha de ser característico del entorno en el que posteriormente el sistema de comunicaciones será desplegado, por ello se llevan a cabo campañas de medidas exhaustivas con el fin de llegar a un modelo lo más fidedigno a la realidad posible.

El modelado de canales para la comprobación de prestaciones de sistemas se incluye también en el proceso de estandarización, como en [1] ó [2].

1. Introducción

Para poder evaluar el rendimiento de DVB-NGH es necesario llevar a cabo un modelado de los canales más representativos que se encontrarán en la realidad. Debido a esto, en el desarrollo del estándar se crea un subgrupo, dentro del grupo orientado al estudio de las técnicas MIMO, dedicado al modelado de canal.

La principal tarea de este grupo consiste en llevar a cabo distintas campañas de medidas en diferentes entornos para obtener datos que permitan el modelado de las condiciones de propagación. Como resultado de estas campañas y tras el pertinente procesado de la información obtenida, se obtienen los modelos de canal que se presentan en este apartado.

El principal objetivo de llevar a cabo el modelado de los distintos canales es el de dar unas definiciones comunes que puedan ser usadas en simulaciones y pruebas de laboratorio. Se consigue un gran número de modelos para poder abarcar una gran variedad de condiciones de recepción. También se incluyen definiciones específicas como las que se dan para la simulación de redes SFN.

Los modelos pretenden ser representativos de la banda UHF (aproximadamente entre 500 y 1000 MHz).

2. Modelos de canal

2.1. Modelos de canal SISO

2.1.1. Canales estacionarios

2.1.1.1. Canal AWGN

Este canal es el más simple de todos los que se modelan, ya se ha presentado anteriormente para el estudio de la capacidad. Su modelo consta de un solo trayecto de propagación invariante en el tiempo y a la señal se le añade ruido AWGN.

2.1.1.2. Perfil de propagación simple de dos trayectos, 0dB echo

Este modelo incluye dos trayectos. Cada trayecto se define con α_i , τ_i y Δf_i , donde el subíndice i indica cada uno de los dos posibles trayectos y los parámetros hacen referencia a la amplitud, el retraso y el desplazamiento en frecuencia respectivamente. El valor de los parámetros para cada uno de los trayectos se muestra en la Tabla 6-1.

Tabla 6-1. Parámetros del canal 0dB echo

i	α_i (dB)	τ_i (μ s)	Δf_i (Hz)
1	0	0	0
2	0	0.9Δ	1

Para sistemas basados en COFDM (Coded OFDM) con intervalo de guarda, el parámetro Δ hace referencia a la duración de éste en μ s.

2.1.2. Recepción portable

2.1.2.1. Modelo basado en MIMO

Para simular estas condiciones bastará con tomar el trayecto h_{11} que se define en la recepción portable para sistemas MIMO definido en 2.2.

2.1.3. Recepción móvil

2.1.3.1. Modelo basado en MIMO

Para simular estas condiciones bastará con tomar el trayecto h_{11} que se define en la recepción móvil para sistemas MIMO definido en 2.2.

2.1.3.2. Modelo TU6

Este modelo reproduce las condiciones de propagación terrestre en un área urbana. Está definido por el proyecto COST 207 como un modelo típico urbano y consta de 6 trayectos con una gran dispersión de retardo y potencia relativamente elevada. Los parámetros del modelo se exponen en la Tabla 6-2.

Tabla 6-2. Parámetros del modelo TU6

Número de tap	Retraso (μs)	Potencia (dB)	Espectro Doppler
1	0.0	-3	Clásico
2	0.2	0	Clásico
3	0.5	-2	Clásico
4	1.6	-6	Clásico
5	2.3	-8	Clásico
6	5.0	-10	Clásico

El espectro Doppler clásico se define como se muestra a continuación:

$$K(f; f_D) = \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_D}\right)^2}} \quad (1)$$

Donde f es la frecuencia de trabajo y f_D es la frecuencia máxima Doppler. Al parámetro de anchura Doppler se le ha de asignar valores correspondientes a 60km/h y 350km/h a 600Mhz, es decir, 33.3Hz y 194.8Hz.

2.1.3.3. SFN basada en TU6 móvil

Este modelo reproduce la propagación terrestre en un área urbana en una SFN. Cada transmisor en la SFN se modela como un perfil TU6 independiente, y por tanto, el modelo de la SFN es el resultado de la suma de los perfiles TU6 independientes e individuales, cada uno de ellos con un retraso y nivel único. También se debe aplicar un desplazamiento frecuencial en cada trayecto como se detalla a continuación.

Un perfil TU6 en particular se caracteriza por $\alpha_i \text{TU6}(\tau_i)$, donde α_i representa la amplificación del perfil y τ_i el retraso a aplicar. En el caso particular en el que sólo haya un transmisor se toman los valores $\alpha_i = 1$ y $\tau_i = 0$. El modelo del canal para N transmisores se puede describir como se sigue en (2).

$$\text{SFN} - \text{TU6} = \sum_{i=1}^N \alpha_i \text{TU6}(\tau_i) \quad (2)$$

En una SFN real α_i y τ_i pueden tomar cualquier valor, limitado por el tamaño de la SFN. El valor de N también puede variar considerablemente dependiendo de la SFN, aunque el número real de transmisores que se han de tener en cuenta en el modelo del canal depende del diseño de la red y el rendimiento de receptor.

Hay casos especialmente importantes del modelo general presentado. Estos casos son en los que el número de transmisores es 2 y 3 con grandes variaciones de α_i y τ_i . En el caso de OFDM clásico, el parámetro Δ corresponde con la duración del intervalo de guarda, en sistemas no OFDM correspondería con la máxima tolerancia al retraso del sistema.

- Perfil de prueba de dos transmisores (N=2)

$$\tau_1 = 0 \mu\text{s}, \tau_2 = 0.9\Delta \Delta f_1=0 \Delta f_2=+2\text{Hz}$$

$$\alpha_1 = 0 \text{ dB}, \alpha_2 = \{0, -3, -6, -9\} \text{ dB} \quad (\text{"post eco"})$$

$$\alpha_2 = 0 \text{ dB}, \alpha_1 = \{0, -3, -6, -9\} \text{ dB} \quad (\text{"pre eco"})$$

- Perfil de pruebas de tres transmisores (N=3)

$$\Delta f_1=0 \Delta f_2=+2\text{Hz} \Delta f_3=-2\text{Hz}$$

1° TU6 ("Pre eco")

$$\alpha_1 = \{0, -3, -6, -9\} \text{ dB}$$

$$\tau_1 = -0.45\Delta$$

2° TU6 ("Señal principal")

$$\alpha_2 = 0 \text{ dB}$$

$$\tau_2 = 0 \mu\text{s}$$

3° TU6 ("Post eco")

$$\tau_3 = 0.45\Delta$$

$$\alpha_3 = \{0, -3, -6, -9\} \text{ dB}$$

2.2. Modelos de canal MIMO

El objetivo es el dar un modelo en el dominio temporal de los trayectos que se muestran en la Figura 6-1, h_{11}, h_{12}, h_{21} y h_{22} , donde Tx1 y Tx2 representan una pareja de antenas con polarización cruzada en un transmisor terrestre y Rx1 y Rx2 las antenas de un receptor fijo o móvil.

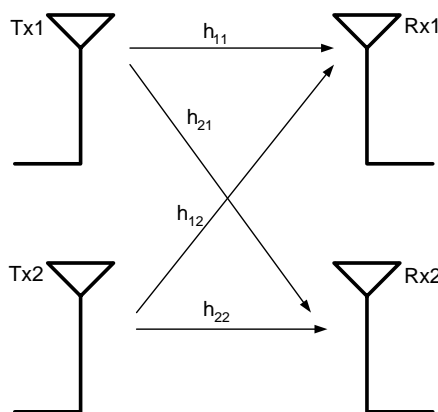


Figura 6-1. Esquema de sistema MIMO 2x2

Se describen dos modelos de canal, “outdoor” portable e “indoor” portable.

2.2.1. Modelo portable “outdoor”

Se propone un modelo de propagación de 6 trayectos. Los retrasos y las ganancias relativas de potencia de los trayectos directos h_{11} y h_{22} se muestran en la Tabla 6-3. Conjuntamente con los términos de polarización cruzada h_{12} y h_{21} , la suma de la potencia de los taps ha de ser la unidad (0 dB).

Tabla 6-3. Perfil de retraso de potencias del modelo outdoor de 6 taps

Número de Tap, p	Retraso en exceso, τ_p (μs)	Ganancia de potencia copolar $\sigma_{11}(\tau_p)^2 = \sigma_{22}(\tau_p)^2$ (dB)
1	0	-1.6
2	0.5	-11
3	1	-15
4	2	-26
5	4	-30
6	8	-30

Cuando se use en un modelo discreto de banda base, los retrasos se redondearán a periodos de muestreo completos. Para clarificar esto, como ejemplo, para un sistema de 8 MHz de ancho de banda el periodo de muestreo es de $7/64 \mu\text{s}$ y los retrasos son 0, 5, 9, 18, 37 y 73 muestras.

La discriminación de polarización cruzada (XPD) se define como la proporción de la potencia recibida promedio copolarizada y la potencia recibida promedio con polarización cruzada promedio. La XPD cuantifica la separación entre los dos canales con polarización cruzada. Cuanto mayor sea la XPD menor es la energía acoplada entre los canales con polarización cruzada. El valor de la XPD para este medio es de 4 (6dB)

El factor recíproco XPD w^2 para el tap p se define como:

$$w^2 = \frac{\sigma_{12}^2(\tau_p)}{\sigma_{11}^2(\tau_p)} = \frac{\sigma_{21}^2(\tau_p)}{\sigma_{22}^2(\tau_p)} \tag{3}$$

El modelo variante en el tiempo del canal para el enlace entre la antena transmisora n y la antena receptora m se puede expresar como:

$$h_{mn} = \sum_{p=1}^{N_p} g_{mn}(t, \tau_p) \delta(\tau - \tau_p) \quad (4)$$

Donde t corresponde al índice temporal, τ el índice de retraso, N_p el número de trayectos, en este caso 6, τ_p el p-ésimo retraso y $g_{mn}(t, \tau_p)$ la ganancia compleja variante en el tiempo. Por lo que la matriz del canal se puede escribir como (para el caso de un sistema MIMO 2x2):

$$\mathbf{H}(t, \tau) = \begin{bmatrix} h_{11}(t, \tau) & h_{12}(t, \tau) \\ h_{21}(t, \tau) & h_{22}(t, \tau) \end{bmatrix} \quad (5)$$

2.2.1.1. Valores de los parámetros

Para el primer tap τ_1 , la ganancia compleja se divide en dos componentes, la LOS (Line Of Sight) y la NLOS (No Line Of Sight). Las expresiones que describen las dos componentes son:

$$\begin{aligned} g_{mn}(t, \tau_1) &= \sigma_{mn}(\tau_1) \sqrt{\frac{K}{1+K}} e^{j\theta_{mn}} + \sqrt{\frac{K}{1+K}} \varphi_{1nm}(t) \dots (m=n) \\ g_{12}(t, \tau_1) &= \sigma_{12}(\tau_1) \sqrt{\frac{K}{1+K}} e^{j\theta_{12}} e^{j4\pi t} + \sqrt{\frac{K}{1+K}} \varphi_{112}(t) \\ g_{21}(t, \tau_1) &= \sigma_{21}(\tau_1) \sqrt{\frac{K}{1+K}} e^{j\theta_{21}} e^{-j4\pi t} + \sqrt{\frac{K}{1+K}} \varphi_{121}(t) \end{aligned} \quad (6)$$

En las expresiones anteriores el término que aparece en primer lugar se corresponde con el término LOS (Line Of Sight) y el segundo con el término NLOS (No Line Of Sight), K representa el factor K del primer tap. El factor K general para el modelo outdoor es 1. θ_{nm} son las fases iniciales de las componentes LOS, las cuales son variables idénticamente distribuidas uniformemente en el intervalo $(0, 2\pi]$. Las componentes LOS de los términos directos ($m=n$) no tienen desplazamiento Doppler, mientras que para los términos cruzados se define un desplazamiento de ± 2 Hz.

Para el resto de taps ($P=2,3,4,5,6$), se asume que sólo existe componente NLOS, como se puede ver en la siguiente expresión:

$$g_{mn}(t, \tau_p) = \varphi_{pmn}(t) \quad (7)$$

Para todos los taps:

- $w^2 = 0.25$
- $\varphi_{pmn}(t)$ son las componentes variables en el tiempo y aleatorias del tap que modelan la dispersión Doppler. Son variables complejas de media cero y Gaussianas con un

espectro de Jakes que tienen correlación entre sus taps. El vector $\boldsymbol{\varphi}_p(t) = [\varphi_{p11}(t), \varphi_{p12}(t), \varphi_{p21}(t), \varphi_{p22}(t)]^T$ ha de tener la siguiente matriz de covarianza :

$$\mathbf{R}_p = \sigma_{11}^2(\tau_p) \begin{bmatrix} 1.00 & 0.04 & 0.06 & 0.05 \\ 0.04 & 0.25 & 0.03 & 0.05 \\ 0.06 & 0.03 & 0.25 & 0.1 \\ 0.05 & 0.05 & 0.01 & 1.00 \end{bmatrix} \quad (8)$$

La descomposición Cholesky se puede usar para tener una matriz de transición para multiplicar un vector de 4 elementos idénticamente distribuido en cada tap, para tener las propiedades de la autocorrelación citadas anteriormente. Una posible matriz es:

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} 1.0000 & 0 & 0 & 0 \\ 0.0400 & 0.4984 & 0 & 0 \\ 0.0600 & 0.0554 & 0.4933 & 0 \\ 0.0500 & 0.0963 & 0.1858 & 0.9766 \end{bmatrix} \quad (9)$$

El espectro de Jakes se caracteriza de la siguiente manera:

$$S(f) = \frac{1}{\pi f_d \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_d}\right)^2}} \quad \forall f \in [-f_d, f_d]; \quad 0 \text{ en otro caso} \quad (10)$$

En esta expresión f_d representa la frecuencia Doppler máxima, que se hace proporcional a la velocidad que se asuma que tenga el vehículo. Las velocidades típicas para un receptor en este tipo de escenarios es de 0 km/h y 3 km/h. Para 600 MHz la frecuencia Doppler resultante es de 1.67 Hz.

2.2.2. Modelo portable indoor

Se elige otra vez un modelo de propagación de 6 taps. Los retrasos y ganancias relativas de potencia de los trayectos directos h_{11} y h_{22} se muestran en la Tabla 6-4. Conjuntamente con los términos de polarización cruzada h_{12} y h_{21} la suma de la potencia de los taps ha de ser la unidad (0 dB).

Tabla 6-4. Perfil de retraso de potencias del modelo indoor de 6 taps

Número de Tap, p	Retraso en exceso, τ_p (μs)	Ganancia de potencia copolar $\sigma_{11}(\tau_p)^2 = \sigma_{22}(\tau_p)^2$ (dB)
1	0	-3.0
2	0.5	-11
3	1	-16

4	2	-20
5	4	-20
6	8	-26

La XPD toma un valor de 1.78 (2,5 dB).

2.2.2.1. Valores de los parámetros

Los parámetros son los mismos que los que se dan para el modelo de canal outdoor con las siguientes excepciones:

- K, el factor K Rice para el primer tap es de 0.125
- El factor K general es 0.1
- $w^2 = 0.56$

Las matrices de covarianza se definen como:

$$\mathbf{R}_p = \sigma_{11}^2(\tau_p) \begin{bmatrix} 1.00 & 0.15 & 0.10 & 0.15 \\ 0.15 & 0.56 & 0.06 & 0.04 \\ 0.10 & 0.06 & 0.56 & 0.20 \\ 0.15 & 0.04 & 0.20 & 1.00 \end{bmatrix} \quad (11)$$

Una posible matriz de transición para este modelo sería:

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} 1.0000 & 0 & 0 & 0 \\ 0.1500 & 0.7331 & 0 & 0 \\ 0.1000 & 0.0614 & 0.7391 & 0 \\ 0.1500 & 0.0239 & 0.2483 & 0.9567 \end{bmatrix} \quad (12)$$

2.2.3. Términos adicionales de rotación de antenas y asimetría

Lo que se expone a continuación es aplicable a los dos modelos expuestos en los apartados anteriores.

Al extraer los datos específicos de la antena de la que los parámetros del modelo se derivaron, los datos se giraron hasta $\pm 40^\circ$ para encontrar el ángulo que maximizara la discriminación de la polarización cruzada. Esto se hizo para corregir tanto las diferencias físicas de montaje como las diferencias del eje de la antena con respecto a la cubierta. Esto asegura también un promediado entre antenas manteniendo la legitimidad en términos de discriminación de la polarización cruzada.

No obstante, en la práctica este alineamiento ideal puede no ser representativo y por eso se recomienda añadir una matriz de rotación \mathbf{W} , con un ángulo Ω elegido entre el conjunto $\{-45^\circ, 0^\circ, 45^\circ\}$.

Además se añade una matriz de asimetría Γ para modelar las asimetrías observadas que se dan entre muchas realizaciones contiguas de canales. Esta matriz toma valores del conjunto que se muestra a continuación:

$$\left\{ \begin{bmatrix} 1.1074 & 0 \\ 0 & 0.8796 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0.8796 & 0 \\ 0 & 1.1074 \end{bmatrix} \right\} \quad (13)$$

La matriz del canal quedará por tanto:

$$\mathbf{H}_c(t, \tau) = \mathbf{W}\mathbf{H}(t, \tau)\mathbf{\Gamma} = \begin{bmatrix} \cos \Omega & -\sin \Omega \\ \sin \Omega & \cos \Omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{11}(t, \tau) & h_{12}(t, \tau) \\ h_{21}(t, \tau) & h_{22}(t, \tau) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Gamma_{11} & 0 \\ 0 & \Gamma_{22} \end{bmatrix} \quad (14)$$

2.2.4. Generación de realizaciones fijas de canal (Snapshoots)

Si se simula un canal invariante en el tiempo el desplazamiento Doppler para las componentes LOS y NLOS no se modelan, en vez de eso es suficiente con generar realizaciones independientes.

Por cada componente LOS se generan 4 fases idénticamente distribuidas, θ_{mn} , con distribución uniforme. Para las componentes NLOS se han de generar 4 variables complejas φ_{mn} con las correlaciones entre tap correspondientes.

2.2.5. Modelo outdoor móvil

Para el caso móvil se usará el modelo outdoor y se considerarán dos velocidades, 60 km/h y 350 km/h. A la frecuencia de portadora usada, 600 Mhz, las frecuencias Doppler resultantes son 33.3 Hz y 194.8 Hz respectivamente.

2.2.6. Modelo MIMO 4x2

Se ha de partir de dos modelos 2x2, uno de los cuales tiene un offset temporal que viene del conjunto $\{0, 0.9\Delta\}$, donde Δ es el intervalo de guarda en un sistema OFDM, si no, se trata de la tolerancia máxima del sistema al retraso. El elemento retrasado en el tiempo ha de tener además un desplazamiento en frecuencia de un hertzio.

La relación de potencias entre las señales recibidas modela el desbalance de potencia. Este ha de ser 0, -3, -6 ó -9 dB.

2.3. Sistemas SISO, MISO y SIMO

Para modelar este tipo de canales basta con tomar los trayectos apropiados de los modelos descritos para sistemas MIMO.

3. Referencias

- [1] ETSI EN 300 744 V1.6.1, "Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television", Enero 2009.
- [2] "Implementation guidelines for a second generation digital terrestrial television broadcasting system", DVB Document A133, Febrero 2009.

DVB

Digital Video Broadcasting

Máster en Electrónica, Tratamiento de Señales y Comunicaciones

Alumno: Darío Pérez-Calderón Rodríguez

Titulación: Ingeniero de Telecomunicación

Tutor: Vicente Baena Lecuyer

Departamento: Ingeniería Electrónica

Área de conocimiento: Tecnología Electrónica



Índice

Capítulo 7: Evaluación de prestaciones.....	95
1. Plataforma de simulación	95
2. Cálculo de los bits efectivos por celda	97
3. Resultados de simulación.....	100
3.1. Resultados en Snapshoots.....	101
3.1.1. Canal outdoor pessimistic.....	101
3.1.2. Canal outdoor typical.....	102
3.1.3. Canal outdoor optimistic	103
3.1.4. Análisis de los resultados	104
3.2. Resultados para SFNs	106
3.2.1. Resultados para canal SFN indoor	106
3.2.2. Resultados para canal SFN outdoor	109
3.2.3. Análisis de los resultados	111
4. Referencias	113

Capítulo 7: Evaluación de prestaciones

En el capítulo 4 se han introducido los códigos espacio frecuenciales, se han explicado sus principales características y se han expuesto los que han sido propuestos como candidatos en DVB-NGH. En este capítulo, se analizarán cada uno de ellos, empleando una plataforma de simulación adecuada en lenguaje Matlab. Por eso, en este capítulo se describe el entorno de simulación en el que se han llevado a cabo las pruebas para evaluar el rendimiento de cada uno de ellos y de este modo, poder dilucidar cuál será el mejor candidato para el futuro estándar DVB-NGH.

La figura de mérito para decidir cuál de los códigos ofrece un mejor rendimiento en DVB-NGH será la capacidad que ofrece la codificación. Por lo tanto, a lo largo de este capítulo se presentarán las curvas de capacidad características de las distintas codificaciones para los distintos escenarios definidos en el capítulo anterior con el fin de clarificar qué codificación es la mejor para DVB-NGH.

1. Plataforma de simulación

Como se ha argumentado en el capítulo 3, DVB-T2 representa un punto de partida muy adecuado para el desarrollo del nuevo estándar DVB-NGH. Por eso, a la hora de poder cuantificar las mejoras que aportan los códigos espacio frecuenciales, teniendo en cuenta que el estándar se encuentra todavía en fase de creación, se ha tomado como base una cadena entera de transmisión y recepción basada en DVB-T2 como la que se muestra en la Figura 7-1. Esta cadena de transmisión es la usada por el proyecto DVB para validar los sistemas que cumplen con el estándar DVB-T2, conocida como la Common Simulation Platform [1]. Esta herramienta está programada haciendo uso de MATLAB y conforma un punto de partida inmejorable para adaptarla y cumplir con las características del futuro estándar DVB-NGH.

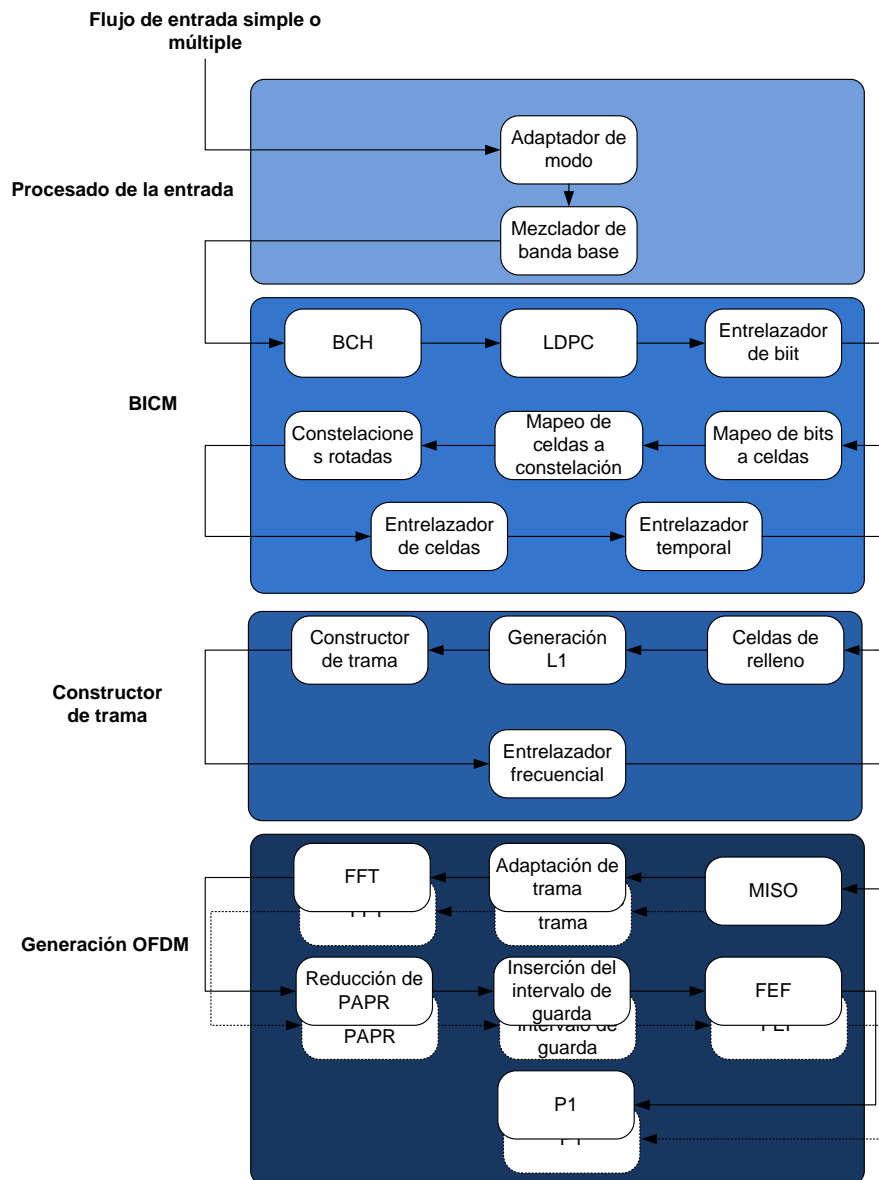


Figura 7-1. Cadena de transmisión del sistema DVB-T2

La cadena de transmisión tiene cuatro partes bien diferenciadas por el tratamiento que se le da a la señal en cada una de ellas: procesamiento de los datos de entrada, BICM (Bit-Interleaved Coded Modulation), generación de la trama T2 y generación de la señal OFDM. Como se puede apreciar el flujo es único hasta que comienza el tratamiento MISO en el transmisor. Para adaptar a DVB-NGH esta cadena se adopta el esquema que se muestra en la Figura 7-2.

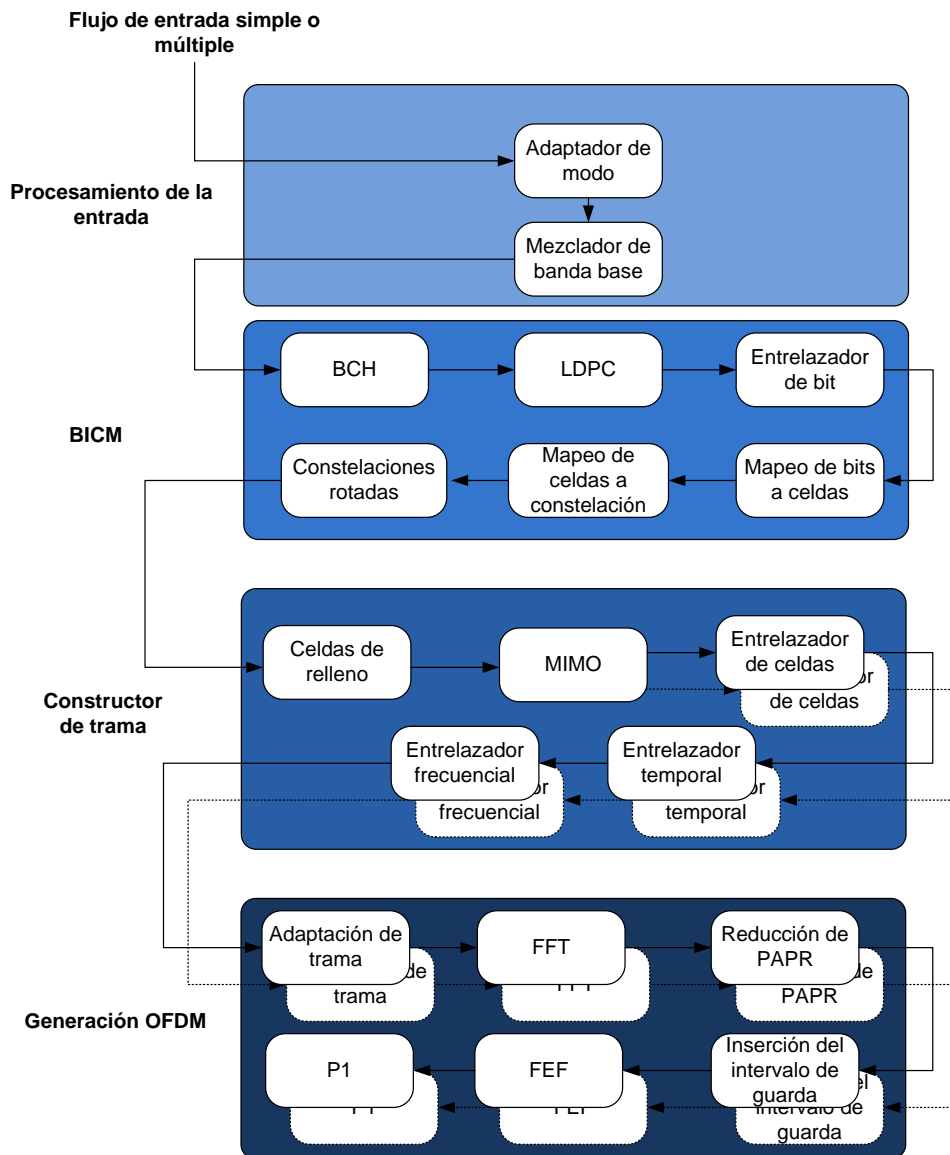


Figura 7-2. Cadena de transmisión de DVB-NGH

El principal cambio en el modelo es la adición de la funcionalidad de MIMO. La Figura 7-2 representa dos flujos de transmisión, es decir, representa el caso MIMO 2x2, pero podría encontrarse con que a partir del bloque MIMO hay cuatro flujos (caso MIMO 4x2). Todos los entrelazadores se sitúan detrás del bloque MIMO para que cada flujo tenga toda la protección que estas técnicas ofrecen ante errores en ráfaga tanto en tiempo como en frecuencia. Además de este cambio que afecta a la estructura general del transmisor se hace uso de unas tasas de código más bajas para poder cumplir con la premisa de trabajar con C/N negativas, tal y como se menciona en el Capítulo 3.

2. Cálculo de los bits efectivos por celda

Para poder representar la capacidad frente a la relación portadora a ruido (C/N, Carrier to noise) es necesario calcular los bits efectivos por celda (número de bits que se transmite en

cada celda OFDM descontando la sobrecarga que producen pilotos, cabeceras, ...) que se tiene en cada una de las configuraciones posibles. Para ello se han de tener en cuenta los siguientes parámetros:

- Bits por celda: este parámetro es dependiente de la modulación seleccionada y se corresponde con el número de bits que representa el punto de la constelación transmitida en la celda correspondiente. El número de bits por celda según la modulación se muestra en la Tabla 7-1.

Tabla 7-1. Bits efectivos por celda según la modulación seleccionada

Modulación	QPSK	16-QAM	64-QAM	256-QAM
Bits por celda ($Bits_c$)	2	4	6	8

- Tasa de codificación: La tasa de codificación hace referencia al número de bits de redundancia que son insertados por el código corrector que se esté usando, con respecto a los bits de datos que contiene una palabra. En este caso, se emplean códigos LDPC.

$$CR = \frac{Bits_{datos}}{Bits_{datos} + Bits_{redundancia}}$$

- Cabecera BCH: Se corresponde con los bits de redundancia insertados por el código BCH que se usa en conjunción con el código LDPC. El número de bits de redundancia que se inserta depende tanto de la tasa de código como de la modulación. A la hora de calcular los bits efectivos se tendrá que atender al cociente de estos bits con el total de los enviados. El número de bits de cabecera BCH así como el total enviado según la tasa de código y la modulación se presenta en la Tabla 7-2.

Tabla 7-2. Bits de cabecera BCH

Modulación	Tasa de código	Bits de datos	Datos+cabecera
QPSK	1/5	3072	3240
	1/3	5232	5400
	2/5	6312	6480
	4/9	7032	7200
16-QAM	1/5	3072	3240
	1/3	5232	5400
	2/5	6312	6480
	4/9	7032	7200
64-QAM	1/5	3072	3240
	1/3	5232	5400
	2/5	6312	6480
	4/9	7032	7200
256-QAM	1/5	3072	3240
	1/3	5232	5400

	2/5	6312	6480
	4/9	7032	7200

- Pilotos dispersos: Para la estimación de canal, como se ha mencionado en los primeros capítulos del proyecto, se hace uso de pilotos dispersos. Estos pilotos hacen que el número de bits efectivos por celda disminuya. El patrón de pilotos seleccionado para las simulaciones que se han llevado a cabo con el fin de evaluar el rendimiento de los códigos espacio temporales propuestos en el capítulo 6 es el PP1 (Pilot Pattern 1, [2]). Según se use un sistema MIMO o uno SISO/SIMO, la corrección que se ha de aplicar será de 1/6 ó 1/12 respectivamente.
- Codificación half rate o full rate: Al hacer uso de una codificación MIMO full rate (por cada antena transmisora se envía un dato distinto en cada portadora) se ha de aplicar un multiplicador, M, que tomará el valor de 2. En otro caso tendrá un valor igual a la unidad.

Teniendo en cuenta los parámetros anteriormente citados se puede llevar a cabo el cálculo de los bits efectivos por celda aplicando la siguiente ecuación:

$$Bits_{ec} = M \cdot Bits_c \cdot CR \cdot Bits_{preBCH} \cdot Bits_{postBCH} \cdot (1 - PP1_{over\ head})$$

donde $Bits_{preBCH}$ y $Bits_{postBCH}$ representan los bits antes y después de añadir la cabecera del código BCH.

Para todas las posibles configuraciones el cálculo de los bits efectivos se muestra en la Tabla 7-3, la Tabla 7-4 y la Tabla 7-5.

Tabla 7-3. Bits efectivos para sistemas SISO y SIMO

Modulación	Bits por celda	Tasa de código	Bits de datos	Datos+cabecera BCH	Bits efectivos por celda
QPSK	2	1/5	3072	3240	0,35
QPSK	2	1/3	5232	5400	0,59
QPSK	2	2/5	6312	6480	0,71
QPSK	2	4/9	7032	7200	0,80
16-QAM	4	1/5	3072	3240	0,70
16-QAM	4	1/3	5232	5400	1,18
16-QAM	4	2/5	6312	6480	1,43
16-QAM	4	4/9	7032	7200	1,59
64-QAM	6	1/5	3072	3240	1,04
64-QAM	6	1/3	5232	5400	1,78
64-QAM	6	2/5	6312	6480	2,14
64-QAM	6	4/9	7032	7200	2,39
256-QAM	8	1/5	3072	3240	1,39
256-QAM	8	1/3	5232	5400	2,37
256-QAM	8	2/5	6312	6480	2,86
256-QAM	8	4/9	7032	7200	3,18

Tabla 7-4. Bits efectivos para sistema MIMO con codificación half rate

Modulación	Bits por celda	Tasa de código	Bits de datos	Datos+cabecera BCH	Bits efectivos por celda
QPSK	2	1/5	3072	3240	0,32
QPSK	2	1/3	5232	5400	0,54
QPSK	2	2/5	6312	6480	0,65
QPSK	2	4/9	7032	7200	0,72
16-QAM	4	1/5	3072	3240	0,63
16-QAM	4	1/3	5232	5400	1,08
16-QAM	4	2/5	6312	6480	1,30
16-QAM	4	4/9	7032	7200	1,45
64-QAM	6	1/5	3072	3240	0,95
64-QAM	6	1/3	5232	5400	1,61
64-QAM	6	2/5	6312	6480	1,95
64-QAM	6	4/9	7032	7200	2,17
256-QAM	8	1/5	3072	3240	1,26
256-QAM	8	1/3	5232	5400	2,15
256-QAM	8	2/5	6312	6480	2,60
256-QAM	8	4/9	7032	7200	2,89

Tabla 7-5. Bits efectivos para sistemas MIMO con codificación full rate

Modulación	Bits por celda	Tasa de código	Bits de datos	Datos+cabecera BCH	Bits efectivos por celda
QPSK	2	1/5	3072	3240	0,63
QPSK	2	1/3	5232	5400	1,08
QPSK	2	2/5	6312	6480	1,30
QPSK	2	4/9	7032	7200	1,45
16-QAM	4	1/5	3072	3240	1,26
16-QAM	4	1/3	5232	5400	2,15
16-QAM	4	2/5	6312	6480	2,60
16-QAM	4	4/9	7032	7200	2,89

3. Resultados de simulación

En este apartado se presentarán los resultados de las simulaciones realizadas. En cada subapartado se mostrará primero la configuración del sistema y después las curvas de capacidad que caracterizan el rendimiento para la configuración seleccionada.

A la hora de comparar SISO y MIMO, se ha de tener en cuenta que, en el caso de la generación del canal MIMO, se normaliza la ganancia del mismo para que sea la unidad, por lo que al seleccionar el trayecto correspondiente para generar el medio de propagación SISO se tendrá una ganancia distinta de la unidad, menor en este caso, esto haría que el ruido insertado para llegar a la C/N que se requiera fuera menor que el insertado para el caso del sistema MIMO, por lo que la comparación sería errónea. Por eso se inserta una potencia de

ruido independiente al nivel de señal, es decir que se inserta potencia de ruido referida a un nivel normalizado.

En las gráficas se presentará la potencia de ruido en dB en el eje de abscisas y en el de ordenadas los bits efectivos calculados como se ha indicado en el apartado anterior. Para obtener la potencia de ruido, se fija un nivel de BER tras el decodificador LDPC y se anota la potencia de ruido con la que se alcanza dicha BER. Este proceso se repite para cada una de las tasas de código y para cada uno de los órdenes de modulación definidos en el estándar. Los tramos presentados con un mismo color pertenecen a una misma técnica de codificación (Alamouti, Golden Code, ...) o configuración del sistema (SISO, MISO, ...).

3.1. Resultados en Snapshoots

Estas primeras simulaciones se llevan a cabo para discriminar qué técnicas de codificación espacio-frecuenciales son más apropiadas para DVB-NGH en el caso de un sistema MIMO 2x2.

3.1.1. Canal outdoor pessimistic

En este canal, descrito en el capítulo 5 el 10% de los canales estáticos están por debajo de su capacidad. Las condiciones de simulación son las que se detallan a continuación:

- C/N mostrada para una BER de 10^{-4} tras LDPC de 16k con un máximo de 50 iteraciones.
- Estimación de canal ideal.
- Entrelazadores de bit y de frecuencia activados, entrelazador temporal desactivado.
- Modo 4k.
- Intervalo de guarda de 1/4.
- Ancho de banda de 5 MHz.
- Detección ML (Maximum Likelihood).

Los resultados de las simulaciones se muestran en la Figura 7-3.

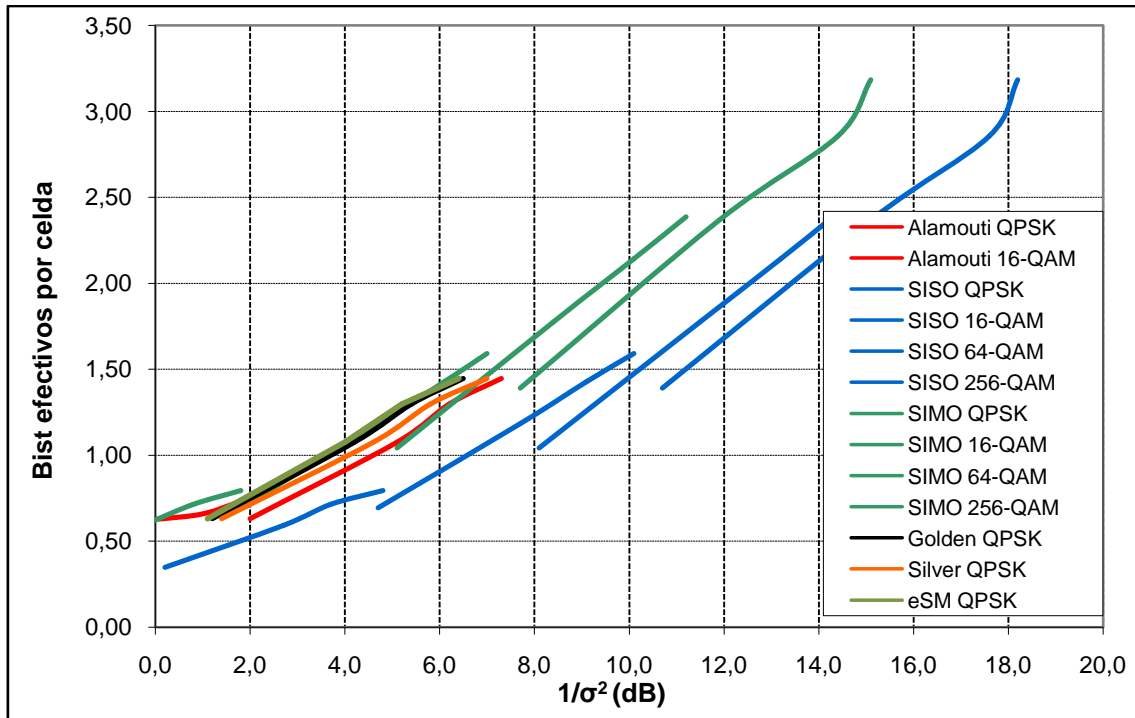


Figura 7-3. Curvas de capacidad para el modelo de canal outdoor pessimistic

3.1.2. Canal outdoor typical

En este canal, descrito en el capítulo 5, el 50% de los canales estáticos están por debajo de su capacidad y el otro 50% por encima. Las condiciones de simulación son las que se detallan a continuación:

- C/N mostrada para una BER de 10^{-4} tras LDPC de 16k con un máximo de 50 iteraciones.
- Estimación de canal ideal.
- Entrelazadores de bit y de frecuencia activados, entrelazador temporal desactivado.
- Modo 4k.
- Intervalo de guarda de 1/4.
- Ancho de banda de 5 MHz.
- Detección ML.

Los resultados obtenidos mediante simulación se muestran en la Figura 7-4.

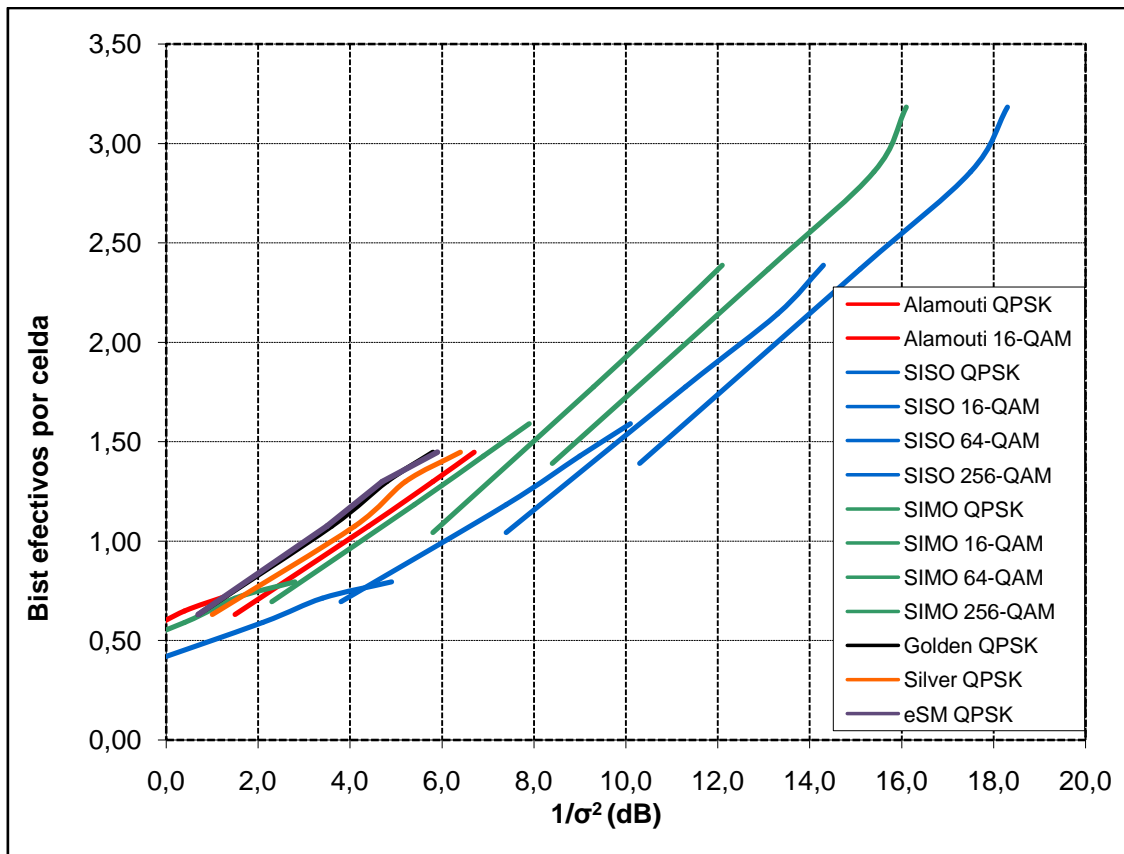


Figura 7-4. Curvas de capacidad para canal outdoor typical

3.1.3. Canal outdoor optimistic

En este canal, descrito en el capítulo 5, el 90% de los canales estáticos están por encima de su capacidad. Las condiciones de simulación son las que se detallan a continuación:

- C/N mostrada para una BER de 10^{-4} tras LDPC de 16k con un máximo de 50 iteraciones.
- Estimación de canal ideal.
- Entrelazadores de bit y de frecuencia activados, entrelazador temporal desactivado.
- Modo 4k.
- Intervalo de guarda de 1/4.
- Ancho de banda de 5 MHz.
- Detección ML.

Los resultados arrojados por las simulaciones se muestran en la Figura 7-5.

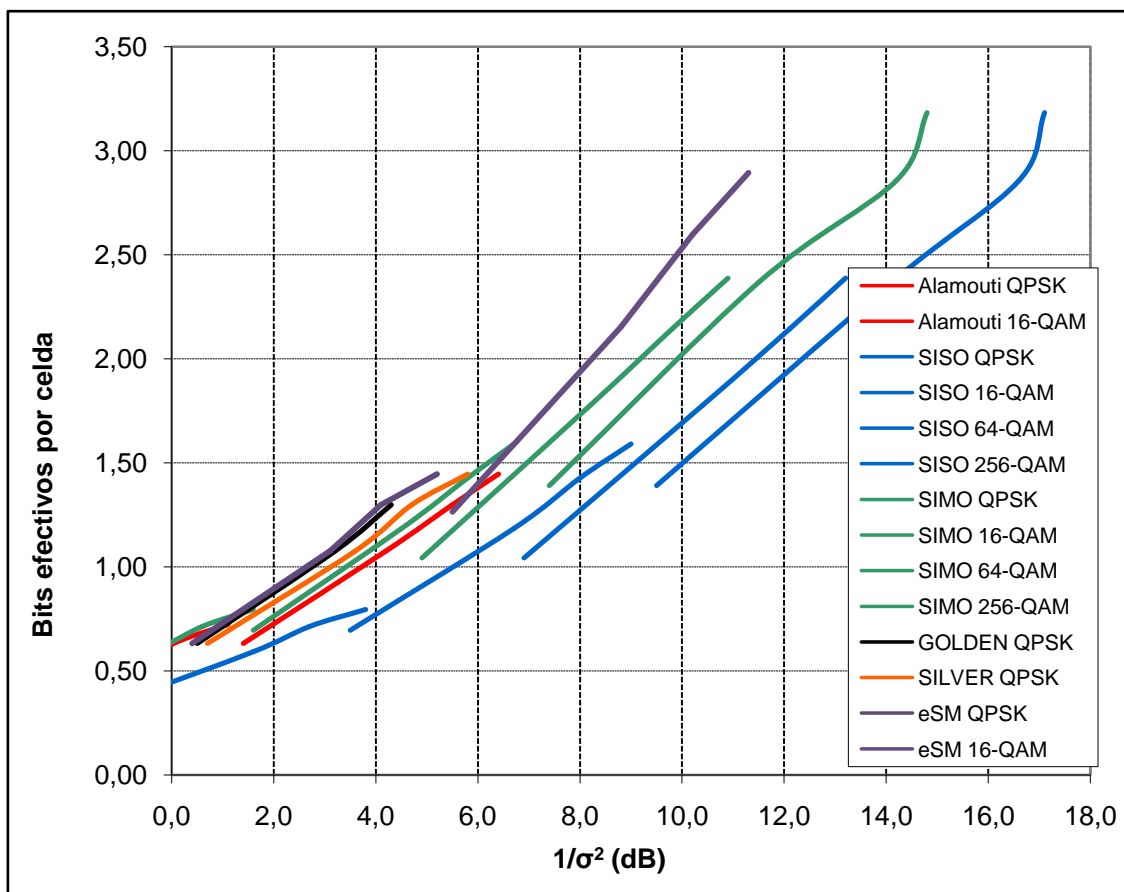


Figura 7-5. Curvas de capacidad para canal outdoor optimistitic

3.1.4. Análisis de los resultados

Las curvas que se han mostrado en este apartado presentan un comportamiento similar en cuanto a rendimiento de cada una de las técnicas representadas. Las que ofrecen un mejor rendimiento en la mayoría de los casos son Golden Code, Silver Code y eSM, siendo la diferencia entre ellos prácticamente inapreciables. Esto podría hacer parecer que estas técnicas son igualmente adecuadas para ser implementadas en DVB-NGH, no obstante, como se menciona en el capítulo 4, el Golden Code requiere una gran complejidad hardware a la hora de la detección, por lo que a igual rendimiento eSM resulta mucho mejor candidato. Esto hace que se abandone la posibilidad de adoptar Golden Code o Silver Code como técnica de codificación para DVB-NGH, aun así en los siguientes apartados se seguirá evaluando las prestaciones del Golden Code a modo de comparación.

En la siguiente serie de tablas se resumen cuantitativamente los resultados de ganancia en términos de potencia de ruido de eSM con respecto al resto de configuraciones y codificaciones MIMO.

Tabla 7-6. Ganancia de eSM con respecto a Golden Code

Bits por celda	eSM Vs Golden		
	Pessimistic	Typical	Optimistic
0,63	0,1	0,0	0,1
1,08	0,2	0,1	0,1
1,30	0,2	0,1	0,2
1,45	0,1	-0,1	0,1

Tabla 7-7. Ganancia de eSM con respecto a Silver Code

Bits por celda	eSM Vs Silver		
	Pessimistic	Typical	Optimistic
0,63	0,3	0,3	0,3
1,08	0,6	0,6	0,5
1,30	0,6	0,5	0,6
1,45	0,6	0,5	0,6

Tabla 7-8. Ganancia de eSM con respecto Alamouti

Bits por celda	eSM Vs Alamouti		
	Pessimistic	Typical	Optimistic
0,63	0,9	0,8	1,0
1,08	1,1	0,9	1,1
1,30	0,3	1,1	1,4
1,45	0,9	0,8	1,2

Tabla 7-9. Ganancia de eSM con respecto a SISO

Bits por celda	eSM Vs SISO		
	Pessimistic	Typical	Optimistic
0,63	3,2	2,6	2,7
1,08	3,0	3,1	2,9
1,30	3,2	3,4	3,2
1,45	2,8	3,2	2,9

Tabla 7-10. Ganancia de eSM con respecto a SIMO

Bits por celda	eSM Vs SIMO		
	Pessimistic	Typical	Optimistic
0,63	0,3	1,2	0,8
1,08	0,1	1,2	0,8
1,30	0,2	1,4	1,0
1,45	-0,2	1,1	0,7

De las tablas anteriores se puede concluir rápidamente que eSM ofrece un mejor rendimiento, en cuanto a capacidad se refiere, que el resto de sus competidores, presentado una ganancia máxima con respecto a cada uno de ellos que se resume en la Tabla 7-11.

Tabla 7-11. Ganancia máxima en dB de eSM con respecto a otras configuraciones

	Golden Code	Silver Code	Alamouti	SIMO	SISO
Ganancia máxima	0,2	0,6	1,4	1,4	3,4

3.2. Resultados para SFNs

Una red de frecuencia única es aquella en la que varios transmisores transmiten la misma información en la misma frecuencia. El principal objetivo de las SFNs es el aprovechamiento eficiente del espectro radioeléctrico, permitiendo una mayor cantidad de contenido en comparación con las MFNs (Multi Frequency Networks). Una SFN puede aumentar el área de cobertura, ya que la potencia total recibida en puntos intermedios de los transmisores se incrementa.

Las transmisiones SFN se pueden considerar como un caso de propagación multitrayecto en condiciones muy adversas. El receptor recibe varios ecos de la misma señal y la interferencia de estos puede resultar en desvanecimientos del canal de comunicación.

En DVB-NGH se contempla el uso de este tipo de redes y para ello se modelan canales SFN como los descritos en el capítulo 7. También se llevan a cabo simulaciones para evaluar el rendimiento de los códigos MIMO y las distintas configuraciones del sistema.

3.2.1. Resultados para canal SFN indoor

La configuración del sistema para las simulaciones correspondientes a canal SFN indoor se muestra a continuación:

- BER menor que 10^{-5} tras el decodificador LDPC, con al menos 200 boques FEC erróneos y un máximo de 20000 bloques LDPC para cada C/N.
- LDPC de 16k con tasas de código 1/4, 1/3, 2/5 y 1/2.
- 8Mhz de ancho de banda.
- Intervalo de guarda de 1/4 .
- Tamaño de la FFT de 4k.
- Potencia relativa entre trayectos: 9, 6, 3, 0 dB

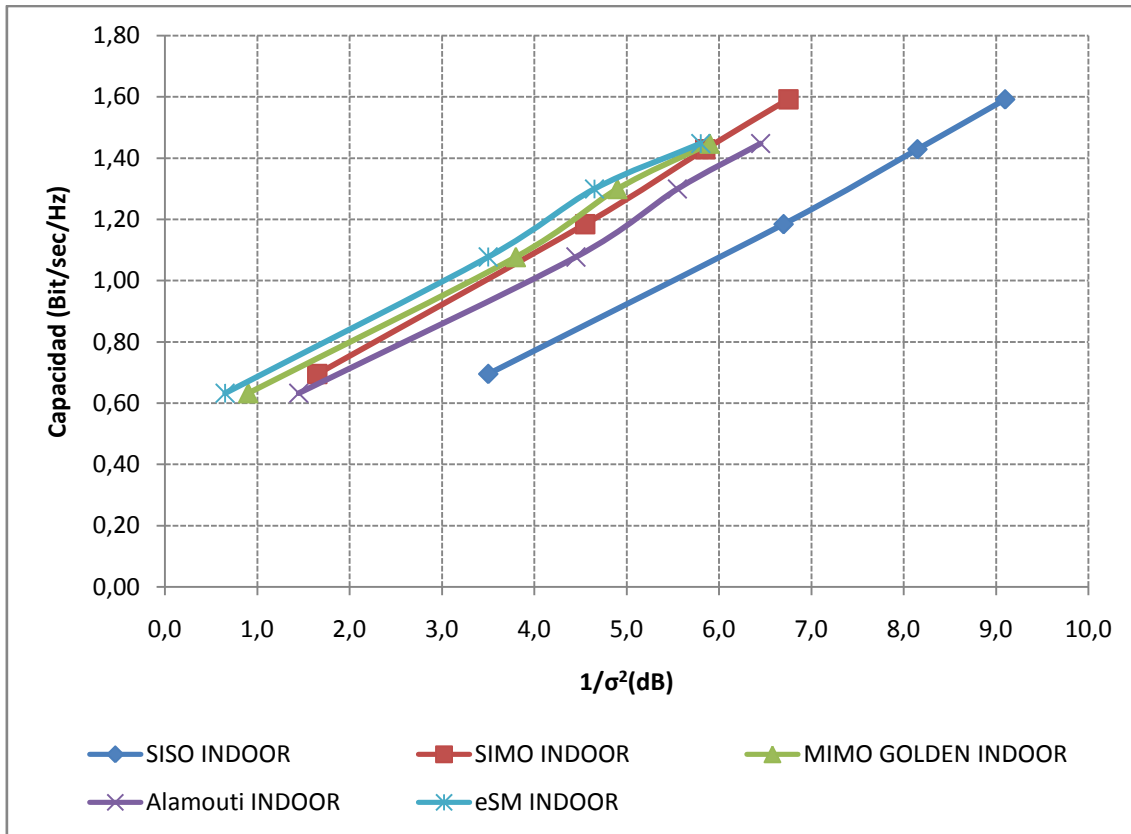


Figura 7-6. Resultados para canal SFN indoor con 9dB de potencia relativa entre trayectos

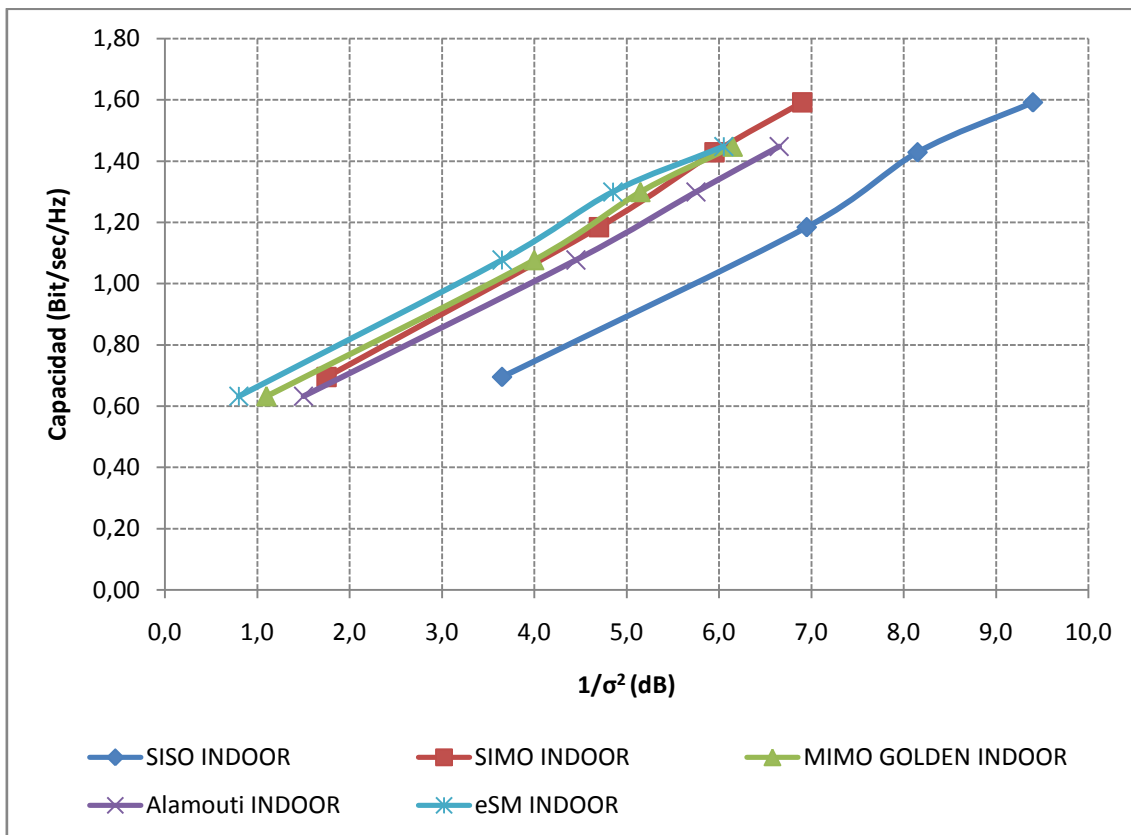


Figura 7-7. Resultados para canal SFN indoor con 6dB de potencia relativa entre trayectos

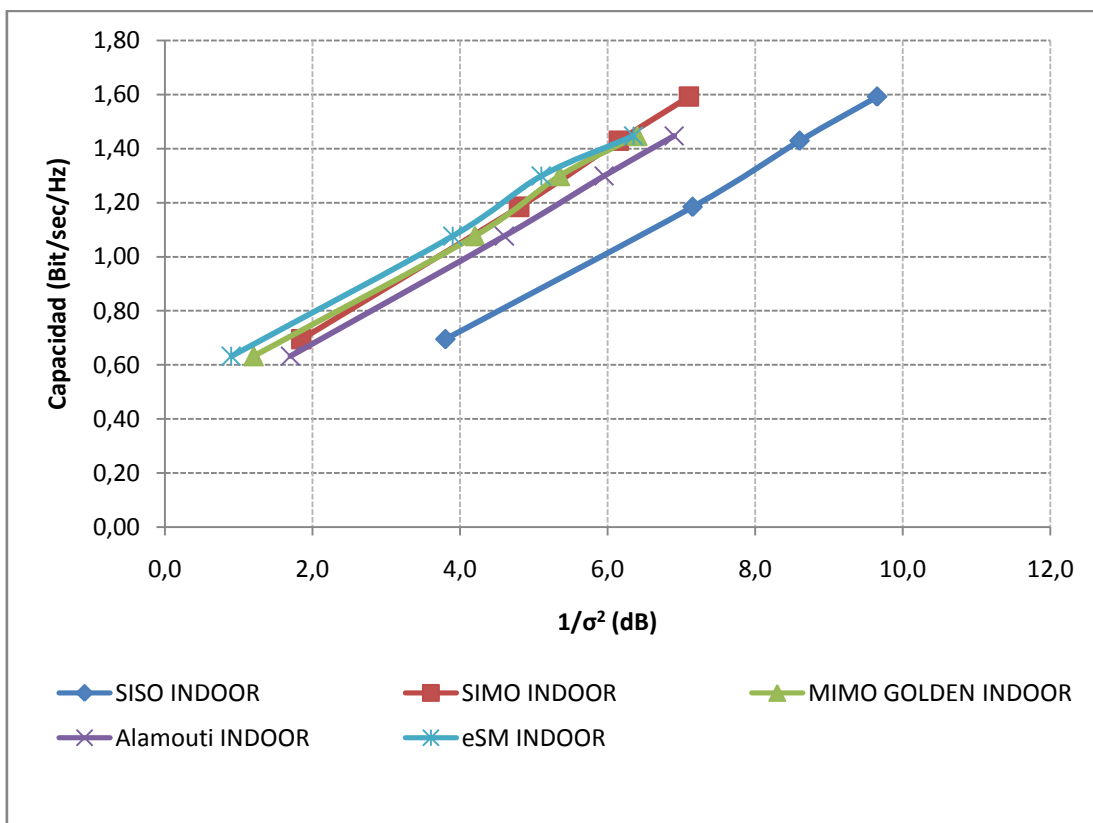


Figura 7-8. Resultados para canal SFN indoor con 3dB de potencia relativa entre trayectos

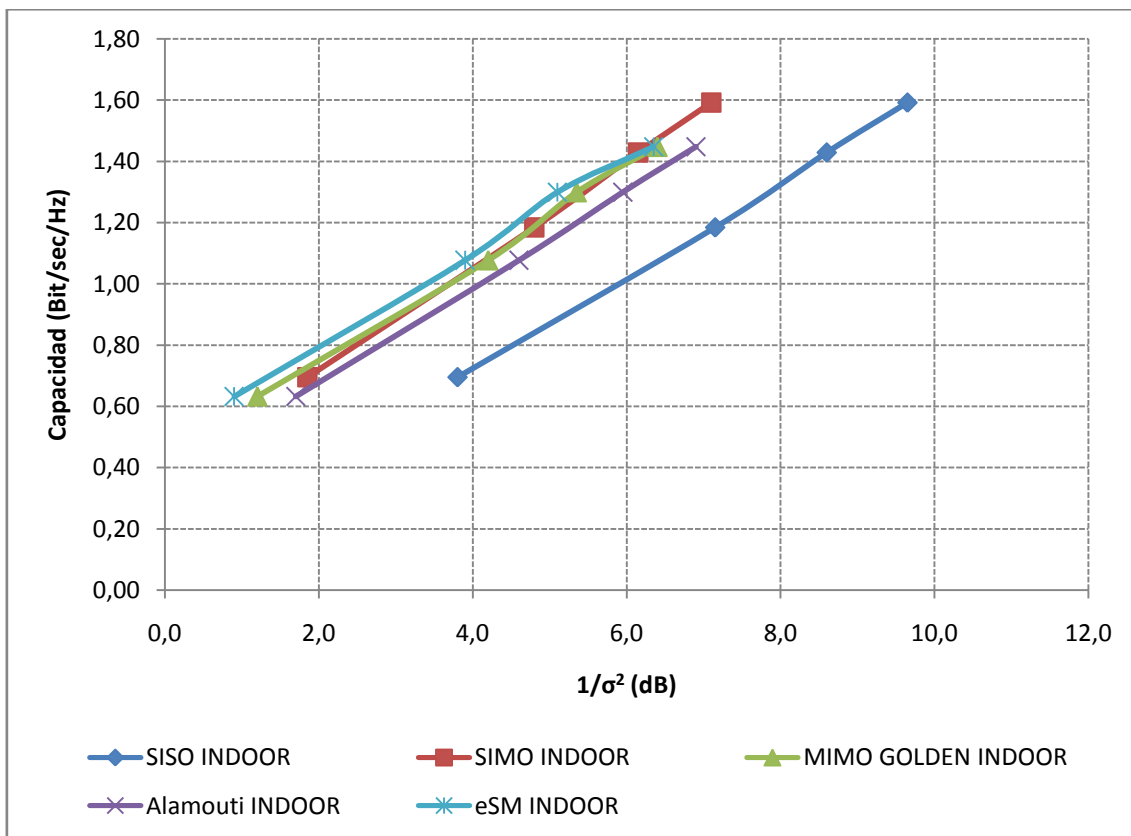


Figura 7-9. Resultados para canal SFN indoor con 0dB de potencia relativa entre trayectos

3.2.2. Resultados para canal SFN outdoor

La configuración del sistema para las simulaciones correspondientes a canal SFN outdoor se muestra a continuación:

- BER menor que 10^{-5} tras el decodificador LDPC, con al menos 200 boques FEC erróneos y un máximo de 20000 bloques LDPC para cada C/N.
- LDPC de 16k con tasas de código 1/4, 1/3, 2/5 y 1/2.
- 8Mhz de ancho de banda.
- Intervalo de guarda de 1/4 .
- Tamaño de la FFT de 4k.
- Potencia relativa entre trayectos: 9, 6, 3, 0 dB

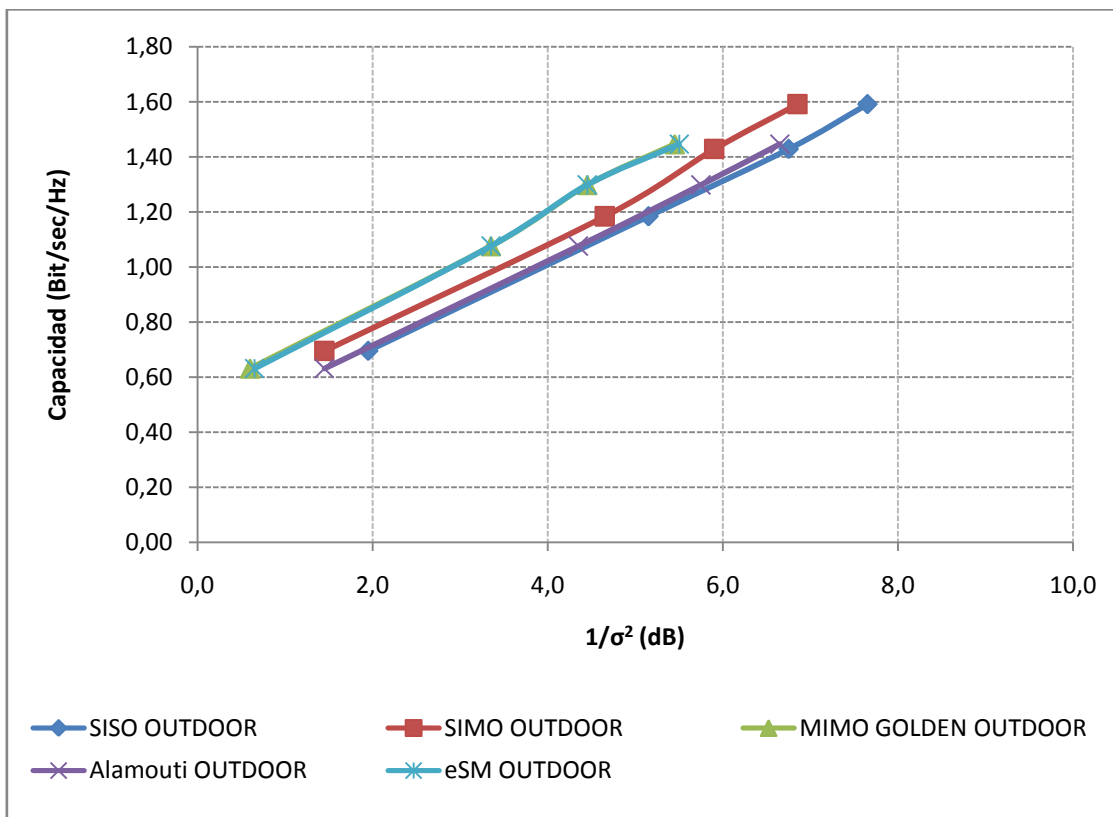


Figura 7-10. Resultados para canal SFN outdoor con 9dB de potencia relativa entre trayectos

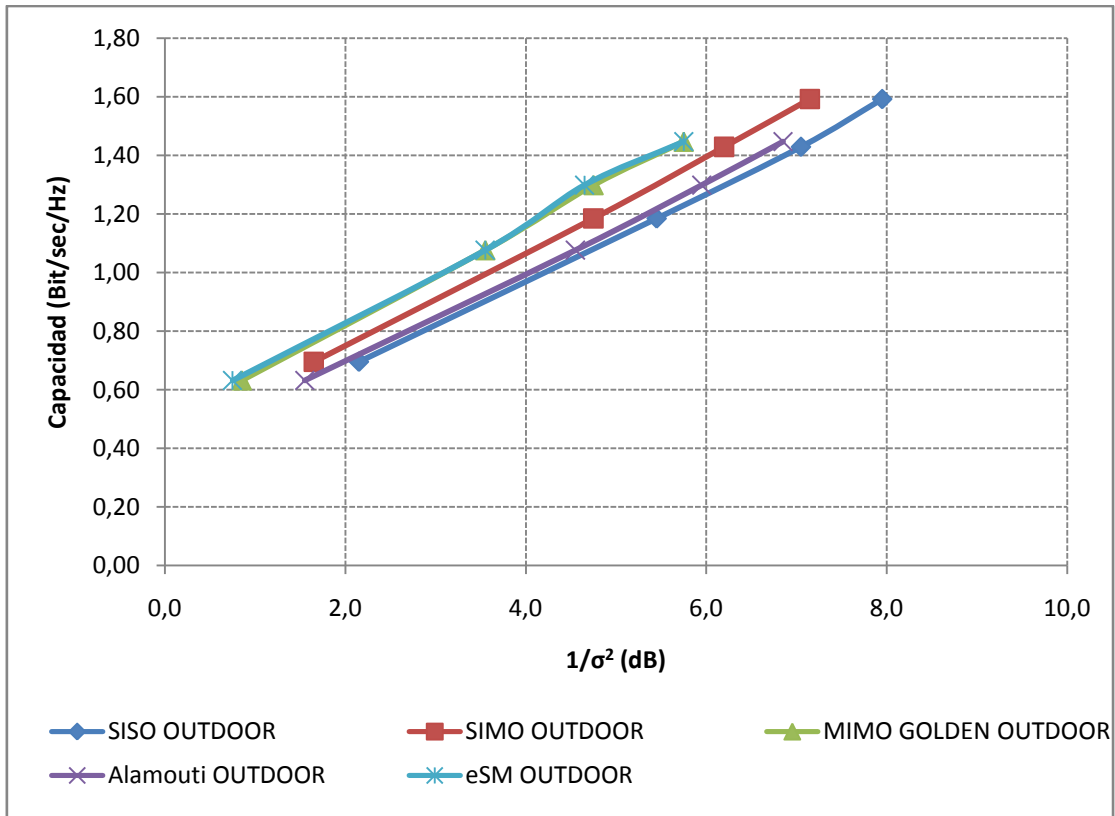


Figura 7-11. Resultados para canal SFN outdoor con 6dB de potencia relativa entre trayectos

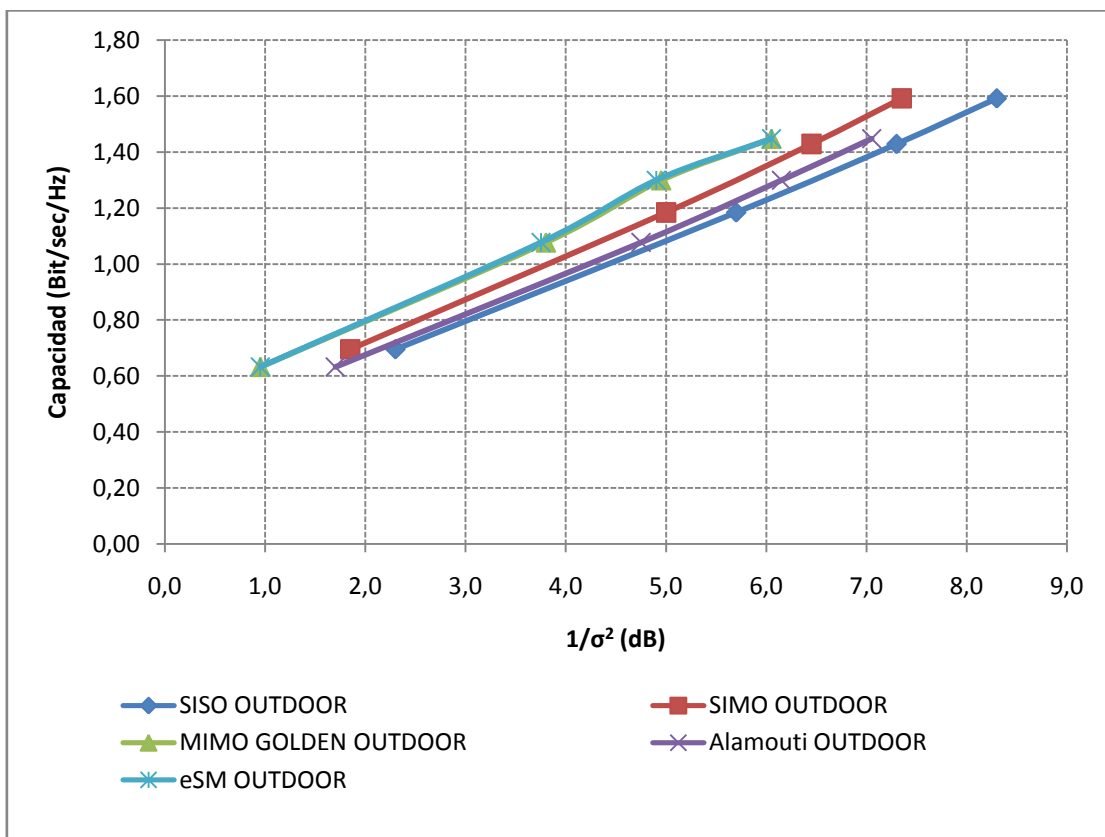


Figura 7-12. Resultados para canal SFN outdoor con 3dB de potencia relativa entre trayectos

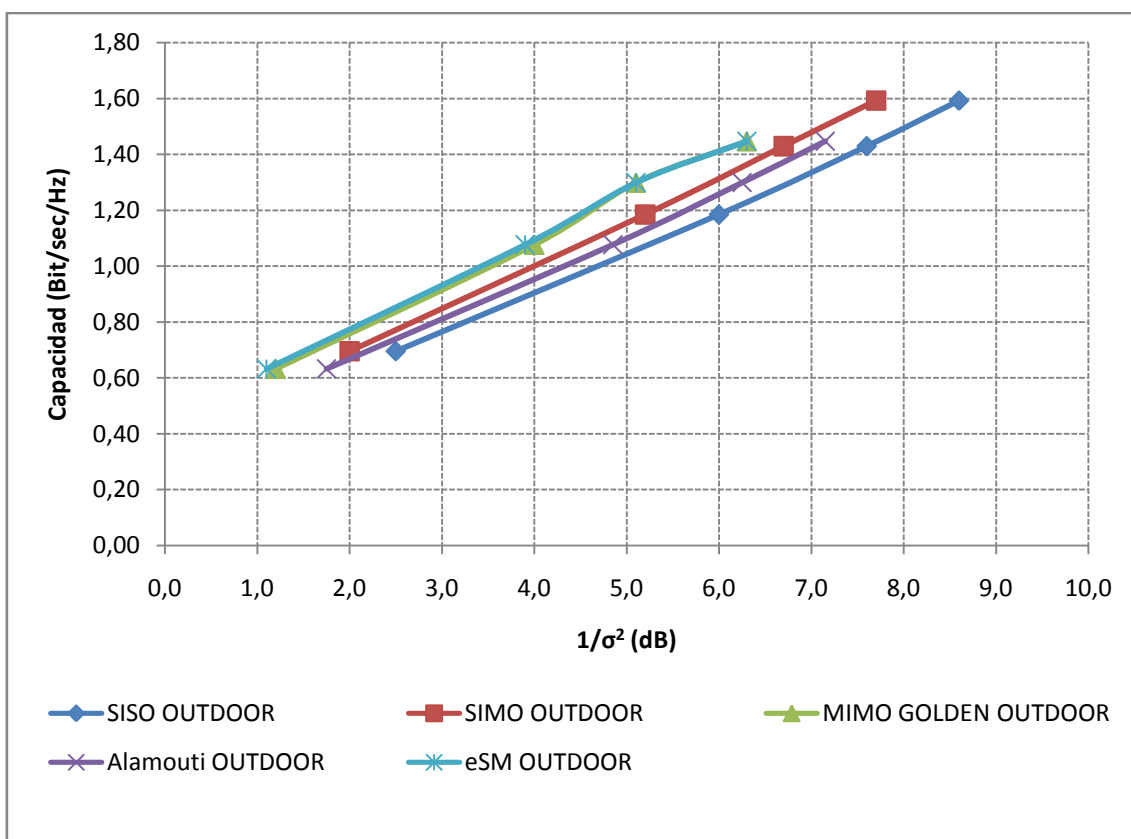


Figura 7-13. Resultados para canal SFN outdoor con 0dB de potencia relativa entre trayectos

3.2.3. Análisis de los resultados

En todas las gráficas presentadas en este apartado se muestra un comportamiento muy similar, Golden Colde y eSM presentan un rendimiento casi idéntico, aunque el de eSM es siempre ligeramente superior o igual, siendo éstos los que ofrecen una mayor capacidad. El rendimiento de SIMO para grandes desapareos de potencia entre los trayectos es notablemente superior al de la codificación de Alamouti, pero éstos se equiparan cuando el desapareo de potencia disminuye.

Para tener una idea cuantitativa de la mejora que se obtiene en términos de $1/\sigma^2$, en las siguientes tablas se muestra una comparativa entre los distintos códigos para los escenarios contemplados.

Tabla 7-12. Comparación de rendimiento entre eSM y SISO en canal SFN indoor

	eSM vsSISO indoor			
	Bits efectivos			
PI	0,63	1,08	1,30	1,45
9dB	2,30	2,53	2,72	2,51
6dB	2,31	2,61	2,68	2,25
3dB	2,33	2,59	2,77	2,34
0dB	2,35	2,59	2,82	2,43

Tabla 7-13. Comparación de rendimiento entre eSM y SISO en canal SFN outdoor

	eSM-SISO outdoor			
	Bits efectivos			
PI	0,63	1,08	1,30	1,45
9dB	0,82	1,13	1,47	1,41
6dB	0,89	1,21	1,57	1,41
3dB	0,77	1,19	1,57	1,33
0dB	0,84	1,37	1,67	1,43

Tabla 7-14. Comparación de rendimiento entre eSM y SIMO en canal SFN indoor

	eSM-SIMO indoor			
	Bits efectivos			
PI	0,63	1,08	1,30	1,45
9dB	0,53	0,50	0,52	0,21
6dB	0,53	0,40	0,42	0,01
3dB	0,55	0,30	0,37	-0,09
0dB	0,43	0,28	0,37	-0,08

Tabla 7-15. Comparación de rendimiento entre eSM y SIMO en canal SFN outdoor

	eSM-SIMO outdoor			
	Bits efectivos			
PI	0,63	1,08	1,30	1,45
9dB	0,23	0,63	0,78	0,53
6dB	0,40	0,55	0,77	0,53
3dB	0,42	0,55	0,82	0,51
0dB	0,40	0,63	0,82	0,53

Tabla 7-16. Comparación de rendimiento entre eSM y Alamouti en canal SFN indoor

	eSM-Alamouti indoor			
	Bits efectivos			
PI	0,63	1,08	1,30	1,45
9dB	0,8	1	0,9	0,7
6dB	0,7	0,8	0,9	0,6
3dB	0,8	0,7	0,9	0,5
0dB	0,6	0,6	0,8	0,4

Tabla 7-17. Comparación de rendimiento entre eSM y Alamouti en canal SFN outdoor

	eSM-Alamouti outdoor			
	Bits efectivos			
PI	0,63	1,08	1,30	1,45
9dB	0,8	1	1,3	1,2
6dB	0,8	1	1,3	1,1
3dB	0,7	1	1,3	1
0dB	0,7	1	1,2	0,9

En las tablas se muestra la diferencia de $1/\sigma^2$ que existe entre eSM y el resto de códigos y configuraciones para alcanzar una misma capacidad (bits efectivos por celda) con una BER de 10^{-5} según el desapareo de potencia entre los distintos trayectos de la SFN. Los datos se muestran con una gradación de colores cuyo tono más claro indica un menor valor, menor ganancia, y cuyo tono más oscuro indica mayor valor, mayor ganancia. Para hallar los valores de $1/\sigma^2$, en el caso de SIMO y SISO se ha hecho uso de interpolación lineal puesto que el número de bits efectivos no concuerda exactamente, como se puede apreciar en el apartado 2 de este capítulo.

La ganancia máxima que se puede obtener con el uso de eSM con respecto a cada una de las distintas configuraciones se resume en la Tabla 7-18.

Tabla 7-18. Ganancia máxima para eSM

	SISO	SIMO	Alamouti
Ganancia máxima (dB)	2,82	0,82	1,3

4. Referencias

- [1] BAENA, V., "Common Simulation Platform Tutorial," DVB Document TM-T20491, Diciembre 2008.
- [2] ETSI EN 302 755 V1.1.1, "Digital Video Broadcasting (DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2)", Septiembre 2009.

DVB

Digital Video Broadcasting

Máster en Electrónica, Tratamiento de Señales y Comunicaciones

Alumno: Darío Pérez-Calderón Rodríguez

Titulación: Ingeniero de Telecomunicación

Tutor: Vicente Baena Lecuyer

Departamento: Ingeniería Electrónica

Área de conocimiento: Tecnología Electrónica



Índice

Capítulo 8: Conclusiones y trabajo futuro	116
1. Conclusiones	116
2. Trabajo futuro	118

Capítulo 8: Conclusiones y trabajo futuro

1. Conclusiones

A lo largo de este proyecto se han presentado tres problemáticas distintas. En primer lugar en el capítulo 3 se plantea cuál sería la mejor base de partida para el nuevo estándar de comunicaciones DVB-NGH. Tras analizar los pros y los contras de los dos candidatos de los que se parte, los estándares DVB-SH y DVB-T2, se puede llegar a la conclusión de que, debido a que DVB-T2 es un estándar mucho más moderno y utiliza técnicas y tecnología del estado del arte, DVB-T2 sería el mejor punto de partida para el futuro estándar DVB-NGH. No obstante, habría que realizar cambios notables al sistema para cumplir con los requisitos de módulo comercial del Proyecto DVB, como pudiera ser la inclusión de tasas de código más robustas para la corrección LDPC o la adición de técnicas MIMO para aumentar la capacidad del sistema.

En el capítulo 4 se presenta una técnica de diversidad frecuencial, constelaciones rotadas, para sistemas SISO, que servirá como antecedente antes de aplicar este tipo de técnicas de diversidad a sistemas MIMO. En el capítulo se explica detalladamente su implementación en DVB-T2, así como las consecuencias que conlleva el uso de esta técnica en la complejidad hardware del demapper. Como aportación de este trabajo se presenta también una manera de reducir esta complejidad un 31% teniendo unas pérdidas de rendimiento prácticamente nulas, pudiéndose alcanzar una reducción mayor aceptando unas pérdidas que pueden llegar hasta 0.5 dB. Sin embargo se ha de tener en cuenta que los resultados presentado en el capítulo 4 se obtienen haciendo uso de un medio de propagación extremadamente hostil, por lo que para canales más reales se tendrán unas pérdidas de prestaciones ostentosamente menores.

Una vez concluido que DVB-T2 representa el mejor candidato como punto de partida de DVB-NGH y habiendo tenido el precedente del uso de diversidad frecuencial en DVB-T2, se deja ver que la inclusión de tecnologías MIMO representan una gran ganancia en cuanto a robustez y capacidad se refiere, primero desde un punto teórico haciendo uso de lo que se denomina capacidad del canal en la Teoría de la Información y luego con resultados de simulación.

Se han estudiado distintos tipos de codificaciones MIMO:

- Alamouti
- Golden Code
- Silver Code
- eSM

Así como sistemas SISO y SIMO, con el fin de comparar sus rendimientos y dilucidar cuál de las configuraciones ofrece un mejor rendimiento en el sistema DVB-NGH.

Cada uno de estas técnicas de codificación o sistemas se ha sometido a estudio bajo diferentes configuraciones de medio de propagación, primero en canales fijos con

características pesimistas, típicas y optimistas (snapshoots) y después en canales con semillas de generación aleatoria.

Los resultados más relevantes que se han obtenido del estudio llevado a cabo en canales fijos se resumen en la Tabla 8-1 y Tabla 8-2. En ellas se muestra la ganancia máxima y mínima, respectivamente, de la técnica de codificación MIMO eSM respecto a las otras técnicas o sistemas que se han analizado, ya que es la más prometedora para DVB-NGH según las prestaciones obtenidas.

Tabla 8-1. Ganancia máxima de eSM frente al resto de codificaciones para snapshoots

	Golden Code	Silver Code	Alamouti	SIMO	SISO
Ganancia máxima (dB)	0,2	0,6	1,4	1,4	3,4

Tabla 8-2. Ganancia mínima de eSM frente al resto de codificaciones para snapshoots

	Golden Code	Silver Code	Alamouti	SIMO	SISO
Ganancia mínima (dB)	-0,1	0,3	0,8	-0,2	2,6

Para los canales que no son snapshoots, los resultados obtenidos se resumen en las Tablas 7-3 y 7-4, donde se presenta la ganancia máxima y mínima respectivamente para eSM con respecto al resto de configuraciones analizadas.

Tabla 8-3. Ganancia máxima de eSM respecto a las otras configuraciones en condiciones de desapareo de potencia

	SISO	SIMO	Alamouti
Ganancia máxima (dB)	2,82	0,82	1,3

Tabla 8-4. Ganancia mínima de eSM respecto a las otras configuraciones en condiciones de desapareo de potencia

	SISO	SIMO	Alamouti
Ganancia mínima (dB)	0,77	-0,09	0,4

Como se puede apreciar en todos los casos se puede obtener una ganancia considerable haciendo uso de la técnica eSM pudiéndose obtener ganancias de hasta 3,4 dB con respecto a los tradicionales sistemas SISO. Esto hace que eSM sea, a la vista de los resultados obtenidos, la codificación más eficiente y por tanto la mejor candidata para DVB-NGH.

También se concluye que las codificaciones Golden Code y Silver Code pueden ejercer como rivales a la codificación eSM desde el punto de vista de prestaciones, pero no desde el punto de vista hardware, ya que la complejidad hardware de la técnica eSM es mucho menor, como se ha explicado en el capítulo 5. Para eSM se necesita un espacio de búsqueda en el demapper de M^2 mientras que para Silver Code es de $2M^3$ y para Golden Code M^4 . Este hecho descarta las dos últimas para una realización física puesto que siempre se buscará un ahorro

en área y en consumo. Si se centra en el número de vectores a comparar en el demapper se tiene que eSM ofrece un ahorro como el que se muestra en la Tabla 8-1, donde se presenta el número de estos a comparar con el vector recibido según la constelación que se use en la transmisión.

Tabla 8-5. Ahorro en número de vectores a comparar en el demapper para eSM

	QPSK	16-QAM	64-QAM	256-QAM
eSM	16	256	4096	65536
Silver Code	128	8192	524288	33554432
Golden Code	256	65536	16777216	4294967296

Como se puede apreciar claramente el ahorro es notable, siendo siempre superior al 87,5%. El número de operaciones a realizar

2. Trabajo futuro

La técnica presentada para la reducción de la complejidad en el demapper de DVB-T2 será sometida a un nuevo estudio con el fin de conseguir una mayor reducción con un coste en rendimiento inapreciable. Esto se hará siguiendo un procedimiento similar al seguido en el capítulo 4, pero esta vez se tendrá una mayor selectividad ya que se discriminarán los 4 subcuadrantes dentro de cada uno de los cuadrantes.

Como consecuencia directa de esta parte del trabajo se llevará a cabo la implementación hardware del demapper propuesto en una FPGA para comprobar las características reales del mismo.

Las pruebas realizadas en los casos de simulación propuestos en este trabajo se refieren a canales invariantes en el tiempo. Sin embargo DVB-NGH será diseñado para recepción móvil por lo que tendrá que soportar una dispersión Doppler considerable. Por ello, es necesario realizar el mismo estudio llevado a cabo en este trabajo para canales móviles, con el fin de analizar las prestaciones de la codificación eSM en condiciones de movilidad moderada y alta, como las definidas en el capítulo 6, en concreto 194,8Hz (350km/h) y 33,3 Hz(60km/h).

También se estudiarán nuevos esquemas de codificación como puedan ser las constelaciones rotadas, usadas en DVB-T2 y explicadas de manera detallada en el capítulo 4 de este proyecto, extendidas a sistemas MIMO. En este caso habría que redefinir la misma, así como volver a estudiar los ángulos de rotación para las distintas modulaciones para obtener un ángulo de rotación que ofrezca una solución de compromiso para los distintos entornos de propagación que se puedan encontrar el sistema.