


	GESTIÓN SERVICIOS BIBLIOTECARIOS					  	
	CARTA DE AUTORIZACIÓN						
CÓDIGO	AP-BIB-FO-05	VERSIÓN	1	VIGENCIA	2014	PÁGINA	1 de 2

Neiva, 20 de Marzo del 2014

Señores

CENTRO DE INFORMACIÓN Y DOCUMENTACIÓN

UNIVERSIDAD SURCOLOMBIANA

Ciudad de Neiva

El (Los) suscrito(s):

Miguel Ernesto Montenegro Garcia, con C.C. No. 1075267721,

Carlos German Trujillo Rojas, con C.C. No. 1075262214,

_____, con C.C. No. _____,

_____, con C.C. No. _____,

autor(es) de la tesis y/o trabajo de grado o _____

titulado Evaluación del rendimiento de la estrategia AMC para la transmisión de video sobre tecnología móvil 4G.

presentado y aprobado en el año 2014 como requisito para optar al título de

Ingeniero Electronico;

autorizo (amos) al CENTRO DE INFORMACIÓN Y DOCUMENTACIÓN de la Universidad Surcolombiana para que con fines académicos, muestre al país y el exterior la producción intelectual de la Universidad Surcolombiana, a través de la visibilidad de su contenido de la siguiente manera:

Los usuarios puedan consultar el contenido de este trabajo de grado en los sitios web que administra la Universidad, en bases de datos, repositorio digital, catálogos y en otros sitios web, redes y sistemas de información nacionales e internacionales "open access" y en las redes de información con las cuales tenga convenio la Institución.

- Permita la consulta, la reproducción y préstamo a los usuarios interesados en el contenido de este trabajo, para todos los usos que tengan finalidad académica, ya sea en formato Cd-Rom o digital desde internet, intranet, etc., y en general para cualquier formato conocido o por conocer, dentro de los términos establecidos en la Ley 23 de 1982, Ley 44 de 1993, Decisión Andina 351 de 1993, Decreto 460 de 1995 y demás normas generales sobre la materia.



CARTA DE AUTORIZACIÓN

CÓDIGO	AP-BIB-FO-05	VERSIÓN	1	VIGENCIA	2014	PÁGINA	2 de 2
--------	--------------	---------	---	----------	------	--------	--------

La versión vigente y controlada de este documento, solo podrá ser consultada a través del sitio web Institucional www.usco.edu.co, link Sistema Gestión de Calidad. La copia o impresión diferente a la publicada, será considerada como documento no controlado y su uso indebido no es de responsabilidad de la Universidad Surcolombiana.

- Continúo conservando los correspondientes derechos sin modificación o restricción alguna; puesto que de acuerdo con la legislación colombiana aplicable, el presente es un acuerdo jurídico que en ningún caso conlleva la enajenación del derecho de autor y sus conexos.

De conformidad con lo establecido en el artículo 30 de la Ley 23 de 1982 y el artículo 11 de la Decisión Andina 351 de 1993, "Los derechos morales sobre el trabajo son propiedad de los autores", los cuales son irrenunciables, imprescriptibles, inembargables e inalienables.

EL AUTOR/ESTUDIANTE:

Firma: Carlos Germán Trojillo R.

EL AUTOR/ESTUDIANTE:

Firma: [Firma manuscrita]





EL AUTOR/ESTUDIANTE:

Firma: _____

EL AUTOR/ESTUDIANTE:

Firma: _____

La versión vigente y controlada de este documento, solo podrá ser consultada a través del sitio web Institucional www.usco.edu.co, link Sistema Gestión de Calidad. La copia o impresión diferente a la publicada, será considerada como documento no controlado y su uso indebido no es de responsabilidad de la Universidad Surcolombiana.

	GESTIÓN SERVICIOS BIBLIOTECARIOS				  		
	DESCRIPCIÓN DE LA TESIS Y/O TRABAJOS DE GRADO						
CÓDIGO	AP-BIB-FO-07	VERSIÓN	1	VIGENCIA	2014	PÁGINA	1 de 4

TÍTULO COMPLETO DEL TRABAJO: Evaluación del rendimiento de la estrategia AMC para la transmisión de video sobre tecnología móvil 4G.

AUTOR O AUTORES:

Primero y Segundo Apellido	Primero y Segundo Nombre
Montenegro Garcia Trujillo Rojas	Miguel Ernesto Carlos German

DIRECTOR Y CODIRECTOR TESIS:

Primero y Segundo Apellido	Primero y Segundo Nombre
Diomedes Obando	Martin

ASESOR (ES):

Primero y Segundo Apellido	Primero y Segundo Nombre
Rupp Penagos Schwarz	Markus Mauricio Stefan





PARA OPTAR AL TÍTULO DE: Ingeniero Electronico

FACULTAD: Ingenieria

PROGRAMA O POSGRADO: Electronica

CIUDAD: Neiva

AÑO DE PRESENTACIÓN: 2014 **NÚMERO DE PÁGINAS:** 132

	GESTIÓN SERVICIOS BIBLIOTECARIOS					  	
	DESCRIPCIÓN DE LA TESIS Y/O TRABAJOS DE GRADO						
CÓDIGO	AP-BIB-FO-07	VERSIÓN	1	VIGENCIA	2014	PÁGINA	2 de 4

TIPO DE ILUSTRACIONES (Marcar con una X):

Diagramas X Fotografías___ Grabaciones en discos___ Ilustraciones en general X Grabados___
 Láminas___ Litografías___ Mapas___ Música impresa___ Planos___ Retratos___ Sin ilustraciones___
 Tablas o Cuadros X

SOFTWARE requerido y/o especializado para la lectura del documento:





Adobe Acrobat Reader (.PDF)

MATERIAL ANEXO:

PREMIO O DISTINCIÓN (En caso de ser LAUREADAS o Meritoria):

PALABRAS CLAVES EN ESPAÑOL E INGLÉS:

	<u>Español</u>	<u>Inglés</u>		<u>Español</u>	<u>Inglés</u>
1.	<u>MIMO</u>	<u>MIMO</u>	6.	<u>CMA</u>	<u>AMC</u>
2.	<u>OFDM</u>	<u>OFDM</u>	7.	<u>Psico-perceptual</u>	<u>Psico-perceptual</u>
3.	<u>Video</u>	<u>Video</u>	8.	<u>LTE</u>	<u>LTE</u>
4.	<u>Visibilidad</u>	<u>Visibility</u>	9.	<u>H.265</u>	<u>H.265</u>
5.	<u>Cadenas</u>	<u>Streams</u>	10.	<u>Priorizado</u>	<u>Prioritized</u>

	GESTIÓN SERVICIOS BIBLIOTECARIOS				  		
	DESCRIPCIÓN DE LA TESIS Y/O TRABAJOS DE GRADO						
CÓDIGO	AP-BIB-FO-07	VERSIÓN	1	VIGENCIA	2014	PÁGINA	3 de 4

RESUMEN DEL CONTENIDO: (Máximo 250 palabras)

La percepción psico-visual de las escenas naturales distorsionadas y la estructura natural de los datos de video, motivan a proponer decisiones de contenido confiable que utilicen esta estructura, para mejorar la transmisión de video sobre redes inalámbricas. En éste estudio, se propone una arquitectura AMC (“Adaptive Modulation and Coding”) para la transmisión de vídeo en tiempo real sobre MIMO –LTE, usando la información de la pérdida de visibilidad en el video. La importancia perceptual de un paquete de video se cuantifica a través de la pérdida de visibilidad del mismo, y el contenido de video se caracteriza por la distribución de la pérdida de visibilidad el cual se propone para estimar “online”. Para capturar de forma conjunta la calidad de vídeo y la tasa de datos de la red, se define la optimización objetiva como la tasa de datos ponderada por la pérdida de visibilidad de cada paquete de video, y se le atribuye una métrica llamada *tasa de datos percibida*. Aplicado a la capa física MIMO-LTE, se usa la pérdida de visibilidad para clasificar los paquetes de video y transmitirlos a través de diferentes subcanales del canal MIMO, usando una política de umbral con secuencias de video codificadas con H.265.



ABSTRACT: (Máximo 250 palabras)

The psycho-visual perception of distorted natural scenes and the structured nature of video data motivate introducing content-aware decisions that utilize this structure for improved video transmission over wireless networks. In this dissertation, we propose an AMC architecture for real-time video transmission over multiple-input multiple-output (MIMO) wireless communication systems using loss visibility. The perceptual importance of a packet is quantified through the packet loss visibility and the video content is characterized by the loss visibility distribution which we propose to estimate online. To jointly capture video quality and network throughput, we define the objective optimization as the throughput weighted by the loss visibility of each packet, a metric coined perceived throughput. Applied to a MIMO physical layer, we use the loss visibility to classify video packets and transmit them through different subchannels of the MIMO channel using a thresholding policy, tested on H.265 encoded video sequences.

APROBACION DE LA TESIS

Nombre Presidente Jurado: *Martin Bravo Obando*

Firma: *Martin Bravo Obando*

Nombre Jurado: *Germán Martínez B.*

Firma: *Germán Martínez B.*

Nombre Jurado: *José David Quintero P.*

Firma: *José David Quintero P.*

Proyecto de Grado

*Evaluación del rendimiento de la estrategia AMC para
transmisión de vídeo sobre tecnología móvil 4G*

Presentado por:

CARLOS GERMAN TRUJILLO ROJAS

Código 2009179039

MIGUEL ERNESTOMONTENEGRO GARCÍA

Código 2008276125

Universidad Surcolombiana
Facultad de Ingeniería
Programa Ingeniería Electrónica
Neiva (Huila)
2014

Proyecto de Grado

*Evaluación del rendimiento de la estrategia AMC para
transmisión de video sobre tecnología móvil 4G*

Presentado por:

CARLOS GERMAN TRUJILLO ROJAS

Código 2009179039

MIGUEL ERNESTO MONTENEGRO GARCIA

Código 2008276125

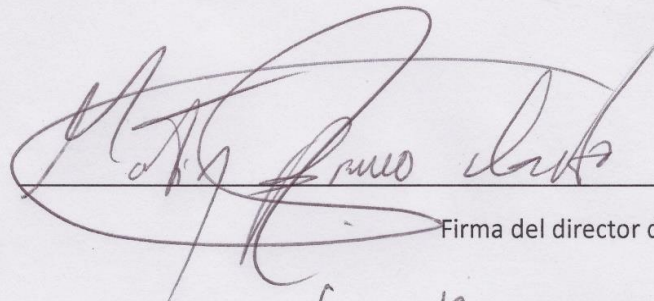
Presentado a:

Comité de currículo

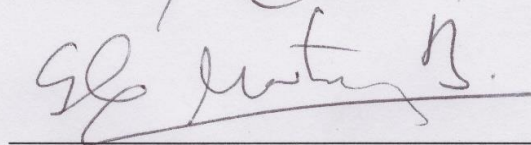
Programa de Ingeniería Electrónica

Universidad Surcolombiana
Facultad de Ingeniería
Programa Ingeniería Electrónica
Neiva (Huila)
2014


Nota de aceptación



Firma del director del proyecto



Firma del primer jurado



Firma del segundo jurado

Agradecimientos

Esta tesis no habría sido posible, Prof.Dr-Ing. Martín Diomédes por haber sido el promotor del proyecto quien en su gran pasión por la investigación, dio la oportunidad a dos estudiantes de disfrutar de su conocimiento y brindarnos una continua asesoría en la Universidad Surcolombiana. Por esto, nos gustaría que fuese el primero en brindarle nuestra extensa gratitud.

Nos gustaría agradecer mucho su directa contribución a la tesis, también a su buena influencia a nivel personal, como durante el transcurso de nuestra carrera ha ayudado a incentivar nuestro espíritu investigativo, y esta tesis refleja nuestra evolución.

Gracias por introducirnos al maravilloso mundo de las comunicaciones inalámbricas LTE, Christian Mehlfürer y Martin Wrulich y Markus Rupp de la universidad de Viena, quienes empezaron el trabajo del simulador, y con el grupo LTE a quien pertenecemos. Gracias a Michael Simko, Qi Wang y Sebastian Caban, con quien tuvimos el placer de compartir algunas video-conferencias. Gracias a Stefan Shwarz, Martin Taranetz, y Philipp Svoboda. Tuvimos una tremenda suerte de ser capaces de aprender de ustedes.

Nos gustaría extender mi gratitud al Prof.Dr-Ing. Thomas Kürner, del TU Braunschweig de Alemania por aceptar nuestra invitación a ser mi revisor de mi aporte y a Mauricio Penagos por la ayuda en la prueba matemática de las ecuaciones propuestas.

También nuestra más sincera gratitud a los doctores Amin Abdel Khalek, Constantine Caramanis y Robert W. Heath Jr ya que sin su ayuda y motivación en el estudio de algoritmos para transmisión de video en tiempo real no habría sido posible.

Además, nos gustaría agradecer a nuestras madres Esperanza Rojas Ramírez y María Elvira García Mera, abuela Luz Elena Ramírez, abuelo Germán Rojas, a nuestras tías Olga Rojas de Borrero, Sonia Montenegro, a Leidy Fernanda Benítez R., Rodolfo García y a Luis Fernando Ortíz, que sin su ayuda durante todos estos años no habría sido posible ser lo que somos ahora.

Finalmente, a Lina Marcela Motta Montenegro y Lesly Yadira Morales por habernos acompañado en todo este camino y ayudarnos a crecer hasta convertirnos en lo que somos ahora.

Prefacio

En éste libro, introducimos un ambiente de simulación a nivel de enlace y de sistema en MATLAB y archivos mex de C++ para ambientes UMTS-LTE. El código fuente de ambos simuladores están bajo uso académico y no comercial, permitiendo a investigadores acceso total a dicha simulación. Viabilidad de código abierto, los simuladores serán capaces de reproducir investigaciones en comunicaciones inalámbricas y comparar algoritmos. En este estudio, explicamos cómo simulaciones a nivel de enlace y de sistema se conectan y muestran como simulaciones de enlace sirve como una referencia de diseño del sistema. Comparamos la precisión del modelamiento de PHY a nivel del sistema tanto a nivel de precisión de bits a nivel de vínculo como a nivel de sistema.

Ésta tesis presenta el diseño y aplicación de un modelo Link-to-System (L2S) capaz de predecir rendimiento de tasa de datos en DownLink de cualquier tipo de información (video en este caso) de redes celulares móviles basado en el estándar 3GPP LTE (Long-Term-Evolution). El enfoque del modelo L2S es precisamente abstraer la capa física en una fracción de la complejidad de las simulaciones a nivel de enlace detalladas. Así, dramáticamente reduce el tiempo de simulación necesaria y habilita la simulación de escenarios más extensos.

La tesis se divide en tres partes importantes. Primero, se describe la tecnología LTE, después se presenta una descripción general del simulador LTE en términos de Reproducibilidad. En la segunda sección se presenta un análisis del proceso de codificación del estándar HEVC, se da una percepción del impacto de las características más relevantes del codificador en el proceso de codificación, se enfatiza en los principales cambios que ha tenido respecto al estándar directamente anterior H.264/MPEG-4 AVC (CTU, direcciones de predicción espacial, TB, WPP, CABAC, entre otras). Por último se presenta una comparación entre el estándar HEVC y H.264/MPEG-4 AVC, pretendiendo mostrar las principales mejoras que ofrece HEVC, en términos de una más baja tasa de bits y mejor compresión de secuencias de video de alta definición.

El modelo de enlace LTE presentado emplea un receptor ZF (Zero Forcing) y se basa en el cálculo post-ecualizado SINR, el cual para el modo de transmisión CLSM MIMO emplea una alta aproximación de SNR en el pre codificador. El modelo de diseño es capaz de predecir eficazmente el rendimiento de la tasa de datos de los siguientes modos LTE definidos y configuración de antenas: Antena única transmisora con combinación MRC; Diversidad de transmisión (TxD) 2×2 , 4×2 , $y 4 \times 4$ en OLSM; $y 2 \times 2$, 4×2 $y 4 \times 4$ para CLSM y algunos arreglos superiores a estos para casos especiales.

En la última sección, se desarrolla el tema principal el cual es la percepción psico-visual de las escenas naturales distorsionadas y la estructura natural de datos de video introduciendo contenido confiable de decisión que utilicen esta estructura para mejorar la transmisión de video sobre redes inalámbricas. En éste estudio, introducimos una estructura para transmisión de vídeo en tiempo real sobre LTE con énfasis en la estructura MIMO usando la

información de pérdida de visibilidad. La importancia de un paquete se cuantifica a través de la pérdida de visibilidad del paquete y el contenido de video se caracteriza por la distribución de pérdida de visibilidad el cual se propone para estimar en línea. Junto con la captura de vídeo y tasa de datos de la red, definimos la optimización objetiva como la tasa de datos pesada por la pérdida de visibilidad de cada paquete, una métrica acuñada de *tasa de datos percibida*. Aplicado a la capa física MIMO- LTE, usamos la información de pérdida de visibilidad para clasificar los paquetes y transmitirlos a través de diferentes subcanales MIMO usando un umbral. Derivamos el umbral óptimo como función de la distribución de pérdida de visibilidad. El umbral óptimo global provee una carga balanceada que iguala la tasa de datos entre la cadena de datos (streams). Proveemos que la arquitectura propuesta sea capaz de multiplicar la ganancia debido a la priorización y una ganancia en tasa de datos debido a la propiedad de balanceo de carga del umbral. Los resultados muestran que las ganancias anteriores están significativamente por debajo de un estado de información de canal lleno como de realimentaciones limitadas. Con el uso de secuencias de video H.265, la arquitectura propuesta logra la misma calidad de video en 17dB menos en potencia de transmisión con sistemas MIMO 2×2. También demostramos ganancia en el exceso de 10dB para un rango de configuraciones de antena.

Los resultados empleados en esta disertación han sido obtenidos por la implementación en MATLAB del modelo L2S, el cual tiene soporte con la facultad de ingeniería de la universidad de Viena y su respectiva colaboración en el desarrollo del mismo. El script de Reproducibilidad para cada trabajo previo en el cual se basó esta tesis puede ser descargado, el cual independientemente pueden ser replicados.

Abreviaciones

3GPP: Third Generation Partnership Project;
ACMI: Accumulated Mutual Information;
AMC: Adaptive Modulation and Coding;
AMP: Asymmetric Motion Partitioning;
AMVP: Advanced Motion Vector Prediction;
ARQ: Automatic Repeat request;
AVI: Actual Value Interface;
AWGN: Additive White Gaussian Noise;
BICM: Bit-Interleaved Coded Modulation;
BER: Bit Error Ratio;
BLER: Block Error Ratio;
BSC: Base Station Controller;
CA: Carrier Aggregation;
CAPEX: CAPital EXpenditure;
CU: Coding Unit;
CB: Code Block;
CC: Chase Combining;
CDD: Cyclic Delay Diversity;
CDF: Cumulative Density Function;
CDMA: Code-Division Multiple Access;
CLSM: Closed Loop Spatial Multiplexing;
CoMP: Cooperative multipoint;
CP: Cyclic Prefix;
C-Plane: Control Plane;
CPICH: Common Pilot Channel;
CQI: Channel Quality indicator;
CRA: Clean Random Acces;
CRC: Cyclic Redundancy check;
CSI: Channel State information;
CTB: Coding Tree Block;
CTU: Coding Tree Unit;
CU: Coding Unit;
DAS: Distributed Antenna Systems;
DBF: Deblocking Filter;
DL: Downlink;
DLSH: Downlink Shared Channel;
DoF: Degrees of Freedom;
D-TxAA: Double Transmit Antenna Array;
ECR: Effective Code Rate;
EDGE: Enhanced Data Rates for GSM Evolution;
EESM: Exponential Effective SINR Mapping;
eNodeB: Evolved Node B;

EPC: Evolved Packet Core;
ESM: Effective SINR Mapping;
E-UTRAN: Evolved UMTS Terrestrial Radio Access Network;
FDD: Frequency Division Duplex;
FFR: Fractional Frequency Reuse;
FR: Full Reuse;
FFT: Fast Fourier Transform;
GoP: Group of Picture;
GSM: Global System for Mobile Communications;
HARQ: Hybrid Automatic Repeat reQuest;
HSDPA: High-Speed Downlink Packet Access;
HSPA: High-Speed Packet Access;
HSS: Home Subscriber Server;
HS-DPCCH: High-Speed Dedicated Physical Control Channel;
HSDSCH: High-Speed Downlink Shared Channel;
HS-PDSCH: High-Speed Physical Downlink Shared Channel;
HS-SCCH: High-Speed Shared Control Channel;
HSUPA: Highspeed Uplink Packet Access;
IA: Interference Alignment;
IMS: IP multimedia Subsystem;
ICI: Inter Carrier Interference;
ISI: Inter Symbol Interference;
IR: Incremental Redundancy;
IP: Internet Protocol;
ISI: Inter-Symbol Interference;
ITU: International Telecommunication Union;
KPI: Key Performance Indicator;
LEP: Link Error Prediction;
L2S: Link-to-System;
LLR: Log-Likelihood Ratio;
LTE-A: LTE advanced;
LMMSE: Linear Minimum Mean Squared Error;
M2M: Machine-to-Machine;
MAC-HS: Medium Access Control for HSDPA;
MC: Motion Compensation;
MCL: Minimum Coupling Loss;
MCS: Modulation and Coding Scheme;
MI: Mutual Information;
MIESM: Mutual Information Effective SINR Mapping;
MIMO: Multiple-Input Multiple-Output;
MME: Mobility Management Entity;
MPM: Most Probable Mode;
MU-MIMO: Multi-User MIMO;
MV: Motion Vector;
MVU: Minimum Variance Unbiased;

MRC: Maximum Ratio Combining;
MU: Multi-user;
NACK: Non-Acknowledged;
NAS: Non-Access Statum;
PB: Prediction Block;
PCI: Precoding Control Information;
PMI: Precoding Matrix Indicator;
PedA: Pedestrian A;
PedB: Pedestrian B;
PU: Prediction Unit;
OPEX: OPerational Expenditure;
OLSM: Open Loop Spatial Multiplexing;
QAM: Quadrature Amplitud Modulation;
QoS: Quality of Service;
RAN: Radio Access Network;
RAP: Random Access Point;
RB: Resource Block;
RI: Rank Indicator;
ROI: Region of Interest;
RLC: Radio Link Control;
RRC: Radio Resource Control;
TB: Transform Block;
TU: Transform Unit;
UE: User Equipment;
UP: Uplink;
OFDMA: Orthogonal Frequency Division Multiple Access;
OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing;
PDP: Power Delay Profile;
RE: Resource Element;
RI: Rank Indicator;
RLC: Radio Link Control;
RNC: Radio Network Control;
ROHC: Robust Header Compression;
ROI: Region Of Interest;
RRC: Radio Resource Control;
SAE: System Architecture Evolution;
SAO: Sample Adaptive Offset;
SCM: Spatial Channel Model;
SC: SubCarrier;
SISO: Single-Input Single-Output;
SGSN: Serving General packet radio service Support Node;
SM: Spatial Multiplexing;
SINR: Signal to Interference and Noise Ratio;
SNR: Signal to Noise Ratio;
S-GW: Serving Gateway;

SQP: Sequential Quadratic Programming;
SSIM: Structural SIMilarity index for images;
ST-MMSE: Space-Time MMSE;
SU: Single User;
TB: Transport Block;
TBS: Transport Block Size;
TDD: Time Division Duplex;
TTI: Transmission Time Interval;
TxAA: Transmit Antenna Array;
TxD: Transmit Diversity;
UE: User Equipment;
UL: Uplink;
URQ: Uniform Reconstruction Quantization;
UMTS: Universal Mobile Telecommunications System;
U-Plane: User Plane;
UTRA: UMTS terrestrial Radio Access;
VSSIM: Structural SIMilarity index for Videos;
WCDMA: Wideband CDMA;
WPP: Wavefront Parallel Processing;
ZF: Zero-Forcing.

Índice general

I	Estándares y Simulador	15
1.	3GPP Long Term Evolution	16
1.1.	Arquitectura de Red	18
1.2.	Capa Física LTE	20
1.2.1.	Transmisión MIMO	22
1.2.2.	Mapeo de Capa-a-Código de Palabra	24
1.2.3.	Codificación de Canal	25
1.2.4.	Realimentación Adaptativa de Canal	26
1.3.	Capa MAC	28
2.	Descripción General del Simulador LTE en Términos de Reproducibilidad	29
2.1.	Simulador a Nivel de Enlace	31
2.1.1.	Estructura del Simulador	31
2.1.2.	Complejidad	35
2.2.	Simulador a Nivel del Sistema	36
2.2.1.	Estructura del Simulador	37
2.2.2.	Complejidad	39
2.3.	Validaciones del simulador	40
2.3.1.	Desempeño de los Requerimientos Mínimos 3GPP	40
2.3.2.	Comparación Cruzada a Nivel de Enlace y de Sistema	41
2.3.3.	Más Validaciones Importantes	43
2.4.	Explicación de Resultados del Simulador	44
2.4.1.	Tasa de Datos en el Enlace	44
2.4.2.	Scheduling LTE	48
II	H.265	51
3.	Estándar de Codificación de Video de Alta Eficiencia (HEVC)	52
3.1.	Diseño del Codificador	52
3.1.1.	Proceso de codificación y decodificación	53
3.2.	Elementos y Características en la Codificación y Decodificación de Video	54

3.2.1.	Sintaxis de la decodificación paralela y estructuración de la slice modificada	58
3.2.2.	Codificación Intracadro y Métodos Especiales	61
3.2.3.	Predicción Intercadro	64
3.2.4.	Transformar, Ajustar y Cuantizar	68
3.2.5.	Codificación de Entropía	69
3.3.	Características Claves	74
3.3.1.	NAL	74
3.3.2.	Acceso Aleatorio y Características de Unión de Bitstream	75
3.3.3.	Conjunto de Imágenes de Referencia y Listas de Imágenes de Referencia	76
3.3.4.	Modo Merge	76
3.3.5.	Predicción de Vectores de Movimiento para un Modo no Merge	78
3.4.	Algunas Comparaciones entre el Estándar HEVC y el Estándar H.264/MPEG-4 AVC	79

III Esquema Propuesto 84

4.	Transmisión de Video en Tiempo Real sobre Sistemas MIMO-LTE	85
4.1.	Contribuciones	86
4.1.1.	Transmisión de Video Optimizada	86
4.1.2.	Entrega de Priorizada Paquetes de Video	86
4.1.3.	Modo de Selección y Adaptación de Contenido de Video Bajo Realimentaciones Completas y Limitadas	86
4.2.	Trabajo Relacionado	87
4.3.	Arquitectura del Sistema	89
4.3.1.	Capa PHY: Modelo del Sistema MIMO	89
4.3.2.	Capa APP: Estimación de Pérdida de Visibilidad	90
4.3.3.	Diseño en Capa Cruzada Basado en Pérdida de Baja Visibilidad	91
4.3.4.	Modulación, Codificación, y Retransmisión	92
4.4.	Un Marco para la Optimización Perceptual basado en Pérdida de Visibilidad	93
4.4.1.	Distribución de la Estimación de Pérdida de Visibilidad	93
4.4.2.	Una Métrica de Tasa de Datos Percibible Optimizada: Tasa de Datos Percibida	94
4.5.	Umbral Basado en Pérdida de Visibilidad	95
4.5.1.	Formulación del Problema	95
4.5.2.	Umbral Optimo: Una Solución de Balanceo de Carga	96
4.5.3.	Modo Selección MIMO y Adaptación de Enlace	98
4.5.4.	Algoritmo de Transmisión de Video Optimizado	99
4.6.	Expresión Calidad de Video y Ganancia de Tasa de Datos	101
4.6.1.	Expresiones de Ganancia con CSIT completo	101
4.6.2.	Expresiones de Ganancia con Realimentación Limitada	102
4.7.	Resultados y Análisis	102
4.7.1.	Secuencias de Video Codificadas con H.265	103
4.7.2.	Tasa de Datos Percibida y Política de Balanceo de Carga	105

4.7.3. Balanceo de Carga y Ganancia de Priorización de Paquetes	106
4.7.4. Ganancias Bajo Realimentaciones Limitadas	110
4.8. Conclusión	111
A. Prueba de Lema 1	112
B. Prueba de Lema 2	114
C. Teorema 1. Política de Umbral.	115
Bibliografía	115

Índice de cuadros

1.1.	Requerimientos 3GPP para U-ETRAN [91]	17
1.2.	Categorías LTE UE [105]. Cada categoría UE y la máxima tasa de datos soportados con SM en DL y UL	17
1.3.	Sistema LTE disponibles de anchos de banda y recursos de bloque [116].	21
1.4.	Mapeo de capas para multiplexación espacial [115]	24
1.5.	Esquema de modulación, Tasa de código efectiva (ECR) del codificador de canal, y datos de bits modulados (codificados) por símbolo para cada CQIs definido en LTE	26
1.6.	Código de palabras LTE para el modo CLSM y dos antenas transmisoras para cada número de capas posible (ν)[115]	27
2.1.	Prueba de escenarios de 3GPP TS 36.101	41
2.2.	Prueba de escenarios de los simuladores L2S (SU CASE)	42
2.3.	Símbolos piloto y factor de eficiencia F en LTE	47
2.4.	Parámetros a nivel de enlace y de sistema para simulaciones 'scheduling'	48
3.1.	Coefficientes del filtro para la interpolación de muestras de luminancia fraccionadas	66
3.2.	Coefficientes del filtro para la interpolación de muestras de crominancia fraccionada.	68
3.3.	Categorías de Muestro EdgeIdx en Clases de Borde SAO	73
3.4.	Tipos de unidades NAL, Significados y Tipo de Clase	74
3.5.	Ahorro de tasa de bit promedio para igual PSNR en aplicaciones interactivas.	82
3.6.	Ahorro de tasa de bit promedio para igual PSNR en aplicaciones de entretenimiento.	83
4.1.	Notación Comúnmente Usada	95

Índice de figuras

1.1.	Arquitectura LTE [107 – 109]. Las líneas sólidas interconectando LTE y 2G/3G, mientras las líneas rayadas el tráfico C-Plane	18
1.2.	Estructura de capas para LTE [107 – 111].	19
1.3.	Estructura de cuadro LTE (modo FDD)	21
1.4.	Distribución de espectro en frecuencia LTE para un ancho de banda de canal ($B_{channel}$) de 3MHz y un espaciamiento de subportadora de 15kHz: $N_{RB}^{DL}=15$ y $N_{SC}^{RB}=12$	21
1.5.	Grilla tiempo-frecuencia LTE: distribución de los recursos en un subcuadro LTE sobre el tiempo (14 símbolos OFDM) y subportadoras de frecuencia ($N_{SC}^{RB} \times N_{RB}^{DL}$)	22
1.6.	Procedimientos de mapeo de capa y Modulación [115]. La primera o segunda palabra de código de salida por el procedimiento de codificación de canal se mezclan, se mapeo el símbolo complejo, distribuido en ν capas, mapeado a N_{NT} puertos de antena transmisoras y convierten en dominio de tiempo . . .	24
1.7.	Procedimientos de codificación de canal para el DLSCCH para un código de palabra [121]. Para el N_{TX} bits, detección de error se provee por una o mas 24-bits CRCs, mientras la corrección de error se provee por la combinación de tasa de turbo código con tasa de bit variable	25
1.8.	Mapeo SNR-a-CQI. Izquierda: Curvas CQI-BLER. Derecha: Mapeo obtenido del 10 % de los puntos BLER	27
1.9.	Ejemplo de 'scheduling' en el dominio tiempo-frecuencia en LTE. En un TTI dado, cada UE se puede asignar a un conjunto de RBs, el cual se codifica empleando un común MCS. Si SM se usa, mientras el codificador puede ser selectivo en frecuencia, un rango común se emplea sobre todo el conjunto de RBs programado al UE.	28
2.1.	Estructura completa del simulador de enlace LTE. El simulador se compone por uno o más bloques en el transmisor, modelamiento de canal para cada bloque de enlace y transmisor. La realimentación de canal implementada como una señalización de canal libre de error retrasada.	32
2.2.	Implementación del transmisor en bajada, como lo especifica[36-38]	33
2.3.	Estructura del receptor en bajada.	34
2.4.	Posibles escenarios del simulador permiten ajustar la complejidad.	35
2.5.	Diagrama esquemático en bloque del simulador a nivel del sistema	37

2.6.	Diagrama esquemático de la clase que muestra la implementación del modelo L2S en el simulador a nivel de sistema LTE	38
2.7.	eNodeB- y dependencia de lugar de pérdida de camino a gran escala y 'shadow fading'	40
2.8.	Simulaciones de tasa de datos de prueba de los escenarios en 3GPP TS 36.101	43
2.9.	Resultados obtenidos con los simuladores L2S	43
2.10.	Tasa de datos de un sistema 2×2 con ancho de banda de 5 MHz comparado con la capacidad de canal, información mutua, y la información mutua alcanzable. <i>Las barras verticales pequeñas con el marcador circular por dentro indican el 99 % de los intervalos de confianza</i>	47
2.11.	Comparación de tasa de datos del sistema obtenido con diferentes estrategias 'scheduling' con simulación a nivel de enlace y de sistema	49
2.12.	Comparación de equidad obtenida con diferentes estrategias 'scheduling' con simulaciones a nivel de enlace y de sistema	49
3.1.	Codificador de Video y decodificador (elementos sombreados)	54
3.2.	Modos de dividir un CB en PBs. Para CBs intrapicture pronosticados, solamente tamaños $M \times M$ y $M/2 \times M/2$ son soportados.	56
3.3.	Subdivisión de un CTB en CBs y bloques transformados (TBs), las líneas solidas indican los limites CB y las líneas punteadas indican los limites TB. La parte izquierda es el CTB con su particionamiento. La parte de la derecha es el quadtree correspondiente al CTB particionado.	57
3.4.	Subdivisión de una imagen en (a) Slices, (b) Tiles y (c) Ilustración del Wpp.	60
3.5.	Modos y orientaciones direccionales para predicción intracuadro.	61
3.6.	Posiciones de muestras enteras y fraccionadas para una interpolación de luminancia.	65
3.7.	Tres métodos de escaneo HEVC. (a) Diagonal 'up-right' (b) Horizontal (c) Vertical	70
3.8.	Cuatro patrones de gradiente utilizados en SAO. La muestra nombrada como "p" indica un centro de la muestra para ser considerado. Dos muestras nombradas como "n ₀ " y "n ₁ " especifican dos muestras vecinas a lo largo de los gradientes paternos (a) horizontal (sao-eo-class = 0), (b) vertical (sao-eo-class = 1), (c) 135° diagonal (sao-eo-class = 2), y (d) 45° (sao-eo-class = 3).	73
3.9.	Ejemplo de una estructura de predicción temporal y los valores POC, orden de decodificación, y contenido RPS para cada imagen.	77
3.10.	Posición de los candidatos espaciales de la información de movimiento.	77
3.11.	Tamaños de bloques más grandes mejoran la eficiencia de codificación.	80
4.1.	Diagrama en bloque del sistema de transmisión de video MIMO-LTE	91
4.2.	Ejemplo y gráfica de la prueba de la balanceo de carga en Teorema 1	98
4.3.	Mapa de Pérdida de Visibilidad de la Secuencia de Video Foreman H.265 usando un GoP IBPBP con 18 slices horizontales por cuadro y una duración de 16 GoP	103

4.4. Caso de estudio de la política basado en pérdida de visibilidad para la secuencia de video Foreman con sistema MIMO-LTE 4×4, cadenas $S = 3$, y $E_s/N_0 = 5dB$. El límite de retransmisión es $r = 4$	104
4.5. Comparación de la política de umbral basado en pérdida de visibilidad vs. transmisión MIMO-LTE para secuencia de video Foreman H.265 codificado para diferentes configuraciones de antena sobre un rango SNR. El límite de retransmisión es $r = 4$ y el tiempo de coherencia de canal es 1 GoP	105
4.6. Tasa de datos percibida PT vs. umbral de pérdida de visibilidad \hat{v} para $N_t = N_r = S = 3$	106
4.7. Comparación de la tasa de datos percibida y por multiplexación espacial pre-codificada para sistemas MIMO-LTE 4×4 para diferentes números de cadenas.	107
4.8. Análisis de Ganancia del balanceo de carga G_{LB}	107
4.9. Analisis del efecto de canal de coherencia en el tiempo en la tasa de dato del balanceo de carga para video secuencia Foreman	108
4.10. (a) Distribución de pérdida de visibilidad para video secuencias Foreman; (b)Corresponde a ganancia de priorización de paquetes G_{PP} vs. SNR para dos clases de paquetes ($S=2$ cadenas espaciales) para $r = 0$ con diferentes configuraciones de paquetes	109
4.11. Ganancia alcanzada con realimentación limitada para diferentes tamaño de código de palabras y configuraciones de antena	110

Parte I
Estándares y Simulador

Capítulo 1

3GPP Long Term Evolution

En su release 8, Long Term Evolution (LTE) se estandarizó por 3GPP como sucesor del estándar UMTS (Universal Mobile Telecommunications System). LTE se diseñó pensando en un servicio de conmutación de paquetes en vez de conmutación de circuitos, así continúa la tendencia de GSM (Global System for Mobile Communications), para GPRS, EDGE, y HSPA (High-Speed Downlink Packet Access). Durante ésta evolución, se ha visto como el enfoque se ha movido hacia adelante previendo viabilidad de ancho de banda en las comunicaciones, también como los servicios clásicos de voz y texto. Desde los primeros servicios de paquetes, no solo la tasa de datos se ha incrementado dramáticamente, sino también se decreta la latencia [80,85, 86]. Los primeros sistemas basados en 2G tales como GPRS fueron capaces de ofrecer transferencia de datos del orden de 10 kbit/s, mientras en su última iteración, HSPA puede teóricamente alcanzar picos de datos de 80 Mbit/s por combinación de portadoras de 5 MHz y técnicas MIMO [87-89]. La combinación de tasa de datos más elevadas, menor latencia, daban la necesidad de evolución no lineal entre el volumen de tráfico y el costo [90], contribuyó a los requerimientos de LTE 3GPP, los cuales se resumieron en los siguientes puntos [91-93]:

- Incrementó los picos de datos de 100Mbit/s en Downlink y 50 Mbit/s en Uplink, también mejoró la eficiencia espectral.
- Ancho de banda escalable.
- Fácil interconexión entre sistemas existentes 3GPP y migración efectiva LTE, resulta en una reducción de dinero (CAPital EXpenditure CAPEX)
- Arquitectura de red simplificada permitiendo un bajo costo operacional (OPERational EXpenditure OPEX) y soporte para usuarios de alta movilidad.

El cuadro 1.1 lista los requerimientos 3GPP para LTE RAN, E-UTRAN. Las capacidades finales de LTE, sin embargo van más allá de esos objetivos definidos en los requerimientos. Para instanciar, además. Los objetivos de tasa de datos pico de DL y UL se configuraron en 100 y 50 Mbit/s respectivamente [94], los usuarios LTE, UE, soportan hasta 30 Mbit/s DL y 75 Mbit/s UL como tasas pico.

Derivando del estándar previo UMTS, el cual se basó en W-CDMA, la LTE PHY se basó en OFDMA [95] en DL, SC-FDMA [95] en el UL [96 - 99], el cual ambos convierten el

		Requerimientos		Configuraciones
DL	UE throughput	peak data rate	100 Mbit/s	2 TX x 2 RX 20 MHz DL
		5 % point cdf	3x-4x Rel'6 HSDPA	
		avg. throughput	3x-4x Rel'6 HSDPA	
	spectral efficiency	3x-4x Rel'6 HSDPA		
UL	UE throughput	peak data rate	50 Mbit/s	1 TX x 2 RX 20 MHz UL
		5 % point cdf	2x-3x Rel'6 HSDPA	
		avg. throughput	2x-3x Rel'6 HSDPA	
	spectral efficiency	2x-3x Rel'6 HSDPA		
		spectrum allocation	1.4, 3, 5, 10, 15, 20 MHz possible	

Cuadro 1.1: Requerimientos 3GPP para U-ETRAN [91]

canal de frecuencia selectiva en subcanales de frecuencia plana con prefijo cíclico [100]. Los subcanales de frecuencia plana tienen una gran ventaja que en el caso de transmisiones MIMO, un óptimo receptor se puede implementar con razonable complejidad, opuesto al sistema W-CDMA, donde la ecualización en el dominio de tiempo se necesita [101]. Tradicionalmente OFDMA permite 'scheduling' en el dominio de la frecuencia, haciéndolo posible para asignar recursos PHY para usuarios con condiciones de canal óptimo. Esto ofrece un gran potencial de ganancia de tasa de datos en DL debido a diversidad multi-usuarios [102,103]. LTE también incluye una interfaz para comunicación entre estaciones base (eNodeBs en la nomenclatura LTE), llamado interfaz X-2, el cual puede ser usado para manejar interferencia y coordinación eNodeB, enfocándose en la interferencia inter célula.

LTE define cinco UE categorías de radio, para los cuales un UE dado tiene un parecido a [105]. Ese rango de UE no soporta transmisión MIMO con una tasa de datos de 10Mbit/s DL y 5Mbit/s UL a 4x4 hasta 300Mbit/s DL y 70 Mbit/s. El cuadro 1.2 detalla la máxima tasa de datos para DL y UL, también como la multiplexación espacial MIMO.

Modalidad	Descripción	UE Category				
		1	2	3	4	5
DL	peak throughput [Mbit/s]	10.3	51	102	150.8	302.8
	max. number of supported layers for SM	1	2	2	2	4
	max. number of supported streams for SM	1	2	2	2	2
UL	peak throughput [Mbit/s]	5.2	25.5	51	51	75.4
	support for 64-QAM	No	No	No	No	yes

Cuadro 1.2: Categorías LTE UE [105]. Cada categoría UE y la máxima tasa de datos soportados con SM en DL y UL

1.1. Arquitectura de Red

La arquitectura básica de red de LTE tiene tres partes importantes: (i) el terminal móvil, llamado UE, el cual esta conectado, la red (ii) E-UTRAN, y (iii) el núcleo de red, llamado Evolución de la Arquitectura del Sistema (SAE), el principal componente de EPC (Evolved Packet Core). La Figura 1.1 muestra ambos elementos de cada una de las partes de la red y su interconexión a la red 2G/3G.

En la arquitectura SAE todos los usuarios tienen dirección IP en el núcleo de red y provee acceso externo de los paquetes de red que realizan un número de funciones para idle y terminales activo. Conectados al núcleo de red, el rendimiento de las funciones de interferencia RAN para terminales en modo activo [106].

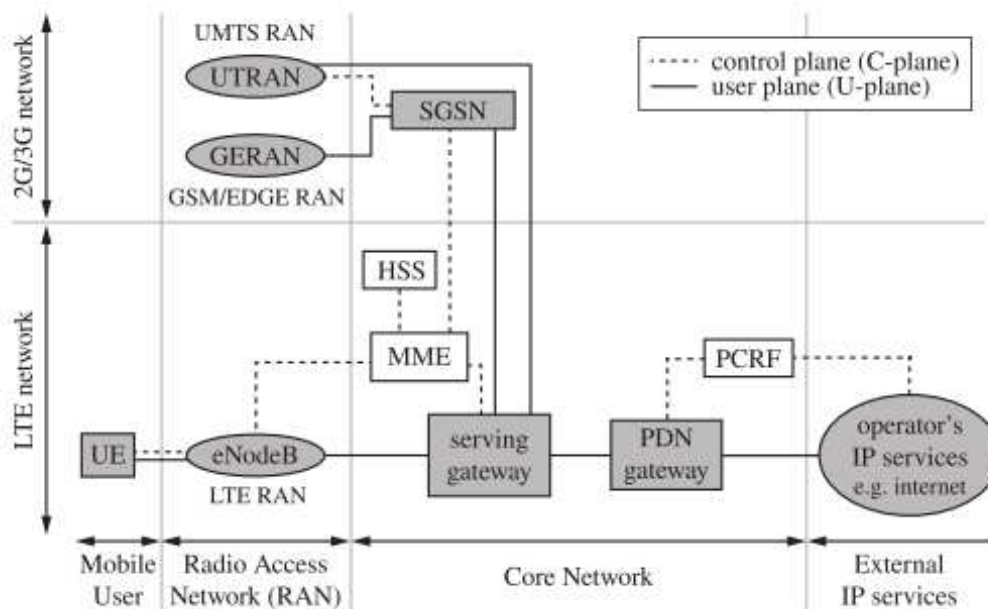


Figura 1.1: Arquitectura LTE [107 – 109]. Las líneas sólidas interconectando LTE y 2G/3G, mientras las líneas rayadas el tráfico C-Plane

En contraste a las arquitecturas a priori, la LTE RAN es una red 'meshed' donde las funciones previamente se llenan por RNC en UMTS y/o el controlador de estación base (BSC) en GSM se integraron en eNodeB. En orden de dar viabilidad a la topología RAN, los eNodeBs no son solo jerarquizadas conectadas al núcleo de red sino que también son capaces de comunicarse uno con otro, el cual lo hace potencialmente posible emplear esquemas de cooperación eNodeB para incrementar el rendimiento de la red. Para eNodeB implementa las siguientes funcionalidades RAN, los cuales se muestran en la Figura 1.2:

- Todos los procedimientos PHY y MAC, incluyendo la adaptación de enlace, Petición de requerimiento automático híbrido (HARQ), y búsqueda de célula.

- Control de Radio Enlace (RLC): Segmentación y control Petición de requerimiento automático (ARQ) del radio.
- Protocolo de convergencia de Paquetes de Datos (PDCP): Compresión de la cabecera IP a compresión de la cabecera robusta (ROHC)[110] y encriptación de 'stream' de datos de usuario.
- Control de recurso de radio (RRC): a nivel de plano C, controla la entrega, manejo de calidad de servicio (QoS), establece y mantiene la barrera de radio, de administración de claves (llaves), y controles/reportes de medición de UE.
- Administración de recursos (RRM): Asegura los recursos radiales asignándolos eficientemente y QoS impuestos por el núcleo de red. La capa de red RRM logra controlar la admisión radial. conexión de movilidad, y 'scheduling' UL/DL.
- Selección de un entidad de administración de movilidad (MME) en UE.
- Enrutamiento del plano U hacia servicio de compuerta (S-GW).

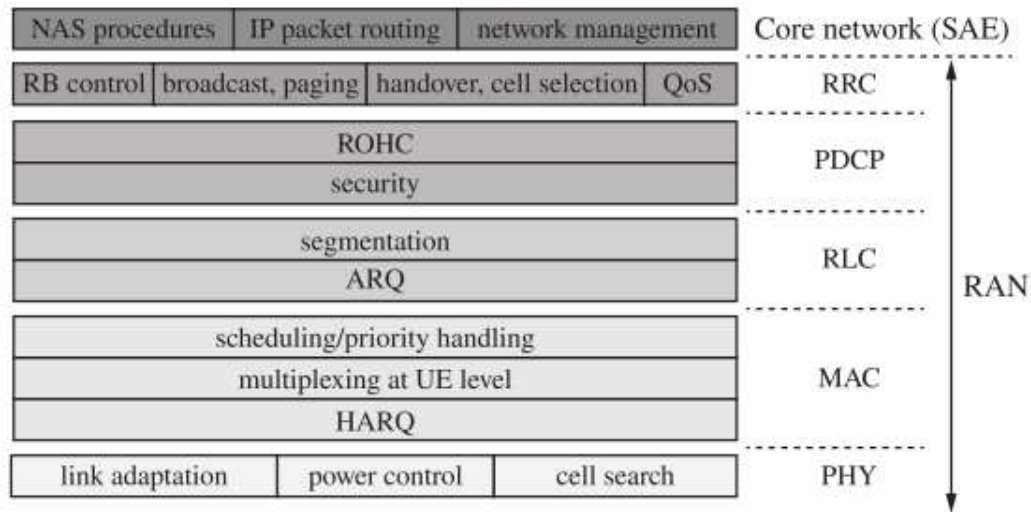


Figura 1.2: Estructura de capas para LTE [107 – 111].

El núcleo de red SAE es responsable del procedimiento de Estado de No Acceso (NAS) [112], el cual incluye movilidad UE, administración de sesión IP, y seguridad para esos. También provee enrutamiento de paquetes para SAE, y administración de red. Los elementos más importantes del EPC son MME, S-GW, y P-GW [108 – 113], los cuales realizan las siguientes funciones:

El MME soporta suscripción y administración de sesión a nivel del plano C:

- Selección S-GW y P-GW, también el control de estado de movilidad y roaming.
- Protección de cifrado e integridad de señalización NAS.
- Distribución de paginación de mensajes para el eNodeBs (Evolved Node Bs).
- Señalización entre nodos de diferente núcleos de red para movilidad entre 3GPP incluyendo Servicio general de paquetes (SGSN) para redes 2G o 3G 3GPP .
- Control de seguridad junto con Servicio de Seguridad de Hogar (HSS), el cual soporta la base de datos que contiene información de suscripción del usuario.

El S-GW es el punto de terminación hacia la RAN. Soporta la terminación de paquetes en el plano U y su conmutación cuando requiere movilidad del UE, también como enrutamiento y reenvío. Para movilidad UTRAN (3G), la conexión se hace directamente con UTRAN RAN, mientras la señalización a traviesa el SGSN. Para movilidad GSM EDGE (GERAN)(2G), ambos planos C y U se enrutan en SGS, como se muestra en la Figura 1.1.

Por último, P-GW sirve como un punto de anclaje para sesiones PDNs. Soporta:

- Filtrado de paquetes y/o marcaje de funcionalidades DHCP (localización de direcciones IP).
- Carga a nivel de servicio y tasa de esfuerzo, junto con la Policy Y Funciones de regla de carga (PCRF).

Esta funcionalidad se esparsa en los elementos SAE que permite implementación más especializada del MME, S-GW, y P-GW. Así, el MME se optimiza por el procesamiento en el plano C, mientras S-GW se optimiza en el proceso de alta tasa de datos en el plano U. El rendimiento de la función P-GW análogo para el enrutador de frontera en la arquitectura comúnmente llamada Diff-Ser IP [114] para el núcleo de red LTE.

1.2. Capa Física LTE

La capa LTE PHY sustituye la tecnología CDMA empleada en el estándar 3G con una capa PHY OFDM, el cual implica que los recursos PHY ya no son mas un código en el dominio del tiempo, sino mas bien en frecuencia y tiempo (en ambos casos se utiliza adicionalmente MIMO).

En LTE, las transmisiones se organizan en cuadros de radio con una duración de 10 ms, tanto en modo de División de Tiempo Duplex (TDD) como en División en Frecuencia Duplex (FDD). En orden de evitar interferencia intersímbolo, un CP se añade al principio de cada símbolo, con un tamaño de $5.21\mu s$ para el primer símbolo o $4.7\mu s$ para los siguientes seis símbolos (Figura 1.3). Un configuración mas larga de CP también se estandarizó, pero no se considera para en éste trabajo de transmisión de video en tiempo real.

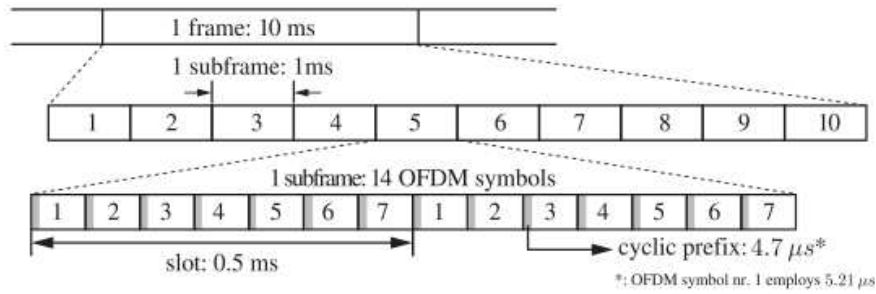
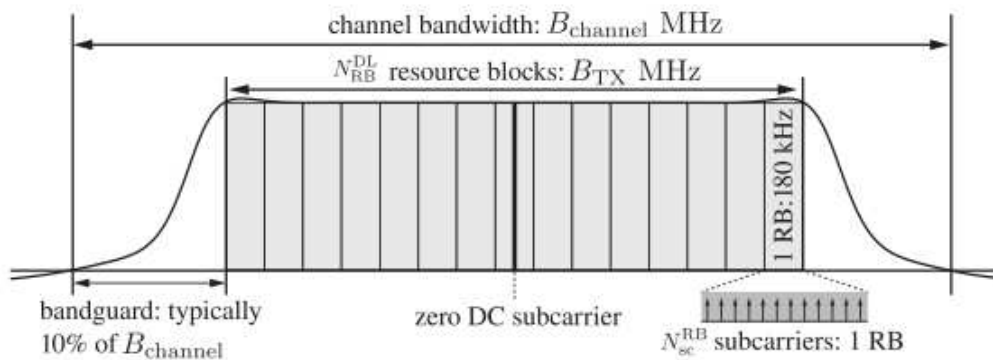


Figura 1.3: Estructura de cuadro LTE (modo FDD)

Channel bandwidth ($B_{channel}$) [MHz]	1.4	3	5	10	15	20
Number of RBs (N_{RB}^{DL})	6	15	25	50	75	100
Number of data subcarriers	72	180	300	600	900	1200
Transmisión bandwidth (B_{TX}) [MHz]	1.08	2.7	4.5	9	13.5	18
Bandguard size [% of $B_{channel}$]	23 %	10 %	10 %	10 %	10 %	10 %

Cuadro 1.3: Sistema LTE disponibles de anchos de banda y recursos de bloque [116].

En el dominio de la frecuencia, el ancho de banda disponible se divide en subportadoras ortogonales igualmente espaciadas. El espaciamiento típico de subportadoras, el cual se usa en ésta tesis es 15kHz, además una más pequeña disponible de 7.5kHz también es posible. Las subportadoras se organizan en grupos de subportadoras consecutivas N_{sc}^{RB} , el cual 12 para el tamaño normal CP y 24 cuando se usa espaciamiento de subportadoras de 7.5kHz. Cada uno de los grupos, con un span de 180kHz, se refiere a RB, como se muestra en Figura 1.4. El estándar define un conjunto posible de ancho de bandas [116], el cual determina el número de RBs, datos de suportadoras y el tamaño de banadas de guarda, como se lista en el cuadro 1.3.

Figura 1.4: Distribución de espectro en frecuencia LTE para un ancho de banda de canal ($B_{channel}$) de 3MHz y un espaciamiento de subportadora de 15kHz: $N_{RB}^{DL}=15$ y $N_{sc}^{RB}=12$.

Combinando la partición en tiempo y frecuencia, una grilla de tiempo-frecuencia tales como se muestran en la Figura 1.5 se obtienen. Cada elemento resulta de esta separación llamado elementos de recursos (RE), Y define la posición en el cual los datos se transmiten, se refiere a los símbolos o canal de control/datos se colocan en el frame DL.

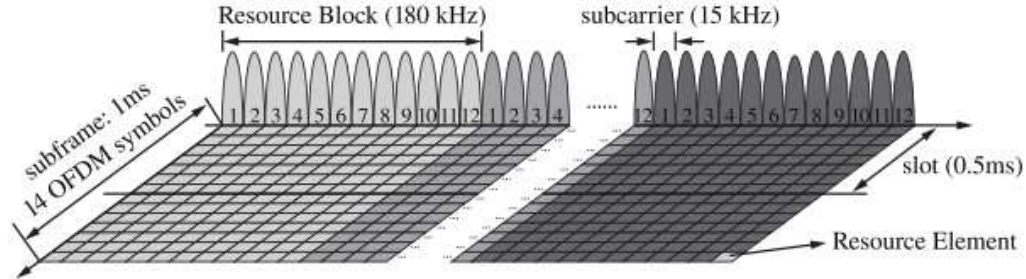


Figura 1.5: Grilla tiempo-frecuencia LTE: distribución de los recursos en un subcuadro LTE sobre el tiempo (14 símbolos OFDM) y subportadoras de frecuencia ($N_{SC}^{RB} \times N_{RB}^{DL}$)

1.2.1. Transmisión MIMO

Técnicas MIMO son una de las principales que logran los requerimientos para E-UTRAN en el cuadro 1.1. El estándar LTE define el soporte para uno, dos, y cuatro antenas transmisoras. El modo de soporte multi-antena emplea T×D o esquemas de transmisión SM en orden de incrementar la diversidad, tasa de datos, o ambos. Esos se describen en detalle por las dos antenas transmisoras para ilustrar el concepto detrás de ellos, considerando por el caso de cuatro antenas como una extensión de éste caso. SM puede ser operado en dos modos: OLSM y CLSM. Mientras en ambas realimentaciones el número de capas espaciales se usaron, en OLSM no hay matriz de precodificación que se use, mientras en CLSM, la matriz óptima de información realimenta eNodeB por UE.

Diversidad al Transmitir

El modo T×D provee diversidad de transmisión por Alamouti STBC [117]. Para el caso de dos antenas transmitiendo, el vector $\mathbf{x} = [x_0, x_1]^T$, se mapea la salida de cada antena \mathbf{y} , el cual se envía sobre dos slots de tiempo (column-wise), como $\mathbf{y} = \begin{bmatrix} x_0 & -x_1^* \\ x_1 & x_0^* \end{bmatrix}$ [116].

Lazo de Multiplexación Espacial Abierta

En un esquema SM, el vector transmisor \mathbf{x} contiene los símbolos de datos modulados que se multiplicaron por la matriz de precodificación \mathbf{W} , generando el vector de salida \mathbf{y} para ser enviado sobre las antenas. Así, $\mathbf{y} = \mathbf{W}\mathbf{x}$.

En LTE, el tamaño del vector \mathbf{x} se refiere a número de capas (denotado por ν), y es el número de símbolos simultáneamente transmitidos sobre las antenas disponibles N_T . Así, la matriz de precodificación generadora \mathbf{W} genera ν que se envían sobre \mathbf{x} en N_T antenas.

OLSM emplea un precodificador fijo (o un conjunto cíclico de precodificadores en el caso de cuatro antenas) y permite por el número de capas ν para ser configuradas. Para compensar por la opción del precodificador subóptimo, OLSM adicionalmente aplica Diversidad de Retraso Cíclico (CDD) para el vector símbolo a transmitir [118]. CDD corre la señal a transmitir en dirección del tiempo y transmite esa copia de señal modificada sobre copias de las antenas transmisoras. El corrimiento de tiempo se insertan ciclicamente, así no afectan la interferencia Inter-Símbolo (ISI). Esto resulta en incrementar el número de caminos de propagación de canales, y así incrementa diversidad sin complejidad adicional en el receptor [119].

Para el caso de dos antenas transmisoras, y en un instante k , la transmisión de un vector símbolo \mathbf{x}_k del tamaño de símbolo ν , se puede formular como

$$(1.2.1) \quad \mathbf{y}_k = \mathbf{W}\mathbf{D}_k\mathbf{U}\mathbf{x}_k$$

donde \mathbf{D}_k cíclicamente corre el retraso dependiente en el índice de tiempo k , y \mathbf{D} , \mathbf{U} y \mathbf{D}_k se define como [115]:

$$(1.2.2) \quad \mathbf{W} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{U} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & e^{-i2\pi/2} \end{bmatrix}, \mathbf{D}_k = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{-i2\pi k/2} \end{bmatrix}.$$

La matriz cíclica CDD con un periodo de dos, \mathbf{D}_k se puede expresar como $\mathbf{D}_{k \bmod 2}$ para el caso de dos antenas transmisoras. Para $\nu=1$, OLSM no se define.

En el caso de cuatro antenas transmisoras, en vez de una matriz fija \mathbf{W} , un precodificador diferente se aplica después del vector ν , también como $\mathbf{D}_{k \bmod 4}$ en vez de $\mathbf{D}_{k \bmod 2}$. Apropiadas matrices \mathbf{U} , \mathbf{D}_k y \mathbf{W} se definen para $\nu=3,4$ en [115].

Lazo de Multiplexación Espacial Cerrada

A menos que la realimentación se invalide por un cambio de canal abrupto, la ganancia se puede obtener en comparación a OLSM por señalar al eNodeB una matriz de precodificación \mathbf{W} en combinación con el número deseado de capas ν en vez de emplear CDD. Así, expresando el vector de salida \mathbf{y} como $\mathbf{y}=\mathbf{W}\mathbf{x}$.

En orden de simplificar la señalización, en vez de realimentar la matriz del precodificador óptimo [120], un precodificador se escoge de un libro de código predefinido, el índice del cual se envía al eNodeB como realimentación. Para $N_{NT} = 2$, el libro de código LTE se comprimió a precodificadores de cuatro ($\nu = 1$) y dos ($\nu = 2$), el cual se listó en el cuadro 1.6. Para cuatro antenas transmisoras, el 'span' del libro de código se escogió 15 para $\nu \in \{1,2,3,4\}$.

1.2.2. Mapeo de Capa-a-Código de Palabra

El estándar LTE permite hasta dos 'streams' paralelos, llamados códigos de palabras, para ser transmitidos simultáneamente. Como se ve en la sección 1.2.1, hasta cuatro símbolos pueden ser enviados simultáneamente cuando se usa OLSM o CLSM. Mientras los procedimientos de precodificación relacionados trabajan por capas, los reportes de la codificación de canal y la calidad de canal trabajan a base de código de palabra.

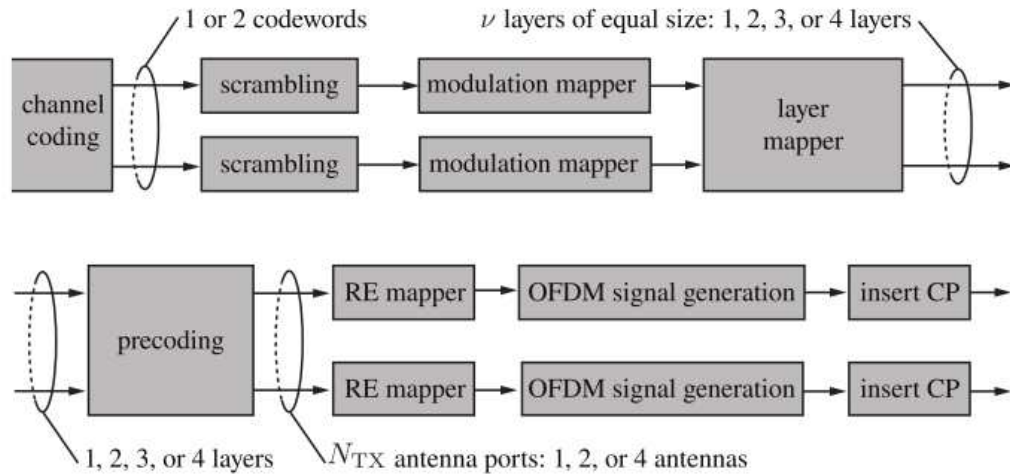


Figura 1.6: Procedimientos de mapeo de capa y Modulación [115]. La primera o segunda palabra de código de salida por el procedimiento de codificación de canal se mezclan, se mapea el símbolo complejo, distribuido en ν capas, mapeado a N_{NT} puertos de antena transmisoras y convierten en dominio de tiempo

Como se muestra en la Figura 1.6, la primer o segunda palabra de código de los datos de salida codificados por la codificación de canal se mapea en ν capas espaciales vía mapeo de capas y entonces N_T puertos de antena transmisora vía precodificación [115].

El cuadro 1.4 describe los códigos de palabras a capa LTE empleadas por el modo OLSM y CLSM para las combinaciones permitidas por el número de código de palabras y el número de capas ν . No se requiere mapeo de capas en el modo no-SM.

layers \rightarrow codeword	codeword-to-layer mapping			
1 \rightarrow 1	codeword 1	\rightarrow	layer 1	
2 \rightarrow 2	codeword 1	\rightarrow	layer 1	codeword 2 \rightarrow layer 2
2 \rightarrow 1	codeword 1	\rightarrow	layer 1,2	
3 \rightarrow 2	codeword 1	\rightarrow	layer 1	codeword 2 \rightarrow layer 2,3
4 \rightarrow 2	codeword 1	\rightarrow	layer 1,2	codeword 2 \rightarrow layer 3,4

Cuadro 1.4: Mapeo de capas para multiplexación espacial [115]

1.2.3. Codificación de Canal

LTE, también como HSPA, tiene AMC en orden se provee adaptabilidad a las condiciones de canal. En orden de combinar la capacidad radial de canal y los requerimientos de BLER para cada UE, el eNodeB dinámicamente ajusta ambos métodos.

El procedimiento de codificación de canal [121,122] especifica una palabra de código por usuario y cadena de modulación, mientras de acuerdo a la modulación pasada de la capa MAC (ver sección 1.2.4), aplica un alfabeto apropiado de tasa de código y modulación para los bits de datos.

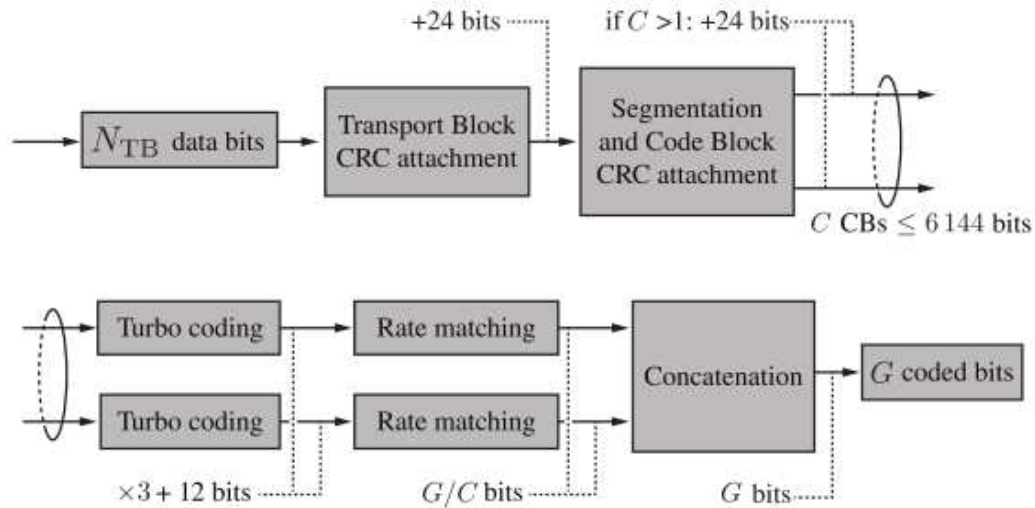


Figura 1.7: Procedimientos de codificación de canal para el DLSCH para un código de palabra [121]. Para el N_{TX} bits, detección de error se provee por una o mas 24-bits CRCs, mientras la corrección de error se provee por la combinación de tasa de turbo código con tasa de bit variable

Los procedimientos de codificación de canal se muestran en la Figura 1.7, y describen para cada código de palabra, la codificación de N_{NT} bits en un bloque a transportar (TB) de tamaño G bits [121]. La codificación de canal implementa detección de error en 24-bits CRC y corrección de error con turbo código [123]. El intercalador del turbo código tiene un tamaño máximo de $Z = 6144BITS$, Los N_{TB} bits se segmentan en C bloques de código (CBs) de hasta Z bits, cada uno con un CB adicional CRC. Cada CB se codifica a una tasa de 1/3 de turbo código con 2 8-estado del codificador con generador polinomial $G(D) = \left[1, \frac{1+D+D^3}{1+D^2+D^3} \right]$ para adaptar todos los resultados de bits al tamaño TB de G bits. La tasa de combinación de bloque es un tarea también generar diferentes versiones redundantes del CB bits necesarios para la operación de retransmisiones HARQ [125,126].

1.2.4. Realimentación Adaptativa de Canal

LTE implementa AMC, también como lazos cerrados MIMO en orden de adaptar la tasa de transmisión para condiciones de canales instantáneos reportadas por la realimentación. Dependiendo del modo de transmisión, LTE requiere el cálculo de hasta tres valores de realimentación en el receptor, las cuales se explican a continuación.

Indicador de Calidad de Canal (CQI)

Las señales indicadores de calidad de canal en una base de palabra de código del 15 esquemas de Codificación y Modulación (MCs) se especifica en el cuadro 1.5 que asegura, dada la medida actual de las condiciones de canal, una BLER menor o igual 10 % [127,128].

CQI	Modulation	ECR	bits/symb	CQI	Modulation	ECR	bits/symb
0	out of range			8	16-QAM	0.48	1.91
1	4-QAM	0.08	0.15	9	16-QAM	0.60	2.41
2	4-QAM	0.12	0.23	10	64-QAM	0.46	2.73
3	4-QAM	0.19	0.38	11	64-QAM	0.55	3.32
4	4-QAM	0.30	0.60	12	64-QAM	0.65	3.90
5	4-QAM	0.44	0.88	13	64-QAM	0.75	4.42
6	4-QAM	0.59	1.18	14	64-QAM	0.85	5.12
7	16-QAM	0.37	1.48	15	64-QAM	0.93	5.55

Cuadro 1.5: Esquema de modulación, Tasa de código efectiva (ECR) del codificador de canal, y datos de bits modulados (codificados) por símbolo para cada CQIs definido en LTE

La tasa de código específica CQIs entre 0.08 y 0.92, y utiliza alfabetos de modulación 4-QAM, 16-QAM, o 64-QAM. Ésto se traduce en el número bits de datos por símbolo de modulación en el rango de 0.15 a 5.55, como se lista en el cuadro anterior. Tal como, para los MCSs definidos para cada CQI, un mapeo entre 10 % puntos BLER de la curva correspondiente a MCSs y cada valor CQI se utilizaron, como lo muestra la Figura 1.8. Se debe denotar, sin embargo, tal como SINR-a-CQI depende del tipo receptor. En las mismas condiciones de canal, un mejor receptor (por ejemplo un receptor implementando interferencia de cancelación) sería ser capaz de reportar un CQI que un simple o pobremente implementado.

Matriz de Precodificación y Rango de Realimentación

El modo espacial de multiplexación MIMO de LTE, el cual usa el modo de transmisión OLSM y CLSM, requiere de realimentación adicional comparada a una simple transmisión T×D. La realimentación RI se requiere para OLSM y CLSM, mientras PMI se usa en el modo CLSM [129].

La estrategia de realimentación se diseño para calcular la combinación PMI y RI que maximiza el número de bits que se pueden recibir por el UE, el cual se obtuvo por maximizar la suma de información mutua (MI) para todas las combinaciones PMI y RI y, debido a la

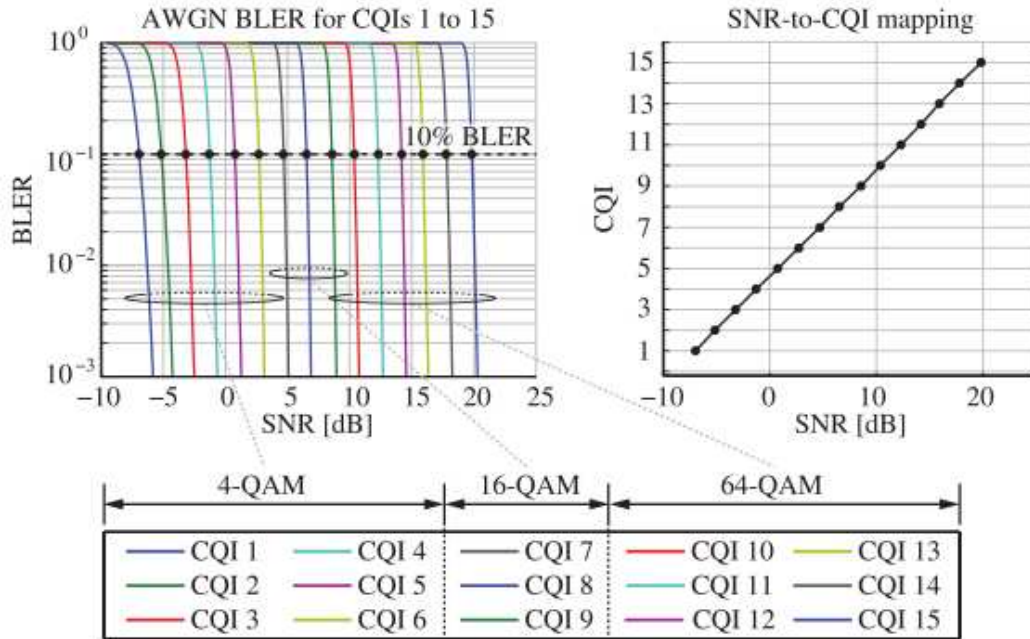


Figura 1.8: Mapeo SNR-a-CQI. Izquierda: Curvas CQI-BLER. Derecha: Mapeo obtenido del 10% de los puntos BLER

restricción de un ancho de banda RI, escogiendo que la opción de rango con el mas alto MI de todos los RBs [126,130].

Layers(ν)	Precoder codebook			
1	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ i \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -i \end{bmatrix}$
2	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ i & -i \end{bmatrix}$		

Cuadro 1.6: Código de palabras LTE para el modo CLSM y dos antenas transmisoras para cada número de capas posible (ν)[115]

Además deseablemente la combinación de realimentación PMI y RI serian enviadas para cada subportadora, on valor PMI se envía por RB (12 subportadoras), mientras para el RI, solo un valor de ancho de banda para todo el ancho de banda transmitido. Esas reducciones se impusieron por la necesidad de reducir la señalización en el tráfico.

El cuadro 1.6 lista los precodificadores disponibles para el caso de dos antenas transmisoras. Para el caso de cuatro antenas, el tamaño de código de palabras incrementa a 16 precodificadores, soportando hasta cuatro capas.

1.3. Capa MAC

El control de acceso medio (MAC) controla el acceso a la transmisión media. Provee transferencia de datos y servicios colocación de recursos de radio en las capas superiores, mientras la capa física provee con el servicio de transferencia menor, señalando (HARQ y requerimientos de 'scheduling'), también mediciones de canal tales como PMI, RI y reportes CQI [131].

En LTE, la diversidad multi usuario se explota tanto en el dominio de frecuencia como en el tiempo. UEs se asignan a un conjunto RBs en el tiempo, así explota tantos grados de libertad (colocación de subportadoras individuales requerirían una cantidad excesiva de señalización). Mientras el mecanismo de colocación exacto de RB puede variar entre los diferentes modos [132]. En el dominio del tiempo, un 'scheduling' de granularidad de un milisegundo, corresponde a una duración de un 'subframe' se aplica.

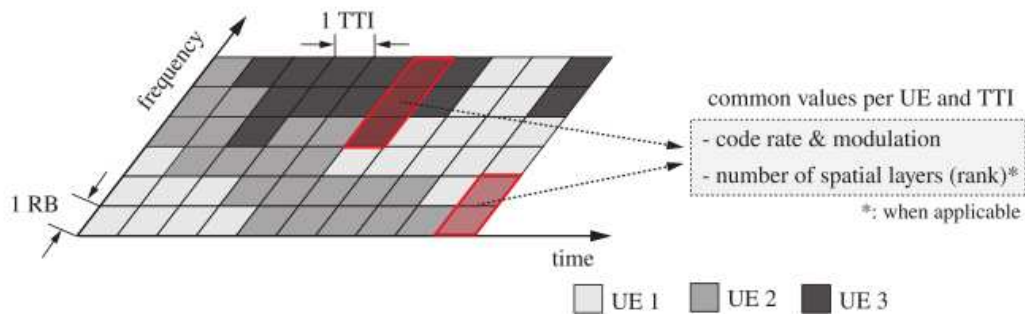


Figura 1.9: Ejemplo de 'scheduling' en el dominio tiempo-frecuencia en LTE. En un TTI dado, cada UE se puede asignar a un conjunto de RBs, el cual se codifica empleando un común MCS. Si SM se usa, mientras el codificador puede ser selectivo en frecuencia, un rango común se emplea sobre todo el conjunto de RBs programado al UE.

De acuerdo a la realimentación recibida de UEs, un 'scheduler' puede asignar apropiadamente el modo a transmitir, MCS, colocación de recursos PHY, y, si se puede aplicar, un número disponible de capas espaciales y matrices de precodificación. Explotando esos grados de libertad, el objetivo de un 'scheduler' es típicamente tratar de lograr la máxima tasa de datos mientras se mantiene cierto grado de fidelidad [132,135].

Descripción General del Simulador LTE en Términos de Reproducibilidad

Reproducibilidad es uno de los pilares de las investigaciones científicas. Además la Reproducibilidad tiene una larga tradición en la mayoría de las ciencias naturales y teóricas, tal como matemáticas, es solo recientemente que la Reproducibilidad ha llegado a ser más y más importante en el campo del procesamiento [1,2]. En contraste a los resultados de campo de ciencias puramente teóricas, los resultados de los artículos del procesamiento digital de señales pueden ser reproducidos solo si se tiene una comprensión detallada de los algoritmos investigados (incluyendo las configuraciones de todos los parámetros necesarios), también como los datos de entrada estén completamente disponibles. De acuerdo a la falta de espacio, una completa descripción de los algoritmos se omite frecuentemente en los artículos científicos, por un pseudo código, y unos parámetros iniciales frecuentemente no están completos. Además, no es frecuentemente posible incluir en un artículo todos los recursos necesarios, como datos, los cuales fueron presentados y procesados por los algoritmos. Idealmente, todos los recursos, incluyendo el código fuente de los algoritmos presentados, debe ser viable descargar para todos los investigadores para reproducir los resultados presentados. Desafortunadamente, la realidad de los investigadores no representa la situación ideal, una circunstancia que ha llevado actualmente a una queja abierta [3].

En los años pasados, varios investigadores han empezado a construir base de datos 'online' en los cuales los códigos de simulación y datos se proveen, ver ejemplo [4,5]. Sin embargo, es aún una práctica común en investigaciones del procesamiento digital de señales. Estamos convencidos de que es una posibilidad no práctica, haría que los estudios realizados más transparentes a la revisión de procesos. La Reproducibilidad llega a ser incluso más importante cuando los sistemas que se simulan son más complejos, como es el caso en la evaluación de sistemas inalámbricos. Cuando los algoritmos para los sistemas inalámbricos se avalúan, los autores frecuentemente se enfocan al uso de sistemas de transmisión estándar y simplemente hacen referencia a las especificaciones técnicas correspondientes. Desde que las especificaciones técnicas se usan extensivamente, incluyendo una cornucopia de opciones, no siempre es claro que parte de una especificación se implementaron y que partes no. La situación de tratar de reproducir algunos otros resultados para compararlos no es capaz de hacerse se es familiar para la mayoría de los investigadores. Sin acceso a una implementación detallada, incluyendo todas las asunciones y comparaciones de los algoritmos, desarrollado por diferentes investigadores, es muy difícil, si no imposible llevar a cabo. En éste estu-

dio, presentamos un ambiente de simulación 'open-source' que soporta simulaciones a nivel de enlace y sistema de (sistema de comunicación móvil) UMTS por sus siglas en inglés y (Evolución a largo plazo) LTE especialmente diseñado para soportar Reproducibilidad. El desarrollo y publicación de éste ambiente de simulación LTE se basó en la experiencia de simulación de capa física WiMAX y con ayuda de la universidad de Viena, especialmente de Markus Rupp y Stefan Shwarz[6].

Además, tales simulaciones pueden ser usadas como referencia para validación de algoritmos, por ejemplo, cuando se diseña una etapa de transmisión o recepción [7]. También usamos nuestro simulador para generar señales que se requerían para incluir señales realísticas en relación con la investigación [8], o como una referencia para medidas LTE. En tales casos, el simulador puede servir como un generador de datos, sino también como un vehículo para evaluar los datos recibidos.

LTE, el paso actual según 3GPP para el futuro de los sistemas celulares inalámbricos, se presentó en 3GPP Release 8 [9]. Añadiendo la definición de la capa física, LTE también contiene muchas otras sobresalientes innovaciones. Las más notables son (i) el redesarrollo de la arquitectura del sistema, ahora llamado Evolución de la arquitectura del sistema (SAE), (ii) la definición de auto-organización de red, y (iii) la introducción de una estación base hogar. La principal razón para esos profundos cambios en el diseño del sistema de red de acceso radial (RAN) es proveer una más alta eficiencia espectral, menor retraso (latencia), y más flexibilidad multi-usuario que la red desplegada actualmente.

En el desarrollo y estandarización de LTE, también como en la implementación de procesos de manufacturas de equipos, simulaciones son necesarias para verificar y optimizar algoritmos y procesos. Esto tiene que llevarse a cabo en el contexto de la capa física (nivel de enlace) y en la red de trabajo (nivel de sistema):

1. **Simulación a Nivel de Enlace** Permite la investigación de estimación de canal, tracking, y algoritmos de predicción, también como algoritmos de sincronización [10,11]; ganancia MIMO, modulación y codificación adaptativa (AMC), técnicas de realimentación [12,13]. Además, estructuras receptoras (típicamente la negligencia de interferencia inter-cell y el impacto de programación, como este incrementa la complejidad de simulación y el tiempo de procesamiento [14], modelamiento de codificación y decodificación de canal [15], modelamiento de capa física [16], y la probabilidad es típicamente analizada a nivel de enlace. Además de canales MIMO de radiodifusión han sido investigados extensivamente en los años pasados [17,18], existen aún muchos interrogantes que necesitan ser resueltas, tanto implementadas en la teoría como en la práctica. Por ejemplo, LTE ofrece la flexibilidad de ajustar muchos parámetros de transmisión, pero no queda claro como explotar los grados de libertad (DoF) para alcanzar un alto rendimiento. Algunos de los resultados teóricos apuntan a este problema [18,19], pero los resultados prácticos para LTE quedan faltando.

2. **Simulaciones a Nivel de Sistema** Se enfoca más en tópicos de red, tales como
-

distribución de recursos y 'Scheduling' [20,21], manejo multi-usuario, administración de movilidad [23,24], y optimización de planeación de red [25,26]. Asimismo, en un sistema multi-usuario, tales como LTE, no es directamente claro cuál figura de mérito debe ser usado para evaluar el rendimiento del sistema. Las medidas clásicas de la tasa de error de Bit (de) codificado (BER), tasa de error de bloque (de) codificado (BLER), y la tasa no cubre las propiedades de los escenarios multiusuarios. Más medidas del rendimiento LTE son, por ejemplo, 'fairness', diversidad multi-usuario, o DoF [27]. Sin embargo, esos conceptos tienen que ser mapeados para valores de rendimiento que pueden ser evaluados por simulación [28,29].

Alrededor del mundo, muchas investigaciones han buscado la respuesta los aspectos mencionados anteriormente de LTE. Para este propósito, existen simuladores en el mercado [30-32], también como simuladores aplicados en academia [33], han sido desarrollados. A pesar de las herramientas de simulación comerciales o no, la estructura de desarrollo (C, C++, MATLAB, WM-SIM [33],?), o su demanda en rendimiento/flexibilidad, un hecho que se comparte por todos los simuladores. Su implementación cerrada deshabilita el acceso a los detalles de implementación y así cualquier suposición que podrían ser incluidas. Tales como, la confiabilidad de resultados puramente en la fe del investigador. Independientemente de la validación del resultado en tales ambientes de simulaciones no es fácil, consumen mucho tiempo y no son confiables. Entonces los resultados se obtuvieron con pocas herramientas, simplemente repitiendo el mismo experimento es una tarea intimidante. Transparencia no solo en los resultados, sino también en las herramientas empleadas, así magnifica la credibilidad de los resultados.

2.1. Simulador a Nivel de Enlace

En esta sección, describimos toda la estructura del simulador a nivel de enlace, actualmente (Enero 2014) entregado en versión 1. Por consiguiente presentamos las capacidades del simulador y sus resultados en aplicaciones de red.

2.1.1. Estructura del Simulador

El simulador a nivel de enlace puede ser dividido en tres bloques básicos, llamados, transmisor, modelo de canal y receptor (ver Figura 2.1). Dependiendo del tipo de simulación, uno o varias instancias de esos bloques se emplean. El bloque del transmisor y el receptor se vinculan por un modelo de canal, el cual se usa para transmitir los datos en bajada (Downlink), mientras la señalización y realimentación en subida (uplink) se asume libre de error. Entonces la señalización tiene un nivel SNR mayor que los datos, lo que produce una tasa de modulación y codificación más baja, la suposición de señalización libre de error es bastante realista. Equivalentemente, el error sobre la señalización de canal solo ocurrirá cuando los datos estén enfrentando una degradación severa- una investigación que usualmente no tiene

objetivo.

En bajada, la información de la señalización paso sobre el transmisor al receptor contiene codificación, HARQ, Indicador de Calidad de Canal (CQI), El Indicador de la Matrix Pre-codificación (PMI), y el indicador de rango (RI) se señalizó, los cuales juntos forman la realimentación de información de estado de canal (CSI). Todos los escenarios de simulación (ver sección 2.2) soporta la realimentación de CQI, PMI y RI, además es posible configurar algunos o todos ellos para valores fijos. Tal configuración se requiere para específica simulación, tales como la evaluación de tasa de datos de un simple esquema de modulación y codificación.

Una implementación del estándar de los canales de control en bajada no afectaría toda la estructura de nuestro simulador y solo requeriría la inserción del control de canales en los elementos relevantes [36]. Por otro lado, la realimentación en la transmisión no libre de error requeriría una implementación de capa física en subida LTE (se esta trabajando en la implementación del simulador LTE con las variaciones correspondientes).

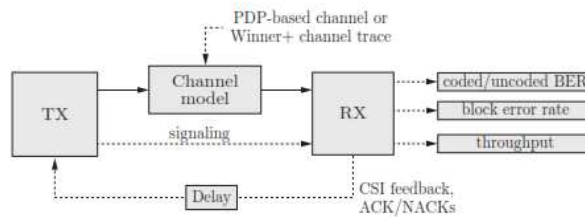


Figura 2.1: Estructura completa del simulador de enlace LTE. El simulador se compone por uno o más bloques en el transmisor, modelamiento de canal para cada bloque de enlace y transmisor. La realimentación de canal implementada como una señalización de canal libre de error retrasada.

Transmisor

El esquema del transmisor se muestra en la Figura 2.2, el cual es también una representación gráfica de la descripción del transmisor definido en el estándar TS36 series [36-38]. Basado en los valores de realimentación de Equipamiento de Usuario (UE), un algoritmo de itinerario (scheduling) asigna bloques de recursos (RBs) para UEs y configura un MCS apropiado (tasa de codificación entre 0.076 y 0.926 o con modulación 4,16 o 64-QAM [38]), el modo de transmisión MIMO (Transmit Diversity ($T \times D$), Lazo de multiplexación espacial abierta (OLSM), o lazos de multiplexación espacial cerrada (CLSM)), y la pre-codificación/número de espacios de capas para todos los usuarios activos. Tal itinerario de canal adaptativo permite el aprovechamiento de diversidad en frecuencia, diversidad en tiempo, diversidad espacial, y diversidad multiusuario.

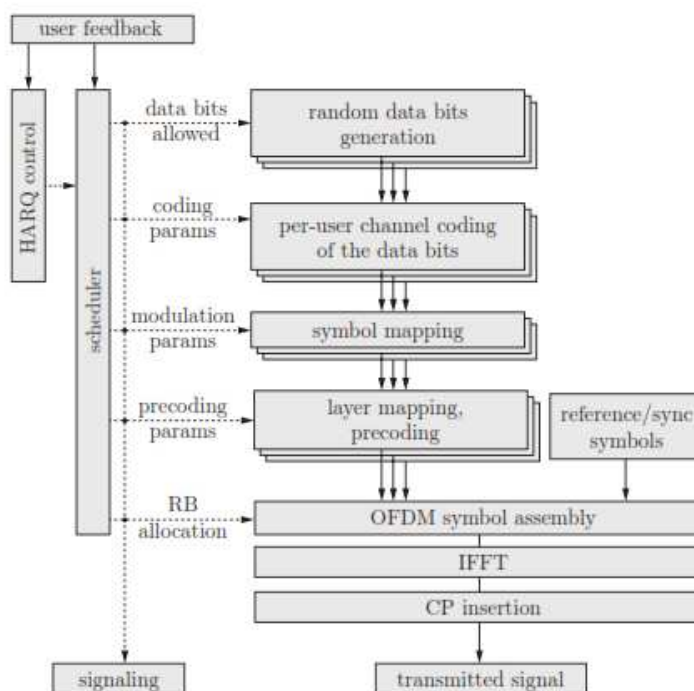


Figura 2.2: Implementación del transmisor en bajada, como lo especifica[36-38]

Dado el número disponibles de DoF, la implementación específica de los algoritmos del itinerario ('scheduling') tiene un gran impacto en el rendimiento del sistema y ha sido un tema actual en investigaciones [39-40]. En la sección 1.5.2 proveemos evaluaciones de rendimiento de todos los algoritmos dichos.

Modelo de Canal

El simulador a nivel de enlace soporta canales de desvanecimientos rápidos y en bloque. En el caso de desvanecimiento en bloque, el canal es constante durante la duración de un 'subframe' (1ms). En el caso de desvanecimiento rápido, el impulso de canal correlacionado se genera para cada muestra de la señal a transmitir. Actualmente (Enero 2014), el simulador soporta:

- Ruido Blanco Gaussiano Aditivo (AWGN);
- Desvanecimiento plano Rayleigh;
- Modelos de canal de potencia retrasada basado en perfiles, tales como UIT PedB, UIT VehA [42];
- Winner Phase II+ [43]

El más sofisticado de esos modelos de canal es el modelo Winner Phase II+. Es una evolución del modelo espacial de canal 3GPP, e introduce características adicionales, tales como patrones de antenas en 3D.

Receptor

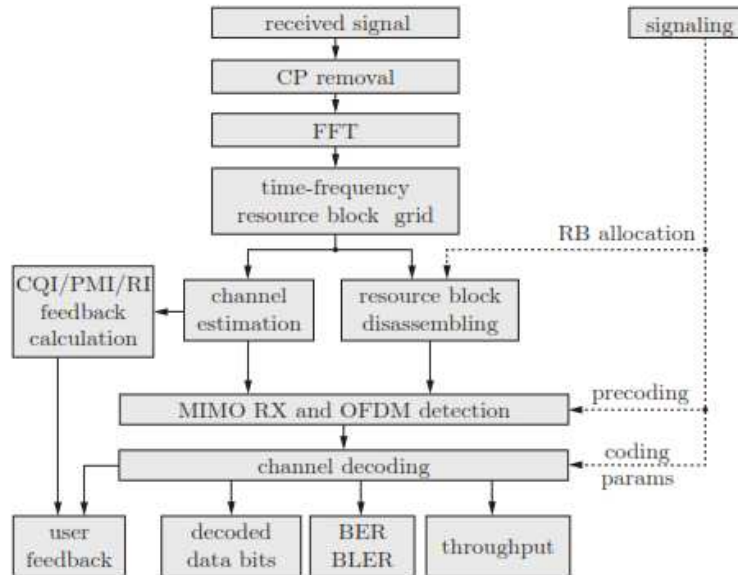


Figura 2.3: Estructura del receptor en bajada.

La Figura 2.3 muestra nuestra implementación del receptor UE. Después de desmontar los RBs de acuerdo a la ubicación de recursos UE, la detección MIMO-OFDM se lleva a cabo. El actual simulador soporta fuerza cero (ZF), Error Cuadrático Medio Mínimo Lineal (LMMSE), y decodificación esférica suave como algoritmo de detección. La detección de bits suaves se decodifican para obtener los bits de datos y varias figuras, tales como BER, BLER (de) codificada y tasa de datos de transmisión (throughput). Actualmente, cuatro diferentes tipos de estimadores de canal son compatibles con el simulador (i) El menor cuadrado (LS), (ii) Error Cuadrático Medio Mínimo (MMSE), (iii) LMMSE Aproximado [44], y [iv] conocimiento de canal perfecto de conductor genio (cercano) basado en todos los símbolos transmitidos.

LTE requiere realimentación UE para adaptar la transmisión de la actual condición de canal. El actual estándar LTE especifica tres indicadores de realimentación para este propósito: CQI, RI y PMI [36]. El CQI se empleó para escoger el MCS apropiado para lograr una BLER predefinida, mientras que el RI y el PMI se utilizaron para el pre-procesamiento MIMO. Especialmente el RI informa el eNodeB acerca del número preferido de cadena de datos paralelo, mientras el PMI señala el pre-codificador preferido que es la base de un libro de código finito como se especifica en [36]. Valores de realimentación similares se utilizaron también en otros sistemas como WiMAX y WiFi. El simulador provee algoritmos que utilizan

coeficientes de canal estimados para evaluar esos indicadores de realimentación [13]. Investigadores e ingenieros trabajan en algoritmos de realimentación que puedan implementar otros algoritmos usando las funciones de realimentación provistas como punto de inicio para definir sus propias funciones.

Dada esta estructura del receptor, el simulador permite la investigación de varios aspectos, tales como sincronización en frecuencia [45], estimación de canal [44].

2.1.2. Complejidad

El simulador a nivel de enlace en la práctica es la implementación de los procedimientos de la capa física (PHY), incluyendo segmentación, codificación de canal, MIMO, generación de señal a transmitir, patrones piloto, y secuencias de sincronización. Por consiguiente, la complejidad del tiempo de implementación y simulación son generalmente altos. Para obtener un simulador y código legible, un lenguaje de alta nivel (MATLAB) se escogió. Esta opción nos habilita el desarrollo del simulador en una fracción de tiempo requerida para la implementación en otros lenguajes como C. Asimismo, MATLAB asegura compatibilidad de plataforma cruzada. Mientras MATLAB es ciertamente más lento que C, la optimización de código (vectorización) y paralelización gracias a la caja de herramientas de computación de MATLAB Paralelo/Distribuido, el tiempo de simulación se redujo sustancialmente. Fue muy difícil vectorizar funciones de llamado frecuente implementarlas en C y vincularlas con códigos en MATLAB mediante extensiones tipo MEX. Tales funciones incluyen codificación de canal/decodificación [47], verificación de redundancia cíclica (CRC), computación [48], y decodificación esférica suave.

Además, es posible ajustar la escala de simulación para necesidades específicas. Esto se logró por introducir tres tipos de simulación con complejidad computacional diferentes (Figura 2.4).

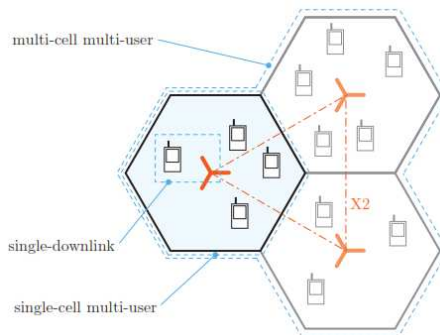


Figura 2.4: Posibles escenarios del simulador permiten ajustar la complejidad.

Única Descarga

Este tipo de simulación solo cubre el enlace entre un eNodeB y un UE. Esta configuración permite la investigación de tipo rastreo, estimación de canal [44], sincronización [11,49], ganancia MIMO, AMC y optimización de realimentación [13], estructuras en el receptor[14], modelamiento de codificación y decodificación de canal [15,50], y modelamiento de capa física [51], el cual puede ser usado para la abstracción a nivel de sistema de la capa física.

Única Célula con Múltiples Usuarios

Esta simulación cubre el enlace entre un eNodeB y múltiples UEs. Esta configuración adicionalmente te permite para la investigación de las estructuras del receptor que tiene en cuenta la influencia del 'scheduling', distribución de recursos para multi-usuarios MIMO, y ganancias multi-usuarios. En adición a esto, esta configuración permite a los que quieran investigar en la universidad permite a los investigadores para investigar prácticamente en las regiones multi-usuarios. En ésta implementación, el simulador evalúa completamente los receptores de todos los usuarios. Sin embargo, si la estructura del receptor está siendo investigado, la complejidad computacional de la simulación se puede considerablemente reducir para solo evaluar el usuario de interés. Para habilitar una función de 'scheduler', es suficiente calcular solo los parámetros de realimentación para todos los otros usuarios.

Multi-Célula con Múltiples Usuarios

Esta simulación es hasta ahora computacionalmente el escenario más demandante y cubre el enlace entre múltiples eNodeBs y UEs. Esta configuración permite una investigación más realista de técnicas de interferencia [52], la administración de interferencia (incluyendo transmisión cooperativa [53] y alineación de interferencia [54,55], y algoritmos basados en la red tales como distribución de recursos y 'scheduling'. Además, a pesar de que se necesita una pobre carga computacional, tal simulación es crucial para verificar la simulación a nivel del sistema.

El tiempo de simulación, el cual depende principalmente de la precisión y estadística deseada de los resultados de simulación, el ancho de banda seleccionado, el modo de transmisión, y el orden de modulación escogida, es para la mayoría de usuarios un factor crucial. Se debe caer en cuenta que para una opción inteligente de la configuración de la simulación, el tiempo de simulación decrece (ejemplo. Investigando el rendimiento de la estimación de canal, el ancho de banda más pequeño puede ser suficiente).

2.2. Simulador a Nivel del Sistema

En ésta sección, describimos toda la estructura del simulador del sistema LTE, actualmente en desarrollo (Enero 2014) para LTE-Advanced. Además, mostramos como los procesos de la capa PHY han sido extraídas de una forma menos compleja.

2.2.1. Estructura del Simulador

En la simulación a nivel de sistema, el rendimiento de toda la red se analiza. En LTE, tal red consiste de una multitud de eNodeB que cubre un área específica el cual tiene muchos terminales moviéndose alrededor. Mientras la simulación de un enlace de capa física individual permite la investigación de ganancia MIMO, realimentación AMC, códigos de modelamientos de canal, y retransmisiones [13,44,45,50,56], no es posible reflejar los efectos de la planificación de la célula, 'scheduling', o una interferencia a gran escala con docenas de eNodeB y cientos de usuarios. Simplemente el rendimiento de las simulaciones de la capa física de los enlaces radiales entre todas las terminales y estaciones base es infalible para investigaciones a nivel del sistema debida a la poca carga computacional. Así, la capa física tiene que ser abstraída para simplificar modelos capturando su dinámica esencial con alta precisión y baja complejidad.

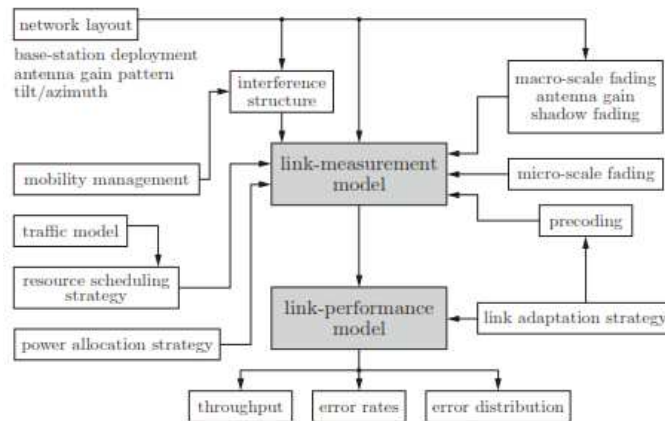


Figura 2.5: Diagrama esquemático en bloque del simulador a nivel del sistema. La calidad de enlace se evalúa por el modelo de medición de enlace, mientras el modelo de rendimiento del enlace mapea la BLER y la tasa de datos de salida y la distribución del error.

Basado en los métodos estándares en la literatura [51,57], nuestro simulador consiste de dos partes (i) un modelo de medición de enlace, y (ii) un modelo de rendimiento del sistema. El modelo de medición del enlace refleja la calidad del enlace, dada por los reportes de medición UE, y se requiere llevar a cabo la adaptación del enlace y la distribución de recursos. La medida de la calidad del enlace escogida se evalúa por subportadora. Basado en la tasa señal a Interferencia y ruido (SINR), el cálculo UE, la realimentación (PMI, RI, y CQI), el cual se emplee para la adaptación del enlace en el eNodeB como se describió en la sección 1.1.1. EL algoritmo 'scheduling' asigna recursos a los usuarios para optimizar el rendimiento del sistema (ejemplo. En términos de tasa de trasmisión) basado en esta realimentación [21]. Con base al modelo de medición de enlace, el modelo de rendimiento del enlace predice la BLER del mismo, basado en el SINR del receptor y los parámetros de transmisión (ejemplo. Modulación y codificación). La Figura 2.5. Ilustra la interacción entre los dos modelos y

varios parámetros de capa física.

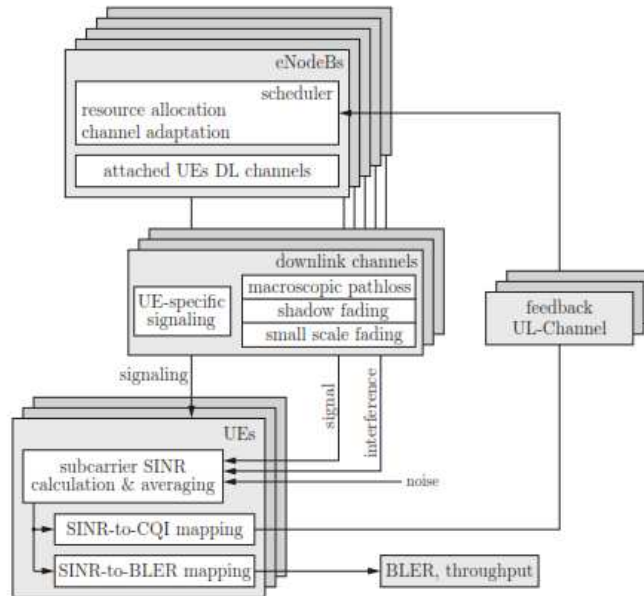


Figura 2.6: Diagrama esquemático de la clase que muestra la implementación del modelo L2S en el simulador a nivel de sistema LTE

El simulador sigue la estructura mostrada en la Figura 1.6. Cada elemento de red se representó por una clase objeto adecuado, cuyas interacciones se describen a continuación.

En orden de generar la topología de red, en el lado de la transmisión se generaron, para el cual tres eNodeB se utilizaron, ejemplo, sectores, cada uno contiene un 'scheduler' (ver Figura 1.6). En el simulador, el modelo de tráfico asume por completo los buffers en el DL. Un 'scheduler' asigna recursos PHY, matrices de precodificación, y un adecuado MCS a cada UE atado a un eNodeB. La actual asignación depende del algoritmo 'scheduling' y la realimentación recibida del UE.

En el lado del UE, el símbolo de la subportadora recibida post-ecualizada se calcula en el modelo de medición de enlace. El SINR se determina por la señal, la interferencia, y niveles de potencia de ruido, los cuales son dependientes de la célula (definida por la posición eNodeB, gran escala (macroscópica, macro-escala) pérdida de camino, desvanecimiento fantasma [58]), y la variante de tiempo a pequeña escala (microscópica, micro-escala) desvanecimiento [59].

El reporte de realimentación de CQI se calcula basado en la subportadora SINR y el objetivo BLER. El reporte del CQI se generó por un 'SINR-to-CQI mapping' [35] e hizo viable la implementación vía un canal de realimentación con retraso ajustable. En el transmisor, el MCS apropiado se selecciona por el CQI para lograr el objetivo BLER durante la transmisión. Especialmente en escenarios de alta movilidad, el retraso de la realimentación

causada por computación y tiempo de señalización pueden guiar una degradación en el rendimiento si el estado de canal cambia significativamente durante el retraso. En el modelo de rendimiento del enlace, un AWGN-Equivalente a SINR (γ_{AWGN}) se obtuvo vía mapeo de tasa información mutua señal información e interferencia a ruido (MIESM) [60,62]. En un segundo paso, γ_{AWGN} se mapea BLER vía curvas de rendimiento de enlace AWGN [34,35]. Los valores BLER actúan como una probabilidad para calcular ACK/NACKs, los cuales son combinados con el tamaño de bloque a transportar (TB) para computar la tasa en el enlace. Los datos de salida en la simulación consiste en rutas, conteniendo la tasa de datos de enlace y tasa de error para cada usuario, también como células agregadas, del cual distribuciones estadísticas de la tasa de datos y errores pueden ser extraídos.

2.2.2. Complejidad

Una funcionalidad deseable de un simulador es la habilidad de pre-calcular tantos parámetros como sea posible. Esto no es solo reduce la carga computacional mientras se lleva a cabo una simulación, si no también ofrece repetibilidad por cargar un escenario pre-calculado.

Los pre-cálculos envueltos en el simulador de sistema LTE son la generación de (i) eNodeB-dependiente al mapeo de pérdida de camino a gran escala, (ii) mapeo de desvanecimiento fantasma, y (iii) desvanecimiento fantasma para cada par de eNodeB-UE.

Pérdida de camino y mapeo de desvanecimiento(pathloss and fading maps)

La pérdida de camino a gran escala y el mapeo de desvanecimiento son modelados como mapas dependientes de la posición. La pérdida de camino a gran escala se calcula de acuerdo a modelos bien conocidos [58,63] y combinados con patrones de ganancia de antenas del correspondiente eNodeB. La sombra del desvanecimiento espacial correlacionado se obtiene de una distribución aleatoria log-normal usando una variante de baja complejidad de la descomposición de Cholesky [64]. La correlación del mapa inter-site para la sombra de desvanecimiento se obtiene similarmente. La Figura 2.7 muestra un ejemplo de pérdida de camino a gran escala y mapeo de sombra de desvanecimiento.

Rastreo de desvanecimiento dependiente del tiempo (Time-dependat fading trace)

Mientras la pérdida de camino a gran escala y la sombra de desvanecimiento se modelan como señal dependiente del tiempo. El cálculo de esta señal se basa en la precodificación en el transmisor, la matriz de desvanecimiento MIMO a pequeña escala, y el filtro receptor. Actualmente, el modelo receptor se basa en un receptor lineal ZF. El desvanecimiento a pequeña escala consiste en la potencia de la señal y la potencia de interferencia después del filtro receptor. La partición de éste en dos partes reduce significativamente la carga computacional ya que evita multiplicaciones complejas requeridas directamente cuando se trabaja

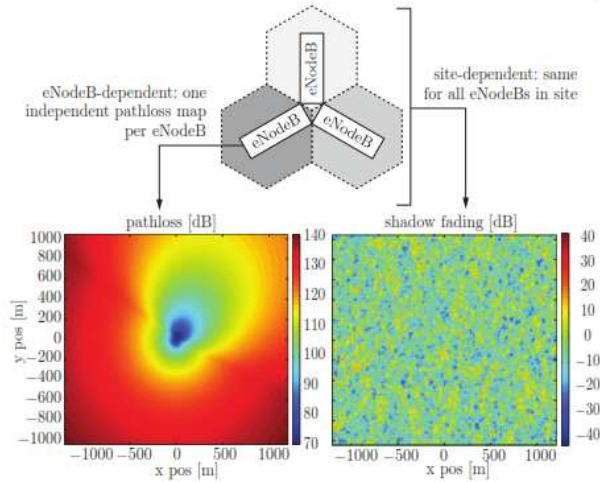


Figura 2.7: eNodeB- y dependencia de lugar de pérdida de camino a gran escala y 'shadow fading'

Izquierda: Mapeo de ganancia de antena y pérdida de camino a gran escala [dB]. Derecha: 'Shadow fading' espacial correlacionado correspondiente al sitio [dB].

con matrices de canal MIMO a nivel de sistema [16,35,51].

2.3. Validaciones del simulador

Las validaciones del simulador se ejecutaron en dos pasos. Primero, en la sección 1.3.1. se compararon la tasa de datos a nivel de enlace con el rendimiento mínimo requerido estipulado en 3GPP en las especificaciones técnicas TS36.101 [65]. Segundo, en la sección 2.3.2. La validación cruzada del simulador a nivel de enlace y de sistema se compararon los resultados uno con otro. Otras principales validaciones se discuten en la sección 2.3.3.

2.3.1. Desempeño de los Requerimientos Mínimos 3GPP

Las especificaciones técnicas TS 36.101 [65] definen los requerimientos mínimos para un UE que utiliza receptores de antenas duales. Esos requerimientos tienen que ser conocidos como dispositivos reales y por consiguiente tienen que ser sobrepasado por nuestro simulador, en el cual no tiene factores influenciados concebibles se incorporó. Tales factores pueden incluir sincronización en frecuencia y tiempo también como otros efectos no ideales, tales como cuantización o componentes físicos no ideales (ej. I/Q no balanceados, fase de ruido, y amplificadores de potencia no lineales).

En particular, TS 36.101 especifica medidas de canales de referencia para PDSCH (compresión del ancho de banda, esquemas AMC,...) y condiciones de propagación (perfiles de

potencia retrasada, frecuencia Doppler, y correlación de antena). Los escenarios de simulación considerados se consideran completamente según las secciones de prueba en TS 36.101. Por ejemplo, en TS 36.101 Section 8.2.1.1.1, se define la prueba para una antena transmisora $N_T = 1$ y receptor dual $N_R = 2$. Para referirse a la prueba número uno en la sección 8.2.1.1.1 del TS 36.101, se define el modo AMC como QPSK con un objetivo de tasa 1/3, el modelo de canal Vehicular Extendido A (EVehA) con una frecuencia Doppler de 5Hz, y baja correlación de antena. Para nuestras simulaciones presentadas en ésta disertación, seleccionamos nuestros cuatro escenarios con un ancho de banda de 10MHz pero diferentes modos de transmisión (un solo puerto de transmisión, OLSM, y TxD), diferentes esquemas AMC y diferentes modelos de canal. HARQ tiene como un máximo de tres retransmisiones. Los parámetros más importantes de los escenarios de prueba se listan en el cuadro 2.1. El primer escenario (8.2.1.1.1/1) se refiere al escenario de prueba descrito arriba. El escenario OLSM (8.2.1.3.2/1) utiliza un rango de dos transmisiones, que es, transmisión de dos 'streams' espaciales.

	8.2.1.1.1/1	8.2.1.1.1/8	8.2.1.2.1/1	8.2.1.3.1/1
TX mode	Single ant.	Single ant.	TxD	OLSM
Channel	EVehA	ETU	EVehA	EVehA
Doppler freq.	5 Hz	300 Hz	5 Hz	70 Hz
Modulation	QPSK	16QAM	16QAM	16QAM
Code rate	1/3	1/2	1/2	1/2
$N_T \times N_R$	1 x 2	1 x 2	2 x 2	4 x 2
Antenna corr.	Low	High	Medium	Low
Channel SNR req.	-1 dB	9.4 dB	6.8 dB	14.3 dB

Cuadro 2.1: Prueba de escenarios de 3GPP TS 36.101

Los resultados de las simulaciones para los escenarios considerados se muestran en la Figura 2.8. Las líneas punteadas horizontales corresponden al 70 % de los valores máximos de tasa de datos para el cual TS 36.101 define los requerimientos de la tasa señal a ruido de un canal (SNR) (se muestra como x en la Figura 2.8). Para todos los escenarios de prueba consideradas, el simulador a nivel de enlace lleva a cabo los requerimientos mínimos para aproximadamente 2-3 dB. Las barras pequeñas verticales dentro de las marcas en 8 están en el 99 % de los intervalos de confianza simulados. Entonces los intervalos de confianza son mucho más pequeños que las distancias entre las curvas de tasas individuales, sabemos que una repetida simulación con diferentes semillas generadores de números aleatorios permitirán resultados y simulaciones similares.

2.3.2. Comparación Cruzada a Nivel de Enlace y de Sistema

Después, se comparó el rendimiento del simulador a nivel de enlace y de sistema. Consideramos un escenario de un usuario dentro de una sola célula con diferentes configuraciones y modos a transmitir, como se resumió en la cuadro 2.2.

	SISO	TxD	OLSM	CLSM
Channel	TU	TU	TU	TU
Bandwidth	1.4MHz	1.4MHz	1.4MHz	1.4MHz
Antenna conf.	1 x 1	2 x 2	2 x 2	4 x 2
CQI feedback	SI	SI	SI	SI
RI feedback	NO	NO	SI	SI
PMI feedback	NO	NO	NO	SI
Simulation time LL	3200 s	9500 s	19500 s	14500 s
Simulation time SL	800 s	1000 s	1100 s	1200
Speed-up	4	9.5	17.7	11.8

Cuadro 2.2: Prueba de escenarios de los simuladores L2S (SU CASE)

Dependiendo de las condiciones de canal, adaptamos el esquema AMC, el rango de transmisión, y las matrices de pre-codificación. Para este propósito, utilizamos el esquema de realimentación de UE presentado en [13]. Para crear un escenario de simulación equivalente a nivel de enlace y de sistema, no utilizamos 'shadow fading'. Mientras a nivel de enlace el SNR es una función de localización del usuario en la célula. Sin 'shadow fading', la SNR del usuario a nivel del sistema llega a ser una función de la distancia entre la estación base y el usuario. Esto puede ser utilizado indirectamente para seleccionar los valores apropiados SNR en el simulador. Los resultados de las comparaciones a nivel de enlace y de sistema se muestran en la Figura 2.9. Para todos los escenarios de simulación considerados, obtenemos una combinación excelente de los resultados de los dos simuladores, confirmando la validez de nuestro modelo Predictor de Error de Enlace (LEP) [50] a nivel de sistema.

En el cuadro 2.2 comparamos los tiempos de simulaciones del simulador de estado de enlace y de sistema. Los simuladores se llevaron a cabo en un procesador i7 – 3630QM. 2.4GHz. El cuadro también muestra la 'speed-up' que define el tiempo de simulación requerido con el simulador de enlace y de sistema respectivamente. El 'speed-up' del simulador de sistema para SISO es 4. Este 'speed-up' es más bien pequeño debido a la ecualización, demodulación, y decodificación (tareas que se abstraen a nivel de sistema) tienen baja complejidad a nivel de un sistema SISO. Esperamos un 'speed-up' mayor en CLSM, porque utiliza la configuración de antena más grande. Sin embargo, medimos el 'speed-up' más largo de casi 18 en el escenario de simulación OLSM. La razón es, que los precodificador cambia de una subportadora a otra, mientras en los escenarios CLSM, asumimos ancho de banda que el mismo precodificador utiliza en todas las subportadoras [13].

El simulador a nivel de enlace soporta computación paralela gracias a MATLAB. Con esas características, es posible correr varias instancias de MATLAB en múltiples núcleos de CPU modernas. Los tiempos de simulación del simulador a nivel de enlace entonces decrece linealmente con el número de núcleos de la CPU, mientras el simulador de sistema no es capaz de hacerlo paralelamente.

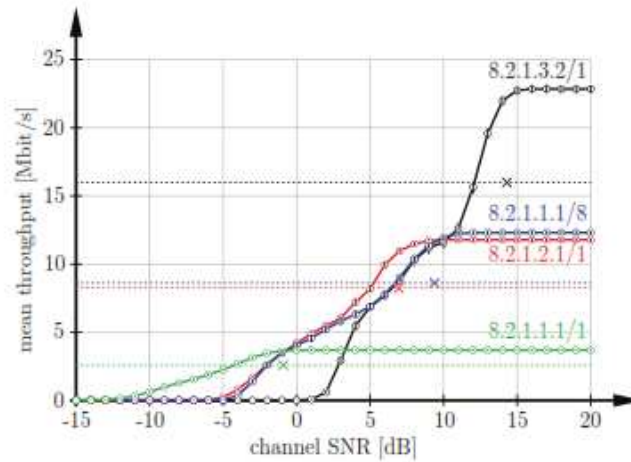


Figura 2.8: Simulaciones de tasa de datos de prueba de los escenarios en 3GPP TS 36.101

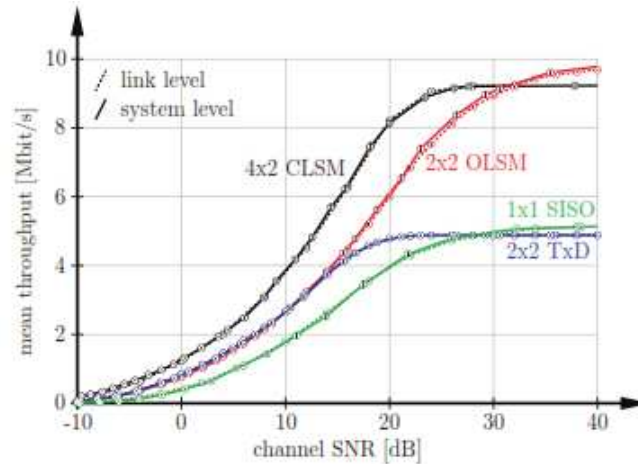


Figura 2.9: Resultados obtenidos con los simuladores L2S

2.3.3. Más Validaciones Importantes

Para una validación correcta de los resultados producidos por el simulador, verificamos el rendimiento de la BER y la tasa de datos sobre frecuencia plana Rayleigh y canales AWGN, como el rendimiento resultados teóricos de esos canales conocidos [66]. Además, nosotros verificamos nuestros resultados con otros simuladores de la industria, para comparar con publicaciones correspondientes de la 3GPP RAN WG1, ejemplos [28,29]. Aún, un tema abierto es probar una correcta funcionalidad de cada parte del simulador. La evaluación de los simuladores también ha sido posible por toda la comunidad investigadora, permitiendo modificar el código para conocer los requerimientos y verificar que sea correcto [67–69]. La primera versión del simulador se lanzó en Mayo del 2009 (simulador a nivel del sistema), respectivamente. Para facilitar el intercambio de bolsos y/o resultados frecuentemente como "sumideros".

2.4. Explicación de Resultados del Simulador

En esta sección, mostramos dos ejemplos de resultados de simulación obtenidos con el simulador LTE. Primero, presentamos una simulación de tasa de datos a nivel de enlace en la cual comparamos la tasa de datos de los diferentes esquemas MIMO para bandas teóricas. Basados en la configuración de la simulación, investigadores pueden investigar algoritmos tales como estimación de canal, detección, o sincronización. Segundo, comparamos el rendimiento de diferentes 'scheduler' del estado del arte en un ambiente de única célula con varios usuarios. Esos 'schedulers' sirven como referencia para que los investigadores busquen técnicas avanzadas de 'scheduling'.

2.4.1. Tasa de Datos en el Enlace

Antes de presentar los resultados de la tasa de datos a nivel de enlace de los diferentes esquemas MIMO-LTE, introducimos bandas teóricas para la tasa de datos. Identificamos tres bandas, llamadas, la información mutua, la capacidad de canal, y la llamada información mutua alcanzable. Dependiendo del tipo de información de estado de canal disponible en el transmisor (solo recibe SNR, completo, o cuantizado), un sistema de transmisión ideal se espera que se obtenga de esas bandas.

Información Mutua

La información mutua es la banda teórica para la tasa de datos si solo se recibe SNR pero no mas allá de la información disponible en el lado del transmisor [70]:

$$(2.4.1) \quad \mathbf{I} = \sum_{k=1}^{N_{tot}} B_{sub} \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{1}{\sigma_n^2} \mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H \right)$$

Donde B_{sub} denota el ancho de banda ocupado por una solo dato de subportadora, \mathbf{B}_k el $N_R \times N_T$ (=numero de antenas receptoras x numero de antenas transmisoras) matriz dimensional MIMO de la subportadora k -th, la energía de ruido σ_n^2 y la interferencia en el receptor, N_{tot} el número total de subportadoras que se pueden usar, y \mathbf{I}_{N_R} una matriz identidad de tamaño igual al número de antenas receptoras N_R . En la ecuación (2.4.1), normalizamos la potencia transmisora a uno y la matriz de canal de acuerdo a $E\{\|\mathbf{H}_k\|_2^2} = 1$. Además, la ecuación (2.4.1) no muestra la dependencia en la potencia transmisora y el número N_T de antenas transmisoras.

El ancho de banda B_{sub} de una subportadora se calcula como:

$$(2.4.2) \quad B_{sub} = \frac{N}{T_{sub} - T_{cp}},$$

donde N_s es el número de símbolos OFDM en un subcuadro (usualmente es igual a 14 cuando se selecciona el prefijo cíclico normal), T_{sub} la duración del subcuadro (1ms), y T_{cp} el tiempo requerido para la transmisión de prefijos cíclicos dentro de un subcuadro. Tenga en cuenta que cuando calculamos la información mutua para las subportadoras que se pueden usar en el sistema OFDM, también tenga en cuenta que la pérdida en la eficiencia espectral causada por la banda de guarda de la portadora. Si diferentes sistemas de transmisión que modulan formatos diferentes se comparan, sin embargo, una comparación fiable que requiere calcular la información mutua sobre el sistema entero de ancho de banda en vez de calcularlo solo en el BW útil.

En los sistemas de comunicación actual se emplea modulación adaptativa y esquemas de codificación para optimizar la tasa de datos. Para un SNR específico en el receptor, asumimos un receptor optimo, la modulación y el esquema de codificación que maximiza la tasa de datos se puede seleccionar. Así, si el transmisor conoce el SNR que se recibe, una tasa de datos igual a la información mutua se debe alcanzar.

Capacidad de Canal

Para calcular la capacidad de canal de una frecuencia selectiva MIMO [66], considera el valor descomposición de la matriz \mathbf{H}_k escalada por la desviación estándar σ_2 ruido gaussiano blanco aditivo:

$$(2.4.3a) \quad \frac{1}{\sigma_n} \mathbf{H}_k = \mathbf{U}_k \sum_k \mathbf{V}_k^H$$

con

$$(2.4.3b) \quad \sum_k = \text{diag} [\sqrt{\lambda_{k,m}}] \quad m = 1 \dots \min(N_R, N_T)$$

El óptimo, la capacidad alcanzable, la frecuencia dependiente de precodificación en el transmisor se dan por una matriz unitaria \mathbf{V}_k . Si ésta matriz precodificación se aplica al transmisor y también el filtro receptor optimo \mathbf{U}_k^H se empleó, entonces el canal MIMO se separa en (N_R, N_T) (denotando el número de antenas receptoras N_R y N_T el número de antenas transmisoras) independientemente de canales SISO, cada uno con ganancia de $\sqrt{\lambda_{k,m}}, m=1 \dots \min(N_R, N_T), k = 1 \dots N_{tot}$. La capacidad de canal se obtiene distribuyendo la potencia a transmitir sobre esos subcanales SISO. La potencia de distribución optima $P_{k,m}$ es la solución del problema de optimización:

$$(2.4.4a) \quad C = \max_{P_{k,m}} \frac{1}{N_{tot}} \sum_{m=1}^{\min(N_R, N_T)} \sum_{k=1}^{N_{tot}} \log_2(1 + P_{k,m} \lambda_{k,m})$$

sujetos a

$$(2.4.4b) \quad \sum_{m=1}^{\min(N_R, N_T)} \sum_{k=1}^{N_{tot}} P_{k,m} = P_t$$

donde la segunda ecuación es una restricción de potencia que asegura un promedio de potencia igual al número de datos de subportadoras: $P_t = N_{tot}$. Se debe tener en cuenta que de acuerdo a la definición de $\sqrt{\lambda_{k,m}}$ en la ecuación (2.4.3), la potencia de distribución $P_{k,m}$ y así P_t permanece adimensional. Calculamos la potencia de los coeficientes maximizando la ecuación (2.4.4) por el algoritmo de llenado de agua descrito en [66]. En orden de lograr la tasa de datos igual a la capacidad de canal, el transmisor necesita completar la información de estado de canal y tiene que aplicar el precodificador óptimo. Además, el receptor necesita aplicar el filtro del receptor optimo para separar los subcanales diferentes SISO.

Información Mutua Realizable

Tanto la información mutua como la capacidad de canal no considera un sistema de pérdida causada, por ejemplo, por la transmisión de un prefijo cíclico o símbolo de referencia, o la cuantización del precodificador del transmisor. En orden de obtener un linda mas estricto para la tasa de datos límite, además consideramos esos efectos de definición de la llamada información mutua. En el caso de transmisión en lazo abierto, en el cual codificación espacio tiempo se emplea en el transmisor, obtenidos para la información mutua alcanzable:

$$(2.4.5) \quad \mathbf{I}_a^{(OL)} = \sum_{k=1}^{N_{tot}} FB_{sub} \frac{1}{N_L} \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_R N_L} + \frac{1}{\sigma_n^2} \tilde{\mathbf{H}}_k \tilde{\mathbf{H}}_k^H \right)$$

con N_L denotamos el número de capas espaciales transmisoras. La matriz $N_R N_L \times NT$ dimensional $\tilde{\mathbf{H}}_k$ es la matriz de canal incluyendo codificación espacio tiempo [71]. El factor F cuenta para pérdida de sistemas inherente debido a la transmisión de CP y la referencia de símbolos. En detalle, el factor F se calcula como:

$$(2.4.6) \quad F = \underbrace{\frac{\mathbf{T}_{sub} - \mathbf{T}_{cp}}{\mathbf{T}_{sub}}}_{CPloss} \cdot \underbrace{\frac{N_{sc} N_s / 2 - N_{ref}}{N_{sc} N_s / 2}}_{referencesymbolsloss}$$

donde N_{ref} es el número de símbolos de referencia por recurso de bloque, y $N_{sc} = 12$ es el número de subportadoras en cada bloque RB. En LTE, el número de símbolos de referencia dependientes en el número de antenas transmisoras. Además, el factor de eficiencia F decrece con el número de antenas transmisoras incrementa (ver cuadro 1.3).

En el caso de transmisión de lazo cerrado, una matriz de canal adaptativa \mathbf{W} se escoje de un conjunto de ω (definido en el estándar) y aplica a la señal transmisora. Calculamos la información mutua alcanzable para transmisión de lazo cerrado como:

$$(2.4.7) \quad \mathbf{I}_a^{(OL)} = \max_{\mathbf{W} \in \omega} \sum_{k=1}^{N_{tot}} FB_{sub} \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{1}{\sigma_n^2} \mathbf{H}_k \mathbf{W} \mathbf{W}^k \mathbf{H}_k^H \right)$$

En la Figura 2.10, la tasa de datos del sistema 2x2 LTE con 5MHz de ancho de banda, el conocimiento de canal perfecto del receptor decodificador de esfera suave (SDD) se muestra

y se compara previamente con los resultados teóricos.

Las diferencias entre capacidad de canal e información mutua no solo es pequeña, y, además, incluso el conocimiento del estado de canal completo en el transmisor no incrementa considerablemente el rendimiento de potencia. En contraste, la diferencia entre la información mutua y la información mutua alcanzable no es mas grande, resultando una pérdida del 56 % en una SNR de 15dB. La mayoría (48 %) de ésta pérdida es debido a la restricción indicada por el estándar, como indica la curva de Información mutua alcanzable de la Figura 2.10. En la tasa de 16 Mbit/s, la diferencia entre la información mutua y la información simulada en tasa de datos es de aproximadamente 4 dB. Esos descubrimientos son similares a los resultados obtenidos cuando analizamos el rendimiento WiMAX y HSDPA en [72].

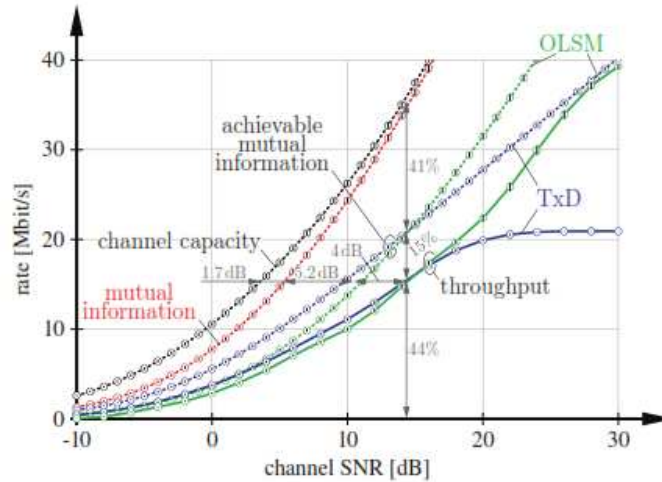


Figura 2.10: Tasa de datos de un sistema 2×2 con ancho de banda de 5 MHz comparado con la capacidad de canal, información mutua, y la información mutua alcanzable. Las barras verticales pequeñas con el marcador circular por dentro indican el 99 % de los intervalos de confianza

En la Figura 2.10 además muestra que, para SNRs por debajo de 14 dB, el modo T×D superan OLSM. Solo en SNRs mas grandes, por encima de 20 dB, donde la tasa de datos de T×D se satura, OLSM beneficia el segundo 'streams' espacial y supera T×D.

Antenas transmisoras N_T	Símbolos de Referencia N_{ref}	Factor de eficiencia $F(\%)$
1	4	88.88
2	8	84.44
4	12	80

Cuadro 2.3: Símbolos piloto y factor de eficiencia F en LTE

2.4.2. Scheduling LTE

En esta sección, el rendimiento de varias técnicas 'scheduling' LTE multi-usuarios se comparan a nivel de simulaciones de enlace. Para una selección apropiada de los parámetros de simulación a nivel de enlace y de sistema, somos capaces de mostrar que los resultados obtenidos por las dos simulaciones son equivalentes.

En particular, consideramos en el simulador a nivel de sistema un sector de un simple celular de un sistema SISO con 20 usuarios aleatoriamente posicionados. Las posiciones de los usuarios en el camino de pérdida a gran escala y los coeficientes shadow 'fading' de todos los usuarios, y como consecuencia, el promedio recibe SNRs, el cual se distribuye en un rango de 2.7 dB a 36 dB. Ese promedio receptor SNRs de los 20 usuarios se configuran en el simulador para asegurar la misma propagación en ambientes como el de sistema. Para mas parámetros de simulación ver el cuadro 2.4.

Parameter	Value
Sistem bandwidth	5 MHz
Number of subcarrier	300
Number of resource blocks	50
Number of users	20
Channel model	3GPP TU [76]
Channel realizations	2500
Antenna configuration	1 transmit, 1 receive (1 x 1)
Receiver	Zero forcing (ZF)
Schedulers	Best CQI(BCQI) Maxmin Proportional fair Resource fair Round robin

Cuadro 2.4: Parámetros a nivel de enlace y de sistema para simulaciones 'scheduling'

Los resultados de la simulación se promediaron en 2500 repeticiones a pequeña escala de 'fading'. En orden de garantizar exactamente las mismas realizaciones de canal para todas las simulaciones 'scheduler' a nivel de sistema, la posición del usuario, también como realizaciones a pequeña y gran escala 'fading' se cargaron de archivos pregenerados. A nivel de enlace, la búsqueda de generación de números aleatorios para generación de ruido y 'fading' se configuran al comienzo de cada simulación.

Una comparación del rendimiento de diferentes estrategias se muestran en las Figuras 2.11 y 2.12 en términos del sector total de tasa de datos y fidelidad (fairness)[73]. Las Figuras muestran que los resultados producidos por los simuladores de enlace y sistema son muy similares en términos de tasa de datos y fidelidad. La diferencia mas grande entre los resultados de las dos simulaciones es menos de 2%, mientras que los intervalos de confianza del 99% (demasiados pequeño para ser identificados en las figuras) de la tasa de datos simulada

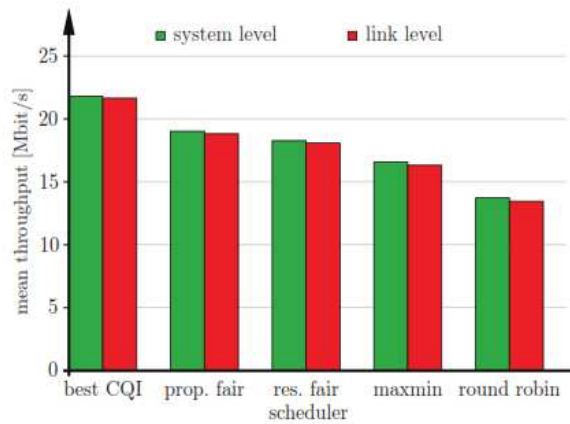


Figura 2.11: Comparación de tasa de datos del sistema obtenido con diferente estrategias 'scheduling' con simulación a nivel de enlace y de sistema

más pequeña. Así, concluimos que el simulador de sistema se calibra propiamente; que es, la aproximación y modelación a nivel de enlace no resultan grandes errores a nivel de sistema.

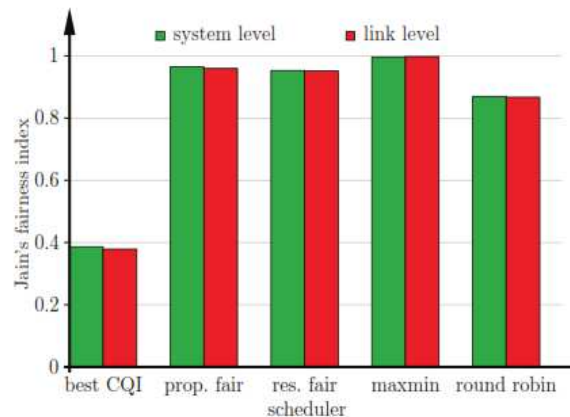


Figura 2.12: Comparación de equidad obtenida con diferentes estrategias 'scheduling' con simulaciones a nivel de enlace y de sistema

Los 'scheduler's considerados persuadieron diferentes objetivos para colocación de recursos. El mejor 'scheduler' CQI trata de maximizar el total de la tasa de datos y completamente ignora la fidelidad por solo ajustar los recursos para los usuarios con las mejores condiciones de canal. Esto se refleja en los resultados de simulación de la Figura 2.11 y 2.12, mostrando el sistema de tasa de datos mas alto y la fidelidad mas baja para el mejor 'scheduler' CQI. En contraste, el 'scheduler-maxmin' asigna los recursos de una forma equitativa de tasa de datos para todos los usuarios se garantiza, maximizando el indice de fidelidad 'Jain's' [73]. El 'scheduling' 'Round robin' no considera la realimentación del usuario y asigna cíclicamente la misma cantidad de recursos para cada usuario. Así, ignora los resultados de la realimenta-

ción de usuario en el peor rendimiento de tasa de datos de todos los usuario considerados aquí.

La fidelidad del 'scheduler' proporcional enfatiza la diversidad multi usuario por 'scheduling' el usuario que tiene la mejor realización de canal actual a si propio promedio. La estrategia de recursos de fidelidad 'scheduling' garantiza un cantidad igual de recursos para todos los usuarios mientras trata de maximizar el total de tasa de datos. En las simulaciones, la estrategia proporcional de fidelidad sobrepasa la fidelidad de recursos en términos de tasa de datos también en fidelidad resultando en una buena negociación entre tasa de datos y fidelidad. Mas detalles acerca del 'scheduler' implementado, también como resultados de la simulación se pueden encontrar en [21].

Parte II

H.265

Estándar de Codificación de Video de Alta Eficiencia (HEVC)

El estándar de codificación de video de alta eficiencia (HEVC) es el proyecto de vídeo conjunto más reciente de la recomendación ITU-T planteada por las organizaciones de estandarización Video Coding Experts Group (VCEG) y el ISO / IEC Moving Picture Experts Group (MPEG), trabajando juntos en una asociación conocida como el Joint Collaborative Team on Video Coding (JCT-VC) [176].

El principal estándar de codificación de vídeo que precede directamente el proyecto HEVC es H.264/MPEG-4 AVC, el cual en la actualidad es ampliamente utilizado en muchas aplicaciones, incluyendo la emisión de señales de televisión por satélite de alta definición (HD), cable y sistemas de transmisión terrestres, sistemas de edición y adquisición de contenido de vídeo, cámaras de vídeo, aplicaciones de seguridad, Internet y vídeo en redes móviles, discos Blu-ray, y las aplicaciones de conversación en tiempo real, tales como video chat, videoconferencia, y los sistemas de tele presencia.

Sin embargo, un incremento en la diversidad de servicios, el crecimiento en la popularidad del video HD, y la aparición de formatos más allá de HD (por ejemplo, 4k×2k o 8k×4k de resolución) están creando incluso necesidades más fuertes para una eficiencia superior a las capacidades de codificación del estándar H.264/MPEG-4 AVC. Si a esto se le une el tráfico y demanda de servicios, HEVC ha sido diseñado con el fin de abarcar todas las aplicaciones desarrolladas por el estándar H.264/MPEG-4 AVC, y enfocarse particularmente en dos factores claves: incremento en la resolución de video e incremento en el uso de arquitecturas de procesamiento paralelo.

3.1. Diseño del Codificador

El diseño del estándar HEVC se realizó con el objetivo de lograr:

- Eficiencia en la codificación.
- Facilidad de integración del sistema de transporte y la capacidad de recuperación de pérdida de datos.

- Aplicabilidad utilizando arquitecturas de procesamiento paralelo.

3.1.1. Proceso de codificación y decodificación

El algoritmo codificador inicia dividiendo cada imagen en regiones en forma de bloque, con el particionamiento de bloque exacto se transmite al decodificador.

La primera imagen de una secuencia de vídeo (y la primera imagen en cada RAP en una secuencia de vídeo) se codifica usando solo predicción intracuadro. Para todas las imágenes restantes de una secuencia o entre RAPs, modos de codificación predictiva temporal intercuadro se utilizan normalmente para la mayoría de los bloques.

El proceso de codificación para la predicción intercuadro consiste en elegir los datos de movimiento que comprende la imagen de referencia seleccionada y el MV que se aplicará para la predicción de las muestras de cada bloque. El codificador y el decodificador generan señales de predicción intercuadro idénticas mediante la aplicación de la MC usando el MV y datos del modo de decisión, que se transmiten como información complementaria.

La señal residual de la predicción intra o intercuadro, que es la diferencia entre el bloque original y su predicción, se transforma por una transformada espacial lineal. Los coeficientes de transformación son entonces ajustados, cuantizados, la entropía codificada, y se transmiten junto con la información de predicción. El codificador duplica el bucle de procesamiento del decodificador (se pueden ver los bloques sombreados en la Figura 3.1) de tal manera que ambos generarán predicciones idénticas para los datos posteriores. Por lo tanto, los coeficientes de la transformada cuantizados se construyen mediante un ajuste inverso y son luego inversamente transformados para duplicar la aproximación decodificada de la señal residual.

El residuo se añade a continuación a la predicción, y el resultado de la adición puede entonces ser alimentado en uno o dos filtros de bucle para suavizar los artefactos inducidos por el procesamiento y la cuantización en bloque.

La representación final de la imagen (que es un duplicado de la salida del decodificador) se almacena en una memoria intermedia de imágenes decodificadas para ser utilizado en la predicción de las imágenes posteriores. En general, el orden de procesamiento de codificación o decodificación de imágenes a menudo difiere del orden en que llegan de la fuente; necesitando una distinción entre el orden de decodificación (es decir, el orden de flujo de bits) y el orden de salida (es decir, el orden de visualización) para un decodificador.

Una sintaxis de metadatos se ha proporcionado en HEVC para permitir a un codificador indicar que el vídeo entrelazado-escaneado ha sido enviado por la codificación de cada campo (es decir, las líneas pares o impares de cada trama de vídeo) de vídeo entrelazado como una imagen separada o que ha sido enviado por la codificación de cada trama entrelazada como una imagen HEVC codificada. Esto proporciona un método eficiente de codificación de vídeo entrelazado sin sobrecargar los decodificadores con la necesidad de soportar un proceso de decodificación especial para este.

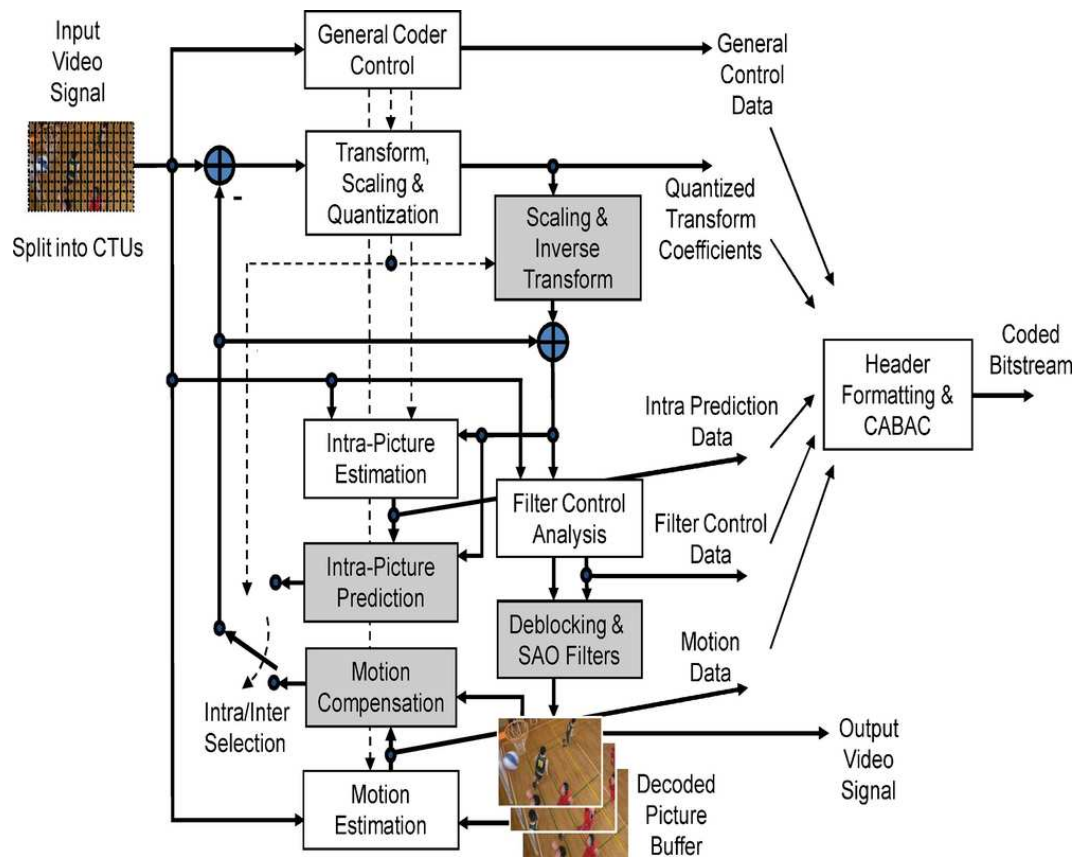


Figura 3.1: Codificador de Video y decodificador (elementos sombreados)

3.2. Elementos y Características en la Codificación y Decodificación de Video

El algoritmo básico de codificación fuente es un híbrido de predicción intercuadro para explotar dependencias estadísticas temporales, predicción intracuadro para explotar dependencias estadísticas espaciales, y codificación transformada de las señales de predicción residual para también explotar dependencias estadísticas espaciales.

Para la representación de las señales de video HEVC usa típicamente un triestímulo de espacio de color YCbCr con muestreo de 4:2:0. Y es Luminancia y representa el brillo, Cb y Cr son componentes de crominancia que representan la medida en que el color se desvía del gris hacia el azul y el rojo respectivamente.

Ya que el sistema visual humano es más sensible a la luminancia que a la crominancia, la estructura de muestreo 4:2:0 es típicamente usada, en la cual cada componente de crominancia tiene 1/4 del número de muestras del componente de luminancia (la mitad del número

de muestras en las dimensiones vertical y horizontal).

Cada muestra para cada componente se representa típicamente con 8 o 10 bits de precisión, y el caso 8-bits es la más típica. Las imágenes de video normalmente muestrean progresivamente con el tamaño de la imagen rectangular $W \times H$, donde W es el ancho y H el alto para la luminancia. En caso de la crominancia para un muestreo 4:2:0 se representa como $W/2 \times H/2$.

El núcleo de la capa de codificación está compuesto por CTUs, la CTU es la unidad de procesamiento básico usada en el estándar para especificar el proceso de decodificación. Una imagen se divide en CTUs, donde un CTB de luminancia y los dos CTBs de crominancia junto con la sintaxis asociada forman una CTU. Una CTB de luminancia cubre un área de la imagen rectangular de $L \times L$ muestras de la componente de luminancia y los CTBs de crominancia correspondientes cubren cada $L/2 \times L/2$ muestras de cada uno de los dos componentes de crominancia, donde los valores de L son 16,32 o 64. Entre más grande es el tamaño de L mejor será la compresión [177].

Los bloques de luminancia y crominancia CTBs pueden ser usados como únicos CBs o también ser particionados en múltiples CBs, donde la división es lograda usando estructuras de árbol. La CTU contiene una sintaxis quadtree que permite dividir los CBs a un tamaño apropiado, seleccionado en base a las características de la señal de la región cubierta por el CTB. El proceso de división quadtree puede repetirse hasta que el CB de luminancia alcanza un tamaño mínimo permitido, este es seleccionado por el codificador utilizando la sintaxis en el SPS y siempre es de 8×8 o más grande (en unidades de muestras de luminancia). Los límites de la imagen se definen en unidades del tamaño mínimo permitido del CB de luminancia. Como resultado, en los bordes derecho e inferior de la imagen, algunos CTUs pueden cubrir regiones que están en parte fuera de los límites de la imagen. Esta condición es detectada por el decodificador, y el CTU 'quadtree' se divide implícitamente como sea necesario para reducir el tamaño del CB hasta el punto donde todo el CB encajará en la imagen.

Un CB de luminancia y dos CBs de crominancia junto con sintaxis asociada forman una CU. Un CTB puede contener solamente una CU o puede dividirse en múltiples CUs, y cada CU tiene un particionamiento asociado a PUs y a un árbol de TUs.

Los modos de predicción para la CU son intra e inter, depende si se usa predicción intracuadro o predicción inter2cuadro. Para el modo intra el tamaño de PB que es el tamaño de bloque en el que se establece el modo de predicción intracuadro, es el mismo que el tamaño del CB para todos los tamaños de bloque, excepto para el tamaño más pequeño CB que se permite en el bitstream. Si se presenta el caso en que el CB es el más pequeño permitido entonces una bandera se muestra e indica si el CB se divide en 4 cuadrantes de PB, donde cada uno tiene su propio modo de predicción intracuadro. La razón para permitir esta separación es permitir selecciones de modo de predicción intracuadro distintas para bloques tan pequeños como de tamaño 4×4 . Cuando la predicción intracuadro para luminancia opera con tamaños de bloque 4×4 , la predicción intracuadro de crominancia también utiliza tamaños de bloque 4×4 (cada uno referido a la misma región de imagen como cuatro bloques de luminancia 4×4).

El tamaño de la región real en el que la predicción intracuadro opera (que es distinto del tamaño del PB, en la que se establece el modo de predicción intracuadro) depende de la partición de la codificación residual. Cuando el modo de predicción es señalado como inter, se especifica si los CBs de luminancia y crominancia se dividen en uno, dos, o cuatro PB.

Para el modo de predicción intercuadro, se especifica si los CBs de luminancia y crominancia se dividen en uno, dos o cuatro PBs. Se permite solamente la división en cuatro PBs cuando el tamaño del CB es el mínimo permitido. En la Figura 3.2 se muestran las posibles formas de particionamiento para los CBs intercuadro pronosticados.

Las 4 figuras en la parte de abajo se refieren al AMP y sólo se permite cuando M es 16 o mayor para luminancia. Un PB de la partición asimétrica tiene la altura o anchura $M/4$ y altura o anchura M respectivamente, y el otro PB llena el resto del CB por tener una altura o anchura de $3M/4$ y la anchura o la altura M respectivamente.

A cada PB intercuadro pronosticado se le asigna uno o dos MVs e índices de imágenes de referencia.

Aunque para minimizar el peor caso de ancho de banda de memoria, PBs de luminancia de tamaño 4×4 no se permiten para predicción intercuadro, y PBs de luminancia de tamaños 4×8 y 8×4 son restringidos a codificación unipredictiva.

Los PBs de luminancia y crominancia, junto con la sintaxis de predicción asociada, forman la PU. HEVC soporta tamaños variables de PB desde muestras de 64×64 a muestras de 4×4 .

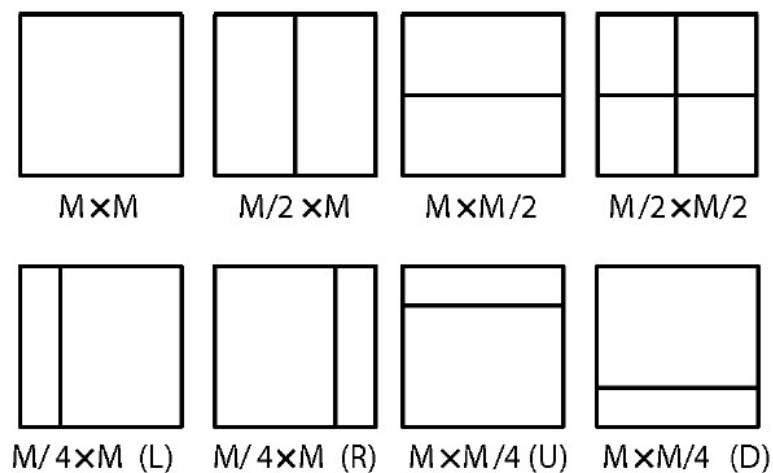


Figura 3.2: Modos de dividir un CB en PBs. Para CBs intrapicture pronosticados, solamente tamaños $M \times M$ y $M/2 \times M/2$ son soportados.

La predicción residual es codificada usando TBs. Un CB de luminancia residual puede ser

igual a un TB o puede ser además dividido en TBs de luminancia más pequeños. Lo mismo aplica para la crominancia. EL particionamiento se señala por un 'quadtree' residual. Para tamaños de TB 4×4 , 8×8 , 16×16 y 32×32 , se usa transformada de coseno discreto (DCT), para tamaños 4×4 de predicción residual de luminancia intracuadro, se usa transformada de seno discreto (DST) [3]. El codificador indica el máximo y mínimo tamaño para el TB de luminancia que este usara.

Sólo se especifica el particionamiento de un CB y de un TB cuadrado, donde un bloque puede ser recursivamente dividido en cuadrantes, como se ilustra en la Figura 3.3. Para un CB de luminancia dado de tamaño $M \times M$, una bandera señala si se divide en cuatro bloques de tamaño $M/2 \times M/2$.

Si se puede dividir aún más, como es señalado por un máximo de profundidad del quadtree que se indica en el SPS, a cada cuadrante de los cuatro obtenidos en primera instancia se le asigna una bandera que indica si se dividen en 4 cuadrantes cada uno, como se muestra en la imagen.

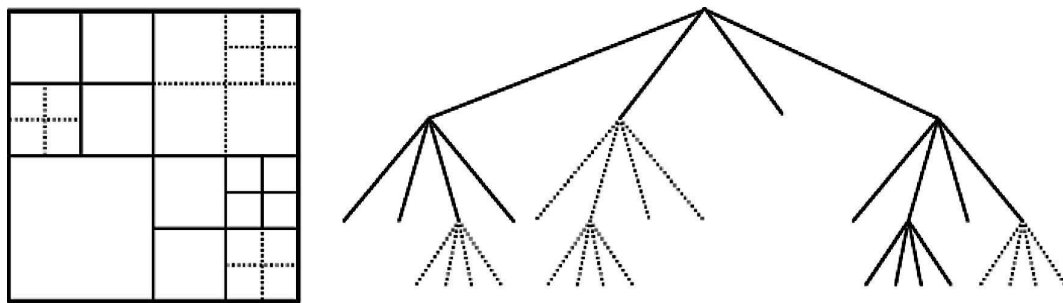


Figura 3.3: Subdivisión de un CTB en CBs y bloques transformados (TBs), las líneas solidas indican los limites CB y las líneas punteadas indican los limites TB. La parte izquierda es el CTB con su particionamiento. La parte de la derecha es el quadtree correspondiente al CTB particionado.

La división es implícita cuando el tamaño del CB es más grande que el tamaño máximo del TB. Y es no implícita cuando la división diera como resultado un tamaño de TB de luminancia más pequeño que el mínimo indicado. El tamaño del TB de crominancia es la mitad del tamaño del TB de luminancia en cada dimensión, excepto cuando el tamaño del TB de luminancia es 4×4 , en este caso un solo TB de crominancia de tamaño 4×4 se usa para la región cubierta por cuatro TBs de luminancia de tamaño 4×4 . En el caso de CUs intracuadro pronosticadas, las muestras decodificadas de los TBs vecinos más cercanos (dentro o fuera del CB) se utilizan como datos de referencia para la predicción intracuadro.

Vector de movimiento de señalización: Se utiliza la AMVP, se incluyen los candidatos más probables basados en los PBs adyacentes e imágenes de referencia. También es usado un modo llamado merge para codificación de MV.

Compensación de movimiento: Precisión de un cuarto de muestra se usa para los MVs,

y filtros 7-tap u 8-tap se usan para interpolación de posición de muestra fraccionada. Para cada PB, uno o dos vectores de movimiento pueden ser transmitidos, resultando codificación unipredictiva o bipredictiva, respectivamente. Una operación de ajuste y desplazamiento puede ser aplicada a la(s) señal(es) de predicción de una manera conocida como predicción ponderada.

Predicción Intracuadro: Las muestras decodificadas de los límites de bloques adyacentes se utilizan como datos de referencia para la predicción espacial en regiones en las que no se realiza la predicción intercuadro.

Control de cuantización: Cuantización de reconstrucción uniforme (URQ) se usa en HEVC, con matrices de ajuste de cuantización soportadas para los diferentes tamaños de bloque transformado.

Codificación de entropía: Contexto adaptativo de codificación aritmética binaria (CABAC) es utilizado para la codificación de entropía. Mejora la velocidad de rendimiento (especialmente para arquitecturas de procesamiento paralelo), funcionamiento de compresión, y reduce requerimientos de memoria.

Filtrado de desbloqueo en bucle: Un filtro de desbloqueo opera dentro del bucle de predicción intercuadro. Es amigable para el procesamiento paralelo.

Compensación adaptativa de la muestra (SAO): Un mapeo de amplitud no lineal se introduce dentro del bucle de predicción intercuadro después del filtro de desbloqueo. Su objetivo es reconstruir mejor las amplitudes de las señales originales mediante el uso de una tabla de consulta que se describe por algunos parámetros adicionales que se pueden determinar por análisis de histograma en el lado del codificador.

NAL (Network abstraction layer): Cada estructura de sintaxis se ubica en un paquete de datos lógicos llamado NAL, usando el contenido de una cabecera de unidad de dos bytes NAL, es posible identificar fácilmente el fin de los datos de carga útil asociados.

Metadato de la Información mejorada suplementaria (SEI) y Metadato de la Información de la usabilidad del video (VUI): Metadatos que poseen información acerca de la sincronización de las imágenes del video, la correcta interpretación del espacio de color usado en la señal de video, información del empaquetamiento de tramas estereoscópicas 3-D, información de visualización indirecta.

3.2.1. Sintaxis de la decodificación paralela y estructuración de la slice modificada

Nuevas características son introducidas en el estándar HEVC para mejorar la capacidad de procesamiento paralelo o modificar la estructuración de datos de la slice para propósitos

de paquetización. Como primer paso se plantean las características de una Slice:

Slice

Una slice es una estructura de datos que se pueden codificar de forma independiente de otras 'slices' de la misma imagen, en términos de codificación de la entropía, la predicción de la señal, y la reconstrucción de la señal residual. Una slice puede ser una imagen completa o una región de una imagen. Uno de los principales propósitos de las 'slices' es la resincronización en caso de pérdida de datos. 'Slices' son limitadas a menudo a utilizar un número máximo de bits de carga útil, por ejemplo en la transmisión de paquetes, y el número de CTUs en la slice a menudo varía en una manera dependiente de la actividad de la escena de video, con el fin de minimizar la sobrecarga de paquetización mientras se mantiene el tamaño de cada paquete dentro de este límite. 'Slices' son autónomos en el sentido de que, dada la disponibilidad de la secuencia activa y conjuntos de parámetros de imagen, sus elementos de sintaxis se pueden analizar a partir del 'bitstream' y los valores de las muestras en el área de la imagen que la slice representa pueden ser correctamente decodificados (excepto con respecto a los efectos de filtrado en bucle cerca de los bordes de la slice) sin el uso de ningún dato de otras 'slices' en la misma imagen. Esto significa que la predicción dentro de la imagen (por ejemplo, la predicción de la señal intracadro espacial o la predicción de vectores de movimiento) no se realiza a través de los límites de la slice. Alguna información de otras 'slices', podría ser necesaria para aplicar el filtrado en bucle a través de los límites de la slice. Cada slice puede ser codificada usando diferentes tipos de codificación:

- I slice: Una slice en la que todos las CUs de la slice son codificados usando solamente predicción intracadro.
- P slice: Adicional a la codificación de una I slice, algunos CUs de una P slice también pueden ser codificados usando predicción intercuadro con máximo una señal de predicción de movimiento compensado por PB (ej: uniprediccion). P slice solamente usan imágenes de referencia de la lista 0.
- B slice: Adicional a la codificación en una P slice, algunas CUs de una B slice también pueden ser codificados usando predicción intercuadro con un máximo de 2 señales de predicción de movimiento compensado por PB (ej: biprediccion). B slices usan imágenes de referencia de las listas 0 y 1.

Tiles

El principal propósito es habilitar el uso de arquitecturas de procesamiento paralelo para codificación y decodificación. Se segmenta la imagen en regiones rectangulares con un número aproximadamente igual de CTUs en cada tile (típicamente las tiles contienen el mismo número de CTUs pero no necesariamente debe ser así). Aumenta la capacidad del procesamiento paralelo en vez de proveer la capacidad de recuperación ante el error, también se usa para el acceso espacial aleatorio para regiones locales de imágenes del video. Múltiples tiles pueden compartir información de cabecera por estar contenidas en la misma slice. De otra manera, una sola Tile puede contener múltiples slices.

Procesamiento en paralelo de frente de onda (Wpp)

Una slice se divide en filas de CTUs, donde la primera fila se procesa de manera normal y la segunda fila se debe empezar a procesar después de que los dos primeros CTUs de la primera fila han sido procesados, de igual manera para la tercera fila, esperar que los dos primeros CTUs de la segunda fila hayan sido procesados, y así sucesivamente para las filas siguientes. Ofrece mejor rendimiento de compresión que las tiles, y evita algunos artefactos visuales que pueden ser inducidos al usar tiles. Los modelos de contexto del codificador de entropía en cada fila se infieren de los de la fila anterior con un retraso de procesamiento de dos CTUs. Este soporta procesamiento paralelo de filas de CTUs mediante el uso de varios hilos o threads de procesamiento en el codificador o decodificador (o ambos). En la Figura 3.4 se presentan ejemplos de la subdivisión de una imagen en Slices, Tiles y threads que hacen referencia al Wpp.

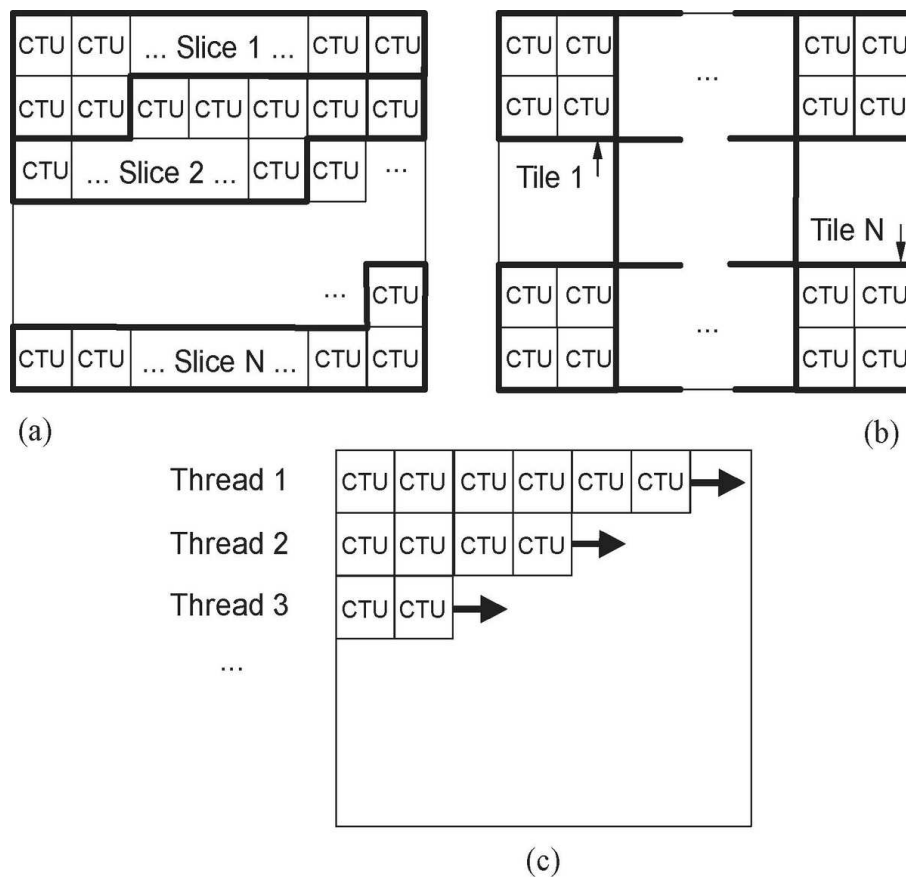


Figura 3.4: Subdivisión de una imagen en (a) Slices, (b) Tiles y (c) Ilustración del Wpp.

Segmentos de slice dependiente

Permite que los datos asociados a un punto de entrada de frente de onda en particular o una tile, sean llevados en una unidad NAL separada, por lo tanto potencialmente hace que los datos disponibles a un sistema de paquetización fragmentada, tengan una latencia menor que si estuviera todo codificado en una sola slice. Si se usa una slice dependiente para un punto

de entrada de frente de onda pueden solamente decodificarse después de la última parte del proceso de decodificación de otro segmento de slice que ha sido mejorado. Los segmentos de slice dependiente son principalmente usados en codificación de bajo retardo, donde otras herramientas paralelas deben penalizar el rendimiento de compresión.

3.2.2. Codificación Intracadro y Métodos Especiales

La predicción intracadro opera acorde al tamaño del TB, y las muestras de los límites previamente decodificadas de los TBs vecinos espaciales se usan para formar la señal de predicción. Es una predicción direccional con 33 orientaciones diferentes mostradas en la Figura 3.5, y se define para tamaños de TB de 4×4 hasta 32×32 , una predicción plana (suponiendo una superficie de amplitud con una pendiente horizontal y vertical derivada de los límites) y la predicción DC (una superficie plana con un valor que coincida con el valor medio de las muestras de los límites).

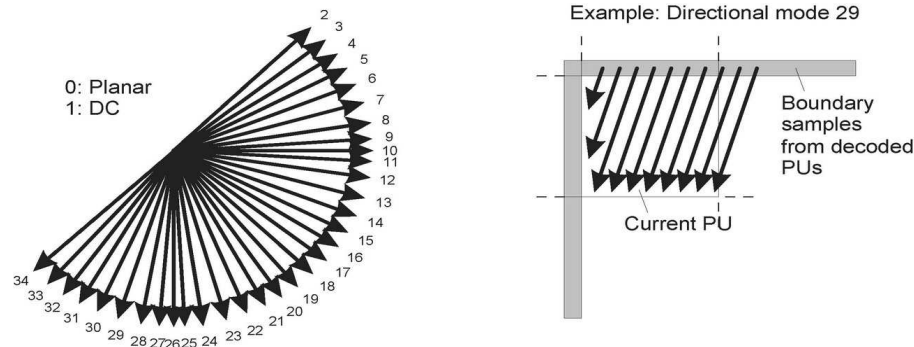


Figura 3.5: Modos y orientaciones direccionales para predicción intracadro.

Para la crominancia, los modos de predicción son horizontal, vertical, plana, y DC y se pueden señalar de manera explícita, o el modo de predicción de crominancia puede ser indicado para ser el mismo que el modo de predicción para la luminancia, es decir, como un caso especial para evitar la señalización redundante, cuando una de las primeras cuatro opciones se indica y es la misma como el modo de predicción de luminancia, el modo de intra-angular [34] se aplica en su lugar.

Los métodos de predicción intracadro: Intra–Angular, Intra–Planar, Intra–DC.

Particionamiento del PB: Un CB intracadro pronosticado de tamaño $M \times M$ puede tener uno o dos tipos de particiones de PB, PART- $2N \times 2N$ y PART- $N \times N$. El primero indica que el CB no se divide y el segundo indica que el CB se divide en cuatro PBs de igual tamaño, donde $N=M/2$. Solamente se permite particionamiento tipo PART- $N \times N$ cuando el tamaño actual del CB es igual al mínimo tamaño de la CU. Entonces el tamaño de PB siempre será el mismo del CB cuando el tamaño del CB no es igual al mínimo tamaño de CU. El modo de predicción intracadro se establece a nivel del PB, el proceso actual de predicción opera separadamente para cada TB.

Predicción intra-Angular: HEVC ofrece 33 direcciones de predicción que se denota como Intra-Angular[k], donde k es el número del modo de 2 a 34. Cuando se utiliza un modo Intra-angular, cada TB se predice direccionalmente a partir de muestras de los vecinos espaciales que se reconstruyen (pero aún no filtrados por los filtros en bucle) antes de ser utilizados para esta predicción. Para un TB de tamaño $N \times N$, un total de $4N+1$ muestras de vecinos espaciales pueden ser usadas para la predicción. Cuando está disponible a partir de operaciones de decodificación anterior, las muestras de los TBs inferior izquierda se pueden utilizar para la predicción en HEVC en adición de las muestras de los TBs a la izquierda, arriba, y arriba a la derecha del actual TB.

Para eliminar la necesidad de conmutación de muestra por muestra entre buffers de referencia fila y columna, para intra-angular [k] con k en el rango de 2-17, las muestras situadas en la fila de arriba se proyectan como muestras adicionales ubicadas en el columna de la izquierda, y con k en el rango de 18-34, las muestras situadas en la columna de la izquierda se proyectan como muestras situadas en la fila de arriba.

Para mejorar la precisión de la predicción intracuadro, la ubicación de la muestra de referencia proyectada se calcula con $1/32$ la precisión de la muestra. La interpolación bilineal se utiliza para obtener el valor de la muestra de referencia proyectada utilizando dos muestras de referencia más cercanas situadas en posiciones enteras.

Predicción Intra-Planar e Intra-DC: Intra-DC usa un valor medio de muestras de referencia para la predicción. Valores medios de dos predicciones lineales usando cuatro muestras de referencia de las esquinas se usan en la predicción Intra-Planar con el objetivo de prevenir discontinuidades a lo largo de los límites de los bloques.

Suavizar muestras de referencia

Las muestras de referencia usadas para la predicción intracuadro algunas veces se filtran por un filtro de suavidad three-tap $[1 \ 2 \ 1]/4$. HEVC aplica operaciones de suavidad más adaptativamente, acorde a la direccionalidad, la cantidad de discontinuidad detectada, y el tamaño de bloque.

- Los filtros de suavidad no se aplican a tamaños de bloque 4×4 .
- Bloques 8×8 : Solo direcciones diagonales, aplica Intra-Angular[k] ; $k=2,18,34$, usa la muestra de referencia de suavidad.
- Bloques 16×16 : Todas las direcciones excepto las cercanas a la dirección horizontal y vertical exactas, es decir, con k en el rango de 9-11 y 25-27.
- Bloques 32×32 : Todas las direcciones excepto las direcciones horizontal y vertical exactas, $k=10$ y $k=26$ respectivamente.

Cuando la cantidad de la discontinuidad detectada excede un umbral, la interpolación bilineal a partir de tres muestras de región vecinas se aplica para formar una predicción

suave.

Intra-Planar usa filtro de suavidad para bloque de tamaño igual o mayor a 8×8 , y para Intra-DC no se usa o no es útil el filtro de suavidad.

Suavizar Valores de los Límites

Se utilizan tres modos, Intra-DC, Intra-Angular[k] con $k=10$ o $k=26$. Se reemplazan las muestras de los límites dentro del TB, por valores del filtro cuando el tamaño del TB es menor que 32×32 .

Para el modo de intra-DC, tanto la primera fila y columna de muestras en el TB se sustituyen por la salida de un filtro alimentado 'two-tap' $[3 \ 1] / 4$ por su valor original y la muestra de referencia adyacente.

En predicción horizontal, las muestras de límite de la primera columna del TB se modifican de tal manera que se añade la mitad de la diferencia entre su muestra de referencia vecina y la muestra de referencia superior izquierda. Esto hace la señal de predicción más suave cuando grandes variaciones en la dirección vertical están presentes. En predicción vertical, lo mismo se aplica a la primera fila de muestras.

Sustitución de Muestras de Referencias

Cuando se activa una característica de pérdida de capacidad de recuperación que se conoce como predicción intra restringida, las muestras de referencia vecinas dentro de algún PB intracuadro pronosticado se consideran no habilitados, para evitar que datos corruptos de la imagen anteriormente decodificados se propaguen y produzcan errores en la señal de predicción.

Se codifica en un modo de codificación especial:

HEVC usa tres MPMs, los dos primeros MPMs se inicializan por los modos de predicción intracuadro de luminancia de arriba y a la izquierda si están disponibles y se codifican usando un modo de predicción intracuadro.

Cuando los dos primeros MPMs no son iguales, el tercer MPM se hace igual a intra-planar, intra-DC, o intra-angular [26] (dirección vertical), de acuerdo con cuál de estos modos, en este orden, no es un duplicado de uno de los dos primeros modos.

Cuando los dos primeros MPMs son los mismos, si este primer modo tiene el valor intra-planar o intra-DC, el segundo y tercer MPM son asignados como intra-planar, intra-DC, o intra-angular [26], según cuál de estos modos, en este orden, no son duplicados.

Cuando los dos primeros MPMs son el mismo y el primer modo tiene un valor Intra-angular, el segundo y tercer MPM son elegidos como los dos modos de predicción angulares

que están más cerca al ángulo (es decir, el valor de k) de la primera.

En caso de que el modo de predicción actual de luminancia es uno de los tres MPMs, solamente el índice del MPM se transmite al decodificador. De otra manera, el índice del actual modo de predicción de luminancia se transmite al decodificador usando un código de longitud fijo 5-bits.

Para crominancia, HEVC permite al codificador seleccionar uno de cinco modos: Intra-Planar, Intra-Angular [26] (vertical), Intra-Angular [10] (horizontal), Intra-DC, e Intra-Derived. En la predicción de crominancia el modo Intra-Derived usa la misma dirección angular como la predicción de luminancia.

El modo de predicción de crominancia seleccionado se codifica directamente (sin usar MPM).

3.2.3. Predicción Intercuadro

Presenta mayor capacidad de particionamiento que método de predicción intracuadro, los modos de particionamiento del PB son PART- $2N \times 2N$, PART- $2N \times N$, PART- $N \times 2N$, PART- $N \times N$ de divide el CB en cuatro PBs de igual tamaño, pero solo es soportado cuando el tamaño del CB es el más pequeño permitido y se presentan los cuatro casos de particionamiento AMP: PART- $2N \times nU$, PART- $2N \times nD$, PART- $nL \times 2N$, y PART- $nR \times 2N$.

Interpolación de muestra fraccionada: Se usa para generar las muestras de predicción para posiciones de muestreo no enteras. HEVC soporta vectores de movimiento con unidades de un cuarto de la distancia entre las muestras de luminancia.

Para muestras de crominancia, la precisión del vector de movimiento es determinada acorde al formato de muestreo de crominancia, el cual para muestreo de 4:2:0 resulta en unidades de un octavo de la distancia entre muestras de crominancia.

La interpolación de muestra fraccionada para muestras de luminancia usa aplicaciones separables de un filtro 'eight-tap' para las posiciones de la mitad de la muestra y un filtro de 'seven-tap' para las posiciones de un cuarto de la muestra. HEVC utiliza un único proceso de interpolación separable consistente para la generación de todas las posiciones fraccionables sin operaciones de redondeo intermedias, lo que mejora la precisión y simplifica la arquitectura de la interpolación de la muestra fraccionada.

Se usa filtros de siete taps en vez de ocho usado para posiciones de mitad de la muestra, para lograr posiciones de interpolación de un cuarto de la muestra ya que las posiciones de un cuarto de la muestra son relativamente cercanas a posiciones de la muestra enteras, por lo que la muestra más distante en un interpolador 'eight-tap' serían efectivamente más lejos que en el caso de la mitad de la muestra (donde las distancias relativas de las posiciones de número entero de la muestra son simétricas).

En la Figura 3.6 $A_{i,j}$ representa las muestras disponibles de luminancia en ubicaciones de muestras enteras, las otras posiciones marcadas con las letras minúsculas representan muestras en ubicaciones de muestras no enteras, que deben ser generadas por interpolación.

$A_{-1,-1}$				$A_{0,-1}$	$a_{0,-1}$	$b_{0,-1}$	$c_{0,-1}$	$A_{1,-1}$				$A_{2,-1}$
$A_{-1,0}$				$A_{0,0}$	$a_{0,0}$	$b_{0,0}$	$c_{0,0}$	$A_{1,0}$				$A_{2,0}$
$d_{-1,0}$				$d_{0,0}$	$e_{0,0}$	$f_{0,0}$	$g_{0,0}$	$d_{1,0}$				$d_{2,0}$
$h_{-1,0}$				$h_{0,0}$	$i_{0,0}$	$j_{0,0}$	$k_{0,0}$	$h_{1,0}$				$h_{2,0}$
$n_{-1,0}$				$n_{0,0}$	$p_{0,0}$	$q_{0,0}$	$r_{0,0}$	$n_{1,0}$				$n_{2,0}$
$A_{-1,1}$				$A_{0,1}$	$a_{0,1}$	$b_{0,1}$	$c_{0,1}$	$A_{1,1}$				$A_{2,1}$
$A_{-1,2}$				$A_{0,2}$	$a_{0,2}$	$b_{0,2}$	$c_{0,2}$	$A_{1,2}$				$A_{2,2}$

Figura 3.6: Posiciones de muestras enteras y fraccionadas para una interpolación de luminancia.

Las muestras $a_{0,j}$, $b_{0,j}$, $c_{0,j}$, $d_{0,0}$, $h_{0,0}$, $n_{0,0}$ son derivadas de las muestras $A_{i,j}$ por aplicar el filtro 'eight-tap' para posiciones de mitad de la muestra y el filtro 'seven-tap' para posiciones de un cuarto de la muestra, que se calcula en 1.1.

$$(3.2.1a) \quad a_{0,j} = \left(\sum_{i=-3,3} A_{i,j} qfilter[i] \right) \gg (B - 8);$$

$$(3.2.1b) \quad b_{0,j} = \left(\sum_{i=-3,4} A_{i,j} hfilter[i] \right) \gg (B - 8);$$

$$(3.2.1c) \quad c_{0,j} = \left(\sum_{i=-2,4} A_{i,j} qfilter[1 - i] \right) \gg (B - 8);$$

$$(3.2.1d) \quad d_{0,0} = \left(\sum_{i=-3,3} A_{0,j} qfilter[j] \right) \gg (B - 8);$$

index i	-3	-2	-1	0	1	2	3	4
hfilter[i]	-1	4	-11	40	40	-11	4	1
qfilter[i]	-1	4	-10	58	17	-5	1	

Cuadro 3.1: Coeficientes del filtro para la interpolación de muestras de luminancia fraccionadas

$$(3.2.1e) \quad h_{0,0} = \left(\sum_{i=-3,4} A_{0,j} hfilter[j] \right) \gg (B - 8);$$

$$(3.2.1f) \quad n_{0,0} = \left(\sum_{i=-2,4} A_{0,j} qfilter[1 - j] \right) \gg (B - 8);$$

La constante $B \geq 8$ es la profundidad de bits de las muestras de referencia (típicamente $B=8$ para la mayoría de aplicaciones) y los valores de los coeficientes del filtro están dados por las ecuaciones 3.2.1.

El símbolo \gg denota un desplazamiento aritmético a la derecha.

Las muestras escritas como $e_{0,0}$, $f_{0,0}$, $g_{0,0}$, $i_{0,0}$, $j_{0,0}$, $k_{0,0}$, $p_{0,0}$, $q_{0,0}$, $r_{0,0}$ pueden ser derivadas aplicando los filtros calculados en 3.2.2 correspondientes a las muestras ubicadas en las posiciones verticalmente adyacente $a_{0,j}$, $b_{0,j}$, y $c_{0,j}$.

$$(3.2.2a) \quad e_{0,0} = \left(\sum_{i=-3,3} a_{0,v} qfilter[i] \right) \gg (B - 8);$$

$$(3.2.2b) \quad f_{0,0} = \left(\sum_{i=-3,3} b_{0,v} qfilter[v] \right) \gg 6;$$

$$(3.2.2c) \quad g_{0,0} = \left(\sum_{i=-3,3} c_{0,v} qfilter[v] \right) \gg 6;$$

$$(3.2.2d) \quad i_{0,0} = \left(\sum_{i=-3,4} a_{0,v} hfilter[v] \right) \gg 6;$$

$$(3.2.2e) \quad j_{0,0} = \left(\sum_{i=-3,4} b_{0,v} hfilter[v] \right) \gg 6;$$

$$(3.2.2f) \quad k_{0,0} = \left(\sum_{i=-3,4} c_{0,v} hfilter[v] \right) \gg 6;$$

$$(3.2.2g) \quad p_{0,0} = \left(\sum_{i=-2,4} a_{0,v} qfilter[1-v] \right) \gg 6;$$

$$(3.2.2h) \quad q_{0,0} = \left(\sum_{i=-2,4} b_{0,v} qfilter[1-v] \right) \gg 6;$$

$$(3.2.2i) \quad r_{0,0} = \left(\sum_{i=-2,4} c_{0,v} qfilter[1-v] \right) \gg 6;$$

El filtrado de interpolación es separable cuando B es igual a 8, así que los mismos valores podrían ser calculados en este caso aplicando filtrado vertical antes que el filtrado horizontal. Cuando se implementa adecuadamente, el proceso de compensación de movimiento de HEVC se puede realizar utilizando sólo los elementos de almacenamiento de 16-bits (aunque se debe tener cuidado para hacer esto correctamente).

En HEVC solamente predicción ponderada explícita se aplica, por el escalamiento y la compensación de la predicción con los valores enviados de forma explícita por el codificador. La profundidad de bits de la predicción se ajusta entonces a la profundidad de bits original de las muestras de referencia.

En el caso de unipredicción, el valor de predicción interpolado es redondeado (posiblemente el valor de predicción ponderado también), desplazado a la derecha, y recortado para tener la profundidad de bits original. Para bipredicción, los valores de predicción interpolada de dos PBs son añadidos primero (posiblemente el valor de predicción ponderado también), luego redondeado, desplazado a la derecha, y recortado.

En HEVC como máximo se necesitan dos operaciones de redondeo para obtener cada muestra situada en las posiciones de un cuarto de la muestra, por lo tanto cinco operaciones de redondeo son suficientes en el peor de los casos cuando se utiliza bipredicción. Algo que se ha mejorado respecto a H.264/MPEG-4 AVC que necesita mínimo tres estados de operaciones de redondeo son necesarias para cada muestra ubicada en la posición de un cuarto de la muestra, y si se utiliza bipredicción, siete operaciones de redondeo son necesarias en el peor de los casos.

En el uso más común, donde la profundidad de bits es 8 b, el número de operaciones de redondeo en el peor de los casos es 3. Debido al bajo número de operaciones de redondeo, disminuye el error de redondeo acumulado y una mayor flexibilidad está habilitada en lo que respecta a la manera de llevar a cabo las operaciones necesarias en el decodificador.

Para el proceso de interpolación de muestra fraccionada de la crominancia, el filtro es 4-tap y siendo la precisión fraccional es 1/8 para el formato 4:2:0. Se pueden observar los coeficientes del filtro en el cuadro 3.2.

Valores de los coeficientes de los filtros denotados como $filter1[i]$, $filter2[i]$, $filter3[i]$, y $filter4[i]$ con $i = -1, \dots, 2$ se usan para interpolación de las posiciones fraccionadas 1/8vo,

Index	-1	0	1	2
filter1[i]	-2	58	10	-2
filter2[i]	-4	54	16	-2
filter3[i]	-6	46	28	-4
filter4[i]	-4	36	36	-4

Cuadro 3.2: Coeficientes del filtro para la interpolación de muestras de crominancia fraccionada.

2/8vos, 3/8vos, y 4/8vos para las muestras de crominancia, respectivamente. Usando simetría para las posiciones fraccionadas 5/8vos, 6/8vos, and 7/8vos, los valores reflejados de filter3[1-i], filter2[1-i], y filter1[1-i] con $i = -1, \dots, 2$ se usan respectivamente.

3.2.4. Transformar, Ajustar y Cuantizar

HEVC usa codificación transformada de la predicción del error residual. El bloque residual se particiona en múltiples cuadros de TBs, como ya se ha mencionado en secciones anteriores.

Transformaciones de dos dimensiones se calcula aplicando transformaciones de 1-D en direcciones vertical y horizontal.

Un ejemplo de la matriz de longitud 16 transformada se muestra en H.

$$H = \begin{bmatrix} 64 & 64 & 64 & 64 & 64 & 64 & 64 & 64 & 64 & 64 & 64 & 64 & 64 & 64 & 64 \\ 90 & 87 & 80 & 70 & 57 & 43 & 25 & 9 & -9 & -25 & -43 & -57 & -70 & -80 & -87 & 90 \\ 89 & 75 & 50 & 18 & -18 & -50 & -75 & -89 & -89 & -75 & -50 & -18 & 18 & 50 & 75 & 89 \\ 87 & 57 & 9 & -43 & -80 & -90 & -70 & -25 & 25 & 70 & 90 & 80 & 43 & -9 & -57 & -87 \\ 83 & 36 & -36 & -83 & -83 & -36 & 36 & 83 & 83 & 36 & -36 & -83 & -83 & -36 & 36 & 83 \\ 80 & 9 & -70 & -87 & -25 & 57 & 90 & 43 & -43 & -90 & -57 & 25 & 87 & 70 & -9 & -80 \\ 75 & -18 & -89 & -50 & 50 & 89 & 18 & -75 & -75 & 18 & 89 & 50 & -50 & -89 & -18 & 75 \\ 70 & -43 & -87 & 9 & 90 & 25 & -80 & -57 & 57 & 80 & -25 & -90 & -9 & 87 & 43 & -70 \\ 64 & -64 & -64 & 64 & 64 & -64 & -64 & 64 & 64 & -64 & -64 & 64 & 64 & -64 & -64 & 64 \\ 57 & -80 & -25 & 90 & -9 & -87 & 43 & 70 & -70 & -43 & 87 & 9 & -90 & 25 & 80 & -57 \\ 50 & -89 & 18 & 75 & -75 & -18 & 89 & -50 & -50 & 89 & -18 & -75 & 75 & 18 & -89 & 50 \\ 43 & -90 & 57 & 25 & -87 & 70 & 9 & -80 & 80 & -9 & -70 & 87 & -25 & -57 & 90 & -43 \\ 36 & -83 & 83 & -36 & -36 & 83 & -83 & 36 & 36 & -83 & 83 & -36 & -36 & 83 & -83 & 36 \\ 25 & -70 & 90 & -80 & 43 & 9 & -57 & 87 & -87 & 57 & -9 & -43 & 80 & -90 & 70 & -25 \\ 18 & -50 & 75 & -89 & 89 & -75 & 50 & -18 & -18 & 50 & -75 & 89 & -89 & 75 & -50 & 18 \\ 9 & -25 & 43 & -57 & 70 & -80 & 87 & -90 & 90 & -87 & 80 & -70 & 57 & -43 & 25 & -9 \end{bmatrix}$$

Aunque el estándar especifica la transformación simplemente en términos del valor de una matriz, se han seleccionado los valores de las entradas de la matriz que tiene propiedades de simetría, clave que permiten implementaciones rápidas parcialmente factorizadas con muchas menos operaciones matemáticas que una multiplicación de la matriz común, y la transformaciones más grandes pueden ser construidas mediante el uso de las transformaciones más pequeñas como bloques de construcción. HEVC inserta explícitamente una operación de desplazamiento a la derecha de 7-bits y una operación de recorte de 16-bits después de la primera etapa de transformación inversa de la transformación en 1-D (la etapa de transformación inversa vertical) para asegurar que todos los valores intermedios se pueden

almacenar en 16-bits de memoria (para 8-bits de decodificación de vídeo).

Las matrices de longitud 8 y longitud 4 transformadas pueden derivarse usando las primeras ocho entradas de filas 0, 2, 4, . . . , y usando las primeras cuatro entradas de filas 0, 4, 8, . . . , respectivamente.

Las transformadas son transformadas enteras basadas en la DCT. Sin embargo, la transformación utilizada para intra 4×4 se basa en DST (transformada discreta sinusoidal), que se aplica para los bloques de luminancia residual, con la matriz transformada

$$(3.2.3) \quad H = \begin{bmatrix} 29 & 55 & 74 & 84 \\ 74 & 74 & 0 & -74 \\ 84 & -29 & -74 & 55 \\ 55 & -84 & 74 & -29 \end{bmatrix}$$

Las funciones base de la DST se ajustan mejor a la propiedad estadística, de que las amplitudes residuales tienden a aumentar a medida que la distancia de las muestras de los límites que se utilizan para la predicción, se hace más grande.

La evitación de funciones bases de ajuste de frecuencia específica que se usaban en el estándar H.264/MPEG-4 AVC, es útil para reducir el tamaño de la memoria intermedia, especialmente cuando se considera que el tamaño de la transformada puede ser tan grande como 32 x 32.

HEVC usa el esquema URQ controlado por un QP. El rango de valores de QP es de 0 a 51, y un aumento de 6 duplica el tamaño del escalón de cuantización de tal manera que la asignación de valores de QP a tamaños de cuantización es aproximadamente logarítmica. Matrices de ajuste de cuantización también son soportadas.

Para reducir la memoria necesaria para almacenar valores de ajuste de frecuencia específica, sólo matrices de cuantización de tamaños 4×4 y 8×8 se usan. Para las transformaciones más grandes de tamaños 16×16 y 32×32, una matriz de ajuste 8×8 se envía y se aplica mediante el intercambio de valores dentro de grupos de coeficientes 2×2 y 4×4 en sub espacios, excepto para los valores en las posiciones DC (cero-frecuencia), para los que se envían y se aplican valores distintos.

3.2.5. Codificación de Entropía

Modelo de Contexto

En HEVC, la profundidad de la división del árbol de codificación o el árbol de transformación es explotada para derivar los índices del modelo de contexto de diversos elementos de sintaxis en adición a los vecinos espacialmente utilizados en H.264/AVC.

Por ejemplo, el elemento de sintaxis skip-flag que especifica si el CB se codifica como inter-picture predictivamente saltado y el elemento de sintaxis split-coding-unit-flag que especifica si el CB que es aún más dividido se codifica mediante el uso de modelos de contexto basados en la información de vecinos espacialmente. El elemento de sintaxis split-transform-flag especifica si el TB es aún más dividido y tres elementos de sintaxis que especifican coeficientes de transformación distintos de cero para cada componente de color, cbf-luma, cbf-cb y cbf-cr, se codifican en base a la profundidad de la división del árbol de transformación.

El diseño de codificación de entropía en realidad ofrece una mejor compresión de lo que lo haría una simple extensión del esquema de H.264/MPEG-4 AVC.

Escaneo de Coeficientes de Adaptación

El escaneo de Coeficientes se realiza en sub-bloques 4×4 para todos los tamaños de TB (es decir, el uso de un solo coeficiente de región para el tamaño de TB 4×4 , y el uso múltiple coeficientes de regiones 4×4 dentro de grandes bloques de transformación). Tres métodos de escaneo de coeficientes, diagonal up-right, horizontal, y los escaneos verticales como se muestra en la Figura 3.7, se seleccionan de forma implícita para la codificación de los coeficientes de transformación de tamaños de TB 4×4 y 8×8 en regiones intrapicture pronosticada. El escaneo vertical se utiliza cuando la dirección de la predicción está cerca de la horizontal y el escaneo horizontal se utiliza cuando la dirección de la predicción está cerca de la vertical. Para otras direcciones de predicción, se utiliza el escaneo diagonal up-right.

Para los coeficientes de transformación en los modos de predicción interpicture de todos los tamaños de bloque y para los coeficientes de transformación de 16×16 o 32×32 predicción intrapicture, el escaneo diagonal up-right 4×4 se aplica exclusivamente a los sub-bloques de coeficientes de transformación.

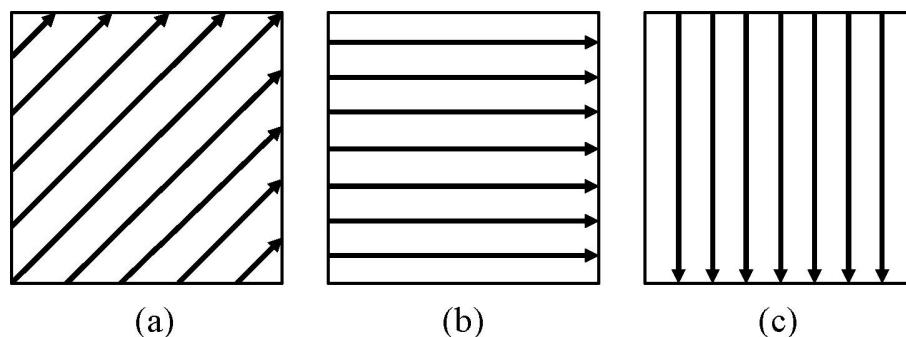


Figura 3.7: Tres métodos de escaneo HEVC. (a) Diagonal 'up-right' (b) Horizontal (c) Vertical

Codificación de Coeficientes

HEVC transmite la posición del último coeficiente de transformación distinto de cero, un mapa de significación, bits de signo y los niveles de los coeficientes de transformación.

La posición de coordenada de frecuencia horizontal y vertical del último coeficiente distinto de cero se codifican por el TB antes de enviar los mapas de significación de sub-bloques 4×4 que indican que otros coeficientes de transformación tienen valores distintos de cero.

El mapa de significación se deriva de grupos de significación relativos al tamaño fijo de sub-bloques 4×4 . Para todos los grupos que tienen al menos un coeficiente que precede a la última posición del coeficiente, una bandera de grupo significativo especifica un grupo de coeficientes distinto de cero, seguido de banderas de coeficientes de significación para cada coeficiente que se encuentre antes de la posición indicada del último coeficiente significativo.

Un método conocido como ocultamiento de datos del signo se utiliza para seguir mejorando la compresión. Los bits de signo se codifican condicionalmente basado en el número y las posiciones de los coeficientes codificados. Cuando se utiliza el ocultamiento de los datos del signo y hay por lo menos dos coeficientes diferentes de cero en un sub-bloque 4×4 y la diferencia entre las posiciones de escaneo del primer y el último coeficiente distintos de cero es mayor que 3, el bit de signo del primer coeficiente distinto de cero es inferido de la suma de paridad de las amplitudes de los coeficientes. De lo contrario, el bit de signo se codifica normalmente.

Filtros Recursivos

In HEVC dos pasos de procesamiento llamados DBF seguido por un filtro SAO se aplican a las muestras reconstruidas antes de escribirlas en la memoria intermedia de imágenes decodificadas en el lazo del decodificador.

El DBF tiene por objeto reducir los artefactos de bloqueo debido a la codificación basada en bloques.

Mientras que el DBF sólo se aplica a las muestras situadas en los límites de bloque, el filtro de SAO se aplica de forma adaptativa a todas las muestras que satisfacen ciertas condiciones, por ejemplo, basados en gradiente.

El DBF se aplica a todas las muestras adyacentes a un límite de la PU o TU, excepto el caso en que el límite es también un límite de la imagen, o cuando el 'deblocking' está deshabilitado a través de los límites de la slice o tile (que es una opción que puede ser señalada por el codificador).

Al usar DBF a los bordes que son alineados sobre una muestra en forma de cuadrícula 8×8 , HEVC reduce el peor de los casos de la complejidad computacional sin degradación perceptible de la calidad visual. También mejora la operación de procesamiento en paralelo mediante la prevención de las interacciones en cascada entre las operaciones de filtrado cercanas.

Dado que P y Q son dos bloques adyacentes con un límite de cuadrícula 8×8 común, la

potencia del filtro de 2 se asigna cuando uno de los bloques es pronosticado intracadro. De lo contrario, se le asigna la potencia del filtro de 1 si cualquiera de las siguientes condiciones se cumple.

1. P o Q tiene al menos un coeficiente de transformada distinto de cero.
2. Los índices de referencia de P y Q no son iguales.
3. Los vectores de movimiento de P y Q no son iguales.
4. La diferencia entre un componente de vector de movimiento de P y Q es mayor o igual que una muestra entera.

Si ninguna de las condiciones se conoce, se asigna el filtro de potencia de 0, que significa que el proceso de deblocking no se aplica.

De acuerdo con la potencia del filtro y el valor medio del parámetro de cuantización de P y Q, dos umbrales, t_c y β , se determinan a partir de tablas predefinidas. Para muestras de luminancia, uno de los tres casos, sin filtrado, filtrado fuerte y filtrado débil, es elegido en base a β . Esta decisión se comparte a través de cuatro filas o columnas de luminancia utilizando la primera y las últimas filas o columnas para reducir la complejidad computacional.

Sólo hay dos casos, sin filtrado y filtrado normal, para muestras de crominancia. Filtrado normal se aplica solamente cuando la potencia del filtro es mayor que uno. El proceso de filtrado se realiza utilizando las variables de control t_c y β . En HEVC, el orden de procesamiento del DBF se define como el filtrado horizontal para los bordes verticales de la imagen completa primero, seguido de filtrado vertical para bordes horizontales. Este orden específico permite ya sea filtrado horizontal múltiple o procesos de filtrado verticales que se aplicarán en hilos (threads) paralelos, o que aún se puede implementar en una base CTB-por-CTB con sólo una pequeña latencia de procesamiento.

SAO

SAO es un proceso que modifica las muestras decodificadas mediante la adición de un valor de compensación para cada muestra después de la aplicación del DBF, basado en los valores de las tablas de consulta transmitidos por el codificador.

Filtrado de SAO se realiza sobre una base de región, basado en un tipo de filtrado seleccionado por CTB por un elemento de sintaxis `sao-type-idx`. Un valor de 0 para el `sao-type-idx` indica que el filtro de SAO no se aplica a la CTB, y los valores 1 y 2 señalan la utilización de la banda de compensación y los tipos de filtrado de compensación de borde, respectivamente.

En el modo de banda de compensación fijado por `sao-type-idx` igual a 1, el valor de compensación seleccionado depende directamente de la amplitud de la muestra. En este modo, el rango de amplitudes de muestra total se divide uniformemente en 32 segmentos llamados

bandas, y los valores de muestras que pertenecen a cuatro de estas bandas (que son consecutivas dentro de las 32 bandas) se modifican mediante la adición de los valores transmitidos denotados como bandas de compensación, que pueden ser positivos o negativos. La razón principal para el uso de cuatro bandas consecutivas es que en las zonas suaves donde pueden aparecer artefactos de bandeo, las amplitudes de muestra en un CTB tienden a concentrarse en sólo algunas de las bandas. Además, la elección de diseño de la utilización de cuatro compensaciones se unifica con el modo de operación de la compensación de borde que también utiliza cuatro valores de compensación.

En el modo de compensación de borde especificado por `sao-type-idx` igual a 2, un elemento de sintaxis `sao-eo-class` con los valores de 0 a 3 señala si un gradiente horizontal, vertical o una de dos direcciones de gradiente diagonales se utiliza para la clasificación de la compensación de borde en el CTB. La Figura 3.8 representa los cuatro patrones de gradiente utilizados por los respectivos `sao-eo-class` en este modo.

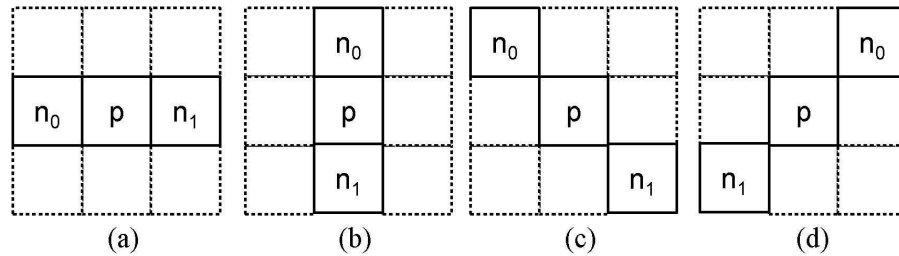


Figura 3.8: Cuatro patrones de gradiente utilizados en SAO. La muestra nombrada como "p" indica un centro de la muestra para ser considerado. Dos muestras nombradas como " n_0 " y " n_1 " especifican dos muestras vecinas a lo largo de los gradientes paternos (a) horizontal (`sao-eo-class` = 0), (b) vertical (`sao-eo-class` = 1), (c) 135° diagonal (`sao-eo-class` = 2), y (d) 45° (`sao-eo-class` = 3).

Cada muestra en la CTB se clasifica en una de cinco categorías `EdgeIdx` comparando el valor de la muestra `p` situado en alguna posición con los valores `n0` y `n1` de dos muestras situadas en posiciones vecinas, como se muestra en el cuadro 3.3.

EdgeIdx	Condition	Meaning
0	Case not listed below	Monotonic area
1	$p \leq n_0$ and $p \leq n_1$	Local min
2	$p \leq n_0$ and $p=n_1$ or $p \leq n_1$ and $p=n_0$	Edge
3	$p \geq n_0$ and $p=n_1$ or $p \geq n_1$ and $p=n_0$	Edge
4	$p \geq n_0$ and $p \geq n_1$	Local max

Cuadro 3.3: Categorías de Muestra `EdgeIdx` en Clases de Borde SAO

Esta clasificación se realiza para cada muestra en función de los valores de muestras decodificadas, por lo que no se requiere ninguna señalización adicional para la clasificación `EdgeIdx`. Dependiendo de la categoría `EdgeIdx` en la posición de la muestra, para las categorías `EdgeIdx` de 1 a 4, un valor de compensación de una tabla de consulta transmitida se

añade al valor de la muestra. Los valores de compensación son siempre positivos para las categorías 1 y 2 y negativos para las categorías 3 y 4. De este modo el filtro tiene generalmente un efecto de suavizado en el modo de compensación de borde.

3.3. Características Claves

3.3.1. NAL

NAL mapea los datos de la capa de codificación de video (VLC) que representa el contenido de las imágenes en varias capas de transporte, tales como RTP/IP, ISO MP4, sistemas H.222.0/MPEG-2, y provee una estructura para la capacidad de recuperación de perdida de datos. Para los conceptos generales del diseño NAL como unidades NAL, conjuntos de parámetros, unidades de acceso, el formato de flujo de bytes y el formateo de paquetes, consulte [179]-[181].

NAL se clasifica en VLC si contiene imágenes codificadas y no-VLC si contiene algún otro dato asociado. El cuadro 3.4 muestra los tipos de unidades NAL, sus significados asociados y el tipo de clase para el estándar HEVC.

Type	Meaning	Class
0,1	Slice segment of ordinary trailing picture	VCL
2,3	Slice segment of TSA picture	VCL
4,5	Slice segment of STSA picture	VCL
6,7	Slice segment of RADL picture	VCL
8,9	Slice segment of RASL picture	VCL
10–15	Reserved for future use	VCL
16–18	Slice segment of BLA picture	VCL
19,20	Slice segment of IDR picture	VCL
21	Slice segment of CRA picture	VCL
22–31	Reserved for future use	VCL
32	Video parameter set (VPS)	non-VCL
33	Sequence parameter set(SPS)	non-VCL
34	Picture parameter set(PPS)	non-VCL
35	Access unit delimiter	non-VCL
36	End of sequence	non-VCL
37	End of bitstream	non-VCL
38	Filler data	non-VCL
39–40	SEI messages	non-VCL
41–47	Reserved for future use	non-VCL
48-63	Unspecified (available for system use)	non-VCL

Cuadro 3.4: Tipos de unidades NAL, Significados y Tipo de Clase

3.3.2. Acceso Aleatorio y Características de Unión de Bitstream

IDR: La imagen IDR se usa dentro de una estructura llamada GOP cerrada (GOP representa un grupo de imágenes). La presencia de una unidad de acceso IDR indica que ninguna imagen posterior en el 'bitstream', requerirá de referencia a las imágenes anteriores a la imagen que el IDR contiene con el fin de ser decodificadas.

Clean Random Access (CRA): La sintaxis del CRA especifica el uso de una imagen codificada en la posición de un punto de acceso aleatorio (RAP), se puede ubicar de manera que el decodificador inicie el proceso de decodificación de imágenes, sin la necesidad de decodificar imágenes que aparezcan más tempranas que ésta en el flujo de bits. Este maneja un orden de operación temporal llamado operación open GOP.

Se requiere un buen soporte de acceso aleatorio para habilitar 'channel switching', operaciones de búsqueda, y servicios de streaming dinámico.

Random access skipped leading (RASL): Algunas imágenes que siguen una imagen CRA en orden de decodificación y preceden en el orden de visualización, pueden contener referencias de predicción intercuadro a imágenes que no están disponibles en el decodificador. Por tanto, estas imágenes no decodificables deben ser descartadas por un decodificador que comienza su proceso de decodificación en un punto de CRA. A estas imágenes no decodificables se les da el nombre de imágenes RASL.

Broken link access (BLA): La ubicación de los puntos de unión de los bitstream codificados originales pueden ser indicados por BLA. Una operación de unión de bitstream, puede ser mejorada cambiando el tipo de unidad NAL de una imagen CRA, al valor que indica la imagen BLA, y concatenando el nuevo bitstream a la posición de una imagen RAP, en el orden del bitstream.

Una imagen RAP puede ser IDR, CRA, o BLA, y las imágenes CRA o BLA pueden ser seguidas por imágenes RASL en el bitstream (Dependiendo del valor particular del tipo de unidad NAL que se usa para una imagen BLA).

Random access decodable leading (RADL): Es otro tipo de imagen que puede seguir a una imagen RAP en el orden de decodificación y precederla en el orden de salida, esta no puede tener imágenes de referencia a aquellas que precedan a la imagen RAP en el orden de decodificación.

RASL y RADL son llamadas leading cuadros (LPs). Imágenes que siguen a una imagen RAP en el orden de decodificación y orden de salida se conocen como imágenes 'trailing', no pueden tener imágenes de referencia de LPs para predicción intercuadro.

Es posible ajustar el número de subcapas temporales durante el proceso de decodificación de una secuencia de video codificada. La ubicación de un punto en el bitstream el cual intercambie subcapas, es posible para iniciar la decodificación con algunas capas de tiempo

más altas, y se puede indicar por la presencia de imágenes temporal 'sublayer Access' (TSA) y 'stepwise TSA' (STSA). En la ubicación de una imagen TSA, es posible intercambiar la decodificación de una subcapa de tiempo más baja a la decodificación de una subcapa de tiempo más alta. En la ubicación de una imagen STSA, es posible intercambiar la decodificación de una subcapa de tiempo más baja a la decodificación solamente con una subcapa de tiempo más alta (pero no las demás capas superiores a esta, a menos que también contengan imágenes STSA o TSA).

3.3.3. Conjunto de Imágenes de Referencia y Listas de Imágenes de Referencia

Decoded picture buffer (DPB): Para la administración de imágenes de múltiple-referencia, un conjunto de imágenes previamente decodificadas se presentan en el DPB para la decodificación del resto de imágenes del bitstream.

Para identificar las imágenes anteriores se usa una lista de identificadores POC (picture order count), que se transmiten en cada cabecera de slice. El conjunto de imágenes de referencia retenidas se llama RPS (reference picture set). En la Figura 3.9 se muestra un ejemplo de una estructura de predicción temporal, con los valores POC, orden de decodificación y los RPSs.

Existen dos tipos de lista de imágenes de referencia: Lista 0 y lista 1, estas listas están construidas como listas de imágenes en el DPB. Se usa un índice llamado índice de imagen de referencia el cual identifica la imagen en una de las listas. Para unipredicción se puede seleccionar una imagen de cualquiera de las dos listas, para bipredicción se seleccionan dos imágenes, una de cada lista. Si la lista contiene solo una imagen, el índice de la imagen de referencia es 0 y no necesita ser transmitido en el 'bitstream'.

3.3.4. Modo Merge

El modo Merge obtiene la información de movimiento de los bloques vecinos temporalmente o espacialmente. Típicamente la información de movimiento consiste de valores de desplazamiento de vectores verticales u horizontales, uno o dos índices de imágenes de referencia, y en el caso de regiones de predicción con B slices, una identificación de lista de imágenes de referencia que se asocia con cada índice.

El conjunto de posibles candidatos en el modo merge consiste de candidatos vecinos espaciales, un candidato temporal y los candidatos generados.

La Figura 3.10 muestra la posición de cinco candidatos espaciales. Para la posición de cada candidato, se busca la disponibilidad acorde al orden $\{a_1, b_1, b_0, a_0, b_2\}$. Si el bloque ubicado en la posición es pronosticado intracuadro o la posición esta fuera de la slice o tile

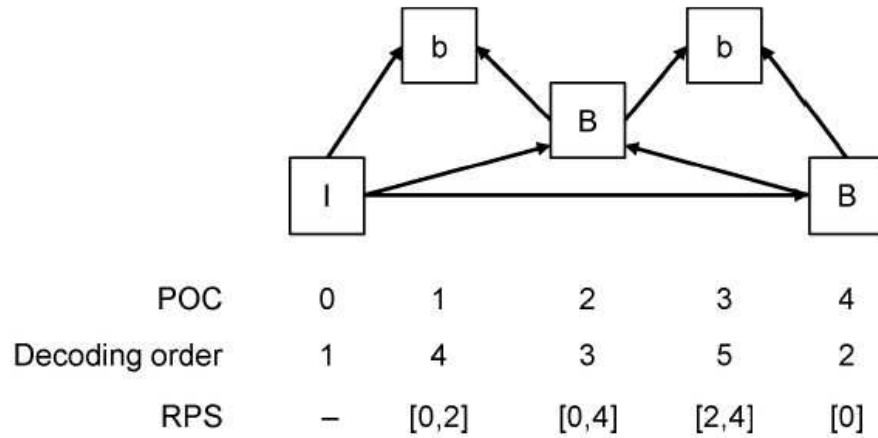


Figura 3.9: Ejemplo de una estructura de predicción temporal y los valores POC, orden de decodificación, y contenido RPS para cada imagen.

actual, este se considera no disponible.

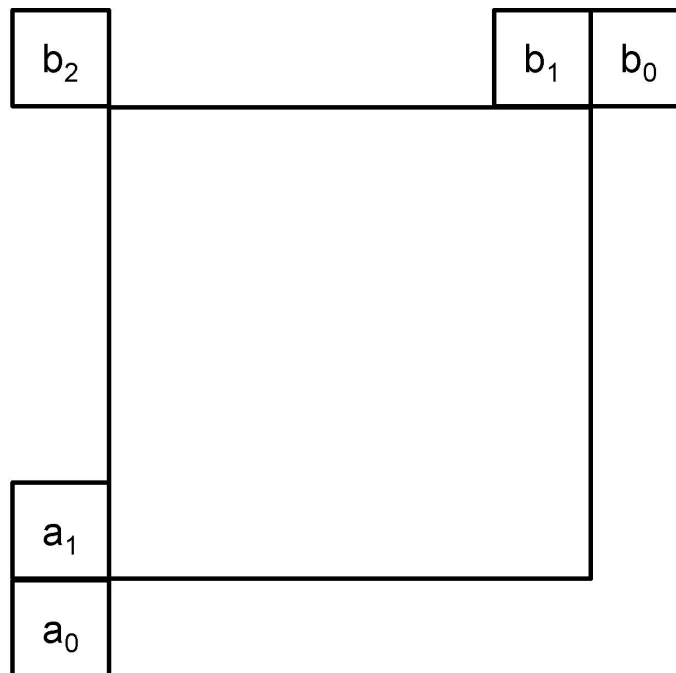


Figura 3.10: Posición de los candidatos espaciales de la información de movimiento.

Después de la validación de los candidatos espaciales, se eliminan dos tipos de redundancia. Si la posición del candidato para la PU actual se remite a la primera PU entro de la misma CU, la posición se excluye, ya que la misma fusión podría lograrse por una CU

sin dividirla en particiones de predicción. Por otra parte, también se excluyen las entradas redundantes donde los candidatos tienen exactamente la misma información de movimiento.

El número máximo de candidatos merge (C) se especifica en la cabecera de la slice. Si el número de candidatos merge encontrados incluido el candidato temporal, es más largo que C , solamente los primeros $C-1$ candidatos espaciales y el candidato temporal son retenidos. Pero si el número de candidatos merge encontrados es menor que C , se generan más candidatos hasta que el número sea igual a C . Esto simplifica el análisis y hace esto más robusto.

Para B slices, candidatos merge adicionales se generan para seleccionar dos candidatos existentes acorde a un orden predefinido por las imágenes de referencia de las listas 0 y 1. Por ejemplo el primer candidato generado usa el primer candidato merge para la lista 0 y el segundo candidato merge para la lista 1. HEVC especifica un total de 12 pares predefinidos en el siguiente orden en una lista de candidatos merge ya construida (0, 1), (1, 0), (0, 2), (2, 0), (1, 2), (2, 1), (0, 3), (3, 0), (1, 3), (3, 1), (2, 3) y (3, 2). Entre ellos, un máximo de cinco candidatos pueden incluirse después de eliminar las entradas redundantes.

Si la slice es P o el número de candidatos aun es menor que C , vectores de movimiento cero asociados a índices de referencia de cero, para el número de imágenes de referencia menos uno, se utilizan para rellenar las entradas restantes en la lista de candidatos merge.

En HEVC el modo de salto se trata como un caso especial del modo merge cuando todas las banderas de bloque codificados son iguales a cero. En este caso, solamente una bandera de salto y el correspondiente índice merge son transmitidos al el decodificador.

3.3.5. Predicción de Vectores de Movimiento para un Modo no Merge

Similar al modo merge el codificador elige el vector de predicción de movimiento entre varios candidatos de predicción. La diferencia entre el vector de predicción y el vector de movimiento actual, junto al índice del candidato son transmitidos al decodificador.

Solo se seleccionan dos candidatos de movimiento espacial se eligen acorde a la disponibilidad entre cinco candidatos. En la Figura 3.10 el primer candidato de movimiento espacial se elige del conjunto de posiciones a la izquierda $\{a_0, a_1\}$ y el segundo de las posiciones de arriba $\{b_0, b_1, b_2\}$ acorde a su disponibilidad, mientras se mantiene el orden de búsqueda como se indica en los dos conjuntos.

Cuando el índice de referencia de la PU vecina no es igual al de la PU actual, se utiliza una versión a escala del vector de movimiento. El vector de movimiento vecino se escala de acuerdo a las distancias temporales entre la imagen actual y las imágenes de referencia indicadas por los índices de referencia de la PU vecina y la PU actual, respectivamente. Cuando dos candidatos espaciales tienen los mismos componentes del vector de movimiento, se excluye un candidato espacial redundante.

Cuando el número de vectores de movimiento predictores no es igual a dos y el uso de la predicción temporal de MV no está desactivado de forma explícita, el candidato de la predicción del MV temporal se incluye. Esto significa que el candidato temporal no se utiliza en absoluto cuando dos candidatos espaciales están disponibles. Por último, un vector de movimiento cero se incluye repetidamente hasta que el número de candidatos de predicción de vectores de movimiento es igual a dos, lo que garantiza que el número de vectores de movimiento predictores es dos. Por lo tanto, sólo una bandera codificada es necesaria para identificar cual predicción de vectores de movimiento se utiliza en el caso de modo de no merge.

3.4. Algunas Comparaciones entre el Estándar HEVC y el Estándar H.264/MPEG-4 AVC

- HEVC comparado con H.264/MPEG-4 AVC, se mejora el rebote y la inferencia de movimiento directo.

HEVC usa filtros 7-tap u 8-tap para interpolación de posiciones de muestra fraccionada, lo cual mejora la precisión de la interpolación, comparado al filtrado 6-tap de posiciones de mitad de muestra, seguido por interpolación lineal de las posiciones de un cuarto de la muestra en H.264/MPEG-4 AVC.

- HEVC utiliza predicción intracuadro en el dominio espacial, pero con un mayor incremento en el tamaño del TB y un incremento en el número de direcciones de predicción seleccionables, esto comparado con el H.264/MPEG-4 AVC. La predicción intracuadro en HEVC soporta 33 modos de dirección que se conoce como Intra-Angular[k], adicionalmente el modo de predicción plano (superficie de montaje) y el modo de predicción DC (plana), en comparación a H.264/MPEG-4 AVC que solo usa ocho de esos 33 modos.
 - El modo de predicción Intra-Planar soporta todos los tamaños de bloque en HEVC, mientras que en H.264/MPEG-4 AVC solamente soporta predicción plane cuando el tamaño del PB de luminancia es de 16 x 16.
 - En HEVC los conceptos del conjunto de parámetros de secuencia y de imagen de H.264/MPEG-4 AVC se complementan con una nueva estructura del conjunto de parámetros de vídeo (VPS).
 - Nuevas características son introducidas en el estándar HEVC, en comparación al estándar H.264/MPEG-4 AVC, con el objetivo de mejorar la capacidad de procesamiento paralelo: Tiles, Wpp, Segmentos de slice dependiente.
-

- En HEVC la sintaxis de alto nivel para identificar el RPS, y se establezca la lista de imágenes de referencia para predicción intercuadro, es más fuerte a pérdida de datos que el H.264/MPEG-4 AVC, y más sumiso para operaciones como acceso aleatorio y modo de truco (avance rápido, retroceso suave, búsqueda, conmutación de flujo de bits adaptativo). Un aspecto clave de esta mejora es que la sintaxis es más explícita, en lugar de depender de las inferencias del estado de almacenamiento interno del proceso de decodificación, este decodifica el 'bitstream' imagen por imagen.
- Al comparar el estándar H.264/MPEG-4 AVC que utiliza macro bloques formados de una matriz fija de 16x16 muestras de luminancia, HEVC soporta CTBs de tamaño variable, seleccionados de acuerdo a las necesidades de los codificadores en términos de memoria y requerimientos computacionales. Adicionalmente que al soportar CTBs más grandes que en las normas anteriores es especialmente beneficioso cuando se codifica contenido de vídeo de alta resolución, así como se muestra en la Figura 3.11

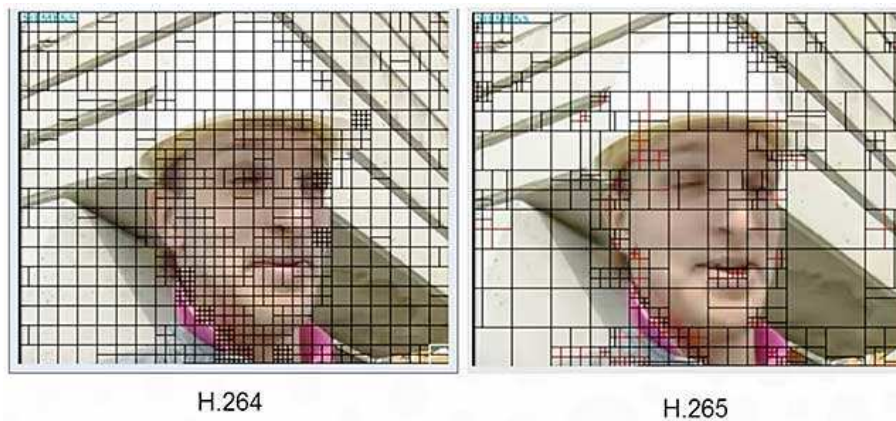


Figura 3.11: Tamaños de bloques más grandes mejoran la eficiencia de codificación.

- A diferencia del H.264/MPEG-4 AVC, el diseño HEVC permite a un TB abarcar múltiples PBs para CUs intercuadro pronosticadas, con el fin de maximizar los potenciales beneficios de la eficiencia de codificación en la partición estructurada del TB 'quadtree'.
 - HEVC permite el uso de diferentes modos de predicción intracuadro después de que se sustituyan los valores de las muestras de referencia inhabilitadas por valores de las muestras de referencia habilitadas vecinas, en H.264/MPEG-4 AVC solo se permite predicción Intra-DC.
 - HEVC usa tres MPMs cuando se codifica el modo de predicción intracuadro predictivamente. En H.264/MPEG-4 AVC solo se considera un modo.
-

- En HEVC como máximo se necesitan dos operaciones de redondeo para obtener cada muestra situada en las posiciones de un cuarto de la muestra, por lo tanto cinco operaciones de redondeo son suficientes en el peor de los casos cuando se utiliza bipredicción. Algo que se ha mejorado respecto a H.264/MPEG-4 AVC que necesita mínimo tres estados de operaciones de redondeo son necesarias para cada muestra ubicada en la posición de un cuarto de la muestra, y si se utiliza bipredicción, siete operaciones de redondeo son necesarias en el peor de los casos.
- HEVC define un conjunto de filtros 'four-tap' para posiciones de un octavo de la muestra. En el caso de H.264/MPEG-4 AVC, solamente filtrado bilineal 'two-tap' se aplica.
- El modo Merge en HEVC comparado al modo directo en el estándar H.264/MPEG-4 AVC presenta dos importantes diferencias, en primer lugar, se transmite la información de índice para seleccionar uno de varios candidatos disponibles, de alguna manera a veces se denomina un esquema de la competencia de vectores de movimiento. También identifica explícitamente la lista de imágenes de referencia y el índice de imágenes de referencia, mientras que el modo directo en H.264/MPEG-4 AVC asume que estos tienen algunos valores predefinidos.
- Dado que las filas de la matriz de transformación son aproximaciones cercanas de los valores de funciones base uniformemente ajustadas de la DCT ortonormal, la operación de pre ajustamiento utilizado en la descuantización por el estándar H.264/MPEG-4 AVC ya no es necesaria en HEVC.
- HEVC especifica solamente un método de codificación de entropía CABAC [182] en lugar de dos como en H.264/MPEG-4 AVC.
- A diferencia de H.264/MPEG-4 AVC, donde se aplica el DBF en una muestra 4 x 4 de cuadrícula como base, HEVC sólo aplica el DBF a los bordes que están alineados en una muestra en forma de cuadrícula de 8 x 8, tanto para muestras de luminancia y de crominancia. Esto reduce el peor de los casos de la complejidad computacional sin degradación perceptible de la calidad visual. También mejora la operación de procesamiento en paralelo mediante la prevención de las interacciones en cascada entre las operaciones de filtrado cercanas.
- La potencia del DBF es controlada por los valores de varios elementos de sintaxis similar al esquema de H.264/MPEG-4 AVC, pero sólo tres puntos fuertes se utilizan en lugar de cinco.

Hay una serie de publicaciones y presentaciones que se centran en la comparación de la calidad de HEVC vs H.264. [182] informa de los resultados tanto de PSNR (señal a ruido pico) comparaciones y evaluaciones subjetivas. El informe examinó varios escenarios, incluyendo aplicaciones interactivas y de entretenimiento.

Encoding	H.264/MPEG-4 AVC HP	H.263 CHC	MPEG-4 ASP	MPEG-2/H.262 MP
HEVC MP	40.3 %	67.9 %	72.3 %	80.1 %
H.264/MPEG-4 AVC HP	-	46.8 %	54.1 %	67.0 %
H.263 CHC	-	-	13.2 %	37.4 %
MPEG-4 ASP	-	-	-	27.8 %

Cuadro 3.5: Ahorro de tasa de bit promedio para igual PSNR en aplicaciones interactivas.

El método de medición Bjøntegaard se utiliza para el cálculo de las diferencias objetivas entre las curvas de tasa de distorsión como criterio de evaluación en esta sección. Las diferencias promedio en la tasa de bits entre dos curvas, medido en porcentaje, se reportan aquí. En el método utilizado, se utilizan las curvas de tasa de distorsión de los componentes de luma y croma combinados. La relación de señal a ruido pico combinada ($PSNR_{YUV}$) se calcula por primera vez como la suma ponderada de la relación de señal a ruido pico por imagen de los componentes individuales ($PSNR_Y, PSNR_U, PSNR_V$), donde $PSNR_{YUV} = (6PSNR_Y + PSNR_U + PSNR_V)/8$ el cual cada uno de los PSNR se calculan como $PSNR = 10\log_{10}((2^b - 1)^2/MSE)$, $b=8$ es el número de bits por muestra de la señal de vídeo a ser codificados y el MSE es el SSD dividido por el número de muestras en la señal. Las mediciones PSNR por vídeo secuencia se calculan promediando las mediciones por imagen.

Usando la tasa de bits y el $PSNR_{YUV}$ combinado como entrada para el método de medición Bjøntegaard da una sola diferencia promedio en la tasa de bits que (al menos parcialmente) tiene en cuenta las compensaciones entre la fidelidad del componente de luminancia y crominancia.

Dado que las aplicaciones interactivas como video conferencias requieren una codificación de bajo retardo, todas las imágenes fueron codificadas en orden de presentación, donde sólo la primera la imagen se codifica como una imagen intra y todas las imágenes posteriores son pronosticadas temporalmente sólo de imágenes de referencia anteriores en el orden de visualización.

HEVC soporta las estructuras de codificación de bajo retardo que generalmente proporcionan una eficiencia de codificación mejorada.

El estudio de codificación incluye varios clips con contenido de video conferencias que van en la resolución de 1280x720 (720p).

Estos resultados indican que el estándar HEVC claramente supera a sus predecesores en términos de eficacia de la codificación para aplicaciones interactivas.

Para las comparaciones relacionadas con el entretenimiento que hace referencia a la codificación de video de alta definición, el estudio de codificación incluye varios clips que van en la resolución de 832x480 (480p) a 1920x1080 (1080p). Para las pruebas relacionadas con el PSNR, el estudio de los archivos codificados usa cuatro tecnologías diferentes, HEVC, H.264, MPEG-4 y H.263, hasta que todos los archivos tengan el mismo valor PSNR.

Encoding	H.264/MPEG-4 AVC HP	H.263 CHC	MPEG-4 ASP	MPEG-2/H.262 MP
HEVC MP	35.4 %	63.7 %	65.1 %	70.8 %
H.264/MPEG-4 AVC HP	-	44.5 %	46.6 %	55.4 %
H.263 CHC	-	-	3.9 %	19.7 %
MPEG-4 ASP	-	-	-	16.2 %

Cuadro 3.6: Ahorro de tasa de bit promedio para igual PSNR en aplicaciones de entretenimiento.

El estudio mostró entonces a los espectadores múltiples archivos codificados en múltiples tasas de datos con H.264 y HEVC. A partir de estas pruebas, los investigadores concluyeron que "las pruebas de secuencias codificadas con HEVC tienen un promedio del 53 por ciento de tasa de bits más baja que las codificaciones de H.264/MPEG-4 AVC alcanzando aproximadamente la misma calidad subjetiva."

Parte III
Esquema Propuesto

Transmisión de Video en Tiempo Real sobre Sistemas MIMO-LTE

Mejorar la calidad perceptual asociada con la cadena de video sobre redes con pérdida requiere desarrollo avanzado de técnicas de transmisión confiables que se adapten usando reconocimiento de la distorsión y pérdida de calidad de video de los usuarios. La respuesta a la pérdida de paquetes de video y distorsiones es igual debido a las dependencias estructurales en los datos codificados de video y la percepción psico-visual de escenas naturales con variación temporal y características especiales. Ésto motiva introducir optimizaciones de manejo perceptual en la frontera de red. Diseño de capa PHY, tal como procesamiento MIMO, puede ser fácilmente usada para realizar esas optimizaciones para proveer protección desigual y entrega priorizada. Además, los sistemas MIMO son una parte integral del estado del arte de los estándares inalámbricos como 3GPP-LTE y IEEE 802.11n, los cuales entregan tráfico de video guardado y en tiempo real.

La pérdida de visibilidad de paquetes de video, definido como la probabilidad de que el artefacto debido a la pérdida de visibilidad es visible al promedio de usuario, es una opción del lado de información para la capa MAC y PHY para uso en decisiones de video confiable. El objetivo del modelamiento de pérdida de visibilidad y estimación [146,147] es para encontrar el modelo que mejor correlacione la estimación de pérdida de visibilidad con los resultados reportados por los videntes a través de pruebas subjetivas, así naturalmente capturar la percepción del usuario. Consecuentemente, incorporar la pérdida de visibilidad a nivel de enlace y de sistema se optimiza habilitando la adaptación perceptual. Además, la información de pérdida de visibilidad es costoso para transmitir al borde de red y tener un sistema embebido en cabeceras de paquetes. La pérdida de visibilidad de diferentes 'slices' de video o de paquetes exhiben alta variabilidad debido a las características inherentes de los codificadores de video [148,149], tales como codificación intercuadro, compensación de movimiento, y error 'concealment'. La codificación Intercuadro introduce dependencias de paquetes en el dominio temporal, así causa diferentes patrones de propagación de error, e incrementa la variabilidad de visibilidad. Además, el movimiento no uniforme a través de lugares diferentes causa pérdida de visibilidad para ser desigual entre 'slices' y dependientes al método de error 'concealment'.

4.1. Contribuciones

4.1.1. Transmisión de Video Optimizada

Proponemos una arquitectura de capa cruzada para transmisión de video en tiempo real en sistemas MIMO-LTE que usa información de pérdida de visibilidad. Nuestro método usa la calificación de pérdida de visibilidad para estimar la distribución de pérdida de visibilidad y caracterizar el contenido. En las capas PHY/MAC, usamos valores de pérdida de visibilidad para clasificar paquetes de video; cada clase de paquetes se transmite a través de diferentes cadenas espaciales correspondiente a un subcanal descompuesto del canal MIMO. La clase de paquete se identifica a través de una pérdida de visibilidad basada en la política de umbral. Para optimizar la selección del umbral de pérdida de visibilidad, definimos una métrica llamada *tasa de datos percibida*. Generaliza la noción convencional de tasa de datos pesada de cada paquete por su pérdida de visibilidad. La relevancia perceptual de esta métrica se alza del hecho de que los valores de pérdida de visibilidad refleja la percepción visual de un paquete perdido. Dado cualquier distribución continua de pérdida de visibilidad, derivamos la política de transmisión globalmente óptima y muestra que provee solución de balanceo de carga que mapea paquetes para cadenas para igualar la tasa de datos entre cadenas. En comparación con la señalización MIMO convencional por lo cual los símbolos de cada paquete se mapean para todas las cadenas espaciales, la solución provee un *ganancia de balanceo de carga* igual para la tasa de datos alcanzable promediadas sobre cadenas divididas por la tasa de datos alcanzable en la peor cadena. Esto se traduce en una ganancia de tasa de datos, especialmente en el bajo y mediano régimen SNR.

4.1.2. Entrega de Priorizada Paquetes de Video

En adición a la ganancia de tasa de datos debido a la óptima solución de balanceo de carga, mostramos que una ganancia de calidad de video se logra debido al envío de más paquetes a través de cadenas espaciales mas confiables. Esto se refiere a *ganancia de priorización de paquetes*. Evaluamos esta ganancia de estimar paquetes con pérdida de visibilidad con secuencias de codificadores de video H.265 y verificar priorización de paquetes basado en la política de priorización para configuración MIMO. Para sistemas MIMO 2×2 con 2 cadenas espaciales, un objetivo de calidad de video de 0.9 en la escala MS-SSIM se requiere $E_s/N_0 = 3$ dB con priorización versus $E_s/N_0 = 20$ dB sin priorización. La ganancia de 17 dB se logra expandiendo los paquetes de video en solo dos clases de prioridad. Además demostramos ganancia en exceso de 10 dB para varias configuraciones sobre un gran rango de SNRs.

4.1.3. Modo de Selección y Adaptación de Contenido de Video Bajo Realimentaciones Completas y Limitadas

El propósito de haber seleccionado el modo MIMO correspondiente al número de 'substreams' espaciales de una manera que capture la calidad de video también como la maximización de la tasa de datos. Si la distribución de pérdida de visibilidad caracteriza una fuente

con alta variabilidad, un modo mas alto es preferible para proveer entrega priorizada por añadir mas clases de paquetes bajo buenas condiciones de canal. Al contrario, si la variabilidad en la importancia de paquetes es baja, entonces la contribución de priorización de paquetes es mínima y entrega confiable con un número mas pequeño de cadenas espaciales se prefieren. Así, nuestro método propuesto adapta el modo de selección de acuerdo a la fuente de video de un contenido confiable. La adaptación del contenido confiable esta disponible también a través de la dependencia de la política de transmisión en la distribución de pérdida de visibilidad que caracteriza el tipo de contenido de video. Nuestra solución propuesta se extendió a un sistema de realimentación limitada basada en un código de palabra donde la información de estado de canal se cuantifica en el receptor y se devuelve al transmisor sobre un enlace de realimentación. Mostramos que una política de balanceo de carga es óptimo bajo realimentación limitada pero corresponde una ganancia de balanceo de carga que se pierde debido a una cadena desigual que no puede ser utilizada debido a la cuantización del error.

4.2. Trabajo Relacionado

Revisamos los trabajos relacionados en la estimación de pérdida de visibilidad y su modelamiento, la pérdida de visibilidad basado en optimización, y transmisión MIMO adaptativa para contenido de video. En [146], un modelo lineal generalizado se propuso para modelamiento de paquetes de video considerando factores dentro de un paquete y su vecindad para capturar la distorsión espacial y temporal. La cantidad de características usadas para estimar la pérdida de visibilidad es versátil por ser aplicable sobre un rango de estándares de codificación, las estructuras de GoP, y métodos de error 'concealment'. Algunas características tales como magnitud de movimiento, varianza de movimiento, distancia de corte de escena, y captura de movimiento de la fuente de video. Otras características tales como indice de similitud estructural inicial (SSIM), error cuadrático medio (MSE), y la extensión espacial captura las distorsiones causadas por la pérdida en el dominio espacial. La propagación de error temporal se captura también con características relacionadas al número de cuadros afectados por la pérdida, la distancia al cuadro de referencia, método de 'error-concealed', y otra escena de pérdida conciliada. El método general generalizado usando esas características se amolda basado en pruebas subjetivas. Otros modelos relacionados con pérdida de visibilidad usando pérdida de visibilidad se puede encontrar en [146] y [150]. Además el método basado en regresión [147] propone un método basado en clasificación usando una herramienta estadística llamado clasificación y árboles de regresión (CART) para clasificar cada pérdida de paquete como visible o invisible. El modelo de pérdida de visibilidad propuesto se aplica en [151] para seleccionar tasa de codificación desigual por diferentes 'slices' y para colocación de recursos en un sistema OFDM.

En éste trabajo, proponemos un cuadro genérico que permite usar un modelo de pérdida de visibilidad para optimizar la política de transmisión en los protocolos de la capa PHY y MAC. Especialmente, aplicamos el método de modelo lineal generalizado en [146] para estimación de pérdida de visibilidad de secuencias codificadas con H.265 debido a su versatilidad y precisión de alta clasificación. Además argumentamos que la distribución de pérdida de

visibilidad es un indicador natural de la característica de contenido de video, y así, proponemos estimar economía y actualizar la distribución usando aprendizaje no parametrizado, y subsecuentemente lo usa en la adaptación de contenido de video confiable.

Para secuencias de video escalables, la pérdida de visibilidad varia significativamente entre capas temporal, espacial y de calidad. Estimar el promedio de pérdida de paquetes de cada capa de video se direcciona en [152–154]. El aprendizaje 'online' se usa para especificar la fracción máxima de paquetes perdidos de cada capa para conocer un objetivo de calidad de video. El algoritmo 'online' usa regresión lineal para estimar la pérdida de calidad de video de una capa de video específica. Basado en el historial de información ACK, la regresión lineal fija se actualiza y los niveles de protección desigual se estiman continuamente en el tiempo. Ajustando el aprendizaje de ventanas provee una negociación de bias/varianza por lo cual un gran aprendizaje de ventana provee una estimación mas basado en los hechos de pérdida de visibilidad mientras un aprendizaje mas pequeño habilita una adaptación mas fina para las características de cambio de video temporal.

Mientras la adaptación basado en la pérdida de visibilidad no son fuertemente investigadas en la literatura, otras técnicas de transmisión de video adaptativa tales como codificación conjunta de fuente-canal (JSCC) [154–157], protección de error desigual (UEP)(Unequal Error Protection) [152], [158], [159] han sido propuestos para incrementar la calidad de video y error 'resilience'. Trabajos previos, sin embargo, no presentan un cuadro genérico para incorporar decisiones de pérdida de visibilidad en redes inalámbricas. Para nuestro conocimiento, este es primero comprender el trabajo que define un diseño de capa cruzada genérico para usar pérdida de visibilidad en redes inalámbricas, y deriva expresiones de ganancia de forma cerrada.

La transmisión adaptativa MIMO para contenido de video han sido investigadas en [163–168]. En [165], un modelo de capa cruzada para radiodifusión MIMO de video se propone colocando capas de video al usuario final junto con la computación del precodificador para asegurar que la restricción de retraso y buffer se conocen. En [164], un esquema de video por capas sobre MIMO se propone. Periódicamente conmuta cada cadena de bit 'stream' entre antenas múltiples para combinar el orden de canal SNRs, así provee entrega priorizada. En [165], un método se propone para controlar la adaptabilidad de la ganancia de diversidad y multiplexación de un sistema MIMO para minimizar la distorsión de video acumulativo y satisfacer la restricción de retraso. Finalmente, en [161], una técnica de adaptación de enlace MIMO confiable propone un AMC y modo selección MIMO. Entonces [163],[169] son solo aplicables a 'bitstream' de video codificados escalables, la aplicación de la técnica propuesta se limita ya que la mayoría de contenido de video actual no es escalable. Además [165,166] se basa en la información de tasa de distorsión el cual típicamente no es viable para codificación de video en tiempo real.

4.3. Arquitectura del Sistema

En ésta sección introducimos el modelo de sistema MIMO-LTE, el método modelo de pérdida de visibilidad, y el diseño de capa cruzada que permite optimización basada en pérdida de visibilidad.

4.3.1. Capa PHY: Modelo del Sistema MIMO

Considera una banda estrecha de sistemas inalámbricos MIMO con N_t antenas transmisoras y N_r antenas receptoras. El sistema usa S cadenas espaciales donde $S \leq \min(N_t, N_r)$ y cada cadena corresponde a una cadena de símbolos de la constelación, también como el número de sub-cadenas, conocidos como modo de adaptación. Así, tenemos $1 \leq S \leq \min(N_t, N_r)$. La precodificación lineal habilita el mapeo de un vector símbolo \mathbf{s} de cada cadena espacial a un cadena espacial N_t -dimensional usando una matriz de precodificación lineal de $N_t \times S$ denotada como \mathbf{F}_S . La señal espacial enumera una matriz de canal \mathbf{H} y un vector de ruido aditivo \mathbf{n} . Corresponde a la relación salida-entrada:

$$(4.3.1) \quad \mathbf{y} = \sqrt{\frac{E_s}{N_t}} \mathbf{H} \mathbf{F}_S \mathbf{s} + \mathbf{n}$$

donde \mathbf{n} son cada una distribuidas de acuerdo a $CN(0, N_0)$. La matriz $\mathbf{H} \mathbf{F}_S$ puede ser como un canal efectivo. El receptor decodifica \mathbf{y} usando este canal efectivo y un receptor ZF. Asumimos un modelo 'block-fading' por lo cual la realización de canal \mathbf{H} se fija sobre un conjunto de paquetes P y entonces independientemente se hace una nueva realización. Todas las decisiones de transmisión se adaptaron a todos los canales coherentes en el tiempo el cual podrían ser mas pequeños que la duración de un paquete, ej. $|P| \geq 1$, así es aplicable sobre un rango de escenarios de movilidad. Para un receptor ZF, se muestra en [169] que el SNR en la cadena i^{th} es:

$$(4.3.2) \quad \gamma_i(\mathbf{H}) = \frac{E_s}{N_0} \frac{1}{(\mathbf{F}_S^* \mathbf{H}^* \mathbf{H} \mathbf{F}_S)_{i,i}^{-1}}$$

Consideramos ambos casos de información de estado de canal transmisor perfecto e imperfecto (CSIT). En ambos escenarios, asumimos que el retraso de realimentación es ilegible y el transmisor y receptor están completamente sincronizados. Con un CSIT perfecto, el canal MIMO se puede considerar paralelo, sin interferir en canales SISO a través de un valor único de descomposición (SVD) de la matriz [170]. Consideramos precodificación unitaria por lo cual las columnas de \mathbf{F}_S se restringe para ser ortogonal. Mientras ésto puede ser generalizado a una restricción de potencia no unitaria, teniendo en cuenta que la restricción unitaria con precodificación multimodo resulta en un rendimiento de capacidad casi óptimo [171]. Así, creamos \mathbf{F}_S de una versión normalizada de un único vector de \mathbf{H} como sigue

$$(4.3.3) \quad \mathbf{F}_S = \frac{1}{\sqrt{S}}[\mathbf{V}]_{:,1:S}$$

donde $\mathbf{H} = \mathbf{U} \Sigma \mathbf{V}^*$ es el valor único de descomposición de \mathbf{H} . Bajo la estructura de precodificación en (4.3.3), el SNR para la cadena i^{th} simplifica

$$(4.3.4) \quad \gamma_i(\mathbf{H}) = \frac{E_s \sigma_i^2}{N_0 S}$$

donde σ_i es el único valor i^{th} de \mathbf{H} . Para CSIT cuantizado, el receptor escoge una matriz de precodificación \mathbf{F}_S de un código de palabra F_S que consiste en un conjunto finito de matrices de precodificación. Hay $\log_2(|F_S|)$ bits de realimentación usado para convertir el índice escogido de la matriz de precodificación de regreso al transmisor si S cadenas espaciales que se usen. Para simulaciones, la palabra de código F_S se diseña usando paquetes de subespacios Grassmannianos con medidas de distancia de subespacios de cordal como se describe en [172]. El criterio para seleccionar el precodificador en el receptor es para maximizar el valor mínimo, que es, $\mathbf{F}_S = \operatorname{argmax}_{\mathbf{F} \in F} \lambda_{\min}(\mathbf{H}\mathbf{F})$.

4.3.2. Capa APP: Estimación de Pérdida de Visibilidad

El objetivo de la estimación pérdida de visibilidad es asociar un paquete p con un valor $v[p]$ desde 0 a 1 e indicar la *pérdida de visibilidad* del paquete. Un valor $v[p] = 0$ indica que la pérdida de paquete p no tiene un impacto visible en la calidad de video final mientras que un valor $v[p] = 1$ indica que la pérdida de paquete p ciertamente es visible.

En ésta tesis, aplicamos la estimación de pérdida de visibilidad en la capa de aplicación basado en el modelo lineal generalizado (GLM) método propuesto en [146]. Para estimar la pérdida de visibilidad, extraemos características de video tanto del original como del 'bitstream' codificado. Un cuadro de video se divide en un conjunto de 'slices', cada uno corresponde a una CTB. Aplicamos la estimación de movimiento futuro para cada uno para estimar la magnitud de movimiento para cada uno y calcular la magnitud total como promedio de magnitud de movimiento del CTB. La energía residual para cada CTB se calcula de la señal residual correspondiente del movimiento compensado. Para umbralizar el promedio de movimiento en el cuadro entero de video, detectamos si la escena consiste de un fondo o de un movimiento de cámara. En adición a éstas características, extraemos características del 'bitstream' codificado. Específicamente, basado en el tipo de cuadro y la configuración de predicción inter-cuadro. Para capturar las distorsiones en el dominio espacial, además calculamos la característica inicial SSIM correspondiente al SSIM en el cuadro detectado por la pérdida, y el máximo error cuadrático medio inicial (IMSE) representando el máximo MSE por bloque en el mismo cuadro. Para secuencias de video con múltiples escenas, detectamos cortes de escenas y usar eso como marca de paquetes cancelados usando una referencia correspondiente un escena previa para el cual la pérdida son más visibles. Nosotros también marcamos paquetes antes del corte de la cual la pérdida será pobremente visible. Mientras otras características se definen en [146], exámenes subjetivos muestran que solo las

mencionadas anteriormente tienen alta (positiva o negativamente) correlación con pérdida de visibilidad como lo reportan los videntes. Usando éstas características, usamos el siguiente modelo logístico de regresión para estimación de pérdida de visibilidad

$$(4.3.5) \quad \log \left[\frac{v[p]}{1-v[p]} \right] = \beta_0 + \sum_{i=1}^F \beta_i x_{pi}$$

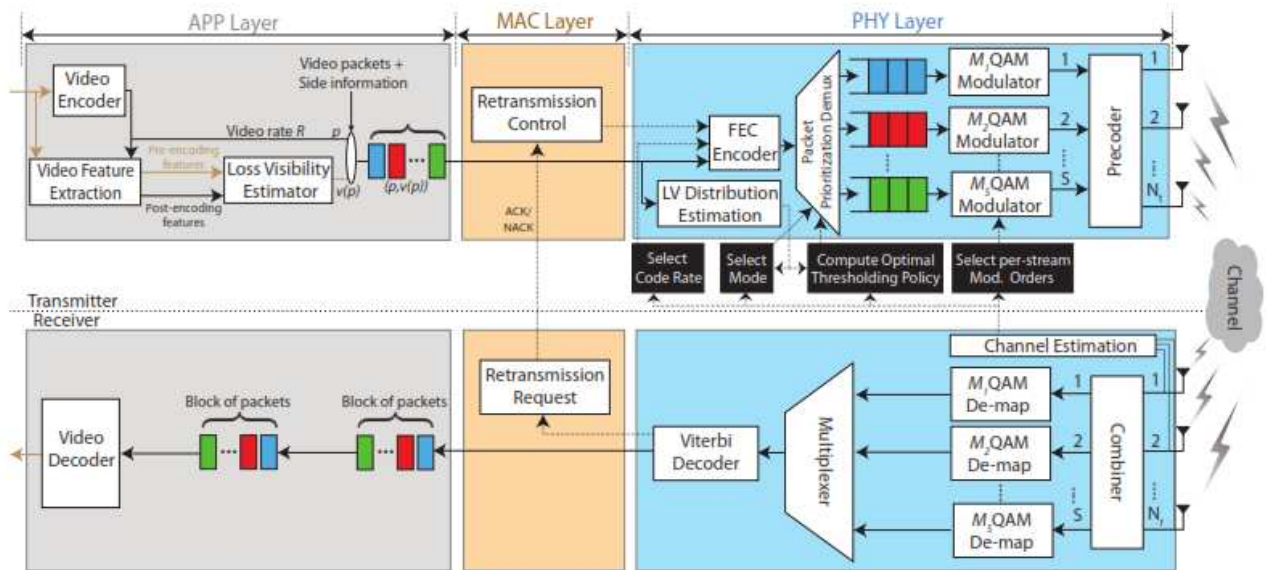


Figura 4.1: Diagrama en bloque del sistema de transmisión de video MIMO-LTE

donde $\beta = \{\beta_0, \beta_1, \dots, \beta_F\}$ son el intercepto y los coeficientes asociados con las diferentes características. Usamos los coeficientes reportados en la tabla IV en [146]. Asumimos la pérdida de visibilidad $v[p]$ de paquetes p se comunica para la capa física entre la cabecera de paquete y la inspección profunda de paquete se puede realizar en el borde de la red para extraer la pérdida de visibilidad.

4.3.3. Diseño en Capa Cruzada Basado en Pérdida de Baja Visibilidad

El propósito del sistema en bloque de capa cruzada incluyendo la estimación de pérdida de visibilidad, y optimización basado en pérdida de visibilidad se muestra en la Figura 4.1. Proponemos dividir los paquetes de entrada en S classes basado en sus pérdidas de visibilidad usando una política basado en umbrales. Bajo ésta política, la prioridad de paquetes más alta se transmite en la cadena espacial más confiable. Definimos el vector de umbral $\tilde{\mathbf{v}} = \{\hat{v}_i\}_{i=1}^{S+1}$ donde $0 \leq \hat{v}_i \leq \hat{v}_{i+1} \leq 1$ y $\hat{v}_1 = 0$ y $\hat{v}_{S+1} = 1$ por definición. En la capa PHY, el demultiplexador de priorización de paquetes transmite un paquete p a una cadena

i si $\hat{v}_i \leq v[p] \leq \hat{v}_{i+1}$. Los paquetes se forman en fila de cada cadena para absorber cualquier discrepancia entre la fuente instantánea y tasa de transmisión.

4.3.4. Modulación, Codificación, y Retransmisión

Aplicamos modulación desigual por 'streams'. Los datos que atraviesan la cadena i se modulan en constelaciones QAM de tamaño $M_i \in M$. Cada constelación se normaliza tal que la energía promedio de símbolo es la unidad. Para una realización de canal dada, el vector del esquema de modulación se denota $\mathbf{M} = \{M_i\}_{i=1}^S$. El conjunto de tasas de codificación de canal C y toda la cadena de datos se codifica con una tasa $C \in C$.

La probabilidad de un error de paquete i condicionado al esquema de modulación M_i , la tasa de código C , y el i^{th} post procesamiento SNR $\gamma_i(\mathbf{H})$ se denota $\rho_i = \rho(M_i, C, \gamma_i(\mathbf{H}))$. La expresión de probabilidad de error sin codificar M-QAM $p_{\text{uncoded}}(M, \rho)$ se proveen en la literatura [173]. Dado un conjunto de código de canal C , estimamos la ganancia de codificación de cada código particular como sigue. La curva BLER para cada MCS $\hat{p}(M_i, C, \gamma_i(\mathbf{H}))$ se estimo con el simulador de los capitulos 1 y 2. Entonces, la ganancia de codificación estimada es el valor $g(C)$ que provee el mejor modelo con las expresiones sin codificar, ej $g(C) = \text{argmin} \|\hat{p}(M, C, \gamma) - \rho_{\text{uncoded}}(M, \gamma + g(C))\|$ donde γ es un vector representativo de los valores SNR. Luego que la expresión BLER codificada se puede aproximar como $\rho(M_i, C, \gamma_i(\mathbf{H})) \approx \rho_{\text{uncoded}}(M, \gamma_i(\mathbf{H} + g(C)))$ para cada tasa de código.

La retransmisión con límite de retransmisión finita se aplica en el sistema para habilitar la alta confiabilidad. Dado un límite de retransmisiones r , determinado por el protocolo MAC, el número de retransmisiones permite una distribución geométrica truncada asumiendo que el canal es fijo durante la transmisión. Así, el número promedio de transmisiones de cadenas i es

$$(4.3.6) \quad n_i = \sum_{k=1}^{r+1} k(1 - \rho_i)\rho_i^{k-1} + (r+1)\rho_i^{r+1} = \frac{1 - \rho_i^{r+1}}{1 - \rho_i}$$

entonces $(1 - \rho_i)\rho_i^{k-1}$ es la probabilidad de éxito en k transmisiones y ρ_i^{r+1} es la falla de la post transmisión. Definimos la probabilidad de la post-transmisión de una entrega de paquetes de cadena i como

$$(4.3.7) \quad p_i^* = 1 - \rho_i^{r+1}$$

Para asegurar la entregar priorizada, definimos la *mejor cadena* como la cadena mas confiable para entrega de paquetes. Así, las cadenas se ordenan por probabilidad de éxito de post retransmisión, ej $p_i^s \leq p_{i+1}^s$. Tenga en cuenta que éste ordenamiento captura el efecto de la modulación, codificación, retransmisión, y el estado de canal por que p_i^s es una función de M_i, C, r y $\gamma(\mathbf{H})$. De hecho, ésto representa una generalización de la SNR para diferentes

modulaciones.

4.4. Un Marco para la Optimización Perceptual basado en Pérdida de Visibilidad

En ésta sección, presentamos un marco para usar información de pérdida de visibilidad para caracterizar contenido de video para la estimación de pérdida de visibilidad. Además proponemos una métrica de optimización que usa pérdida de visibilidad para juntar la máxima cantidad de video y tasa de datos de red.

Proponemos caracterizar la variabilidad de fuente de video en dos diferentes escalas de tiempo como sigue:

1. Variaciones a Corto Tiempo: Las variaciones a corto tiempo en características de tráfico de video se manejan por codificación intercuadro y movimiento desigual que causa importancia desigual de paquete en los dominio temporal y espacial. Capturamos ésta variación usando la *marca de pérdida de visibilidad* cual maneja niveles de adaptación fina tal como protección de error desigual y priorización de paquetes.
2. Variaciones a Largo Plazo: Las variaciones a largo plazo a nivel de escena se manejan por cambio de escena, movimiento de cámara, etc. Capturamos la variaciones en las características usando la *distribución de pérdida de visibilidad* el cual se usa para manejar distribución tales como adaptación de video confiable. Estimamos y actualizamos la distribución de pérdida de visibilidad usando aprendizaje no parametrizado.

4.4.1. Distribución de la Estimación de Pérdida de Visibilidad

Proponemos estimar la *distribución de pérdida de visibilidad* usando la estimación de densidad kernel (KDE) [174], lo actualizamos usando los valores de paquetes entrada, y lo usamos para derivar la política de transmisión óptima. Con KDE, la densidad se estima en $0 \leq x \leq 1$, denotado por $\hat{f}_v(x)$, como sigue

$$(4.4.1) \quad \hat{f}_v(x) = \frac{1}{W} \sum_{i=1}^W K_h(x - v[p - i]) = \frac{1}{Wh} \sum_{i=1}^W K\left(\frac{x - v[p - i]}{h}\right)$$

donde W es la ventana correspondiente al número de paquetes sobre el cual se obtiene y $K_h(\cdot)$ es un 'kernel' con parámetros suaves $h > 0$. La distribución es costosa para calcular y actualizar como solo consiste de una operación lineal, usando la distribución de pérdida de visibilidad $f_v(v)$ como se define en [153] provee las siguientes ventajas:

1. Para transmisión de video en tiempo real, grandes buffer no son viables, los paquetes en buffer no son representativos de la variabilidad de la pérdida de visibilidad. Así, la distribución de pérdida de visibilidad se usa en vez de capturar ésta variabilidad y provee una noción de la importancia del paquete relativo.
2. Adaptación de contenido confiable se habilita por capturar variaciones a largo término en las características de trafico de video. Así, las políticas optimizadas PHY/MAX pueden ser desarrolladas por ese propósito.
3. Ajustar la estimación de densidad de kernel inventanado en W y parámetros suaves h provee una negociación bias/varianza entre la estimación basada en hechos de la pérdida de visibilidad y adaptación para cambios de características.

4.4.2. Una Métrica de Tasa de Datos Perceptible Optimizada: Tasa de Datos Percibida

Para capturar la calidad de video en escalas de tiempo cortas y largas en optimizaciones PHY/MAC, proponemos generalizar la noción convencional de tasa de datos ponderando cada paquete por su pérdida de visibilidad. La métrica ponderada de tasa de datos es acuñada como *tasa de datos percibida* y representa el valor perceptual total de paquetes transmitidos por unidad de tiempo. Bajo éste objetivo, si el paquete p se recibe exitosamente, contribuye un valor $v[p]$ para la percepción del usuario. Las ganancias en la tasa de datos percibida corresponde en ganancias compuestas de calidad de video percibida y tasa de datos. La mayoría generalmente, la expresión de ganancia de datos percibida es:

$$(4.4.2) \quad PT = \frac{\int_{v=0}^1 p^s(v) v \hat{f}_v(v) dv}{t}$$

donde $\hat{f}_v(v)$ es la distribución de pérdida de visibilidad v se entrega exitosamente (después de la retransmisión potencial), y la t es el tiempo para transmitir $1/dv$ paquetes. La dependencia de la probabilidad de éxito en los valores de paquete se intenta capturar protección de error desigual. Para sistemas MIMO con la política de umbral presentado en la expresión como sigue:

$$(4.4.3) \quad PT = \frac{\sum_{i=1}^S p_i^s V_i}{\max_i t_i}$$

donde $V_i = \int_{\hat{v}_i}^{\hat{v}_{i+1}} v f_v(v) dv$ es el valor acumulativo de paquetes transmitidos en la cadena i , p_i^s es la probabilidad de éxito de paquete entrega de post transmisión definido en [152], y t_i es el tiempo promedio para transmitir las clases de paquete i^{th} entre cadena i promediados sobre paquetes en un canal coherente en el tiempo. Para la entrega de video en tiempo real, los paquetes de todas las cadenas deberían ser entregados por una fecha de caducación, el tiempo de transmisión en el peor de los casos entre todas las cadenas. El tiempo para transmitir un paquete i es $b[p](1 - \rho_i^{r+1}) / (CB \log_2 M_i (1 - \rho_i))$ donde $b[p]$ es el tamaño de paquete p . Tomando la esperanza sobre la clase de paquete i , obtenemos:

N_t	Number of transmit antennas
N_r	Number of receive antennas
S	Number of spatial streams $f_v(v)$ Packet loss visibility distribution
\mathbf{V}_i	Cumulative loss visibility values of class i packets
$\hat{v} = \{\hat{v}_i\}_{i=2}^S$	Vector of loss visibility thresholds where \hat{v}_i is the threshold between stream i and i-1
$\gamma_i(\mathbf{H})$	Post-processing SNR on i^{th} stream
t_i	Mean time to transmit a class i packet
$\mathbf{M} = \{M_i\}_{i=1}^S, M_i \in M$	Vector of modulation schemes per stream
$C \in \mathcal{C}$	Coding rate
$\rho_i = \rho(M_i, C, \gamma_i(\mathbf{H}))$	Packet error rate
$\rho_i^S = 1 - \rho_i^{r+1}$	Post-retransmission probability of succesful packet delivery
n_i	Average number of retransmissions for packets through stream i

Cuadro 4.1: Notación Comúnmente Usada

(4.4.4)

$$t_i = \mathbb{E}_{f_v(\cdot)} \left[\frac{b[p](1-\rho_i^{r+1})}{(CB \log_2 M_i (1-\rho_i))} \right] (\mathbf{F}_v(\hat{v}_{i+1}) - \mathbf{F}_v(\hat{v}_i)) = \frac{\mathbb{E}[b]}{CB \log_2 M_i (1-\rho_i)} (\mathbf{F}_v(\hat{v}_{i+1}) - \mathbf{F}_v(\hat{v}_i))$$

donde $\mathbb{E}[b]$ es el promedio de tamaño de paquete. Así, la tasa de datos percibida es:

$$(4.4.5) \quad PT(\mathbf{v}, \mathbf{M}, C, S) = \frac{\left[\sum_{i=1}^S (1 - \rho_i^{r+1}) \int_{\hat{v}_i}^{\hat{v}_{i+1}} v f_v(v) dv \right]}{\mathbb{E}[b] \max_i \{ (\mathbf{F}_v(\hat{v}_{i+1}) - \mathbf{F}_v(\hat{v}_i)) (1 - \rho_i^{r+1}) / BC \log_2 M_i (1 - \rho_i) \}}$$

$$(4.4.6) \quad PT(\mathbf{v}, \mathbf{M}, C, S) = \frac{1}{\mathbb{E}[b]} \underbrace{BC \log_2 M_i (1 - \rho_i)}_{\text{Componente de tasa de datos}} \underbrace{\frac{\sum_{i=1}^S (1 - \rho_i^{r+1}) \int_{\hat{v}_i}^{\hat{v}_{i+1}} v f_v(v) dv}{(\mathbf{F}_v(\hat{v}_{i+1}) - \mathbf{F}_v(\hat{v}_i)) (1 - \rho_i^{r+1})}}_{\text{Componente de Calidad}}$$

donde $\hat{i} = \operatorname{argmax}_i \{ (\mathbf{F}_v(\hat{v}_{i+1}) - \mathbf{F}_v(\hat{v}_i)) (1 - \rho_i^{r+1}) / BC \log_2 M_i (1 - \rho_i) \}$ denota la cadena con el tiempo de transmisión promedio mas largo.

4.5. Umbral Basado en Pérdida de Visibilidad

En ésta sección, el problema de transmisión de video confiable se formuló y la política de umbral óptimo se deriva.

4.5.1. Formulación del Problema

Proponemos resolver el problema

$$(4.5.1) \quad \max_{\hat{v}, \mathbf{M}, C, S} PT(\hat{v}, \mathbf{M}, C, S)$$

$$(4.5.2) \quad 0 \leq \hat{v}_i \leq \hat{v}_{i+1} \leq 1 \quad \forall i = 1, \dots, S$$

$$(4.5.3) \quad M_i \in M \quad \forall i = 1, \dots, S; C \in C$$

El objetivo es seleccionar el número de paquetes de clases S , correspondiendo al conjunto de umbrales \hat{v} y modulación de orden \mathbf{M} , y la tasa de código C tal que la tasa percibida se maximice.

4.5.2. Umbral Optimo: Una Solución de Balanceo de Carga

Derivamos la política de umbral óptimo \hat{v}^* dado cualquier distribución de pérdida de visibilidad continua. El gradiente de $PT(\hat{v}, \mathbf{M}, C, S)$ con respecto a \hat{v} en el intervalo $[0,1]$ es $\partial PT/\partial \hat{v}_i = (h \partial g/\partial \hat{v}_i - g \partial h/\partial \hat{v}_i)/h^2$ donde $g = \left[\sum_{i=1}^S (1 - \rho_i^{r+1}) \int_{\hat{v}_i}^{\hat{v}_{i+1}} v f_v(v) dv \right]$ y $h = \mathbb{E}[b](\mathbf{F}_v(\hat{v}_{i+1}) - \mathbf{F}_v(\hat{v}_i))(1 - \rho_i^{r+1})/BC \log_2 M_i(1 - \rho_i)$ son el numerador y denominador de [157]. Los componentes del gradiente son:

$$(4.5.4) \quad \frac{\partial g}{\partial \hat{v}_i} = (\rho_i^{r+1} - \rho_{i-1}^{r+1}) \hat{v}_i f_v(\hat{v}_i)$$

donde usamos el hecho que $\partial(\int_0^{\hat{v}_i} v f_v(v) dv)/\partial \hat{v}_1 = \lim_{\epsilon \rightarrow 0} (\int_{\hat{v}_i}^{\hat{v}_i + \epsilon} v f_v(v) dv)/\epsilon = \hat{v}_1 f_v(\hat{v}_1)$. Además, el gradiente correspondiente a h es

$$(4.5.5) \quad \frac{\partial h}{\partial \hat{v}_i} = \begin{cases} \mathbb{E}[b](\mathbf{F}_v(\hat{v}_{i+1}) - \mathbf{F}_v(\hat{v}_i))(1 - \rho_{i-1}^{r+1})/BC \log_2 M_i(1 - \rho_{i-1}) & \text{if } i = \hat{i} + 1 \\ -\mathbb{E}[b](\mathbf{F}_v(\hat{v}_{i+1}) - \mathbf{F}_v(\hat{v}_i))(1 - \rho_i^{r+1})/BC \log_2 M_i(1 - \rho_i) & \text{if } i = \hat{i} \\ 0 & \text{en el resto} \end{cases}$$

En Lema 1 y Lema 2, derivamos propiedades del gradiente $\partial PT/\partial \hat{v}_i$, que será usado para encontrar los umbrales \hat{v}_i que maximiza la tasa de datos percibida en la expresión Teorema 1.

Lema 1

Si las cadenas se ordenan por la probabilidad de éxito de la post-transmisión, ej., $p_i^s \leq p_{i+1}^s \forall i = 2, \dots, N_s$, entonces el gradiente $\partial PT/\partial \hat{v}$ satisface las siguientes propiedades:

1. $\partial PT/\partial \hat{v} \geq 0$ donde $\hat{i} = \text{argmax } t_i$
2. $\partial PT/\partial \hat{v} \leq 0 \forall i \neq \hat{i}$

Prueba: Ver Apéndice A.

Usamos el Lema 1 para derivar una condición más general en el comportamiento del gradiente para el caso $\exists \hat{j} \neq \hat{i}$ s.t. $\hat{i} = \hat{j} = \text{argmax}_i$, ej., mas que una cadena tiene el mismo promedio de tiempo de transmisión. Esta extensión sera clave para proveer los resultados del Teorema 1.

Lema 2

Definimos $\mathcal{I} = \{i \text{ s.t. } t_i = \max_j t_j\}$. Si $\{\hat{v}; i \in \mathcal{I} - 1 \in \mathcal{I}\}$ están juntamente escalados para mantener \mathcal{I} fijo, entonces:

1. $\partial PT / \partial \hat{v} \geq 0$ si $i \in \mathcal{I}$ y $i - 1 \notin \mathcal{I}$
2. $\partial PT / \partial \hat{v} \leq 0$ si $i \notin \mathcal{I}$ y $i - 1 \in \mathcal{I}$

Prueba: Ver Apéndice B.

El teorema 1 provee la política de umbral óptimo entre cadenas y aplica para cualquier distribución de pérdida de visibilidad obtenida usando la estimación de densidad de 'kernel'.

Teorema 1. Política de Umbral.

El umbral óptimo de pérdida de visibilidad $\hat{\mathbf{v}}^* = \{\hat{v}_i^*\}_{i=2}^S$ satisface

$$(4.5.6) \quad F_v(\hat{v}_{i+1}^*) - F_v(\hat{v}_i^*) = \frac{\log_2 M_i / \hat{n}_i}{\sum_{j=1}^S \log_2 M_j / \hat{n}_j} \forall i = 1, \dots, S$$

donde $\hat{n}_i = (1 - \rho_i^{r+1}) / (1 - \rho_i)$

Prueba: Ver Apéndice C.

La solución es tal que la tasa de datos post-transmisión es igual entre cadenas. Así, el umbral se selecciona el balance de carga entre cadenas espaciales en proporción a la tasa de datos alcanzada en cada cadena y la fracción correspondiente de paquetes en cada clase S. Correspondiente, la solución se refiere a la solución de ésta. La Figura 4.2 muestra un juego de ejemplos de los pasos tomados para converger a la solución óptima para cuatro clases de paquetes donde la distribución de pérdida de visibilidad se concentró en tres regiones correspondientes, por ejemplo, para paquetes de cuadro I, P, y B. El proceso converge para la misma solución para cualquier umbral inicial no idéntica. Basado en los componentes de 4.5.6, la propiedad de balanceo de carga aplica en tres diferentes aspectos:

1. *Distribución de Pérdida de Visibilidad No-uniforme:* El umbral de pérdida de visibilidad se seleccionan para balancear la fracción de paquetes a través de cada cadena basado en la distribución de pérdida de visibilidad. En la Figura 4.2, por ejemplo,

entonces la fracción de cuadros de paquetes B es mas alto que P y I , $\hat{v}_2 - \hat{v}_1$ se hace bastante pequeño para asegurar que $F_v(\hat{v}_2) - F_v(\hat{v}_1)$ es comparable con $F_v(\hat{v}_{i+1}) - F_v(\hat{v}_i)$ para $i > 1$ así que se balancea la carga entre cadenas.

2. *Modulación Desigual por Cadena:* Si la SNR en cadenas espaciales i permiten soportar un orden de modulación mas alto M_i , la fracción de paquetes entre cadenas i , $F_v(\hat{v}_{i+1}) - F_v(\hat{v}_i)$, se incrementa en proporción a $\log_2 M_i$.
3. *Cabecera Retransmisión:* Si particularmente los valores menores de SNR en cadena espacial i incurre una retransmisión \hat{n}_i , la fracción de paquetes entre cadenas i , $F_v(\hat{v}_{i+1}) - F_v(\hat{v}_i)$, se reduce de acuerdo.

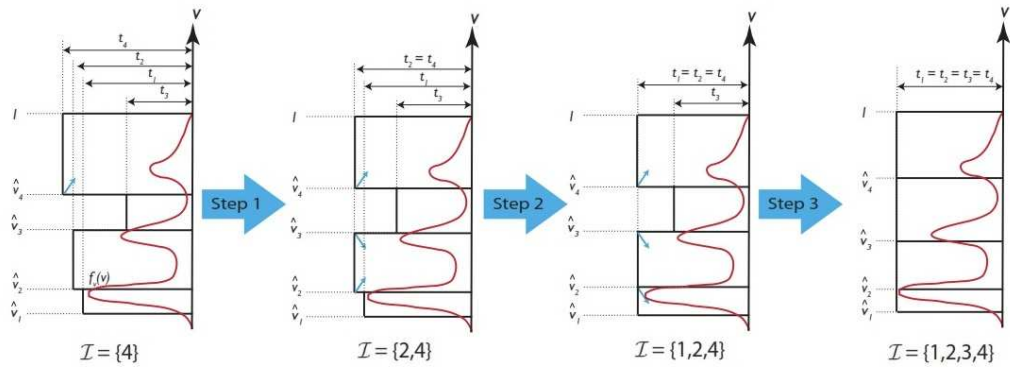


Figura 4.2: Ejemplo y gráfica de la prueba de la balanceo de carga en Teorema 1

Bajo la solución de balanceo de carga en el Teorema 1, tenemos

$$(4.5.7) \quad PT(\hat{\mathbf{v}}^*, \mathbf{M}, C, S) = \frac{1}{\mathbb{E}[b]} \underbrace{BC \sum_{i=1}^S \frac{1 - \rho_i}{1 - \rho_i^{r_i+1}} \log_2 M_i}_{\text{Post retx sum troughput}} \underbrace{\left[\sum_{i=1}^S (1 - \rho_i^{r_i+1}) \int_{\hat{v}_i}^{\hat{v}_{i+1}} v f_v(v) dv \right]}_{\text{Loss penalized quality measure}}$$

Notemos que para el caso especial de retransmisiones completas, ej. $r = \infty \forall i$ reduce la suma de la tasa de datos como sigue

$$(4.5.8) \quad PT(\hat{\mathbf{v}}^*, \mathbf{M}, C, S) = \frac{1}{\mathbb{E}[b]} \sum_{i=1}^S (1 - \rho_i) \log_2 M_i$$

4.5.3. Modo Selección MIMO y Adaptación de Enlace

Ahora proponemos adaptar la selección del orden de modulación por cadena, la tasa de código, y el modo MIMO. El objetivo de la adaptación de enlace es maximizar la suma de tasa de datos entre cadenas. Dado el post-procesamiento SNR en cadena i y la tasa de

código C , maximizando la suma de la tasa de datos es equivalente a seleccionar el orden de modulación por cadena para maximizar la correspondiente tasa de datos, que es

$$(4.5.9) \quad \hat{M}_i(C) = \operatorname{argmax}_{M_i \in M} \{ \log_2 M_i (1 - \rho(M_i, C, \gamma_i(\mathbf{H}))) \}$$

La tasa de codificación se selecciona para maximizar la suma de la tasa de datos dado el orden de modulación óptimo por cadena como sigue

$$C^* = \operatorname{argmax}_{C \in \mathcal{C}} \sum_i \log_2 \hat{M}_i(C) (1 - \rho(M_i, C, \gamma_i(\mathbf{H})))$$

$$M_i^* = \hat{M}_i(C^*)$$

Sustituyendo en $\{\hat{M}_i\}$, C^* en 4.5.7, obtenemos

$$(4.5.10) \quad PT(\hat{\mathbf{v}}^*, \mathbf{M}^*, C^*, S) = \frac{1}{\mathbb{E}[b]} BC^* \sum_{i=1}^S \frac{1 - \rho_i}{1 - \rho_i^{r+1}} \log_2 M_i^* \left[\sum_{i=1}^S (1 - \rho_i^{r+1}) \int_{\hat{v}_i}^{\hat{v}_{i+1}} v f_v(v) dv \right]$$

La adaptación práctica MIMO debe incluir un mecanismo de modo conmutación ej. El número de cadenas espaciales basado en la matriz de estado de canal \mathbf{H} para optimizar el rendimiento del sistema y provee una adecuada negociación de diversidad-multiplexación. Ésto permite una continua operación de puntos que provee diferentes tasa de datos y combinaciones confiables de una cadena 'beamforming' para multiplexación de cadenas completas. En ésta tesis, el criterio de modo de selección MIMO confiable es capturar la calidad de video también como la tasa de datos. Por ejemplo, si la distribución de pérdida de visibilidad experimenta una variabilidad más alta, se podría preferir para usar mas cadenas para proveer entrega priorizada por añadir más clases de paquetes si la calidad de canal es buena. Por otro lado, si la variabilidad de la importancia del paquete es pequeña, entonces la contribución de la priorización de paquete es mínima y entrega confiable con un pequeño número de cadenas espaciales. Así, el modo de selección se puede adaptar de acuerdo a la fuente de video de una manera confiable. Por consecuencia, el criterio de modo de selección es para maximizar la expresión de tasa de datos percibida, que es,

$$(4.5.11) \quad S^* = \left[\operatorname{argmax} PT(\hat{\mathbf{v}}^*, \mathbf{M}, C, S) \text{ s.t. } BC^* \sum_{i=1}^S \frac{1 - \rho_i}{1 - \rho_i^{r+1}} \log_2 M_i^* > R \right]$$

donde R es la tasa de la fuente de video. La restricción $BC^* \sum_{i=1}^S \frac{1 - \rho_i}{1 - \rho_i^{r+1}} \log_2 M_i^* > R$ asegura la tasa de datos con el modo de selección al menos combina la tasa de video para asegurar así el enlace inalámbrica puede dar los requerimientos de la fuente de video.

4.5.4. Algoritmo de Transmisión de Video Optimizado

En ésta sección, describimos el propósito del algoritmo, describimos el algoritmo propuesto de transmisión de video de pérdida de visibilidad optimizado sobre sistemas MIMO el

cual involucra seleccionar la política de umbral óptimo y el MCS por cadena dado el post procesamiento SNRs correspondiente al canal de descomposición MIMO.

La descripción del algoritmo se prevee en Algoritmo 1. Dado cierto número de cadenas de espacio S , el precodificador correspondiente \mathbf{F}_S se calcula para maximizar el valor único mínimo. El post procesamiento correspondiente SNRs por cadena se calcula. El orden de modulación se selecciona para maximizar la tasa de datos por cadena y la tasa de código se selecciona para maximizar toda la tasa de datos.

Las cadenas se ordenan de acuerdo a la probabilidad de éxito post retransmisión. Dado el orden de modulación por cadena y la distribución de pérdida de visibilidad, la política de umbral óptimo se calcula de acuerdo a 4.5.6. Esto determina el valor del umbral para transmisión de cada cadena. Después el proceso se repite por cada modo, el modo que maximiza la función objetivo y soporta la tasa fuente de video se escoje de acuerdo a 4.5.6. El bloque de paquetes correspondiente a un canal de coherencia en el tiempo se transmitieron de acuerdo al selección MCSs, política de umbral, y modo MIMO. Dado los valores de los paquetes de entrada, la distribución de pérdida de visibilidad estimado se actualiza usando la estimación de densidad 'kernel' en cada canal coherente en el tiempo.

Algorithm 4.1: Transmisión de Video Optimizado Usando Pérdida de Visibilidad sobre MIMO-LTE

```

1 Given channel state  $\mathbf{H}$ ;
2 for  $i = 1 \rightarrow S$  do
3   Step 1. Precoder Computation;
4   Compute precoder  $\mathbf{F}_S$  and post-processing SNRs  $\gamma(\mathbf{H}) = \{\gamma_i(\mathbf{H})\}_{i=1}^S$ ;
5   Step 2. MCS Selection;
6   for  $C \in \mathcal{C}$  do
7      $\hat{M}_i(C) = \operatorname{argmax}_{M_i \in M} \{\log_2 M_i (1 - \rho(M_i, C, \gamma_i(\mathbf{H})))\}$ 
8      $C^* = \operatorname{argmax}_{C \in \mathcal{C}} \{C \sum_i \log_2 \hat{M}_i(C) (1 - \rho(M_i, C, \rho_i(\mathbf{H})))\}$ ;
9      $M_i^* = \hat{M}_i(C^*)$ ;
10    Order streams according to post-retransmission success probability ej.
11     $p_i^S \leq p_{i+1}^S \forall i = 1, \dots, S - 1$ ;
12    Step 3. Loss Visibility Distribution Update;
13    Use kernel density estimation to update the loss visibility distribution
14     $\hat{f}_v(v) = \frac{1}{Wh} \sum_{i=1}^W K\left(\frac{v-v[p-i]}{h}\right)$ ;
15    Step 4. Thresholding Policy Selection;
16    Compute  $\hat{\mathbf{v}}^* = \{\hat{v}_i^*\}_{i=2}^S$  to satisfy  $\mathbf{F}_v(\hat{v}_{i+1}) - \mathbf{F}_v(\hat{v}_i^*) = \frac{\log_2 M_i / \hat{n}_i}{\sum_{j=1}^S \log_2 M_j / \hat{n}_j} \forall i = 1, \dots, S$ 
17  Step 5. Mode Selection;
18  Select the optimal mode  $S^*$  according to 4.5.6

```

El criterio de modo de selección se maximiza la expresión de datos percibida, que es

$$(4.5.12) \quad S^* = \{ \text{argmax} PT(\hat{\mathbf{v}}^*, \mathbf{M}, C, S) \text{ s.t. } B.C^* \sum_{i=1}^S \frac{1 - \rho_i}{1 - \rho_i^{r+1}} \log_2 M_i^* > R \}$$

donde R es la tasa de fuente de video. La restricción $B.C^* \sum_{i=1}^S \frac{1 - \rho_i}{1 - \rho_i^{r+1}} \log_2 M_i^* > R$ asegura la tasa de datos con el modo seleccionado a la menor combinación de la tasa de video para asegurar el enlace inalámbrico puede ofrecer los requerimientos de la fuente de video.

4.6. Expresión Calidad de Video y Ganancia de Tasa de Datos

Para cuantificar la ganancia de usar la información de pérdida de visibilidad como se propone en el algoritmo 1, comparamos con señalización convencional MIMO por el cual no se usa información usada por la priorización de paquetes. En vez de eso, los símbolos correspondientes a cada paquete se mapea para todas las cadenas espaciales. En ésta sección, la notación PT_{LV} se refiere a la expresión de tasa de datos percibida bajo la política basada en pérdida de visibilidad mientras PT_{SM} se refiere a la expresión de tasa de datos percibida convencional sin priorización MIMO. La expresión para PT_{LV} bajo la política de pérdida de visibilidad usada.

4.6.1. Expresiones de Ganancia con CSIT completo

Consideramos un punto de partida de no priorización de paquetes aplicado a la capa PHY, ej. Símbolos correspondientes para cada paquete se mapean para todas la cadenas espaciales. Permite modulación desigual por cadena, ej. el esquema de modulación en cada cadena maximiza la tasa de datos por cadena. En éste caso, para un conjunto representativo de paquetes P , el valor acumulativo de paquetes recibidos exitosamente es $|P|(1 - \rho^{r+1}) \int_0^1 v f_v(v) dv$ donde $\int_0^1 v f_v(v) dv$ es el promedio de valores de paquete y ρ es el correspondiente PER usando la política de transmisión no priorizada. Tenga en cuenta que $\rho = 1 - \prod_{i=1}^S (1 - \rho_i)^{1/S}$. Además, el tiempo de transmisión es $\max_i \{ \mathbb{E}[b](1 - \rho^{r+1}/C B \log_2 M_i (1 - \rho) |P|/S) \}$. Así, la expresión correspondiente

$$(4.6.1) \quad PT_{SM} = \frac{B}{\mathbb{E}[b]} \frac{1}{S} \left(\sum_{i=1}^S (1 - \rho^{r+1}) \int_0^1 v f_v(v) dv \right) \min_i \left\{ C^* \frac{1 - \rho}{1 - \rho^{r+1}} \log_2 M_i^* \right\}$$

Ahora, escribimos la ganancia de tasa de datos percibida $G = \mathbb{E}_{\mathbf{H}}[PT_{LV}]/\mathbb{E}_{\mathbf{H}}[PT_{SM}]$ como sigue

$$(4.6.2) \quad G = \underbrace{\frac{\mathbb{E}_{\mathbf{H}}[\sum_{i=1}^S p_i^S V_i]}{\mathbb{E}_{\mathbf{H}}[p^S V]}}_{\text{Ganancia de Priorización de paquete } G_{PP}} \times \underbrace{\frac{\mathbb{E}_{\mathbf{H}}[\max_C \{ C \sum_i \max_{M_i} \{ \log_2 M_i / \hat{n}_i \} \}]}{\mathbb{E}_{\mathbf{H}}[S \max_C \{ C \max_i \{ \max_{M_i} \{ \log_2 M_i / \hat{n}_i \} \} \}]}]}_{\text{Ganancia de balance de carga } G_{LB}} = G_{PP} G_{LB}$$

donde $V_i = \int_{\hat{v}_i}^{\hat{v}_i+1} v f_v(v) dv$, $V = \int_0^1 v f_v(v) dv$, y $p^S = 1 - \rho^{r+1}$.

El primer componente de 4.6.2 se refiere a *ganancia de priorización de paquetes*. Resulta del hecho que el paquete mas relevante se transmitió entre la cadena mas confiable. Porque las cadenas se ordenaron por probabilidad de éxito de post retransmisión $1 - \rho_i^{r+1}$, la ganancia de priorización de paquetes siempre es mas grande que 1. Esto provee otra justificación para el orden propuesto. Tenga en cuenta que esta ganancia es la mas alta cuando tanto los valores de paquete y el SNRs por cadena exhiben alta variabilidad. Además, si retransmisiones infinitas se permiten en todas las cadenas, ésta ganancia converge a uno desde todos los paquetes eventualmente se transmitieron exitosamente.

El segundo componente de la expresión se refiere como *ganancia de balanceo de carga*. Corresponde a la tasa de datos promedio sobre cadenas espaciales dividido por la tasa de datos en la peor cadena. Resulta del hecho que la política de umbral optimo balancea la carga entre cadenas en proporción a la tasa de datos que se puede alcanzar en cada cadena. Inversamente, en esquemas de transmisión convencionales, el rendimiento que se alcanza se limita por el rendimiento en la peor cadena. Esto justifica porque la ganancia en balanceo de carga es la tasa de datos que se puede alcanzar promediado sobre todas las cadenas dividido por la tasa de datos alcanzable en la peor cadena.

Además, note que la *ganancia de priorización de paquetes* pueden ser pensados en tener reducción en pérdida visibilidad, ej. una ganancia en calidad de video mientras que *ganancia en balanceo de carga* se interpreta como una ganancia en tasa de datos.

4.6.2. Expresiones de Ganancia con Realimentación Limitada

Las expresiones para PT_{SM} y PT_{LV} están en términos de la probabilidad de error p_i^S , el cual depende del vector post procesamiento SNR $\gamma = \{\gamma_i(\mathbf{H})\}_{i=1}^S$. Así, aplican equivalentemente bajo límites de realimentación dados que $\gamma_i(\mathbf{H})$ se calcula en 4.3.2 de acuerdo al precodificador seleccionado. Calculamos la ganancia bajo realimentaciones limitadas para llevar la ganancia de las ganancias individuales para cada estado de canal dado su mapeo a la palabra de código correspondiente. Esto corresponde a $G = \mathbb{E}_F[PT_{LV}]/\mathbb{E}_F[PT_{SM}]$, ej.,

$$(4.6.3) \quad G = \underbrace{\frac{\mathbb{E}_F[\sum_{i=1}^S p_i^S V_i]}{\mathbb{E}_F[p^S V]}}_{\text{Ganancia de Priorizacion de paquete } G_{PP}} \times \underbrace{\frac{\mathbb{E}_F[\max_C \{C \sum_i \max_{M_i} \{\log_2 M_i / \hat{n}_i\}\}]}{\mathbb{E}_F[\text{Smax}_C \{C \max_i \{\max_{M_i} \{\log_2 M_i / \hat{n}_i\}\}\}]} }_{\text{Ganancia de balanceo de carga } G_{LB}} = G_{PP} x G_{LB}$$

4.7. Resultados y Análisis

En ésta sección, primero evaluamos la política de transmisión MIMO basado en pérdida de visibilidad usando cadena de bits codificadas H.265 bajo diferentes configuraciones de antenas. Después, presentamos los resultados numéricos para cuantificar el balanceo de carga

y ganancia de priorización de paquetes. Cada entrada de la matriz de canal correspondiente para un desvanecimiento plano de canal Rayleigh. El ancho de banda del sistema es 1MHz. El conjunto de las posibles constelaciones es $M = \{2, 4, 16, 64\}$ corresponde a BPSK, 4-QAM, 16-QAM, y 64-QAM. El conjunto de posibles tasas de código $C = \{1/2, 2/3, 3/4, 5/6\}$.

4.7.1. Secuencias de Video Codificadas con H.265

Evaluamos la ganancia de calidad de video de la política de priorización basado en la pérdida de visibilidad, probamos el algoritmo propuesto en una secuencia de video Foreman [165] codificado con H.265. La estructura GoP $IBPBP\cdots$ y la duración del GoP es 16 cuadros. El tamaño es 16×16 y usamos la resolución de 352×288 CIF. El cuadro de video se divide en slices horizontales donde cada uno es 22MBs de ancho por 1MB de alto. Así, cada cuadro corresponde a 18 slices y cada slice se transmite como un paquete. La estimación de pérdida de visibilidad se aplico basado en [146] como se describe en la Figura 4.3 que muestra el resultado de la calificación de pérdida de visibilidad para cada cuadro/slice para la secuencia de video de Foreman. Varias observaciones están en orden.

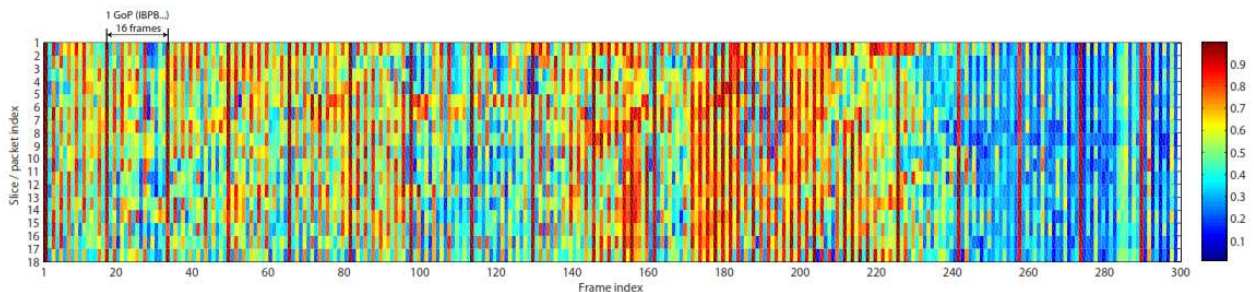
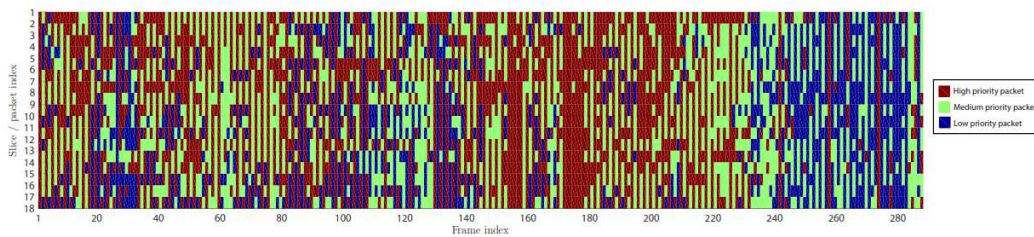


Figura 4.3: Mapa de Pérdida de Visibilidad de la Secuencia de Video Foreman H.265 usando un GoP IBPBP con 18 slices horizontales por cuadro y una duración de 16 GoP

1. *Tipo de cuadro*: La variabilidad de la visibilidad entre cuadros es clara. Por ejemplo, los cuadros I pueden ser notificados como rojo oscuro para todos los intervalos GoP. Además, los cuadros impares corresponden a P tienen pérdida de visibilidad mas alta que los cuadros pares B .
2. *Movimiento subjetivo/fondo*: Enfrentar el movimiento entre el cuadro 1 y el 170 causa alta pérdida de visibilidad para algunos 'slices' dependiendo de la localización espacial de movimiento. El movimiento del fondo entre el cuadro 170 y el 220 contribuye un incremento en la pérdida de visibilidad. Mas allá de eso, la falta de objetos y el movimiento del fondo causa un arrojo en la pérdida de visibilidad.
3. *Error de propagación*: Para los cuadros impares P , pueden estar notificados que la pérdida de visibilidad del paquete captura la severidad de la propagación del error

potencial por decaimiento para cuadros P que siguen al final del GoP, ej., cercano al próximo cuadro de referencia.

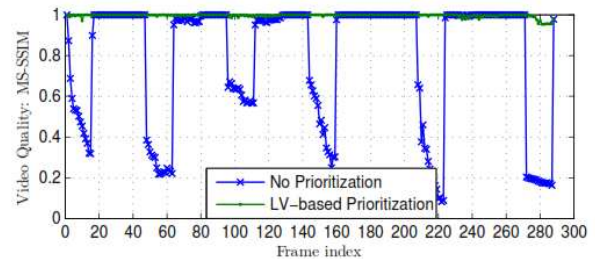
La Figura 4.4 aplica la pérdida de visibilidad basada en la política de priorización para la video secuencia Foreman para un sistema MIMO-LTE 4 x 4, cadenas/clases $S = 3$, y $E_s/N_0 = 5dB$. El límite de retransmisión es $r = 4$ y el tiempo de coherencia de canal es igual a 1 GoP correspondiente a un ambiente de baja movilidad. La Figura 4.4(a) muestra el mapeo de cada paquete de video para la cadena espacial correspondiente. Los paquetes mapeados para la mejor cadena espacial mostrada en la Figura 4.4(c) en comparación con la base de datos, por lo cual los símbolos correspondientes para cada paquete se mapean para todas las cadenas espaciales, para la misma realización de canal. *A pesar de tener 460 paquetes perdidos post retransmisión, la calidad de video con priorización es 0.997 en la escala MS-SSIM por lo cual la calidad de video sin priorización es 0.802.* Con priorización de paquetes, las pérdidas afectan solo los paquetes donde el error 'concealment' pueden conciliar la pérdida de ser visible al promedio de los visores. En contraste, el efecto de propagación del error siempre es severa en el caso de no priorización. Los cuadros recibidos y conciliados con indice 223 de la secuencia de video Foreman como se muestra en la Figura 4.4(b) para demostrar la diferencia en la calidad de video.



(a) Mapeo de cadena de paquetes



(b) Cuadro 223 recibido con y sin priorización



(c) Comparación de calidad de video de los videos recibidos

Figura 4.4: Caso de estudio de la política basado en pérdida de visibilidad para la secuencia de video Foreman con sistema MIMO-LTE 4x4, cadenas $S = 3$, y $E_s/N_0 = 5dB$. El límite de retransmisión es $r = 4$

La Figura 4.5 demuestra la ganancia de la calidad de video para un rango de configuraciones de antena para secuencia de video codificadas Foreman con las mismas propiedades como se describe previamente. La calidad de video en cada punto es la calidad del cuadro promediado sobre 10 diferentes realizaciones de canal. Las mismas realizaciones de canal se

usan para los dos casos. Lo primero que se observo para una configuración de antena fija, la ganancia se maximizo cuando $S = \min(N_t, N_r)$. Así es porque la gran variabilidad en el post procesamiento SNRs entre cadenas habilita mas paquetes de priorización efectiva. Además, incrementa el número de antenas para un numero fijo de cadenas mejora la calidad de video pero reduce la ganancia de calidad de video. La máxima ganancia se reporta para una configuración 2×2 donde una calidad de 0.9 requiere $E_s/N_0 = 3dB$ con priorización versus $E_s/N_0 = 20dB$ sin priorización. Además, las ganancias en el exceso de 10 dB se alcanzan con un rango de configuraciones de antenas.

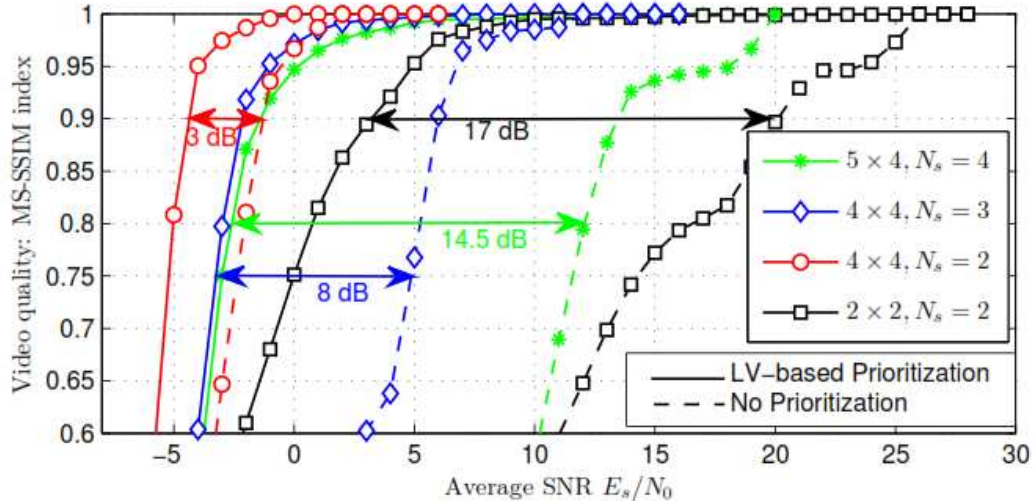


Figura 4.5: Comparación de la política de umbral basado en pérdida de visibilidad vs. transmisión MIMO-LTE para secuencia de video Foreman H.265 codificado para diferentes configuraciones de antena sobre un rango SNR. El límite de retransmisión es $r = 4$ y el tiempo de coherencia de canal es 1 GoP

4.7.2. Tasa de Datos Percibida y Política de Balanceo de Carga

Primero, examinamos la tasa de datos objetiva y la política de umbral optimo se deriva en 4.6.3 para obtener una perspectiva en el comportamiento de la política de umbral basado en pérdida de visibilidad. En la Figura 4.6, mostramos una gráfica de la expresión de tasa de datos percibida (4.4.6) para una distribución de pérdida de visibilidad vs. \hat{v}_2 y \hat{v}_3 para un sistema MIMO-LTE con $N_t = N_r = S = 3, C = 3/4$ y pérdida de umbral de paquete $\hat{v}_1 = 0,1$. La realización de canal específica $\lambda(\mathbf{H}) = [10,47 \ 16,33 \ 18,41]^T$ dB resulta en un tamaño de constelación óptima por cadena de $M^* = [4 \ 16 \ 16]^T$. Caiga en cuenta que la función objetivo solo se dibuja en la región de operación $\hat{v}_i \leq \hat{v}_{i+1}$. El pico del objetivo ocurre en $\mathbf{v} = [0,1 \ 0,28 \ 0,64]^T$. Tenga en cuenta que para una distribución de pérdida de visibilidad, tenemos $F_v(\hat{v}_i) = \hat{v}_i$. Para ver que ese es el resultado que combina 4.4.6, tenemos $2(\hat{v}_2 - \hat{v}_1) = \hat{v}_3 - \hat{v}_2 = 1 - \hat{v}_3 = 0,36$. Entonces la primer cadena espacial soporta solo 4-QAM, la solución del balanceo de carga asegura la fracción de paquetes transmitidos, la cadena espacial es la mitad del transmitida y luego la segunda y la tercera. Para ésta realización de

canal, $\rho \approx 0 \forall i$. Así, $n \approx 1 \forall i$ y la retransmisión tiene solo el menor efecto sobre la política de umbral óptimo.

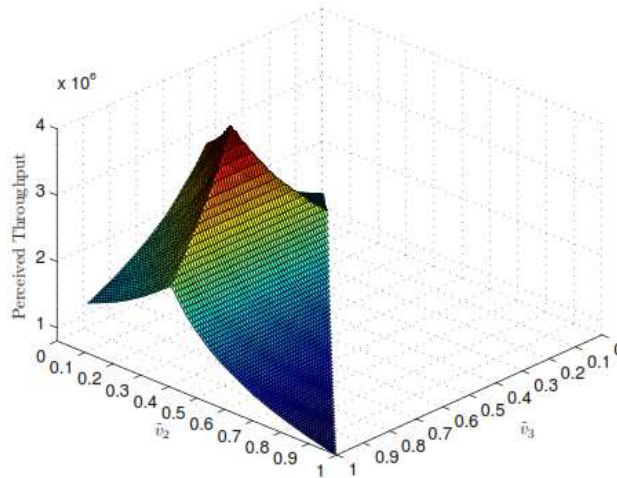


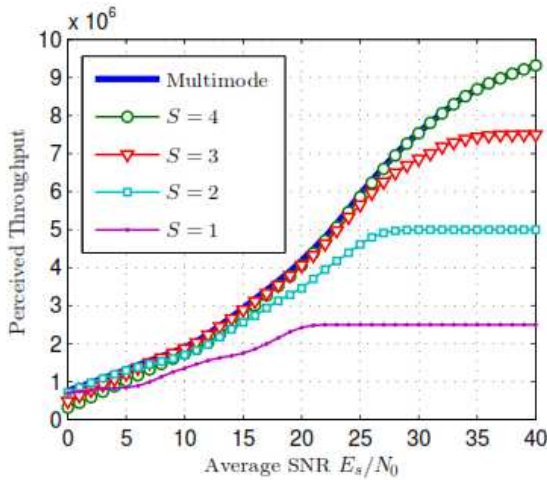
Figura 4.6: Tasa de datos percibida PT vs. umbral de pérdida de visibilidad \hat{v} para $N_t = N_r = S = 3$

En la Figura 4.7, graficamos la tasa de datos alcanzada por la política de umbral basado en la pérdida de visibilidad y por multiplexación espacial precodificada por un sistema MIMO-LTE 4×4 bajo diferentes números de cadenas espaciales. Por 'beamforming' ($S = 1$), el rendimiento es equivalente entonces una única clase de paquetes. Para $S > 1$, claramente notamos la ganancia con el umbral basado en pérdida de visibilidad debido a la del balanceo de carga de la política de umbral óptimo. Entonces la ganancia del balanceo de carga es igual a la tasa de datos promedio dividido por la tasa de datos en la peor cadena, las ganancias son mas pronunciados por $S = 4$. Para $S = 4$ en el régimen bajo SNR, la misma tasa de datos percibida se logra en 12 dB mas bajos en potencia transmitida. En el régimen mas alto para lograr $PT = 7 \times 10^6$ bps, la multiplexación espacial requiere 37 dB, por lo cual la política de umbral óptimo requiere 28 dB resulta una reducción 9 dB de potencia a transmitir. En términos de tasa de datos percibida, en 20 dB, la ganancia es $4/1.8=2.22x$ y en 30 dB, la ganancia es $7.5/4=1.875x$.

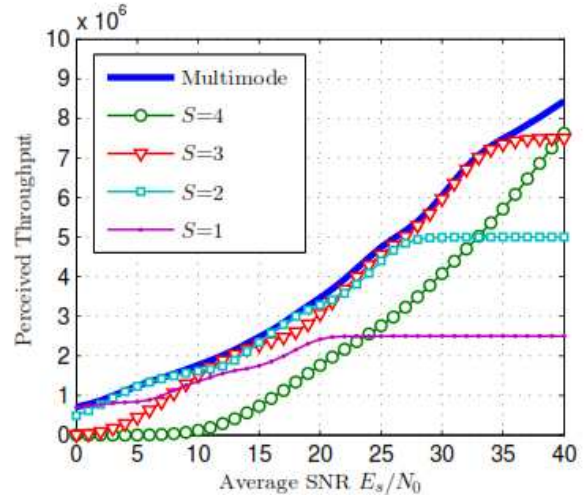
Para precodificación multimodo, seleccionamos el modo MIMO-LTE para maximizar la tasa de datos percibida entre todos los modos $S = 1, \dots, \min\{N_t, N_r\}$. Incluso comparando la precodificación multimodo con la política de umbral donde las ganancias se esperan se dejen caer, notemos una ganancia de 3 dB en el régimen menor de SNR para $PT = 2 \times 10^6$ bps y una ganancia de 6 dB en el régimen mas alto para $PT = 8 \times 10^6$ bps.

4.7.3. Balanceo de Carga y Ganancia de Priorización de Paquetes

Haber mostrado esa ganancia significativa que se logró con la política de transmisión basado en pérdida de visibilidad. Recordemos que la ganancia de tasa de datos se logra debido a

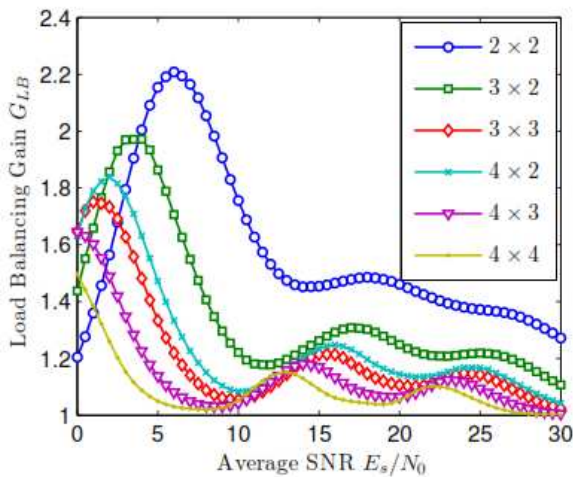


(a) Umbral de pérdida basado en visibilidad

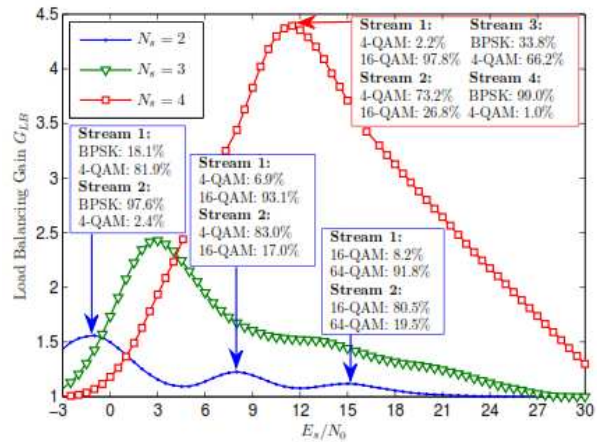


(b) Multiplexación Espacial/Precodificación

Figura 4.7: Comparación de la tasa de datos percibida y por multiplexación espacial precodificada para sistemas MIMO-LTE 4×4 para diferentes números de cadenas.



(a) Diferentes configuraciones de antena con cadenas $S = 2$



(b) Diferentes número de cadenas para un sistema 4×4

Figura 4.8: Análisis de Ganancia del balanceo de carga G_{LB}

la propiedad en balanceo de carga de la política de umbral basado en pérdida de visibilidad. La ganancia en calidad manifiesta a si mismo en una reducción en el promedio de pérdida de visibilidad de pérdida o paquetes descartados y resulta del hecho que los paquetes más visibles se transmiten sobre las cadenas mas confiables, así se muestra la ganancia en priorización de paquetes.

En la Figura 4.8, analizamos la ganancia de balanceo de carga G_{LB} , definido en 4.6.2. La Figura 4.8(a) muestra la ganancia para $S = 2$ cadenas espaciales con configuraciones de antena diferentes. Recordemos que la expresión de ganancia del balanceo de carga se ma-

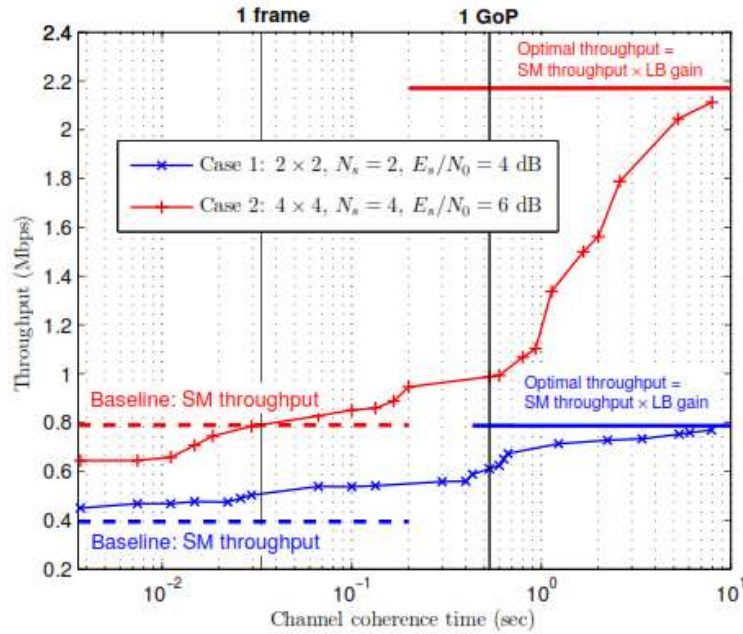


Figura 4.9: Analisis del efecto de canal de coherencia en el tiempo en la tasa de dato del balanceo de carga para video secuencia Foreman

ximiza cuando la tasa de datos por cadena exhiben la variabilidad mas alta entre cadenas. En una configuración de dos cadenas, éste corresponde al caso donde la diferencia entre la tasa de datos en las dos cadenas es el máximo. Así, para $S = 2$, una ganancia de sistema 2×2 mas que en una 4×4 . En un sistema 4×4 con $S = 2$, la diversidad y la reducción de canal endurece las ganancias de la política de priorización de canal propuesta porque el orden de modulación soportado por cadenas son equivalentes por la mayoría de realizaciones de canal y la tasa de datos alcanzable en las dos cadenas se comparan. En la Figura 4.8(b), graficamos la ganancia del balanceo de carga para un sistema 4×4 para diferentes números de cadenas espaciales S . En el medio para el régimen de alto SNR, para la misma configuración $N_t \times N_r$, más cadenas proveen ganancias más altas versus métodos confiables sin videos la configuración del número de canal efectivo $\mathbf{H}\mathbf{F}_S$ es probablemente el más alto haciendo posible técnicas de video mas confiables para estar seguro del canal diverso estadístico entre cadenas. Para $S = 2$ y $S = 4$, mostramos el uso fraccional de cada esquema de modulación en los puntos picos de operación. Para $S = 2$ en $E_s/N_0 = -1dB$, la mejor cadena soporta 4-QAM para la mayoría de realizaciones mientras la peor cadena solo puede soportar BPSK. Una observación similar sigue en 8 dB y 15 dB para 16-QAM y 64-QAM. Inversamente, en 4 dB, ambas cadenas soportan 4-QAM para la mayoría de las realizaciones. Así, la ganancia G_{LB} es cerca de 1.

Además el análisis aplica para cualquier más grande que un paquete, se asume que la propiedad de balanceo de carga esta dentro de un canal coherente en el tiempo son representativos de la distribución de pérdida de visibilidad. Por otro lado, la distribución de pérdida de visibilidad observada a corto término sera diferente de la distribución estimada usando estimación de densidad de 'kernel' causando una *descombinación del balanceo de carga*. Per-

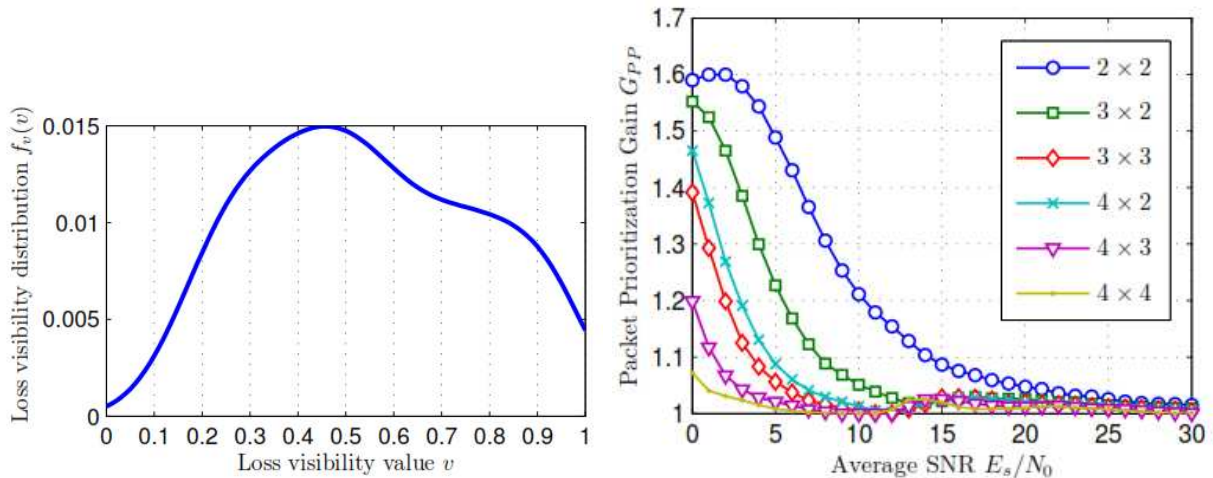


Figura 4.10: (a) Distribución de pérdida de visibilidad para video secuencias Foreman; (b)Corresponde a ganancia de priorización de paquetes G_{PP} vs. SNR para dos clases de paquetes ($S=2$ cadenas espaciales) para $r = 0$ con diferentes configuraciones de paquetes

mite que la ganancia en la Figura 4.8 sea un límite superior que aplica con una coherencia de canal mas largo en el tiempo. Para un análisis más realístico de la ganancia de tasa de datos del balanceo de carga, simulamos el algoritmo propuesto en la Figura 4.9 con un canal variable coherente en el tiempo en el rango de S paquetes para varios GoP bajo la configuración de dos antenas. Para SM 2×2 , la tasa de datos siempre excede la base pero teórico $2x$ de la ganancia del balanceo de carga reportado en la Figura 4.8 solo se logra con la coherencia de canal igual a un GoP, 1×5 del teórico de $2x$ la ganancia lograda. Para SM 4×4 , la tasa de datos excede la base cuando el canal es al menos $35ms$ equivalente a un cuadro de video. Más allá de eso, para un canal coherente de un GoP, se logra una ganancia de $1.25x$.

Después, analizamos la ganancia de priorización de paquetes. Como previamente argumentamos, bajo total retransmisión, la ganancia de priorización de paquetes es igual a uno desde todos los paquetes son eventualmente entregados exitosamente y la noción de priorización desaparece. Así, consideramos el caso de que no hayan retransmisiones para propósitos de análisis. En práctica, ésto provee un límite superior en la ganancia que se logra con retransmisiones finitas por lo cual $r < \infty$. Intuitivamente, esperamos la ganancia de priorización de paquetes para ser mas largo en SNR porque la tasa de error de paquetes es más alto, así, bajo rigurosos requerimientos de retraso, la entrega confiable se puede cumplir. La Figura 4.10 muestra que la ganancia de priorización de paquetes G_{PP} vs. E_s/N_0 para dos clases de paquetes, ej.cadenas de $S = 2$ espacial. La correspondiente distribución de pérdida de visibilidad como se extrajo de la secuencia de Foreman se muestra en 4.10(a). Comparando diferentes configuraciones de antena, notemos, que la mejor ganancia para 2×2 desde que la diferencia entre la confiabilidad de dos cadenas es la mas larga. En contraste, para un 4×4 con 2 cadenas espaciales, el límite de diversidad en contra de la ganancia extra que se logra debido la priorización de paquetes. Para un sistema 2×2 la reducción de pérdida de visibilidad se logra en el menor SNR y la ganancia disminuye como el SNR incrementa.

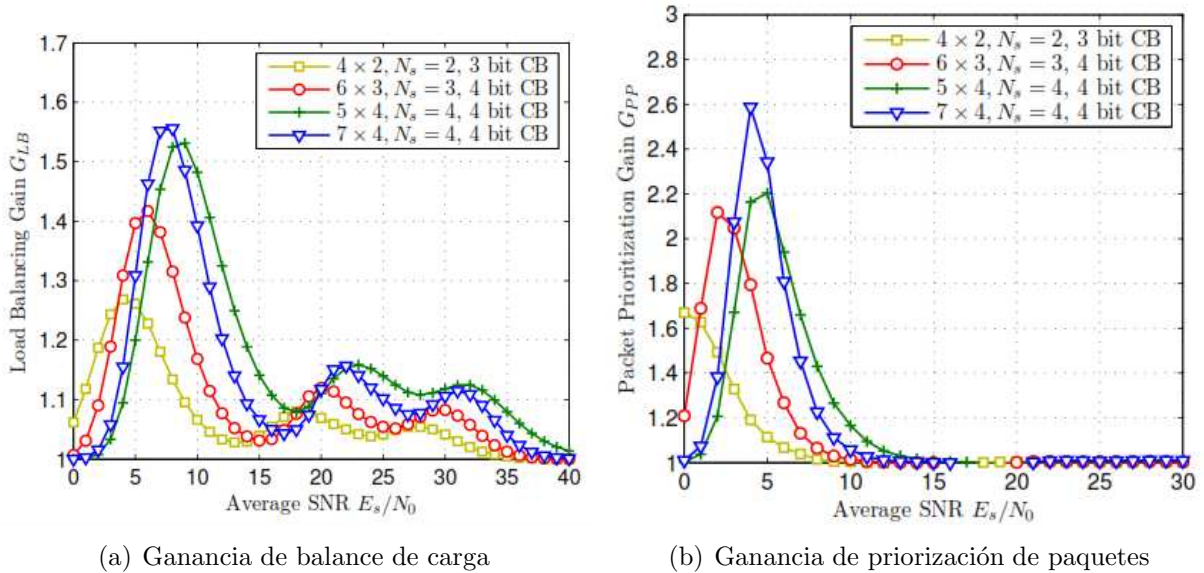


Figura 4.11: Ganancia alcanzada con realimentación limitada para diferentes tamaño de código de palabras y configuraciones de antena

4.7.4. Ganancias Bajo Realimentaciones Limitadas

La Figura 4.11 muestra que la ganancia del balanceo de carga y la ganancia de priorización de paquetes con realimentación para diferentes tamaños de palabras de código y configuraciones de antenas. Como se esperaba, la ganancia se incrementa como la palabra de código incrementa también para número largo de cadena espacial. Con solo dos cadenas espaciales en una configuración de antena 4×2 y 3 bit de palabra de código, se incrementa 27 % de la tasa de datos se logra y se reduce 40 % en pérdida de visibilidad. Con 4 cadenas espaciales en una configuración de antena y una palabra de código de 4 bit, incrementa 56 % de la tasa de datos se logra y 61 % de reducción en pérdida de visibilidad.

La tendencia de la gráfica de ganancia sigue de cerca esas Figura 4.8 y 4.10 respectivamente. En términos de los valores de ganancia nominal, observamos que la realimentación basado en palabra de código tiene los siguientes efectos en la ganancia lograda de la política optimizada de pérdida de visibilidad.

- La ganancia del balanceo de carga se arroja porque la calidad de cadena desigual no puede ser utilizada completamente debido al error de cuantización de canal. Tales errores causan un vacío entre el post procesamiento SNRs en la mejor y peor cadena para estirar, así se reduciendo la ganancia alcanzable.
- La ganancia de priorización de canal se incrementa porque la calidad de las cadenas espaciales generalmente se arrojan, haciendo posible para la ganancia mas priorización de los paquetes de video entre cadenas.

4.8. Conclusión

Propusimos una arquitectura de capa cruzada para entrega de paquetes priorizada sobre MIMO-LTE basado en pérdida de visibilidad tomando ventaja de la gran variabilidad en pérdida de visibilidad debido a la fuente de video y características del codificador. Presentando una política de umbral basado en pérdida de visibilidad que mapea diferentes paquetes a diferentes cadenas de espacio y deriva la política de umbral óptimo para cualquier distribución de pérdida de visibilidad. La arquitectura propuesta requiere mínima adición de bits de capa-cruzada mientras logra ganancia de calidad y capacidad. Demostrado ganancias en exceso de 10 dB con diferentes configuraciones de antenas en secuencias de video H.265.

Apéndice A

Prueba de Lema 1

Lema 1 Si las cadenas se ordenan por la probabilidad de éxito de la post-transmisión, ej., $p_i^s \leq p_{i+1}^s \forall i = 2, \dots, N_s$, entonces el gradiente $\partial PT / \partial \hat{v}$ satisface las siguientes propiedades:

1. $\partial PT / \partial \hat{v} \geq 0$ donde $\hat{i} = \operatorname{argmax}_i$
2. $\partial PT / \partial \hat{v} \leq 0 \forall i \neq \hat{i}$

Prueba: Primero, probamos la parte 1 del Lema. De las expresiones para $\partial g / \partial \hat{v}_i$ y $\partial h / \partial \hat{v}_i$, sigue que

$$\begin{aligned} \frac{\partial PT}{\partial \hat{v}_i} h^2 &= (\rho_i^{r+1} - \rho_{i-1}^{r+1}) \hat{v}_i f_v(\hat{v}_i) \frac{\mathbb{E}[b](F_v(\hat{v}_{i+1}) - F_v(\hat{v}_i))(1 - \rho_i^{r+1})}{B C \log_2 M_i (1 - \rho_i)} \\ &+ \left(\sum_{i=1}^S (1 - \rho_i^{r+1}) \int_{\hat{v}_i}^{\hat{v}_{i+1}} v f_v(v) dv \right) \frac{\mathbb{E}[b] f_v(\hat{v}_i) (1 - \rho_i^{r+1})}{B C \log_2 M_i (1 - \rho_i)} \\ \frac{\partial PT}{\partial \hat{v}_i} h^2 &= \frac{\mathbb{E}[b] f_v(v) \hat{v}_i (1 - \rho_i^{r+1})}{B C \log_2 M_i (1 - \rho_i)} \times \\ &\left[\left(\sum_{i=1}^S (1 - \rho_i^{r+1}) \int_{\hat{v}_i}^{\hat{v}_{i+1}} v f_v(v) dv \right) - (\rho_{i-1}^{r+1} - \rho_i^{r+1}) \hat{v}_i (F_v(\hat{v}_{i+1}) - F_v(\hat{v}_i)) \right] \end{aligned}$$

para luego obtener

$$\begin{aligned} \frac{\partial PT}{\partial \hat{v}_i} h^2 &\geq \frac{\mathbb{E}[b] f_v(v) \hat{v}_i (1 - \rho_i^{r+1})}{B C \log_2 M_i (1 - \rho_i)} \times \\ &\left[\left((1 - \rho_i^{r+1}) \int_{\hat{v}_i}^{\hat{v}_{i+1}} v f_v(v) dv \right) - (\rho_{i-1}^{r+1} - \rho_i^{r+1}) \hat{v}_i (F_v(\hat{v}_{i+1}) - F_v(\hat{v}_i)) \right] \end{aligned}$$

donde la última sigue porque $\sum_{i=1}^S (1 - \rho_i^{r+1}) V_i \geq (1 - \rho_i^{r+1}) V_i$. Luego, usando el hecho que $\rho_{i-1}^{r+1} \leq 1$, reducimos la expresión a

$$\begin{aligned} \frac{\partial PT}{\partial \hat{v}_i} h^2 &\geq \frac{\mathbb{E}[b] f_v(v) \hat{v}_i (1 - \rho_i^{r+1})}{B C \log_2 M_i (1 - \rho_i)} \times \\ &\left[\left((1 - \rho_i^{r+1}) \int_{\hat{v}_i}^{\hat{v}_{i+1}} v f_v(v) dv \right) - (1 - \rho_i^{r+1}) \hat{v}_i (F_v(\hat{v}_{i+1}) - F_v(\hat{v}_i)) \right] \end{aligned}$$

reducimos a

$$\frac{\partial PT}{\partial \hat{v}_i} h^2 = \frac{\mathbb{E}[b] f_v(v) \hat{v}_i (1 - \rho_i^{r+1})}{BC \log_2 M_i (1 - \rho_i)} \times (1 - \rho_i^{r+1}) \left[\int_{\hat{v}_i}^{\hat{v}_{i+1}} v f_v(v) dv - \hat{v}_i (F_v(\hat{v}_{i+1}) - F_v(\hat{v}_i)) \right]$$

finalmente, sigue $\int_a^b x f(x) dx \geq \int_a^b a f(x) dx$ **if** $a \geq 0$.

$$\frac{\partial PT}{\partial \hat{v}_i} h^2 = \frac{\mathbb{E}[b] f_v(v) \hat{v}_i (1 - \rho_i^{r+1})}{BC \log_2 M_i (1 - \rho_i)} \times (1 - \rho_i^{r+1}) \left[\hat{v}_i \int_{\hat{v}_i}^{\hat{v}_{i+1}} f_v(v) dv - \hat{v}_i (F_v(\hat{v}_{i+1}) - F_v(\hat{v}_i)) \right]$$

Así, sigue que $\partial PT / \partial \hat{v}_i \geq 0$.

Proveemos parte 2 del Lema 1 por investigación de términos del gradiente $\partial PT / \partial \hat{v}_i = (h \partial g / \partial \hat{v}_i - g \partial h / \partial \hat{v}_i) / h^2$. Tenemos $h \geq 0$ y $\partial g / \partial \hat{v}_i \leq 0$ incondicionalmente. Además, $\partial h / \partial \hat{v}_i \geq 0 \forall i \neq \hat{i}$ y $g \geq 0$. Así, $\partial PT / \partial \hat{v}_i \leq 0 \forall i \neq \hat{i}$

Apéndice B

Prueba de Lema 2

Lema 2 Definimos $\mathcal{I} = \{i.s.t.t_i = \max_j t_j\}$. Si $\{\hat{v}_i; i \in \mathcal{I}, i-1 \in \mathcal{I}\}$ están juntamente escalados para mantener \mathcal{I} fijo, entonces:

1. $\partial PT / \partial \hat{v}_i \geq 0$ si $i \in \mathcal{I}$ y $i-1 \notin \mathcal{I}$
2. $\partial PT / \partial \hat{v}_i \leq 0$ si $i \notin \mathcal{I}$ y $i-1 \in \mathcal{I}$

Prueba: El caso especial de $|\mathcal{I}| = 1$ se provee en el Lema 1. El caso de $|\mathcal{I}| > 1$ donde los elementos de $|\mathcal{I}| \geq$ no son consecutivos también directamente sigue del Lema 1 como uno puede conjuntamente decrece $\{\hat{v}_i\} \forall i \in \mathcal{I}$ y crece $\{\hat{v}_{i+1}\} \forall i \in \mathcal{I}$ tal que el conjunto \mathcal{I} para el caso general donde algunos elementos \mathcal{I} son consecutivos, el conjunto \mathcal{I} se puede dividir en subconjuntos de cadenas consecutivos. Por ejemplo, si $\mathcal{I} = \{1, 3, 4\}$, el primer subconjunto $\{1\}$ y el segundo subconjunto $\{3, 4\}$. Dentro de cada subconjunto, $\partial PT / \partial \hat{v}_i \geq 0$ para la cadena mas baja satisfaciendo $i \in \mathcal{I}$ y $i-1 \notin \mathcal{I}$ por parte 1 del Lema 1 y $\partial PT / \partial \hat{v}_i \leq 0$ para las cadenas mal altas satisfaciendo $i \notin \mathcal{I}$ y $i-1 \in \mathcal{I}$ por parte 2 del Lema 1. Así, existe un paso infinitesimal $\epsilon = \{\epsilon_1, \dots, \epsilon_S\}$ tal que $\epsilon_i \geq 0$ si $i \in \mathcal{I}$ e $i-1 \notin \mathcal{I}$ y $\epsilon_i \leq 0$ si $i \notin \mathcal{I}$ e $i-1 \in \mathcal{I}$ manteniendo \mathcal{I} fijo y mejorando el objetivo y el resultado siguiente.

Teorema 1. Política de Umbral.

El umbral óptimo de pérdida de visibilidad $\hat{\mathbf{v}}^* = \{\hat{v}_i^*\}_{i=2}^*$ satisface

$$(C.0.1) \quad F_v(\hat{v}_{i+1}^*) - F_v(\hat{v}_i^*) = \frac{\log_2 M_i / \hat{n}_i}{\sum_{j=1}^S \log_2 M_j / \hat{n}_j} \forall i = 1, \dots, S$$

donde $\hat{n}_i = (1 - \rho_i^{r+1}) / (1 - \rho_i)$

Prueba: Presentamos un método convergente que lleva como entradas cualquier solución y obtiene una solución con una mejora objetiva satisfaciendo la condición sentenciada arriba. Empieza con cualquier solución factible y define el conjunto inicial de cadenas con un promedio de transmisión mas largo $\mathcal{I} = \{i \text{ s.t. } t_i = \max_j t_j\}$. Construimos un paso infinitesimal $\epsilon = \{\epsilon_1, \dots, \epsilon_S\}$, tal que $\epsilon_i \geq 0$ si $i \in \mathcal{I}$ e $i - 1 \notin \mathcal{I}$ y $\epsilon_i \leq 0$ si $i \notin \mathcal{I}$ e $i - 1 \in \mathcal{I}$. Por el Lema 2, existe un ϵ tal que \mathcal{I} se intercambia y $PT(\hat{\mathbf{v}} + \epsilon) > PT(\hat{\mathbf{v}})$. Repite hasta $\min_{i \in \mathcal{I}, j \notin \mathcal{I}} \{t_i - t_j\} < \delta$ donde δ es un número pequeño arbitrario. Esto necesariamente incrementa \mathcal{I} . Rellenando \mathcal{I} de acuerdo al nuevo $\{\hat{v}_i\}$. Repite hasta $\mathcal{I} = \{2, \dots, S\}$. Así, la política óptima necesariamente satisface $t_1 = t_2 = \dots = t_s$, equivalente, $(F_v(\hat{v}_{i+1}) - F_v(\hat{v}_i)) / (\log_2 M_i (1 - \rho_i)) = (F_v(\hat{v}_2) - F_v(\hat{v}_1)) / (\log_2 M_i (1 - \rho_1)) \forall$. Por tomar $1 = \sum_i F_v(\hat{v}_{i+1}) - F_v(\hat{v}_i)$.

Bibliografía

- [1] M Barni, F Perez-Gonzalez *IEEE Signal Process. Mag.* 22(4), 120–119 (July 2005)
- [2] P Vandewalle, J Kovacevic, M Vetterli, *Reproducible research in signal processing. IEEE Signal Process. Mag.* 26(3), 37–47 (May 2009)
- [3] M Dohler, R Heath Jr, A Lozano, CB Papadias, RA Valenzuela, *Is the PHY layer dead?. IEEE Communications Magazine*, 4, 159–165 (Apr. 2011)
- [4] JB Buckheit, DL Donoho, Wavelab and reproducible research. Dept. of Statistics, Stanford Univ., Tech. Rep. 474, Tech. Rep, <http://www-stat.stanford.edu/donoho/Reports/1995/wavelab.pdf> (1995)
- [5] P Vandewalle, S Sússtrunk, M Vetterli, *A frequency domain approach to registration of aliased images with application to super-resolution.* EURASIP Journal on Applied Signal Processing, 2006 (2006). Article ID 71459
- [6] C Mehlführer, S Caban, M Rupp, *Experimental evaluation of adaptive modulation and coding in MIMO WiMAX with limited feedback.* EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, Special Issue on MIMO Systems with Limited Feedback, 2008 (2008). Article ID 837102
- [7] M Simko, D Wu, C Mehlführer, J Eilert, D Liu, *Implementation Aspects of Channel Estimation for 3GPP LTE Terminals*, in Proc. European Wireless (EW 2011), Vienna, Austria (Apr. 2011)
- [8] R Dallinger, H Ruotsalainen, R Wichman, M Rupp, *Adaptive pre-distortion techniques based on orthogonal polynomials*, in Conference Record of the 44th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, Pacific Grove (CA), USA (Nov. 2010)
- [9] Technical Specification Group RAN, E-UTRA; LTE physical layer – general description. 3GPP, Tech. Rep. TS 36.201 Version 8.3.0 (March 2009)
- [10] 10. C Williams, S McLaughlin, MA Beach, *Exploiting multiple antennas for synchronization.* IEEE Trans. Veh. Technol. 58(2), 773 – 787 (Feb. 2009)
- [11] 11. Q Wang, S Caban, C Mehlführer, M Rupp, , *Measurement based throughput evaluation of residual frequency offset compensation in WiMAX*, in Proc. 51st International Symposium ELMAR- 2009, Zadar, Croatia pp. 233–236 (Sept. 2009)

-
- [12] N. Kolehmainen, J. Puttonen, P. Kela, T. Ristaniemi, T. Henttonen, M. Moision, *Channel quality indication reporting schemes for UTRAN long term evolution downlink*, in Proc. IEEE Vehicular Technology Conference Spring (VTC), pp. 2522–2526 (May 2008)
- [13] S. Schwarz, C. Mehlhührer, M. Rupp, *Calculation of the spatial preprocessing and link adaptation feedback for 3GPP UMTS/LTE*, in Proc. IEEE Wireless Advanced, London, UK (June 2010)
- [14] L. Boher, R. Legouable, R. Rabineau, *Performance analysis of iterative receiver in 3GPP/LTE DL MIMO OFDMA system*, in Proc. IEEE 10th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications (ISSSTA), pp. 103–108 (Aug. 2008)
- [15] M. Wrulich, M. Rupp, *Performance and modeling of LTE H-ARQ*, in Proc. International ITG Workshop on Smart Antennas (WSA 2009), Berlin, Germany (Feb. 2009) M. Wrulich.
- [16] M. Rupp, *Computationally efficient MIMO HSDPA system-level modeling*. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2009 (2009). Article ID 382501
- [17] TM Cover, *Comments on broadcast channels*. IEEE Trans. Inf. Theory. 44(6), 2524–2530 (Oct. 1998). doi:10.1109/18.720547
- [18] H. Weingarten, Y. Steinberg, S. Shamai, *The capacity region of the gaussian multiple-input multiple-output broadcast channel*. IEEE Trans. Inf. Theory. 52(9), 3936–3964 (Sept. 2006)
- [19] U. Niesen, P. Gupta, D. Shah, *The balanced unicast and multicast capacity regions of large wireless networks*. IEEE Trans. Inf. Theory. 56(5), 2249–2271 (May 2010)
- [20] D. Skoutas, D. Komninos, D. Vouyioukas, A. Rouskas, *Enhanced dedicated channel scheduling optimization in WCDMA*, in Proc. 14th European Wireless Conference (EW) (June 2008)
- [21] S. Schwarz, C. Mehlhührer, M. Rupp, *Low complexity approximate maximum throughput scheduling for LTE*, in Conference Record of the 44th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, Pacific Grove, CA, USA (Nov. 2010)
- [22] K. Peppas, T. Al-Gizawi, F. Lazarakis, D. Axiotis, A. Moussa, A. Alexiou, *System level evaluation of reconfigurable MIMO techniques enhancements for HSDPA*, in Proc. IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM). 5, 2869–2873 (2004)
- [23] P. Gkonis, D. Kaklamani, G. Tsoulos, *Capacity of WCDMA multicellular networks under different radio resource management strategies*, in Proc. 3rd International Symposium on Wireless Pervasive Computing (ISWPC), pp. 60–64 (2008)
- [24] M. Castañeda, M. Ivrlac, J. Nossek, I. Viering, A. Klein, *On downlink intercell interference in a cellular system*, in Proc. IEEE 18th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), pp. 1–5 (2007)
- [25] T. Nihtila, V. Haikola, *HSDPA MIMO system performance in macro cell network*, in Proc. IEEE Sarnoff Symposium (2008)
-

-
- [26] KI Pedersen, TF Lootsma, M Stottrup, F Frederiksen, T Kolding, PE Mogensen, *Network performance of mixed traffic on high speed downlink packet access and dedicated channels in WCDMA*, in Proc. IEEE 60th Vehicular Technology Conference (VTC). 6, 4496–4500 (2004)
- [27] SA Jafar, MJ Fakhereddin, *Degrees of freedom for the MIMO interference channel*. IEEE Trans. Inf. Theory. 53(7), 2637–2642 (July 2007)
- [28] Nortel, *Performance evaluation of CL MIMO under different UE speed*. 3rd Generation Partnership Project (3GPP), Tech. Rep. R1-080384 (Jan. 2008)
- [29] Nokia y Nokia-Siemens-Networks, *LTE performance benchmarking*. 3rd Generation Partnership Project (3GPP), Tech. Rep. R1- 071960 (Apr. 2007)
- [30] steepest ascent, 3GPP LTE toolbox and blockset, (2009)
- [31] mimoOn, mi!mobile, (2009)
- [32] Aricent, LTE layer 1 - LTE baseband/PHY library, (2009)
- [33] JJ Sánchez, G Gómez, D Morales-Jiménez, JT Entrambasaguas, *Performance evaluation of OFDMA wireless systems using WM-SIM platform*, in Proc. ACM 4th International Workshop on Mobility Management and Wireless Access (MobiWac), pp. 131–134 (2006)
- [34] C Mehlführer, M Wrulich, JC Ikuno, D Bosanska, M Rupp, *Simulating the long term evolution physical layer*, in Proc. 17th European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2009) Glasgow, Scotland, UK, pp. 1471–1478 (Aug. 2009)
- [35] JC Ikuno, M Wrulich, M Rupp, *System level simulation of LTE networks*, in Proc. 2010 IEEE 71st Vehicular Technology Conference (VTC2010-Spring), Taipei, Taiwan (May 2010)
- [36] Technical Specification Group RAN, E-UTRA; physical channels and modulation. 3GPP, Tech. Rep. TS 36.211 Version 8.7.0 (May 2009)
- [37] Technical Specification Group RAN, E-UTRA; multiplexing and channel coding. 3GPP, Tech. Rep. TS 36.212 (March 2009)
- [38] Technical Specification Group RAN, E-UTRA; physical layer procedures. 3GPP, Tech. Rep. TS 36.212 (March 2009)
- [39] X Wang, G Giannakis, A Marques, *A unified approach to QoS-guaranteed scheduling for channel-adaptive wireless networks*, in Proceedings of the IEEE. 95(12), 2410–2431 (Dec. 2007)
- [40] CL Raymond Kwan, J Zhang, *Multiuser scheduling on the downlink of an LTE cellular system*. Research Letters in Communications. 2008 (2008). Article ID 323048
- [41] S Schwarz, C Mehlführer, M Rupp, *Throughput maximizing multiuser scheduling with adjustable fairness*, in Proc. IEEE International Conference on Communications (ICC 2011), Kyoto, Japan (May 2011)
-

-
- [42] Member of ITU, Recommendation ITU-R M.1225: *Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000*. International Telecommunication Union (ITU), Tech. Rep (1997).
- [43] L. Hentila, P. Kyosti, M Kaske, M Narandzic, M Alatossava, MATLAB implementation WINNER phase ii channel model *ver1,1* (Dec.2007)
- [44] M Simko, C Mehlführer, M Wrulich, M Rupp, *Doubly dispersive channel estimation with scalable complexity*, in Proc. *International ITG Workshop on Smart Antennas*, (WSA 2010), Bremen, Germany, pp. 251–256 (Feb. 2010)
- [45] Q Wang, C Mehlführer, M Rupp, Carrier frequency synchronization in the downlink of 3GPP LTE, in Proc. *21st Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, (PIMRC 2010), Istanbul, Turkey (Sept. 2010)
- [46] M Simko, C Mehlführer, T Zemen, M Rupp, *Inter carrier interference estimation in MIMO OFDM systems with arbitrary pilot structure*, in Proc. *73rd IEEE Vehicular Technology Conference (VTC2011-Spring)*, Budapest, Hungary (May 2011)
- [47] I Solutions, Iterative Solutions Coded Modulation Library (ISCML)
- [48] T Pircher, pycrc CRC calculator and C source code generator
- [49] Q Wang, C Mehlführer, M Rupp, *SNR optimized residual frequency offset compensation for WiMAX with throughput evaluation*, in Proc. *17th European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2009)*, Glasgow, Scotland, UK (Aug. 2009)
- [50] JC Ikuno, C Mehlführer, M Rupp, *A novel link error prediction model for OFDM systems with HARQ*, in Proc. *IEEE International Conference on Communications (ICC 2011)*, Kyoto, Japan (May 2011)
- [51] M Wrulich, S Eder, I Viering, M Rupp, *Efficient link-to-system level model for MIMO HSDPA*, in Proc. of the *4th IEEE Broadband Wireless Access Workshop*,? New Orleans, LA, USA (Dec. 2008)
- [52] C Mehlführer, M Wrulich, M Rupp, *Intra-cell interference aware equalization for TxAA HSDPA*, in Proc. *3rd IEEE International Symposium on Wireless Pervasive Computing (ISWPC 2008)*, Santorini, Greece, pp. 406–409 (May 2008)
- [53] A Ibing, V Jungnickel, *Joint transmission and detection in hexagonal grid for 3GPP LTE*, in Proc. *International Conference on Information Networking 2008 (ICOIN 2008)* (Jan. 2008)
- [54] V Cadambe, S Jafar, *Interference alignment and degrees of freedom of the K-user interference channel*. *IEEE Trans. Inf. Theory*. 54(8), 3425–3441 (Apr. 2008)
- [55] R Tresch, M Guillaud, *Cellular interference alignment with imperfect channel knowledge*, in *IEEE International Conference on Communications Workshops 2009 (ICC Workshops 2009)* (June 2009)
-

-
- [56] P Wu, N Jindal, *Performance of hybrid-ARQ in block-fading channels: A fixed outage probability analysis*. IEEE Transactions on Communications. 58(4), 1129–1141 (Apr. 2010)
- [57] Y Blankenship, P Sartori, B Classon, V Desai, K Baum, *Link error prediction methods for multicarrier systems*, in Proc. IEEE 60th Vehicular Technology Conference (VTC2004-Fall). 6, 4175–4179 (Sept. 2004)
- [58] Technical Specification Group RAN, E-UTRA; LTE RF system scenarios. 3GPP, Tech. Rep. TS 36.942 (2008)
- [59] T Zemen, C Mecklenbräuker, *Time-variant channel estimation using discrete prolate spheroidal sequences*, in IEEE Trans. Signal Process. 53(9), 3597–3607 (Sept. 2005)
- [60] J Kim, A Ashikhmin, A van Wijngaarden, E Soljanin, N Gopalakrishnan, *On efficient link error prediction based on convex metrics*, in Proc. IEEE 60th Vehicular Technology Conference (VTC2004-Fall). 6, 4190–4194 (Sept. 2004)
- [61] S Tsai, A Soong, *Effective-SNR mapping for modeling frame error rates in multiple-state channels*. 3GPP2, Tech. Rep. 3GPP2-C30-20030429-010 (Apr. 2003)
- [62] L Wan, S Tsai, M Almgren, *A fading-insensitive performance metric for a unified link quality model*, in Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC2006). 4, 2110–2114 (Apr. 2006)
- [63] Technical Specification Group RAN, Physical layer aspects for E-UTRA. 3GPP, Tech. Rep. TS 25.814 (2006)
- [64] H Claussen, *Efficient modelling of channel maps with correlated shadow fading in mobile radio systems*, in Proc. IEEE 16th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC2005). 1, 512–516 (Sept. 2005)
- [65] Technical Specification Group RAN, Evolved universal terrestrial radio access (E-UTRA); user equipment (UE) radio transmission and reception. 3GPP, Tech. Rep. TS 36.101 Version 8.5.1 (Mar. 2009)
- [66] A Paulraj, R Nabar, D Gore, Introduction to Space-Time Wireless Communications, 1st edn. (Cambridge Univ. Press, 2003)
- [67] Y Feng, A Krewski, WL Schroeder, *Simulation based comparison of metrics and measurement methodologies for OTA test of MIMO terminals*, in Proc. of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2010) (Apr. 2010)
- [68] VH Munteanu, M Ottesteanu, G-M Munteanu, *QoS parameters mapping for the e-learning traffic mix in LTE networks*, in Proc. International Joint Conference on Computational Cybernetics and Technical Informatics (ICCC-CONTI 2010), pp. 299–304 (May. 2010)
- [69] D Wu, J Eilert, R Asghar, D Liu, *VLSI implementation of a fixed-complexity soft-output MIMO detector for high-speed wireless*. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking. 2010 (2010). Article ID 893184
-

-
- [70] C Mehlführer, S Caban, M Rupp, *Measurement-based performance evaluation of MIMO HSDPA*. IEEE Transactions on Vehicular Technology, accepted for publication
- [71] B Badic, M Rupp, H Weinrichter, *Adaptive channel-matched extended alamouti space-time code exploiting partial feedback*. ETRI Journal. 26(5), 443–451 (2004). doi:10.4218/etrij.04.0703.0006
- [72] M Rupp, C Mehlführer, S Caban, *On achieving the Shannon bound in cellular systems*, in Proc. 20th International Conference Radioelektronika 2010,” Brno, Czech Republik (Apr. 2010)
- [73] R Jain, D Chiu, W Hawe, *A Quantitative Measure of Fairness and Discrimination for Resource Allocation in Shared Computer Systems*. DEC, Tech. Rep. TR-301 (Sept. 1984)
- [74] S Caban, C Mehlführer, M Rupp, M Wrulich, *Evaluation of HSDPA and LTE, From Testbed Measurements to System Level Performance*, Wiley, (2011)
- [75] 3GPP, Technical Specification Group Radio Access Networks; Deployment aspects (Release 8), <http://www.3gpp.org/ftp/Specs/html-info/25943.htm> (Dec. 2008)
- [76] Technical Specification Group Radio Access Network, Deployment aspects (Release 8). 3GPP, Tech. Rep. TS 25.943 Version 8.0 (Dec. 2008)
- [77] *Cisco visual networking index: Global mobile data traffic forecast update, 2011 – 2016*, Cisco, Tech. Rep., 2012.
- [78] *Ericsson mobility report*, Ericsson, Tech. Rep., Nov. 2012.
- [79] *CTIA semi-annual wireless industry survey*, CTIA, Tech. Rep., 2012.
- [80] *The impact of latency on application performance*, Nokia Siemes networks, Tech. Rep., 2009.
- [81] G. Foschini, *Layered space-time architecture for wireless commutation in a fading environment when using multi-element antennas*, Bell labs technical journal, vol.1, no. 2, pp. 41–59, 1996
- [82] S. Weinstein and P. Ebert, *Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform*, IEEE transactions on Communication Technology, vol. 10, no. 5, pp. 628–634, 1971.
- [83] Technical Specification Group Radio Access Network *Physical layer - general description* 3GPP, Tech. Rep. TS 25.101, Dec. 2009.
- [84] *Viena LTE link and System level simulator download site*
<http://www.nt.tuwien.ac.at/ltesimulator/>
- [85] A. Gurtov, M. Passoja, O. Aalto, and M. Raitola, *Multi-layer protocol tracing in GPRS network*, in IEEE 56th Vehicular Technology Conference (VTC2002-Fall), Québec City, Canada, Sept. 2002.
-

-
- [86] H. Holma and J. Reunanen, *3GPP release 5 HSDPA measurements*, in IEEE 17th International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMR2006), Helsinki, Finland, Sept. 2006.
- [87] S. Sesia, I. Toifik, and M. Baker, *LTE, The UMTS Long Term Evolution: From Theory to Practice*, Jhon Wiley and Sons, Sept. 2011.
- [88] Technical Specification Group Radio Access Network *E-UTRA; LTE physical layer - description*
- [89] H. Holma and A. Toskala *WCDMA for UMTS: HSPA Evolution and LTE*. Wiley Nov. 2007.
- [90] Ericsson, *Mobile broadband, busting the myth of the scissor effect* White paper, Feb. 2010.
- [91] Technical Specification Group Radio Access Network *Requirements for evolved UTRA (E-UTRA) and evolved UTRAN (E-UTRAN)*, 3GPP Tech. Rep. TR 25.913, Dec. 2009.
- [92] H. Holma, A. Toskala, K. Ranta-Aho, and J. Pirskanen, *High-speed packet access evolution in 3GPP release 7*, IEEE Communication Magazine, vol. 45, no. 12, pp. 29 – 35, 2007.
- [93] J. C. Ikuno, UMTS Long-Term Evolution. in *Evaluation of HSDPA and LTE: From Testbed Measurements to System Level Performance*, S. Caban, C. Mehlhruer, M. Rupp, and M. Wrulich, Eds. John Wiley y Sons, Ltd, 2012.
- [94] E. Dahlman, S. Parkvall, J. Skold, and P. Beming, *3G Evolution: HSDPA and LTE for Mobile Broadband*. Academic Press, July 2007.
- [95] H. Yin and S. Alamouti, "OFDMA: A broadband wireless access technology," in IEEE 2006 Sarnoff Symposium, Mar. 2006.
- [96] H. Myung, J. Lim, and D. Goodman, "Single carrier FDMA for uplink wireless transmission," IEEE Vehicular Technology Magazine, vol. 1, no. 3, pp. 30-38, 2006.
- [97] E. Dahlman, H. Ekstrom, A. Furuskar, Y. Jading, J. Karlsson, M. Lundevall, and S. Parkvall, "The 3G Long-Term Evolution - radio interface concepts and performance evaluation," in 63rd IEEE Vehicular Technology Conference 2006 (VTC2006-Spring), Melbourne, Australia, May 2006.
- [98] H. Ekstrom, A. Furuskar, J. Karlsson, M. Meyer, S. Parkvall, J. Torsner, and M. Wahlqvist, "Technical solutions for the 3G Long-Term Evolution," IEEE Communications Magazine, vol. 44, no. 3, pp. 38-45, Mar. 2006.
- [99] M. Tanno, Y. Kishiyama, N. Miki, K. Higuchi, and M. Sawahashi, "Evolved UTRA - physical layer overview," in *IEEE 8th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications 2007 (SPAWC2007)*, Helsinki, Finland, June 2007.
-

-
- [100] J. J. Sánchez, D. Morales-Jiménez, G. Gómez, and J. T. Enrambasaguas, "Physical layer performance of Long Term Evolution cellular technology," in 16th Mobile and Wireless Communications Summit (IST2007), Budapest, Hungary, July 2007.
- [101] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge University Press, June 2005.
- [102] C. Mehlhruer and M. Rupp, "A robust MMSE equalizer for MIMO enhanced HSD-PA," in *Conference Record of the 40th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (Asilomar2006)*, Pacific Grove, California, October 2006.
- [103] T. Tang and R. Heath, "Opportunistic feedback for downlink multiuser diversity," *IEEE Communications Letters*, vol. 9, no. 10, pp. 948–950, Oct. 2005.
- [104] A. Gyasi-Agyei, "Multiuser diversity based opportunistic scheduling for wireless data networks," *IEEE Communications Letters*, vol. 9, no. 7, pp. 670–672, July 2005.
- [105] Technical Specification Group Radio Access Network, "E-UTRA; user equipment (UE) radio access capabilities," 3GPP, Tech. Rep. TS 36.306, Mar. 2010.
- [106] Ericsson, *SAE - the core network for LTE*, Apr. 2008.
- [107] Technical Specification Group Services and System Aspects, *General packet radio service (GPRS) enhancements for evolved universal terrestrial radio access network (E-UTRAN) access*, 3GPP, Tech. Rep. TS 23.401, Mar. 2010.
- [108] Technical Specification Group Services and System Aspects, *Architecture enhancements for non-3GPP accesses*, 3GPP, Tech. Rep. TS 23.402, Mar. 2010.
- [109] Ericsson, *LTE-an introduction. 284 23-3124 Uen Rev B*, White paper, June 2009.
- [110] K. Sandlund, G. Pelletier, and L.-E. Jonsson, *The ROBust Header Compression (ROHC) framework*, Internet Engineering Task Force (IETF), Tech. Rep. RFC 5795, Mar. 2010.
- [111] Technical Specification Group Radio Access Network, *Evolved universal terrestrial radio access network (E-UTRAN) and evolved universal terrestrial radio access network (E-UTRAN); overall description; stage 2*, 3GPP, Tech. Rep. TS 36.300, Mar. 2009.
- [112] Technical Specification Group Core Network and Terminals, *Non-access-stratum (NAS) protocol for evolved packet system (EPS)*, 3GPP, Tech. Rep. TS 23.301, Mar. 2012.
- [113] P. Lescuyer and T. Lucidarme, *Evolved Packet System (EPS)*. John Wiley y Sons, Inc., 2008.
- [114] S. Blake, D. Black, M. Carlson, E. Davies, Z. Wang, and W. Weiss, *An architecture for differentiated service*, IETF, Tech. Rep. RFC 2475, Dec. 1998.
-

-
- [115] Technical Specification Group Radio Access Network, *E-UTRA; physical channels and modulation*, 3GPP, Tech. Rep. TS 36.211, May 2009.
- [116] Technical Specification Group Radio Access Network, *Evolved universal terrestrial radio access (E-UTRA); base station (BS) radio transmission and reception*, 3GPP, Tech. Rep. TS 36.104, Mar. 2009.
- [117] S. Alamouti, *A simple transmit diversity technique for wireless communications*, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 16, no. 8, pp. 1451–1458, Oct. 1998.
- [118] M. Bossert, A. Hubner, F. Schuhlein, H. Haas, and E. Costa, *On cyclic delay diversity in OFDM based transmission schemes*, in 7th International OFDM Workshop (InOWo2002), Hamburg, Germany, Aug. 2002.
- [119] A. Dammann and S. Plass, *Cyclic delay diversity: Effective channel properties and applications*, in IEEE International Conference on Communications (ICC 2007), Glasgow, Scotland, 2007.
- [120] E. Telatar, *Capacity of multi-antenna gaussian channels*, European Transactions on Telecommunications, vol. 10, no. 6, pp. 585–595, 1999.
- [121] Technical Specification Group Radio Access Network, *E-UTRA; multiplexing and channel coding*, 3GPP, Tech. Rep. TS 36.212, Mar. 2009.
- [122] J. C. Ikuno, S. Schwarz, and M. Simko, *LTE rate matching performance with code block balancing*, in 17th European Wireless Conference (EW2011), Vienna, Austria, Apr. 2011.
- [123] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, *Near shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes*, in IEEE International Conference on Communications (ICC93), Geneva, Switzerland, May 1993.
- [124] Technical Specification Group Radio Access Network, *Multiplexing and channel coding (FDD)*, 3GPP, Tech. Rep. TS 25.212, Mar. 2010.
- [125] J. Hagenauer, *Rate-compatible punctured convolutional codes (RCPC codes) and their applications*, IEEE Transactions on Communications, vol. 36, no. 4, pp. 389–400, Apr. 1988.
- [126] I. Sohn and S. C. Bang, *Performance studies of rate matching for WCDMA mobile receiver*, in IEEE 52nd Vehicular Technology Conference (VTC 2000-Fall), Boston, Massachusetts, Sept. 2000.
- [127] S. Schwarz, M. Wrulich, and M. Rupp, *Mutual information based calculation of the precoding matrix indicator for 3GPP UMTS/LTE*, in 14th ITG Workshop on Smart Antennas (WSA2010), Bremen, Germany, Feb. 2010.
- [128] D. Love and R. Heath, *Limited feedback precoding for spatial multiplexing systems using linear receivers*, in IEEE Military Communications Conference (MILCOM2003), Monterey, California, Oct. 2003.
-

-
- [129] Technical Specification Group Radio Access Network, *E-UTRA; physical layer procedures*, 3GPP, Tech. Rep. TS 36.213, Mar. 2009.
- [130] S. Schwarz, C. Mehlhruer, and M. Rupp, *Calculation of the spatial preprocessing and link adaptation feedback for 3GPP UMTS/LTE*, in IEEE 6th Conference on Wireless Advanced (WiAD2010), London, United Kingdom, June 2010.
- [131] Technical Specification Group Radio Access Network, *E-UTRA; medium access control (MAC) protocol specification*, 3GPP, Tech. Rep. TS 36.321, June 2010.
- [132] R. Kwan, C. Leung, and J. Zhang, *Multiuser scheduling on the downlink of an LTE cellular system*, Research Letters in Communications, vol. 2008, Jan. 2008.
- [133] R. K. Jain, D.-M. W. Chiu, and W. R. Hawe, *A Quantitative Measure Of Fairness And Discrimination For Resource Allocation In Shared Computer Systems*, Digital Equipment Corporation, Tech. Rep., Sept. 1984.
- [134] P. Viswanath, D. Tse, and R. Laroia, *Opportunistic beamforming using dumb antennas*, IEEE Transactions on Information Theory, vol. 48, no. 6, pp. 1277–1294, June 2002.
- [135] S. Schwarz, C. Mehlhruer, and M. Rupp, *Low complexity approximate maximum throughput scheduling for LTE*, in Conference Record of the 44th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (Asilomar2010), Pacific Grove, California, Nov. 2010.
- [136] C. Shuping, L. Huibinu, Z. Dong, and K. Asimakis, *Generalized scheduler providing multimedia services over HSDPA*, in IEEE International Conference on Multimedia and Expo (ICME2007), Beijing, China, July 2007.
- [137] D. Skoutas, D. Komnakos, D. Vouyioukas, and A. Rouskas, *Enhanced dedicated channel scheduling optimization in WCDMA*, in 14th European Wireless Conference (EW2008), Prague, Czech Republic, June 2008.
- [138] M. Laner, P. Svoboda, and M. Rupp, *Measurement aided model design for WCDMA link error statistics*, in IEEE International Conference on Communications (ICC2011), Kyoto, Japan, June 2011.
- [139] R. Pupala, L. Greenstein, and D. Daut, *System-level impact of multi-user diversity in SISO and MIMO-based cellular systems*, Journal of Communications, vol. 6, no. 4, pp. 274–284, 2011.
- [140] I. Medvedev, B. Bjerke, R. Walton, J. Ketchum, M. Wallace, and S. Howard, *A comparison of MIMO receiver structures for 802.11n WLAN-performance and complexity*, in IEEE 17th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC2006), Sept. 2006.
- [141] A. Paulraj, D. Gore, R. Nabar, and H. Bolcskei, *An overview of MIMO communications—a key to gigabit wireless*, Proceedings of the IEEE, vol. 92, no. 2, pp. 198–218, Feb. 2004.
-

-
- [142] D. Gesbert, M. Shafi, D. shan Shiu, P. Smith, and A. Naguib, *From theory to practice: an overview of MIMO space-time coded wireless systems*, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 21, no. 3, pp. 281–302, Apr. 2003.
- [143] S. Schwarz, M. Simko, and M. Rupp, *On performance bounds for MIMO OFDM based wireless communication systems*, in IEEE Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC2011), San Francisco, California, June 2011.
- [144] C. Mehlhruer, J. C. Ikuno, M. Simko, S. Schwarz, M. Wrulich, and M. Rupp, *The Vienna LTE simulators - enabling reproducibility in wireless communications research*, EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, vol. 2011, no. 1, pp. 1–14, 2011.
- [145] Technical Specification Group Radio Access Network, *E-UTRA; LTE RF system scenarios*, 3GPP, Tech. Rep. TR 36.942, Dec. 2008.
- [146] T. Lin, S. Kanumuri, Y. Zhi, D. Poole, P. Cosman, and A. Reibman, *A versatile model for packet loss visibility and its application to packet prioritization*, IEEE Transactions on Image Processing, vol. 19, no. 3, pp. 722–735, Mar. 2010.
- [147] S. Kanumuri, P. Cosman, A. Reibman, and V. Vaishampayan, *Modeling packet-loss visibility in MPEG-2 video*, IEEE Transactions on Multimedia, vol. 8, no. 2, pp. 341–355, Apr. 2006.
- [148] T. Wiegand, G. Sullivan, G. Bjontegaard, and A. Luthra, *Overview of the H. 264/AVC video coding standard*, IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology, vol. 13, no. 7, pp. 560–576, Jul. 2003.
- [149] H. Schwarz, D. Marpe, and T. Wiegand, *Overview of the scalable video coding extension of the H. 264/AVC standard*, IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology, vol. 17, no. 9, pp. 1103–1120, Sep. 2007.
- [150] S. Kanumuri, S. Subramanian, P. Cosman, and A. Reibman, *Predicting H.264 packet loss visibility using a generalized linear model*, In Proceedings of IEEE International Conference on Image Processing, Oct. 2006.
- [151] L. Toni, P. Cosman, and L. Milstein, *Unequal error protection based on slice visibility for transmission of compressed video over OFDM channels*, In Proceedings of IEEE International Conference on Multimedia and Expo (ICME), Jul. 2011.
- [152] A. Abdel Khalek, C. Caramanis, and R. W. Heath Jr., *A cross-layer design for perceptual optimization of H.264/SVC with unequal error protection*, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 30, no. 7, pp. 1157–1171, Aug. 2012.
- [153] A. Abdel Khalek, C. Caramanis, and R. W. Heath Jr., *Online learning for quality-driven unequal protection of scalable video*, In Proceedings of IEEE International Workshop on Machine Learning for Signal Processing (MLSP), Sep. 2012.
- [154] A. Abdel Khalek, C. Caramanis, and R. W. Heath Jr., *Joint source-channel adaptation for perceptually optimized scalable video transmission*, In Proceedings of IEEE Globecom, Dec. 2011.
-

-
- [155] B. Girod, A. Aaron, S. Rane, and D. Rebollo-Monedero, *Distributed video coding*, Proceedings of the IEEE, vol. 93, no. 1, pp. 71–83, Jan. 2005.
- [156] L. Kondi, F. Ishtiaq, and A. Katsaggelos, *Joint source-channel coding for motion-compensated DCT-based SNR scalable video*, IEEE Transactions on Image Processing, vol. 11, no. 9, pp. 1043–1052, Sep. 2002.
- [157] Y. Zhang, W. Gao, Y. Lu, Q. Huang, and D. Zhao, *Joint source-channel rate-distortion optimization for H.264 video coding over error-prone networks*, IEEE Transactions on Multimedia, vol. 9, no. 3, pp. 445–454, Apr. 2007.
- [158] J. Kim, R. Mersereau, and Y. Altunbasak, *Error-resilient image and video transmission over the Internet using unequal error protection*, IEEE Transactions on Image Processing, vol. 12, no. 2, pp. 121–131, Feb. 2003.
- [159] M. Gallant and F. Kossentini, *Rate-distortion optimized layered coding with unequal error protection for robust Internet video*, IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology, vol. 11, no. 3, pp. 357–372, Mar. 2001.
- [160] M. van der Schaar and D. S. Turaga, *Cross-layer packetization and retransmission strategies for delay-sensitive wireless multimedia transmission*, IEEE Transactions on Multimedia, vol. 9, no. 1, pp. 185–197, Jan. 2007.
- [161] Q. Zhang, W. Zhu, and Y.-Q. Zhang, *Channel-adaptive resource allocation for scalable video transmission over 3G wireless network*, IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology, vol. 14, no. 8, pp. 1049 – 1063, Aug. 2004.
- [162] H. Luo, S. Ci, D. Wu, J. Wu, and H. Tang, *Quality-driven cross-layer optimized video delivery over LTE*, IEEE Communications Magazine, vol. 48, no. 2, pp. 102–109, Feb. 2010.
- [163] J. Xu, R. Hormis, and X. Wang, *MIMO video broadcast via transmit-precoding and SNR-scalable video coding*, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 28, no. 3, pp. 456–466, Apr. 2010.
- [164] D. Song and C. W. Chen, *Scalable H.264/AVC video transmission over MIMO wireless systems with adaptive channel selection based on partial channel information*, IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology, vol. 17, no. 9, pp. 1218–1226, Sep. 2007.
- [165] R. Hormis, E. Linzer, and X. Wang, *Adaptive mode and diversity-control for video transmission on MIMO wireless channels*, IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 57, no. 9, pp. 3624–3637, Sep. 2009.
- [166] O. Oyman and J. Foerster, *Distortion-aware MIMO link adaptation for enhanced multimedia communications*, In Proceedings of International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Workshops (PIMRC), Sep. 2010.
-

-
- [167] A. A. Khalek, C. Caramanis, and R. W. Heath Jr, *Video-aware MIMO precoding with packet prioritization and unequal modulation*, In Proceedings of European Signal Processing Conference (EUSIPCO), Aug. 2012.
- [168] A. A. Khalek, C. Caramanis, and R. W. Heath Jr, *Prioritized multimode precoding for joint minimization of sourcechannel video distortions*, In Proceedings of the IEEE Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers, Nov. 2012.
- [169] R. Heath Jr, S. Sandhu, and A. Paulraj, *Antenna selection for spatial multiplexing systems with linear receivers*, IEEE Communications Letters, vol. 5, no. 4, pp. 142–144, Apr. 2001.
- [170] E. Telatar, *Capacity of multi-antenna Gaussian channels*, European Transactions on Telecommunications, vol. 10, no. 6, pp. 585–595, Nov. 1999.
- [171] D. Love and R. Heath Jr., *Multimode precoding for MIMO wireless systems*, IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 53, no. 10, pp. 3674–3687, Oct. 2005.
- [172] D. Love and R. Heath, *Limited feedback unitary precoding for spatial multiplexing systems*, IEEE Transactions on Information Theory, vol. 51, no. 8, pp. 2967–2976, Aug. 2005.
- [173] A. Goldsmith, *Wireless communications*. Cambridge University Press, 2005.
- [174] D. Scott, *Multivariate density estimation*, vol. 139. Wiley Online Library, 1992.
- [175] *YUV Video Sequences*. <http://trace.eas.asu.edu/yuv/>.
- [176]] B. Bross, W.-J. Han, G. J. Sullivan, J.-R. Ohm, y T. Wiegand, *High Efficiency Video Coding (HEVC) Text Specification draft 9*, documento JCTVC-K1003, ITU-T/ISO/IEC Joint Collaborative Team on Video Coding (JCT-VC), Oct. 2012.
- [177] H. Samet, *The quadtree and related hierarchical data structures*, Comput. Survey, vol. 16, no. 2, pp. 187–260, Jun. 1984.
- [178] Gary J. Sullivan, Jens-Rainer Ohm, Woo-Jin Han, y Thomas Wiegand, *Overview of the High Efficiency Video Coding (HEVC) Standard*, IEEE transactions on circuits and systems for video technology, vol. 22, no. 12, pp.1649–1667, Dec. 2012.
- [179] T. Wiegand, G. J. Sullivan, G. Bjøntegaard, y A. Luthra, *Overview of the H.264/AVC video coding standard*, IEEE Trans. Circuits Syst. Video Technol., vol. 13, no. 7, pp. 560–576, Jul. 2003.
- [180] S. Wenger, *H.264/AVC over IP*, IEEE Trans. Circuits Syst. Video Technol., vol. 13, no. 7, pp. 645–656, Jul. 2003.
- [181] T. Stockhammer, M. M. Hannuksela, y T. Wiegand, *H.264/AVC in wireless environments*, IEEE Trans. Circuits Syst. Video Technol., vol. 13, no. 7, pp. 657–673, Jul. 2003.
-

- [182] D. Marpe, H. Schwarz, and T. Wiegand, *Context-adaptive binary arithmetic coding in the H.264/AVC video compression standard*, IEEE Trans. Circuits Syst. Video Technol., vol. 13, no. 7, pp. 620–636, Jul. 2003.
- [183] Jens-Rainer Ohm, Gary J. Sullivan, Heiko Schwarz, Thiow Keng Tan, and Thomas Wiegand, *"Comparison of the Coding Efficiency of Video Coding Standards ? Including High Efficiency Video Coding (HEVC)"*, Pre-Publication Draft, To Appear in IEEE Trans. on Circuits Syst. Video Technol., pp. 1-15, Dec. 2012.
-